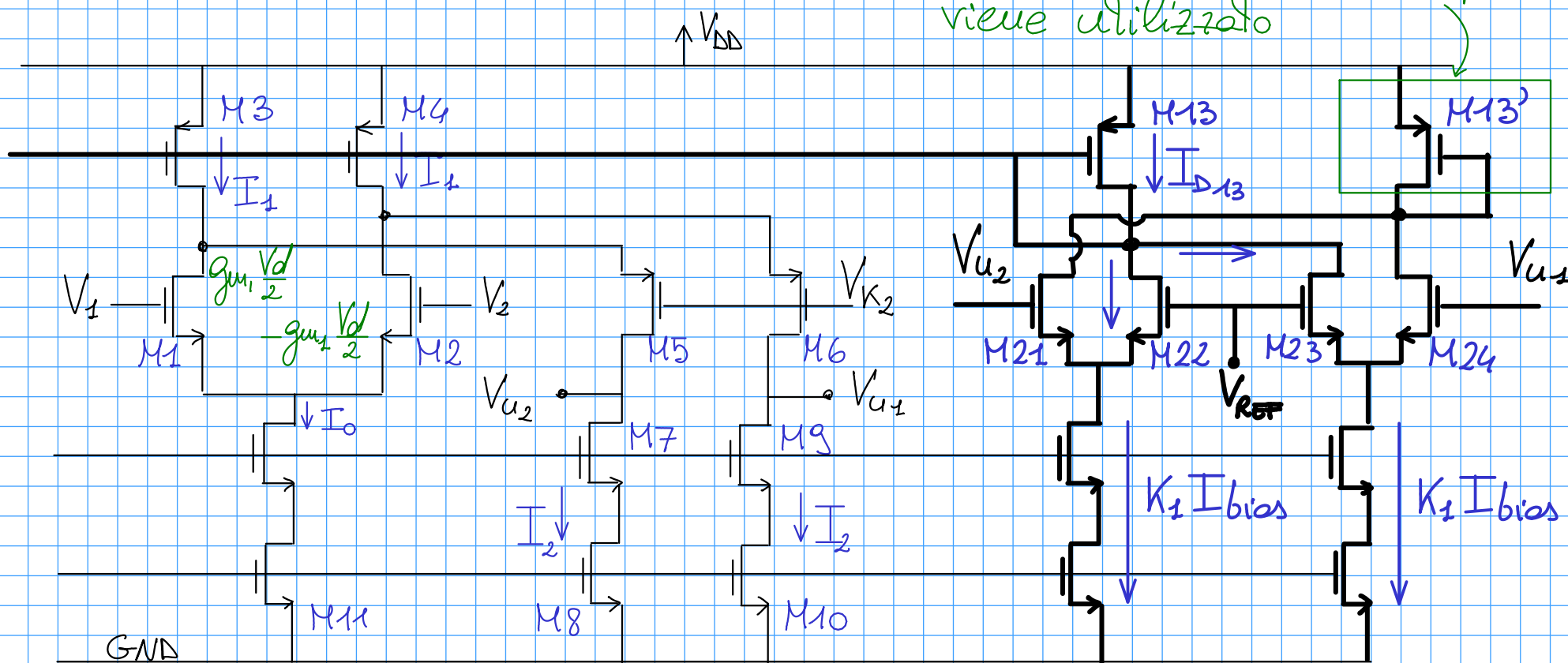


Soluzione CMFB statica

inserito per simmetria, poi non viene utilizzato \



Calcolo corrente completa in M_{22} e M_{23}

$$I_{D22} = \frac{K_1 I_{bias}}{2} + g_{m22} \frac{V_{REF} - V_{u2}}{2}$$

$$I_{D23} = \frac{K_1 I_{bias}}{2} + g_{m23} \frac{V_{REF} - V_{u1}}{2}$$

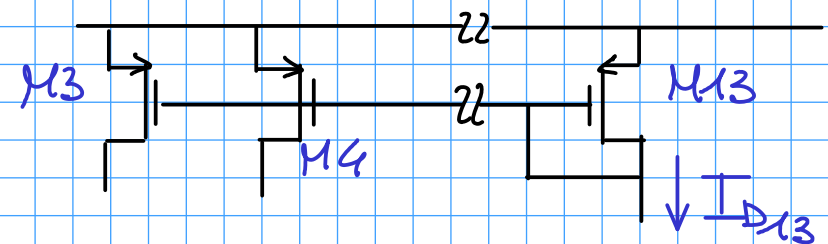
con $g_m^* = g_{m22} = g_{m23}$

$$I_{D13} = I_{D22} + I_{D23} = K_1 I_{bias} + \frac{g_m^*}{2} [2V_{REF} - (V_{u1} + V_{u2})] =$$

$$I_{D13} \longrightarrow \underline{K_1 I_{bias} - g_m^* (V_{CHO} - V_{REF})}$$

ho trovato la corrente che cercavamo!

basta collegare M13 a M3M4 e nella I_1 viene specchiata la I_{D13}



⚠ se inverto collegamenti
sul secondo amplificatore avrei retroazione positiva!
uscita in saturazione anche in continuo

