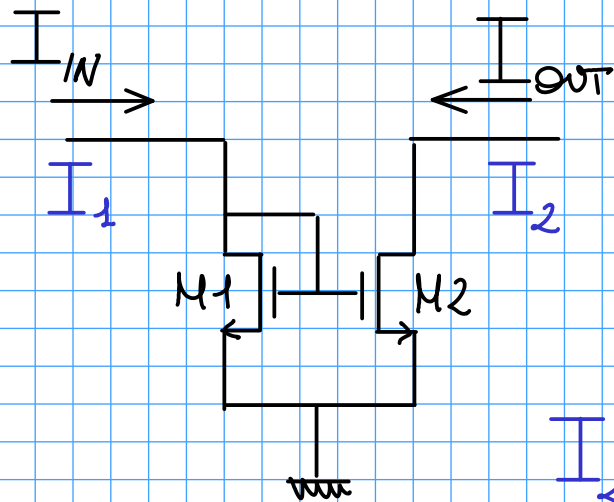


# Analisi dei circuiti - Specchio semplice

20 OT



utilizzo:

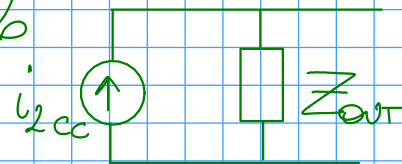
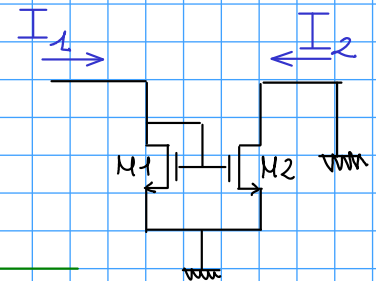
- generatore corrente per polarizzazione
- replica del segnale di ingresso, anche alle variazioni

$$I_2 = K_S I_1 \rightarrow \text{anche alle variazioni}$$
$$i_2 = K_S i_1$$

domande:

- fino a quale frequenza della  $I_{in}$  lo specchio riesce a seguire? fase dell'uscita varia con  $f$ ?
- quanto rumore viene introdotto? E' possibile ridurlo?

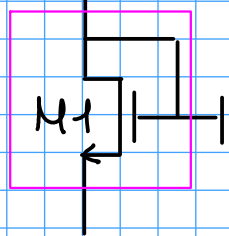
per fornire una risposta vera e studiata  
lo specchio con **uscita in cortocircuito** per facilitare i conti  
eventualmente può essere inteso come  $i_{2cc}$  dello  
sviluppo di Norton rispetto all'uscita



## Domanda 1 - risposta in frequenza

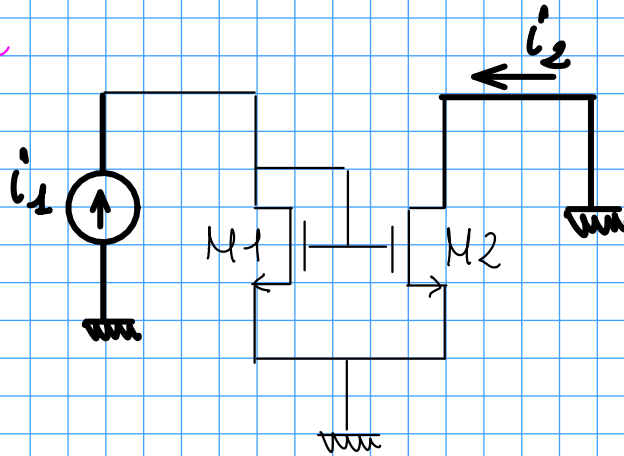
Audio in frequenza con uscita in cortocircuito (o collegata a generatore di tensione costante sull'uscita)

