

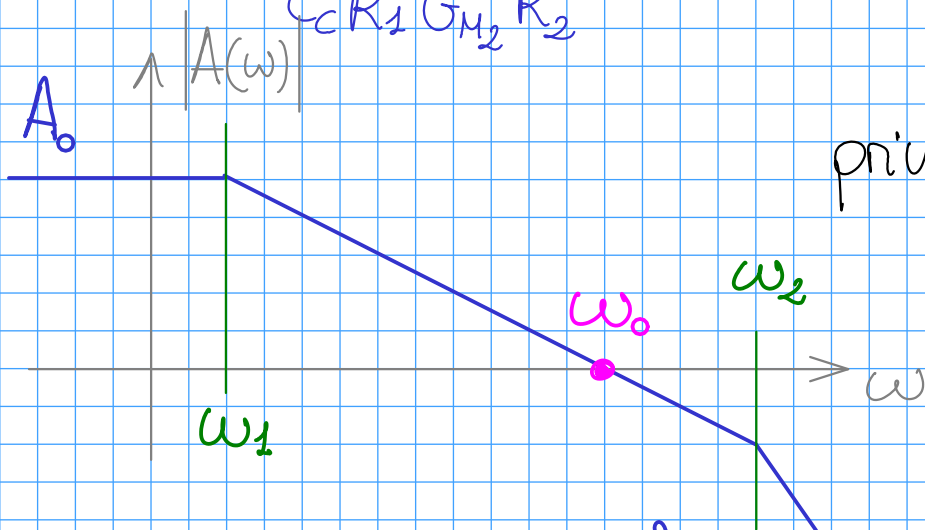
Sintesi operazionale con specifiche di progetto

GNOR

H_p zero spostato all'infinito, voluto solo contributo poli

$$\omega_1 \cong \frac{1}{C_1 R_1 G_{M2} R_2}$$

$$\omega_2 \cong \frac{G_{M2}}{C_1 + C_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{C_s}{C_c}}$$



prima di tutto impongo stabilità

ω_2 si comporta come sorgente di ritardo sulla fase, riducendo margine di fase ϕ_M

vorrei spostare ω_2 più avanti possibile rispetto a ω_0
(o al limite cancellare con ω_1 , rischioso se non è noto C_L)

in pratica vorrei massimizzare il parametro α | legato alla stabilità
definito la scorsa lezione come:

$$\alpha = \frac{\omega_2}{\omega_0}$$

limite: ω_2 dipende da C_2 , che a sua volta è legato a C_L esterno!

sviluppo equazione per α con le espressioni di ω_2 e ω_0

$$\omega_2 = \omega_0 \alpha \rightarrow \frac{G_{M2}}{C_1 + C_2} \frac{1}{1 + \frac{C_s}{C_c}} = \frac{G_{M1}}{C_c} \alpha$$

specifica

equazione è costituita da un certo numero di parametri statici legati ai gradi di libertà e da specifiche di progetto

→ fissando specifica α → calcolo C_c in funzione degli altri DOF
da dispensa

$$C_c = \frac{\alpha}{2} \frac{G_{M1}}{G_{M2}} (C_1 + C_2) \left[1 + \sqrt{1 + \frac{4}{\alpha} \frac{G_{M2}}{G_{M1}} \frac{C_s}{C_1 + C_2}} \right]$$

→ specifica α

→ DOF G_{M1}, G_{M2}, C_1, C_2

trovo C_c

Approssimazioni per semplificare formule per C_c

ipotesi ①

$$\rightarrow C_1 \ll C_2$$

$$\rightarrow C_1 \ll C_c$$

C_2 contiene contributo delle capacità di carico C_L , ragionevole approssimare soprattutto in caso di switched capacitor (C_L è rappresentato da capacità di campionamento)

dipende da scelta del progettista, ammettiamo sia valida per semplificare

ipotesi ②

$$\rightarrow C_2 \approx C_L$$

C_2 è composta dalle capacità parassite C_2' e della capacità di carico C_L (Hp valida sicuramente per switching capacitor)

solo utilizzando ipotesi ①

$$\omega_2 = \omega_0 \alpha \rightarrow \frac{G_{M2}}{\cancel{C_1} + C_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{C_S}{\cancel{C_c}}} = \frac{G_{M1}}{C_c} \alpha \rightarrow \frac{G_{M2}}{C_2} = \frac{G_{M1}}{C_c} \alpha$$
$$C_S = \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{\cancel{C_2}} \right)^{-1} \sim C_1$$

introduco l'ipotesi ②

formula approssimata per C_c

$$\frac{G_{M2}}{C_2} = \frac{G_{M1}}{C_c} \omega \rightarrow \frac{G_{M2}}{C_L} = \frac{G_{M1}}{C_c} \omega \rightarrow \boxed{C_c = C_L \frac{G_{M1}}{G_{M2}} \omega}$$

