

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 in 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 :

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

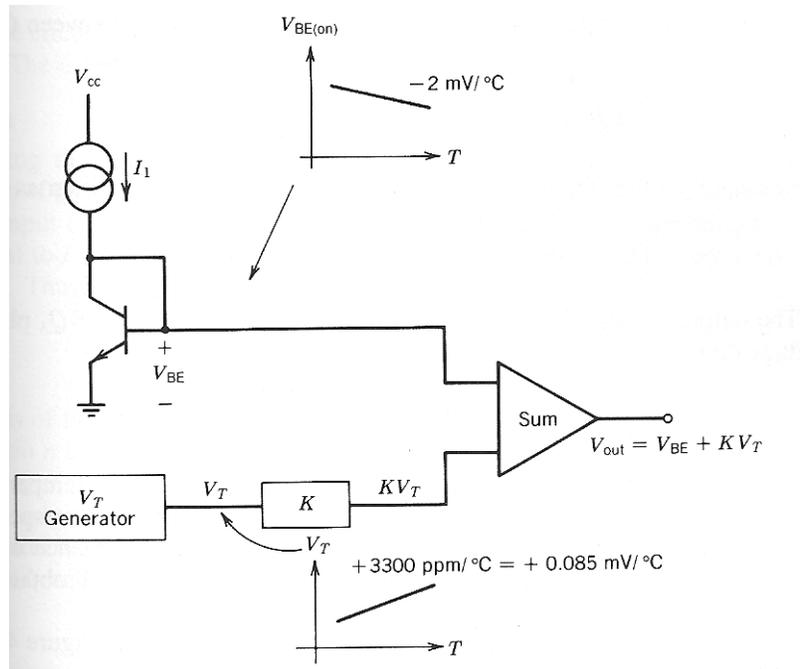
$$\frac{1}{V_T} \frac{\Delta V_T}{\Delta T} = \frac{1}{T} \approx \frac{87 \mu\text{V}/^\circ\text{C}}{26 \text{ mV}} = 0,00333/^\circ\text{C} \approx 3300 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$$

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:

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

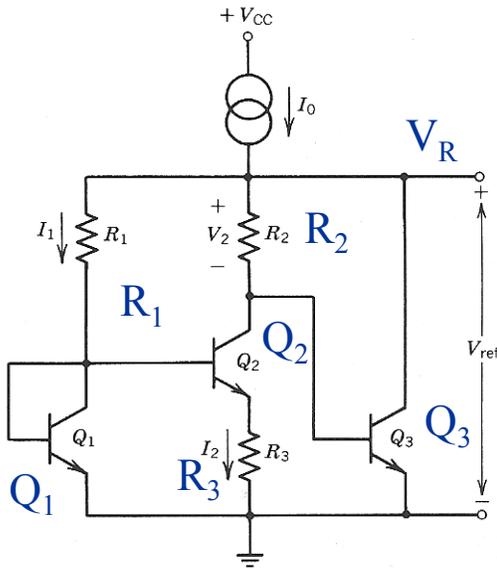
Ecco la ragione da cui deriva il nome del circuito sopra: il suo potenziale di uscita è circa uguale al gap energetico, espresso in eV, tra la banda di conduzione e la banda di valenza del Si.

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:

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

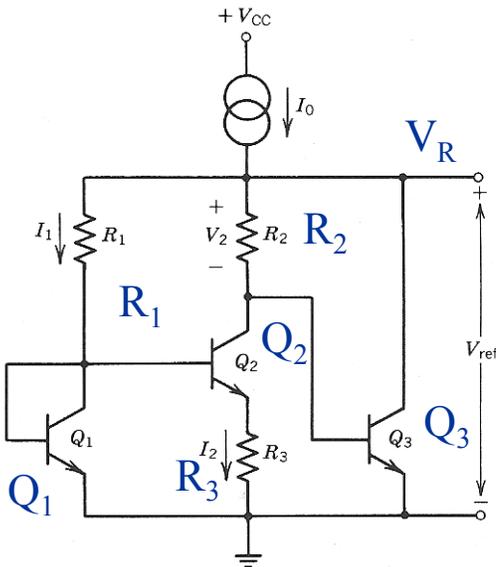
1.1 band-gap reference (V)

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:

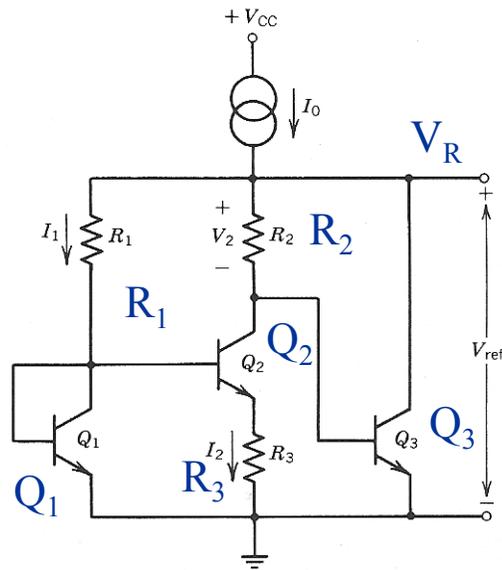
$$R_3 = \frac{R_2}{K} \ln(2) = 1.205 \text{ K}\Omega$$

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.

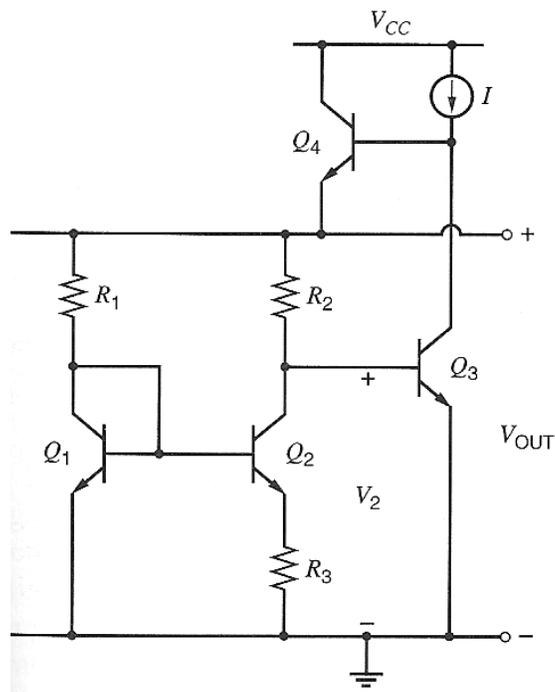
In pratica però derive dell'ordine di 20 – 50 ppm/°C sono facilmente raggiungibili. Si noti che 30 ppm/°C sono comunque 2 ordini di grandezza più piccoli che la deriva di partenza.

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.

