
Corso Nazionale di Formazione
“Elettronica di front-end per i rivelatori di particelle”

Struttura del preamplificatore di carica

Lodovico Ratti

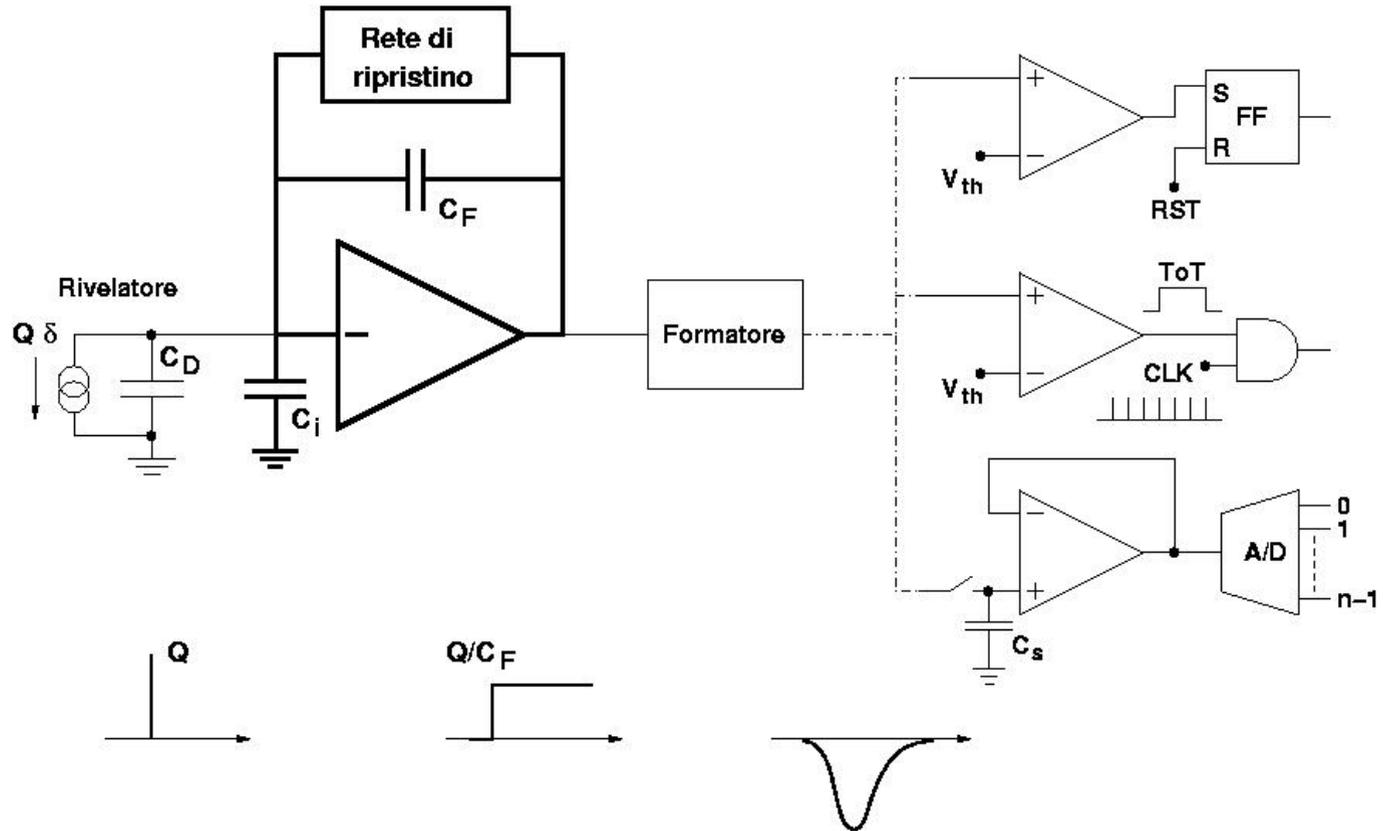
I.N.F.N. Sezione di Pavia, 26 ottobre 2004

SOMMARIO

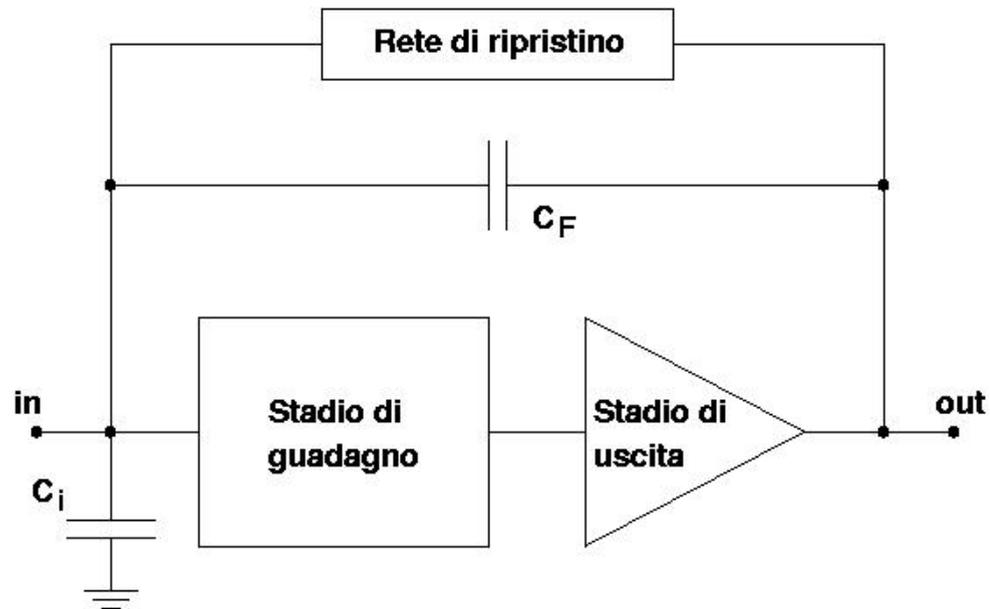
❖ Blocchi di base di un preamplificatore di carica

- ❖ Stadio di guadagno
- ❖ Stadio di uscita
- ❖ Generatori di corrente e riferimenti di tensione
- ❖ Reti di retroazione per il ripristino della carica

Canale di lettura



Preamplificatore (schema a blocchi)



Stadio di guadagno

Caratteristiche I-V nel MOSFET

In regione di sottosoglia

$$I_D = I_{D0} \exp\left(\frac{qV_{GS}}{nkT}\right) \left[1 - \exp\left(\frac{-qV_{DS}}{kT}\right)\right],$$

$$V_{GS} < V_{th}$$

In regione di triodo

$$I_D = \mu C_{OX} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right],$$

$$V_{DS} < V_{GS} - V_{th}, \quad V_{GS} > V_{th}$$

In regione di saturazione

$$I_D = \frac{1}{2} \mu C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{DS}),$$

$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_{th}, \quad V_{GS} > V_{th}$$

I_{D0} =corrente di saturazione inversa

q =carica elementare

n =fattore di non idealità

k =costante di Boltzmann

T =temperatura assoluta

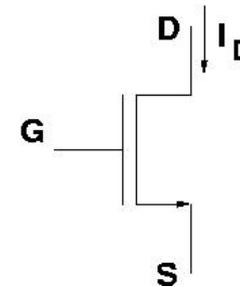
V_{th} =tensione di soglia

μ =mobilità dei portatori

C_{OX} =capacità specifica dell'ossido di gate

W, L =larghezza, lunghezza di gate

λ =parametro di modulazione del canale



Modello per piccoli segnali del MOSFET

Transconduttanza:

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}$$

In regione di debole inversione:

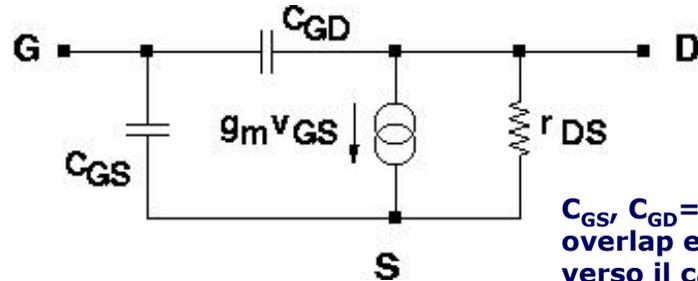
$$g_m = \frac{I_D}{n \frac{kT}{q}}$$

In regione lineare:

$$g_m = \mu C_{OX} \frac{W}{L} V_{DS}$$

In regione di saturazione:

$$g_m = \mu C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th}) = \sqrt{2 \mu C_{OX} \frac{W}{L} I_D}$$



C_{GS} , C_{GD} = capacità di overlap e capacità verso il canale

Resistenza di uscita:

$$r_{DS} = \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right)^{-1}$$

In regione lineare:

$$r_{DS} = \left[\mu C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th} - V_{DS}) \right]^{-1}$$

In regione di saturazione:

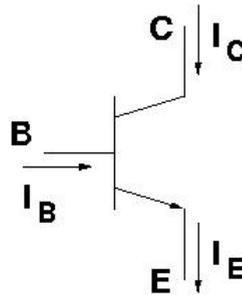
$$r_{DS} = \frac{1}{\lambda I_D}$$

Caratteristiche I-V nel BJT

In regione attiva diretta:

$$I_C = I_{C0} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right)$$

$$I_E = I_C + I_B, \quad I_C = \beta_F I_B, \quad I_C = \alpha_F I_E$$



I_{C0} = corrente di saturazione inversa

q = carica elementare

k = costante di Boltzmann

T = temperatura assoluta

β = guadagno di corrente ad emettitore comune

α = guadagno di corrente a base comune

V_A = tensione di Early

C_{BE}, C_{BC} = capacità di diffusione e di giunzione

Transconduttanza

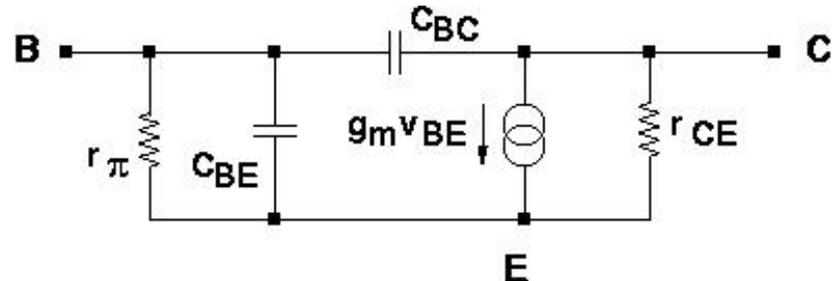
$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \frac{qI_C}{kT}$$

Resistenza di uscita

$$r_{CE} = \left(\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}}\right)^{-1} = \frac{V_A}{I_C}$$

Resistenza di ingresso

$$r_\pi = \left(\frac{\partial I_B}{\partial V_{BE}}\right)^{-1} = \frac{\beta}{g_m}$$

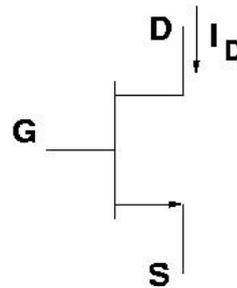


Caratteristiche I-V nel JFET

In regione di triodo:

$$I_D = I_{DSS} \left[2 \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{PO}} \right) \left(-\frac{V_{DS}}{V_{PO}} \right) - \left(\frac{V_{DS}}{V_{PO}} \right)^2 \right],$$

$$I_{DSS} = \frac{1}{2} \mu C_G \frac{W}{L} V_{PO}^2, \quad V_{DS} < V_{GS} - V_{PO}$$



V_{PO} = tensione di pinch-off

μ = mobilità dei portatori

C_G = capacità specifica gate canale

W = larghezza di gate

L = lunghezza di gate

λ = parametro di modulazione del canale

C_{GS} , C_{GD} = capacità gate-canale

In regione di pinch-off:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{PO}} \right)^2 (1 + \lambda V_{DS}),$$

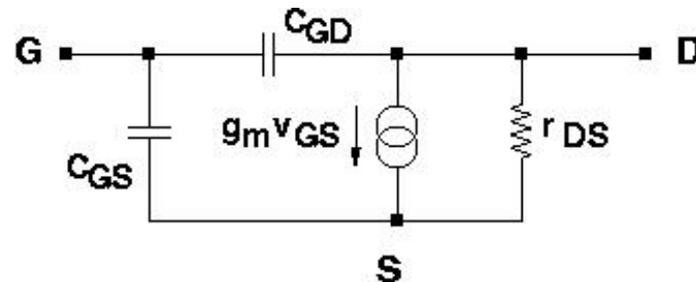
$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_{PO}$$

Transconduttanza

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \sqrt{2 \mu C_G \frac{W}{L} I_D}$$

Resistenza di uscita

$$r_{DS} = \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right)^{-1} = \frac{1}{\lambda I_D}$$



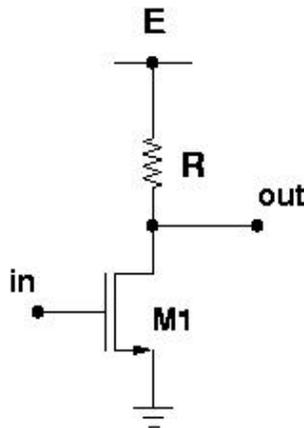
❖ Uno stadio di guadagno richiede:

- un generatore di corrente comandato in tensione
- un nodo ad alta impedenza

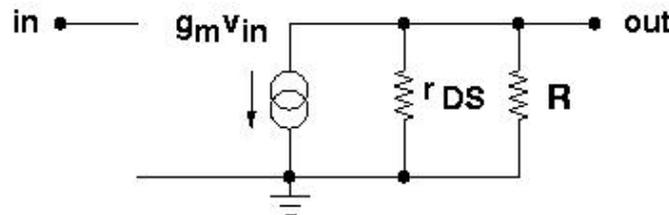
❖ Forma più semplice di stadio di guadagno:

amplificatore invertente con carico passivo

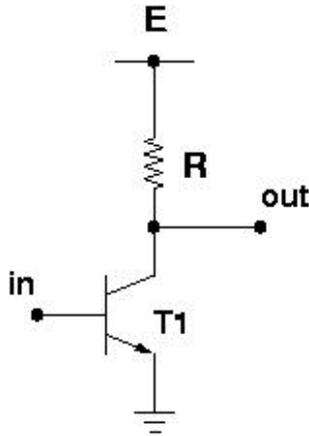
Amplificatore a MOSFET



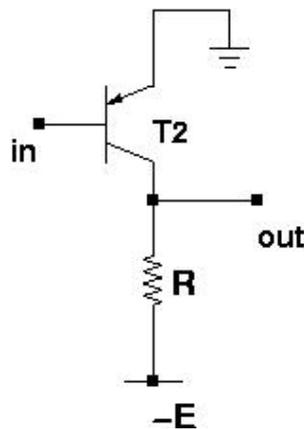
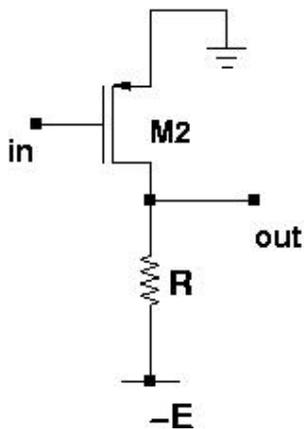
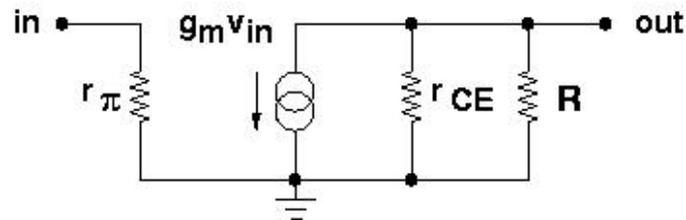
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_m (R // r_{DS})$$



Amplificatore a BJT



$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_m (R // r_{CE})$$



Realizzabile anche con i dispositivi complementari (FET a canale P, BJT PNP)

Si osservi che, sia nel caso dell'amplificatore a MOS, sia per quello a BJT:

$$\left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right| < E \frac{q}{nkT}$$

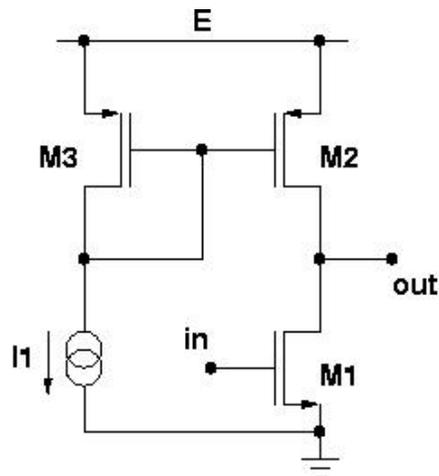
(n=1 per il BJT)

❖ L'amplificatore a carico passivo non è utilizzato nella pratica per diverse ragioni:

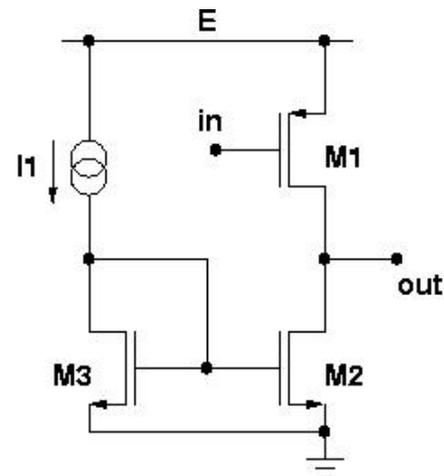
- ha guadagno limitato
- non è del tutto compatibile con le tecnologie monolitiche

Amplificatore invertente con carico attivo

Ingresso a NMOS



Ingresso a PMOS

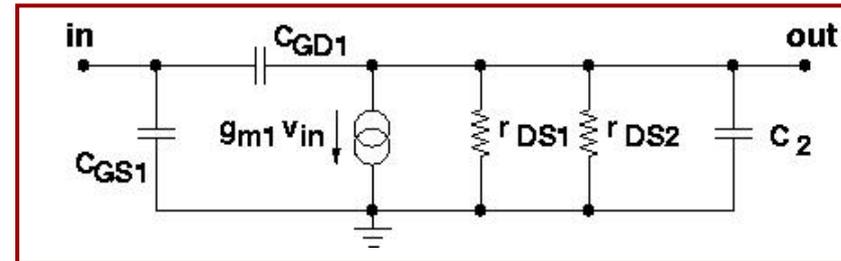


Il guadagno di piccolo segnale in continua cresce al decrescere della corrente stazionaria

$$A = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_{m1}(r_{DS1} // r_{DS2}) = \frac{\sqrt{2\mu_1 C_{OX} \frac{W_1}{L_1} I_D}}{I_D(\lambda_1 + \lambda_2)} = \frac{\sqrt{2\mu_1 C_{OX} \frac{W_1}{L_1}}}{\sqrt{I_D}(\lambda_1 + \lambda_2)}$$

Per bassi valori di I_D il guadagno in DC diviene indipendente dalla corrente (M1 entra in regione di sottosoglia)

$$A = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{1}{n \frac{kT}{q}(\lambda_1 + \lambda_2)}$$



C_2 = capacità verso il substrato e capacità tra gate e drain di M2

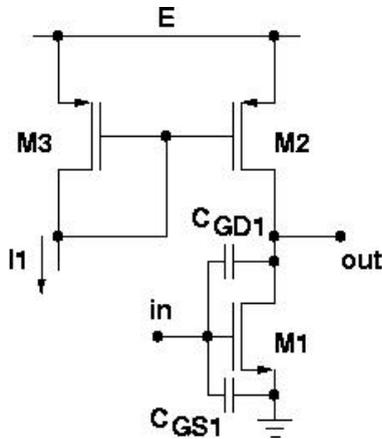
Comportamento in frequenza

$$A(s) = -g_{m1}(r_{DS1} // r_{DS2}) \frac{1}{1 + s\tau_p}, \quad \tau_p = (C_{GD1} + C_2)(r_{DS1} // r_{DS2})$$

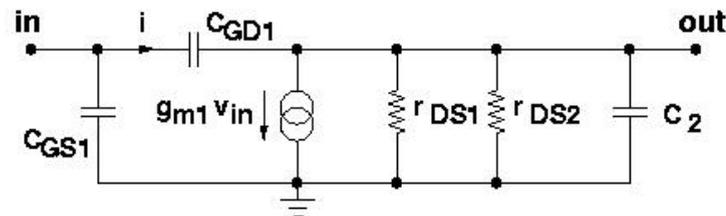
Prodotto banda-guadagno

$$GBW = \frac{1}{2\pi\tau_p} A = \frac{1}{2\pi} \frac{g_{m1}}{C_{GD1} + C_2} = \frac{\sqrt{2\mu_1 C_{OX} \frac{W_1}{L_1} I_D}}{C_{GD1} + C_2}$$

L'amplificatore invertente con carico attivo soffre del problema dell'amplificazione della capacità C_{GD1} per effetto **Miller**



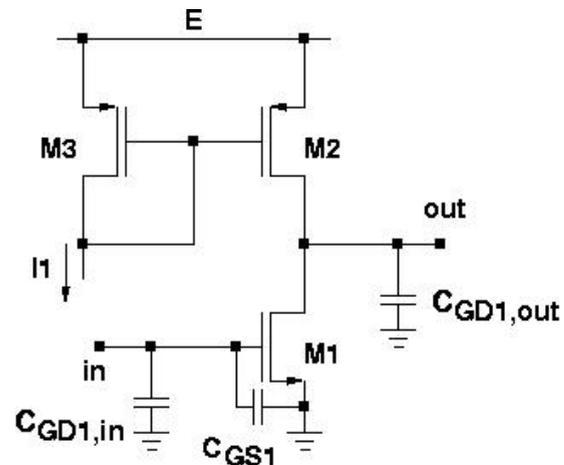
$$i = sC_{GD1}[1 + g_{m1}(r_{DS1} // r_{DS2})]v_{in} = sC_{GD1}(1 + A)$$



Dal punto di vista del segnale, tutto va come se all'ingresso ed all'uscita dell'amplificatore fossero presenti le capacità $C_{GD1,in}$ e $C_{GD1,out}$ di valore

$$C_{GD1,in} = C_{GD1}(1 + A),$$

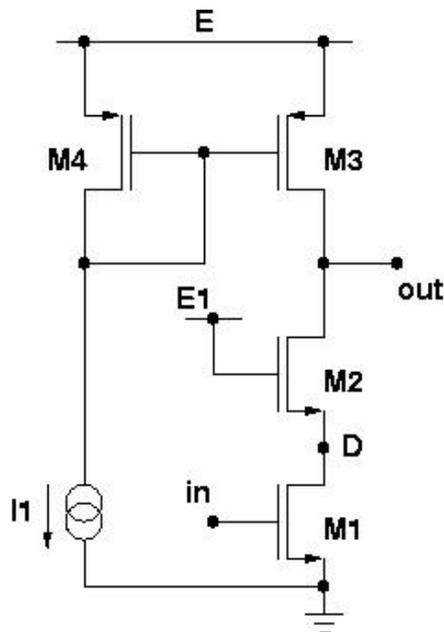
$$C_{GD1,out} = C_{GD1} \frac{(1 + A)}{A} \approx C_{GD1}$$



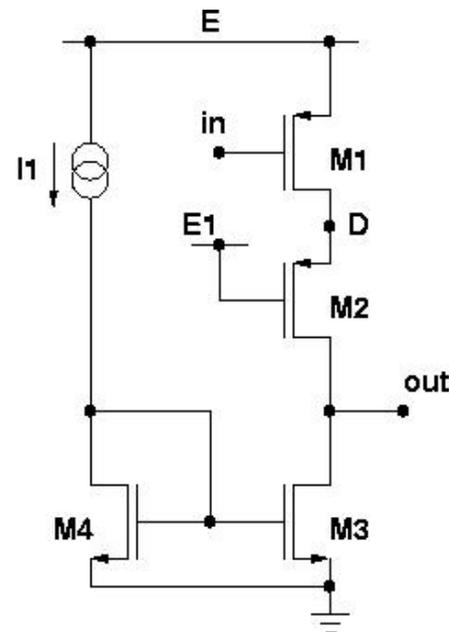
Il problema può essere risolto con l'impiego di un amplificatore in configurazione **cascode**

E' costituito da un dispositivo a **source comune** connesso ad un transistor a **gate comune**

Ingresso a NMOS



Ingresso a PMOS

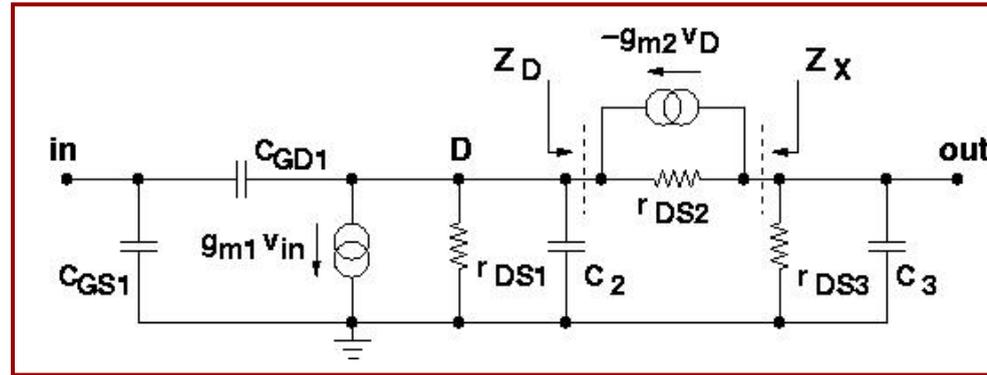


Anche in questo caso il **guadagno di piccolo segnale a bassa frequenza** cresce al decrescere della corrente stazionaria

$$A = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_{m1} r_{DS3} = \frac{\sqrt{2\mu_1 C_{OX} \frac{W_1}{L_1}}}{\sqrt{I_D} \lambda_3}$$

Il basso guadagno tra l'ingresso ed il nodo D

$$A_D = \frac{V_D}{V_{in}} = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} = -\sqrt{\frac{W_1 L_2}{W_2 L_1}}$$



garantisce l'attenuazione dell'effetto Miller
Comportamento in frequenza

C_2 = capacità tra gate e source e tra source e substrato di M2 e capacità tra drain e substrato di M1

