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

Progetto a basso rumore di preamplificatori di carica in tecnologia bipolare, JFET e CMOS

Lodovico Ratti

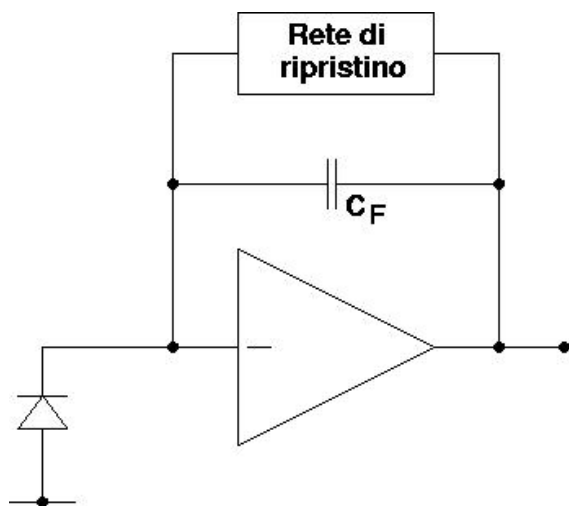
I.N.F.N. Sezione di Pavia, 26 ottobre 2004

SOMMARIO

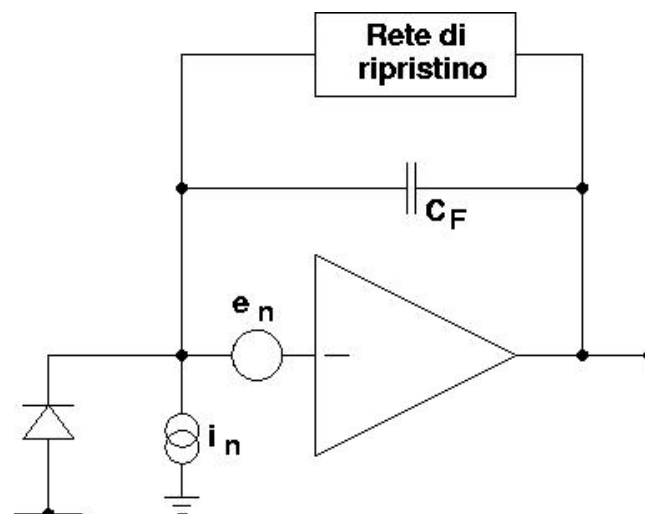
❖ Scelta e dimensionamento del dispositivo di ingresso in preamplificatori di carica

- ❖ Preamplificatori in tecnologia bipolare
- ❖ Preamplificatori in tecnologia JFET
 - Scelta del dispositivo in applicazioni rad-hard
- ❖ Preamplificatori in tecnologia CMOS
 - Altre sorgenti di rumore in preamplificatori CMOS
- ❖ Confronti tra dispositivi di diversa polarità e tecnologia

Sorgenti di rumore nel preamplificatore di carica

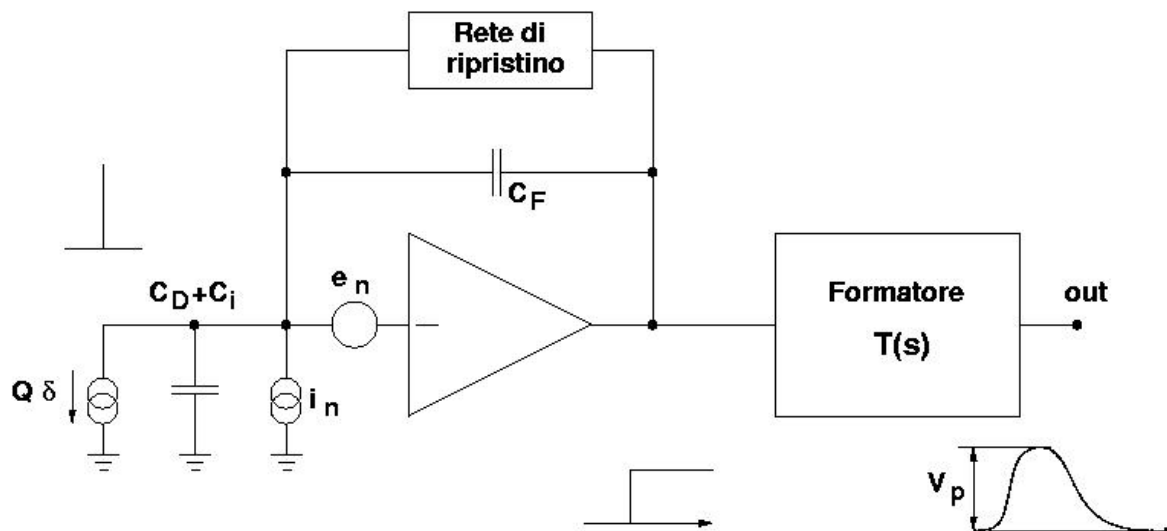


Preamplificatore reale con sorgenti di rumore interne



Preamplificatore ideale privo di rumore con sorgenti di rumore riferite all'ingresso

Carica equivalente di rumore (ENC)



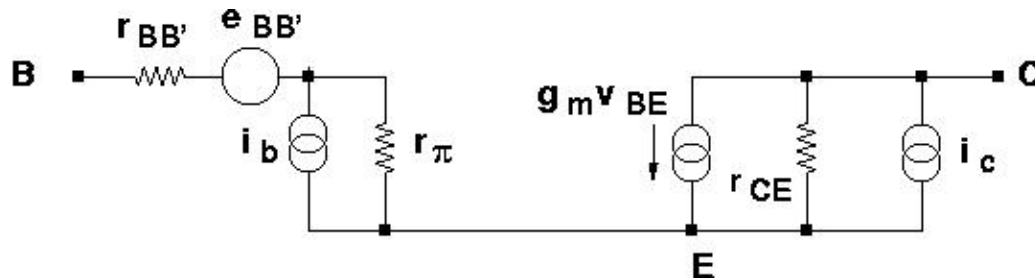
$$ENC = \frac{\sqrt{V_n^2}}{V_p / Q}$$

$$\frac{V_p}{Q} = \text{Charge sensitivity} \propto \frac{1}{C_F}$$

In un canale analogico ben progettato le prestazioni di rumore sono determinate principalmente dalle caratteristiche del dispositivo di ingresso

Preamplificatori in tecnologia bipolare

Sorgenti di rumore nel transistor bipolare



$$\frac{d\overline{e_{BB'}^2}}{df} = 4kTr_{BB'}$$

Rumore termico nella resistenza distribuita di base

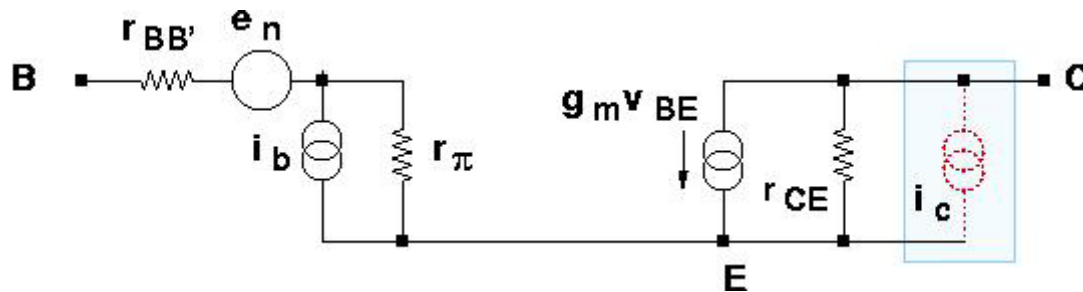
$$\frac{d\overline{i_b^2}}{df} = 2qI_B + \frac{k_B I_B^2}{f}$$

Rumore granulare ed 1/f nella corrente di base

$$\frac{d\overline{i_c^2}}{df} = 2qI_C$$

Rumore granulare nella corrente di collettore

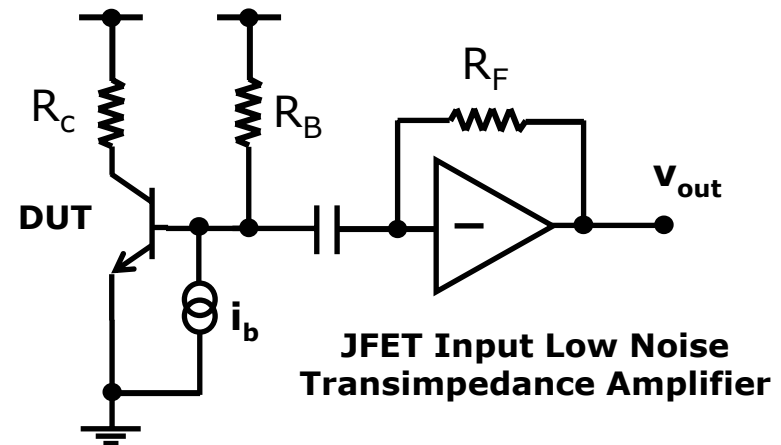
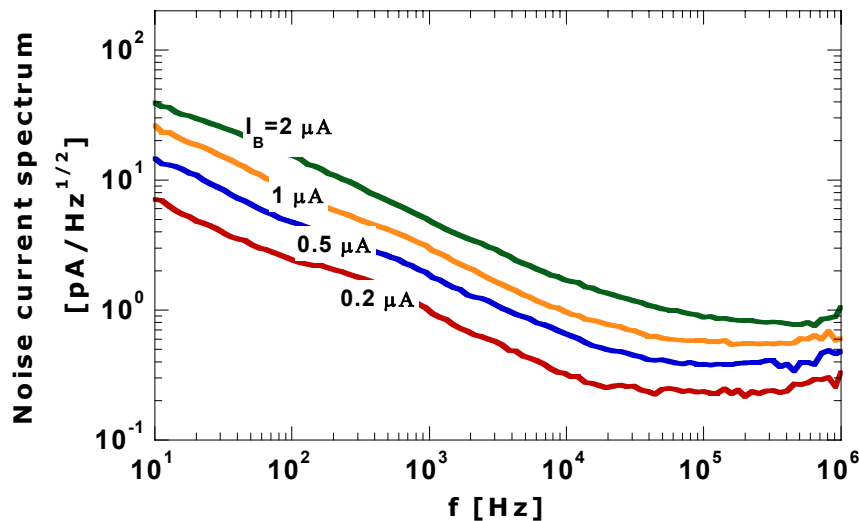
Generatori di rumore equivalenti riferiti alla base del dispositivo



$$\frac{d\overline{e_n^2}}{df} = 4kT \left(r_{BB'} + \frac{1}{2g_m} \right), \quad r_{BB'} \ll r_\pi$$

$$\frac{d\overline{i_b^2}}{df} = 2qI_B + \frac{k_f I_B^2}{f}$$

Rumore $1/f$ nella corrente di base: determinato dalla presenza di trappole associate a difetti nella zona di svuotamento tra base ed emettitore, in particolare nella zona di superficie



In un preamplificatore di carica con ingresso a transistori bipolari, la carica equivalente di rumore assume la seguente espressione generale

$$ENC^2 = A_1 C_T^2 \frac{2(kT)^2}{qI_C t_p} + A_1 C_T^2 \frac{4kTr_{BB'}}{t_p} + A_3 \frac{2qI_C}{\beta} t_p + A_5 \frac{k_f I_C^2}{\beta^2} t_p^2$$

dove A_1 , A_3 ed A_5 sono coefficienti di formatura dipendenti dalla funzione di trasferimento del formatore

$$A_1 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{+\infty} |T(jx)|^2 dx$$

$$A_3 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{+\infty} \frac{|T(jx)|^2}{x^2} dx$$