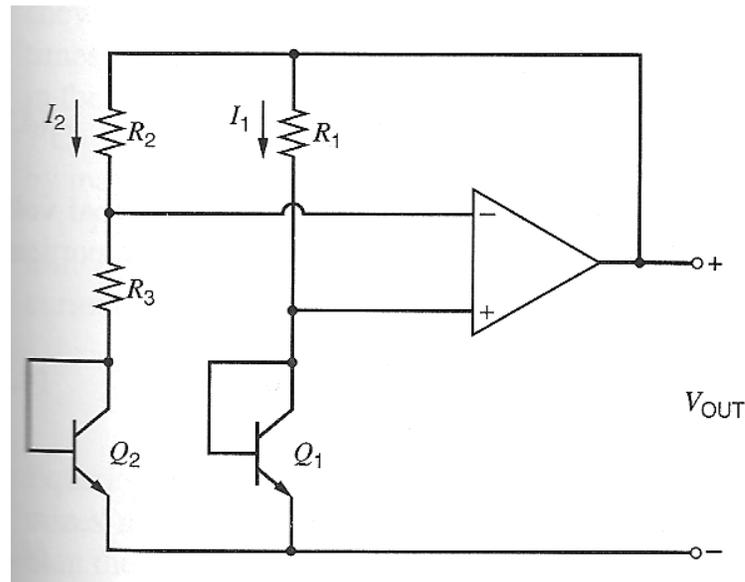


Una forma che consente di pilotare carichi con corrente addizionale, molto elegante, è quella con l'aggiunta del transistor Q_4 :



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 $V_{-} \approx V_{+} = V_{B1}$:

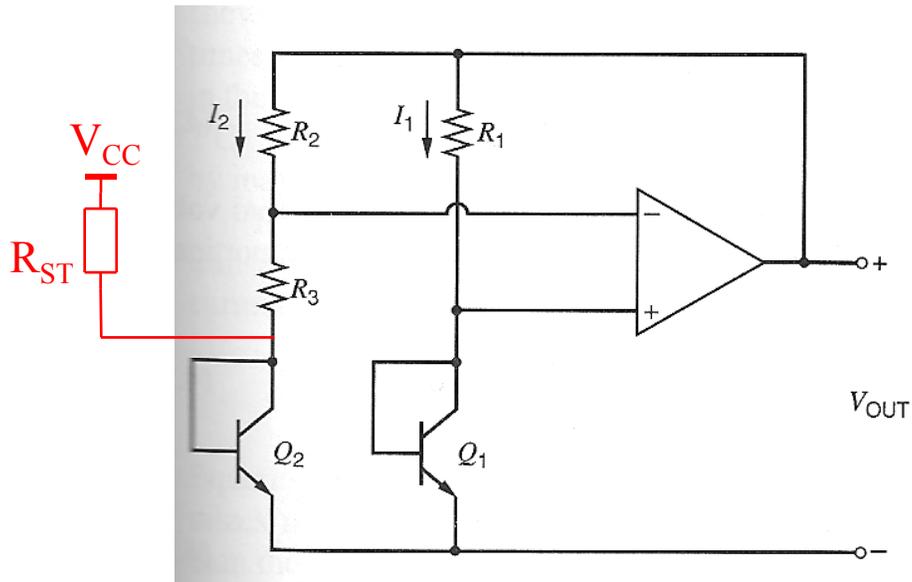
$$\begin{cases} V_{\text{out}} - V_{B1} = I_2 R_2 \\ V_{\text{out}} - V_{B1} = I_1 R_1 \end{cases} \Rightarrow \frac{I_2 R_2}{I_1 R_1} = 1 \quad I_1 = \frac{R_2}{R_1} I_2$$

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:

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



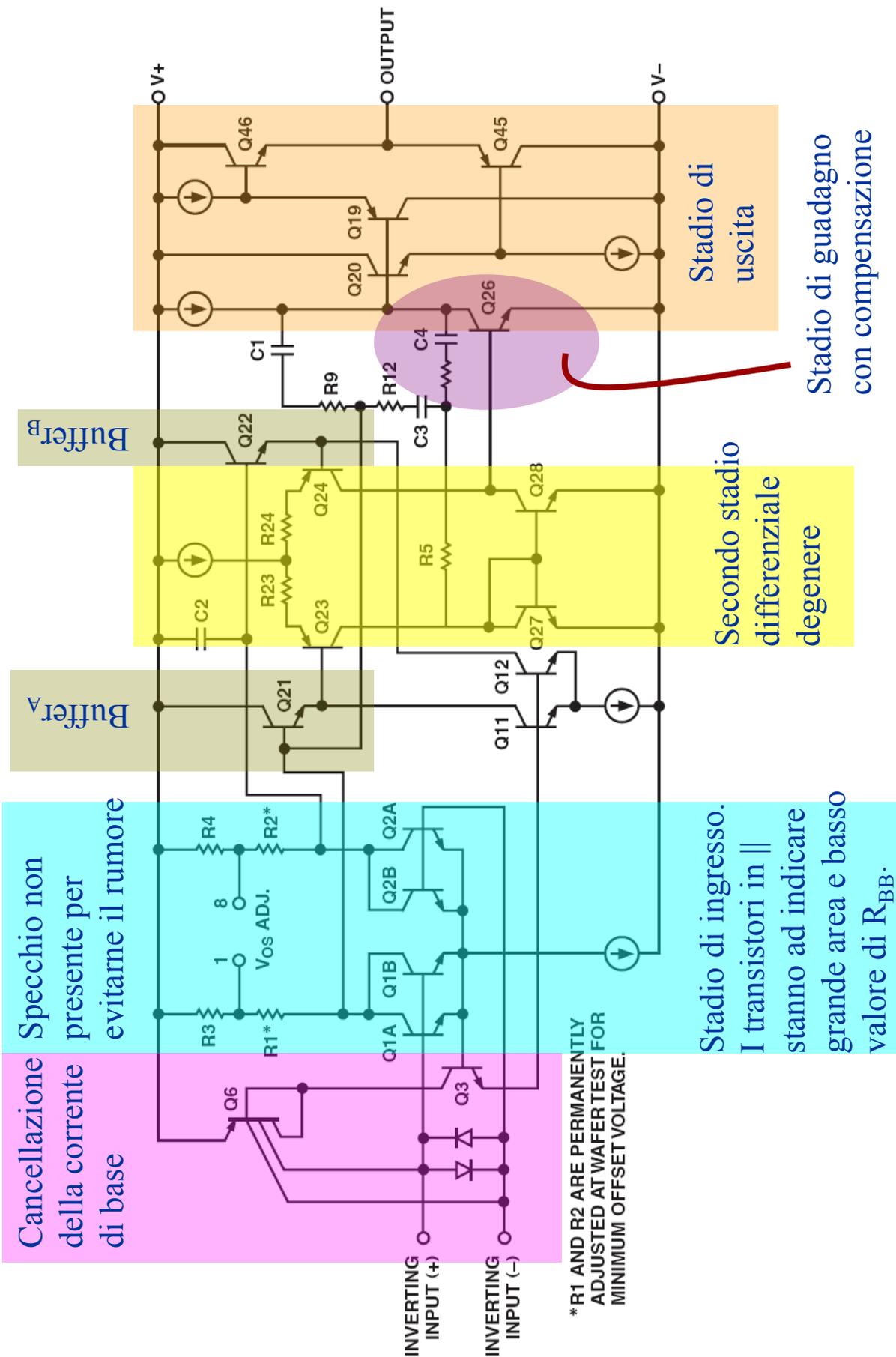
Le soluzioni auto-polarizzate come questa soffrono tutte di un problema comune: quello di avere 2 stati stabili di lavoro.

Uno dei 2 stati è quello che abbiamo calcolato.