C_3 = capacità tra gate e drain e tra drain e substrato di M2 e M3

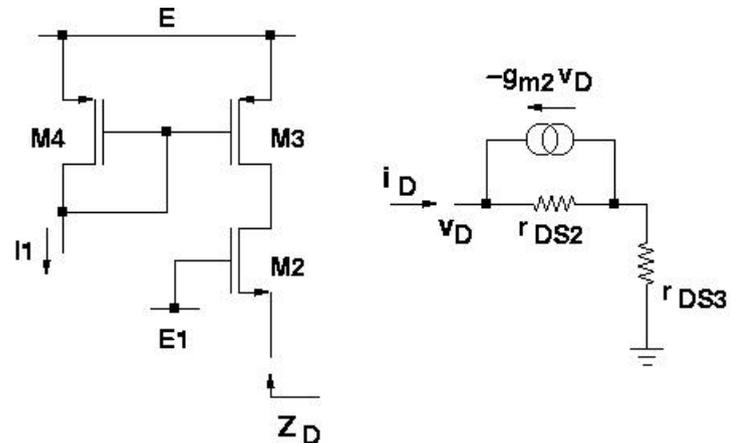
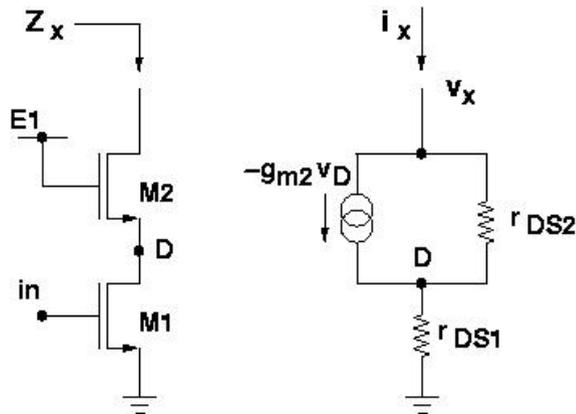
$$\tau_D = \left[C_4 + C_2 \left(1 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \right] (Z_D // r_{DS1}) \approx \left[C_4 + C_2 \left(1 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \right) \right] \frac{\beta}{g_{m2}},$$

$$\tau_{out} = (r_{DS3} // Z_X) C_3 \approx r_{DS3} C_3, \quad \tau_{out} \ll \tau_D$$

Prodotto banda-guadagno

$$GBW = \frac{1}{2\pi\tau_p} A = \frac{1}{2\pi} \frac{g_{m1}}{C_3} = \frac{\sqrt{2\mu_1 C_{OX} \frac{W_1}{L_1} I_D}}{C_3}$$

L'analisi degli schemi che seguono dimostra la validità delle approssimazioni adottate



$$v_x = i_x r_{DS1} + (i_x + g_{m2} v_D) r_{DS2}$$

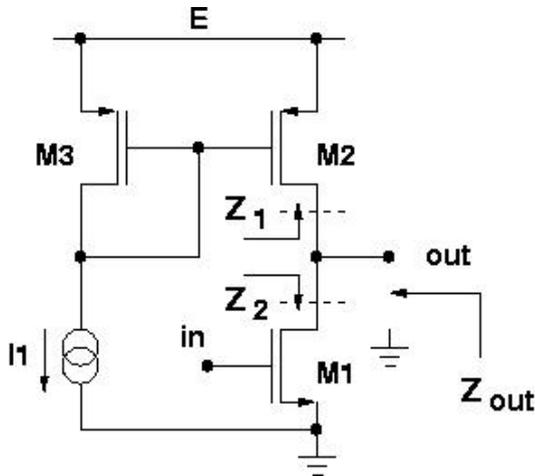
$$v_D = i_x r_{DS1}$$

$$Z_x = \frac{v_x}{i_x} = r_{DS1} + r_{DS2} (1 + g_{m2} r_{DS1}) \approx r_{DS1} g_{m2} r_{DS2}$$

$$v_D = i_D r_{DS3} + (i_D - g_{m2} v_D) r_{DS2}$$

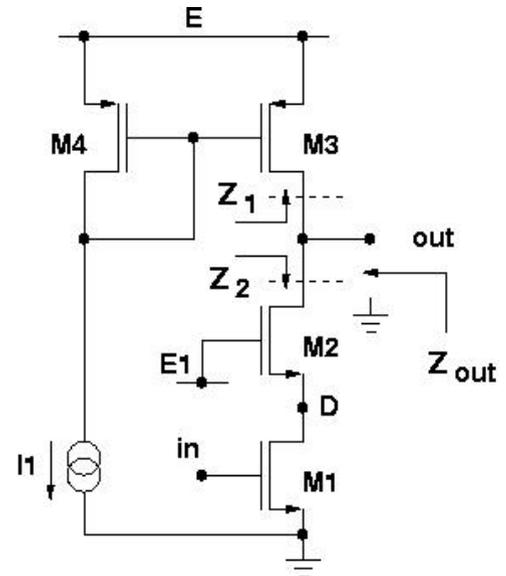
$$Z_D = \frac{v_D}{i_D} \approx \frac{1}{g_{m2}} \left(1 + \frac{r_{DS3}}{r_{DS2}} \right) = \frac{\beta}{g_{m2}}$$

Negli amplificatori sin qui esaminati, il guadagno dipende dalla resistenza di uscita



$$Z_{out} = Z_1 // Z_2 = r_{DS1} // r_{DS2}$$

$$A = -g_{m1} Z_{out} = -g_{m1} (r_{DS1} // r_{DS2})$$

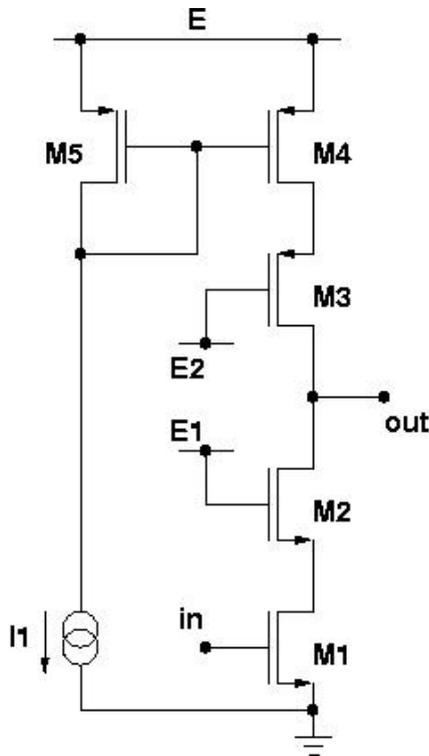


$$Z_{out} = Z_1 // Z_2 = r_{DS3} // r_{DS1} g_{m2} r_{DS2}$$

$$A = -g_{m1} Z_{out} = -g_{m1} (r_{DS3} // r_{DS1} g_{m2} r_{DS2}) \approx -g_{m1} r_{DS3}$$

Un modo per incrementare il guadagno consiste nell'aumentare la resistenza vista nel ramo con impedenza più piccola

Amplificatore in configurazione cascode con carico cascode



La resistenza di uscita è data dalla connessione in parallelo di due strutture cascode

Guadagno in continua

$$A = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_{m1} (r_{DS1} g_{m2} r_{DS2} // r_{DS4} g_{m3} r_{DS3}) = -\frac{1}{2} (g_m r_{DS})^2$$

per $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_m$ e $r_{DS1} = r_{DS2} = r_{DS3} = r_{DS4} = r_{DS}$

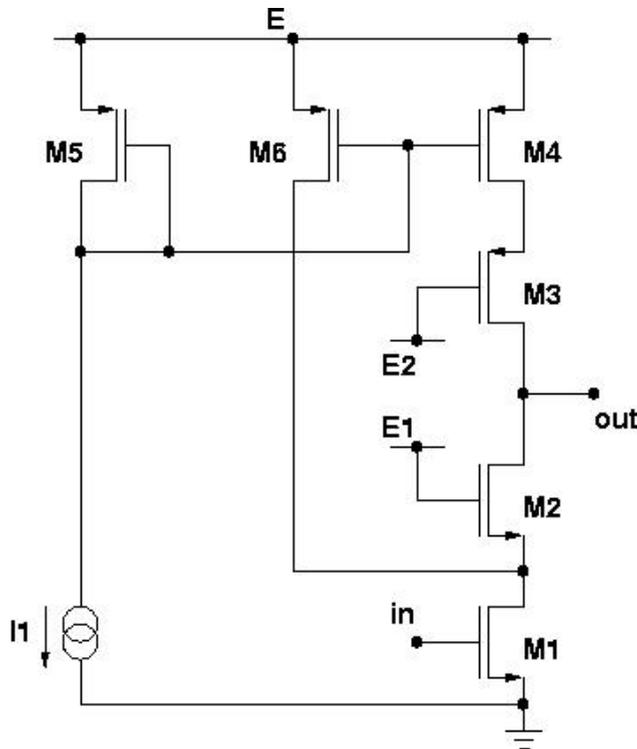
Se si tiene conto della dipendenza di g_m ed r_{DS} dalla corrente stazionaria

$$A = \frac{1}{2} (g_m r_{DS})^2 \propto I_D^{-1}$$

In regione di sottosoglia

$$A = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{1}{2 \left(n \frac{kT}{q} \lambda \right)^2}$$

Una versione migliorata dell'amplificatore in configurazione cascode con carico cascode si può ottenere **umentando la corrente nel solo dispositivo di ingresso**



Guadagno di piccolo segnale

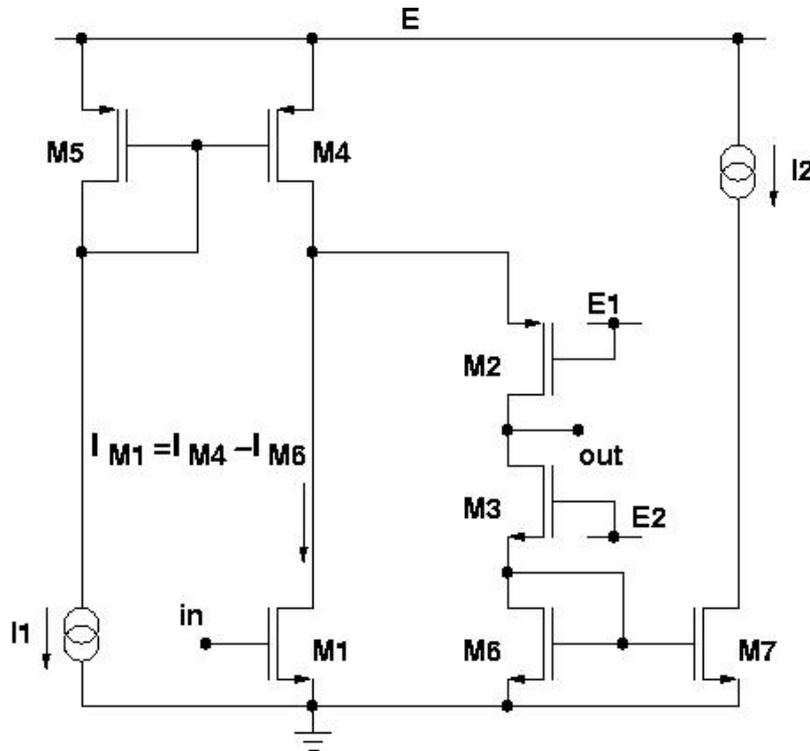
$$A = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{g_{m1}(I_{M4} + I_{M6})}{2} g_m r_{DS}^2, \quad \text{dove}$$

$$g_{m1}(I_{M4} + I_{M6}) = \sqrt{2\mu_1 C_{OX} \frac{W_1}{L_1} (I_{M4} + I_{M6})} = g_{m1}(I_{M4}) \sqrt{1 + \frac{I_{M6}}{I_{M4}}}$$

Per $I_{M6} = 3I_{M4}$

$$g_{m1} = 2 \cdot g_{m1}(I_{M4})$$

Nell'amplificatore in configurazione a cascode ripiegato, il ramo di uscita ed il ramo di ingresso sono separati.



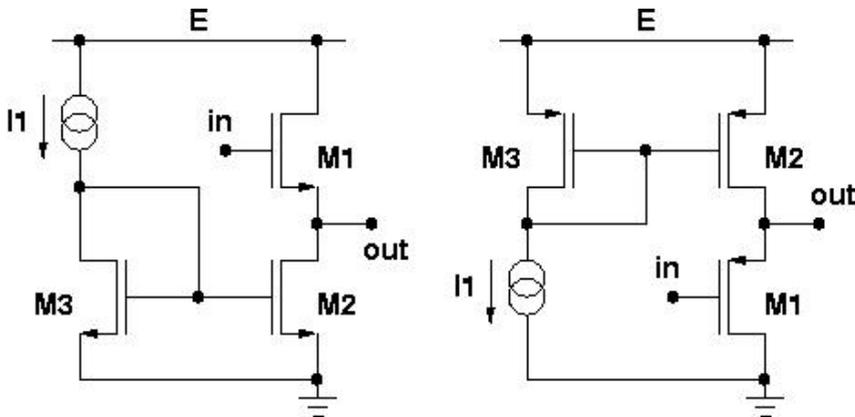
Le correnti nei due rami possono essere regolate in maniera indipendente

Il drain dell'elemento di ingresso ha a disposizione un più ampio intervallo di tensioni

Stadio di uscita

Lo stadio di uscita ha il compito di fornire all'amplificatore una **bassa resistenza in uscita**, in maniera tale che il segnale possa essere riportato sul carico senza perdita di guadagno

Il **source follower** rappresenta lo schema più semplice di stadio di uscita



Differenza di livello tra ingresso ed uscita

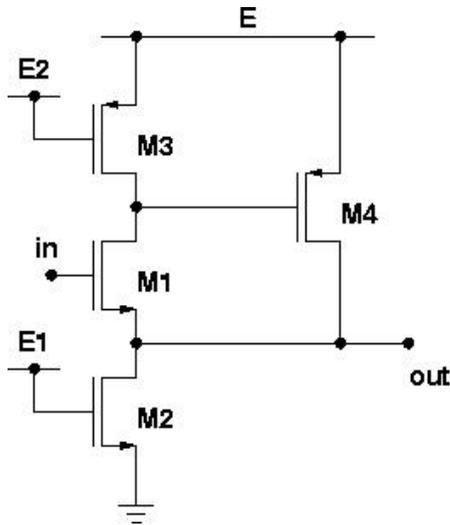
$$V_{GS1} = V_{th,1} + \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\mu C_{OX} \frac{W_1}{L_1}}}$$

Guadagno in continua

$$A = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{m1} r_{DS1} r_{DS2}}{g_{m1} r_{DS1} r_{DS2} + r_{DS1} + r_{DS2}} \approx 1$$

