

Ripasso caratteristiche mos

20 OT

in forte inversione

$$I_{DS} = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_t) (1 + \lambda V_{DS})$$

$$r_d = \frac{1}{\lambda I_{DS}}, \quad \beta = \frac{\mu_n C_{ox}}{m} \frac{W_{eff}}{L_{eff}}$$

$$V_t = f(V_{BS})$$

$$W_{eff} = W - 2W_s$$
$$L_{eff} = L - 2L_s$$

Δ in caso di mos di ridotte dimensioni L_s e W_s pesano!

↑ correzione I_D rispetto a risultati sperimentali

in debole inversione

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \cdot (\xi - 1) V_t^2 e^{\frac{V_{GS} - V_t}{\xi V_T}}$$

simile a bjt ma con basso guadagno

capacito-strobo differenziale

con $\xi = 1 + \frac{C_D}{C_{ox}} \approx 1,3 \div 1,7$

legato a subthreshold slope (pendenza in zona di soglia)

Guadagno g_m

g_m { saturazione
debole inversione
bft

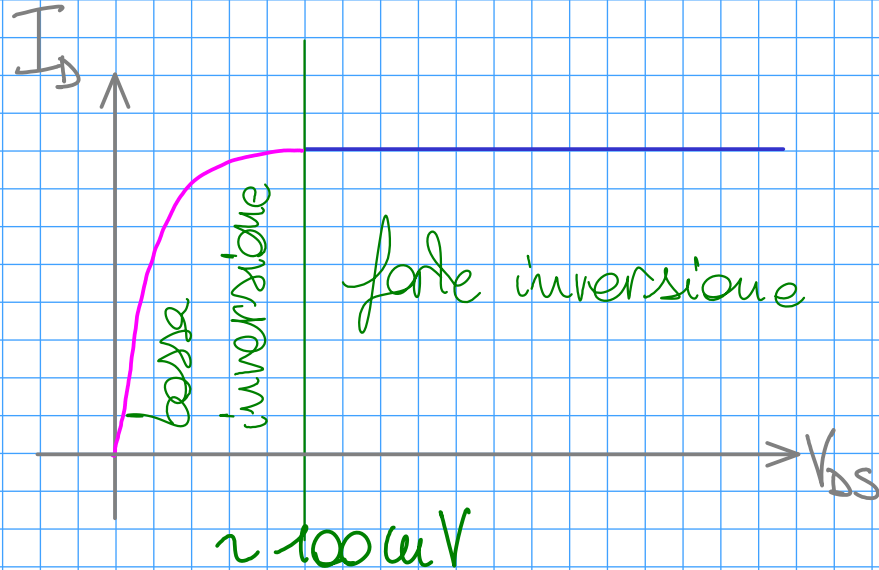
$$\frac{2I_D}{V_{GS} - V_T} = \beta(V_{GS} - V_T) = \sqrt{2I_D\beta'}$$

$$\frac{I_D}{V_T}$$

$$\frac{I_D}{V_T}$$

tutte sono esprimibili
come I_D/V , dove volte per
volta cambia la V

$$V_T = \frac{KT}{q} !$$



caratteristica in debole inversione
segue esponenziale negativo

$$I_{DS} = I_{SN} e^{\frac{V_{GS} - V_T}{V_T}} \left(1 - e^{-\frac{V_{DS}}{V_T}}\right)$$

Dipendenza delle caratteristiche dalla temperatura

→ dipendenza del β formula per simulatori

$$\beta = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \rightarrow \beta(T) = \beta(T_0) \left(\frac{T}{T_0} \right)^{-\frac{3}{2}}$$

