

Filtraggio tempo continuo

12 DIC

diverse tecniche in base ad esigenze

- alte frequenze → passivi e microstriscia
- basse frequenze → filtri attivi a opamp discreti o integrati

- tolleranze su componenti portano variazione anche del 20% sulla frequenza. Si migliora situazione con SC
- da considerare limite di banda amplificatore
- condensatori e resistenze integrate non realizzabili per valori elevati

tecnica alternativa

filtri $G_m - C$ transconduttanze - capacità

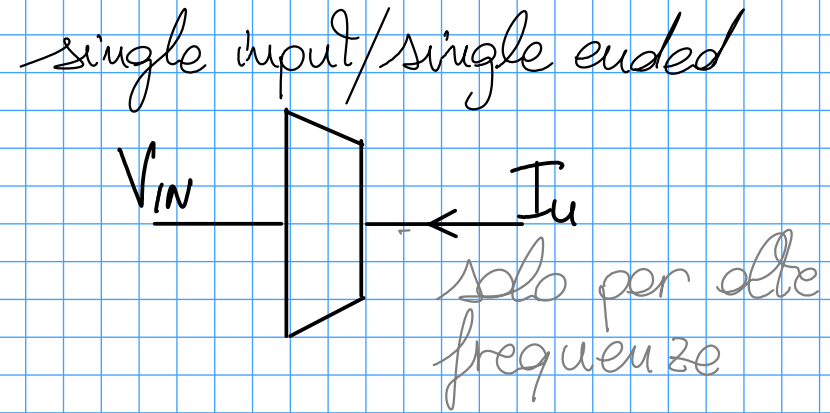
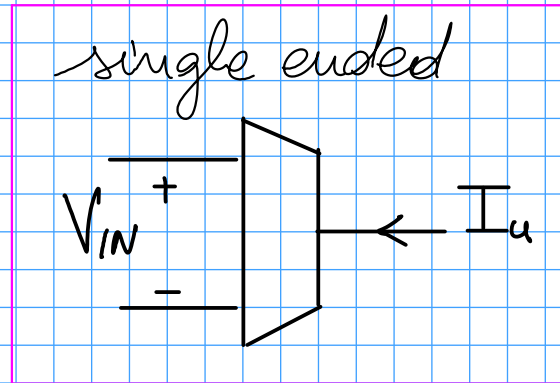
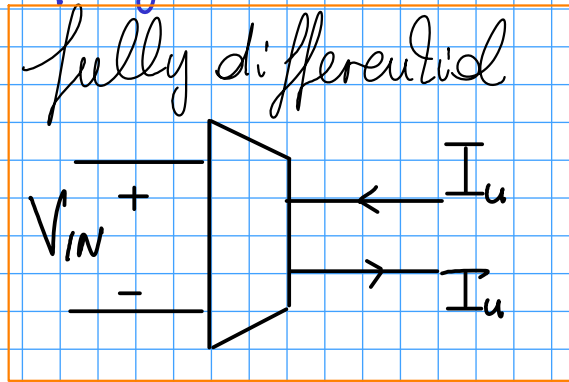
nati negli anni 90 per realizzare filtri analogici all'uscita delle testine degli Hard Disk, con l'obiettivo di salire in frequenza (aumento bit rate) con reazioni locali

realizzabili fino a frequenze nell'ordine dei 100 MHz mentre in basso il limite è fornito dalle capacità parassite

filtri $G_m - C$

basati su trasconduttore, definito OTA, dal quale viene generata una corrente proporzionale alla tensione di ingresso

tipologie OTA utilizzate



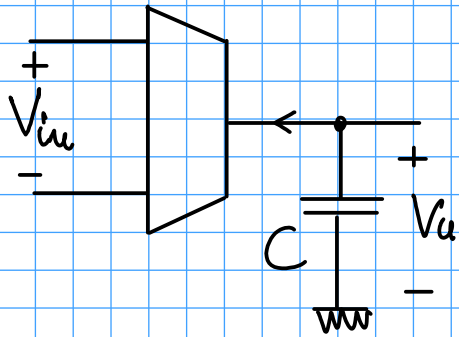
agli OTA utilizzati si richiede:

- linearità I_u/V_{in} su un ampio intervallo $\rightarrow I_u = G_m \cdot V_{in}$
- possibilità di controllo del G_m con una tensione o una corrente imposta dall'esterno