→ preudo uscita su M22-M24

→ se prendessi uscita su M21-M23 avrei retroazione positiva

Problema # 1: Consumo

specchi di polarizzazione utilizzati nel modulo utilizzano una $K_1 I_{bias}$
→ per limitare il rumore termico vengono mantenute elevate le correnti I_1 e I_2 | $\sim \mu A$

possibile soluzione

limite corrente, invece di $K_1 I_{bias}$ passo a $\frac{K_1 I_{bias}}{N}$, poi lo specchio
M13 ripristina le proporzioni
moltiplicando la corrente $I_1 = N I_{M13}$

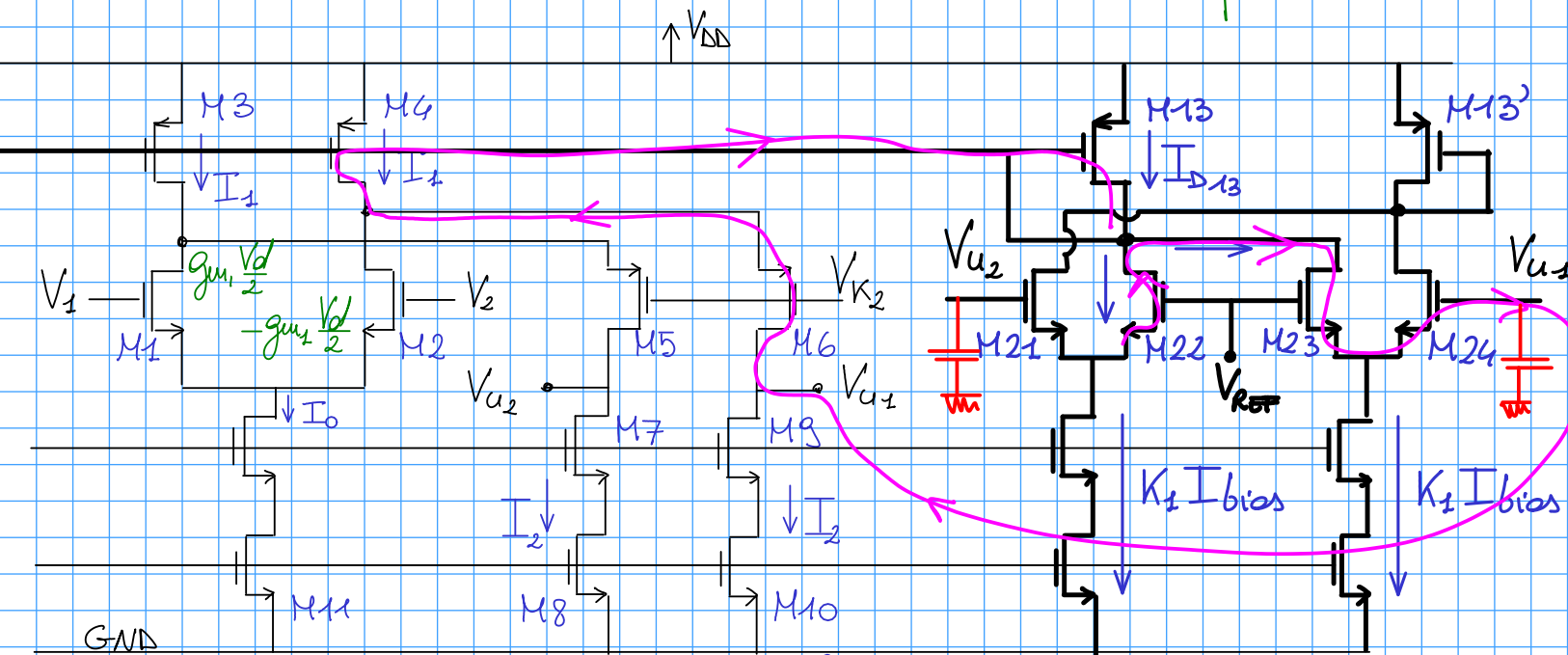
effetti soluzione

limite velocità, avviciniamo ω_p specchio $\omega_p = \frac{\omega_T}{1+K_S}$
una notevolmente variazione V_{CMO} e a
bassa frequenza le componenti in HF, eventualmente
presenti, sono reiettate dai blocchi a valle

nasce problema della stabilità
con specchio demaglificatore riporto lo zero
prima del polo!