a partire da T_0
nota

per stima $\frac{\Delta\beta}{\beta} = -\frac{3}{2} \frac{\Delta T}{T}$

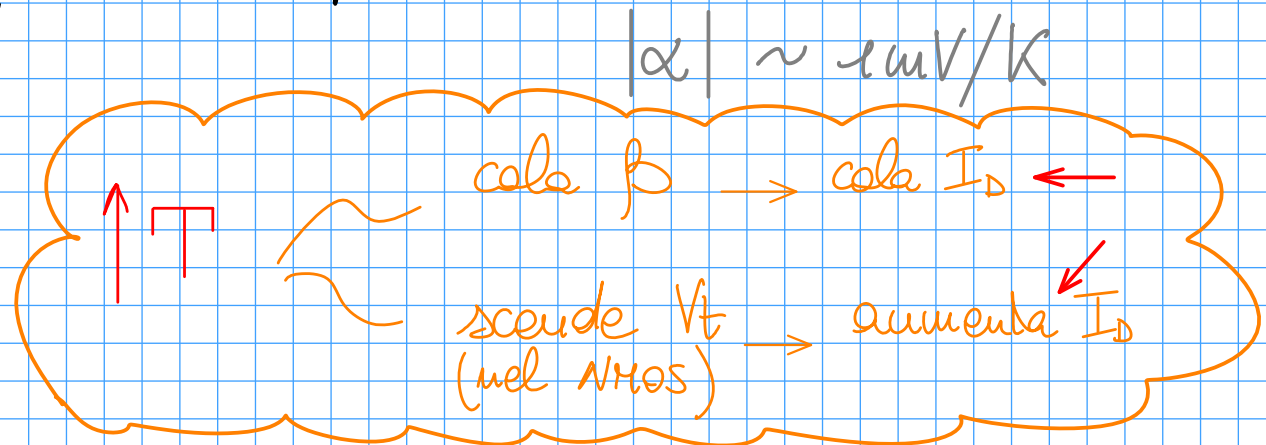
→ tensione di soglia

$$V_t = V_t(T_0) + \alpha (T - T_0) \quad \text{dipendenza lineare}$$

aumento temperatura provoca sempre aumento della I_{DS} (in modulo)
quindi per

$$\begin{aligned} \text{NMOS} &\rightarrow \alpha < 0 \\ \text{PMOS} &\rightarrow \alpha > 0 \end{aligned}$$

quale prende?



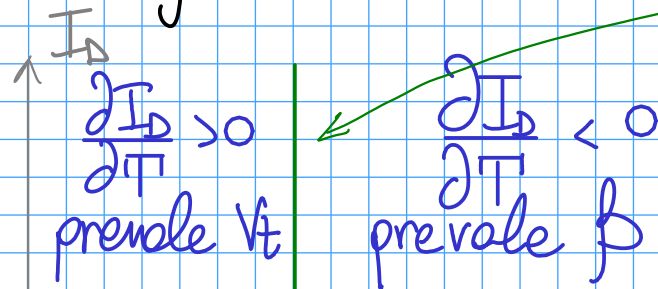
tendenza opposta del β e V_t della temperatura, esiste un punto in cui le due dipendenze si annullano!

in pratica in quel punto si avrebbe
l'annullamento della dipendenza da T del mos

→ condizione spesso non è utilizzata, perché:

- necessità di fixare punto di riposo a valore "scomodo" per le caratteristiche del mos
- necessità di tensione fissa su gate, ma spesso non ho riferimento stabile

in generale



$V_{GS} - V_t$ piccola!

con $V_{GS} - V_t = (V_{GS} - V_t)^*$ annullo dipendenza da temperatura

$V_{GS} - V_t$

osservazione:

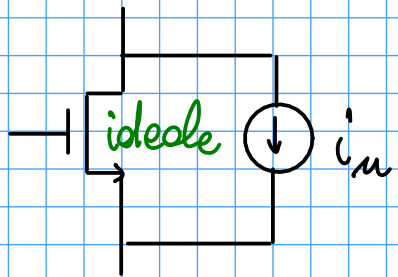
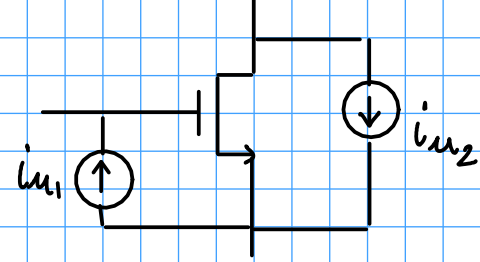
$$V_{GS} - V_t = \sqrt{\frac{2I_D}{\beta}}$$

se β cala, sale $V_{GS} - V_t$ devo stare attento alla dinamica del circuito

Rumore sui dispositivi

in RF, sopra 10 MHz

generatori di rumore sul canale e sul gate per rappresentare fluttuazione delle cariche sul gate. A peggiorare le cose i due generatori sono correlati per basse e medie frequenze → fino a 10 MHz



unico generatore di corrente in uscita
voglio sfruttare leoreme della compensazione per gestire anche rumore (come fosse un parametro)