Resistenza di uscita

$$Z_{OUT} = \frac{r_{DS1} r_{DS2}}{g_{m1} r_{DS1} r_{DS2} + r_{DS1} + r_{DS2}} \approx \frac{1}{g_{m1}}$$



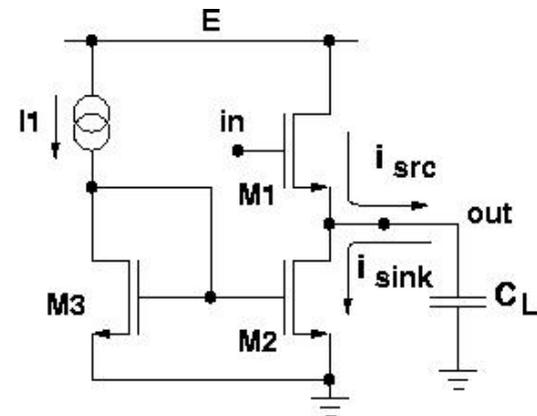
L'impedenza di uscita può essere migliorata utilizzando una **rete di feedback locale**

$$Z_{out} = \frac{r_{DS2}}{g_{m1}r_{DS2}(1 + g_{m4}r_{DS3})} \approx \frac{1}{g_{m1}g_{m4}r_{DS3}}$$

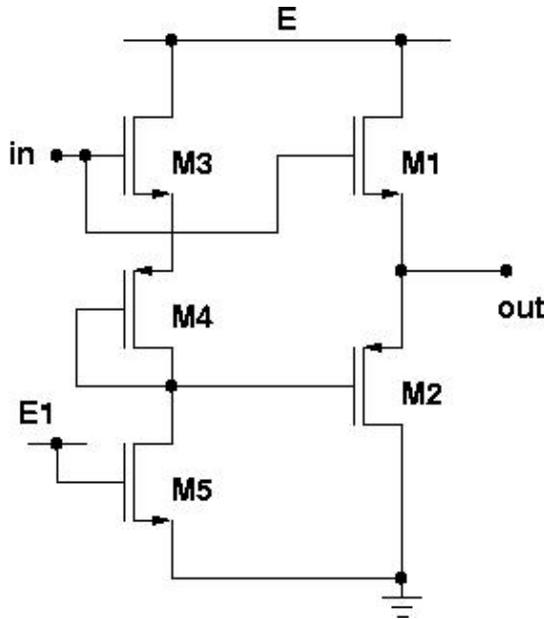
Il source follower (standard e con rete di feedback locale) è uno stadio in classe A



Il carico viene pilotato in maniera asimmetrica



$$I_{sink} \leq I_{M2}$$



Lo stadio **push-pull** fornisce bassa impedenza di uscita ed è in grado di pilotare il carico in maniera simmetrica

$$Z_{out} = \frac{1}{g_{m1} + g_{m2}}$$

I transistori **M1** ed **M2** devono essere dimensionati in maniera tale che la resistenza di uscita sia il più possibile lineare

$$I_{M1} = \frac{\mu_n C_{OX}}{2} \frac{W_1}{L_1} (V_{ov,n} + \Delta V)^2, \quad V_{ov,n} = V_{GS1} - V_{th1}$$

$$I_{M2} = \frac{\mu_p C_{OX}}{2} \frac{W_2}{L_2} (V_{ov,p} - \Delta V)^2, \quad V_{ov,p} = V_{SG2} - V_{th2}$$

Una differenza tra I_{M1} ed I_{M2} è espressione di una resistenza di uscita finita

$$I_{out} = I_{M1} - I_{M2} = \mu_n C_{OX} \frac{W_1}{L_1} \left\{ \Delta V \left(1 + \frac{V_{ov,n}}{V_{ov,p}} \right) + \frac{1}{2} \Delta V^2 \left[1 - \left(\frac{V_{ov,n}}{V_{ov,p}} \right)^2 \right] \right\}$$

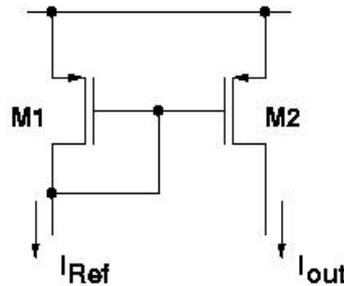
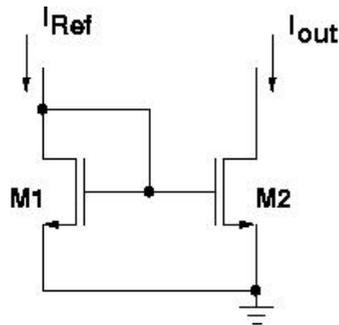
Affinché il termine in ΔV^2 scompaia deve essere

$$V_{ov,n} = V_{ov,p} \Rightarrow \mu_n \frac{W_1}{L_1} = \mu_p \frac{W_2}{L_2}$$



Generatori di corrente

Lo **specchio di corrente** consente di riprodurre una corrente nel ramo di un circuito sfruttando la presenza di una corrente di riferimento



$$I_{\text{Ref}} = I_{M1} = \frac{\mu_n C_{\text{OX}}}{2} \frac{W_1}{L_1} (V_{\text{GS1}} - V_{\text{th}})^2 (1 + \lambda V_{\text{DS1}})$$

$$I_{\text{out}} = I_{M2} = \frac{\mu_n C_{\text{OX}}}{2} \frac{W_2}{L_2} (V_{\text{GS1}} - V_{\text{th}})^2 (1 + \lambda V_{\text{DS2}})$$

Nell'ipotesi che $\lambda \approx 0$

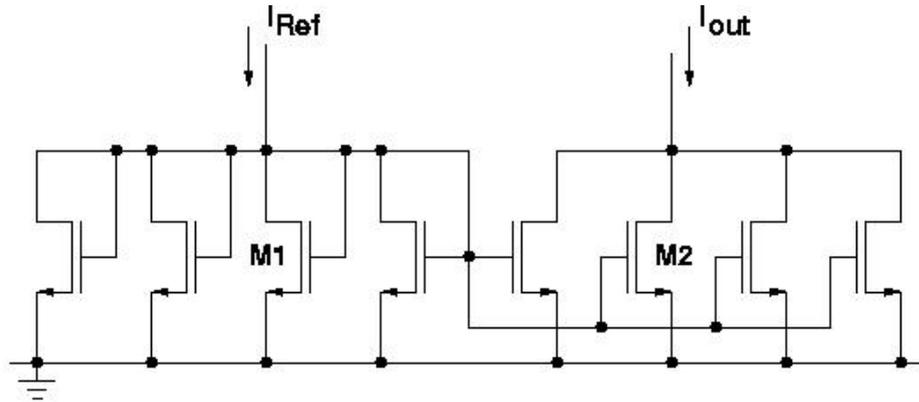
$$\frac{I_{\text{out}}}{I_{\text{Ref}}} = \frac{W_2/L_2}{W_1/L_1}$$

Limitazioni:

- ❖ modulazione della lunghezza di canale ($Z_{\text{out}} = r_{\text{DS2}} = 1/\lambda I_{\text{out}}$)
- ❖ mismatch geometrico e tecnologico

Possibili soluzioni

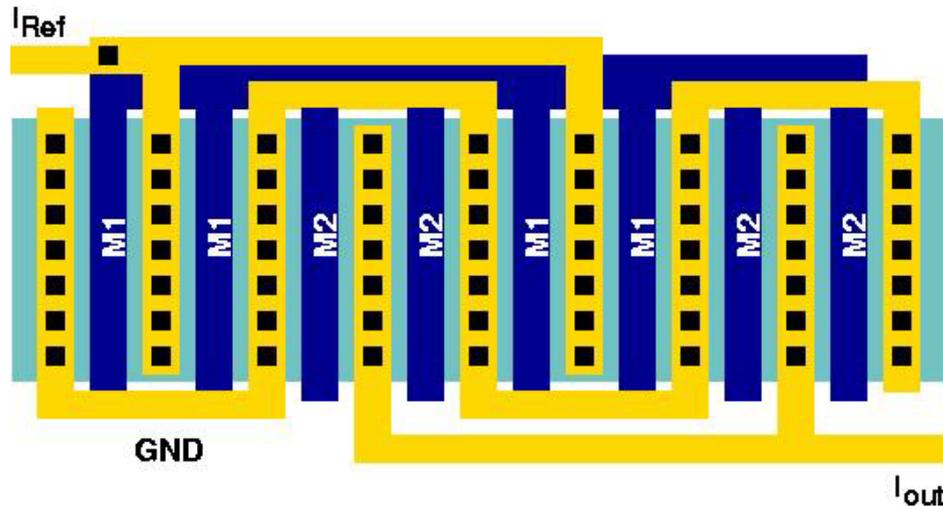
- ❖ scomposizione dei transistori con W grande in un numero N di dispositivi più piccoli ed interdigitati tra loro



❖ **I MOSFET sono stati divisi in dispositivi con larghezza più piccola**

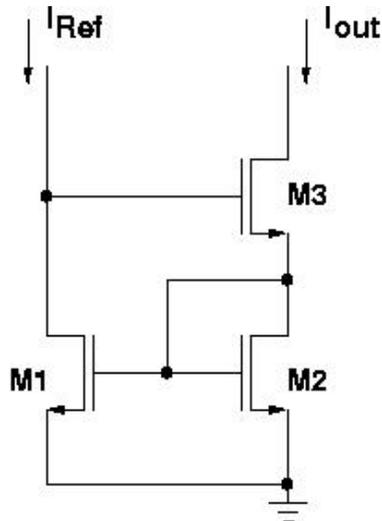
❖ **Struttura interdigitata**

❖ **Un elemento di M1 ed uno di M2 agli estremi dello stack**



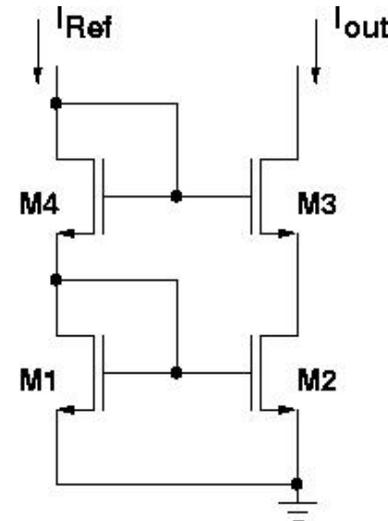
Lo specchio di corrente in configurazione cascode e lo specchio di Wilson consentono di aumentare l'impedenza di uscita del generatore

Wilson current mirror



$$Z_{out} = \frac{1}{g_{m2}} + r_{DS3} \left[1 + \frac{g_{m3}}{g_{m2}} (1 + g_{m1} r_{DS1}) \right]$$

Cascode current mirror



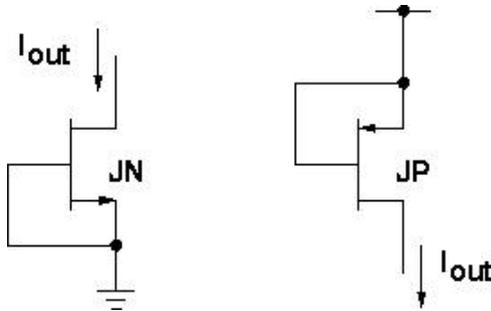
$$Z_{out} = r_{DS2} g_{m3} r_{DS2}$$

Limitazioni:

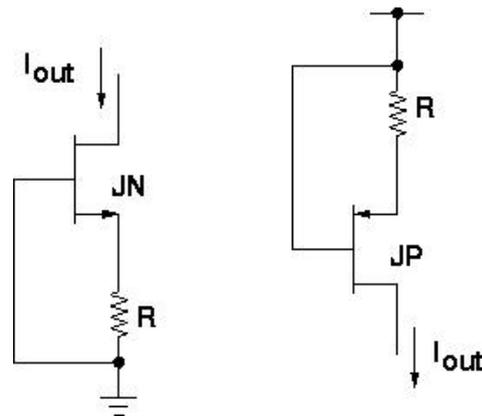
- ❖ ridotta dinamica di uscita
- ❖ sistematico mismatch tra I_{ref} e I_{out}

- ❖ ridotta dinamica di uscita

La disponibilità di dispositivi **JFET** nella tecnologia consente di realizzare generatori di corrente estremamente semplici



$$I_{out} = I_{DSS} = \frac{1}{2} \mu C_G \frac{W}{L} V_{PO}^2$$



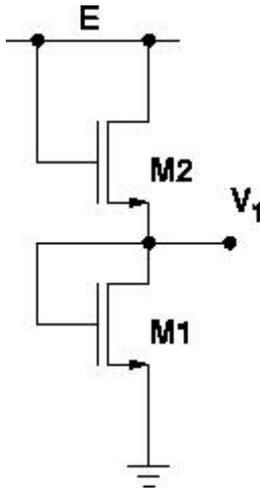
$$I_{out} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{PO}} \right)^2, \quad V_{GS} = I_{out} R$$

Impedenza di uscita

$$Z_{out} = r_{DS} = \frac{1}{\lambda I_{out}}$$

Riferimenti di tensione

Un semplice riferimento di tensione può essere realizzato con un partitore di tensione



$$\frac{\mu_n C_{OX}}{2} \frac{W_1}{L_1} (V_{DS1} - V_{th1})^2 = \frac{\mu_n C_{OX}}{2} \frac{W_2}{L_2} (V_{DS2} - V_{th2})^2$$

$$V_{DS1} + V_{DS2} = E$$

La tensione V_1 è pari a

$$V_1 = V_{DS1} = \frac{\alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2} E + \frac{\alpha_1 V_{th1} - \alpha_2 V_{th2}}{\alpha_1 + \alpha_2}, \quad \text{con}$$