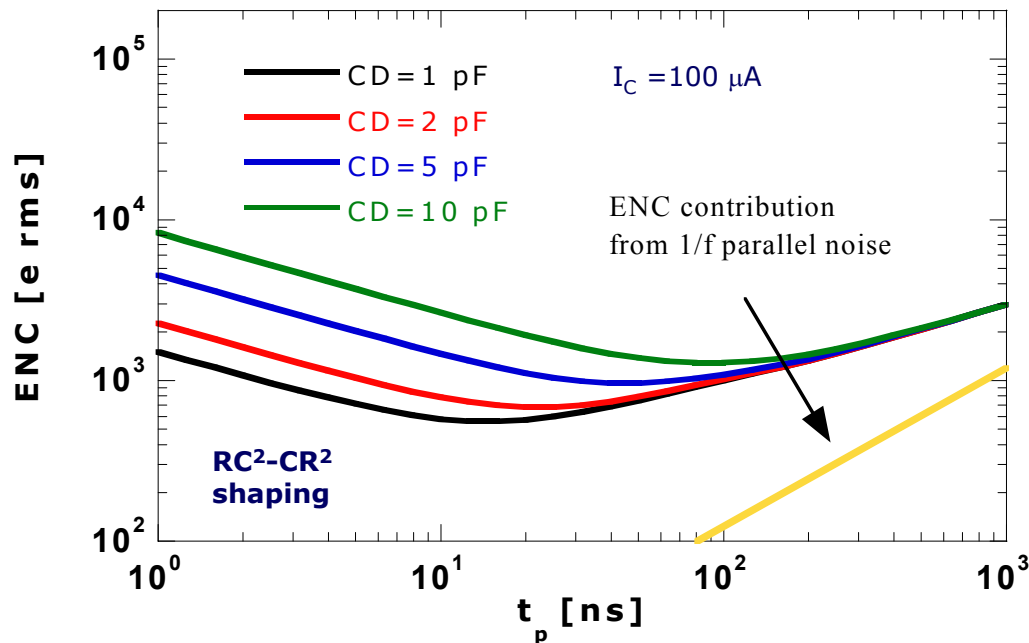
$$A_5 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{+\infty} \frac{|T(jx)|^2}{x^3} dx$$

Affinché il terzo integrale converga è possibile adottare, per esempio, una formatura di tipo semigaussiano bipolare

Si osservi che tutti i termini della ENC, ad eccezione del secondo, associato al rumore nella resistenza distribuita di base, possono essere espressi in funzione del prodotto $I_C t_p$

Se si trascura quel termine, ENC² assume l'espressione

$$\text{ENC}^2(u) = A_1 C_T^2 \frac{2(kT)^2}{q} \frac{1}{u} + A_3 \frac{2q}{\beta} u + A_5 \frac{k_f}{\beta^2} u^2, \quad u = I_C t_p$$



Il minimo della precedente espressione può essere determinato analiticamente (risoluzione di una equazione di terzo grado)

Un caso comunque più interessante è quello in cui il rumore di tipo 1/f nella corrente di base sia trascurabile rispetto a quello granulare

In questo caso la ENC assume l'espressione

$$ENC^2(u) = A_1 C_T^2 \frac{2(kT)^2}{q} \frac{1}{u} + A_3 \frac{2q}{\beta} u$$

Che assume valore minimo per

$$\begin{aligned} \frac{dENC^2(u)}{du} &= A_3 \frac{2q}{\beta} - A_1 C_T^2 \frac{2(kT)^2}{q} \frac{1}{u^2} = 0 \\ \Rightarrow u_{opt} &= I_C t_p = C_T \frac{kT}{q} \sqrt{\frac{A_1 \beta}{A_3}} \end{aligned}$$

Il minimo di ENC^2 vale

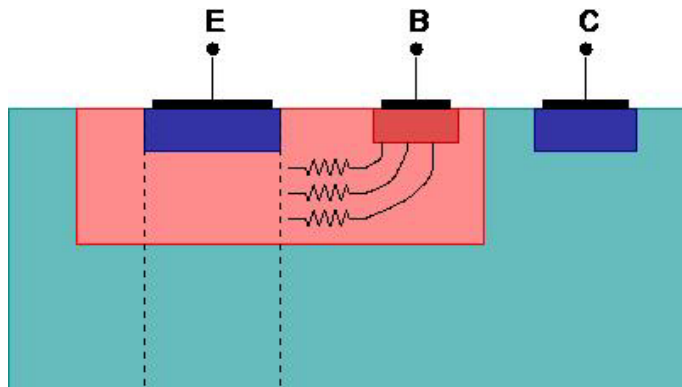
$$ENC^2(u_{opt}) = 4C_T kT \sqrt{\frac{A_1 A_3}{\beta}}$$

$$u_{\text{opt}} = I_C t_p = C_T \frac{kT}{q} \sqrt{\frac{A_1 \beta}{A_3}}$$

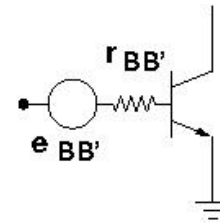
Se il valore della corrente di collettore è fissato in base a criteri di consumo di potenza, il tempo di picco può essere determinato sulla base della minimizzazione della carica equivalente di rumore

Se il valore del tempo di picco è fissato sulla base, per esempio, della frequenza prevista per gli eventi sotto misura, la corrente di collettore può essere fissata sulla base delle considerazioni relative alla carica equivalente di rumore

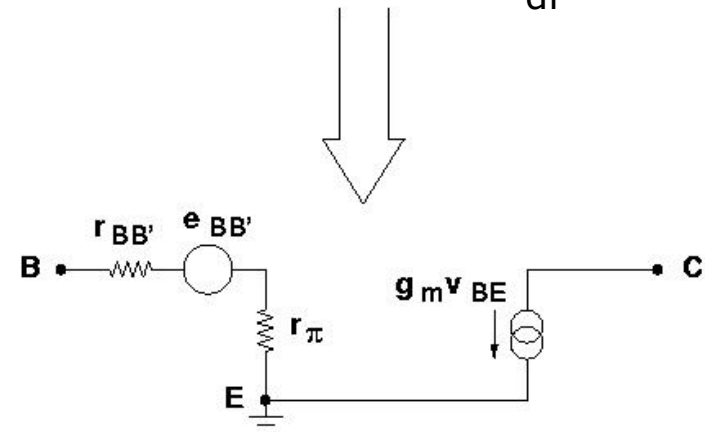
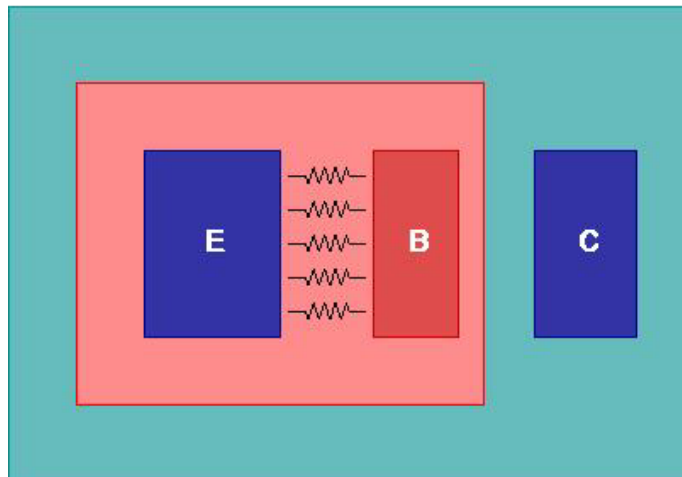
Origine della resistenza distribuita di base



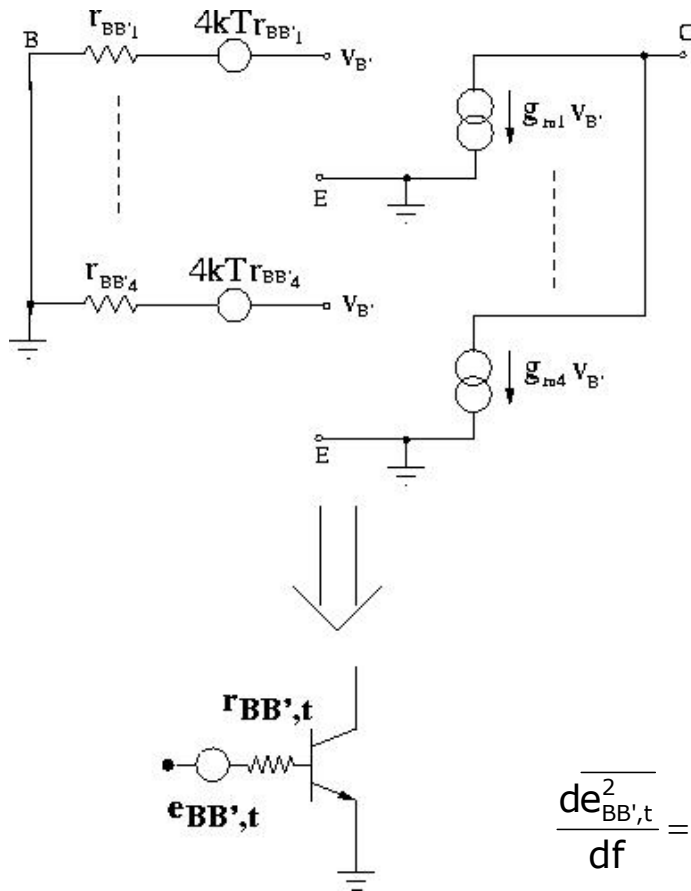
- n-
- n+
- p-
- p+



$$\frac{de_{BB'}^2}{df} = 4kTr_{BB'}$$



Riduzione degli effetti dovuti al rumore nella $r_{BB'}$



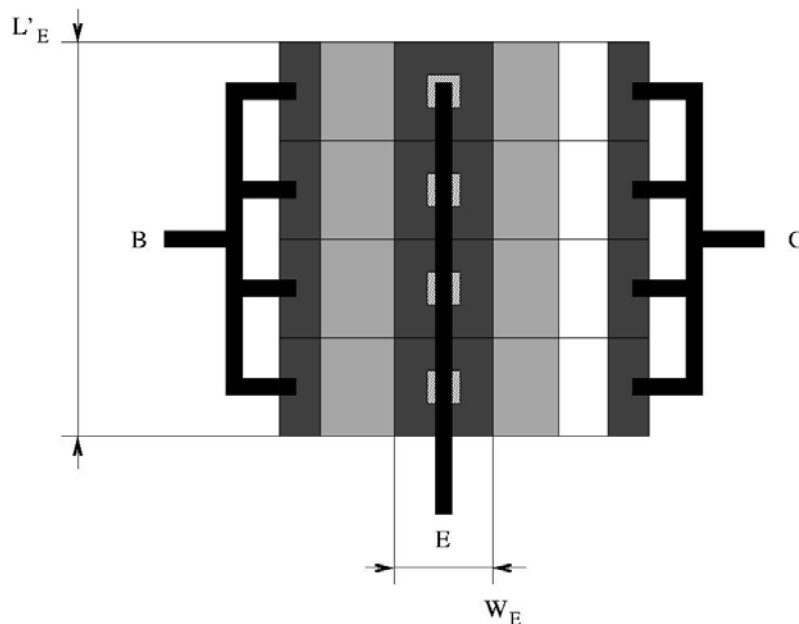
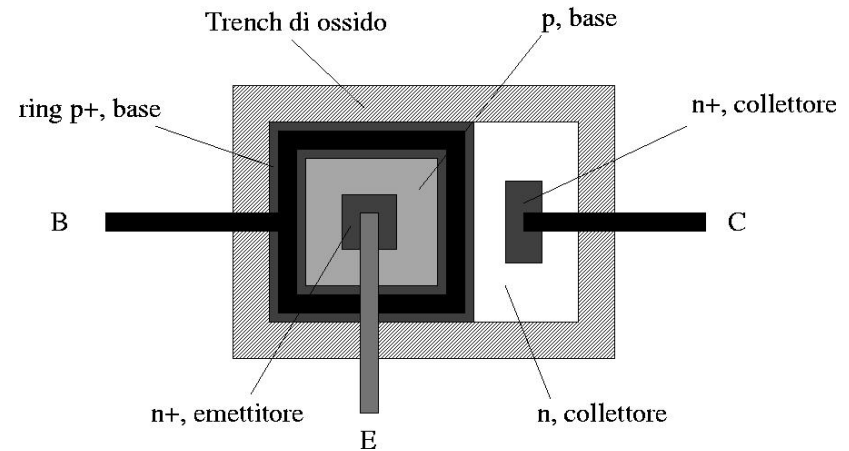
Sotto l'ipotesi che sia $r_{BB'} \ll r_{\pi}$ la corrente di corto circuito in uscita, dovuta alle sorgenti di rumore termico, è pari a

$$\frac{di_{cc}^2}{df} = 4kT(g_{m1}^2 r_{BB'1} + g_{m2}^2 r_{BB'2} + g_{m3}^2 r_{BB'3} + g_{m4}^2 r_{BB'4})$$