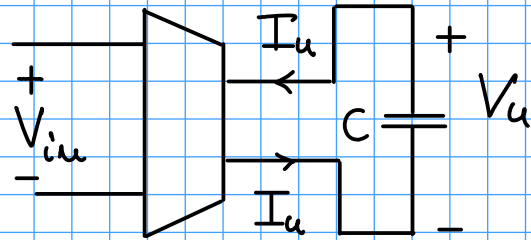
l'aspetto del controllo del G_m verrà trattato successivamente, per ora limitiamoci ad utilizzare OTA con guadagno fissato G_m

realizzazione di un integratore $G_M - C$

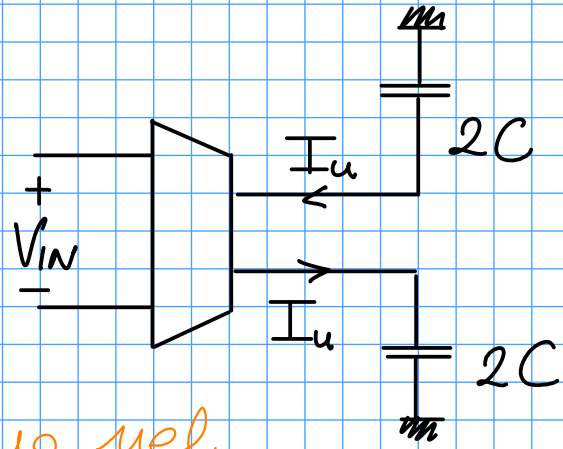
single ended



fully differential



~

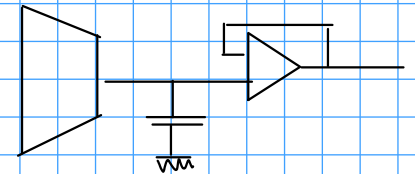


soluzioni equivalenti, ma nel secondo caso si possono usare le capacità come compensazione per il CMFB (ma + area)

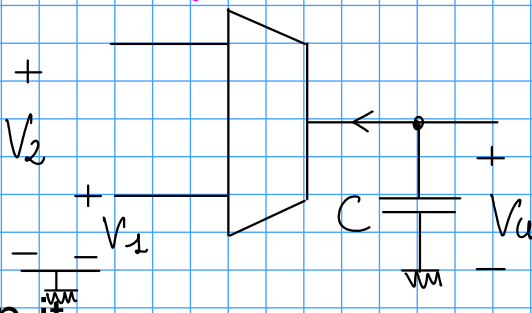
per entrambi i casi

$$V_u = I_u \frac{1}{C_s} = V_{in} \frac{G_M}{C_s}$$

osservazione importante: un eventuale carico sull'uscita, in parallelo a C deve essere inserito dopo un buffer



unico vantaggio della soluzione a single ended è rappresentato dalla ingresso

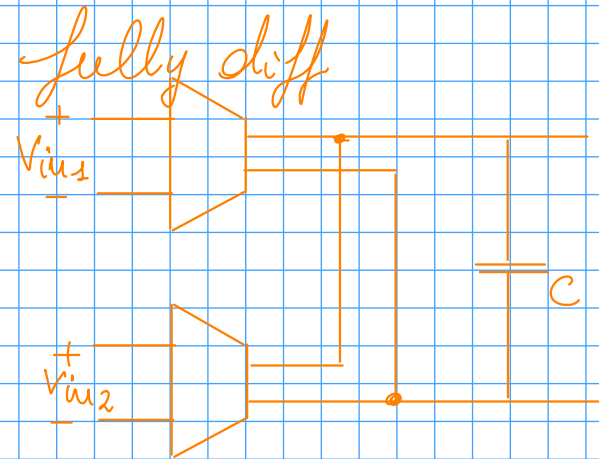
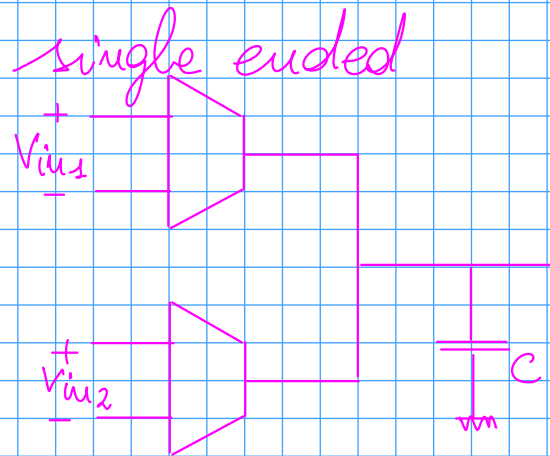
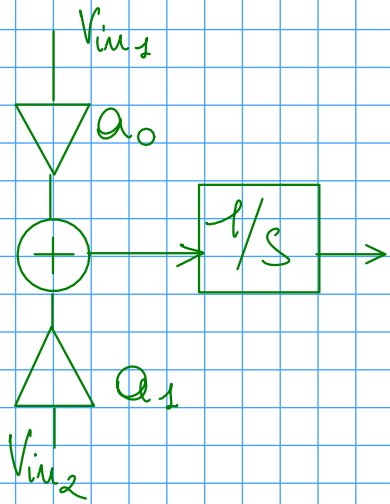


