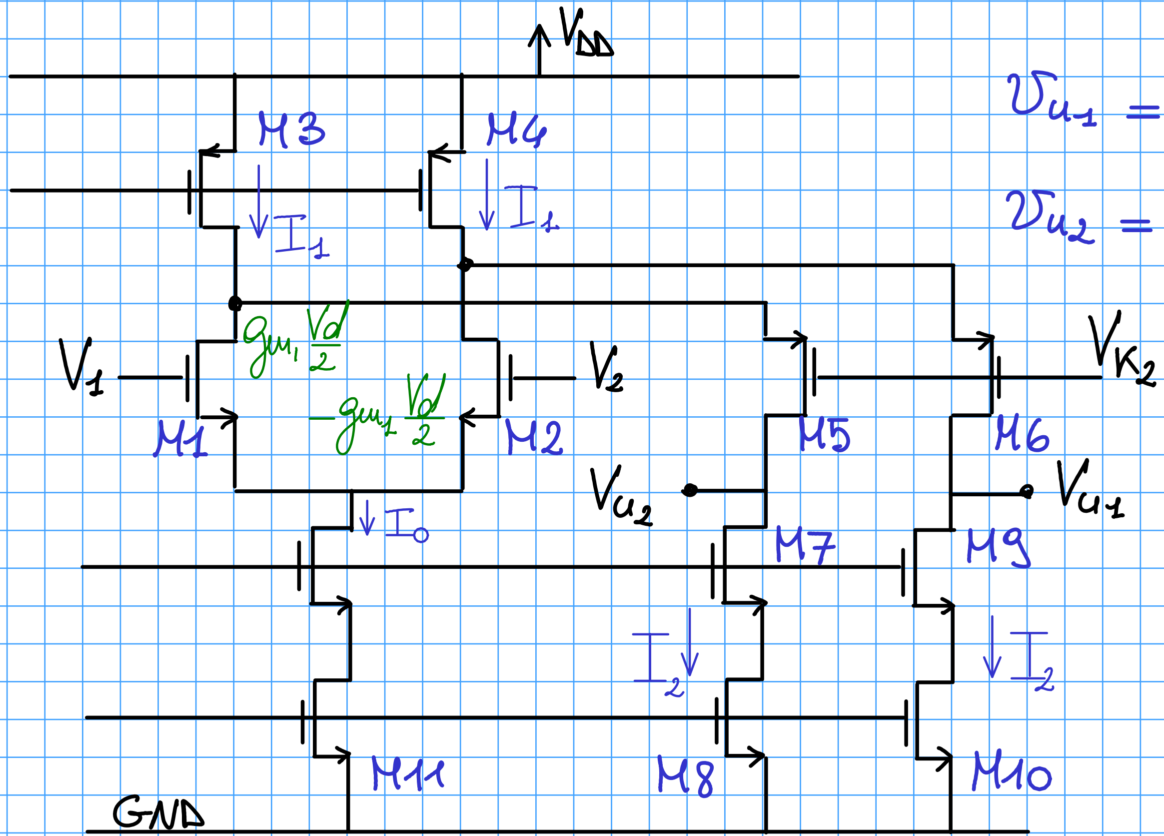
Transistor level amplificatore fully differential

24 NOV

studieremo la topologia più diffusa, singolo stadio folded cascode
ne conosciamo già un limite: nodo ad alta impedenza in uscita, carico resistivo sposta il polo dominante
→ nelle applicazioni Switching Capacitor funziona a dovere