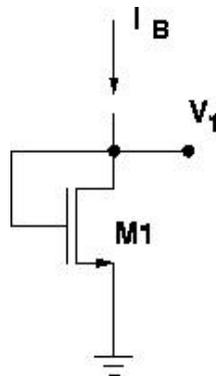
$$\alpha_1 = \sqrt{\frac{W_1}{L_1}} \quad \text{e} \quad \alpha_2 = \sqrt{\frac{W_2}{L_2}}$$

La corrente nel circuito è pari a

$$I = \frac{\mu_n C_{OX}}{2} \frac{(E - V_{th1} - V_{th2})^2}{\left(\sqrt{\frac{L_1}{W_1}} + \sqrt{\frac{L_2}{W_2}} \right)^2}$$

Il comportamento del partitore di tensione è legato alla stabilità delle tensioni di alimentazione

Per limitare questi effetti si può impiegare un dispositivo chiuso a diodo polarizzato mediante una corrente di riferimento



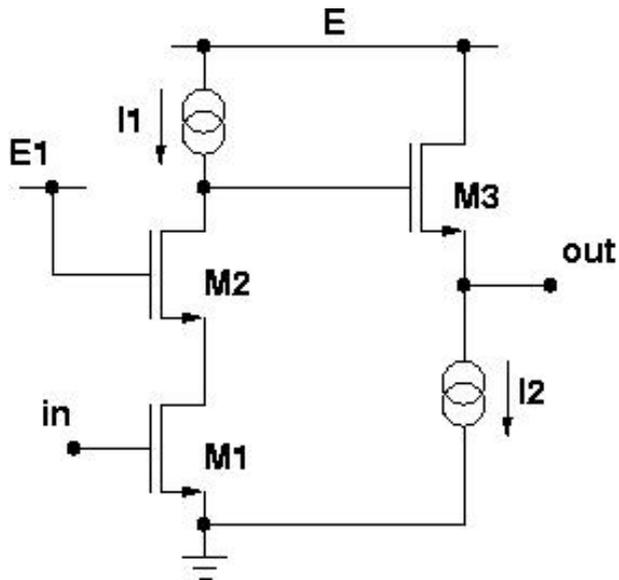
$$V_1 = V_{th1} + \sqrt{\frac{I_B}{\mu_n C_{OX} \frac{W_1}{L_1}}}$$

In questo caso la stabilità di V_1 è legato alla stabilità della corrente I_B

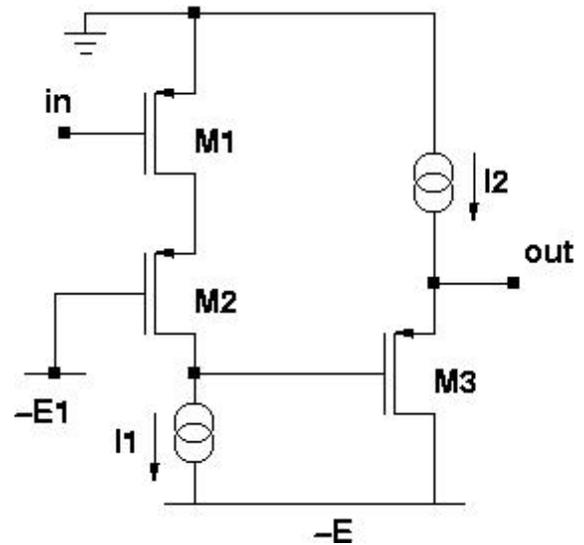
Schemi completi di amplificatori

Amplificatori invertenti in configurazione cascode

Ingresso a NMOS

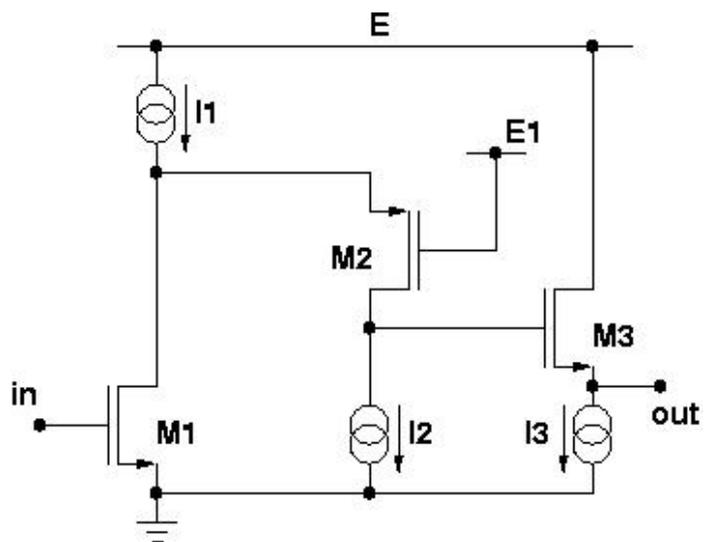


Ingresso a PMOS

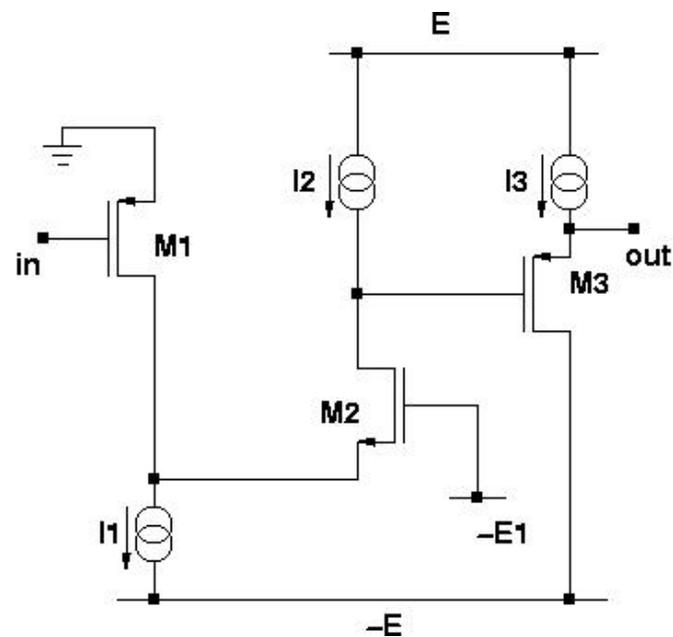


Amplificatori invertenti in configurazione a cascode ripiegato

Ingresso a NMOS

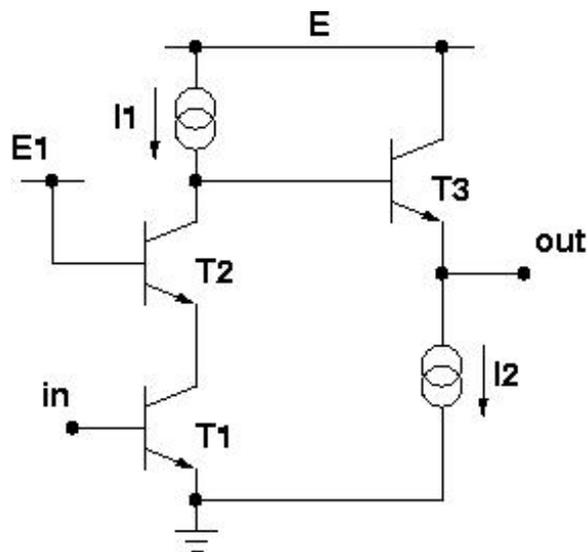


Ingresso a PMOS

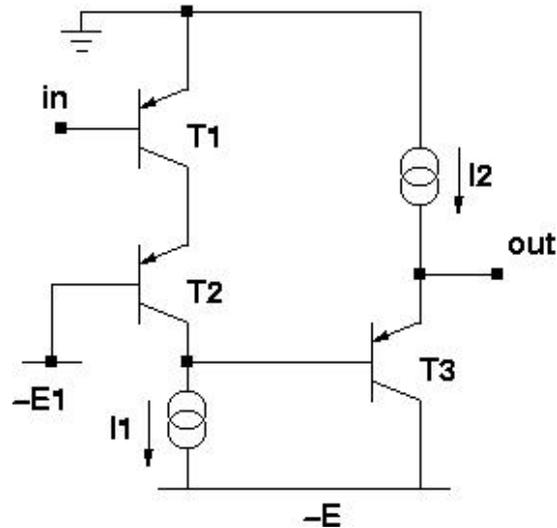


Amplificatori invertenti in configurazione cascode

Ingresso a BJT NPN



Ingresso a BJT PNP



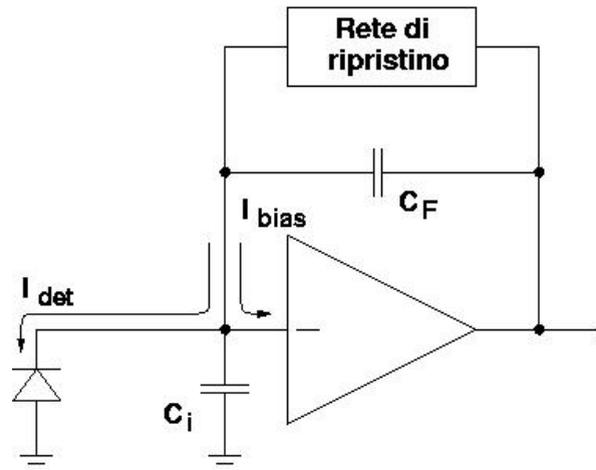
Reti di retroazione per il ripristino della carica

In un preamplificatore di carica, le reti di ripristino svolgono alcuni compiti essenziali:

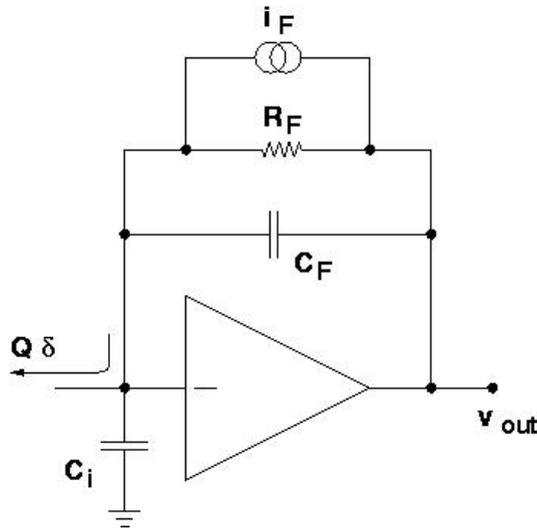
- ❖ **consentono di stabilizzare il preamplificatore di carica alle basse frequenze**
- ❖ **forniscono un percorso conduttivo alla corrente di polarizzazione del rivelatore ed all'eventuale corrente di polarizzazione all'ingresso del circuito**
- ❖ **consentono di ripristinare (in maniera periodica o continua) nell'amplificatore le condizioni antecedenti all'arrivo del segnale di carica**

Criteri di scelta:

- **compattezza**
- **rumore**
- **adeguamento a variazioni nella corrente di leakage del rivelatore**
- **frequenza di accadimento degli eventi**



La rete di retroazione più semplice è costituita da un **resistore R_F** in reazione al condensatore C_F .



Risposta alla delta

$$v_{out}(t) = \frac{Q}{C_F} \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right), \quad \tau = R_F C_F$$

Densità spettrale di rumore associata ad R_F

$$\frac{d\bar{i}_F^2}{df} = \frac{4kT}{R_F}$$

Una soluzione di questo tipo è compatibile soltanto con la realizzazione di circuiti a componenti discreti su scheda stampata.

I resistori realizzati in tecnologia monolitica

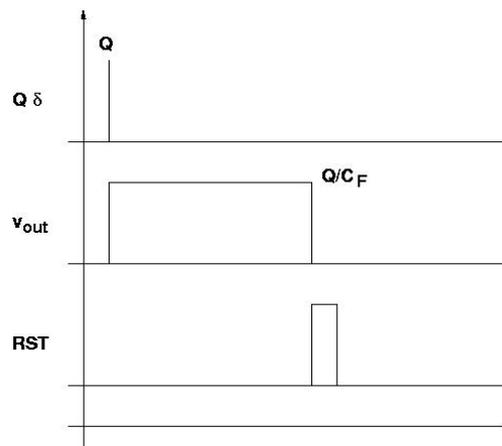
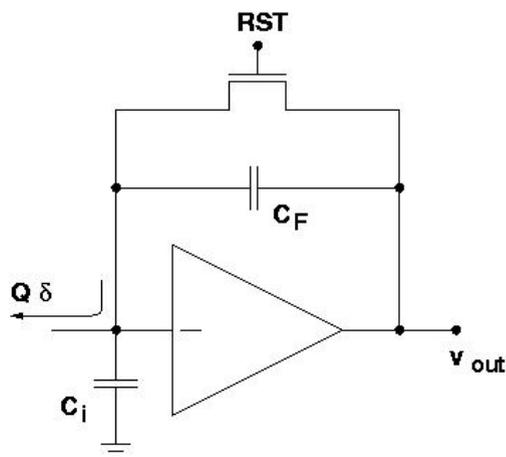
- hanno resistenza di precisione limitata
- sono relativamente ingombranti (tanto più quanto maggiore è la resistenza)

In tecnologia monolitica, il ripristino della carica può essere effettuato mediante un **interruttore analogico** in parallelo al condensatore di reazione.

Nell'ipotesi che l'interruttore si comporti in maniera ideale, il condensatore C_F viene istantaneamente scaricato alla chiusura dell'interruttore

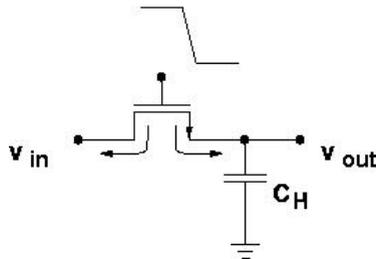
La soluzione è a minima occupazione d'area. Il segnale all'uscita del preamplificatore può essere inviato ad un formatore oppure prelevato direttamente da un circuito campionatore.