caso di ingresso contribuisce con un carico pari a

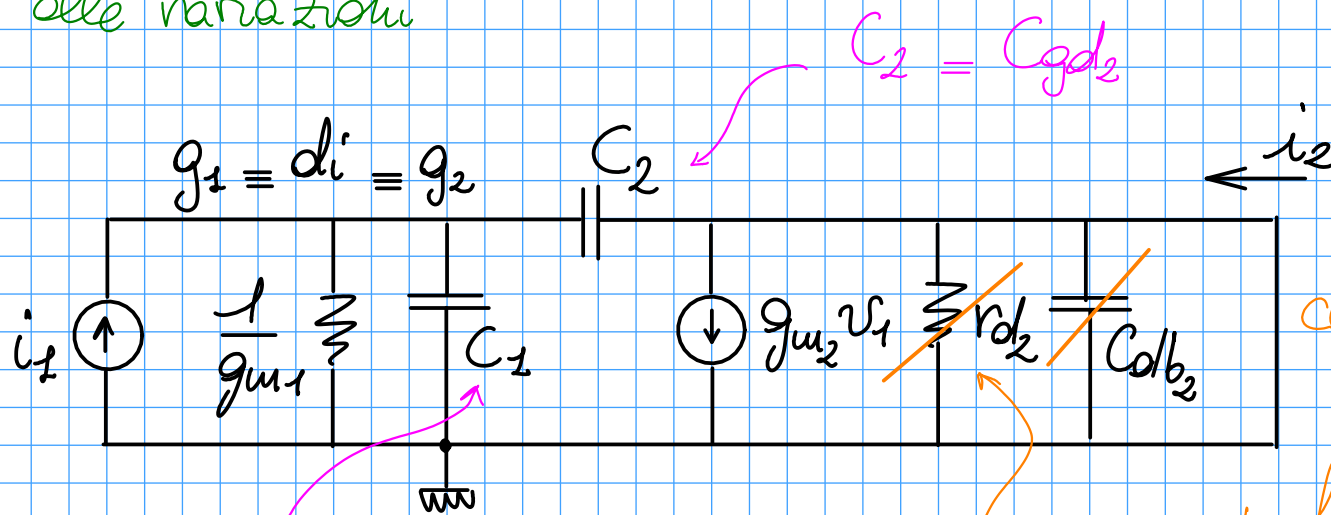


$$\frac{1}{g_{m1} \parallel r_{d1}} \approx \frac{1}{g_{m1}}$$

circuito delle variazioni



se non specificato il body è collegato in modo da limitarne effetto (sia NMOS sia PMOS)



$$C_1 = C_{gs1} \parallel C_{gs2} \parallel C_{db1}$$

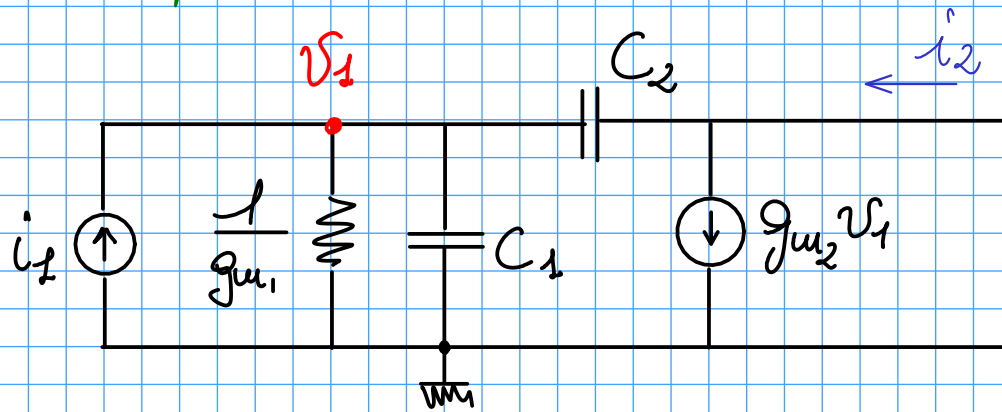
$$C_2 = C_{gd2}$$

cortocircuito

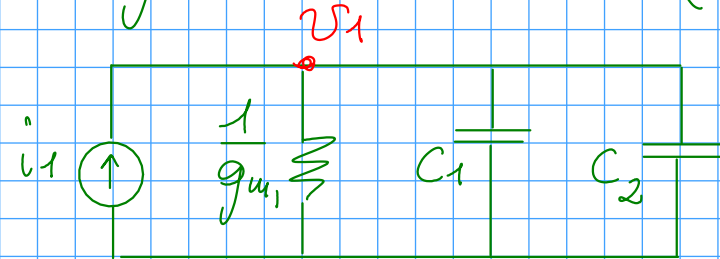
non influenti con uscita in cortocircuito