Con queste ipotesi posso effettuare una considerazione aggiuntiva sul prodotto guadagno banda o GBW

$$\omega_2 \approx \frac{G_{M2}}{\cancel{C_1} + C_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\cancel{C_s}}{\cancel{C_c}}} \approx \frac{G_{M2}}{C_L}$$

$$GBW = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{\omega} \frac{\omega_2}{2\pi} \rightarrow GBW = \frac{1}{2\pi\omega} \frac{G_{M2}}{C_L}$$

GBW in
relazione al
secondo stadio

mentre precedentemente avevamo trovato

$$GBW = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{A_0 \omega_1}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \frac{G_{M1}}{C_L}$$

done GBW dipende dal primo stadio

Da quale stadio dipende il GBW? come distinguo le due formule?

l'apparente contraddizione è semplicemente legata alla relazione $\omega_2 = \alpha \omega_0$ utilizzata per legare tra loro le due singolarità

durante l'**analisi del circuito**
è più facile utilizzare la relazione
in funzione dello stadio di ingresso

$$\rightarrow GBW = \frac{1}{2\pi} \frac{G_{M1}}{C_L}$$

durante la **progettazione**, invece, si preferisce
partire dalla specifica su α (distanza tra
 ω_0 e ω_2) e sfruttare relazione sull'uscita

$$\rightarrow GBW = \frac{1}{2\pi \alpha} \frac{G_{M2}}{C_L}$$

nell'ottica del progettista, dalla specifica su GBW, progetto secondo
stadio, poi con valore di α calcolo il primo

\rightarrow dati GBW e $\alpha \rightarrow \omega_2 \rightarrow$ fisso $\omega_0 \rightarrow$ condizione si riflette su ω_1

ricorda:

- per analisi parto da primo stadio
- per sintesi parto da secondo stadio

sempre nell'ipotesi
di polo dominante

Progettazione secondo stadio

con formule semplificate

specifiche di progetto \rightarrow GBW
 $\rightarrow C_L$
 $\rightarrow \alpha$

$$GBW = \frac{1}{2\pi \alpha} \frac{G_{M2}}{C_L} \rightarrow \text{ricavo } G_{M2} \text{ per noi pari a } g_{m5}$$

esplicito g_{m5} e sue dipendenze

$$g_{m5} = \frac{2I_{D5}}{(V_{GS} - V_t)_5} = \frac{I_{D5}}{V_{EQ}}$$

con $V_{EQ} = \frac{1}{2}V_t$ oppure $\frac{V_{GS} - V_t}{2}$

per aumentare GBW:

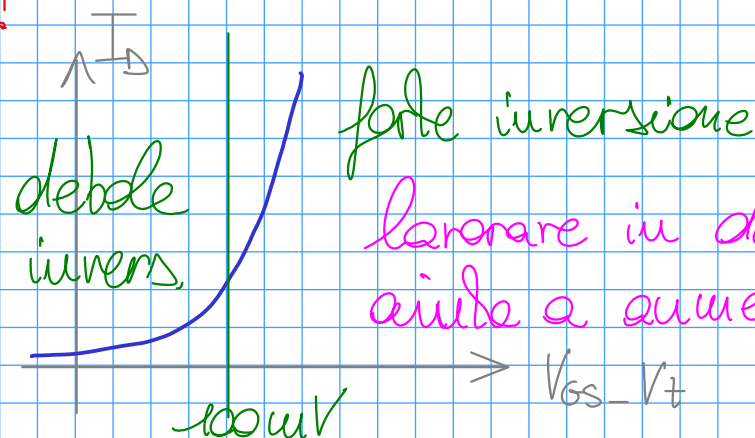
- 1) aumento $I_{D5} \rightarrow$ consumo!
- 2) cerco di ridurre V_{EQ}