Problemi: iniezione di carica, clock feedthrough e rumore kT/C



Iniezione di carica: quando il transistor è acceso, un canale deve esistere all'interfaccia ossido-silicio; nell'ipotesi che sia $V_{in} = V_{out}$ la carica totale nello strato di inversione è

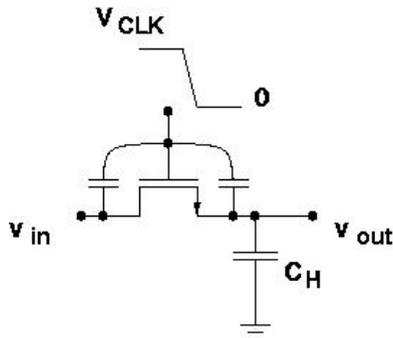
$$Q_{ch} = WLC_{OX}(V_{DD} - V_{in} - V_{th})$$



Quando il transistor si spegne, la carica esce dal canale attraverso i terminali di drain e di source. La carica iniettata dal lato destro viene integrata nella capacità C_H . La variazione della tensione in uscita è

$$\Delta V = \frac{WLC_{OX}(V_{DD} - V_{in} - V_{th})}{2C_H}$$

Clock feedthrough: l'interruttore MOS accoppia le transizioni del segnale di clock al condensatore di campionamento attraverso le capacità di overlap

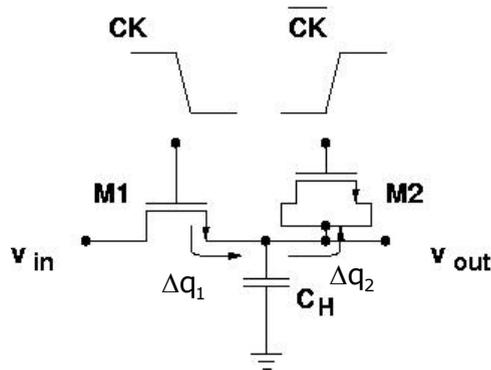


L'errore sulla tensione di uscita è

$$\Delta V = V_{CLK} \frac{WC_{ov}}{WC_{ov} + C_H}$$

Soluzioni:

❖ uso di un transistor dummy



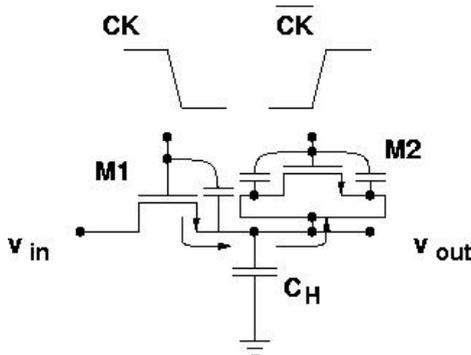
$$\Delta q_1 = \frac{W_1 L_1 C_{OX} (V_{CLK} - V_{in} - V_{th})}{2}$$

$$\Delta q_2 = W_2 L_2 C_{OX} (V_{CLK} - V_{in} - V_{th})$$

Affinché sia $\Delta q_1 = \Delta q_2$ si può scegliere per esempio

$$L_2 = L_1, \quad W_2 = \frac{W_1}{2}$$

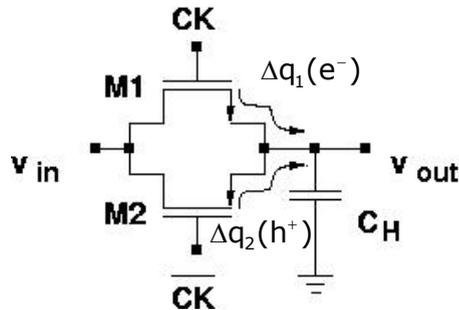
Questa scelta funziona anche per la soppressione del clock feedthrough



$$\Delta V = -V_{CLK} \frac{W_1 C_{ov}}{W_1 C_{ov} + C_H + 2W_2 C_{ov}} +$$

$$+ V_{CLK} \frac{2W_2 C_{ov}}{W_1 C_{ov} + C_H + 2W_2 C_{ov}} = 0$$

❖ uso di interruptori complementari



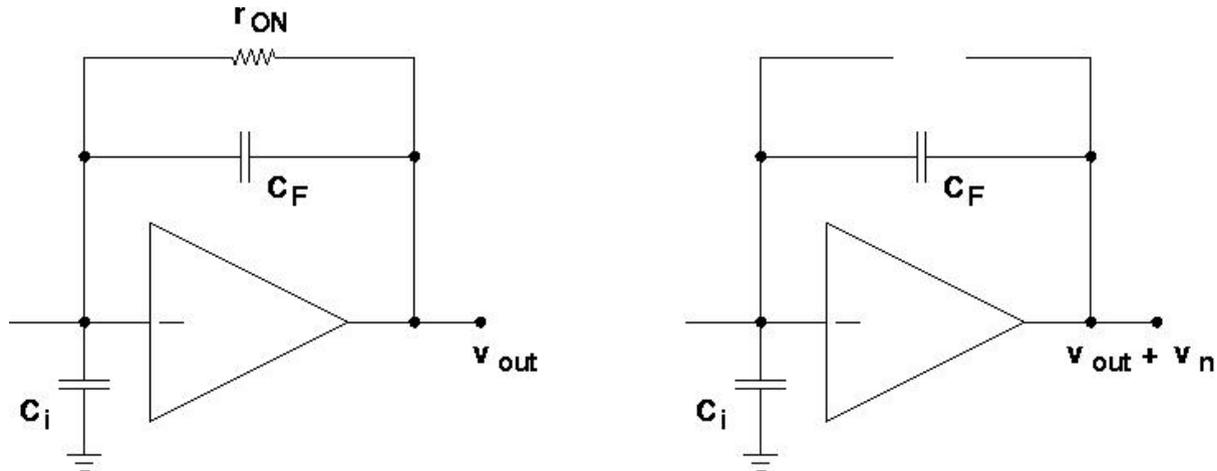
Affinché sia $\Delta q_1 = \Delta q_2$ deve essere

$$W_1 L_1 C_{OX} (V_{DD} - V_{in} - V_{thn}) = W_2 L_2 C_{OX} (V_{in} - |V_{thp}|)$$

Dunque, fissata la geometria dei transistori, la cancellazione dell'iniezione di carica può avvenire solo per un certo valore della tensione di ingresso.

Il circuito non è in grado di fornire una completa cancellazione neppure del clock feedthrough, poiché in generale, le capacità di overlap dei transistori a canale P sono diverse da quelle dei transistori a canale N

Rumore kT/C : la resistenza r_{ON} dell'interruttore introduce rumore termico all'uscita; quando l'interruttore si apre, il rumore rimane immagazzinato all'uscita del circuito

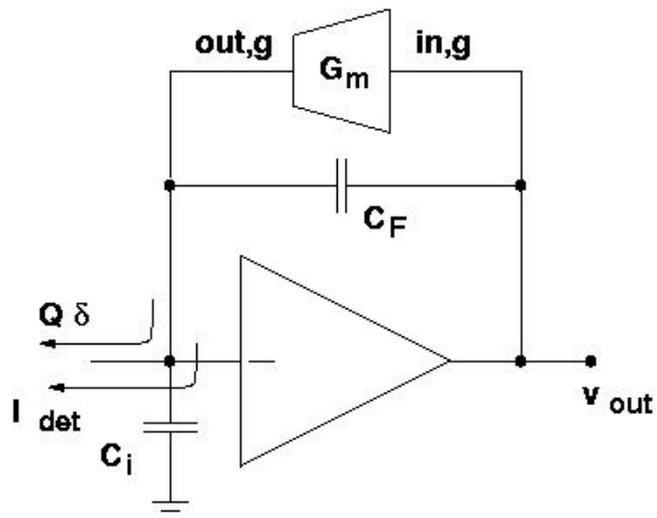


Il valore quadratico medio del rumore all'uscita è dato da

$$\overline{v_n^2} = \int_0^{+\infty} \frac{4kT}{r_{ON}} \frac{r_{ON}^2}{1 + \omega^2 r_{ON}^2 C_F^2} df = \frac{4kT}{C_F} \frac{1}{2\pi} \int_0^{+\infty} \frac{1}{1+x^2} dx = \frac{kT}{C_F}$$

I problemi di iniezione di carica, di clock feedthrough e di rumore kT/C possono essere attenuati con tecniche di correlated double sampling

Il ripristino della carica può essere ottenuto mediante uno **stadio a transconduttanza**, ovvero un circuito che genera una corrente di segnale proporzionale alla tensione al suo ingresso



$$i_{out,g} = G_m v_{in,g} = G_m v_{out}$$

Risposta alla delta

$$v_{out}(t) = \frac{Q}{C_F} \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right), \quad \tau = \frac{C_F}{G_m}$$

Si osservi che il transconduttore ideale si comporta come un resistore R_F di resistenza

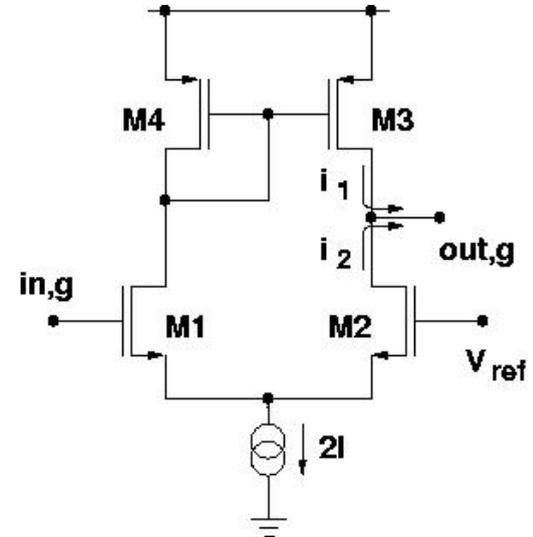
$$R_F = \frac{1}{G_m}$$

L'analisi di piccolo segnale (nell'ipotesi che M3 ed M4 siano identici, e che lo siano pure M1 ed M2) fornisce i seguenti risultati

$$i_1 = g_{m1} \frac{V_{in,g}}{2} \quad i_2 = g_{m1} \frac{V_{in,g}}{2}$$



$$i_{out,g} = i_1 + i_2 = g_{m1} V_{in,g} = G_m V_{in,g}$$



In realtà la relazione tra la corrente di drain e la tensione tra drain e source è di tipo quadratico

$$I_D = B V_{ov}^2, \quad B = \frac{1}{2} \mu C_{OX} \frac{W}{L}, \quad V_{ov} = V_{GS} - V_{th}$$

Se i è la corrente differenziale dovuta ad una tensione differenziale $v_{in,g}$

$$I + i = B \left(V_{ov} + \frac{v_{in,g}}{2} \right)^2, \quad I - i = B \left(V_{ov} - \frac{v_{in,g}}{2} \right)^2$$

$$i_1 = i_2 = i = v_{in,g} \sqrt{BI} \sqrt{1 - \frac{B v_{in,g}^2}{4I}}$$

Si osservi che $\sqrt{BI} = \frac{g_{m1}}{2}$

Sorgenti di rumore nel transconduttore

$$\frac{di_b^2}{df} = 4kT\Gamma g_{m3}, \quad \frac{di_a^2}{df} = 4kT\Gamma g_{m1}$$

La densità spettrale di rumore associata al transconduttore è data da

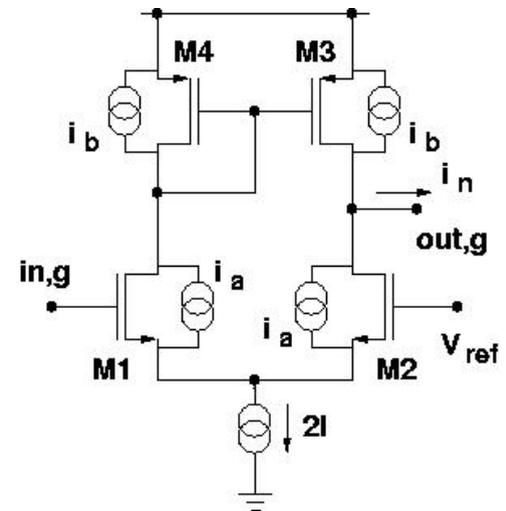
$$\frac{di_n^2}{df} = 8kT\Gamma(g_{m1} + g_{m3})$$

Il generatore di rumore equivalente può essere rappresentato come un generatore di corrente in parallelo al transconduttore

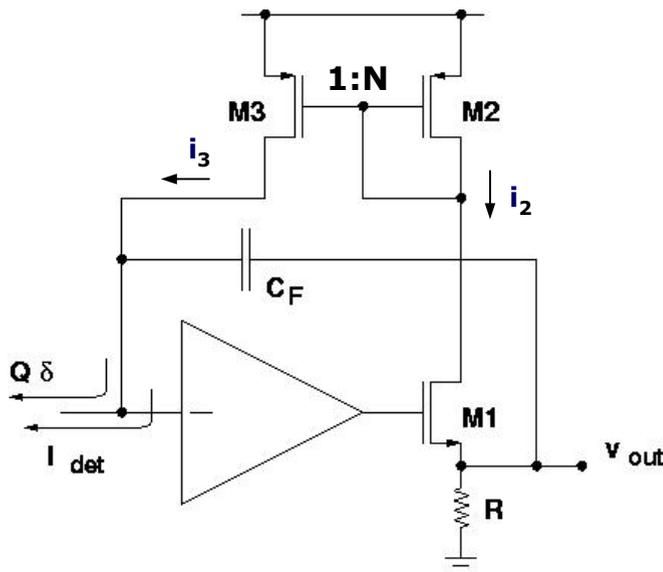
Per $g_{m1} = g_{m3}$

$$\frac{di_n^2}{df} = 16kT\Gamma G_m = 4\Gamma \frac{4kT}{R_F}$$

Si osservi che in assenza di segnale, la tensione all'ingresso del transconduttore (e dunque all'uscita del preamplificatore di carica) tende ad uguagliare la tensione di riferimento V_{ref}