applicando due segnali V_1 e V_2 si realizza un integratore differenziale

a fully differential sarebbe necessario un DDA (2 porte di ingresso)

seguendo il principio
"le correnti si sommano bene, basta allacciare due fili"
si costruiscono tutte le possibili varianti di somme e sottrazioni

ad esempio

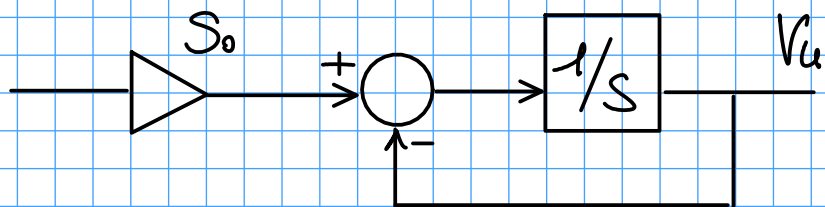


$$V_u = (V_{in1} G_{M1} + V_{in2} G_{M2}) \cdot \frac{1}{Cs}$$

di seguito andremo a studiare alcune soluzioni costruttive per
celle lineari e biquadratiche di tipo G_M-C

→ combinando le due tecnologie è possibile ottenere filtri
di qualsiasi ordine

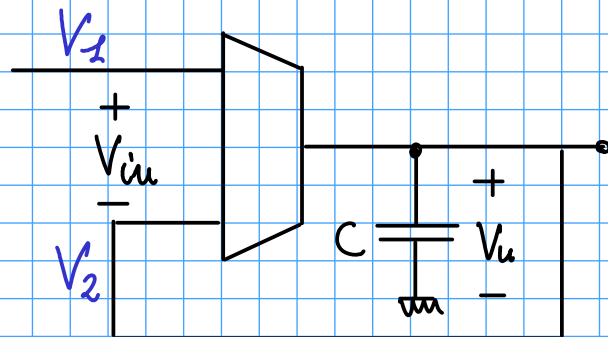
colla lineare



$$H(s) = \frac{a_0}{s + s_0} = \frac{a_0}{s_0} \boxed{\frac{s_0}{s + s_0}}$$

guadagno 1

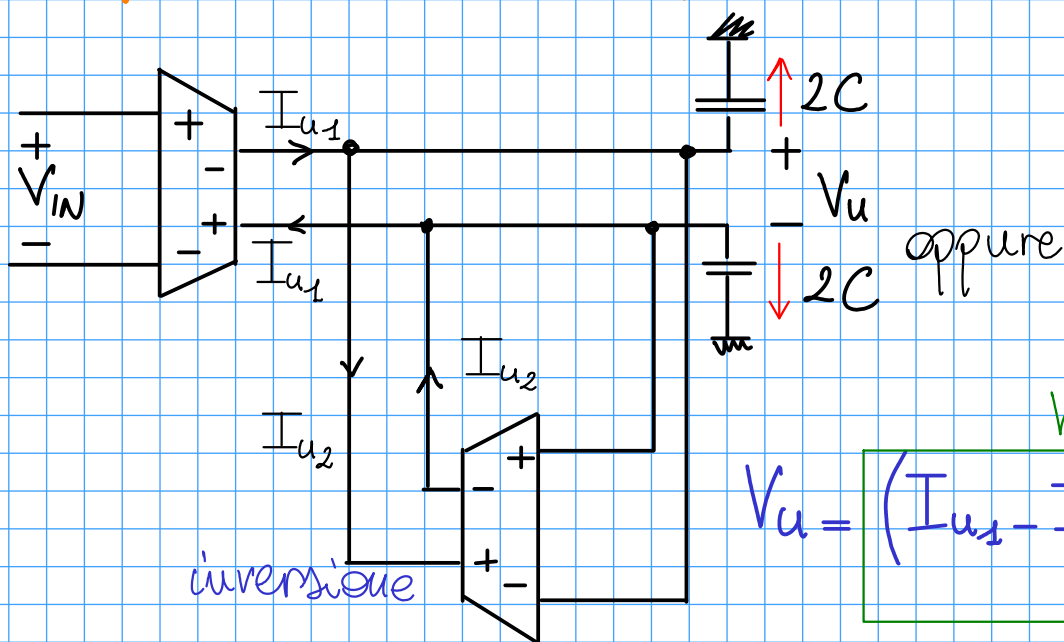
single ended



basta imporre $V_2 = V_u$

$$V_u = (V_1 - V_2) \frac{G_M}{C s}$$

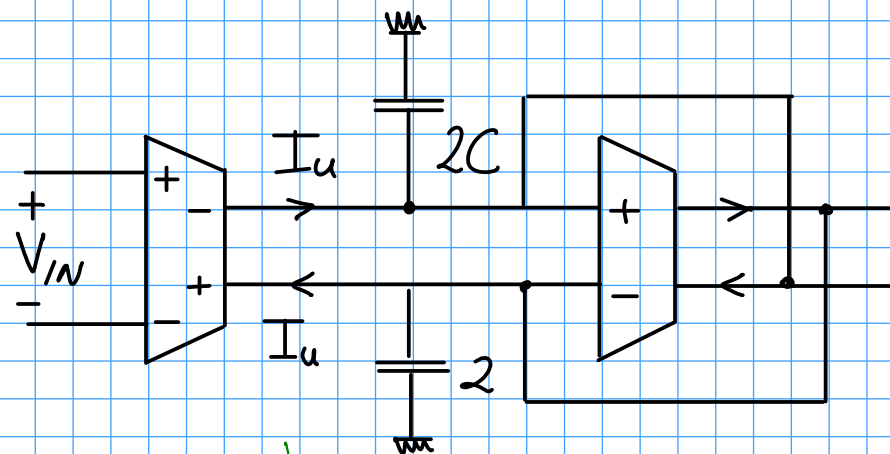
fully diff raddoppio OTA



$$V_u = \boxed{(I_{u1} - I_{u2}) \frac{1}{2Cs}} - \boxed{(I_{u2} - I_{u1}) \frac{1}{2Cs}}$$