Nell'ipotesi che i transistori abbiano tutti la stessa transconduttanza e la stessa resistenza distribuita di base, la densità spettrale di rumore equivalente serie riferita alla base del dispositivo è pari a

$$\begin{aligned} \frac{de_{BB',t}^2}{df} &= \frac{1}{(4g_m)^2} \frac{di_{cc}^2}{df} = \frac{1}{16g_m^2} 4kT(4g_m^2 r_{BB'}) = \\ &= 4kT \frac{r_{BB'}}{4} = 4kTr_{BB',t} \end{aligned}$$

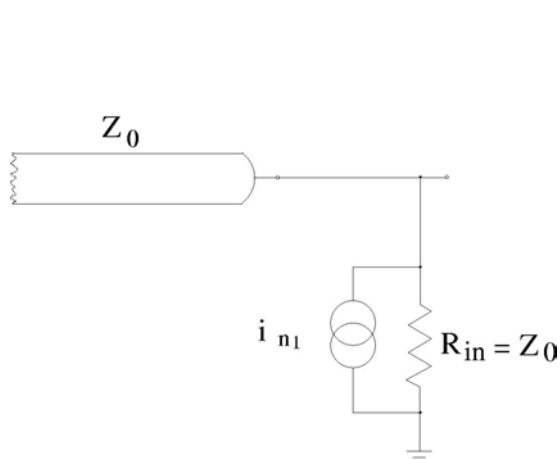
Struttura con ring di base



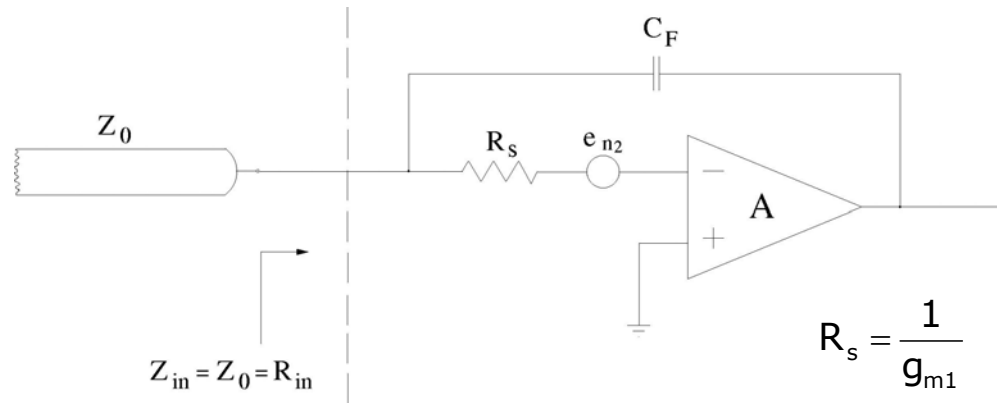
Resistenza fredda

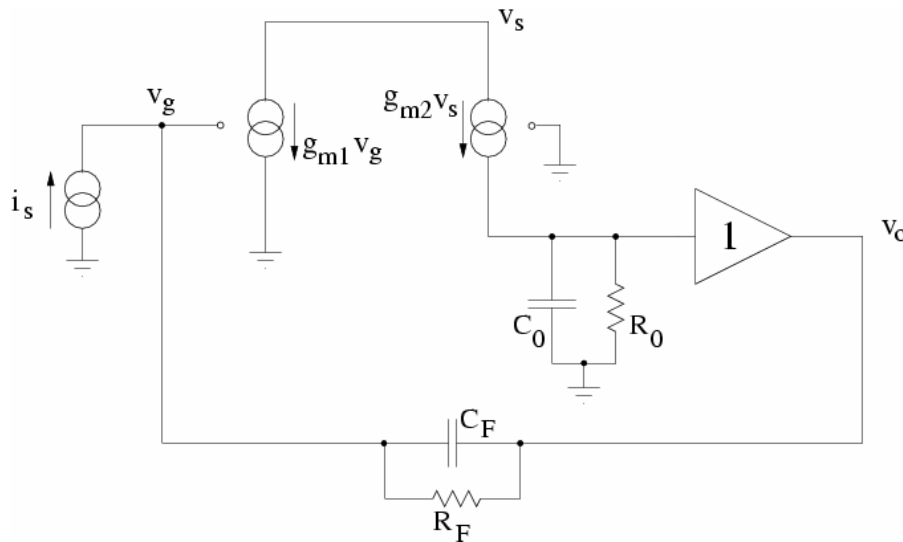
Utile in applicazioni rad-hard, in cui l'elettronica debba essere collocata ad una certa distanza dal rivelatore a causa dell'elevato livello di radiazione

Terminazione con resistore



Terminazione con impedenza dinamica dell'amplificatore





Se $R_F C_F = R_0 C_0$

$$Z_{in} = \frac{v_g}{i_s} \approx \frac{R_F}{g_{m1} R_0} \frac{1 + s R_0 C_0}{1 + s R_F C_F} = \frac{1}{g_{m1}} \frac{C_0}{C_F}$$

Il vantaggio, in termini di rumore, di questa soluzione può essere messo in rilievo confrontando la carica equivalente di rumore ENC_R dovuta alla resistenza di terminazione e la carica equivalente di rumore ENC_b associata al preamplificatore

$$ENC_{in}^2 = \frac{4kT_{in}}{R_{in}} A_3 t_p$$

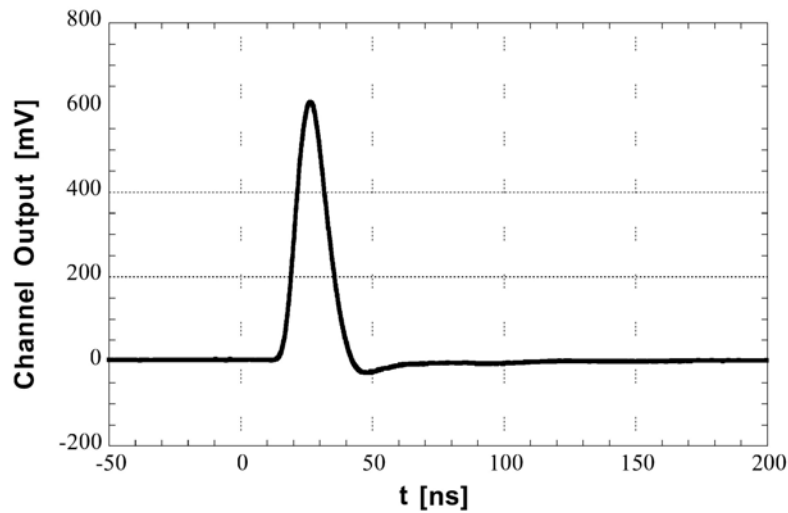
$$ENC_b^2 = 4kT_b R_s C_T^2 A_1 \frac{1}{t_p}$$

$$ENC_{in}^2 = ENC_b^2 \Rightarrow T_{in} = T_b R_s R_{in} \frac{A_1}{A_3} \left(\frac{C_T}{t_p} \right)^2$$

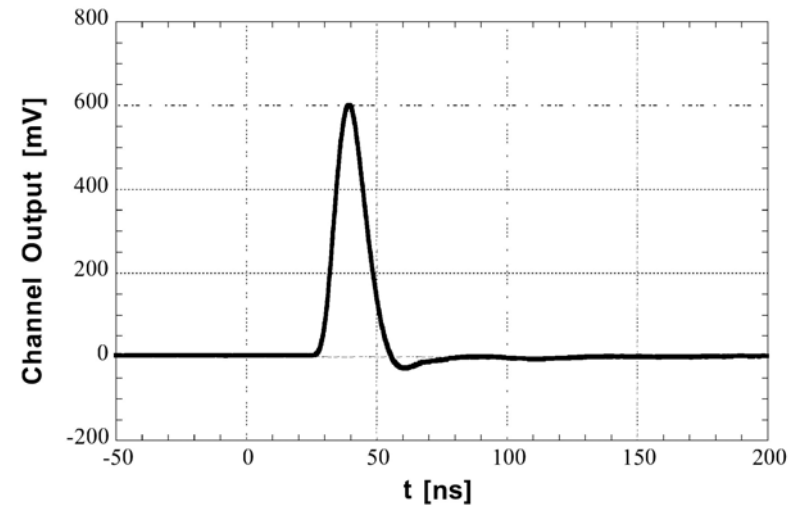
Per $R_s = 5\Omega$, $R_s = 50\Omega$ $A_1/A_3 = 1$, $C_T = 10pF$, $t_p = 10ns$

$$T_{in} \approx 2.5 \cdot 10^{-4} T_b$$

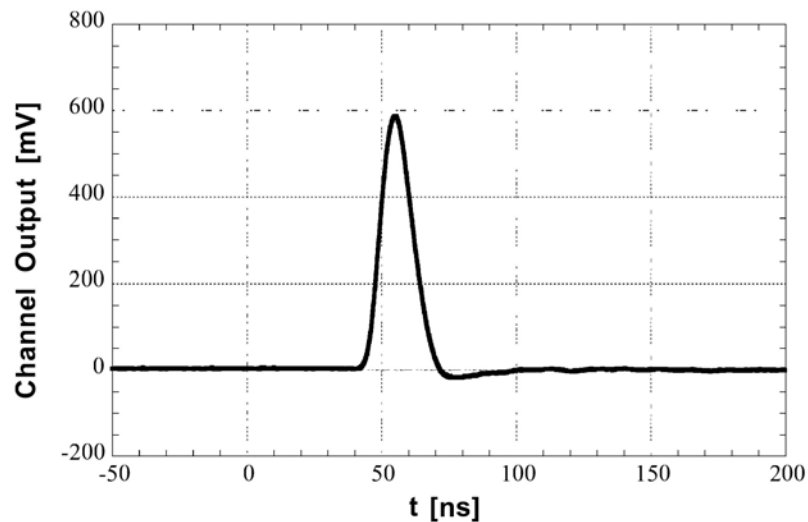
No rad-hard cable



3 m rad-hard cable

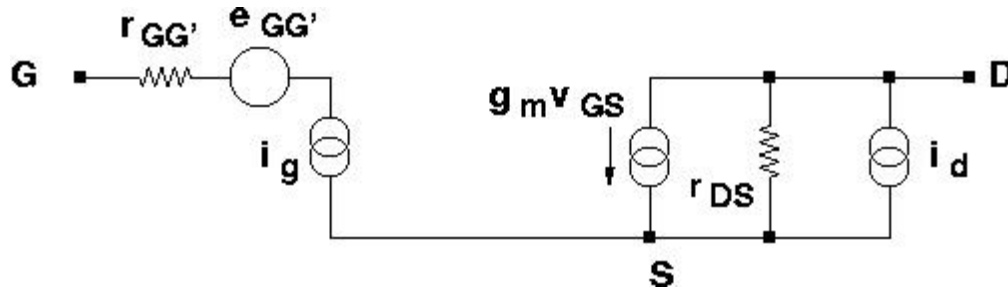


6 m rad-hard cable



Preamplificatori in tecnologia JFET

Sorgenti di rumore nel FET a giunzione



$$\frac{\overline{de_{GG'}^2}}{df} = 4kTr_{GG'}$$

Rumore termico nella resistenza serie di gate

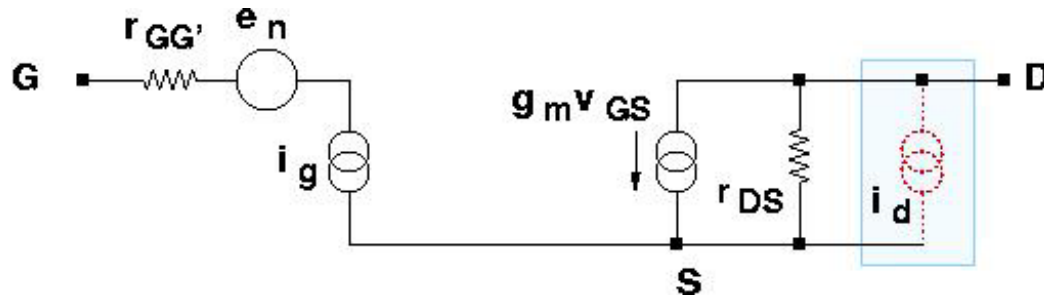
$$\frac{\overline{di_g^2}}{df} = 2qI_G$$