in forte inversione linearità tra $V_{GS} - V_t$ e $I_D \rightarrow g_m$

relazione tra GBW e consumo statico dello stadio di uscita

$$GBW = \frac{1}{2\pi \alpha} \cdot \frac{I_{D5}}{V_{EQ}} \cdot \frac{1}{C_L}$$

nota: apparentemente si ha solo una dipendenza da parametri di progetto, non dal processo



lavorare in debole inversione aiuta a aumentare GBW

Dalle formule viste fin'ora sembrerebbe possibile spingere il GBW all'infinito, pagando in consumo di corrente, per qualsiasi processo tecnologico $\uparrow g_m \rightarrow \uparrow \text{dimensioni MOS} \rightarrow \uparrow \text{capacità parassite}$

Rimuovi ipotesi (2)

$$C_2 = C_2' + C_L = C_{db5} + C_{db6} + C_L$$

$$g_{m5} = \beta (V_{GS} - V_t)_5 = \mu_n C_{ox} \frac{W_5}{L_5} (V_{GS} - V_t)_5$$

con $C_{S_n} = C_{S_p}$, $L_{c_n} = L_{c_p} = L_c$
 lunghezza canale
 portello D

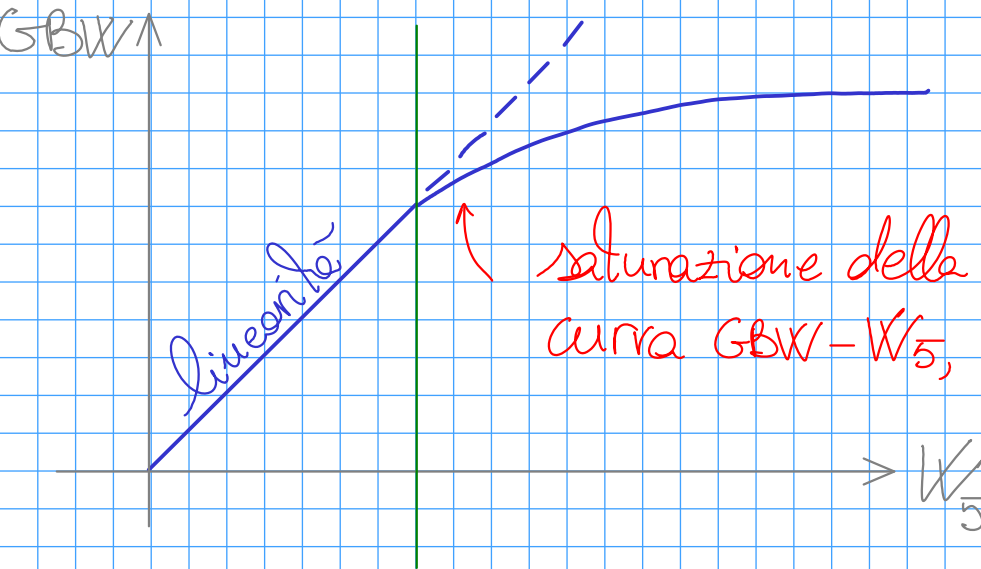
$$GBW = \frac{1}{2\pi\omega} \frac{g_{m2}}{C_2} = \frac{1}{2\pi\omega} \cdot \frac{\mu_n C_{ox} \frac{W_5}{L_5} (V_{GS} - V_t)_5}{C_S L_c (W_5 + W_6) + C_L}$$

$$GBW = \frac{1}{2\pi\omega} \cdot \frac{\frac{\mu_n C_{ox}}{L_5} (V_{GS} - V_t)_5}{C_S L_c \left(1 + \frac{W_6}{W_5}\right) + \frac{C_L}{W_5}}$$

spingendo su W_5 ovvero sul g_m (e sulle correnti) arrivo al punto di saturazione quando $\frac{C_L}{W_5}$ è trascurabile

ricordo: W_6/W_5 deve essere costante perché $\beta_6 = \beta_5$

limite tecnologico
 a GBW



spingendo su W_5 infatti si può trascurare il termine C_L

→ si ha $C_2 = C_2' = C_5 L_c \left(1 + \frac{W_6}{W_5} \right)$

saturazione della curva GBW- W_5 , ipotesi ② non più valida

con $\frac{C_L}{W_5}$ trascurabile abbiamo

$$GBW = \frac{1}{2\pi\alpha} \cdot \frac{\cancel{\mu_n C_{ox}} \frac{(V_{GS} - V_t)_5}{L_5}}{\boxed{C_5 L_c} \left(1 + \frac{W_6}{W_5} \right) + \cancel{\frac{C_L}{W_5}}}$$

osservazione:

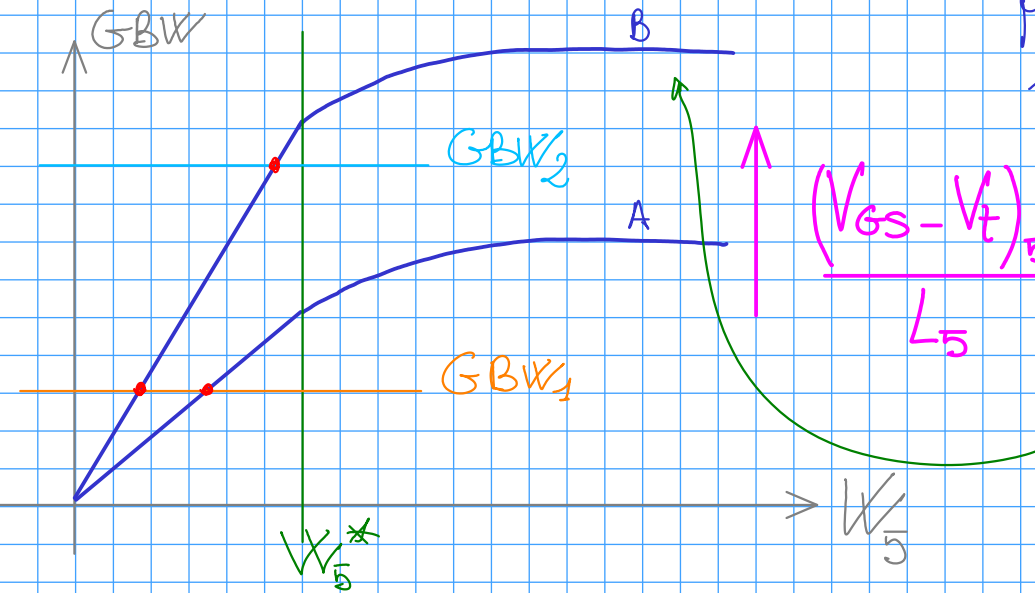
si trova a dipendenza lineare tra $V_{GS} - V_t$ e GBW, mentre era inversa nelle formule semplificate

forte dipendenza dal processo tecnologico

ipotesi aiutano nei conti ed eliminano dipendenze da processo, ma deve essere verificata la loro validità

Come posso migliorare GBW?

devo riconsiderare valore di $(V_{GS} - V_t)_5$ se non è fissata da altre specifiche, pagando in un maggiore consumo statico; altrimenti posso agire su L_5 (che però è limitato da specifiche su λ)



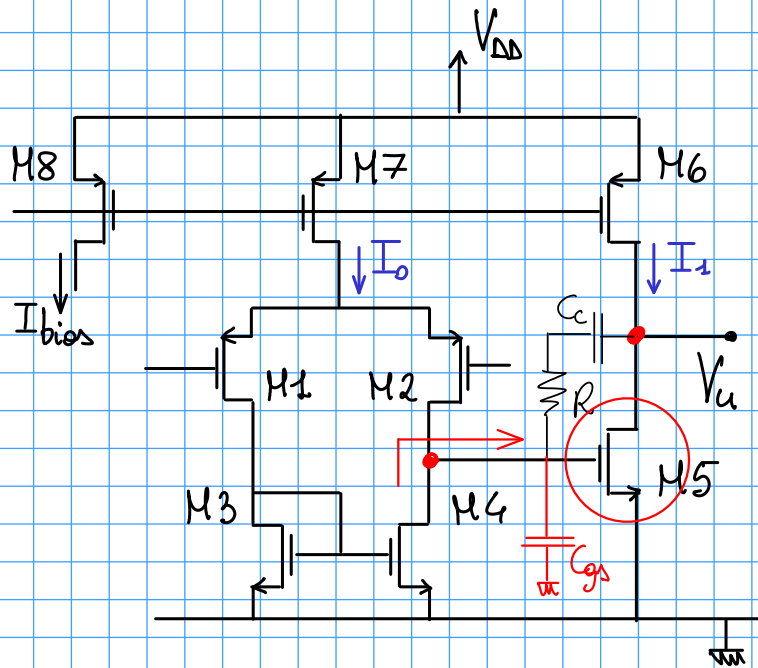
$(V_{GS} - V_t)_5$ aumento il valore di $V_{GS} - V_t$ e/o riduco L_5
 andamento si sposta su una nuova curva, con un GBW_{max} superiore, mentre il valore di W_5 di uscita da linea retta resta costante (dipende da ipotesi 2)