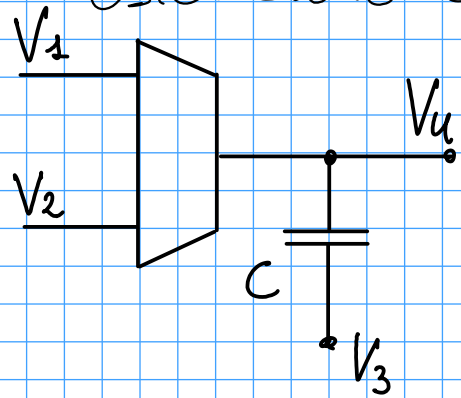
$$I_{u1} = G_{M1} V_{in}^+$$

$$I_{u2} = G_{M2} V_u^-$$



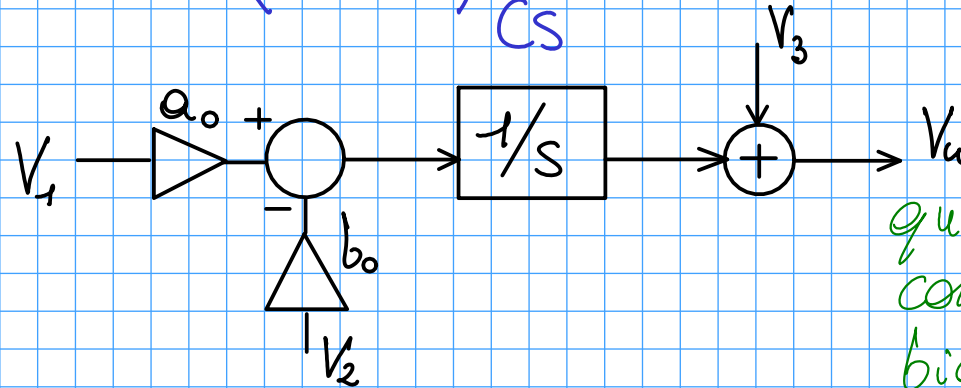
V_u^-

estensione cella lineare single ended



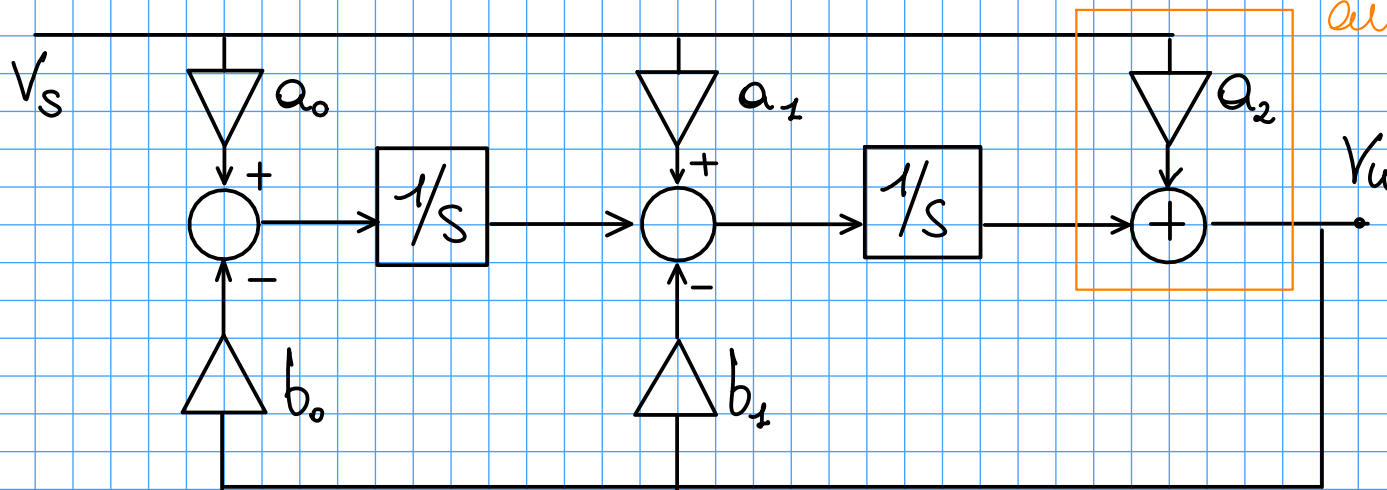
$$V_u = (V_1 - V_2) \frac{G_M}{C s} + V_3$$

con $K = \frac{G_M}{C}$



questa estensione torna comodo per la cella biquadratica semplificata