Problema # 2: Stabilità

quello di reazione, corto nodi ad alta impedenza



in teoria avremmo due nodi ad alta impedenza, uno su V_{u1} e uno V_{u2}

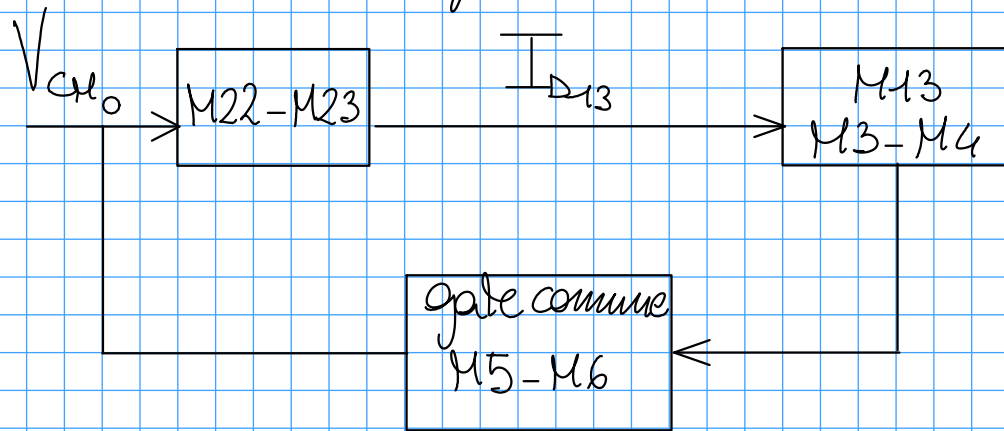
le due tensioni mantengono sempre tra loro uno sfasamento costante di π per il funzionamento simmetrico dell'amplificatore

→ tra i due nodi non si hanno ulteriori ritardi di fase al variare della frequenza, quindi possiamo dire che:

"per quanto riguarda l'analisi in frequenza, i due nodi sono in fase"

→ in pratica significa che abbiamo un unico nodo ad alta impedenza come se V_{u1} e V_{u2} fossero cortocircuitate

schema di funzionamento ideale

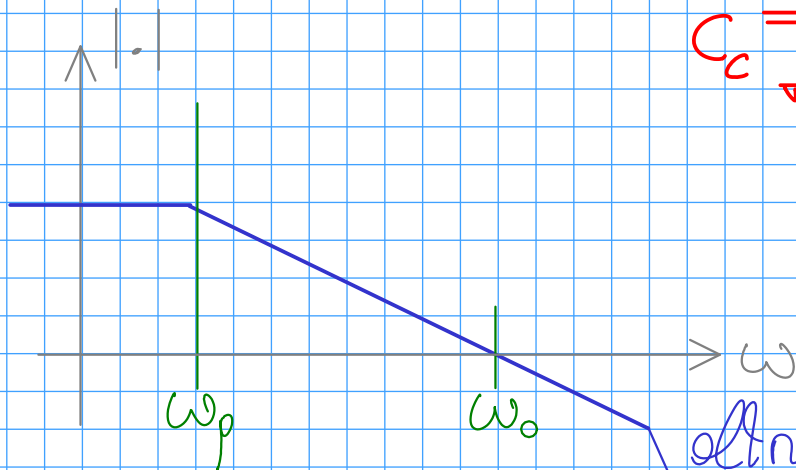
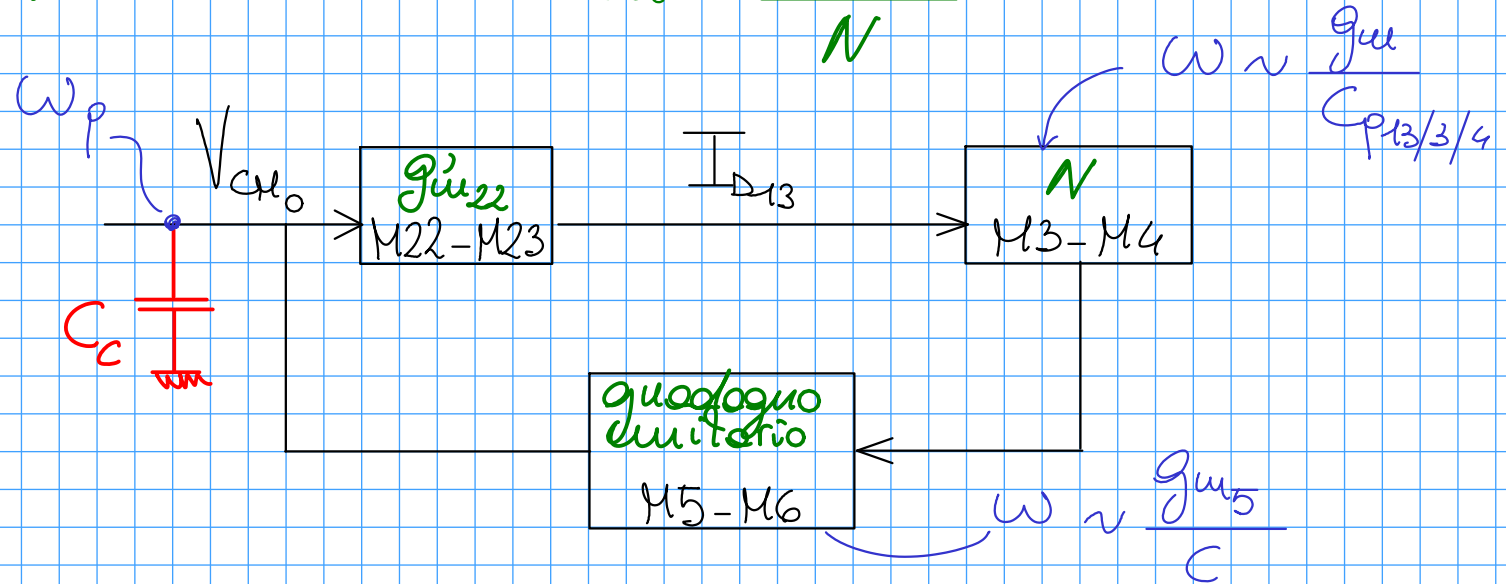