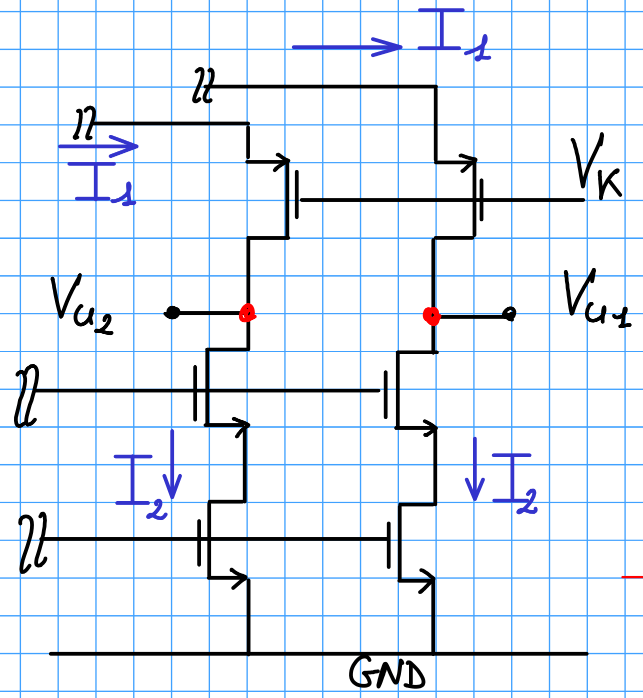


$$v_{u_1} = \frac{V_d}{2} g_{m_1} R_{OUT}$$
$$v_{u_2} = -\frac{V_d}{2} g_{m_1} R_{OUT}$$
$$\longrightarrow v_{ud} = V_d\, g_{m_1} R_{OUT}$$

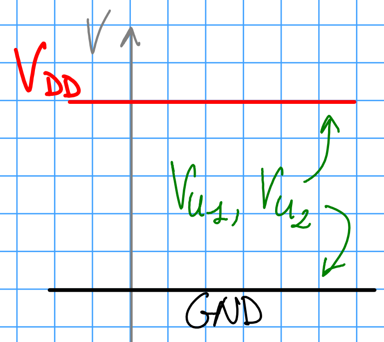
differenze da amplificatore differenziale a cascode visto a PSM
→ uscita differenziale
→ scompaiono "lacci" su M3, M7 M8. I mos diventano a tutti gli effetti generatori di corrente, specchiando la I_{bias} (non inserita nel circuito)

problema: simile a ricordo su offset per l'operazionale single ended

→ tensioni V_{u1} e V_{u2} non hanno valore di riposo fissato, il loro modo comune non è stabilizzato, ma dipende dal bilanciamento delle correnti



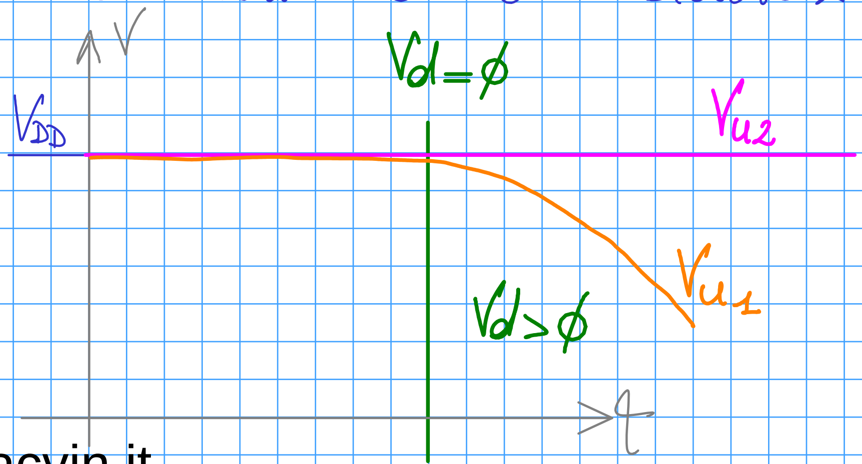
in base al bilanciamento tra le correnti I_1 e I_2 si stabilizzano le tensioni di uscita V_{u1}, V_{u2}



si stabilizzano entrambe a V_{DD} o a V_{DD} o a GND (non possono essere discordi, per simmetria circuitale)