cella biquadratica completa



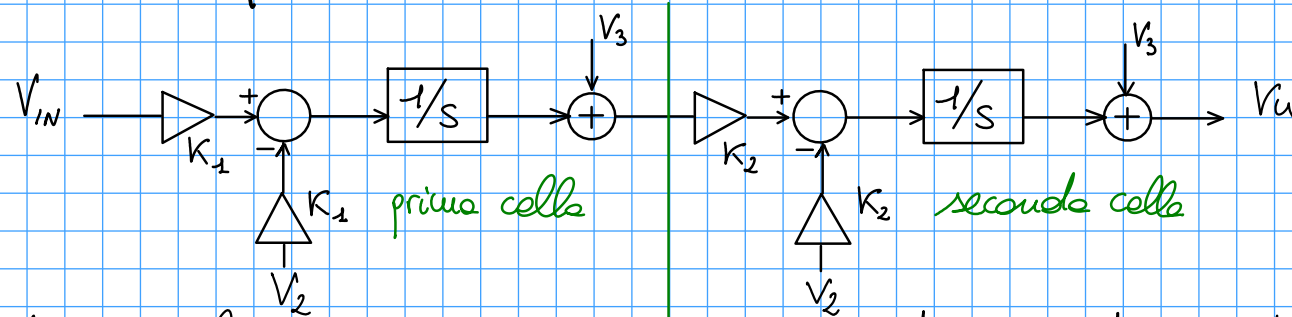
ampli sommatore

$$V_u = V_s \left(a_2 + \frac{a_1}{s} + \frac{a_0}{s^2} \right) - V_u \left(\frac{b_1}{s} + \frac{b_0}{s^2} \right)$$

cella completa, difficile da realizzare

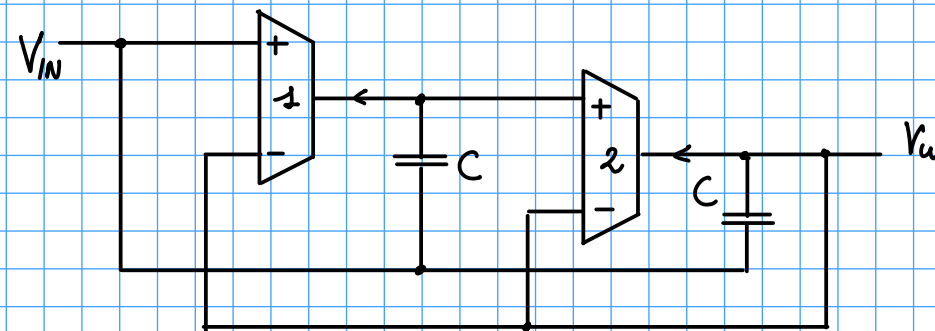
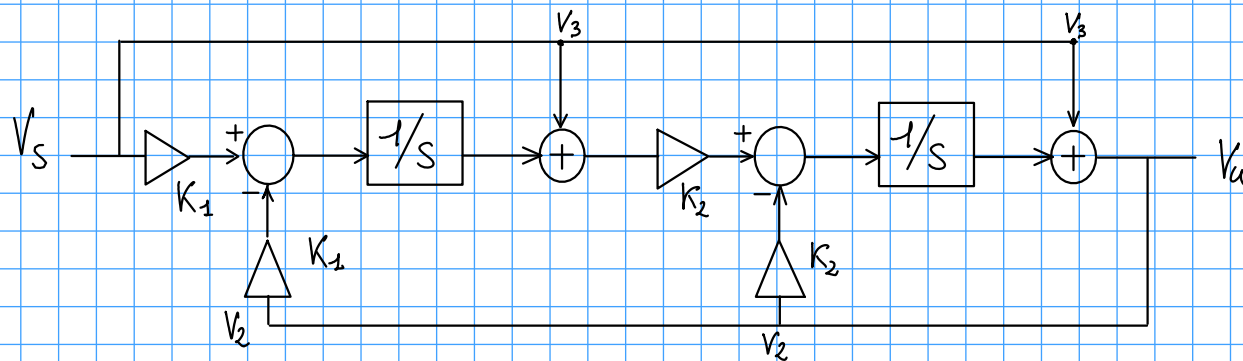
cella biquadratica composta con due celle lineari estere