Nella configurazione del tipo a resistenza ridotta (R-scaling**) una resistenza di piccolo valore viene utilizzata per generare una corrente che, attenuata mediante uno specchio di corrente, viene impiegata come corrente di ripristino**



$$i_2 = \frac{V_{out}}{R}, \quad i_3 = \frac{V_{out}}{N \cdot R}$$

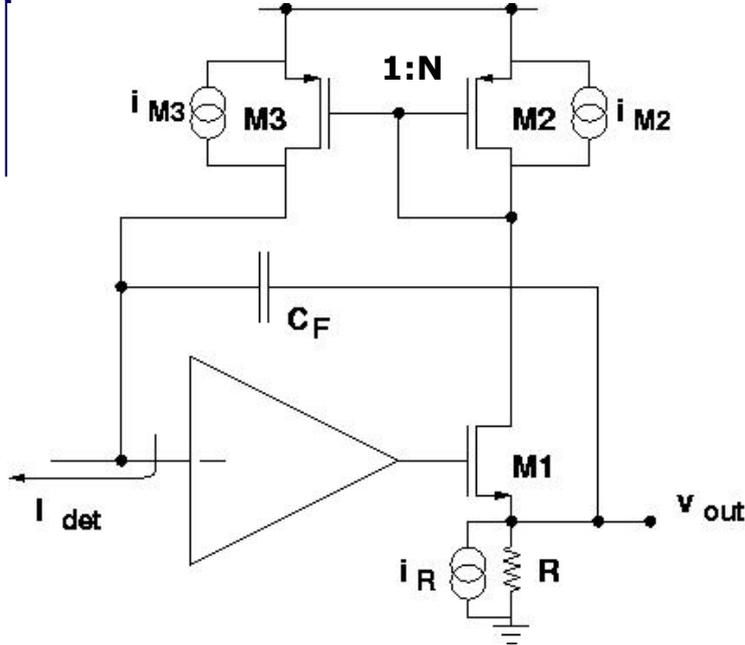
Risposta alla delta

$$v_{out}(t) = \frac{Q}{C_F} \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right), \quad \tau = C_F R_{eq} = C_F N \cdot R$$

Si osservi che, in assenza di segnale, l'uscita dell'amplificatore assume il valore necessario affinché sia

$$\frac{V_{out}}{R} = N \cdot I_{det}$$

Sorgenti di rumore nella rete di ripristino



$$\frac{\overline{di_R^2}}{df} = \frac{4kT}{R}, \quad \frac{\overline{di_{M2}^2}}{df} = 4kT\Gamma g_{m2}, \quad \frac{\overline{di_{M3}^2}}{df} = 4kT\Gamma g_{m3}$$

Grazie allo specchio di corrente, la densità spettrale di rumore associata alla resistenza R viene riportata all'ingresso attenuata di un fattore N^2

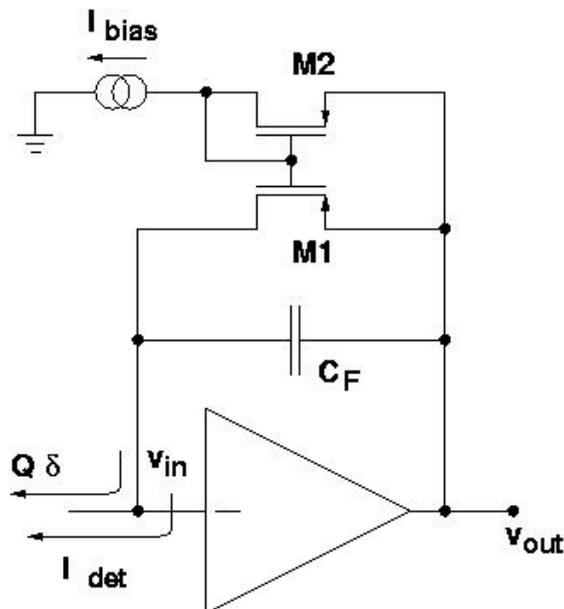
$$\frac{\overline{di_{R,in}^2}}{df} = \frac{4kT}{R \cdot N^2}$$

Per quel che riguarda il rumore nel canale dei MOSFET M1 ed M2

$$g_{m3} = \sqrt{2\mu C_{OX} \frac{W_2}{L_2} I_{det}}, \quad g_{m2} = \sqrt{2\mu C_{OX} \frac{N \cdot W_2}{L_2} N \cdot I_{det}} = N \cdot g_{m3}$$

$$\frac{\overline{di_{M3,in}^2}}{df} = \frac{\overline{di_{M3}^2}}{df} = 4kT\Gamma g_{m3}, \quad \frac{\overline{di_{M2,in}^2}}{df} = \frac{1}{N^2} \frac{\overline{di_{M2}^2}}{df} = \frac{1}{N} \frac{\overline{di_{M3}^2}}{df}$$

Il ripristino della carica può essere ottenuto mediante una configurazione con limitazioni in termini di slew-rate (slew-rate limited**)**

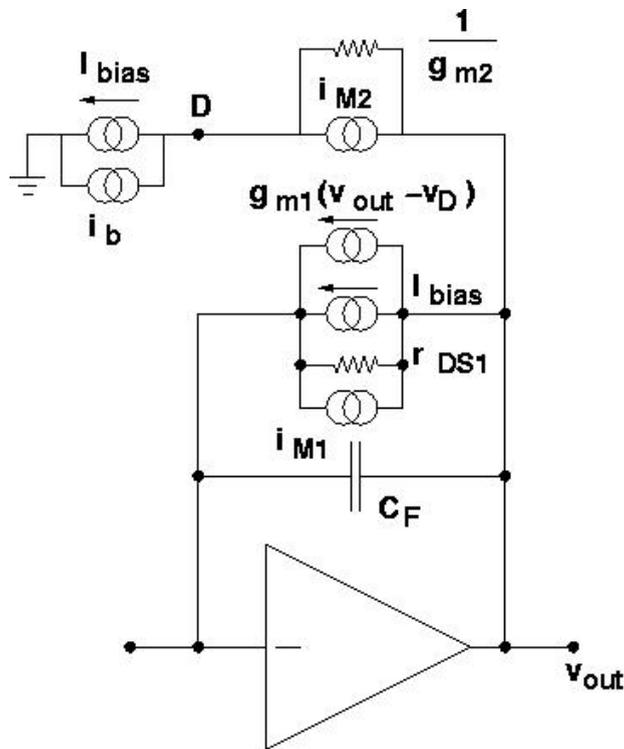


In assenza di segnale M1 opera in zona lineare, con $V_{out} \approx V_{in}$ (I_{bias} è molto piccola e la tensione di saturazione di M1 è pure molto piccola)

All'arrivo di un segnale (a $t=t_0$), M1 entra in zona di saturazione e specchia la corrente I_{bias}

$$v_{out}(t) = \frac{Q}{C_F} - \frac{I_{bias}}{C_F} t, \quad t > t_0$$

La scarica prosegue linearmente finché M1 non torna in zona di triodo

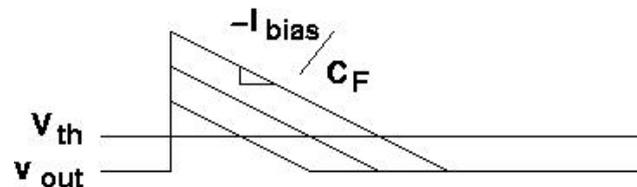


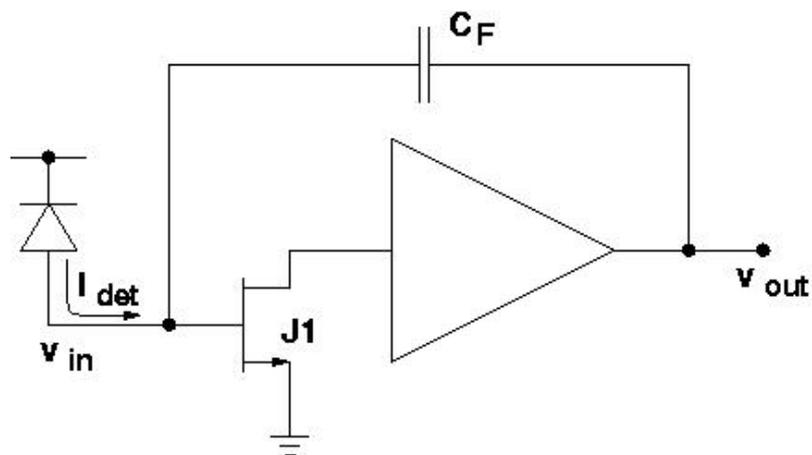
In presenza di segnale il transistor **M1** opera in saturazione e riproduce la corrente I_{bias} secondo il fattore di specchio

I contributi di rumore provenienti da **M1**, **M2** e dal generatore di corrente I_{bias} possono essere riferiti all'ingresso del preamplificatore

$$\frac{di_{N,in}^2}{df} = \frac{di_{M1}^2}{df} + \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \left(\frac{di_{M2}^2}{df} + \frac{di_b^2}{df} \right)$$

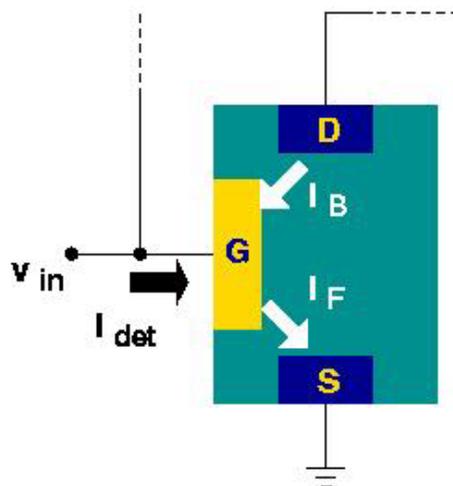
Questa rete di ripristino è adeguata per applicazioni in cui si richieda una conversione tensione-tempo





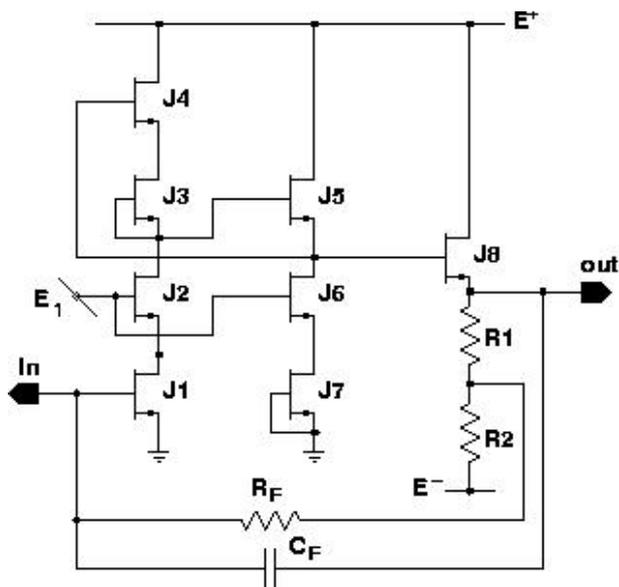
In quelle tecnologie in cui siano disponibili dispositivi FET a giunzione è possibile adottare una tecnica di ripristino che sfrutta la corrente nella giunzione gate-canale in polarizzazione diretta

In assenza di segnale, la corrente di leakage del rivelatore viene compensata dalla corrente nella giunzione gate-canale