semplifico ed inizio studio

21 OTT



dal generatore  $i_1$  vedo (in tensione)



$$v_1 = i_1 \left( g_{m1} + s(C_1 + C_2) \right)^{-1} \rightarrow v_1 = + \boxed{\frac{i_1}{g_{m1}}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s(C_1 + C_2)}{g_{m1}}}$$

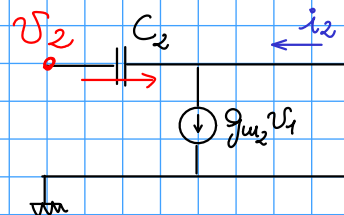
valore della risposta in continua

$$v_1 = i_1 \cdot \frac{1}{g_{m1}} \cdot \frac{1}{1 + s/s_p}$$

$$\text{con } s_p = \frac{g_{m1}}{C_1 + C_2}$$

sarà un classico, lo ritroveremo spesso il rapporto  $g_m/c$  nelle singolarità

risposta di tipo passa basso a singolo polo



$$i_2 = g_{m2} v_1 - \underline{s C_2 v_1}$$

$$i_2 = g_{m2} \left( 1 - s \frac{C_2}{g_{m2}} \right) v_1 \rightarrow i_2 = v_1 g_{m2} \left( 1 - \frac{s}{s_z} \right) \text{ con } s_z = \frac{g_{m2}}{C_2}$$

unisco i due risultati

$$\frac{\hat{i}_2}{\hat{i}_1} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \cdot \frac{1 - \frac{S}{S_z}}{1 + \frac{S}{S_p}}$$

risposta in continua  $\frac{i_2}{i_1} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}}$

con  $g_m = \beta (V_{GS} - V_t)$

$$\frac{g_{m2}}{g_{m1}} = \frac{\beta_2 (V_{GS2} - V_{t2})}{\beta_1 (V_{GS1} - V_{t1})} = \frac{\beta_2}{\beta_1}$$

circa

ottenengo  
 $K_S$  specchio

A questo punto possiamo volere risposta in frequenza dello specchio

$$S_p = \frac{g_{m1}}{C_1 + C_2} \quad e \quad S_z = \frac{g_{m2}}{C_2}$$

quale prendiamo prima?