→ vorremmo un modo comune di uscita tale da garantire una simmetria nella dinamica ||

ammettiamo che si stabilizzino a V_{DD}, applico un segnale all'ingresso



dinamiche non simmetriche!

inserisco modulo di controllo del modo comune, denominato CMFB

Common Mode FeedBack

$\boxed{\text{CMFB}}$

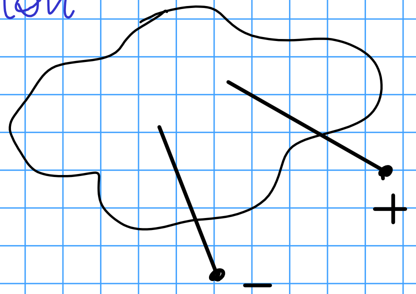
lo studieremo in seguito

ci serve un metodo per costruire un circuito utilizzabile sia a riposo che alle variazioni

Metodo di Newton generalizzato

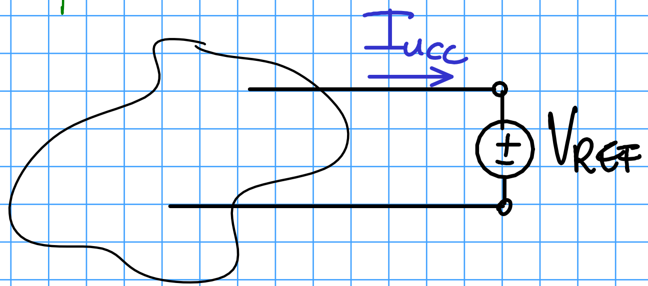
Hp rete lineare o linearizzabile

da Norton



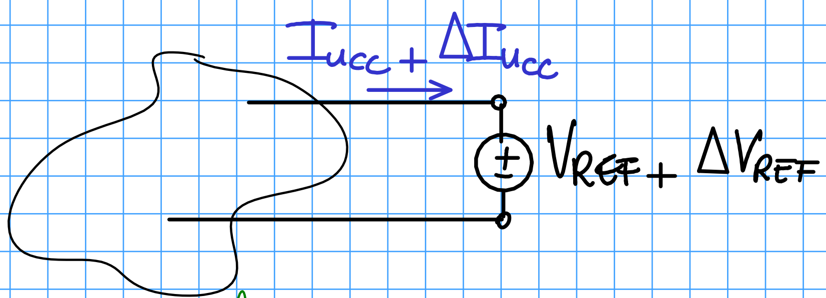
estraggo due terminali interni
misuro I_{ucc} ← cortocircuito alle variazioni
misuro $R_{OUT} = \frac{\Delta V_p}{\Delta I_p}$

esperimento #1 introduco generatore in continua V_{REF} "ideale"



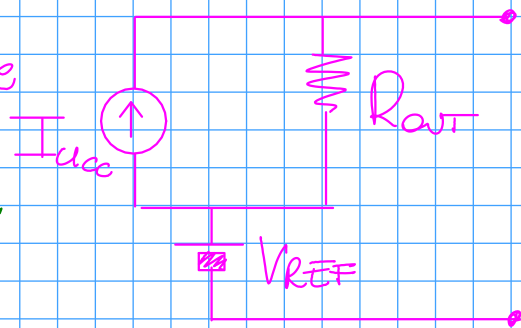
→ se V_{REF} pari al punto di riposo, non ho corrente in V_{REF}
→ se V_{REF} diversa, scorre I_{ucc}

esperimento #2 introduco variazione in V_{REF}



→ misuro $I_{ucc} + \Delta I_{ucc}$, $R_{OUT} = -\frac{\Delta V_{REF}}{\Delta I_{ucc}}$