entrambe le curve soddisfano specifica $GBW = GBW_1$ in zona lineare quindi scelgo quella che presenta una minore $V_{GS} - V_t \rightarrow$ minor consumo

se specifica richiede un $GBW = GBW_2$, siamo obbligati a passare ad un valore $\frac{V_{GS} - V_t}{L_5}$ maggiore $\rightarrow V_{GS} - V_t$ maggiore (L_5 fissale)

nota: GBW massimo è limitato dalla tecnologia, ovvero da quanto si può massimizzare il parametro $\frac{V_{GS} - V_t}{L_5} \rightarrow L_{min}$ e $(V_{GS} - V_t)_{max}$

Problema: saturazione GBW con aumento W_5 in realtà avviene ben prima di W_5^* per un problema sull'ipotesi 1



aumento della W_5 ha effetti sulla C_2' (e li abbiamo valutati) ma anche sulla C_{gs5} che è una componente della C_1 !

ipotesi ①
 $\rightarrow C_1 \ll C_c$
 $\rightarrow C_1 \ll C_2$

a rischio validità
 ipotesi ①

Effetto sulla C_1 non è analiticamente descrivibile, soprattutto da formule approssimate \rightarrow lavoro con simulatore

Progettazione primo stadio

dopo aver fissato G_{M2} con specifica su GBW

riprendo espressione necessaria per la stabilità

$$\omega_2 = \alpha \omega_0 \rightarrow \boxed{G_{M2}} = \alpha \boxed{G_{M1}} \quad \text{fissato} \quad \text{incognita}$$

C_L C_C

specifiche progetto progetto

riporto l'espressione in funzione di C_C

$$C_C = \alpha C_L \frac{G_{M1}}{G_{M2}}$$

specifiche progetto

per una semplice constatazione pratica si preferisce limitare l'amplificazione di C_L , che può essere già elevata $\sim 10^4$
→ problemi a integrare C_C sul chip

calibro termine G_{M1} (con G_{M2} già fissato) in modo da avere una C_C dell'ordine di C_L → limite G_{M1}

$$G_{M1} < G_{M2} \left\{ \begin{array}{l} \bullet \text{ limite velocità stadio di ingresso} \\ \bullet \text{ facilito stabilità, perché } \omega_0 = \frac{G_{M1}}{C_C} \text{ e } \omega_2 = \frac{G_{M2}}{C_L} \\ \text{si allontanano tanto più } G_{M1} < G_{M2} \\ \text{(con } C_C \sim C_L) \end{array} \right.$$

Regola pratica indicata sui libri - Rule of Thumb

$$\boxed{C_c = C_L} \implies \frac{G_{M1}}{G_{M2}} = \frac{1}{\alpha} \rightarrow \text{con } \alpha = 3 \quad (\varphi_M \approx 75^\circ) \rightarrow G_{M2} = 3 G_{M1}$$

Commentiamo regola pratica:

→ garantisce validità ipotesi ①

perché se $C_L \gg C_1 \rightarrow C_c \gg C_1$

→ riduco G_{M1} di un fattore α rispetto a G_{M2} (minor consumo)

→ non minimizzo C_c rispetto a C_L per non intaccare l'ipotesi ①

→ limite della regola: se C_L di grandi dimensioni, l'integrazione della C_c risulta difficile! → in questo caso realizzo anzi una C_c tale da essere $C_c \ll C_L$
attenzione a rumore su ingresso per G_{M1} piccolo

Approfondimento: abbiamo fissato G_{M1} e G_{M2} con specifica su C_L
 cosa accade se C_L varia?