$$\begin{aligned} a_2 &= -1 \\ a_1 &= b_1 = K_2 \\ a_0 &= b_0 = K_1 \end{aligned}$$



restano da decidere collegamenti (seguendo schema biquadratica completa)

→ connessioni con inversione dell'uscita
→ connessioni in fase con ingresso



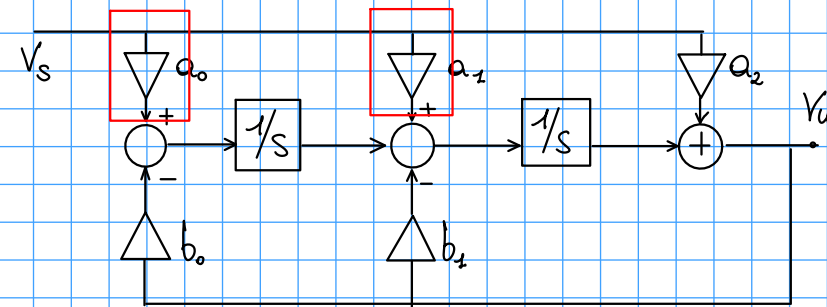
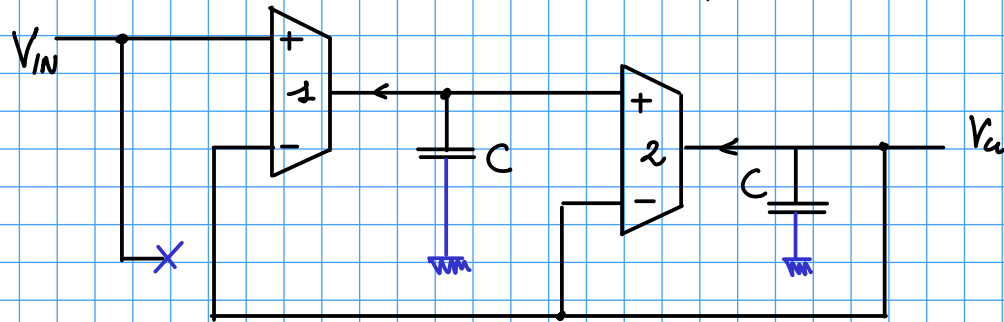
$$V_U = V_S \left(1 + \frac{K_2}{s} + \frac{K_1 K_2}{s^2} \right) - V_U \left(\frac{K_2}{s} + \frac{K_1 K_2}{s^2} \right)$$

realizza una funzione biquadratica con le limitazioni sui coefficienti, in particolare $a_0 = b_0 = K_0$, $a_1 = b_1 = K_1$, $a_2 = -1$

Applicazioni della cella universale compatte

→ poli della rete sono fissati da topologia, mentre gli zeri sono legati alla posizione delle sorgenti

Passa basso → impiego $a_2 = a_1 = 0$



impiego nulli sui rami indicati

$$V_u = V_s \left(1 + \frac{K_2}{s} + \frac{K_1 K_2}{s^2} \right) - V_u \left(\frac{K_2}{s} + \frac{K_1 K_2}{s^2} \right) \rightarrow \frac{V_u}{V_s} = \frac{K_1 K_2}{s^2 + K_2 s + K_1 K_2}$$

allo stesso modo, controllando i rami di feedforward (nota bene: non impiego nulli i coeff. K, ma il ramo al quale sono collegati) è possibile realizzare filtri LP, BP, HP, notch

///	LP	BP	HP	notch
a_0	b_0	\emptyset	0	b_0
a_1	\emptyset	b_1	0	\emptyset
a_2	\emptyset	0	1	1

$$V_u = V_s \left(1 + \frac{K_2}{s} + \frac{K_1 K_2}{s^2} \right) - V_u \left(\frac{K_2}{s} + \frac{K_1 K_2}{s^2} \right)$$

a_2 per la costruzione può essere solo 0 o 1

Problema filtri $G_H - C \rightarrow$ Precisione singolarità

Nell'applicazione della cella univernale compatta si nota che le singolarità sono fissate dai K dei transistori utilizzati \rightarrow la precisione delle singolarità è un aspetto fondamentale per i filtri quanto valgono i K ?