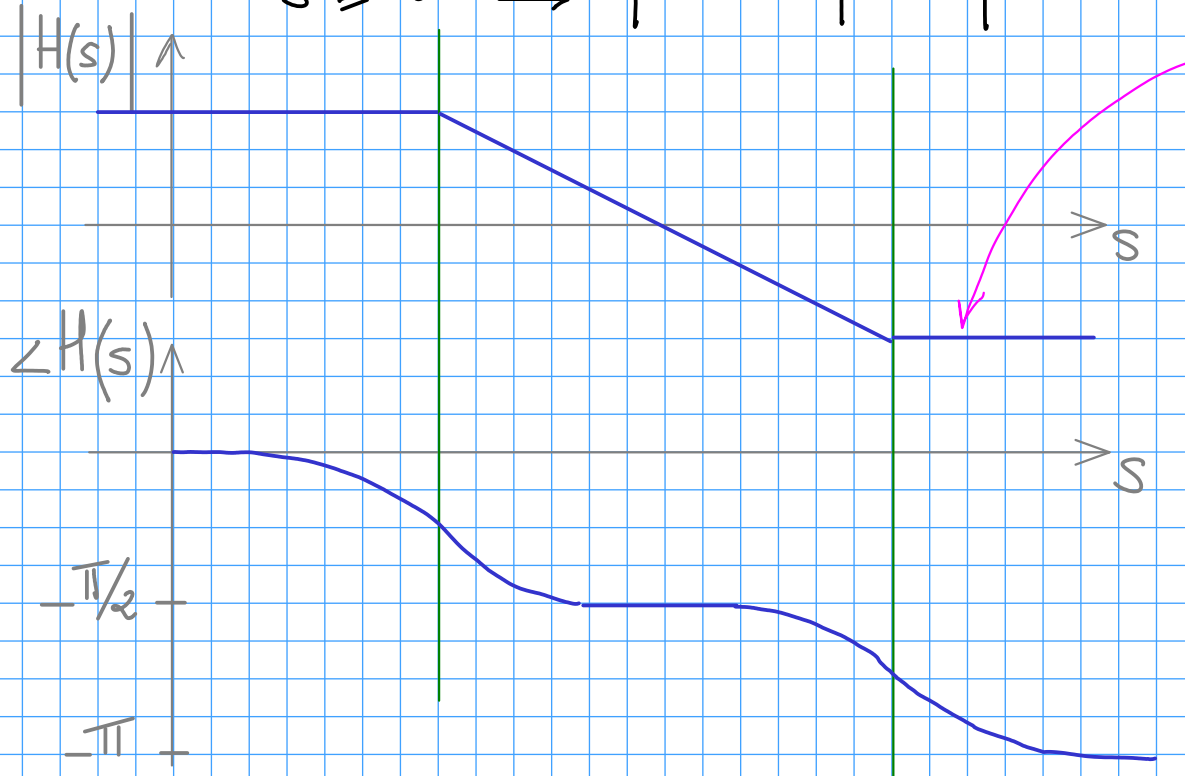
$C_1$  sicuramente maggiore di  $C_2$  ma  
 $g_{m1}$  e  $g_{m2}$  sono legati al  $K_S$  dello specchio!

andiamo a studiare due casi

→ caso "normale"  $K_S \geq 1 \rightarrow g_{m2} > g_{m1} \rightarrow$  prima polo

acvin. → demagratore  $K_S \ll 1 \rightarrow g_{m2} < g_{m1} \rightarrow$  prima zero

Caso  $K_S \geq 1 \rightarrow$  prima polo poi zero



valore asintotico sempre minore di 0 dB, vediamo perché:  
con  $f$  elevate, capacità sono in "quasi corto" quindi  $V_1$  ridotta

$$i_2 = V_1 g_{m2} \left(1 - \frac{s}{s_z}\right)$$

anche  $i_2$  si riduce

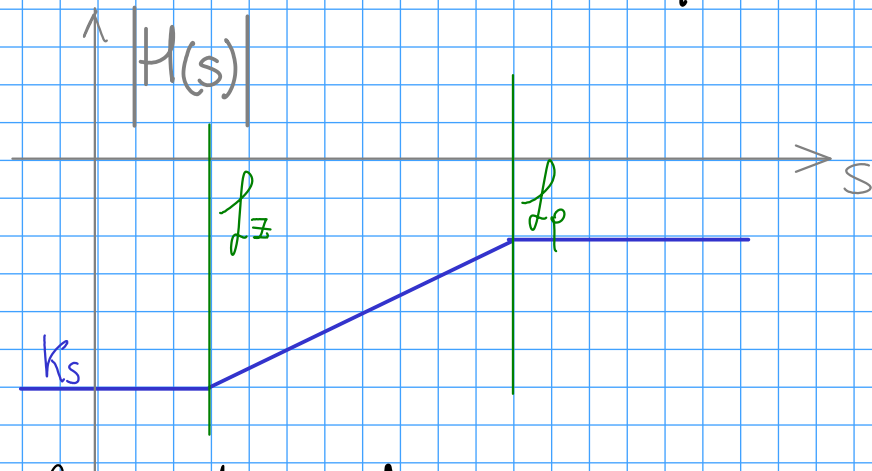
**⚠ pericolo instabilità!**  
se a causa di capacità parassite la fase subisce uno sfasamento di  $\pi$  e il guadagno è ancora maggiore dell'unità

la fase subisce un cambio di segno:

$$\lim_{s \rightarrow \infty} \frac{i_2}{i_1} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \cdot \frac{1 - \frac{s}{s_z}}{1 + \frac{s}{s_p}} = - \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \frac{s_p}{s_z} = - \frac{C_2}{C_1 + C_2}$$