circuito equivalente

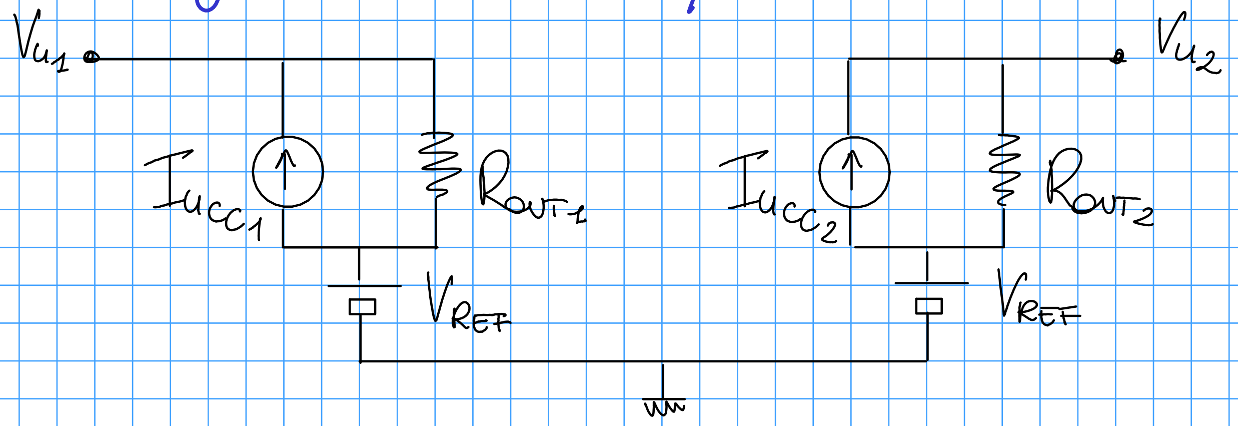


modificando ancora V_{REF} ho nuova aggiunta di corrente, e così via .... ripeto "Nmila" volte

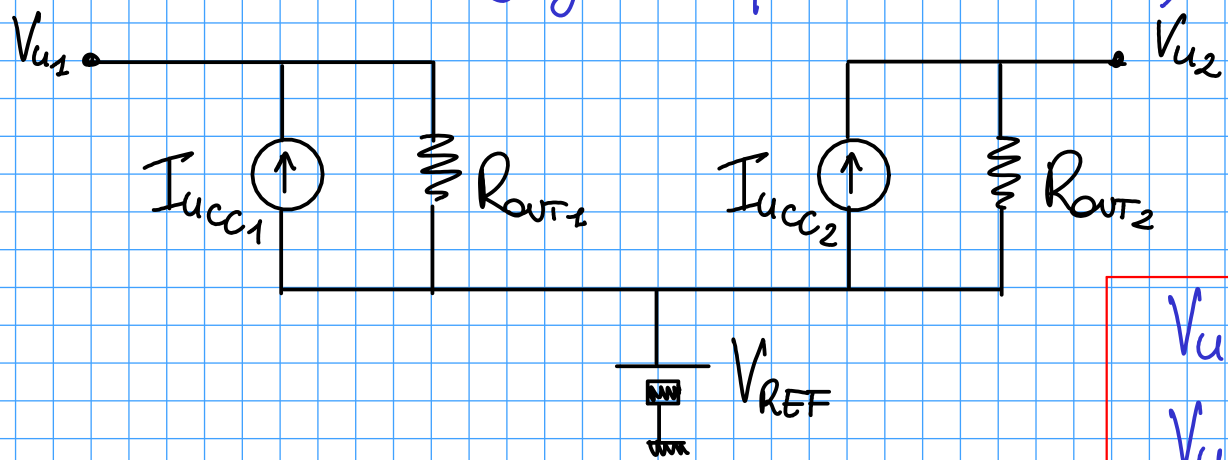
acvin.it

idea è semplice: se impongo $V_{REF} = V_{CMO}$ e prendo in esame i terminali V_{u_1} e V_{u_2} dell'**amplificatore fully differential**

→ disegno un circuito equivalente delle uscite



→ unisco le due V_{REF} (uguali per simmetria)



