

Specchio di corrente cascode con amplificazione della corrente di base

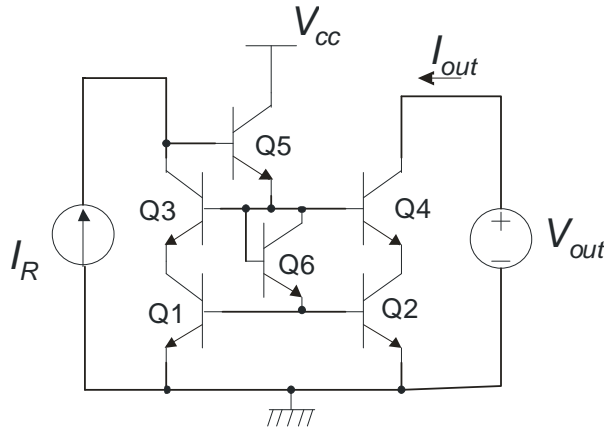


Figura 1: Specchio di corrente cascode a BJT con amplificazione della corrente di base.

Calcolo del contributo delle correnti di base all'errore sul valore del guadagno dello specchio (I_{out}/I_R) rispetto al valore nominale $area_2/area_1$.

In condizioni nominali, sappiamo che, con ottima approssimazione:

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{area_2}{area_1}$$

Per quanto riguarda I_R , possiamo scrivere:

$$I_R = I_{C3} + I_{B5} = I_{E3} - I_{B3} + I_{B5}$$

Quindi:

$$I_R = I_{C1} - I_{B3} + I_{B5}$$

Per quanto riguarda I_{out} :

$$I_{C2} = I_{E3} = I_{C4} + I_{B4}$$

Quindi, siccome $I_{C4} = I_{out}$:

$$I_{out} = I_{C2} - I_{B4}$$

Pertanto:

$$\frac{I_{out}}{I_R} = \frac{I_{C2} - I_{B4}}{I_{C1} - I_{B3} + I_{B5}} = \frac{I_{C2} - \frac{I_{C4}}{\beta_4}}{I_{C1} - \frac{I_{C3}}{\beta_3} + I_{B5}}$$

Introducendo le seguenti approssimazioni, valide solo al fine del calcolo delle correnti di base:

$$I_{C4} \cong I_{C2} ; I_{C3} \cong I_{C1} \tag{1}$$

si ottiene:

$$\frac{I_{out}}{I_R} = \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \frac{1 - \frac{1}{\beta_4}}{1 - \frac{1}{\beta_3} + \frac{I_{B5}}{I_{C1}}} = k_s \frac{1 - \frac{1}{\beta_4}}{1 - \frac{1}{\beta_3} + \frac{I_{B5}}{I_{C1}}} \tag{2}$$

Ma:

$$I_{B5} = \frac{I_{E5}}{\beta_5 + 1} = \frac{I_{B1} + I_{B2} + I_{B3} + I_{B4}}{\beta_5 + 1} = \frac{\frac{I_{C1}}{\beta_1} + \frac{I_{C2}}{\beta_2} + \frac{I_{C3}}{\beta_3} + \frac{I_{C4}}{\beta_4}}{\beta_5 + 1} \quad (3)$$

Quindi, considerando le approssimazioni (1) e supponendo che $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = \beta_4 = \beta$:

$$\frac{I_{B5}}{I_{C1}} \cong 2 \frac{1 + k_s}{(\beta_5 + 1)\beta} \quad (4)$$

Il termine I_{B5}/I_{C1} è quindi dell'ordine di $1/\beta^2$. Applicando l'approssimazione di Taylor al denominatore di (2), si ottiene.

$$\frac{I_{out}}{I_R} \cong k_s \left(1 - \frac{1}{\beta_4} \right) \left(1 + \frac{1}{\beta_3} - \frac{I_{B5}}{I_{C1}} \right)$$