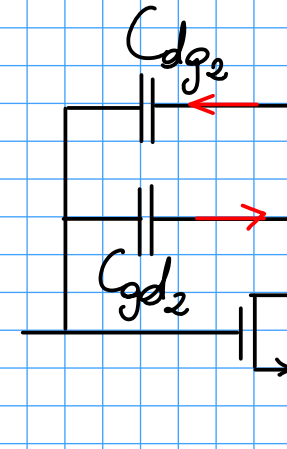
si dimostra in un modo alternativo che il modulo è minore di 1 e inoltre si ha un ribaltamento di segno!

Caso  $K_S \ll -1 \rightarrow$  prima zero poi polo  $\leftarrow$  lo utilizzeremo nei filtri gm-C



lo zero viene posizionato in base al valore di  $g_{m2}$  e  $C_2$   
 $\rightarrow g_{m2}$  fissato da parametri processo  
 $\rightarrow$  quanto vale  $C_2$ ?

nel modello **charge-oriented** è necessario distinguere le capacità  $C_{gd}$  e  $C_{dg}$ , in base al verso di osservazione



in questo caso conta  $C_{gd}$ , perché amplifica effetto sull'uscita

$$C_2 \approx C_{gd2}$$

$\rightarrow$  più grande  $C_{gd2}$  più lo zero si sposta a basse frequenze  
 ma è difficile simulare valore  $C_{gd}$  senza simulatore!

Valore del polo con parametri MOS

dello zero non riusciamo a dire nulla analiticamente, studiamo il polo

$$\omega_p = \frac{g_{m1}}{C_1 + C_2}$$

$$C_2 = C_{gd2}$$

$$C_1 = C_{gs1} \parallel C_{gs2} \parallel C_{db2}$$

ipotesi semplificative

$$C_2 \ll C_1$$

$$C_1 = C_{gs1} + C_{gs2}$$

valide soprattutto in analogico, mentre per il digitale, viste le ridotte dimensioni, non molto

$$\omega_p \approx \frac{\beta_1 (V_{GS1} - V_t)}{C_{gs1} + C_{gs2}} = \frac{\cancel{\mu_n C_{ox}} \frac{W_1}{L_1} (V_{GS1} - V_t)}{\frac{2}{3} \cancel{C_{ox}} (W_1 L_1 + W_2 L_2)} = \frac{\frac{3}{2} \cancel{\mu_n} \frac{W_1}{L_1} (V_{GS1} - V_t)}{\cancel{W_1 L_1} \left( 1 + \frac{W_2 L_2}{W_1 L_1} \right)}$$

$$\omega_p \approx \frac{\frac{3}{2} \cancel{\mu_n} (V_{GS1} - V_t)}{\cancel{L_1^2} \left( 1 + \frac{W_2 L_2}{W_1 L_1} \right)}$$

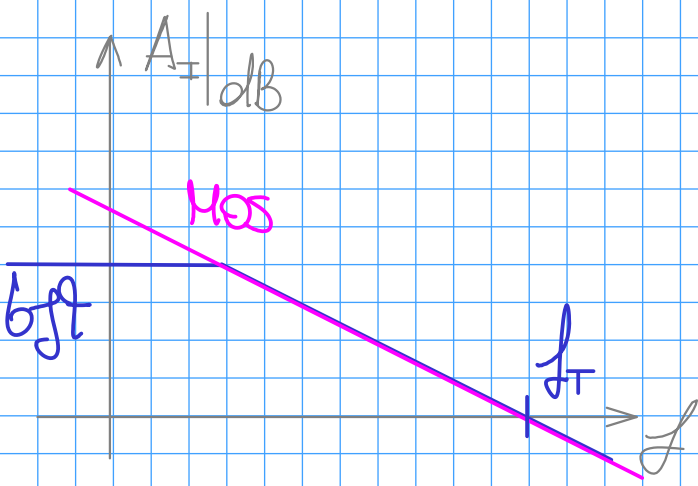
frequenza di taglio del MOS

$$1 + \frac{W_2 L_2}{W_1 L_1}$$

aumento  $L$  limita  $f_T$







specchio di corrente funziona fino a che dispositivo (MOS o BJT) presenti guadagni maggiori di uno, quindi fino a  $f_T$

fortunatamente posso controllarlo con la lunghezza  $L_1$  del MOS!