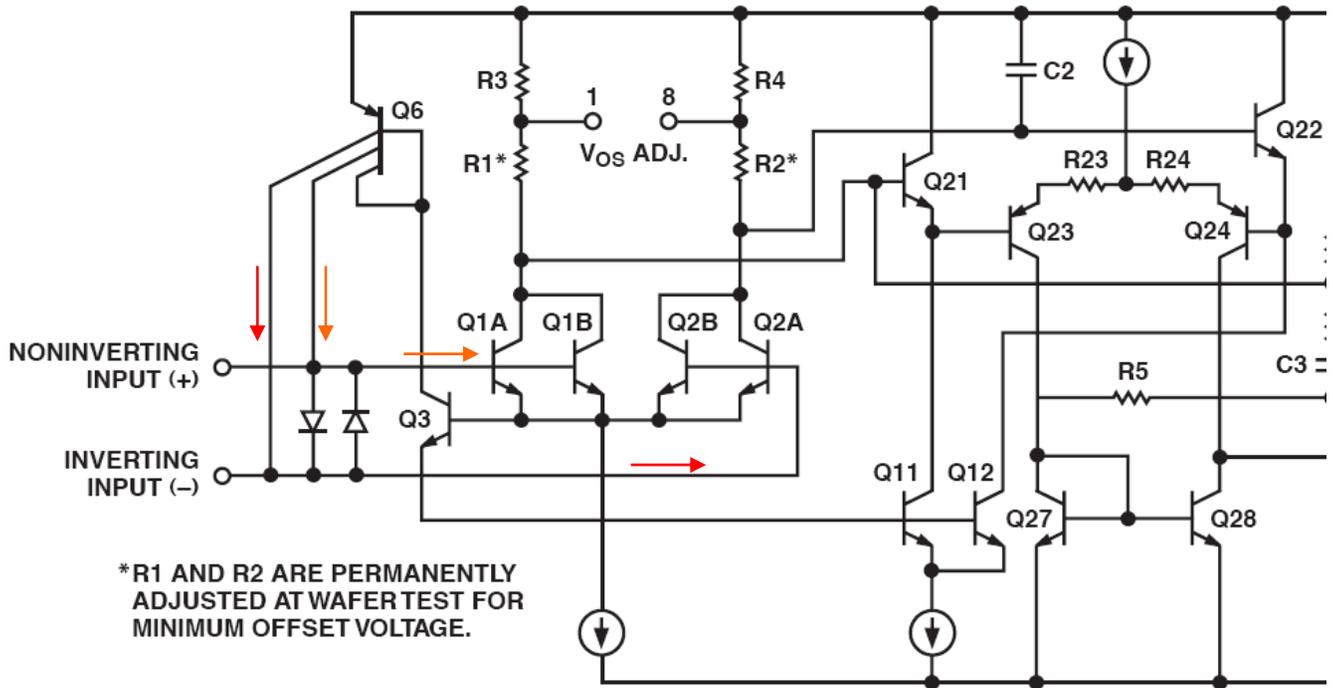
L'altro è più triviale: la condizione in cui le correnti, quindi le V_{BE} dei transistori siano completamente nulle. Nella rete sopra la condizione in cui $V_{out}=0$ e $V_{B1}=V_{B2}=0$ V è anche uno stato ammesso. Per garantire che all'accensione lo stato di lavoro sia quello desiderato occorre aggiungere 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 transistor fuori dalla condizione di lavoro non voluta. È ovvio che la corrente introdotta genera errore che si traduce in perdita di precisione.

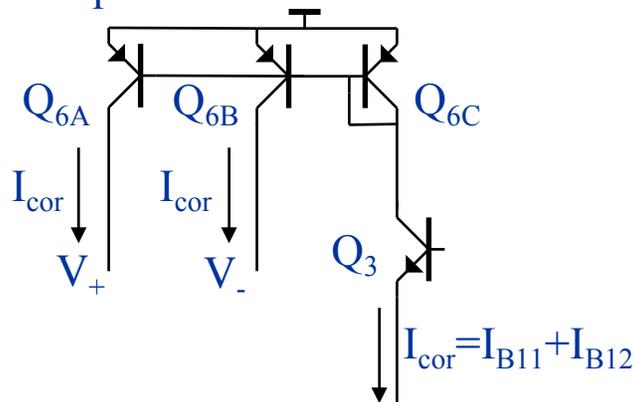
Esiste tutto un mondo di soluzioni che cercano di annullare l'effetto di R_{ST} dopo l'accensione.



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

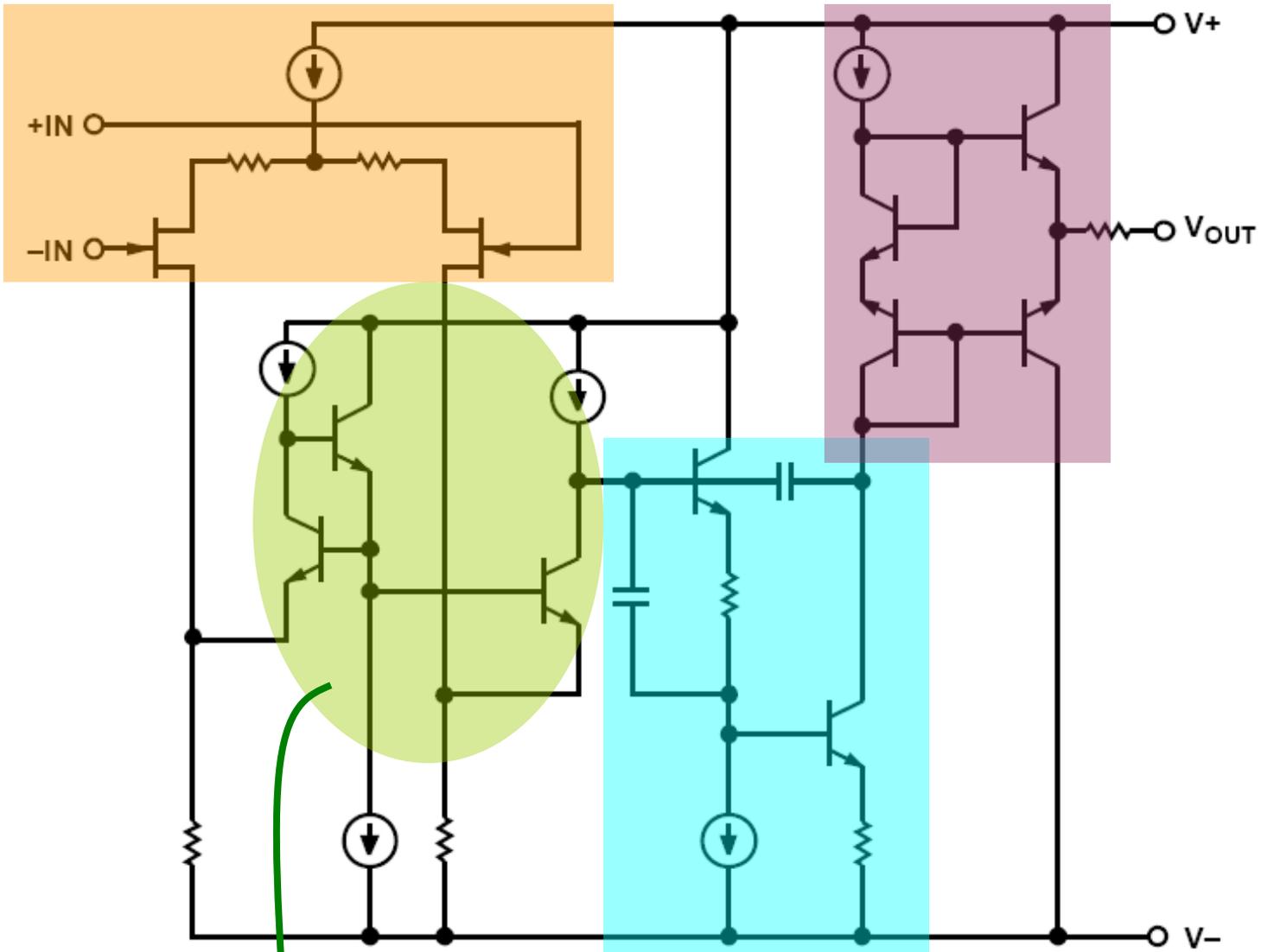


Figure 39. Simplified Schematic (1/2 OP249)