Rumore granulare nella corrente di gate

$$\frac{\overline{di_d^2}}{df} = 4kT\Gamma g_m + \frac{A_{f,p}}{f} + \sum_{i=1}^N \frac{A_{L,p,i} \tau_{L,i}}{1 + (2\pi f \tau_{L,i})^2}$$

Rumore termico di canale, 1/f e Lorentziano nella corrente di drain

Generatori di rumore equivalenti riferiti al gate del dispositivo



$$\frac{de_n^2}{df} = 4kT \left(r_{GG'} + \frac{\Gamma}{g_m} \right) + \frac{A_f}{f} + \sum_{i=1}^N \frac{A_{L,i} \tau_{L,i}}{1 + (2\pi f \tau_{L,i})^2},$$

$$A_f = \frac{A_{f,p}}{g_m^2}, \quad A_{L,i} = \frac{A_{L,p,i}}{g_m^2}$$

$$\frac{di_d^2}{df} = 2qI_G$$

Criterio del matching capacitivo

Consente di minimizzare la carica equivalente di rumore attraverso la scelta delle dimensioni del dispositivo di ingresso in un sistema per la misura della carica con ingresso a FET

Offre un criterio per la determinazione della larghezza di canale W (fissata la lunghezza L) del dispositivo di ingresso

Due condizioni di ottimizzazione:

- **a corrente di drain costante**
- **a densità di corrente costante**

Il criterio del matching capacitivo è applicabile anche nel caso di preamplificatori in tecnologia MOSFET (purché si consideri il funzionamento in zona di saturazione e di forte inversione)

L'espressione della ENC nel caso di un preamplificatore con ingresso a FET (trascurando le componenti di tipo Lorentziano) è

$$ENC^2 = A_1 C_T^2 \frac{4kT\Gamma}{g_m} \frac{1}{t_p} + A_2 C_T^2 A_f \quad A_2 = \int_0^{+\infty} \frac{|T(jx)|^2}{x} dx$$

dove $C_T = C_i + C_F + C_D = C_i + C_D^*$

Si supponga di operare a tempi di formatura ai quali il secondo ed il terzo termine siano trascurabili; allora

$$ENC^2 \approx A_1 C_T^2 \frac{4kT\Gamma}{g_m} \frac{1}{t_p}$$

Si osservi ora che

nel JFET $g_m = \sqrt{2\mu C_G \frac{W}{L} I_D}$ $C_i \approx \frac{2}{3} C_G WL \approx C_{GS}$

nel MOSFET $g_m = \sqrt{2\mu C_{OX} \frac{W}{L} I_D}$ $C_i \approx \frac{2}{3} C_{OX} WL \approx C_{GS}$

Minimizzazione della ENC a corrente costante (solo rumore bianco)

Questo criterio di progetto privilegia gli aspetti relativi alla dissipazione di potenza

Fissate L (in base a considerazioni di minima occupazione d'area) ed I_D

$$g_m \propto \sqrt{C_i}, \quad ENC^2 \propto \frac{(C_D^* + C_i)^2}{\sqrt{C_i}}$$

Il minimo si determina annullando la derivata di ENC rispetto a C_i

$$\frac{dENC}{dC_i} = 0 \Leftrightarrow \boxed{C_i = \frac{1}{3} C_D^*}$$

Minimizzazione della ENC a densità di corrente costante (solo rumore bianco)

Il valore della densità di corrente determina la regione operativa del dispositivo di ingresso (in particolare le condizioni di inversione nel canale del MOSFET)

E' possibile dimostrare che in queste condizioni la frequenza di transizione (f_T) del dispositivo è costante

Fissate L e I_D/W

$$g_m \propto C_i, \quad ENC^2 \propto \frac{(C_D^* + C_i)^2}{C_i}$$

La ENC^2 può essere minimizzata rispetto a C_i . Si può verificare che la carica equivalente di rumore è minima per

$$C_i = C_D^*$$

Minimizzazione della ENC nel caso di solo rumore 1/f

Si supponga di operare a tempi di formatura ai quali prevalga il contributo associato al rumore 1/f

$$ENC^2 \approx A_2 A_f C_T^2 \approx A_2 \frac{k_i}{WL} (C_D^* + C_i)^2$$

L'espressione della ENC può essere riscritta nel modo seguente

$$ENC^2 \propto \frac{(C_D^* + C_i)^2}{C_i}$$

che conduce alla condizione di minimo già vista nel caso di minimizzazione a densità di corrente costante

$$C_i = C_D^*$$

Conclusioni relative al criterio di matching capacitivo:

- nel caso di **minimizzazione a densità di corrente costante**, la scelta

$$C_i = C_D^*$$

consente di minimizzare singolarmente i termini di ENC associati ai contributi di rumore termico di canale ed $1/f$ e di minimizzare quindi la ENC complessiva

- nel caso di ottimizzazione a corrente costante, ciascuno dei due contributi viene minimizzato con un diverso valore di C_i ; la ENC complessiva può essere ottimizzato scegliendo C_i in maniera tale che

$$\frac{C_D^*}{3} < C_i < C_D^*$$

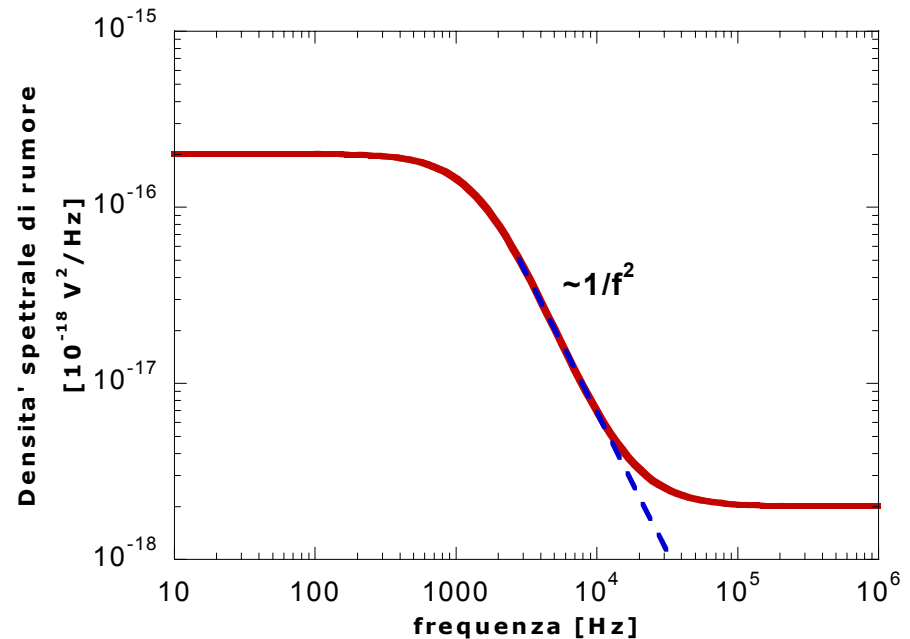
il valore effettivo di C_i dipende dal peso relativo tra i due contributi

Scelta del dispositivo in applicazioni rad-hard (tecnologia JFET)

Rumore Lorentziano

Il rumore di tipo Lorentziano si osserva in particolare in JFET esposti ad elevate dosi di radiazione

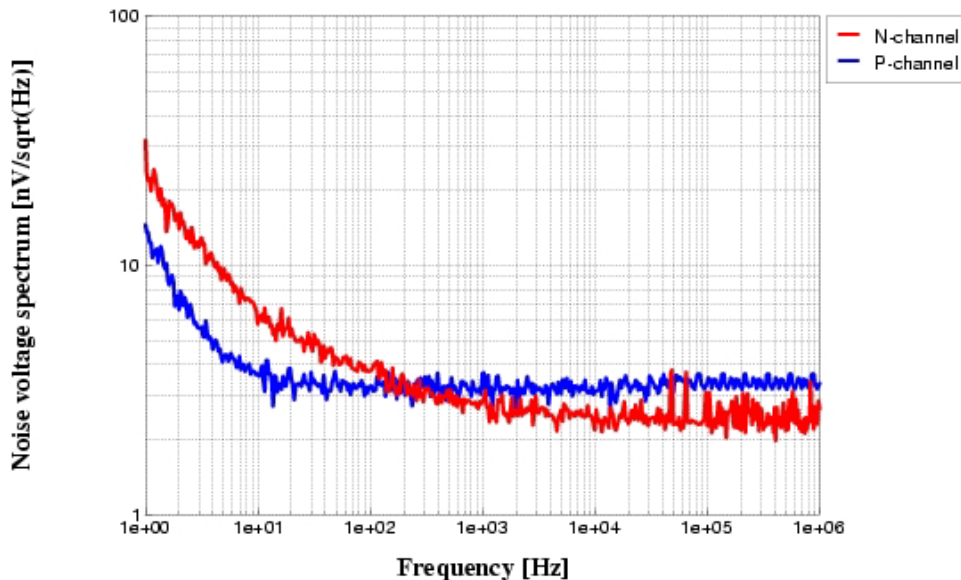
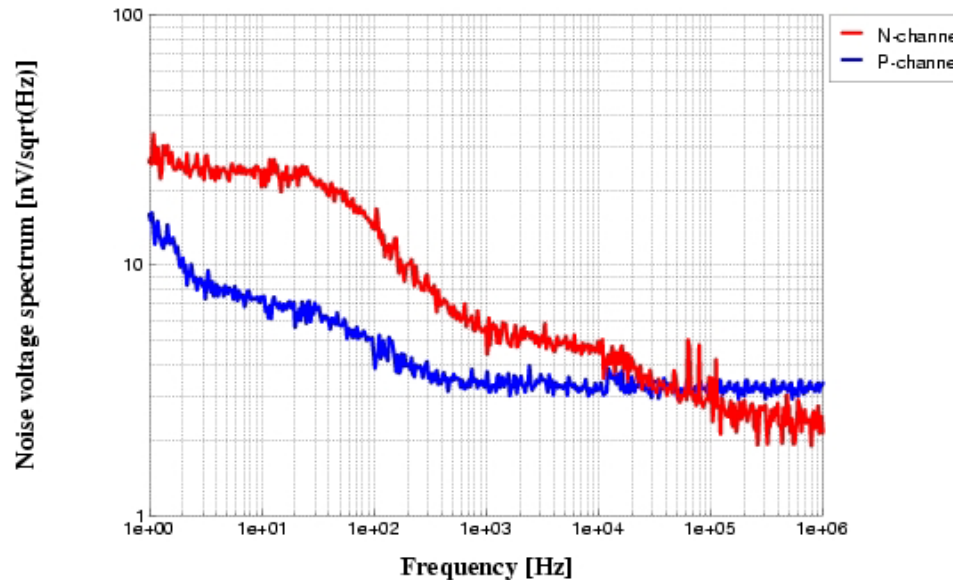
La sua densità spettrale di potenza riferita al gate del dispositivo può essere espressa come



$$\frac{d\overline{e_L^2}}{df} = \sum_{i=1}^N \frac{A_{L,i} \tau_{L,i}}{1 + (2\pi f \tau_{L,i})^2}$$