studio denominatore, con  $L_1 = L_2$

$$\omega_p \approx \frac{\frac{3}{2} \frac{\mu_n}{L_1^2} (V_{GS1} - V_T)}{1 + \frac{W_2 L_2}{W_1 L_1}} = \frac{\frac{3}{2} \frac{\mu_n}{L_1^2} (V_{GS1} - V_T)}{1 + \frac{W_2}{W_1}}$$

coincide con il  $K_S$  dello specchio

con  $L_1 = L_2 \rightarrow$

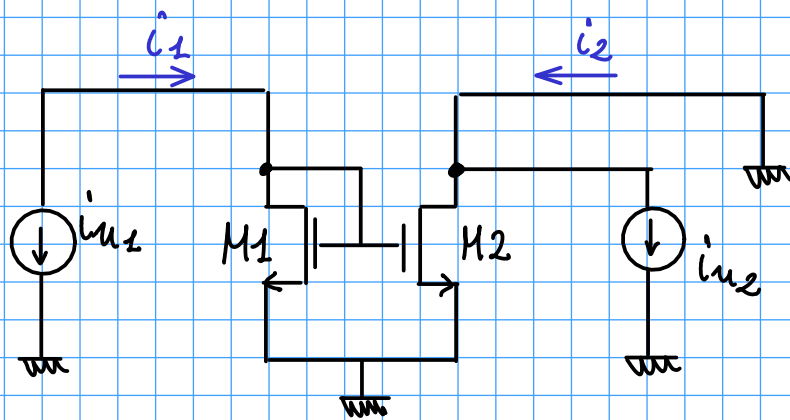
$$\omega_p \approx \frac{\omega_{T1}}{1 + K_S}$$

differenza tra  $L_1$  e  $L_2$  è la precisione dello specchio (ricorda presenza del 1)

sono "sottolaggiati" specchi con  $K_S > 1$  (in accordo con regola PGB)



## Domanda 2 - rumore introdotto dallo specchio



sempre colcircuito  
delle variazioni

considero  
generatori di rumore  
come fossero segnali

$$i_2 = i_{n2} + K_S i_{n1}$$

hp  $i_{n1}$  e  $i_{n2}$  incorrelate

$$S_{I_2} = S_{I_{n2}} + K_S^2 S_{I_{n1}}$$

sembra che  $I_{n1}$  aumenti il suo peso  
in caso di  $K_S$  elevato, ma

→ componente di rumore termico ( $\omega = \phi$ )

$$S_{I_{n2}} = \frac{8}{3} KT g_{m2}$$

$$S_{I_{n1}} = \frac{8}{3} KT g_{m1}$$

$$S_{I_2} = S_{I_{out}} = \frac{8}{3} KT g_{m2} + K_S^2 \frac{8}{3} KT g_{m1}$$

$$S_{I_{out}} = \frac{8}{3} KT g_{m2} (1 + K_S)$$

componente  
termica

$$K_S = \frac{g_{m2}}{g_{m1}}$$

in uscita rumore dell' M2 più rumore M1 amplificato  
(nota non compare dipendenza da  $g_{m1}$ )

→ componente di rumore flicker (come rumore in tensione)

$S_I = g_{m1}^2 S_V$  per passare da corrente a tensione

$$S_{I_{out}} = g_{m2}^2 S_{V_2} + K_S^2 g_{m1}^2 S_{V_1} = g_{m2}^2 (S_{V_2} + S_{V_1})$$