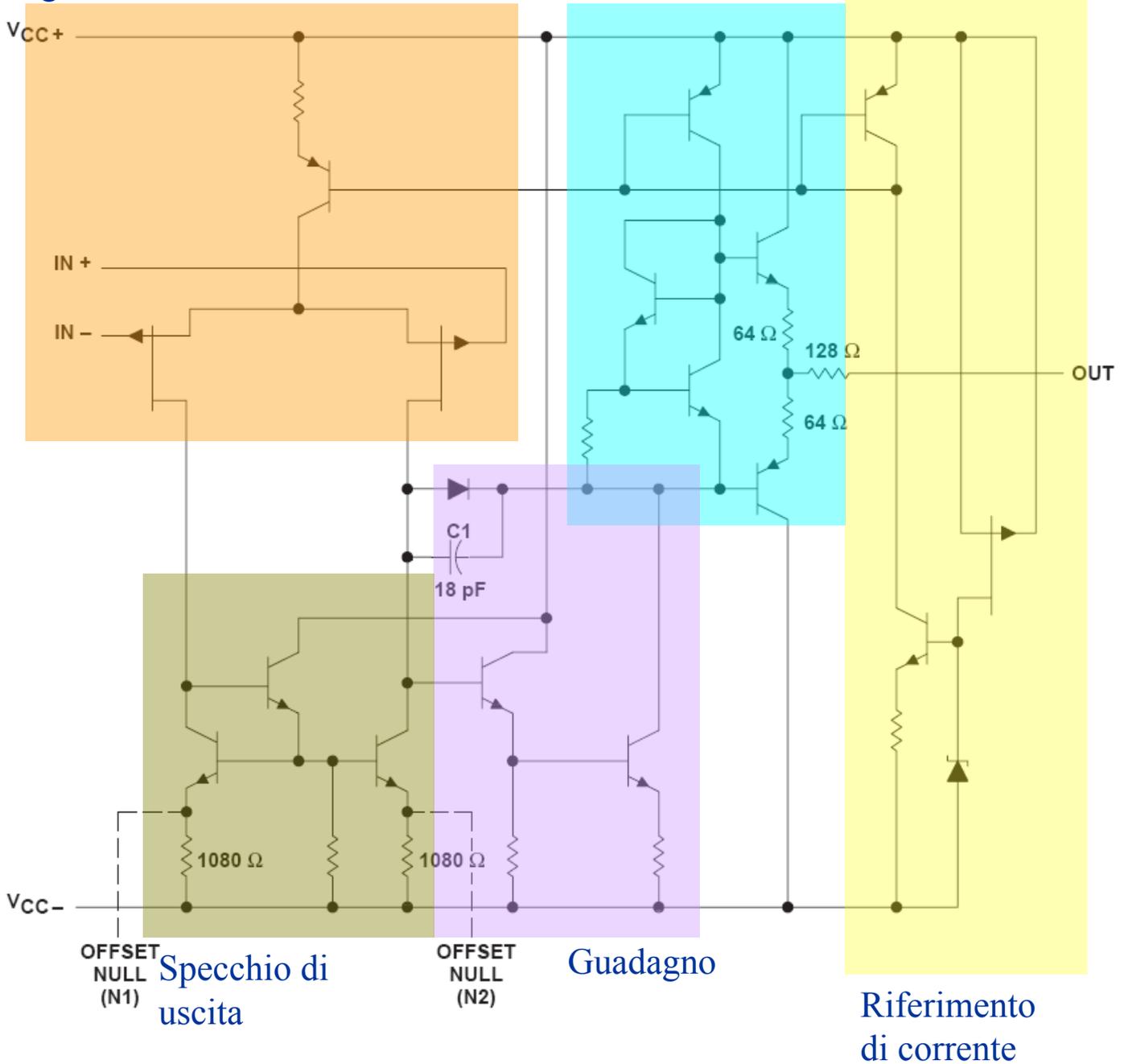
Stadio di guadagno
con compensazione

Specchio di uscita

Classico e storico AO a JFET-p: il TL071

JFET-p di ingresso con generatore di corrente

Uscita in AB



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

APPLICATIONS

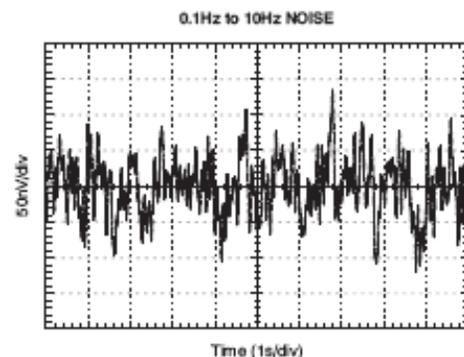
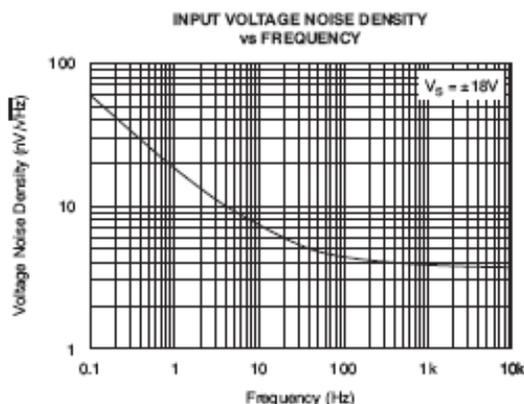
- ADC DRIVERS
- DAC OUTPUT BUFFERS
- TEST EQUIPMENT
- MEDICAL EQUIPMENT
- PLL FILTERS
- SEISMIC APPLICATIONS
- TRANSIMPEDANCE AMPLIFIERS
- INTEGRATORS
- ACTIVE FILTERS