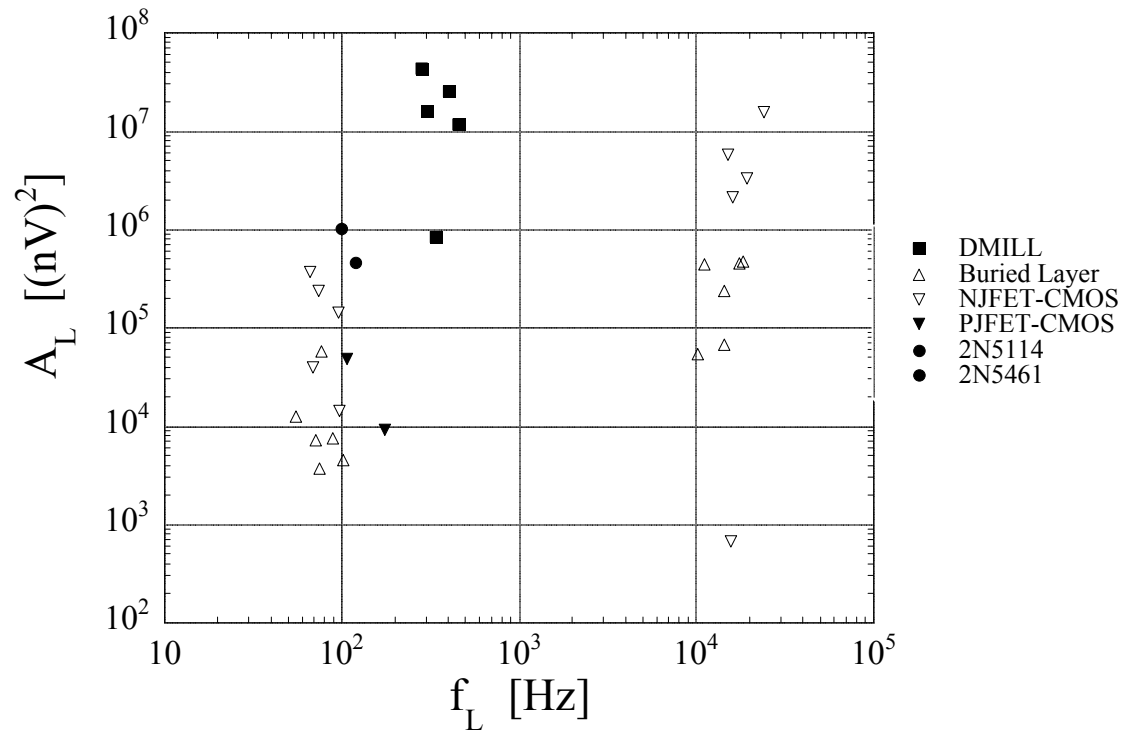
Densità spettrale di rumore in dispositivi JFET (a canale N e P) realizzati con un processo JFET-CMOS ($W/L=800/4$, $I_D=0.8$ mA)

Prima dell'irraggiamento



Dopo esposizione ad 1 Mrad di raggi γ

La frequenza caratteristica delle componenti di tipo Lorentziano in dispositivi esposti a raggi γ è con buona approssimazione indipendente dalla tecnologia ma dipende dalla polarità del dispositivo



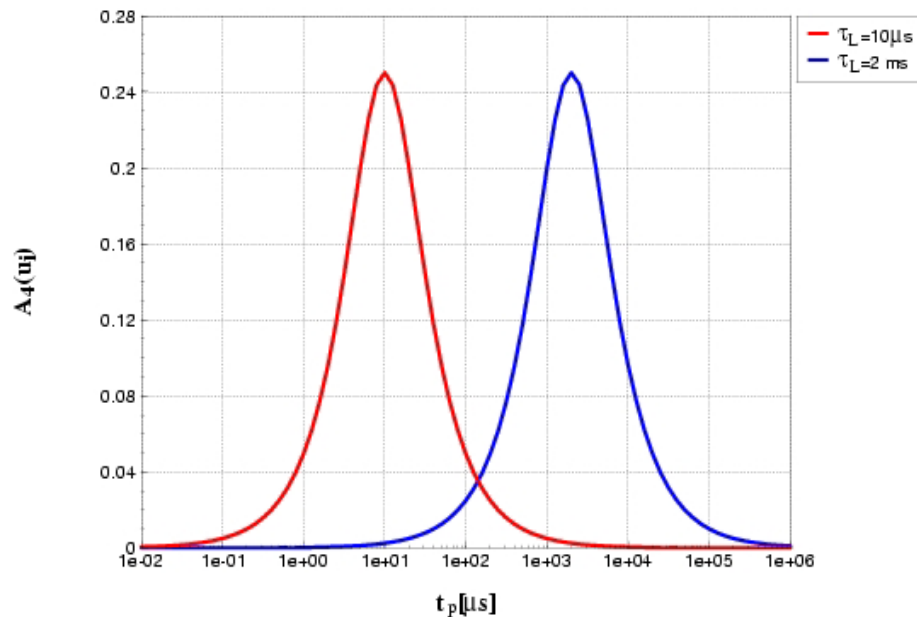
In sistemi per la misura della carica con ingresso a JFET, il rumore lorentziano determina l'insorgere di un contributo di ENC con espressione

$$ENC_L^2 = C_T^2 \sum_{i=1}^N A_{L,i} A_4 \left(\frac{\tau_{L,i}}{t_p} \right)$$

in cui il coefficiente di formatura A_4 non è costante ma dipende dal tempo di formatura t_p

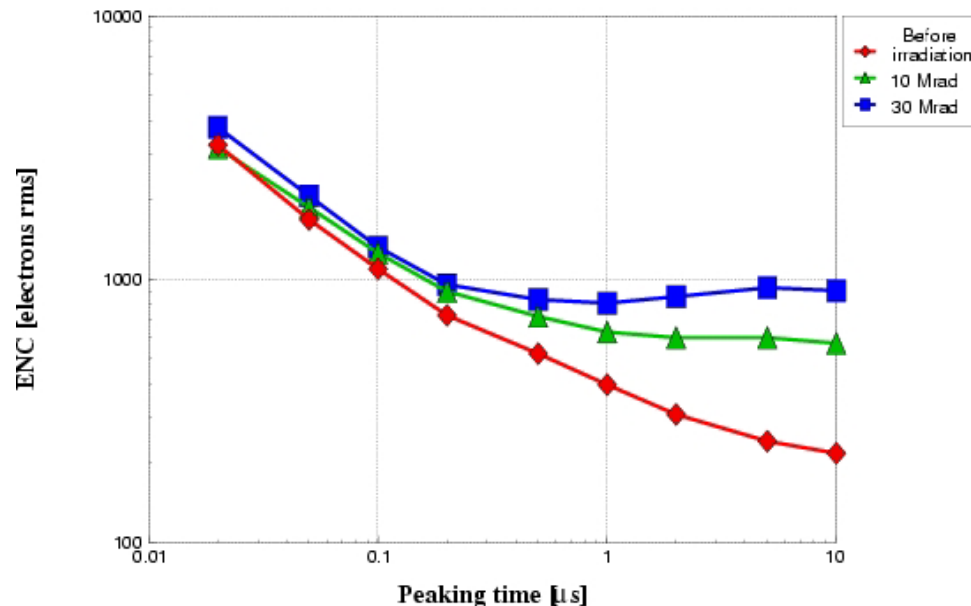
$$A_4 \left(\frac{\tau_{L,i}}{t_p} \right) = \frac{1}{2\pi} \frac{\tau_{L,i}}{t_p} \int_0^{+\infty} \frac{|T(jx)|^2}{1 + \left(\frac{\tau_{L,i}}{t_p} x \right)^2} dx$$

A causa dell'andamento del coefficiente di formatura A_4 , il termine di ENC dovuto al rumore Lorentziano assume un peso significativo a tempi di formatura dell'ordine della costante di tempo caratteristica $\tau_{L,i}$



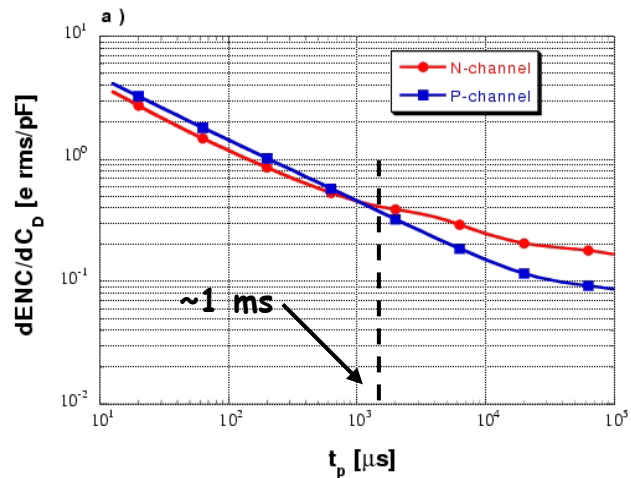
Coefficiente di formatura A_4 nel caso di formatura a cuspidi indefinita

L'effetto del rumore Lorentziano in preamplificatori irraggiati con radiazione ionizzante si manifesta attraverso l'aumento della ENC in un intorno del tempo caratteristico $\tau_{L,i}$

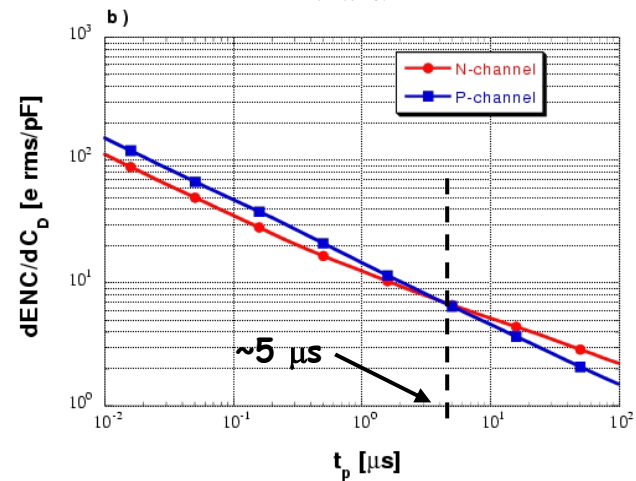


ENC in un preamplificatore (processo JFET-CMOS, ingresso a NJFET, $W/L=400/1.6$) esposto a raggi γ . Le misure si riferiscono ad una formatura semigaussiana bipolare del II ordine.