Trascurando i termini di ordine $1/\beta^3$:

$$\frac{I_{out}}{I_R} \cong k_s \left(1 - \frac{1}{\beta_4} + \frac{1}{\beta_3} - \frac{1}{\beta_3\beta_4} - \frac{I_{B5}}{I_{C1}} \right) = k_s \left(1 + \frac{\beta_3 - \beta_4}{\beta_3\beta_4} - \frac{1}{\beta_3\beta_4} - \frac{I_{B5}}{I_{C1}} \right)$$

Con un buon matching tra β_3 e β_4 , la differenza $\beta_3 - \beta_4$ si può ridurre a poche unità e pertanto l'errore relativo sul guadagno dello specchio:

$$e_r = \left(\frac{\beta_3 - \beta_4}{\beta_3\beta_4} - \frac{1}{\beta_3\beta_4} - \frac{I_{B5}}{I_{C1}} \right),$$

risulta composto da soli termini dell'ordine di $1/\beta^2$.

Specchio di corrente di Wilson

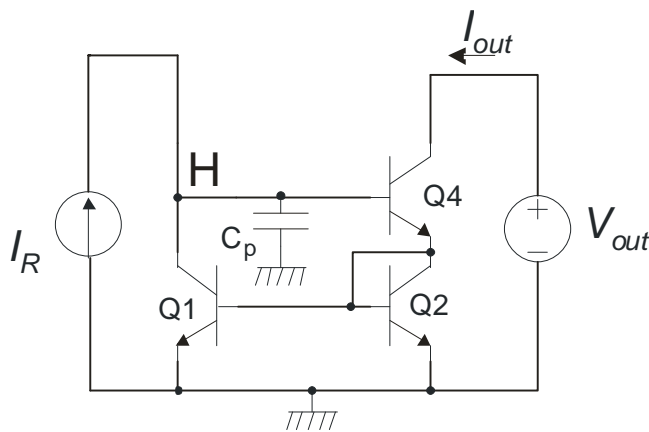


Figura 2: Specchio di corrente di Wilson a tre BJT.

Principio di funzionamento:

Questo specchio può essere scomposto in un blocco di azione (Q4) e un blocco di reazione costituito dallo specchio semplice Q2-Q1, connesso in modo da riportare la corrente di uscita verso l'ingresso. Il blocco di azione viene comandato dalla tensione sul nodo H (V_H) in modo tale da fare sì che la corrente

assorbita da Q1 sia, a meno della corrente di base di Q4, uguale alla corrente in ingresso (I_R). Per capire come ciò avvenga, possiamo considerare il transitorio di accensione. Questo, illustrato nella Fig.3, prevede che la I_R passi da 0 al valore finale nell'istante t_1 .

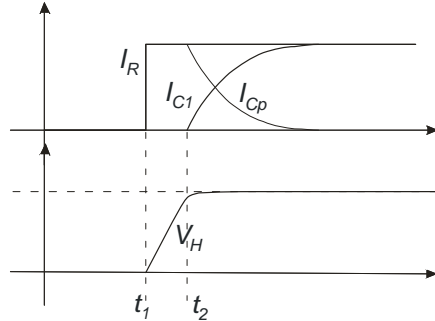


Figura 3: Transitorio di accensione dello specchio di Wilson.

Per quanto riguarda la V_{out} , si supponga che sia già al valore richiesto (superiore alla V_{min} , da determinare in seguito). Prima di t_1 , la corrente di base di Q4 è nulla, pertanto Q4 è interdetto e $I_{E4}=0$. Quindi nessuna corrente entra nello specchio semplice Q2-Q1, ovvero $I_{C1}=0$. Questa situazione si protrae anche negli istanti immediatamente successivi a t_1 , in quanto le capacità parassite manterranno i transistori in interdizione. Focalizziamoci sulla capacità parassita indicata in figura con C_p ed indichiamo con I_{Cp} la corrente che entra in essa. Semplificando, la C_p si può considerare rappresentativa di tutte le capacità parassite che hanno un terminale in H. Possiamo scrivere:

$$\frac{dV_H}{dt} = \frac{I_{Cp}}{C_p} \quad \text{con: } I_{Cp} = I_R - I_{C1} - I_{B4} \quad (5)$$