anello di retroazione

introduco compensazione

introduco capacità compensazione su nodo ad alta impedenza mettiamo nel caso una specifica sul consumo, il ramo di controllo del nodo comune viene alimentato da una corrente $\frac{K_1 I_{bias}}{N}$

introduco poli nella rete di retroazione



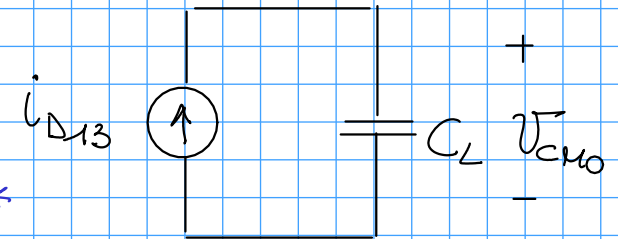
obiettivo per stabilità: spostare più avanti possibile i poli ω_2, ω_3 rispetto a ω_0

quanto vale ω_0 ?

con l'apice indico soluzione per basso consumo
 g_{m1}^* resta legato a $g_{m22} = N g_{m1}^*$

$$\begin{aligned} i_{D22}^1 &= g_{m22}^1 \frac{V_{cm0}}{2} \\ i_{D23}^1 &= g_{m23}^1 \frac{V_{cm0}}{2} \end{aligned}$$

$$i_{D13} = i_{D22}^1 + i_{D23}^1 = g_{m22}^1 V_{cm0}$$



$$\beta A = g_{m22}^1 N \cdot \frac{1}{\omega C_c} = \frac{g_{m1}^*}{N} \cdot N \cdot \frac{1}{\omega C_c} = \frac{g_{m1}^*}{\omega C_c}$$

$$\omega_0 = \frac{g_{m1}^*}{C_c}$$

impedenza su V_{cm0} ad alta frequenza \rightarrow solo capacità

per spostare ω_0 in modo da garantire
stabilità lavoro su C_c (in base a f_H richiesto)

\rightarrow semplifico gestione della compensazione rispetto a
amplificatore operazionale a doppio stadio

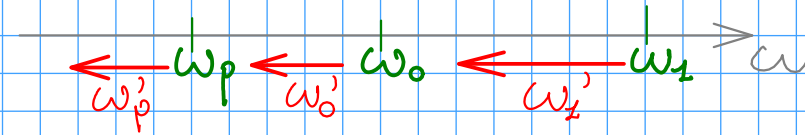
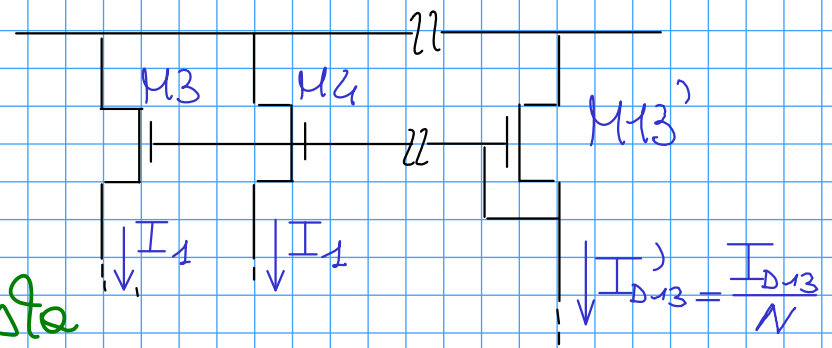
\triangle specifiche su consumo e stabilità comportano un gran numero
di effetti collaterali \rightarrow da valutare con simulatore

Consumo & Stabilità - effetti collaterali

→ specchio $M13 - M3M4$ deve amplificare la corrente di un fattore N

"specchio che moltiplica in solita di N sposta
sue frequenza di polo in basso di N "

per mantenere specifica su f_u sono
costretto a rivedere il polo ω_p e la pulsazione ω_0
riducendole per fare spazio a ω_z

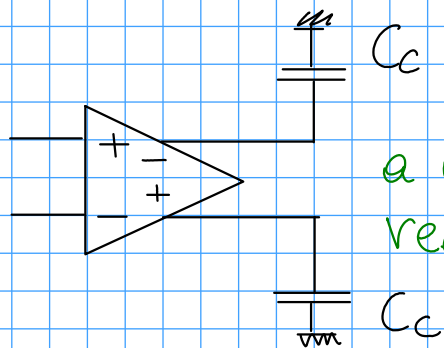


$$\omega_0' = \frac{g_{m1}^*}{C_c}$$

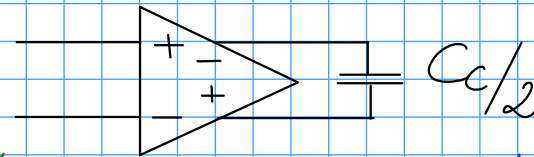
→ aumento dimensione C_c

- aumento ingombro su silicio
- riduco prestazioni dinamiche e GBW

limita a valore di N
→ imposto minimo
comune



a modo differenziale
redo carico tra le uscite



$$|V_{ud}| = i_{acc} \cdot \frac{1}{\omega \frac{C_c}{2}} = g_{m1} V_d \frac{1}{\omega \frac{C_c}{2}}$$