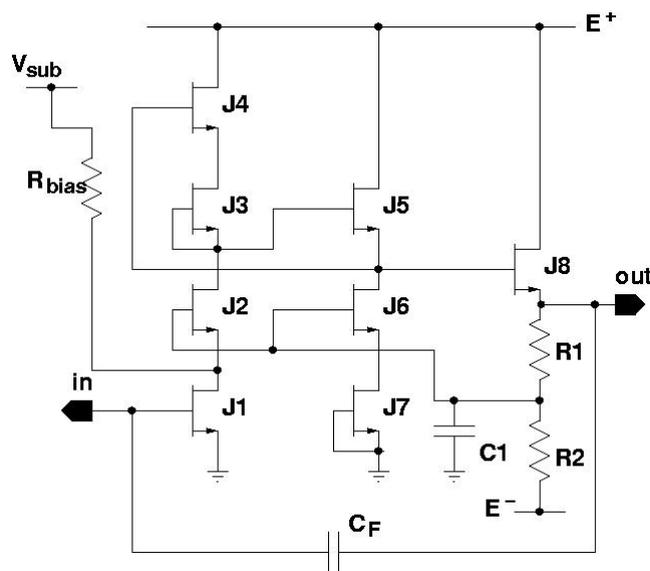


Esempio: preamplificatore di carica realizzato con soli JFET a canale N

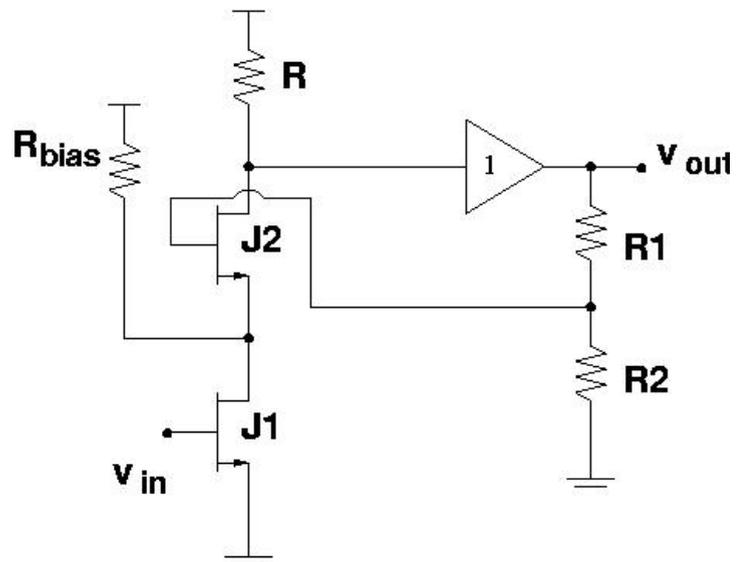
Ripristino resistivo



Ripristino non resistivo



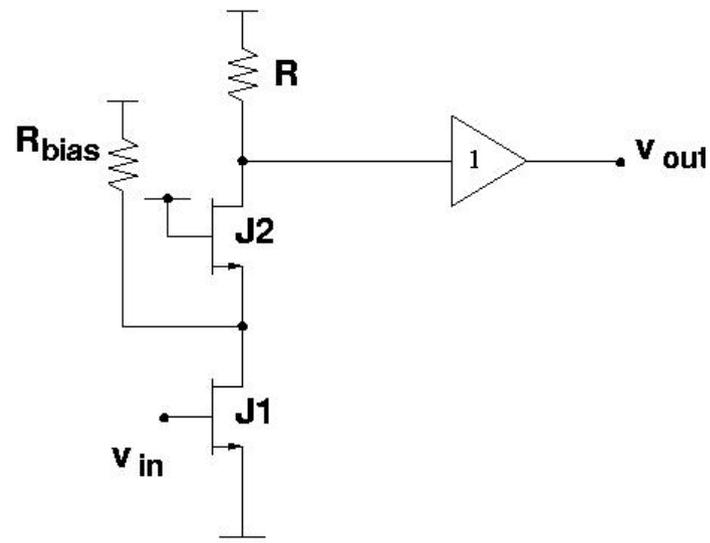
Alle basse frequenze



$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_{m1} R_{bias} \left(1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

$$R \gg R_{bias}, \quad R \gg g_{m2}^{-1}$$

In presenza di segnale

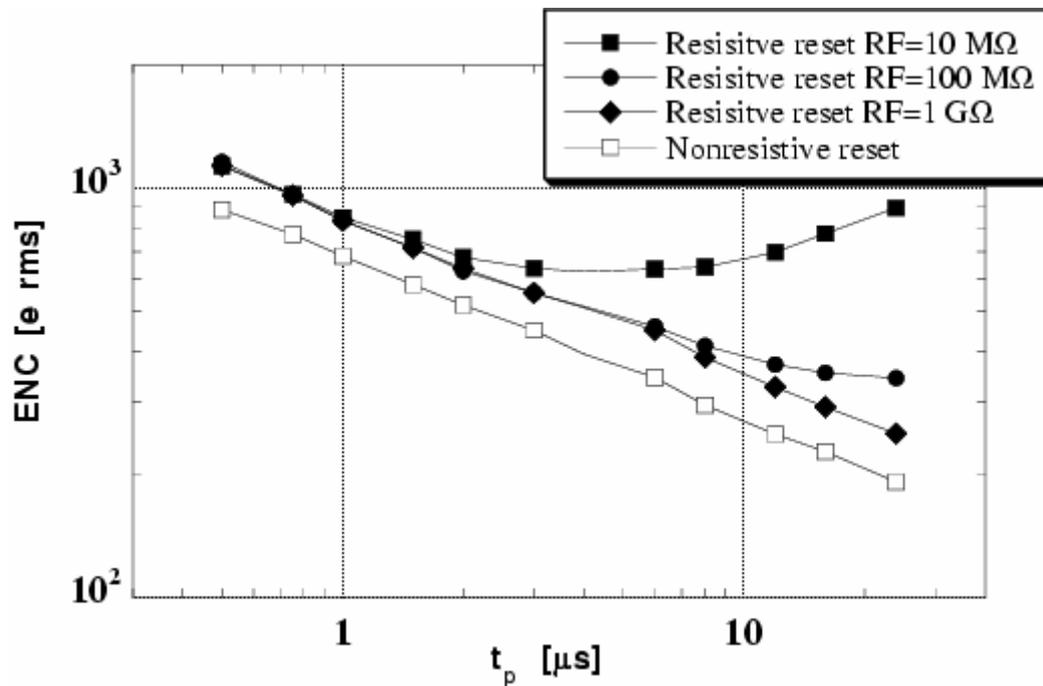


$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_{m1} R$$

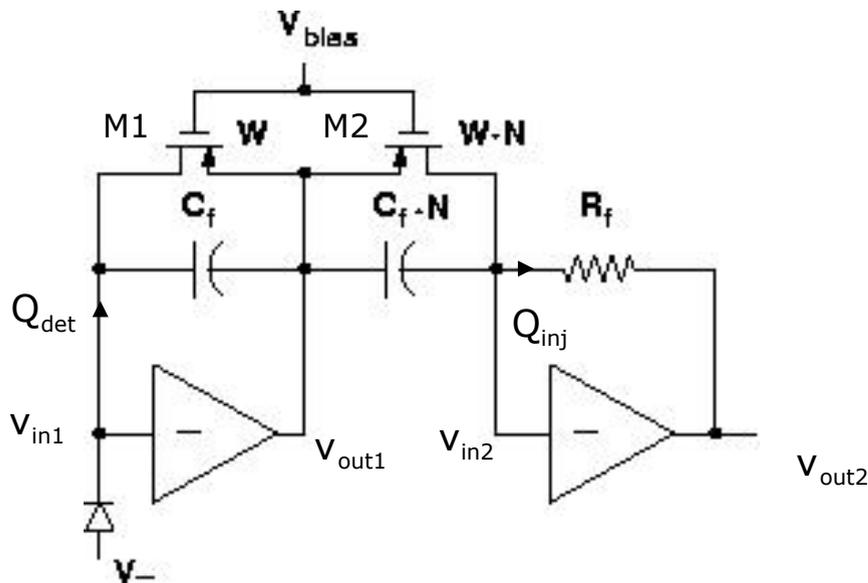
$$g_{m2} R_{bias} \gg 1$$

Dal punto di vista del rumore, il vantaggio offerto da questa tecnica di ripristino della carica consiste principalmente nella soppressione del contributo di rumore parallelo associato alla resistenza di reazione

Va comunque tenuto conto del rumore granulare nella corrente di gate del dispositivo di ingresso



L'uso di una rete di ripristino a **singolo MOSFET in saturazione**, consente all'amplificatore di avere una elevata adattabilità alla corrente di leakage del rivelatore



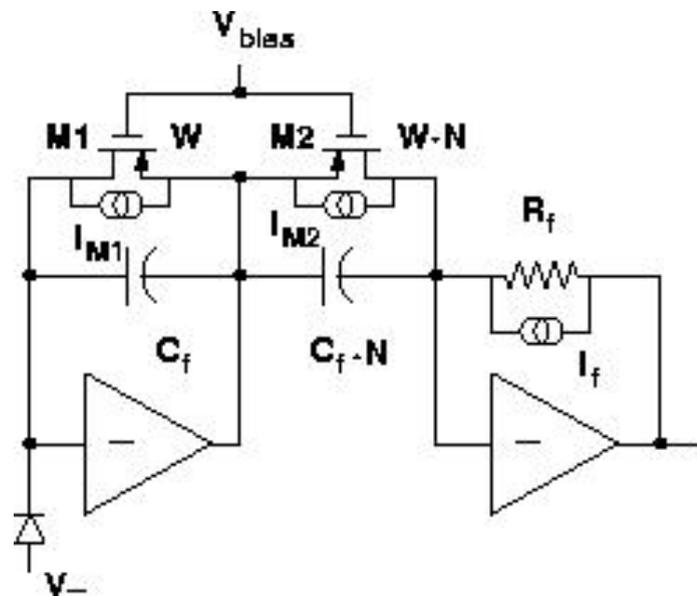
$$V_{out1} \approx V_{bias} - V_{T1} + \sqrt{\frac{2}{\mu C_{OX}} \frac{L_1}{W_1} (I_{det} + I_B)}$$

La risposta del circuito (v_{out1}) ha forma dipendente dall'ampiezza della carica in ingresso (Q_{det}) a causa della caratteristica I-V di M1

$$V_{out1}(t) \approx \frac{2(V_{GS1} - V_{T1})}{\left[2(V_{GS1} - V_{T1}) \frac{C_F}{Q_{det}} - 1 \right] \exp\left(\frac{t}{C_F} g_{m1}\right) + 1}$$

La rete di compensazione agisce in maniera tale da ridurre le non linearità nel segnale; inoltre

$$Q_{inj} = N \cdot Q_{det}$$



Sorgenti di rumore nella rete di ripristino: rumore nella corrente di canale di M1 ed M2 e rumore termico in R_f

Il rumore parallelo dovuto alla rete di ripristino, riferito all'ingresso del primo amplificatore, è dato da

$$\frac{d\bar{i}_n^2}{df} = 4kT \left[\left(g_{m1} + \frac{g_{m2}}{N^2} \right) + \frac{1}{N^2 R_f} \right]$$

Per N sufficientemente elevato i contributi di rumore dovuti ad M2 ed R_f possono essere trascurati

Bibliografia

- B. Razavi, *Design of analog CMOS Integrated Circuits*, McGraw Hill, Boston, 2001.
- Z. Y. Chang, W. M.C. Sansen, *Low-Noise Wide-Band Amplifiers in Bipolar and CMOS Technologies*, Kluwer Academic Publishing, Boston, 1991
- G.F. Dalla Betta, M. Manghisoni, L. Ratti, V. Re, V. Speciali, "JFET preamplifiers with different reset techniques on detector-grade high-resistivity silicon", *Nucl. Instrum. Methods*, vol. A512, pp. 199-206, 2003.
- L. Fabris, P.F. Manfredi, "Optimization of front-end design in imaging and spectrometry applications with room temperature semiconductor detectors", *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 49, pp. 1978-1985, Aug. 2002.
- G. De Geronimo, P. O'Connor, V. Radeka, B. Yu, "Front-end electronics for imaging detectors", *Nucl. Instrum. Methods*, vol. A471, pp. 192-199, 2001.
- C. Fiorini, P. Lechner, "Continuous charge restoration in semiconductor detectors by means of the gate-to-drain current of the integrated front-end JFET", *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 46, pp. 761-764, June 1999.
- P.F. Manfredi, A. Leona, E. Mandelli, V. Re, V. Speciali, "Design hints for best noise and signal behaviour in DMILL amplifiers", *Nucl. Instrum. Methods*, vol. A421, pp. 552-557, 1999.
- G. De Geronimo, P. O'Connor, "A CMOS detector leakage current self-adaptable continuous reset system: theoretical analysis", *Nucl. Instrum. Methods*, vol. A421, pp. 322-333, 1999.

- M. Sampietro, G. Bertuccio, "Zero power current conveyor for DC stabilization and system reset of fast current pulse amplifiers", *Electron. Lett.*, vol. 34, pp. 1801-1802, 1998.
- P.F. Manfredi, V. Re, V. Speciali, "Monolithic JFET preamplifier with nonresistive charge reset", *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 45, pp. 2257-2260, Aug. 1998.
- J. Vandebussche, F. Leyn, G. Van der Plas, G. Gielen, W. Sansen, "A fully integrated low-power CMOS particle detector front-end for space applications", *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 45, pp. 2272-2278, Aug. 1998.
- R.L. Chase, A. Hrisoho, J.P. Richer, "8-channel CMOS preamplifier and shaper with adjustable peaking time and automatic pole-zero cancellation", *Nucl. Instrum. Methods*, vol. A409, pp. 328-331, 1998.
- P.F. Manfredi, I. Kipnis, A. Leona, L. Luo, E. Mandelli, M. Momayezi *et al.*, "The analog front-end section of the BaBar silicon vertex tracker readout IC", *Nucl. Instrum. Methods*, vol. B61, pp. 532-538, 1998.
- L. Blanquart, A. Mekkaoui, V. Bonzom, P. Delpierre, "Pixel analog cells prototypes for ATLAS in DMILL technology", *Nucl. Instrum. Methods*, vol. A395, pp. 313-317, 1997.
- A. Fazzi, P. Rehak, "A double-gate double-feedback JFET charge-sensitive preamplifier", *Nucl. Instrum. Methods*, vol. A380, pp. 346-349, 1996.
- P.F. Manfredi, V. Re, V. Speciali, "JFET-based monolithic preamplifiers for spectrometry applications", *Nucl. Instrum. Methods*, vol. A380, pp. 308-311, 1996.

-
- V. Radeka, S. Rescia, L.A. Rehn, P.F. Manfredi, V. Speziali, "Monolithic junction field-effect transistor charge preamplifier for calorimetry at high luminosity hadron colliders", *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 40, pp. 1321-1324, Oct. 1993.
 - V. Radeka, S. Rescia, "JFET monolithic preamplifier with outstanding noise behaviour and radiation hardness characteristics", *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 40, pp. 744-749, Aug. 1993.
 - M. Steyaert, P. Kinget, W. Sansen, J. Van der Spiegel, "Full integration of extremely large time constants in CMOS", *Electron. Lett.*, vol. 27, pp. 790-791, 1991.
 - W. Buttler, H. Vogt, G. Lutz, P.F. Manfredi, V. Speziali, "JFET-PMOS technology in the design of monolithic preamplifier systems for multielectrode detectors", *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 38, pp. 69-76, Apr. 1991.