Hp $R_{OUT_1} = R_{OUT_2}$

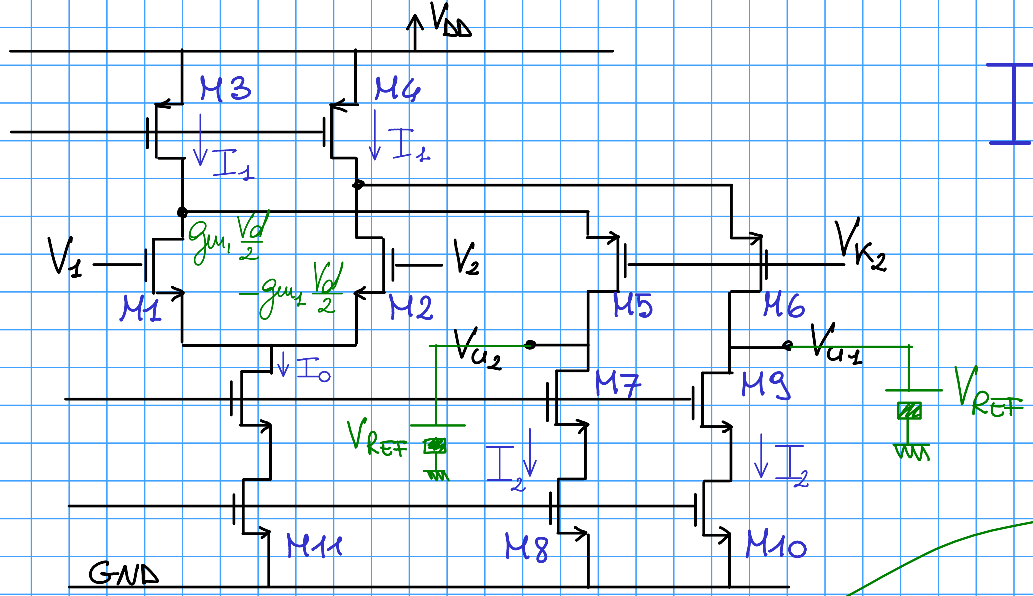
$$\boxed{\begin{aligned} V_{u_1} &= V_{REF} + I_{ucc_1} \cdot R_{OUT_1} \\ V_{u_2} &= V_{REF} + I_{ucc_2} \cdot R_{OUT_2} \end{aligned}}$$

a prescindere da R_{OUT}, le tensioni di uscita sono uguali a V_{REF} solo se $I_{cc_1} = I_{cc_2} = \phi$ con $V_d = \phi$

acvin.it

quanto vale la I_{ucc} ?

Hp applico un V_{REF} ∈ dinamica di uscita



$$I_{ucc_1} = I_1 - I_{D_1} - I_2 = I_1 - I_{D_2} - I_2$$

dove a riposo I_{D_1} e I_{D_2} valgono

$$I_{D_1}\Big|_{V_d=\phi} = I_{D_2}\Big|_{V_d=\phi} = \frac{I_0}{2}$$

alle variazioni

$$i_{D_1} = g_{m_1}\frac{V_d}{2}$$

$$i_{D_2} = -g_{m_1}\frac{V_d}{2}$$

in totale abbiamo

$$\begin{cases} I_{D_1} = \frac{I_0}{2} + g_{m_1}\frac{V_d}{2} \\ I_{D_2} = \frac{I_0}{2} - g_{m_1}\frac{V_d}{2} \end{cases}$$