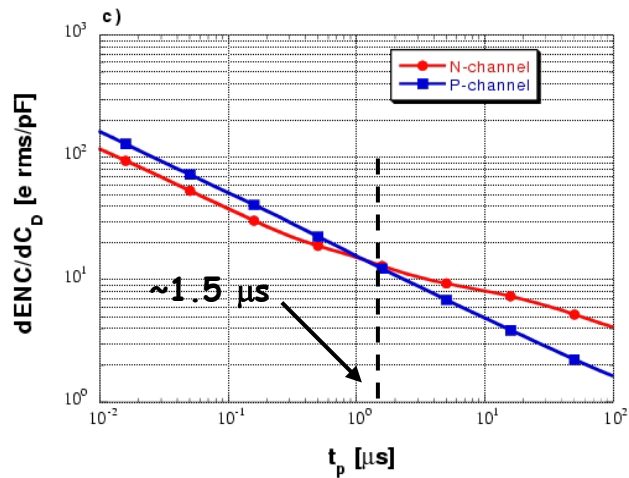
Prima dell'irraggiamento



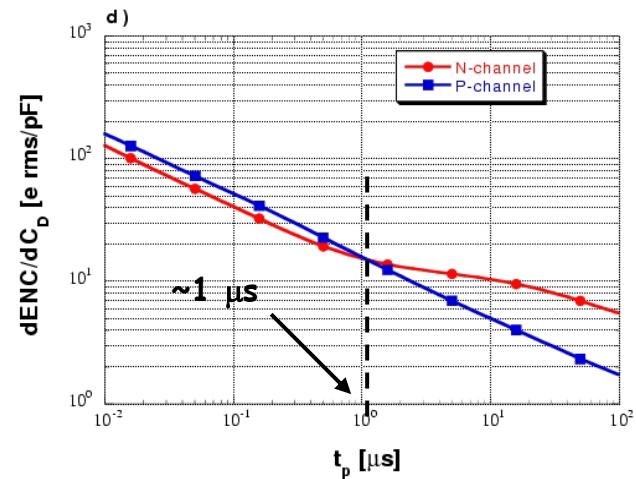
1 Mrad



5.5 Mrad



10 Mrad



Carica equivalente di rumore associata a preamplificatore con ingresso a canale N

$$ENC_N^2 = A_{W,N} C_T^2 A_1 \frac{1}{t_p} + B_{W,N} t_p + C_T^2 \left[A_{L,N1} A_4 \left(\frac{\tau_{L,N1}}{t_p} \right) + A_{L,N2} A_4 \left(\frac{\tau_{L,N2}}{t_p} \right) \right]$$

Carica equivalente di rumore associata a preamplificatore con ingresso a canale P

$$ENC_P^2 = A_{W,P} C_T^2 A_1 \frac{1}{t_p} + B_{W,P} t_p + C_T^2 A_{L,P} A_4 \left(\frac{\tau_{L,P}}{t_p} \right)$$

E' possibile determinare come vari il tempo di picco di intersezione tra le due curve confrontando le due espressioni della carica equivalente di rumore

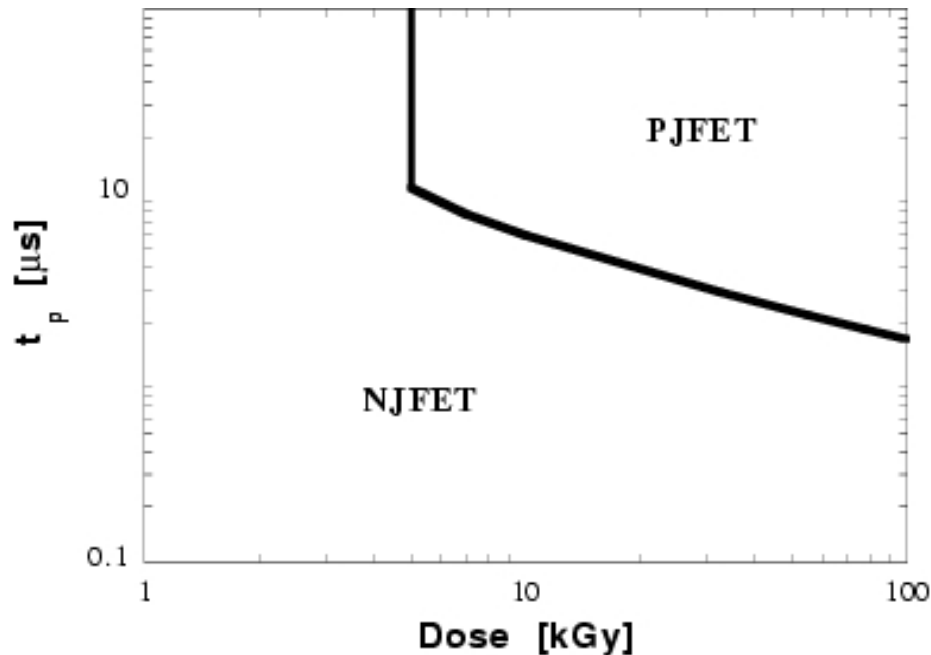
$$ENC_N^2 \geq ENC_P^2$$

Il problema può essere risolto analiticamente nel caso di formatura ideale a cuspidе indefinita e trascurando i termini attivi alle basse frequenze (rumore 1/f e componente Lorentziana in bassa frequenza)

$$t_p(D) = \tau_{L,N2} \sqrt{\frac{1}{\frac{2\pi\tau_{L,N2}f_{T,P}f_{T,N}C_iA_{L,N2}(D)}{8\pi kT(f_{T,N}-f_{T,P})} - 1}}$$

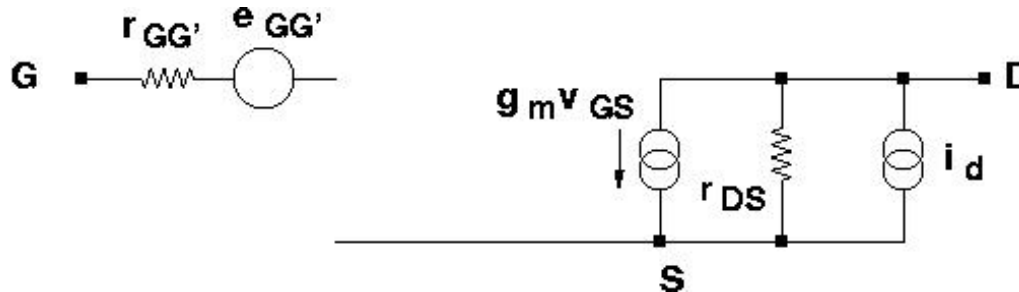
Un criterio di scelta per il dispositivo di ingresso di preamplificatori a JFET può essere estratto da misure di rumore su dispositivi singoli.

La scelta può essere effettuata una volta noti il tempo di formatura e la dose attesa per il sistema di misura



Preamplificatori in tecnologia CMOS

Sorgenti di rumore nel MOSFET



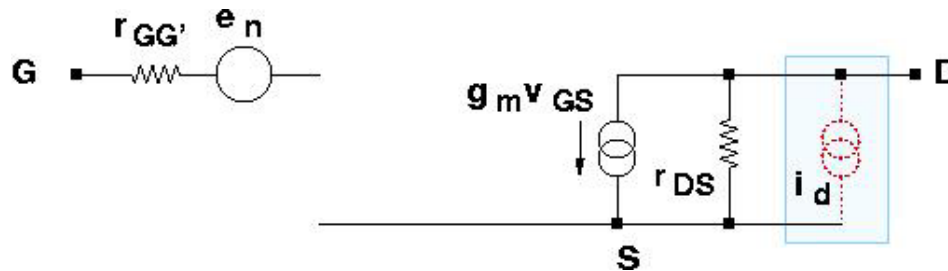
$$\overline{de_{GG'}^2} = 4kT r_{GG'}$$

Rumore termico nella resistenza serie di gate

$$\overline{di_d^2} = 4kT \Gamma g_m + \frac{A_{f,p}}{f}$$

Rumore termico di canale ed 1/f nella corrente di drain

Generatori di rumore equivalenti riferiti al gate del dispositivo



$$\frac{d\overline{e_n^2}}{df} = 4kT \left(r_{GG'} + \frac{\Gamma}{g_m} \right) + \frac{A_f}{f},$$

$$A_f = \frac{A_{f,p}}{g_m^2}$$

Criterio del matching capacitivo in regione di forte inversione

In regione di funzionamento di saturazione e forte inversione i criteri di minimizzazione già individuati nel caso di preamplificatori a JFET valgono anche per i preamplificatori a MOSFET. La carica equivalente di rumore è data da

$$ENC^2 = A_1 C_T^2 \frac{4kT\Gamma}{g_m} \frac{1}{t_p} + A_2 C_T^2 A_f$$

Nel caso di ottimizzazione a densità di corrente costante

$$C_i = C_D^*$$

Nel caso di ottimizzazione a corrente costante

$$\frac{C_D^*}{3} < C_i < C_D^*$$

Criterio del matching capacitivo in regione di moderata inversione

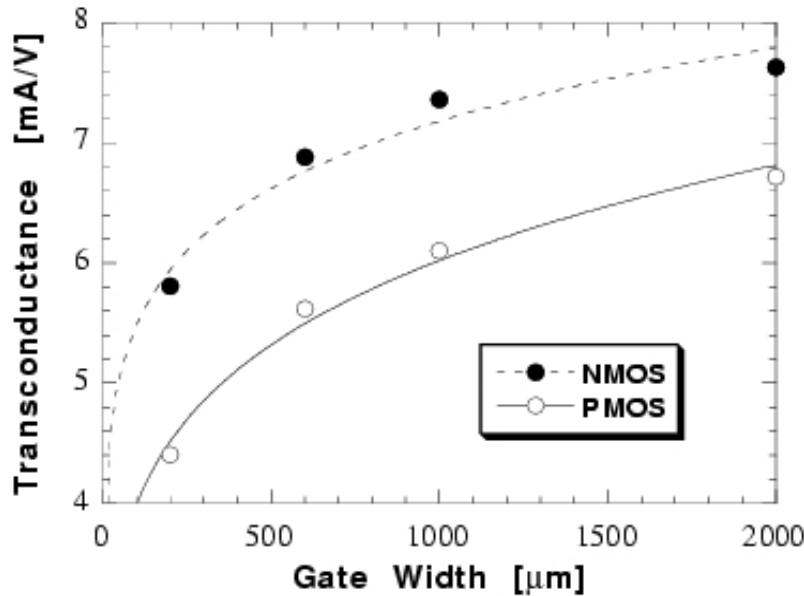
Nei circuiti di front-end in tecnologia CMOS, il dispositivo di ingresso del preamplificatore si trova spesso ad operare in condizioni di moderata o debole inversione a densità di corrente dell'ordine di $0.1 \mu\text{A}/\mu\text{m}$

In queste condizioni la transconduttanza

- cresce quasi linearmente con la corrente; a correnti estremamente basse**

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

- mostra una più debole dipendenza dalla geometria del canale e dalla polarità del dispositivo rispetto al caso di funzionamento in forte inversione**



CMOS 0.18 μm, L=0.2 μm,
I_D=250 μA, V_{DS}=0.8 V

η=0.12 (NMOS)

η=0.18 (PMOS)

La transconduttanza può essere espressa in funzione di C_i

$$g_m \propto W^\eta \propto C_i^\eta$$

Per bassi tempi di formatura, nel caso di **ottimizzazione a corrente costante**

$$ENC^2 \propto \frac{(C_D^* + C_i)^2}{C_i^\eta}$$

L'ENC minima si ottiene per

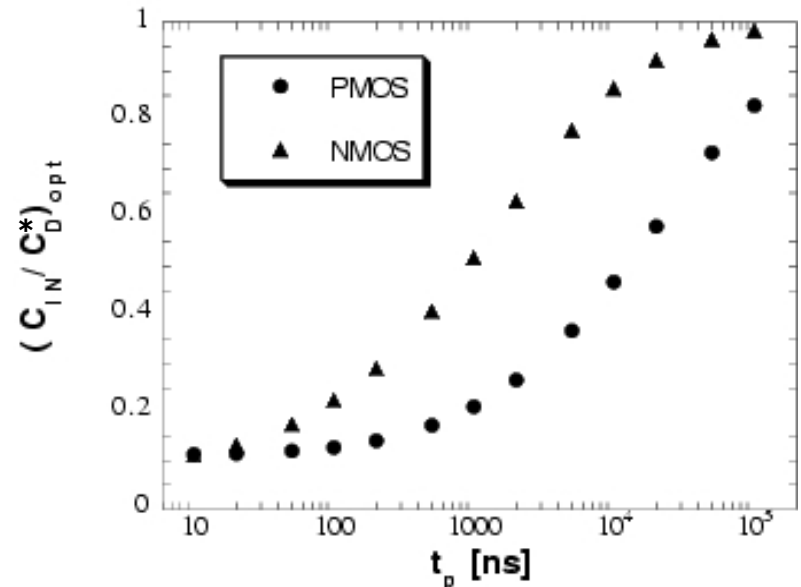
$$C_i = \frac{\eta}{2-\eta} C_D^*$$

Si noti che per η=1/2 il risultato coincide con quello ottenuto nel caso in cui il dispositivo lavori in regione di forte inversione (in cui g_m è proporzionale a W^{1/2})