Negli istanti immediatamente successivi a t_1 , la I_{Cp} coincide con la I_R , visto che $I_{B4}=I_{C1}=0$. Questa situazione rimane invariata fino all'istante t_2 , in cui la V_H raggiunge una tensione sufficiente ad accendere le giunzioni V_{BE2} e V_{BE4} . Questa tensione sarà di poco inferiore alla V_γ dei BJT interessati, considerando, in modo qualitativo, che la V_γ è la tensione in cui i transistori portano la corrente finale. Non appena Q4 si accende, la sua corrente aumenta esponenzialmente con la tensione V_H . La corrente di Q4 viene riflessa all'indietro dallo specchio Q2-Q1, per cui, trascurando le correnti di base:

$$I_{C1} \cong \frac{area_1}{area_2} I_{E4} \cong \frac{1}{k_S} I_{out} \quad \text{dove: } k_S \cong \frac{area_2}{area_1} \quad (6)$$

Considerando la (5) e trascurando la I_{B4} , otteniamo che la tensione V_H si stabilizzerà (derivata nulla) quando I_{C1} raggiungerà il valore di I_R . Quindi, considerando la (6) con la situazione di regime $I_{C1}=I_R$:

$$I_{out} \cong k_S I_R$$

Si può facilmente dimostrare che la reazione è negativa supponendo che la I_{out} subisca un aumento (per esempio per un disturbo). Questa variazione si riflette all'indietro (ovvero su I_{C1}), e pertanto non ci sarà più equilibrio al nodo H. Una corrente negativa scorrerà in C_p innescando una diminuzione della tensione V_H . Questa variazione ridurrà la corrente in Q4, opponendosi all'iniziale aumento. Ovviamente questo è vero in continua e a basse frequenze, dove i transistori si possono considerare "resistivi" (facendo eccezione per la sola C_p). Per garantire la stabilità di questo anello di reazione occorre prendere in considerazione tutta la risposta in frequenza del guadagno di anello ed applicare, se

necessario, tecniche di compensazione. La tecnica più comune è aumentare la capacità C_p mediante l'inserimento di una capacità aggiuntiva tra H e massa. L'analisi dei problemi di stabilità esula da questa trattazione.

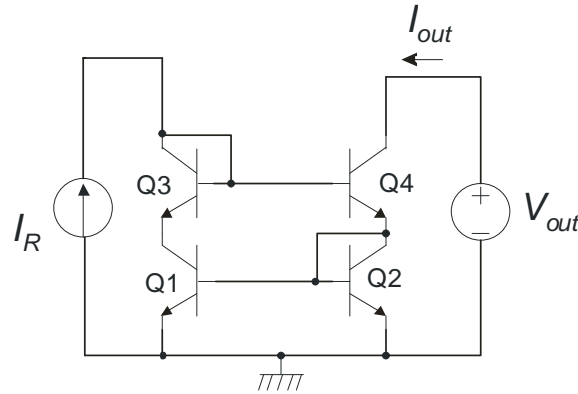


Figura 4: Specchio di corrente di Wilson a quattro transistori.

Un problema che si incontra con lo specchio di Wilson a tre transistori è il fatto che Q2 e Q1 lavorano con tensioni V_{CE} diverse. Infatti, $V_{CE2}=V_{BE2}$. $V_{CE1}=V_{BE2}+V_{BE4}$. Per ovviare a questo problema, che introduce un errore sistematico sul kS, si ricorre allo specchio di Wilson a quattro transistori, mostrato in Fig. 4. Il principio di funzionamento è perfettamente analogo, con la sola differenza che Q3 produce una traslazione di una V_{BE} rispetto a V_H , per cui adesso: $V_{CE1}=V_H-V_{BE3}=V_{BE2}+V_{BE4}-V_{BE3}$. Con un dimensionamento analogo a quello degli specchi cascode, ovvero:

$$\frac{area_4}{area_3} = k_S$$

Si ottiene che $V_{BE3}=V_{BE4}$, per cui $V_{CE1}=V_{BE2}=V_{CE2}$, come richiesto.