riposo + variazioni

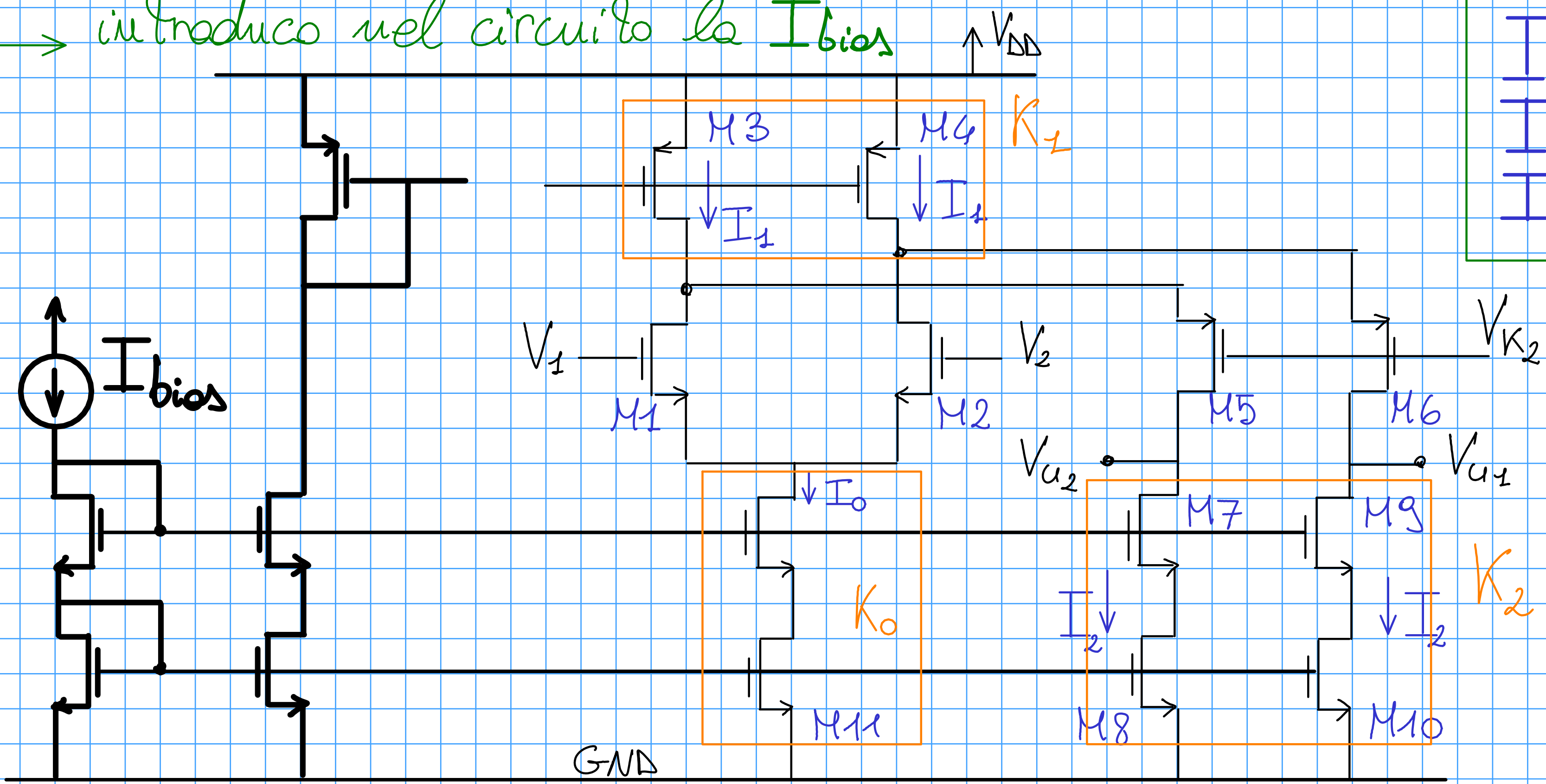
$$\begin{cases} I_{ucc_1} = I_1 - \frac{I_0}{2} - \cancel{g_{m_1}\frac{V_d}{2}} - I_2 \\ I_{ucc_2} = I_1 - \frac{I_0}{2} + \cancel{g_{m_1}\frac{V_d}{2}} - I_2 \end{cases}$$

obiettivo: trovare I_{ucc_1} e I_{ucc_2} nulli quando la sollecitazione differenziale è nulla

acvin.it

Come si può annullare la I_{ucc}?