Per tempi di formatura lunghi prevale il termine di ENC associato al contributo di rumore di tipo $1/f \Rightarrow$ Il valore minimo di ENC si ottiene ancora per $C_i = C_D^*$

Al variare del tempo di formatura il valore ottimo di C_i può essere determinato numericamente

C_i/C_D^* tende asintoticamente ad 1 all'aumentare del tempo di formatura (prevale il contributo di tipo $1/f$)



**CMOS 0.18 μm , $L=0.35 \mu\text{m}$,
 $I_D=250 \mu\text{A}$, $V_{DS}=0.8 \text{ V}$,
 $C_D^*=10 \text{ pF}$, formatura
semigaussiana unipolare
del secondo ordine**

Altre considerazioni sulle dimensioni ottime del dispositivo di ingresso

- In regione di **debole inversione** la transconduttanza dipende esclusivamente da I_D e non dipende da L e W

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

In queste condizioni i vincoli imposti alla corrente di drain fissano il valore di g_m . Convienne in questo caso utilizzare il minimo valore di W che mantiene il dispositivo in queste condizioni di inversione

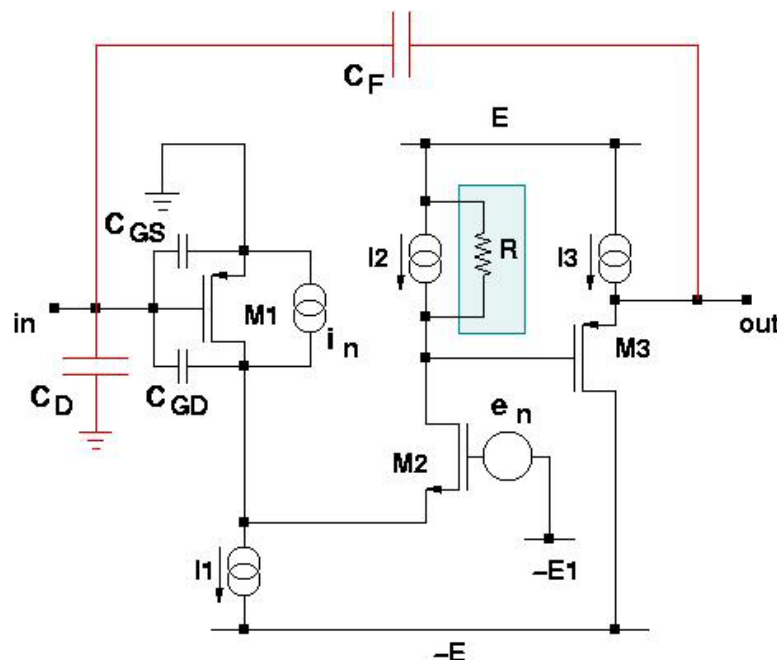
- In dispositivi che operano in condizioni di velocità di saturazione (v_{sat})

$$g_m = C_{OX} W v_{sat}$$

e la condizione di minimo è ancora $C_i = C_D^*$

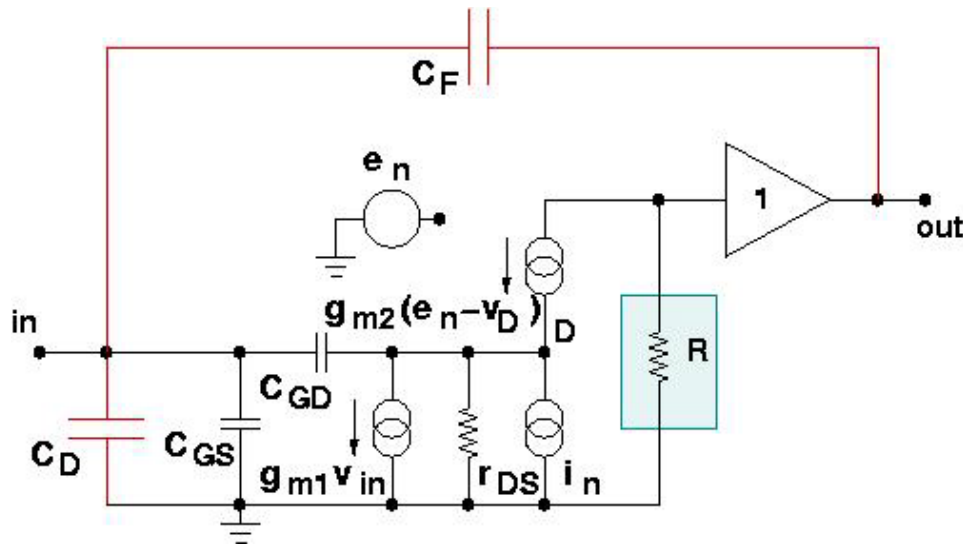
Effetto del rumore nel dispositivo a base comune dello stadio cascode

Il rumore associato all'amplificatore di corrente che segue il dispositivo di ingresso influenza le scelte di progetto relative allo stesso elemento di ingresso



L'analisi di piccolo segnale mostra che la densità spettrale di rumore all'uscita del circuito è data da

$$\frac{d\overline{v_{out,N}^2}}{df} = \frac{(C_D^* + C_i)^2}{g_{m1}^2 C_f^2} \left\{ \frac{di_n^2}{df} + \left[\frac{1}{r_{DS}} + \frac{g_{m1} C_{GD}}{(C_D^* + C_i)} \right]^2 \frac{de_n^2}{df} \right\}$$



Il termine

$$G = \frac{1}{r_{DS}} + \frac{g_{m1} C_{GD}}{(C_D^* + C_i)}$$

è la conduttanza dinamica vista al drain di M1

Osservazione: è opportuno scegliere per il dispositivo di ingresso una lunghezza L maggiore della lunghezza minima consentita dalla tecnologia

Si consideri il caso in cui il rumore in M1 e M2 sia limitato al contributo di rumore termico di canale

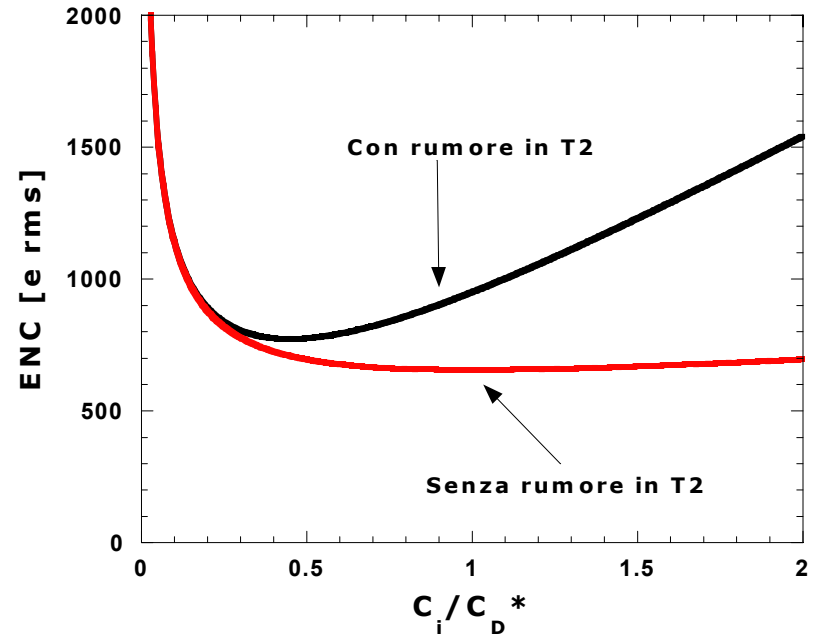
$$ENC^2 = 4kT\Gamma \frac{A_1}{t_p} \left[\frac{(C_D^* + C_i)^2}{\omega_T C_i} + \beta^2 C_i^2 \frac{1}{g_{m2}} \right]$$

dove $C_{GD} = \beta C_i$ e
 $\omega_T = g_{m1} / C_i$

Osservazioni:

- in assenza di rumore in M2 la ENC raggiunge il minimo per $C_i = C_D^*$
- in presenza di rumore in M2 il minimo della ENC viene raggiunto per valori più piccoli del rapporto C_D^* / C_i

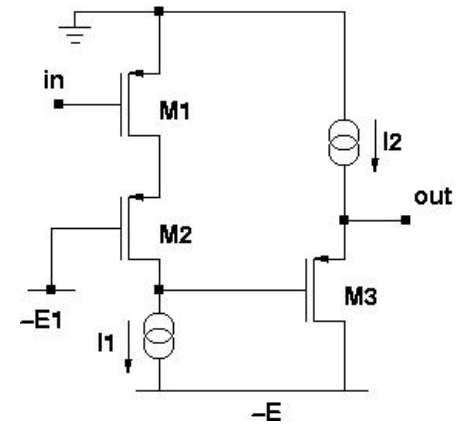
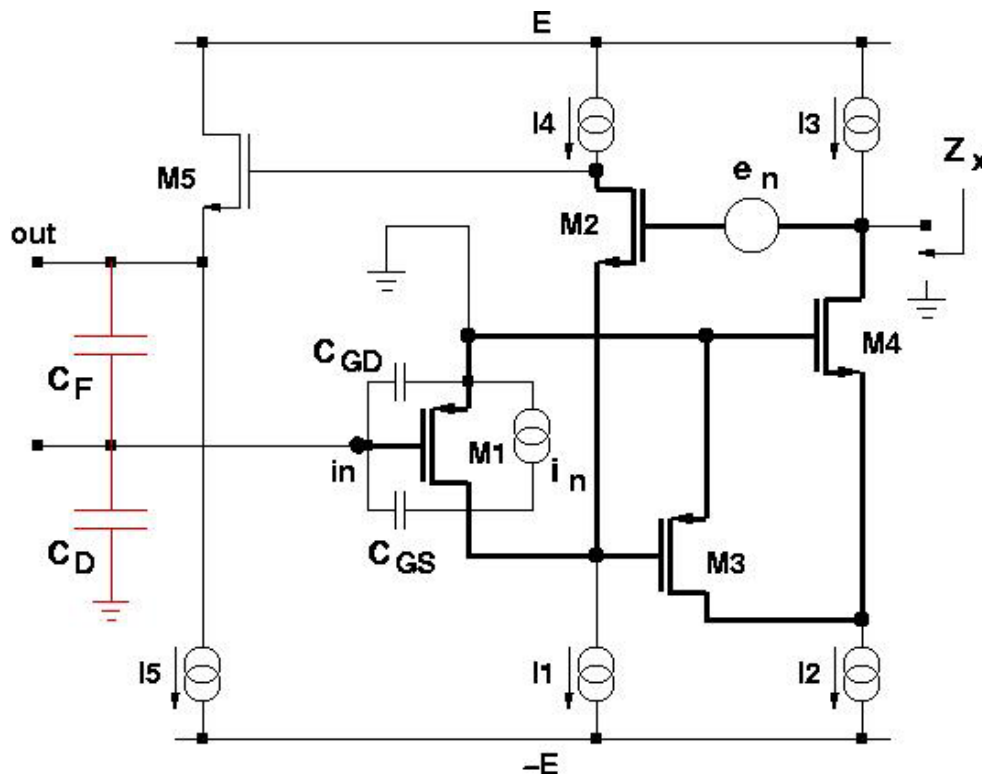
- attenzione al contributo di tipo $1/f$, trascurato nella precedente equazione



$\omega_T = 1.5 \text{ Grad/s}$, $\beta^2 = 0.14$, $A_1 = 1.33$,
 $C_D^* = 21 \text{ pF}$, $t_p = 100 \text{ ns}$, $g_{m2} = 1 \text{ mS}$