$$V_u = V_s \left(1 + \frac{K_2}{s} + \frac{K_1 K_2}{s^2} \right) - V_u \left(\frac{K_2}{s} + \frac{K_1 K_2}{s^2} \right)$$

$$K_i = \frac{G_{Hi}}{C_i}$$

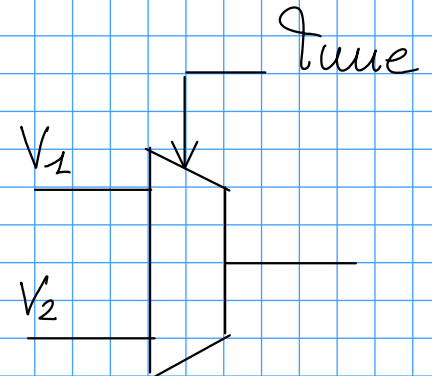
G_{Hi} equivalente, se si utilizza un OTA a singolo stadio equivale al g_m della coppia, estremamente variabile per errori di matching e derive termiche (peggio delle resistenze)

Necessaria regolazione del G_H per correggerne variabilità

\rightarrow tecniche di autotuning
nel caso della coppia differenziale

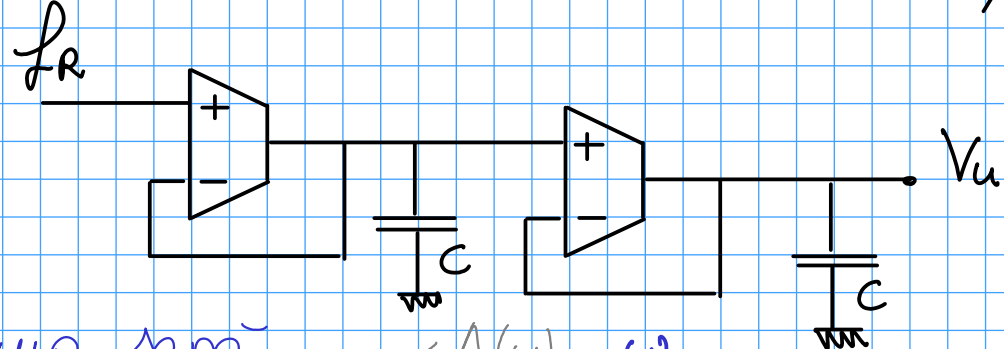
$$\rightarrow g_m = \sqrt{2 I_D \beta} = \sqrt{\boxed{I_D} \beta}$$

controllando la corrente di polarizzazione reglo G_H complessivo!



Tra le diverse tecniche di autotuning possibili, ne vedremo una per la stabilizzazione del polo attraverso il controllo su G_H/C

l'idea di base è semplice, inseriamo 2 OTA in cascata, in configurazione passa basso

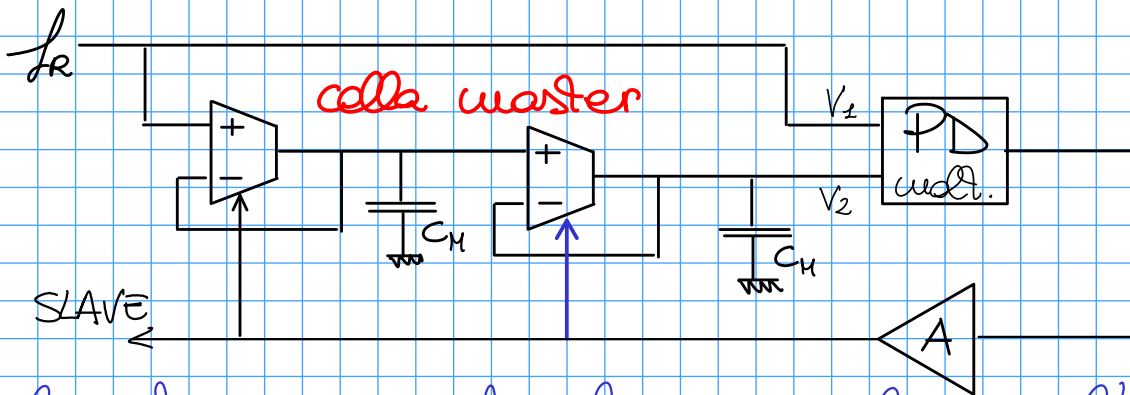
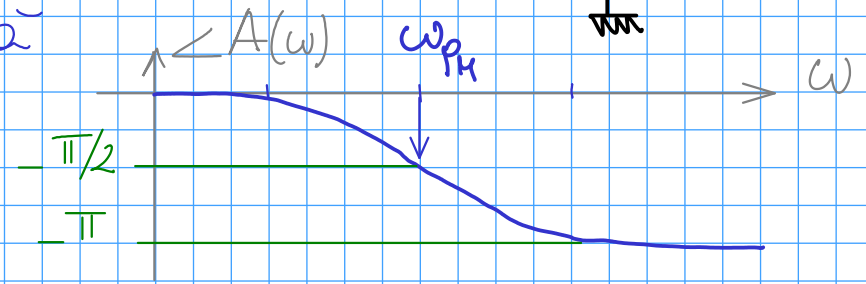