DESCRIPTION

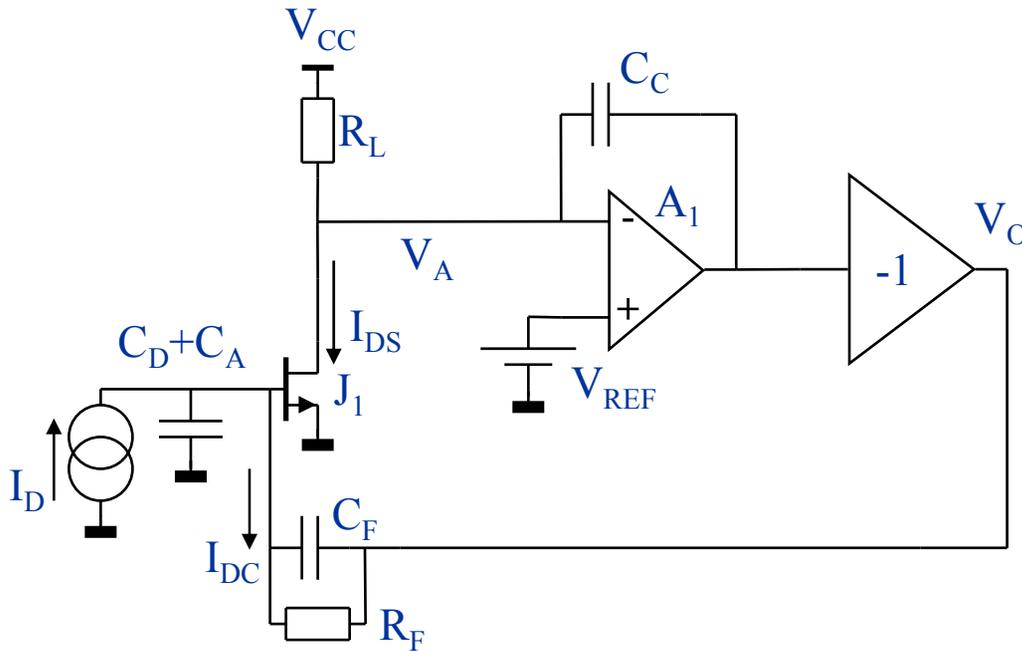
The OPA827 series of JFET operational amplifiers combine outstanding dc precision with excellent ac performance. These amplifiers offer low offset voltage ($150\mu\text{V}$, max), very low drift over temperature ($1.5\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, typ), low bias current (15pA , typ), and very low 0.1Hz 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 $+125^\circ\text{C}$.



Schema di un preamplificatore di carica (1)



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.

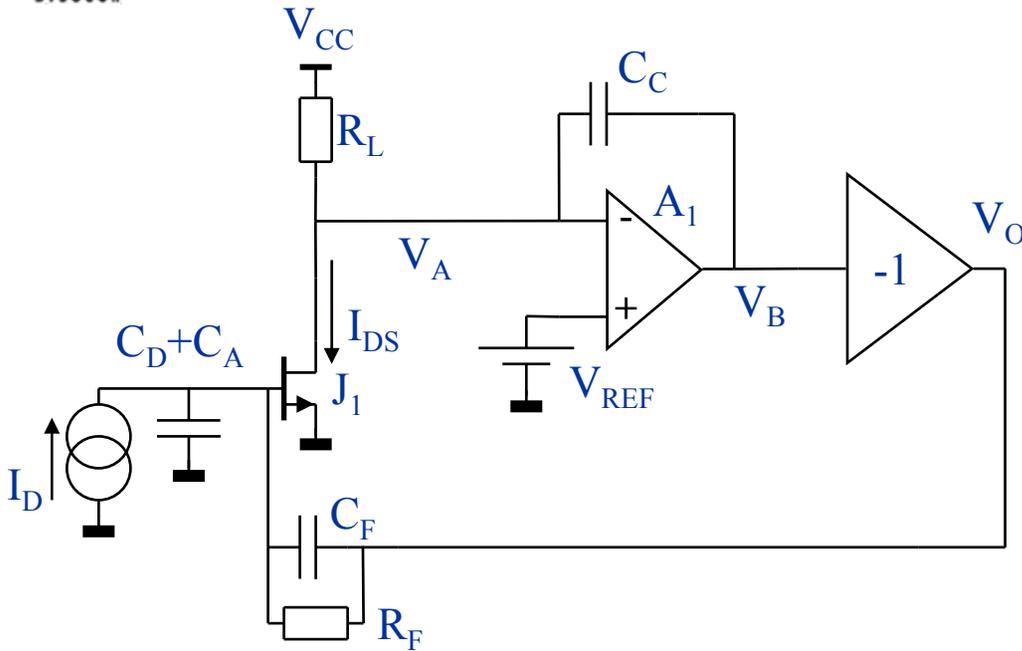
Se V_o ha un valore finito anche all'ingresso del buffer a guadagno -1 troveremo un valore finito. Perciò l'AO A_1 dovrà avere $V_+ \approx V_- \approx V_{REF}$. Dal momento che la corrente di ingresso di A_1 è trascurabile avremo che $I_{DS} = (V_{CC} - V_{REF}) / R_L$.

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

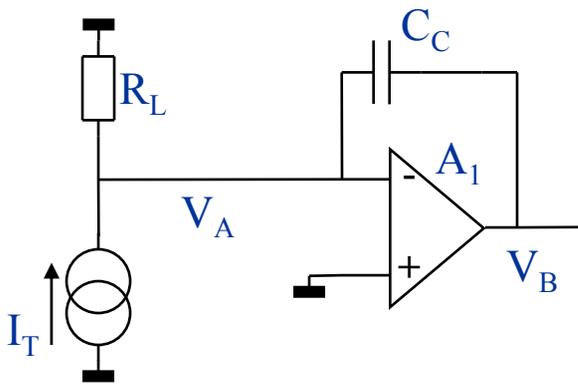
Di conseguenza siamo in grado di dire che: $V_o = V_{GS} - I_{DC} R_F$, dove I_{DC} è la somma delle correnti di gate di J_1 , spesso di valore trascurabile in un JFET, e del rivelatore.

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)



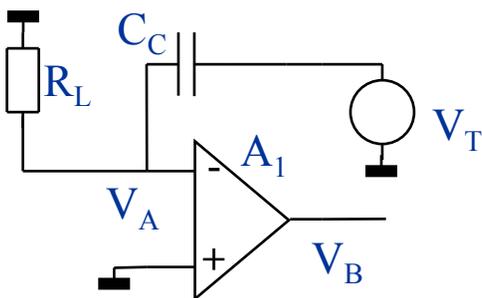
Nella rete sopra abbiamo 2 strutture reazionate nidificate. Conviene modellizzare la struttura più interna per potere semplificare l'analisi.



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

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

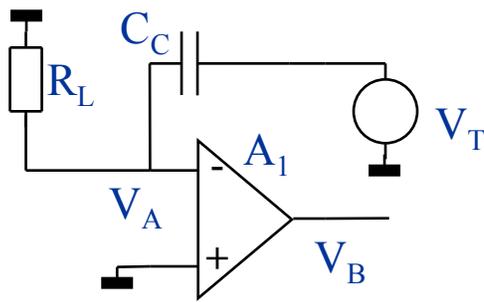
Valutiamo ora il guadagno di anello T nell'ipotesi che l'impedenza di uscita di A_1 sia trascurabile e la sua impedenza di ingresso sia ∞ e che:



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

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

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:

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

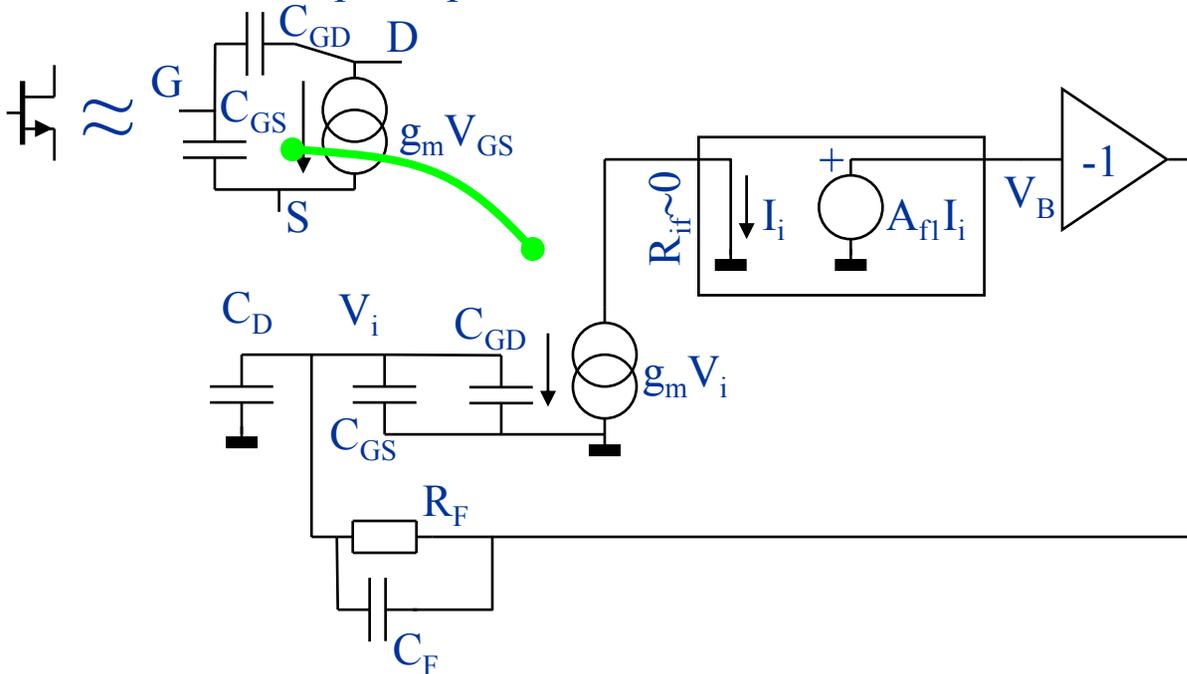
Schema di un preamplificatore di carica (4)

Perciò:

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

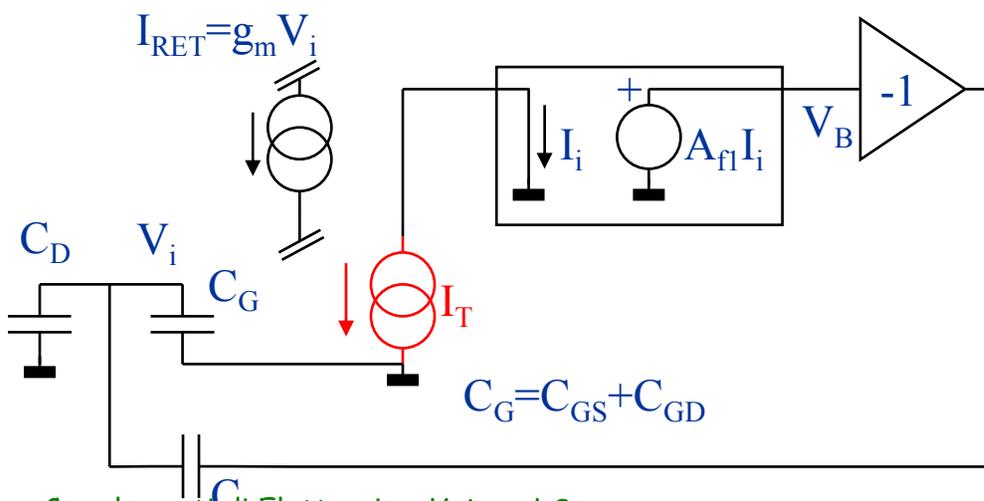
$$\approx -\frac{1}{s C_C} \frac{1}{\left(s \tau_{A1} / A_{10} + 1\right)} = -\frac{1}{s C_C} \frac{1}{\left(s / \omega_{T1} + 1\right)}$$

Il modello del preamplificatore diviene ora:

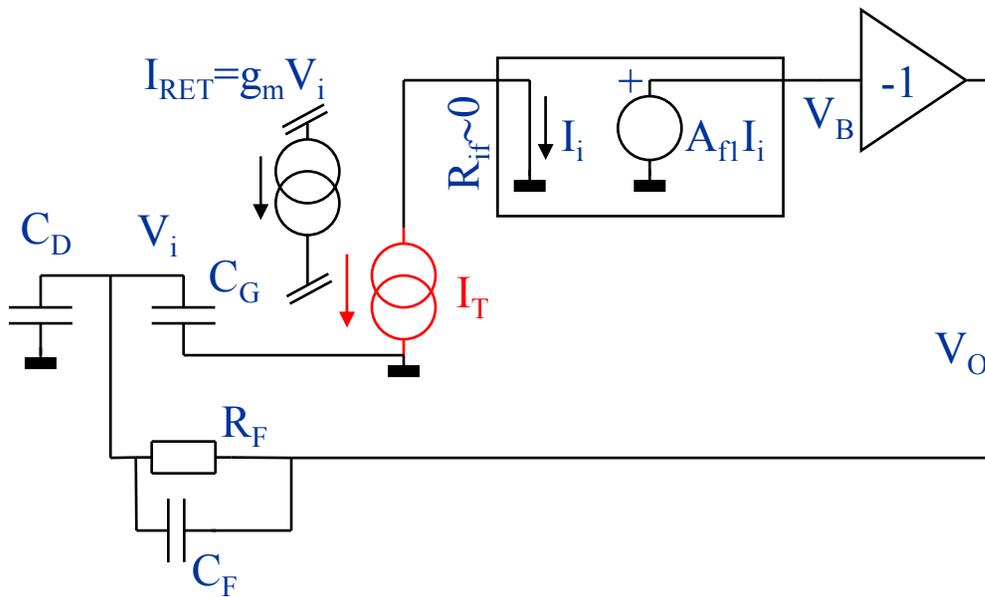


Nel circuito sopra anche il transistor è stato sostituito dal suo modello per piccoli segnali.

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:

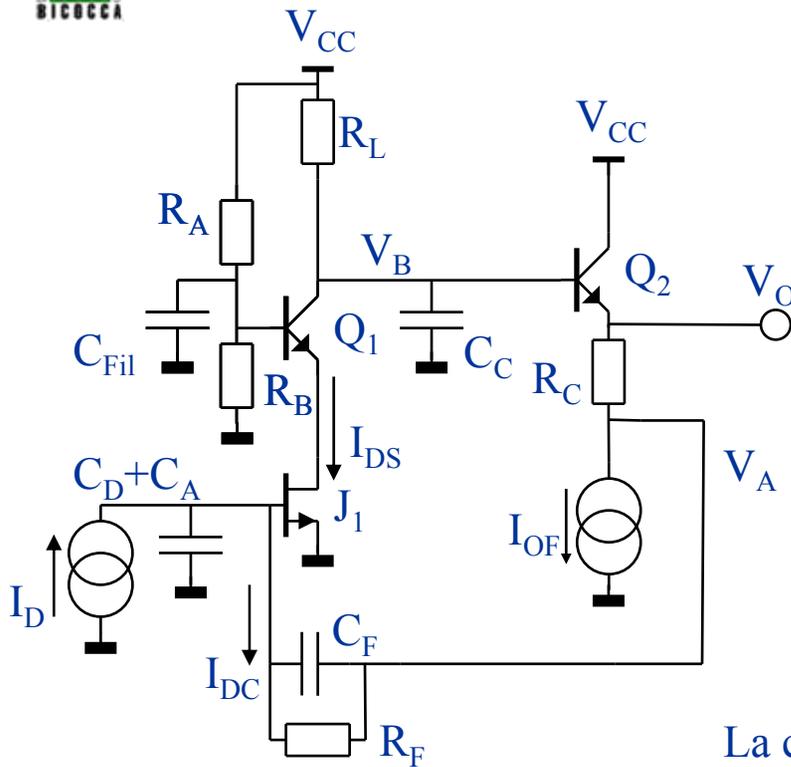
$$\begin{aligned} \Phi(0.7\omega_{out}) &= -90^\circ - \text{atn}(0.7\omega_{out}/\omega_T) - \text{atn}(0.7\omega_{out}) \\ &= -90^\circ - 3.5^\circ - 35^\circ = -128.5^\circ \end{aligned}$$

Quindi dal nuovo T si ricava la capacità di compensazione.