C_L assente

→ ipotesi ① $C_1 \ll C_2$ non è più valida

$\omega_0 = \frac{G_{M1}}{C_c}$ stessa ω_0 , con C_c ora sovradimensionata, una volta

$$\omega_2 = \frac{G_{M1}}{C_1 + C_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_c}}$$

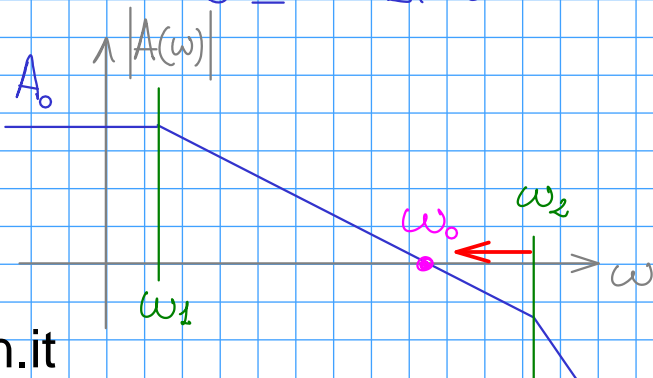
riduzione di C_2 sposta avanti ω_2
 quindi aumenta il margine di fase rispetto a ω_0

sistema continuo a funzionare, alla stessa velocità

C_L oltre specifica

→ ipotesi ① rafforzata
 $\omega_0 = \text{costante}$

→ $\omega_2 = \frac{G_{M2}}{C_L}$ si sposta verso il basso



si riduce il margine di fase ϕ_M perché ω_2 si avvicina a ω_0

→ con il contributo dei poli legati a C parassite
 esisterà un $C_L = C_L^*$ per l'oscillazione

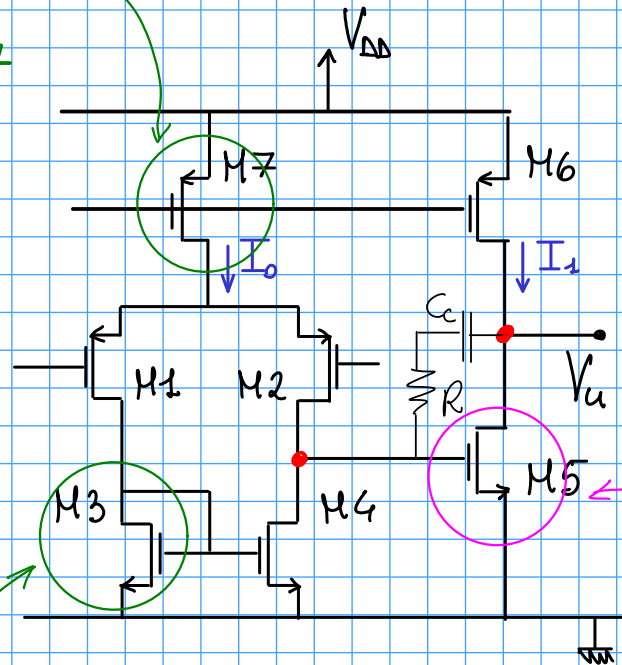
Vediamo l'effetto degli altri poli: origine, importanza, effetti:
→ importante tenerne conto in caso di progettazione a basso consumo

Tail pole

reiezione del modo comune
elevata fino a che drain M7
è in alta impedenza

→ solo f e il drain finisce a
ground → crolla CMRR

frequenza polo $\sim \frac{g_m}{C}$



mirror pole

solo frequenza e M3 abbatta
corrente i_1 , esce da funzionamento
a specchio

inizia a pesare se G_{M1} è
piccolo → implica C_c piccolo
e di conseguenza ω_0 alta
con ω_2 in discesa Δ

nel complesso, i poli presenti contribuiscono a limitare
il GBW in simulazione rispetto ai calcoli analitici semplificati

da specifiche su secondo stadio + condizione su $C_c \rightarrow G_{M2}$

$$G_{M1} = g_{m1} = \mu_n C_{ox} \boxed{\frac{W_1}{L_1}} (V_{GS} - V_t)_1 = \frac{2 I_{D1}}{(V_{GS} - V_t)_1} = \frac{I_{D1}}{V_{EQ}}$$

da $G_{M2} \rightarrow G_{M1} \rightarrow \frac{I_{D1}}{V_{EQ}}$ con quale criterio scegliere I_{D1} e V_{EQ} ?

dipende da quale specifica di progetto prende

- consumo di potenza
- velocità risposta (slew rate)