Calcolo del contributo delle correnti di base all'errore sul valore del guadagno dello specchio (I_{out}/I_R) rispetto al valore nominale $area_2/area_1$.

Dal punto di vista dell'effetto delle correnti di base, le versioni a tre e quattro transistori sono completamente equivalenti, in quanto Q3 è un bipolo (diodo). La I_R risulta legata alla I_{C1} da:

$$I_R = I_{C1} + I_{B4}$$

La I_{out} , invece, risulta:

$$I_{out} = I_{C4} = I_{E4} - I_{B4} \quad \text{con} \quad I_{E4} = I_{C2} + I_{B2} + I_{B1}$$

Quindi, il rapporto I_{out}/I_R risulta:

$$\frac{I_{out}}{I_R} = \frac{I_{C2} + I_{B2} + I_{B1} - I_{B4}}{I_{C1} + I_{B4}}$$

Facendo le solite approssimazioni, valide solo ai fini dell'errore sulle correnti di base: $I_{C4} \cong I_{C2}$. Si ha:

$$\frac{I_{out}}{I_R} \cong \frac{I_{C2} + \frac{I_{C2}}{\beta_2} + \frac{I_{C1}}{\beta_1} - \frac{I_{C2}}{\beta_4}}{I_{C1} + \frac{I_{C2}}{\beta_4}} = \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \frac{1 + \frac{1}{\beta_2} + \frac{1}{k_s \beta_1} - \frac{1}{\beta_4}}{1 + \frac{k_s}{\beta_4}}$$

Applicando la solita approssimazione di Taylor per portare il denominatore a numeratore otteniamo:

$$\frac{I_{out}}{I_R} \cong k_s \left[1 + \left(\frac{1}{\beta_2} - \frac{1}{\beta_4} \right) + \left(\frac{1}{k_s \beta_1} - \frac{k_s}{\beta_4} \right) + O\left(\frac{1}{\beta^2} \right) \right] \quad (7)$$

Dove $O(1/\beta^2)$ indica termini che vanno a zero almeno come $1/\beta^2$.

Il primo termine di errore nella parentesi quadra è dell'ordine di $1/\beta^2$, purché l'errore di matching tra β_2 e β_4 sia al più di qualche unità. Il secondo termine, invece potrà ridursi ad un'espressione simile a quella del primo, solo se $k_s=1$. Pertanto: il contributo delle correnti di base all'errore relativo sul guadagno dello specchio di Wilson è dell'ordine di $1/\beta^2$ solo per guadagni unitari.

Se si progetta lo specchio di Wilson con k_s diverso dall'unità, si perderanno i benefici in termini di precisione tipici di questa configurazione.

Effetto degli errori di Matching sulla precisione degli specchi di corrente

Per semplicità di trattazione, in questo paragrafo si considereranno gli errori di matching per specchi di corrente aventi guadagno unitario. La figura 5 mostra uno specchio di corrente semplice a MOSFET ed una versione a BJT. I risultati ottenuti con gli specchi semplici si possono riportare direttamente al caso di specchi più complessi, quali gli specchi Cascode, in quanto il contributo agli errori di matching deriva principalmente dallo specchio semplice che essi contengono.

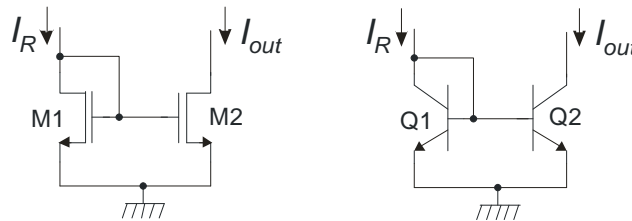


Figura 5

Specchio di corrente a MOSFET.