$$\omega_{od} = \frac{g_{m1}}{C_c/2}$$

aumento C_c riduce
prestazioni e GBW

ricorda $GBW = 2\pi \omega_0$

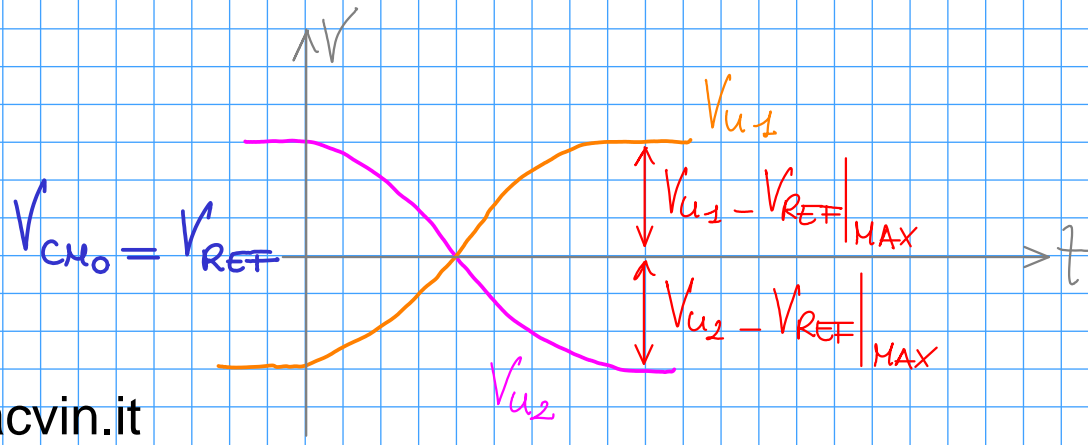
Problema #3: Dinamica del secondo amplificatore

→ il circuito per il controllo del modo comune deve supportare una dinamica di ingresso pari a $V_{u1} - V_{REF}$ e $V_{u2} - V_{REF}$ in range di linearità

$$|V_{u1} - V_{REF}| \ll V_{MAX} = \sqrt{\frac{2I_{D13}}{g_{m21}}} = \sqrt{2} \sqrt{\frac{2I_{D21}}{g_{m21}}} \rightarrow V_{MAX} = \sqrt{2} (V_{GS} - V_t)_{21}$$

$$|V_{u2} - V_{REF}| \ll V_{MAX} = \sqrt{\frac{2I_{D13}}{g_{m23}}} = \sqrt{2} \sqrt{\frac{2I_{D23}}{g_{m23}}} \rightarrow V_{MAX} = \sqrt{2} (V_{GS} - V_t)_{23}$$

per espandere il più possibile la dinamica si realizzano $(V_{GS} - V_t)_{23}$ e $(V_{GS} - V_t)_{21}$ elevate e si limita la dinamica di uscita dell'amplificatore a $2 V_{MAX}$

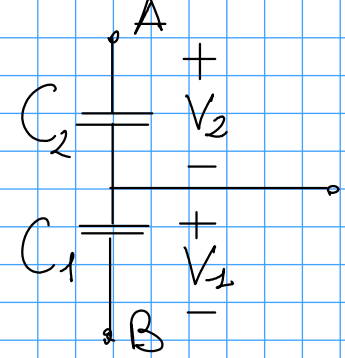


limite dinamica V_u a

$$2 V_{MAX} = V_{u1} - V_{REF} |_{MAX} + V_{u2} - V_{REF} |_{MAX}$$

compromesso tra dinamica ampli e controllo del modo comune

28 NOV



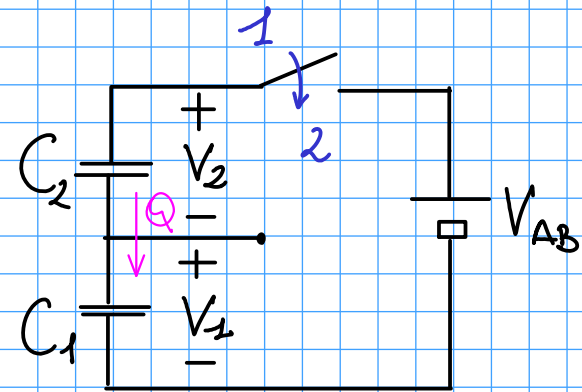
premessa: partitore capacitivo

$$V_{AB} = V_1 + V_2$$

$$V_1 = \frac{C_2}{C_1 + C_2} V_{AB}$$

valido a tutte le frequenze se
condensatori inizialmente scarichi
Ma se hanno cariche iniziali?