→ componente flicker S_{IF}

area gate

$$S_{IF} = \frac{N_f}{WL} g_m^2 \frac{1}{f}$$

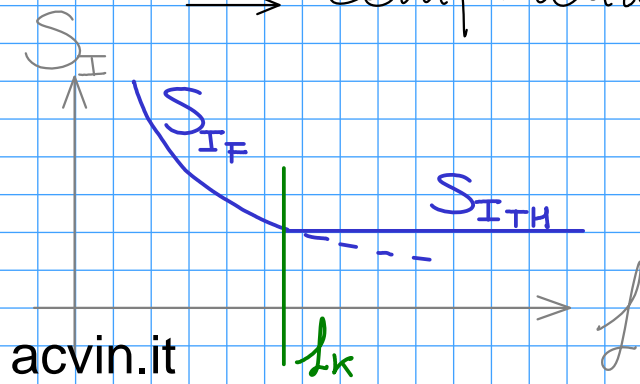
da fondenza

dipendenza della corrente!

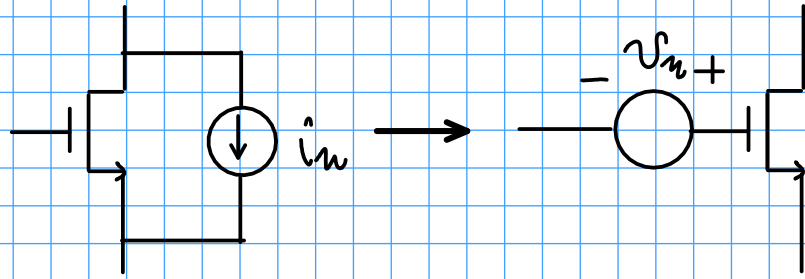
→ componente a larga banda S_{ITH} dovuta al rumore termico

$$S_{ITH} = \frac{8}{3} K T g_m (1 + u)$$

parametro $u = \frac{g_{mB}}{g_m}$, $g_{mB} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}}$ per gestire effetto Body



Riporto rumore in ingresso



$$S_{I_n} = S_{v_m} g_m^2$$

passando da gate a drain g_m ,
poi uso le potenze quindi il
quadrato

quindi:

con mos in saturazione

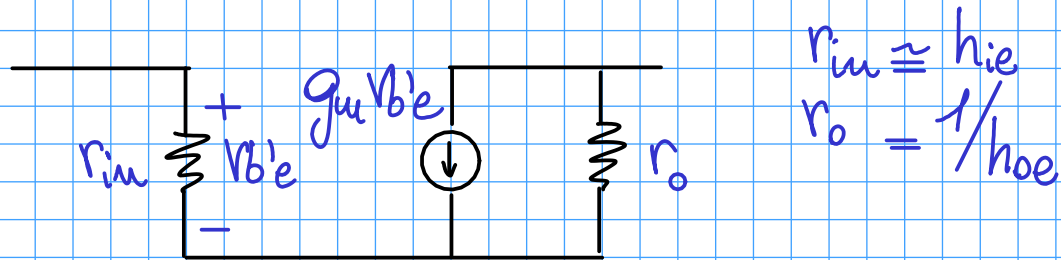
$$S_{v_{TH}} = \frac{S_{I_{TH}}}{g_m^2} = \frac{8}{3} K T \cdot \frac{1}{g_m} (1 + m)$$