↑  
somma delle  $S_V$  come  
se rumori di tensione fossero applicati solo su  $M_2$

$$S_{I_{out}} = g_{m2} \left( \frac{N_1}{W_1 L_1} + \frac{N_1}{W_2 L_2} \right) \frac{1}{f}$$

solo componente flicker  
 $M_1$  e  $M_2$  pesano ugualmente

riscrivo, in analogia con componente termica

$$S_{I_{out}} = g_{m2}^2 \frac{N_1}{W_2 L_2} \left( \frac{W_2 L_2}{W_1 L_1} + 1 \right) \frac{1}{f} =$$

con  $L_1 = L_2$

$$S_{I_{out}} = g_{m2} \frac{N_1}{W_2 L_2} (1 + K_S) \frac{1}{f}$$

componente  
flicker

con  $L_1 = L_2$

# Rumore in caso di forte inversione

24 OTT

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

fattore 2 portato al denominatore per comodità di confronto con formule per debole inversione

componente termica  $\rightarrow \frac{8}{3} K T \frac{I_{D2}}{\frac{V_{GS} - V_t}{2}} (1 + K_S)$

rumore cresce con  $I_D$  di polarizzazione

componente flicker  $\rightarrow \frac{I_{D2}^2}{\left(\frac{V_{GS} - V_t}{2}\right)^2} \left( \frac{N_1}{K_1 L_1} + \frac{N_2}{K_2 L_2} \right) \frac{1}{f}$

se specchio deve processare **corrente nota**, ai fini del rumore, devo fornire la **minore corrente di riposo** possibile  
Compatibilmente con:

- $\rightarrow$  velocità di risposta
- $\rightarrow$  MOS sempre in conduzione



nota nel senso che ne conosco i limiti, quindi posso fare in modo che l'escursione massima rientri nel range di validità  $\rightarrow$  minimizzo la  $I_{DQ}$  addizionale a  $i_{2max}$

nel caso in cui la **corrente di segnale non sia nota** viene effettuata una stima del rumore con rumore normalizzato a  $I_Q$

$$\frac{i_{n_{RHS}}}{I_{FS}^2} \text{ legato al DR} = \frac{I_{FS}^2}{4 i_{n_{RHS}}}$$

dove stimo  $I_{FS} = \alpha I_{Q2}$   
per questioni di velocità  
 $\alpha \approx 1$  (oscillazione del segnale)

Componente termica in caso di forte inversione

$V_{GS} - V_t$  maggiore possibile per DR, limitato dalla tensione di dimenziazione

$$\frac{i_{n_{RHS}}}{I_{FS}^2} = \frac{\frac{8KT}{3} \frac{I_{D2}}{V_{GS} - V_t}}{\alpha^2 I_{D2}^2} (1 + K_S) B_S = \frac{8KT}{3\alpha^2} \frac{1 + K_S}{\frac{V_{GS} - V_t}{2}} B_S$$

legato a oscillazione del segnale

banda segnale riduce DR (e limita velocità)

Dynamic range è tanto più grande quanto più è grande la corrente di polarizzazione  $\rightarrow \Delta$  di consumo!

componente flicker in  
caso di forte inversione  
ripeto passaggi visti sopra

formula pratica di calcolo

$$S_r = \frac{K_F}{f} \rightarrow i_{n_{RMS}} = 2,3 \cdot K_F \cdot n_{decaduti}$$

$$\frac{i_{n_{RMS}}}{I_{FS}^2} = \frac{1}{\alpha^2} \cdot \frac{1}{\left(\frac{V_{GS} - V_t}{2}\right)^2} \cdot \left( \frac{N_f}{W_1 L_1} + \frac{N_f}{W_2 L_2} \right) \cdot 2,3 \cdot n_{decaduti}$$

numero flicker indipendente  
dalla corrente  $I_D$

$V_{GS} - V_t$  elevata per  
massimizzare DR

dipendenza dalle bande in  
modo logaritmico

dipendenza dall'area dei MOS  
mantenendo fisso  $\beta$  (quindi la  $V_{GS} - V_t$ ),  
aumento  $W$  e  $L \rightarrow$  riduco contributo flicker  
 $\Delta L$  riduce la velocità quadraticamente  
metodo funziona per generare correnti precise

nota: in bassa inversione si ha un allargamento della dinamica  
ma un calo delle prestazioni ( $V_{GS} - V_t$  diventa  $\approx V_t$ , molto minore)