cariche iniziali



fase 1 $\rightarrow V_1^{(1)}$ e $V_2^{(1)}$ cariche iniziali

fase 2 \rightarrow

$$\begin{cases} V_{AB}^{(2)} = V_2^{(2)} + V_1^{(2)} \\ V_1^{(2)} = V_1^{(1)} + \frac{Q}{C_1} \\ V_2^{(2)} = V_2^{(1)} + \frac{Q}{C_2} \end{cases}$$

incognite $V_1^{(2)}$, $V_2^{(2)}$
e Q , sistema 3x3

ricavo dalla 2^a Q

$$Q = C_1 (V_1^{(2)} - V_1^{(1)})$$

sostituisco a 3^a

$$V_2^{(2)} = V_2^{(1)} + \frac{C_1}{C_2} (V_1^{(2)} - V_1^{(1)})$$

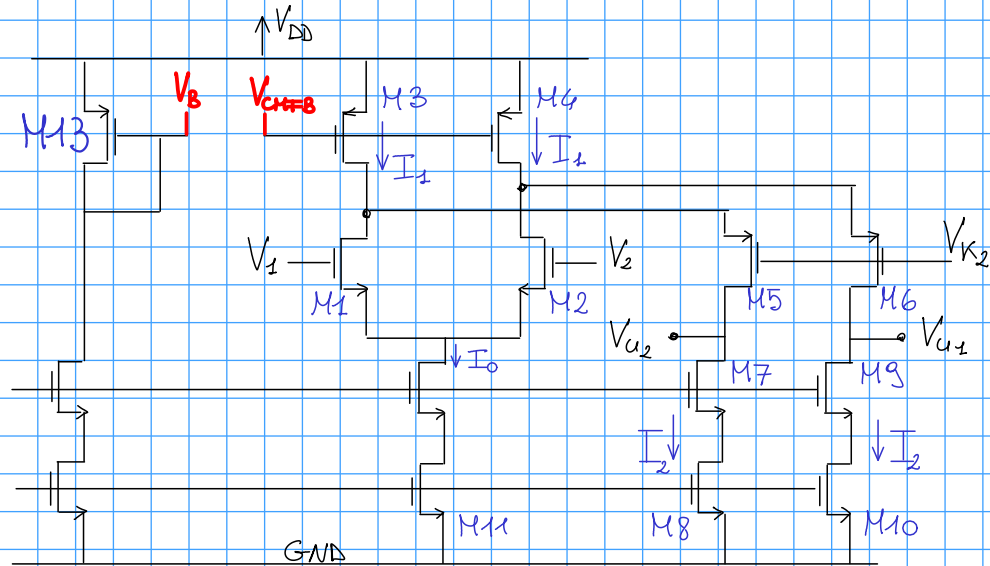
sostituisco alla 1^a e ricavo $V_1^{(2)}$

$$V_1^{(2)} = \frac{C_2 V_{AB} + V_1^{(1)} C_1 - V_2^{(1)} C_2}{C_1 + C_2}$$

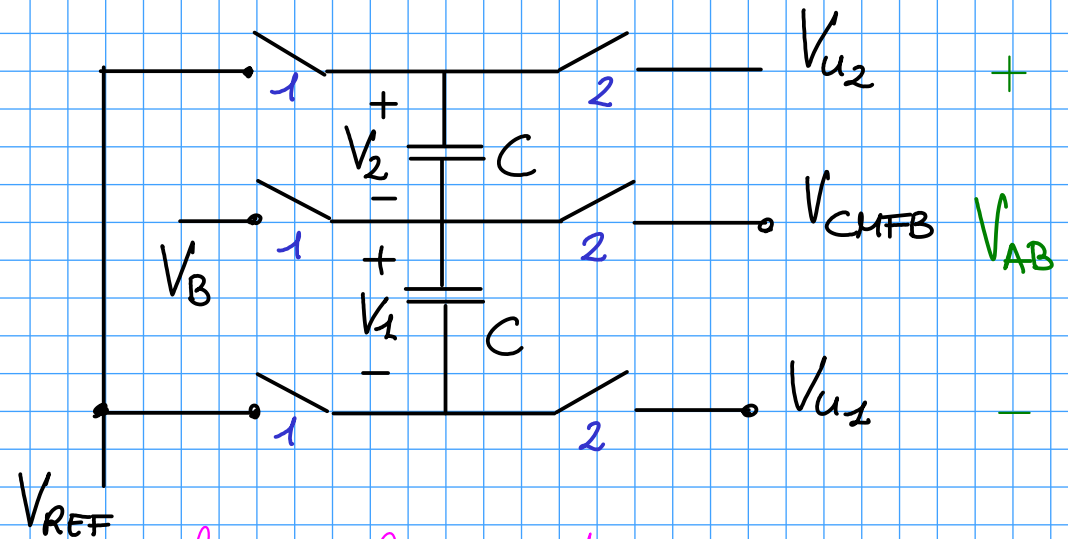
\rightarrow se $V_1^{(1)} = V_2^{(1)} = 0 \rightarrow$ ritorna partitore
verifica conservazione della carica