$$S_{v_F} = \frac{N_f}{W L} \cdot \frac{1}{f}$$

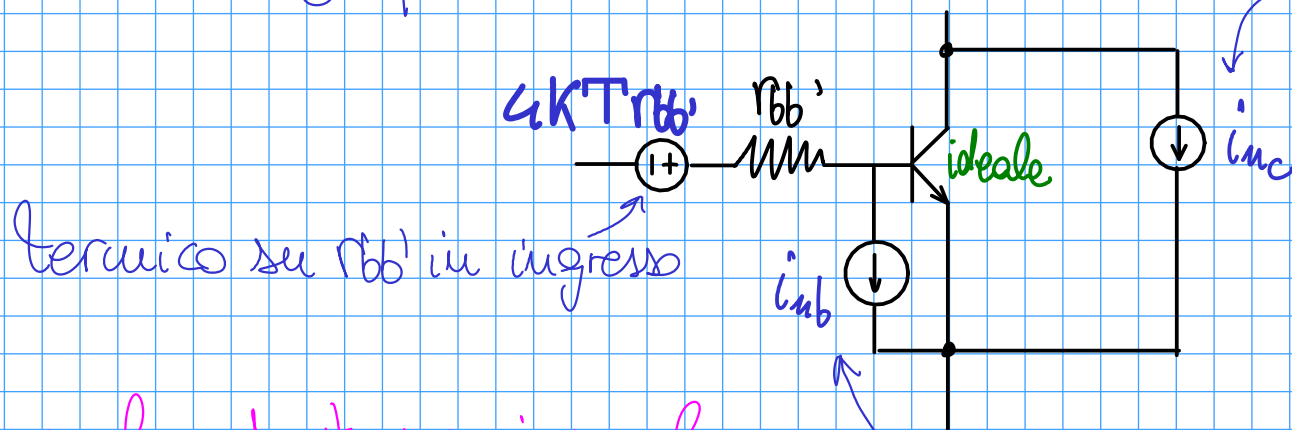
lo chiameremo K_f , coincide
con il K_f per calcolare la
frequenza di Corner

$$S_{v_F} = \frac{K_f}{f}$$

Vediamo due cose sul bipolare per confronto con mos
circuitualmente consideriamo modello di giacchetto (\sim parametri y)



modello bjt per il rumore:



$S_{I_c} = 2qI_c$ rumore shot

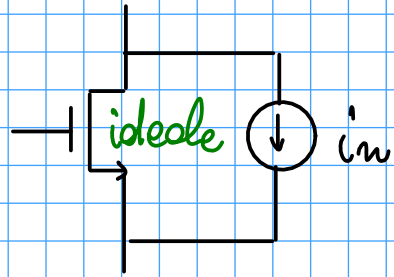
non ho sulla S_{I_c} una
componente flicker ma
avrebbe piccola componente
termica dovuta a silicio
con σ non infinita

normalmente trascuriamo la
componente i_{nb} perché dipende
dall'impedenza della sorgente

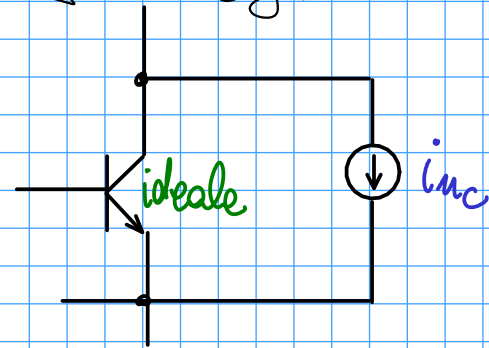
$$S_{I_b} = 2qI_b + \frac{K f_b \cdot I_b}{\text{Area } f}$$

componente flicker in base è legata
alla presenza di fenomeni GR, scorrimento cariche
e altro (non ancora del tutto chiarito)