Siamo interessati all'errore relativo di corrente:

$$e_r = \frac{\Delta I}{I_R} \cong \frac{\Delta I}{\bar{I}}, \text{ dove: } \Delta I = I_R - I_{out}, \quad \bar{I} = (I_R + I_{out})/2$$

Considerando che M1 e M2 siano nominalmente identici e che si trovino nelle medesime condizioni di polarizzazione, possiamo considerare l'errore $I_R - I_{out}$ come l'errore di matching tra le I_D di M1 e M2. Trascurando l'effetto della VDS, possiamo scrivere la corrente di un MOSFET in saturazione e forte inversione come:

$$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_t)^2$$

Indicando con $B=(V_{GS}-V_t)$, si può applicare l'espressione notevole dell'errore relativo, ottenendo:

$$\frac{\Delta I_D}{I_D} = \frac{\Delta \beta}{\beta} + 2 \frac{\Delta B}{B}$$

Siccome V_{GS} è la stessa per i due dispositivi (gate e source connessi assieme), allora, $\Delta B = -\Delta V_t$.
Pertanto:

$$\frac{\Delta I_D}{I_D} = \frac{\Delta \beta}{\beta} - 2 \frac{\Delta V_t}{(V_{GS} - V_t)} \quad (8)$$

Passando alle deviazioni standard:

$$\sigma_{\frac{\Delta I_D}{I_D}} = \sqrt{\sigma_{\frac{\Delta \beta}{\beta}}^2 + \left(\frac{2\sigma_{V_t}}{(V_{GS} - V_t)} \right)^2} \quad (9)$$

Esempio:

Consideriamo un caso reale, relativo ad un processo CMOS a $0.35 \mu\text{m}$ di lunghezza minima. Nel manuale di processo si trovano le seguenti informazioni:

$$\sigma_{\frac{\Delta \beta}{\beta}} = \frac{C_\beta}{\sqrt{WL}} \quad \text{con } C_\beta = 0.03 \mu\text{m}$$

$$\sigma_{V_t} = \frac{C_{V_t}}{\sqrt{WL}} \quad \text{con } C_{V_t} = 8.5 \text{ mV} \cdot \mu\text{m}$$

Ipotizziamo di realizzare uno specchio di corrente con M1 e M2 aventi dimensioni $L=W=1\text{mm}$ e $V_{GS}-V_t$ pari a 100 mV . Otteniamo:

$$\sigma_{\frac{\Delta \beta}{\beta}} = 0.03, \quad \sigma_{V_t} = 8.5 \text{ mV} \quad \frac{2\sigma_{V_t}}{(V_{GS} - V_t)} = 0.17$$

Quindi:

$$\sigma_{\frac{\Delta I_D}{I_D}} = 0.173 \quad (= 17.3\%)$$

Otteniamo quindi un errore molto grande. Se prendiamo il dato a 3σ (ovvero quasi la totalità dei campioni), osserviamo che ci possiamo aspettare anche discrepanze del 50 % tra la corrente d'ingresso e quella d'uscita.

Osserviamo inoltre che il contributo degli errori sulla V_t è largamente prevalente. Il progettista ha la possibilità di mitigare questo errore aumentando la $V_{GS}-V_t$. Passando a $V_{GS}-V_t=500 \text{ mV}$, e mantenendo le stesse dimensioni per i MOSFET, avremmo:

$$\frac{2\sigma_{V_t}}{(V_{GS} - V_t)} = 0.034 \Rightarrow \sigma_{\frac{\Delta I_D}{I_D}} = 0.0453 \quad (4.53\%)$$