partitore capacitivo con cariche iniziali

Soluzione CMFB dinamica



aggiungo circuito switched capacitor per generare V_B e V_{CMFB}



studiamo funzionamento

fase 1

$$V_1^{(1)} = V_B - V_{REF}$$

$$V_2^{(1)} = V_{REF} - V_B$$

fase 2

$$V_{AB} = V_{u2} - V_{u1}$$

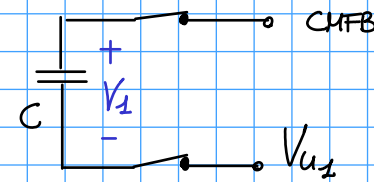
$$V_1^{(2)} = \frac{C_2 V_{AB} + V_1^{(1)} C_1 - V_2^{(1)} C_2}{C_1 + C_2} = \frac{\cancel{C(V_{u2} - V_{u1})} + \cancel{C(V_B - V_{REF})} - \cancel{C(V_{REF} - V_B)}}{2\cancel{C}}$$

$$\rightarrow V_1^{(2)} = \frac{V_{u2}}{2} - \frac{V_{u1}}{2} + V_B - V_{REF}$$

ignoro fase intermedia e rumore $\frac{KT}{C}$
 → capacità elevate
 → sarebbe errore su errore

quindi calcolo $V_{CMFB}^{(2)}$

$$V_{CMFB}^{(2)} = V_{u1} + V_1^{(2)} = \frac{V_{u2} + V_{u1}}{2} + V_B - V_{REF}$$

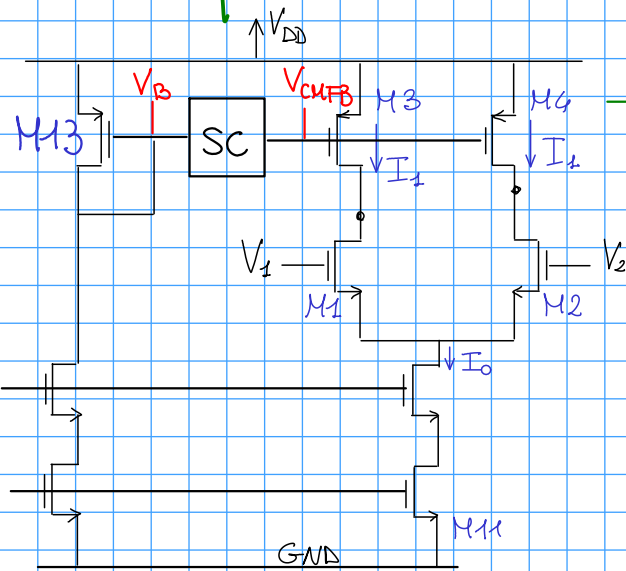


$$V_{\text{CMFB}}^{(2)} = V_B + V_{\text{CM}_0} - V_{\text{REF}}$$

imporre tensione $V_{G3} \equiv V_{OUTB}$ e quindi I_1

se considero $V_{CH_F3} = V_B \rightarrow V_{CH_0} = V_{REF}$ costante $\rightarrow I_1 = K_1 I_{bias}$

in pratica è come se ripristinassi il collegamento tra $M13$ e $M3$



→ riduzione K_1 permette di risparmiare corrente sul ramo di polarizzazione → riduco H13

esprimo V_{CHFB} nella sua componente continua
e di variazione V V (V) V V

$$V_{CHFB} = V_B + (V_{CH0} - V_{REF})$$

retroazione legata a termine g_{eff}^* $\propto \frac{1}{V_d}$ dove

$$V_d = V_{ao} - V_{REF}$$

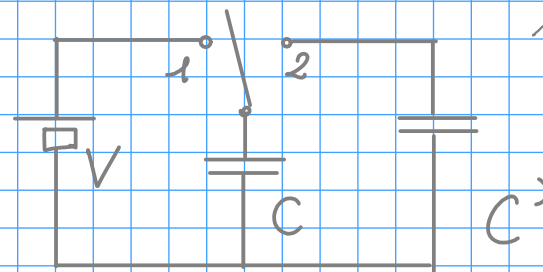
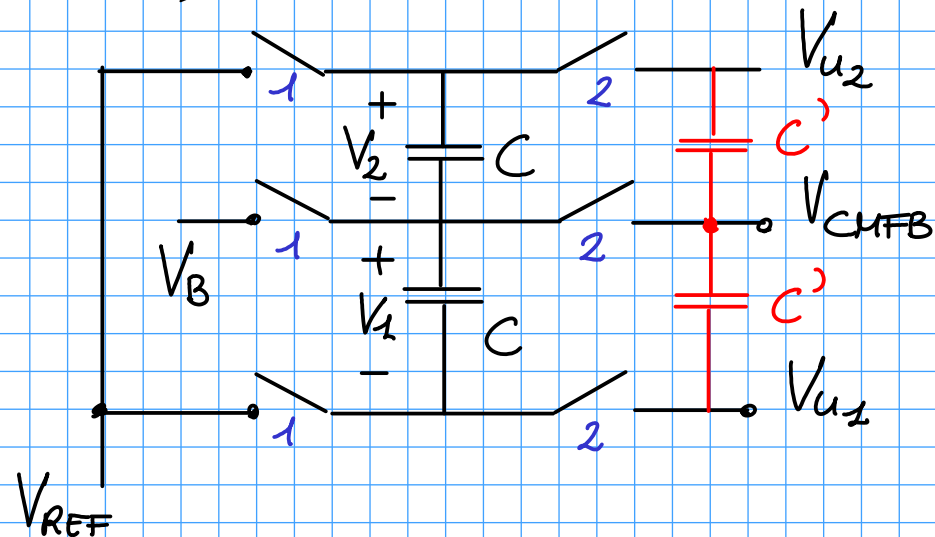
$$g_m^* = g_{m3}$$

non introduco Mos aggiuntivi o dire
a interruttori (piccoli), e M3
a gestire relazione