concentriamoci su S_{I_c} e confrontiamo mos e bjt



a parità di
corrente $I_D = I_c$



$$S_{I_{TH}} = \frac{8}{3} K T g_m (1 + m)$$

$$S_{I_c} = 2 q I_c$$

formulazione confusa, sembra sia possibile
limitare rumore con I_c

riporto rumore in ingresso

$$S_{r_c} = \frac{S_{I_c}}{g_m^2} \rightarrow g_m = \frac{I_c}{V_T}$$

$$S_{V_{TH}} = \frac{8}{3} K T \cdot \frac{1}{g_m} (1 + m)$$



$$S_{V_c} = 2 K T \frac{1}{g_m}$$

$$g_m = \frac{2 I_D}{V_{GS} - V_T}$$

100mV

bipolare vince di poco sul mos

$$g_m = \frac{I_c}{V_T}$$

26mV

→ mos in debole in versione $S_{V_{TH}} = \frac{8}{3} K T \frac{3 V_T}{I_D}$ recupera qualcosa e risparmia corrente

Esiste un termine riassuntivo del rumore di un sistema?

NEF = noise efficiency factor

dato amplificatore con

- $V_{in,RMS}$ ingresso
- I_A corrente polarizzazione
- banda

$NEF =$

$$\frac{V_{RMS}}{V_{RMS} \rightarrow bjt(I_A)}$$

misurato
sull'amplificatore

rumore prodotto da un singolo
bjt con la corrente I_A fornita

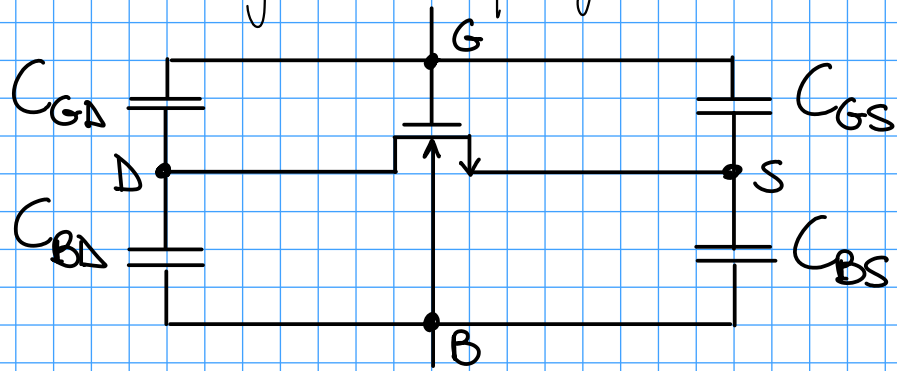
$NEF < 1$ sempre, perché a parità di corrente bjt introduce meno rumore di un qualsiasi altro componente

⚠ attenzione in letteratura si trova anche espressione leggermente diversa del NEF , ma è legata ad una vecchia formulazione (peraltro errata, perché considera bjt più rumoroso)

→ in ogni caso NEF è utile solo per confronto tra amplificatori

Modello Mos per risposta in frequenza

→ Meyer semplificato



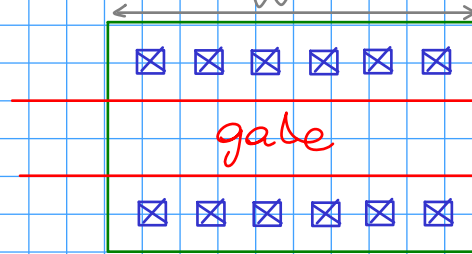
in saturazione

$$C_{GS} = \frac{2}{3} C_{ox} \cdot WL$$

$$C_{GD} = C_{GD0} \cdot W$$

simmetrico

$$C_{BD} = C_{BS} = \frac{C_g L_c}{W} \cdot W$$



L_c lunghezza minima
controlli

Modello di Meyer accurato
per dispositivi discreti
(senza effetto Body)

Spice dedicato a circuiti discreti, contiene modello Meyer

Simulatori dedicati utilizzano modelli "Charge oriented"

ovvero si considerano cariche
accumulate sui terminali con riferimento
al substrato (dipendenti da V_G, V_S, V_D)

modello introdotto nel 1978 perché Meyer non
era conservativo nella carica (dovuta a variazione capacità con V_{GS}, \dots)

Q_G, Q_D, Q_S
esprese come $\frac{dQ_i}{dV_i}$
possono essere
negative

solo comp.
di area
(trascuro comp.
perimetro)