→ introduco nel circuito la I_{bias}



idealmente

$$I_0 = K_0 I_{bias}$$
$$I_1 = K_1 I_{bias}$$
$$I_2 = K_2 I_{bias}$$

impongo corrente $I_{cc1} = \phi$ con $V_d = 0$

$$I_1 - \frac{I_0}{2} - I_2 = \phi \longrightarrow \boxed{K_1 - \frac{K_0}{2} - K_2 = 0} + \text{errore specchi}$$

annullamento della I_{ucc} non è perfetto, per via degli errori di matching tra gli specchi I_0, I_1, I_2

acvin.it

Introduco l'effetto dell'errore di matching

riassumono tutte le componenti d'errore

$$\begin{cases} I_{ucc1} = K_1 I_{bias} - \frac{K_0}{2} I_{bias} - K_2 I_{bias} + g_{m1}\frac{V_d}{2} + \boxed{I_{\epsilon 1}} \\ I_{ucc2} = K_1 I_{bias} - \frac{K_0}{2} I_{bias} - K_2 I_{bias} - g_{m1}\frac{V_d}{2} + \boxed{I_{\epsilon 2}} \end{cases}$$

in particolare, analizzando le due componenti di rumore, possiamo distinguere un **errore a modo comune** e un **errore differenziale**

$$\begin{cases} I_{\epsilon 1} \triangleq I_\epsilon - \frac{I_{\epsilon d}}{2} \\ I_{\epsilon 2} \triangleq I_\epsilon + \frac{I_{\epsilon d}}{2} \end{cases}$$

termine differenziale per definizione è legato all'applicazione in ingresso di una $V_d = V_{io}$

$\rightarrow I_{\epsilon d} \triangleq -g_{m1} V_{io}$

$$\begin{cases} I_{ucc1} = I_{bias}\left(K_1 - \frac{K_0}{2} - K_2\right) \boxed{+ g_{m1}\frac{V_d}{2} - g_{m1}\frac{V_{io}}{2}} + I_\epsilon \\ I_{ucc2} = I_{bias}\left(K_1 - \frac{K_0}{2} - K_2\right) \boxed{- g_{m1}\frac{V_d}{2} + g_{m1}\frac{V_{io}}{2}} + I_\epsilon \end{cases}$$

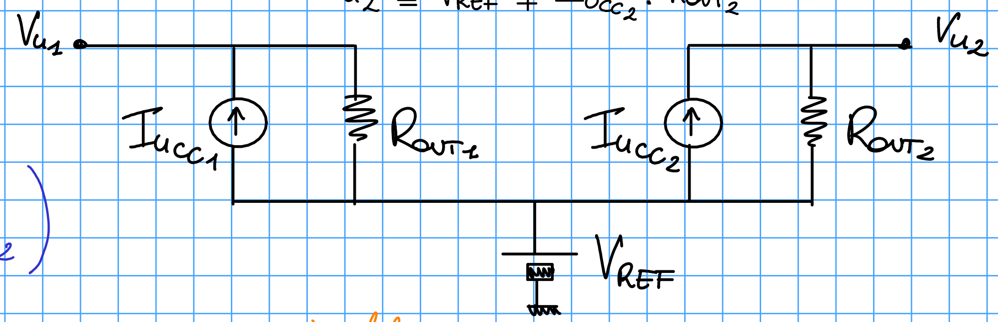
vorrei I_{ucc} nullo con $V_d = \emptyset$ invece ottengo