Problema #1: durante fase 1 V_{CMFB} è scollegato

→ se clock è veloce capacità parassite mantengono valore precedente, ma sistema comunque non reagisce ad una eventuale variazione dello V_{CMFB}

→ soluzione: introduco altri due condensatori → condensatori di Hold

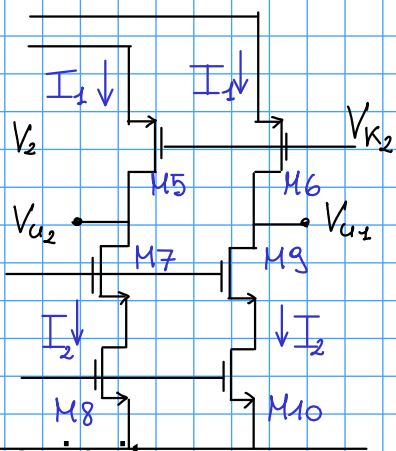


sistema va a regime
con $\tau = R_{eq} C'$

$$R_{eq} = \frac{1}{f_{ck} C}$$

sistema si comporta da p. basso con
frequenza di polo $f_{ck} \frac{C'}{C}$

variante: controllo della I_2 invece della I_1

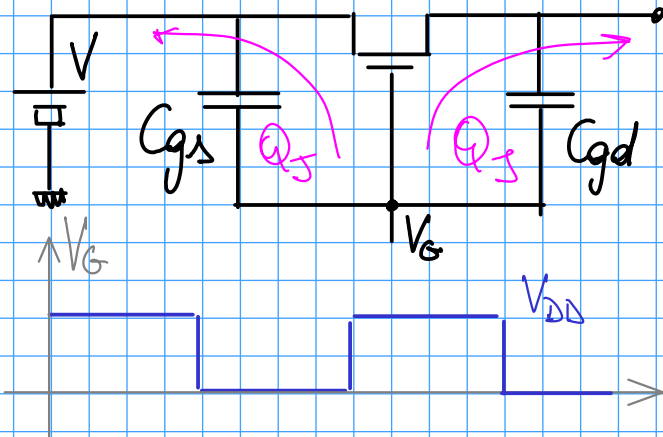


se sale V_{CMFB} invece di ridurre I_1 aumento I_2 e
non tocca la coppia differenziale

Problema #2: clock feedthru

piccole fluttuazioni dovute alle commutazioni del clock definite si sommano all'iniezione di carica e causano variazioni della V_{CM}

vediamo un mos interruttore



$$C_{gs} = C_{gd} = \frac{1}{2} C_{ox} W L$$

ogni commutazione $\rightarrow Q_g = \frac{1}{2} C_{ox} W L V_{DD}$
provenienti dal canale

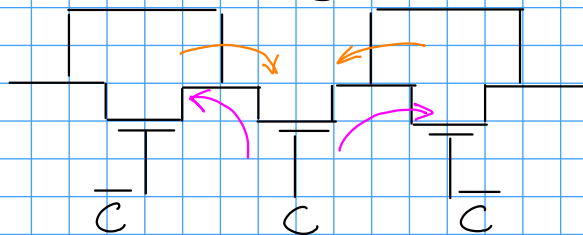
metodo qualitativo
modello simile a Meyer

quantità di carica in uscita da un lato
e dall'altro dipende dai potenziali

come posso ridurre l'iniezione di carica?

\rightarrow dummy switch

ogni dummy switch inietta $Q = C_{ox} W' L' V_{DD}$
impongo $W' L' = \frac{1}{2} W L$



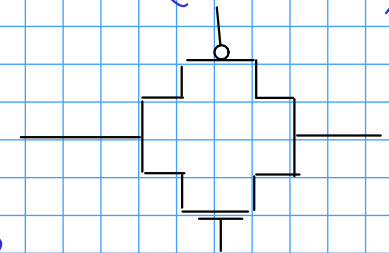
\rightarrow clock in antifase iniezioni opposte si bilanciano
ma introduco C_p e limito la dinamica (di un V_t)

\rightarrow pass gate

scelta migliore per dinamica (limitata da V_{CK}) e statica

\rightarrow se ho area uguale bilancio cariche, ma siccome voglio $I_n = I_p$

e $\mu_p \approx \frac{1}{3} \mu_n$ lavoro sulle L (non posso usare L_{MIN} perché avrei R_{on} alta)



in conclusione, la soluzione dinamica

- non ha problemi di dinamica
- ridotto consumo di potenza
- attenuazione a frequenza di polo $f_{ck} \frac{C'}{C}$

Come scegliere tra soluzione statica e dinamica?

- tipologia circuiti ottimali se ho disponibile un clock utilizzo soluzione dinamica
- circuiti delicati non posso tollerare bouncing tensioni, uso soluzione statica con i suoi difetti
- GBW estremo soluzione switching cap introduce condensatori
che riduce numero dei componenti
→ da valutare