→ Consumo statico complessivo

$$\left. \begin{aligned} I_{D1} &= G_{M1} V_{EQ} \\ G_{M1} &= \omega_0 C_C \end{aligned} \right\} I_{D1} = 2\pi \text{GBW} C_C V_{EQ1}$$

$$I_{CC} = I_0 + I_1 = 2I_{D1} + I_{D5} = 2\pi \text{GBW} (2C_C V_{EQ1} + \alpha C_L V_{EQ2})$$

$$\left. \begin{aligned} I_{D5} &= G_{M2} V_{EQ2} \\ G_{M2} &= \omega_2 C_L \end{aligned} \right\} \rightarrow \left. \begin{aligned} I_{D5} &= \omega_2 C_L V_{EQ2} \\ \omega_2 &= \alpha 2\pi \text{GBW} \end{aligned} \right\} I_{D5} = 2\pi \text{GBW} \alpha C_L V_{EQ2}$$

estraggo C_L

$$I_{CC} = \frac{2\pi \text{GBW} C_L}{C_L} \left(2 \frac{C_C}{C_L} V_{EQ1} + \alpha V_{EQ2} \right)$$

se utilizzo $C_C \ll C_L$
piccolo G_{M1} per mantenere
stabilità

specifica GBW mi impone
un fattore di consumo

primo stadio

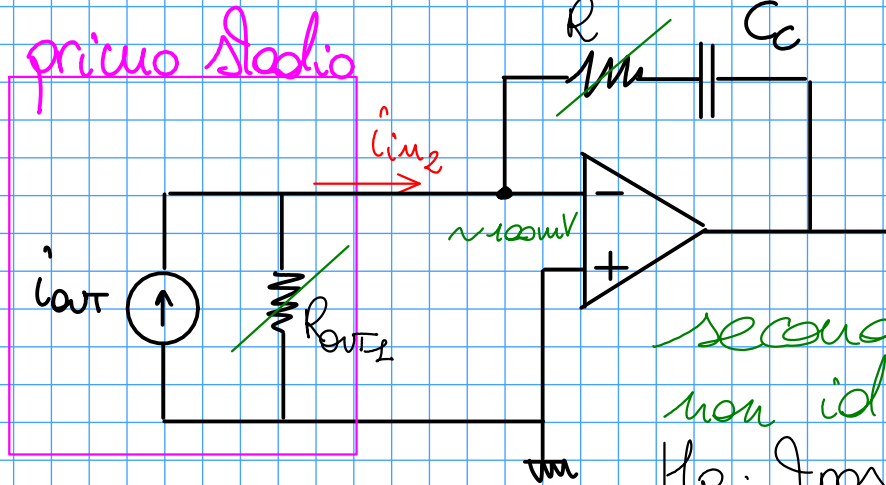
secondo stadio

nota: in entrambe i casi una riduzione delle V_{EQ} comporta minor consumo
a fronte di una maggiore area occupata (a parità di corrente)
limite quando $V_{EQ} = \frac{1}{2} V_T$

→ Velocità operativa in termini di slewrate

risposta dovrebbe essere esponenziale ma
esiste un valore di saturazione della pendenza | dovuto alla saturazione dello stadio di ingresso

Sviluppo primo stadio con Norton con $V_d = V_{dmax} \rightarrow i_{out} = I_o$

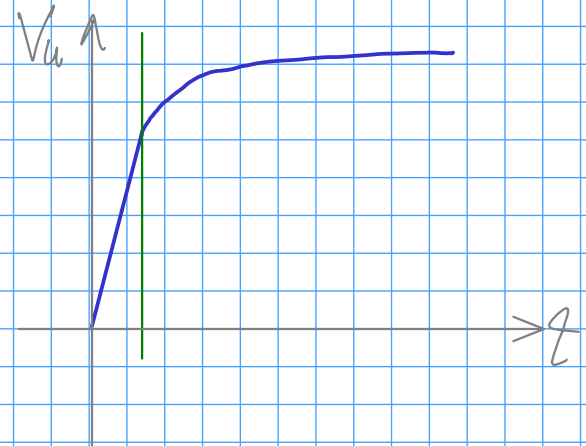


primo stadio schematizzato come un generatore di corrente pari a I_o , ovvero la massima erogabile (coppia sbilanciata)

secondo stadio schematizzato come integratore non ideale, quindi senza l'utilizzo del CCR
Hp: trascurare R_{OUT1} e R per semplicità

integrale corrente in ingresso su C_o

$$V_u = \frac{1}{C_c} \int i_{in2} dt \rightarrow \frac{dV_u}{dt} = \frac{i_{in2}}{C_c} \rightarrow s_r = \left. \frac{dV_u}{dt} \right|_{MAX}$$