→ errore di modo comune I_ϵ per sua natura simmetrico

→ errore di modo differenziale, legato a rumore e offset $g_m V_{io}$

tiriamo le somme, calcolando V_{ud} e V_{CMo} utilizzando il circuito equivalente estratto prima

$$V_{u_1} = V_{REF} + I_{ucc_1} \cdot R_{OUT_1}$$
$$V_{u_2} = V_{REF} + I_{ucc_2} \cdot R_{OUT_2}$$



calcolo V_{ud}

$$V_{ud} = V_{u_1} - V_{u_2} = R_{OUT}\left(I_{ucc_1} - I_{ucc_2}\right)$$

$$\rightarrow \boxed{V_{ud} = R_{OUT}\, g_{m_1}\left(v_d - v_{io}\right)}$$

compare l'offset

calcolo V_{CMo}

$$\boxed{V_{CMo} = \frac{V_{u_1} + V_{u_2}}{2} = \left[I_{bias}\left(K_1 - \frac{K_0}{2} - K_2\right) + I_\epsilon\right] R_{OUT} + V_{REF}}$$

(riassumo tutti i termini come fossero tutti errori in una nuova I_ϵ

$$V_{CMo} = V_{REF} + \boxed{I_\epsilon} R_{OUT}$$

componente deve essere ridotta il più possibile visto l'elevata R_{OUT} del cascode è facile che raggiunga valori fuori dinamica

acvin.it

Introduco un meccanismo di retroazione su I_1

→ con un circuito apposito faccio in modo che I_1 venga modificata dinamicamente per abbattere I_ϵ

$$\boxed{I_1 = K_1 I_{bias} - g_m^* \left(V_{CM_o} - V_{REF}\right)}$$

retroazione negativa su I_1 all'aumentare della differenza $V_{CM_o} - V_{REF}$

circuito si occupa di compensare una variazione della V_{CM_o} agendo su I_1

Common Mode Feed Back

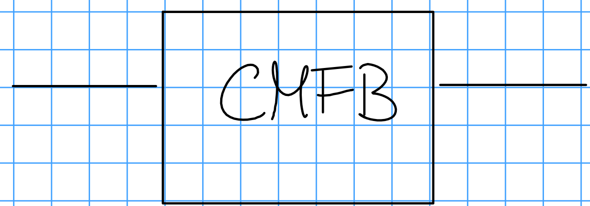
CMFB

$$V_{CM_o} = \left(I_1 - \frac{I_0}{2} - I_2 + I_\epsilon\right) R_{OUT} + V_{REF}$$

applico CMFB

con CMFB

$$\boxed{V_{CM_o} = V_{REF} + \frac{I_\epsilon R_{OUT}}{1 + g_m^* R_{OUT}}}$$



riduco peso del fattore I_ϵ di g_m^*
(se funziona il circuito ...)

Stima dell'errore e verifica del funzionamento

25 NOV

→ ipotizzo linearità tra I_ϵ e la corrente degli specchi

$$I_\epsilon \sim \epsilon_R \cdot I_{specchi}$$

→ errore sul modo comune $\quad V_{CMO} - V_{REF} \cong \dfrac{\epsilon_r I_{specchi}}{g_m^*}$

→ con $g_m^* = \dfrac{2 I_D^*}{(V_{GS} - V_t)^*}$

al massimo può valere 1V, vedremo perché ci serve così elevato

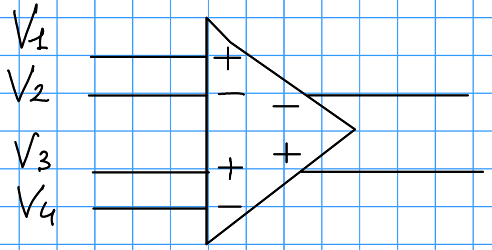
$$V_{CMO} - V_{REF} \cong \underbrace{\boxed{\epsilon_r}}_{\sim 10^{-2}} I_{specchi} \cdot \frac{\boxed{(V_{GS} - V_t)^*}}{2 I_D^*}$$

rapporto di correnti, di solito $I_D^* \leq I_{specchi}$

nel worst case, ho sbilanciamento di 0,1 V rispetto a V_{REF}!

acvin.it

Parentesi: Come si costruisce un DDA?



aggiungo una coppia differenziale