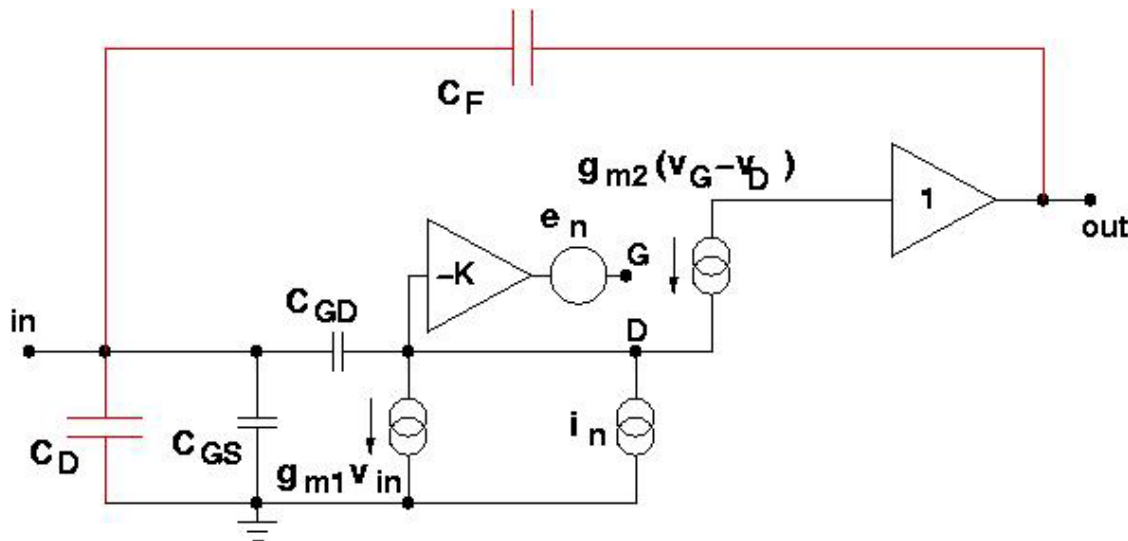
Possibili soluzioni:

- uso di stadi cascode non complementari
- uso di configurazioni a cascode attivo



Si dimostra che in questo caso l'impedenza dinamica vista sul drain di M1 risulta attenuata di un fattore $1-K=1+g_{m3}Z_x$

$$\frac{d\overline{v_{out,N}^2}}{df} = \frac{(C_D^* + C_i)^2}{g_{m1}^2 C_f^2} \left\{ \frac{d\overline{i_n^2}}{df} + \frac{1}{(1-K)^2} \left[\frac{1}{r_{DS}} + \frac{g_{m1} C_{GD}}{(C_D^* + C_i)} \right]^2 \frac{d\overline{e_n^2}}{df} \right\}, \quad K = -g_{m3}Z_x$$



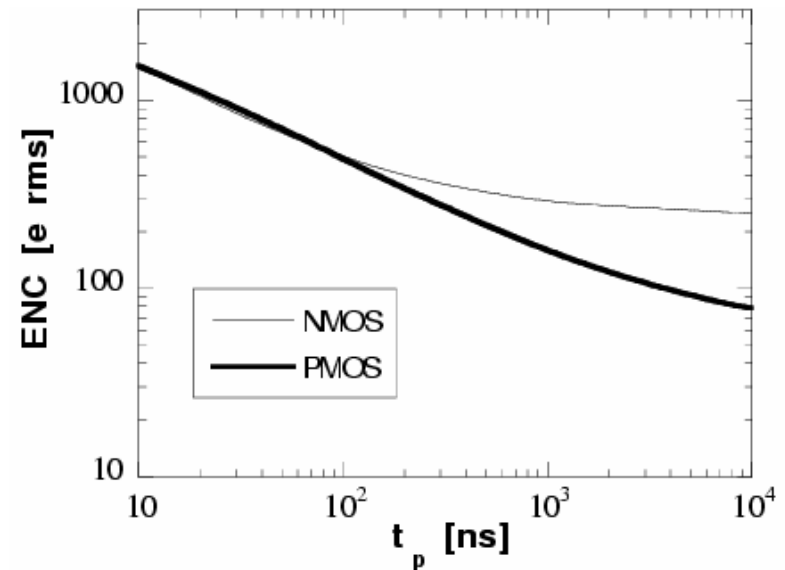
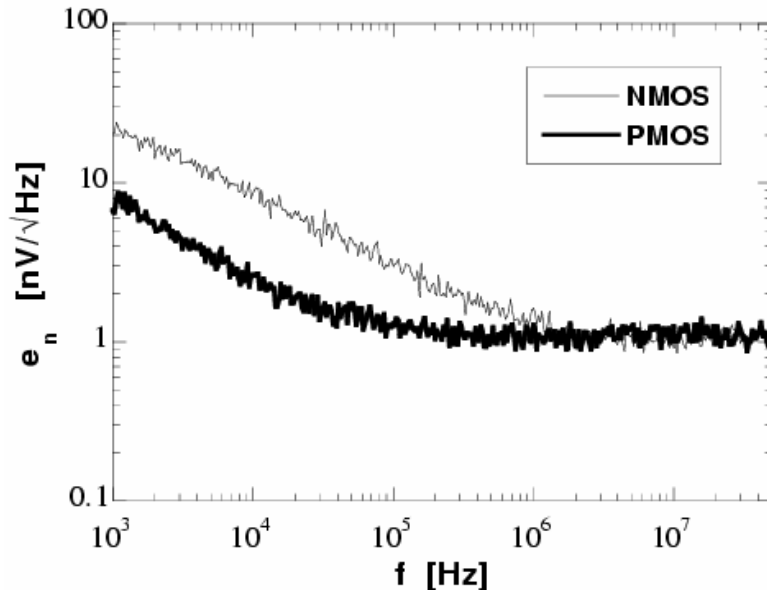


Confronti tra dispositivi di diversa polarità e tecnologia

PMOS vs. NMOS

In debole inversione il rumore termico di canale è con buona approssimazione indipendente dalla polarità del dispositivo

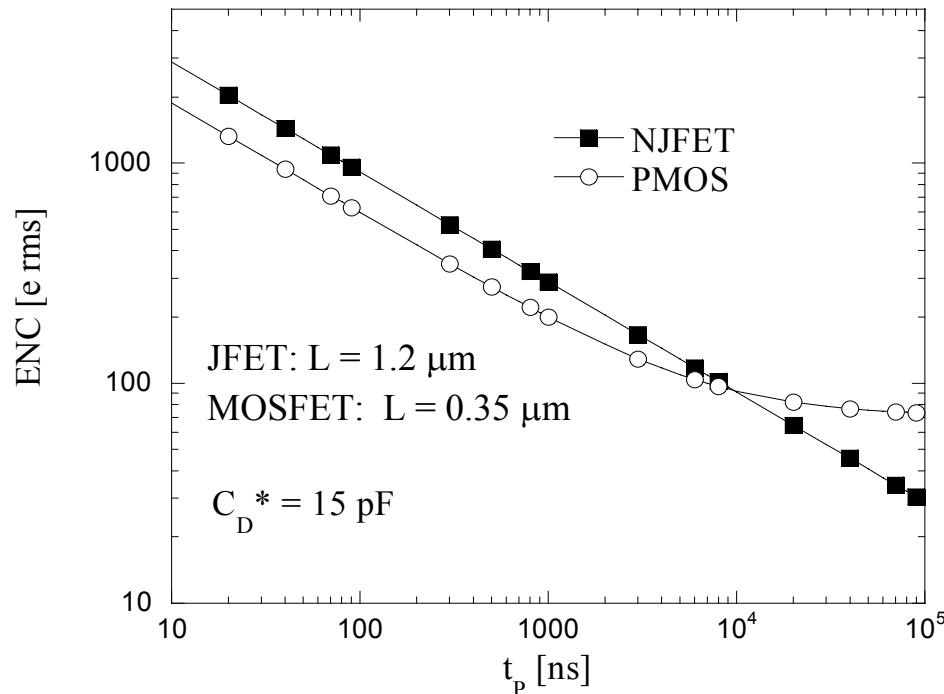
Il contributo di rumore $1/f$ nei dispositivi a canale P è di minore entità rispetto ai MOSFET a canale N



NJFET vs. PMOS

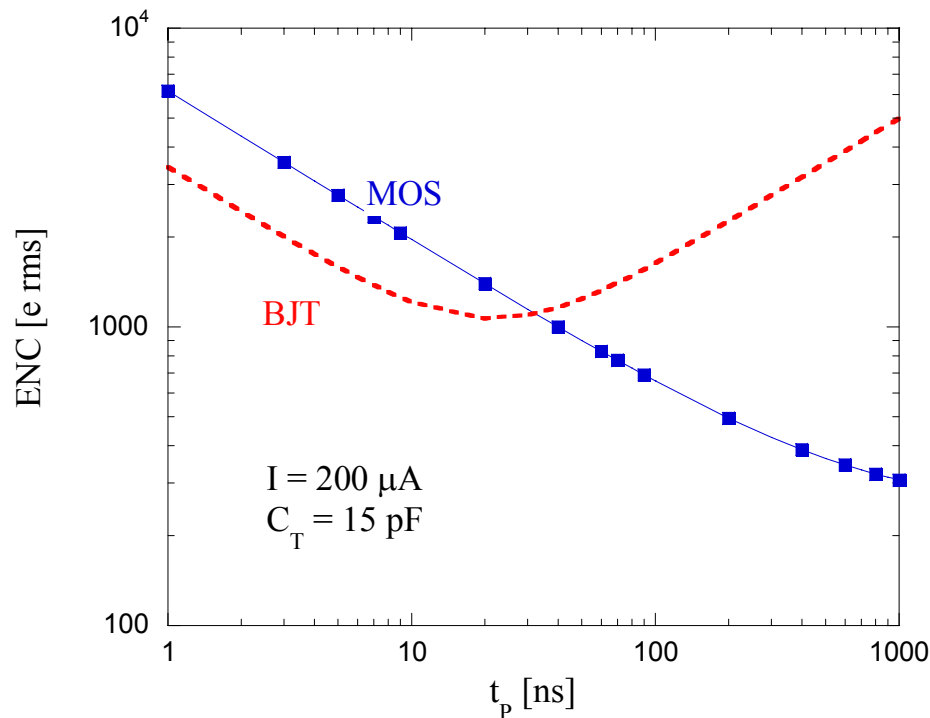
Il FET a giunzione ha rumore $1/f$ minore rispetto al MOSFET

Il MOSFET ha rumore termico di canale più piccolo rispetto al JFET (maggiore rapporto g_m/I_D)



BJT vs. MOSFET

A piccoli tempi di formatura, dove il contributo del rumore granulare nella corrente di base è trascurabile, il transistor bipolare offre prestazioni migliori del MOSFET come dispositivo di ingresso di preamplificatori di carica (ha un rapporto g_m/I_D più elevato)



Bibliografia

- M. Manghisoni, L. Ratti, V. Re, V. Speziali, G. Traversi, G. Fallica *et al.*, "Noise analysis of SOI bipolar transistors for the design of charge measuring systems", *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 51, pp. 980-986, June 2004.
- P.F. Manfredi, V. Re, "Trends in the design of spectroscopy amplifiers for room temperature solid state detectors", *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 51, pp. 1182-1190, June 2004.
- P.F. Manfredi, M. Manghisoni, L. Ratti, V. Re, V. Speziali, "Resolution limits achievable with CMOS front-end in X and γ -ray analysis with semiconductor detectors", *Nucl. Instrum. Methods*, vol. A512, pp. 167-178, 2003.
- M. Manghisoni, L. Ratti, V. Re, V. Speziali, "Submicron CMOS technologies for low-noise analog front-end circuits", *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 49, pp. 1783-1790, Aug. 2002.
- P.S. Datte, P.F. Manfredi, J.E. Millaud, M. Placidi, L. Ratti, V. Speziali *et al.*, "Optimization of signal extraction and front-end design in a fast, multigap ionization chamber", *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 49, pp. 1086-1091, June 2002.
- M. Manghisoni, L. Ratti, V. Re, V. Speziali, "Low-noise design criteria for detector readout systems in deep submicron CMOS technology", *Nucl. Instrum. Methods*, vol. A478, pp. 362-366, 2002.
- M. Manghisoni, L. Ratti, V. Re, V. Speziali, "Selection criteria for P and N-channel JFETs as input elements in low-noise radiation-hard charge preamplifiers", *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 48, pp. 1598-1604, Aug. 2001.