$$s_r = \frac{I_o}{C_c}$$

pendenza massima uscita
legata a valore massimo i_{out}

→ I_o elevata, maggiore s_r (elevato g_{m1}) ma maggior consumo

legame slew rate con GBW

$$G_{M1} = \frac{2I_{D1}}{(V_{GS} - V_t)_1} = \frac{I_{D1}}{V_{EQ1}} \rightarrow I_o = 2V_{EQ1}G_{M1} \rightarrow \Delta_r = 2V_{EQ1} \frac{G_{M1}}{C_c}$$

con $\omega_o = \frac{G_{M1}}{C_c}$ e $GBW = \frac{\omega_o}{2\pi} \rightarrow$

$$\Delta_r = 2V_{EQ1}\omega_o$$

Confronto tra V_{EQ} Mos e BJT

$$V_{EQ} \begin{cases} \frac{V_{GS} - V_t}{2} & \text{forte inversione Mos} \\ \approx V_t & \text{debbole inversione Mos} \\ V_t & \text{Zed BJT} \end{cases}$$

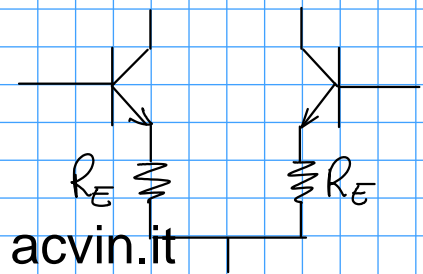
osservazione: formule con g_m sono valide anche per BJT, mentre sarebbero da rivedere capacità

→ a parità di GBW, amplificatore ha un maggiore slew rate quando più grande è V_{EQ1} (in contrasto con le specifiche viste)

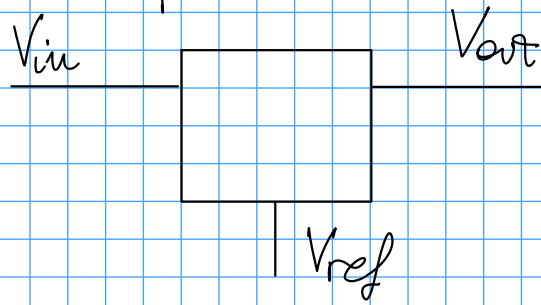
→ BJT hanno Δ_r peggiore in assoluto

inserendo resistenze di degenerazione migliora situazione
→ aumento g_m

in opamp commerciali si usa stadio a JFET per massimizzare slew rate (e ridurre flicker)

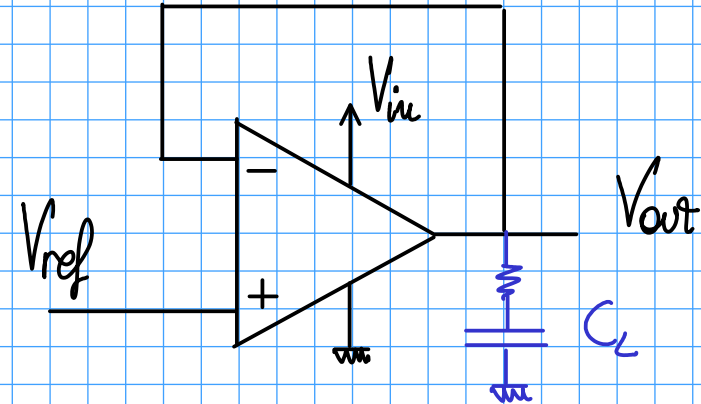


Caso particolare di progettazione \rightarrow stabilizzatori di tensione



l'obiettivo è imporre sull'uscita la tensione V_{ref} con la capacità di sostenere un carico

internamente è realizzato con un amplificatore operazionale unitario a buffer e alimentato da V_{in}



vista la sua funzionalità, è probabile che sull'uscita sia presente una **grossa capacità** C_L (che sposta in basso il polo ω_2)

\rightarrow **variazione progettale**: specifica su C_L elevata, in modo da rendere ω_2 il polo dominante, con ω_0 e ω_1 fissati

inserisco capacità sull'uscita

opposto della nostra progettazione

altrimenti si può utilizzare lo zero introdotto dalla capacità di uscita o elevato R_S

\rightarrow ad. esempio con condensatori al tantalio