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

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

Schema di un preamplificatore di carica classico (1)



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 transistor J_1 è:

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

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

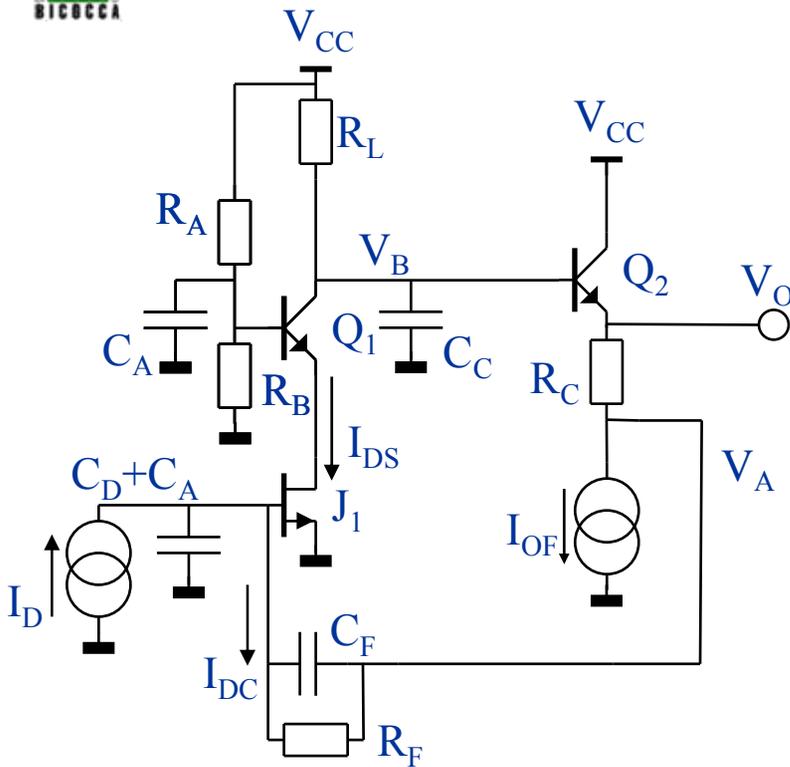
$$V_{DS} = \frac{R_B}{R_A + R_B} V_{CC} - V_{BEQ1} \quad V_{CEQ1} = V_B - \left(\frac{R_B}{R_A + R_B} V_{CC} - V_{BEQ1} \right)$$

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.

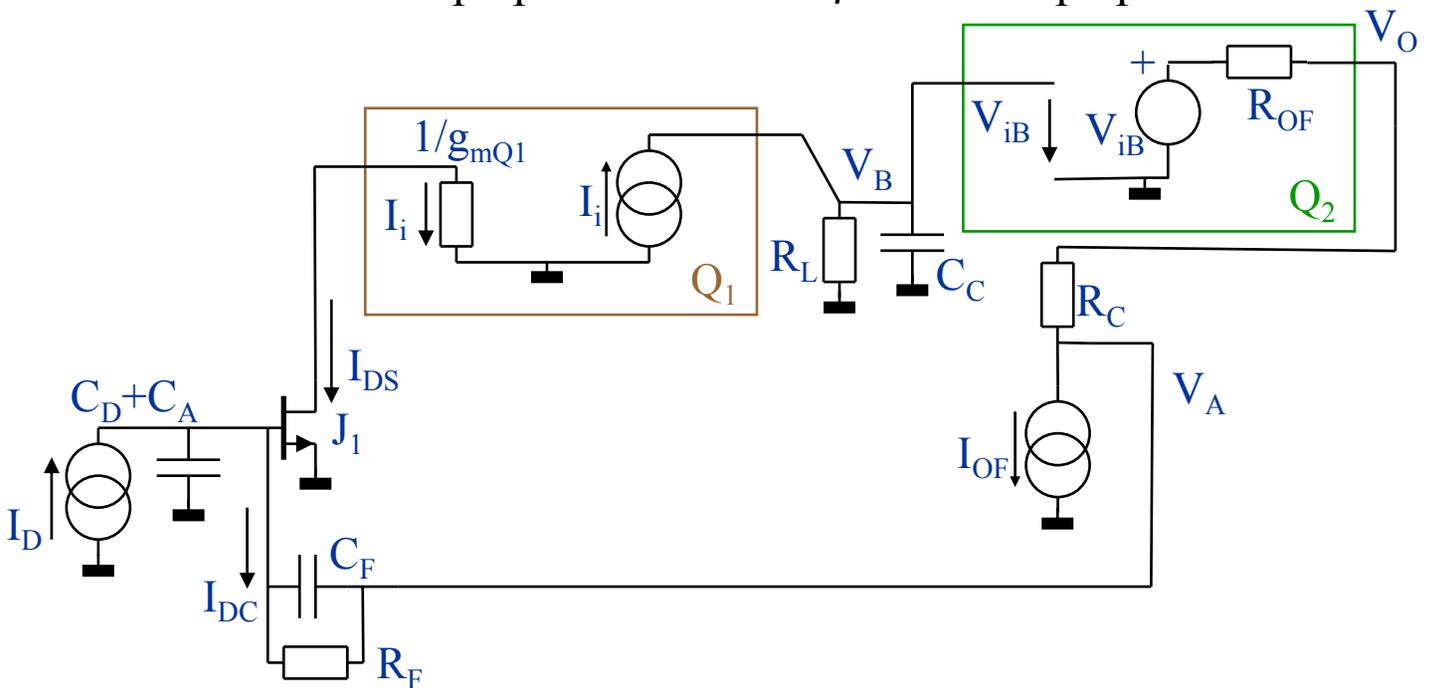
Schema di un preamplificatore di carica classico (2)



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:

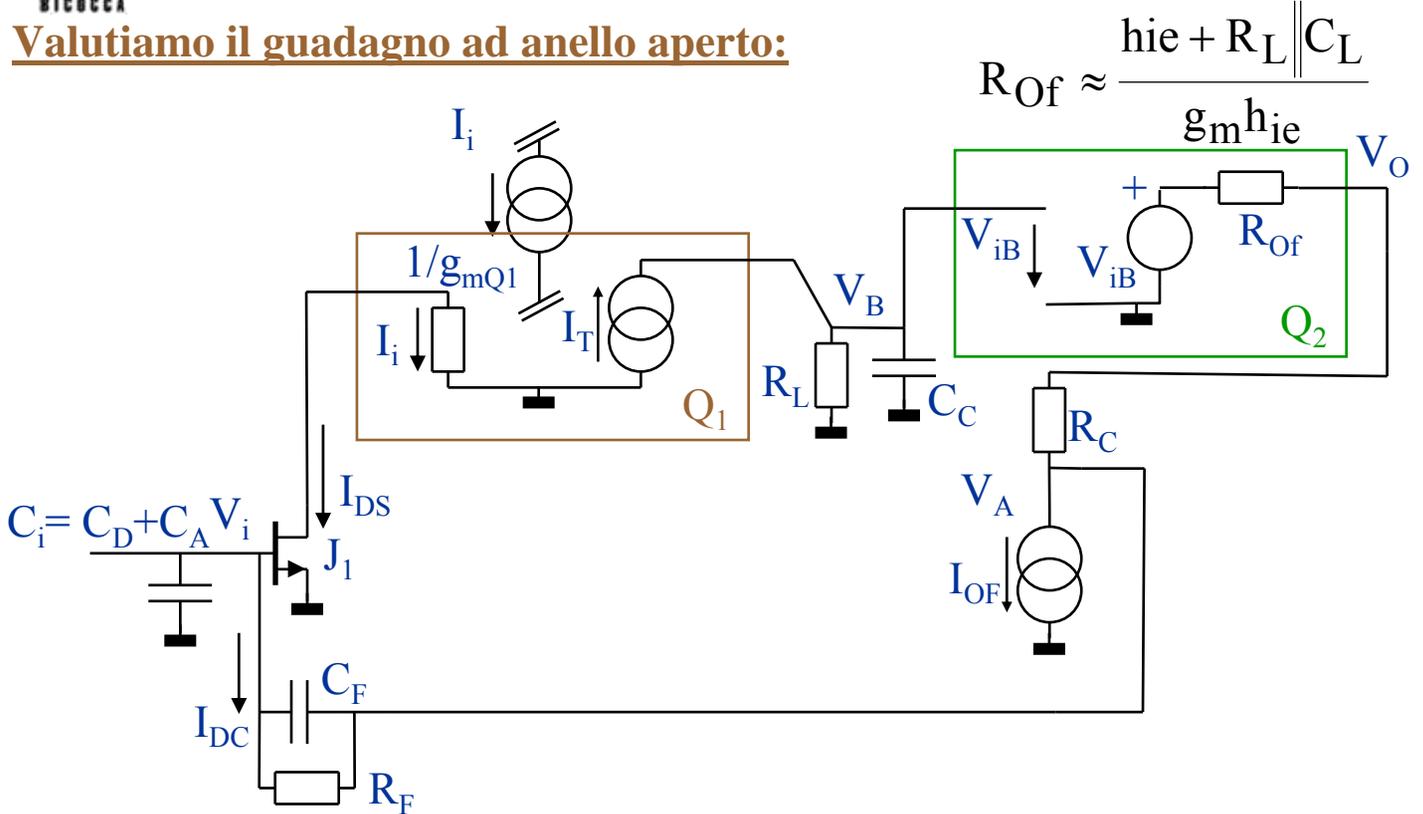
$$V_O = -\frac{R_F}{1 + sC_F R_F} I_D \Rightarrow \frac{1}{\beta} = -\frac{R_F}{1 + sC_F R_F}$$



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:



$$R_{Of} \approx \frac{h_{ie} + R_L \parallel C_L}{g_m h_{ie}}$$

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:

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

Schema di un preamplificatore di carica classico (4)

Sicuramente il polo τ_C è a 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:

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

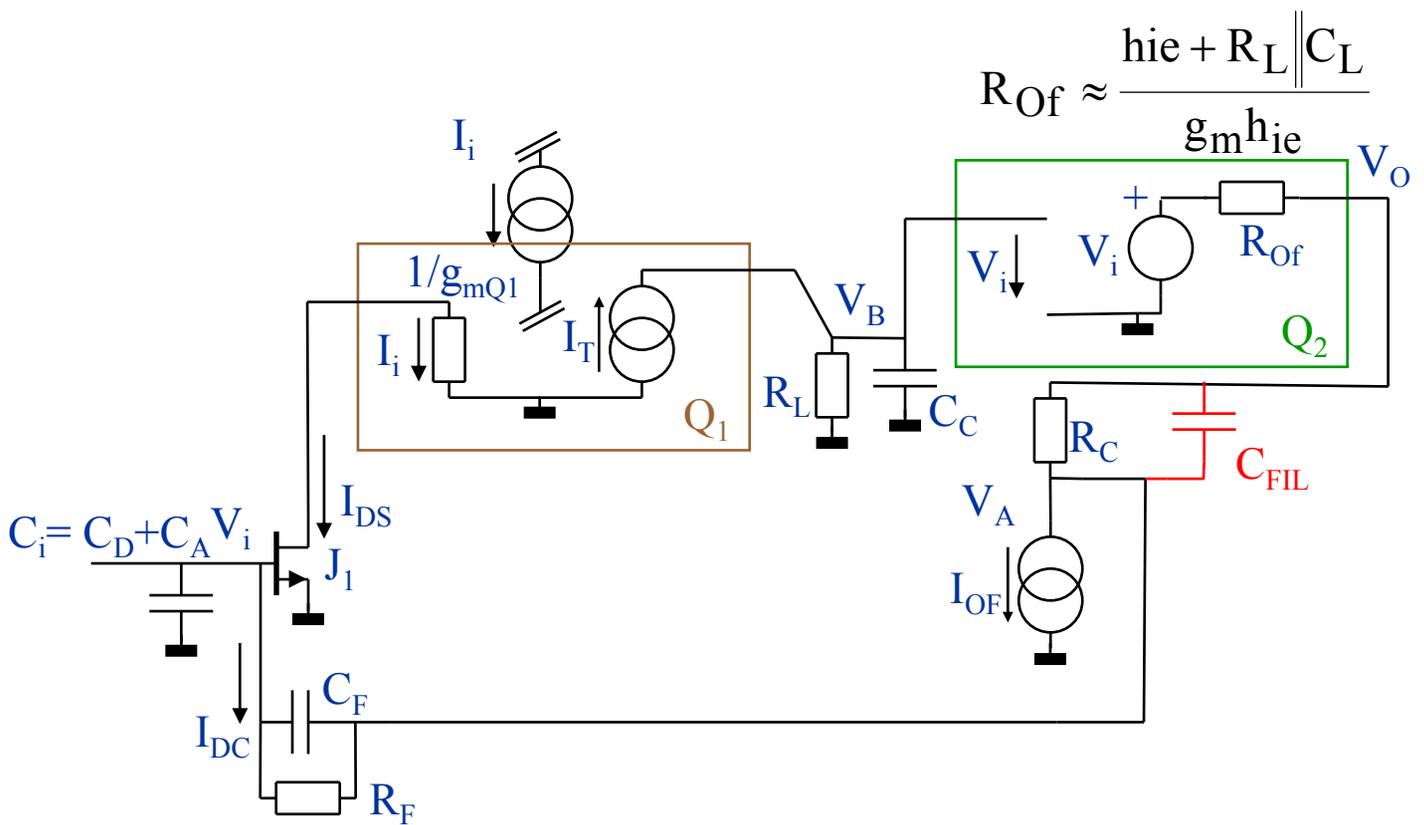
Da cui:

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

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 transistor di uscita.

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.