In questo caso i contributi degli errori sul beta e sulla V_t sarebbero paragonabili. Ovviamente, abbiamo visto che un aumento nella tensione di overdrive ($V_{GS}-V_T$) porta ad un peggioramento proporzionale nella V_{min} dello specchio. Aumentando entrambe le dimensioni dei MOS di un fattore 10 (quindi $L=W=10\mu m$), si può ulteriormente ridurre l'errore dello stesso fattore, quindi:

$$\left. \begin{array}{l} L = W = 10 \mu m \\ V_{GS} - V_t = 500 mV \end{array} \right\} \Rightarrow \sigma_{\frac{\Delta\beta}{\beta}} = 0.003\sigma_{V_t} = 0.858 \text{ mV} \quad \frac{2\sigma_{V_t}}{(V_{GS} - V_t)} = 0.0034$$

Da cui: $\sigma_{\Delta I_D/I_D} = 0.0045$ (0.45 %)

Specchio di corrente a BJT

Ripetendo le stesse considerazioni, andremo a calcolare l'errore relativo sulle correnti di collettore. Sappiamo dai precedenti paragrafi che, anche se l'errore in questione fosse nullo, vi sarebbe comunque sovrapposto un errore sistematico dovuto alle correnti di base, il quale dipende dalla topologia prescelta.

Trascurando la dipendenza della corrente di collettore dalla tensione V_{CE} , possiamo fare riferimento all'espressione:

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad \text{con} \quad V_T = \frac{kT}{q}$$

Se consideriamo, inoltre che Q1 e Q2 hanno la stessa temperatura, allora essi hanno anche uguali fattori esponenziali (stessa V_{BE} e V_T). Pertanto:

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{\Delta I_S}{I_S} \quad (10)$$

La fonderia non fornisce di norma la deviazione standard di $\Delta I_S/I_S$, ma riferisce tutti gli errori di matching alla V_{BE} . In particolare, si fa riferimento a coppie di BJT nominalmente identici polarizzati in zona attiva diretta con delle V_{BE} tali da far sì che le correnti di collettore risultino uguali. Questo non è, ovviamente il caso dello specchio di corrente, dove le V_{BE} sono semmai forzate ad essere uguali e le differenze nelle I_S dovute agli errori di matching si traducono in differenze nelle I_C . Questo valore della deviazione standard ci permette però di risalire a quella della I_S . Se consideriamo la ΔV_{BE} di due BJT nominalmente identici (ma soggetti ad errori di matching), che si trovano alla medesima temperatura, troviamo

$$\Delta V_{BE} = V_T \Delta \left[\ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right) \right] = V_T \left(\frac{\Delta I_C}{I_C} - \frac{\Delta I_S}{I_S} \right) \quad (11)$$

Il valore fornitoci dalla fonderia è relativo al caso di stesse correnti di collettore, ovvero $\Delta I_C=0$. Pertanto:

$$\Delta V_{BE}^* = V_T \left(- \frac{\Delta I_S}{I_S} \right) \Rightarrow \sigma_{\Delta V_{BE}^*} = V_T \sigma_{\frac{\Delta I_S}{I_S}} \quad (12)$$

Dalla 12, nota la $\sigma_{\Delta V_{BE}^*}$ fornita dalla fonderia posso risalire alla $\sigma_{\frac{\Delta I_S}{I_S}}$.

Esempio.

Per un processo BCMOS la $\sigma_{V_{BE}^*}$ di un transistor elementare NPN sia pari a 0.3 mV. Considerando $V_T=26$ mV si ricava:

$$\sigma_{\frac{\Delta I_s}{I_s}} = 0.011$$

Pertanto, dalla (10) si ricava che la deviazione standard dell'errore di matching relativo per uno specchio di corrente realizzato con BJT standard risulta pari a 1.1 %. Questo errore si può ulteriormente utilizzare per Q1 e Q2 dispositivi ottenuti connettendo in parallelo più transistori elementari (ovvero aumentando l'area). L'effettiva riduzione nell'errore di matching è proporzionale alla radice del numero di transistori connessi in parallelo,