la pulsazione di polo del sistema sarà

$$\omega_{pH} = \frac{G_H}{C} \text{ con due poli coincidenti}$$

quindi in corrispondenza del polo

si ha uno sfasamento in uscita di $\pi/2$ → inserisco phase detector



f_R generata da sorgente stabile (es. quarzo, anche in T^1)

uscita de PD nulla se segudi in ingresso hanno fase di $\pi/2$

il sistema è costruito per portare l'uscita del PD a zero, bilanciando variazioni di G_H e C e fissando la $\omega_{pH} = \omega_R$ e la tensione V_c viene distribuita agli slave

$$g_{m_MASTER} = g_{m_SLAVE}$$

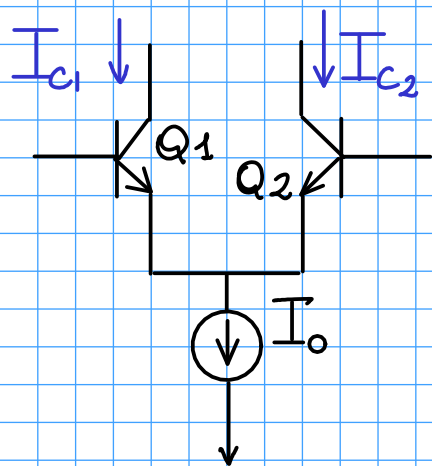
$$\omega_{pS} = \omega_{pH} \cdot \frac{C_H}{C_S}$$

regolo poli slave con controllo su C_S

Tecniche per realizzare OTA lineari su larga dinamica

15 DIC

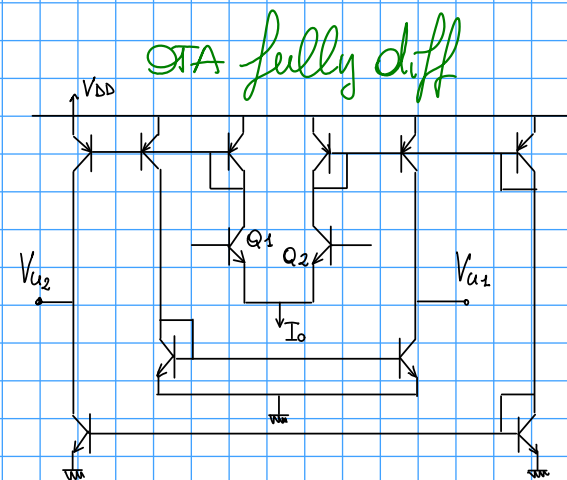
iniziamo con una breve parentesi sui bipolari



single ended $I_u = (I_{c1} - I_{c2}) K$

fully differential $I_{u1} = (I_{c1} - I_{c2}) K$

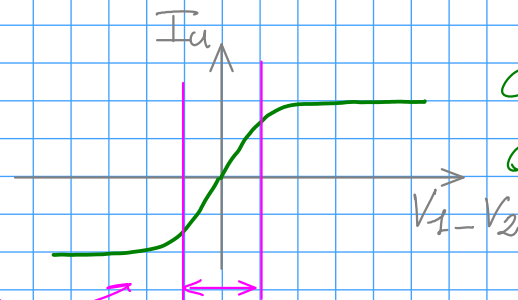
$I_{u2} = (I_{c2} - I_{c1}) K$



vorrei avere $I_u \propto g_m(V_1 - V_2)$
su range esteso di $V_1 - V_2$

mentre in realtà l'andamento

lineare di un OTA è nel range $\pm 100 \mu V$



caratteristica classica
degli amplificatori

→ per amplificatore va bene perché sfruttando il guadagno elevato il sistema è già in saturazione con tensioni superiori ai $100 \mu V$

→ per un filtro non è accettabile! deve lavorare con grandi segnali senza introdurre distorsioni (per via del basso guadagno richiesto non posso applicare CCR) → linearità ingresso OTA

vediamo caso per single ended, poi estendibile a fully differential

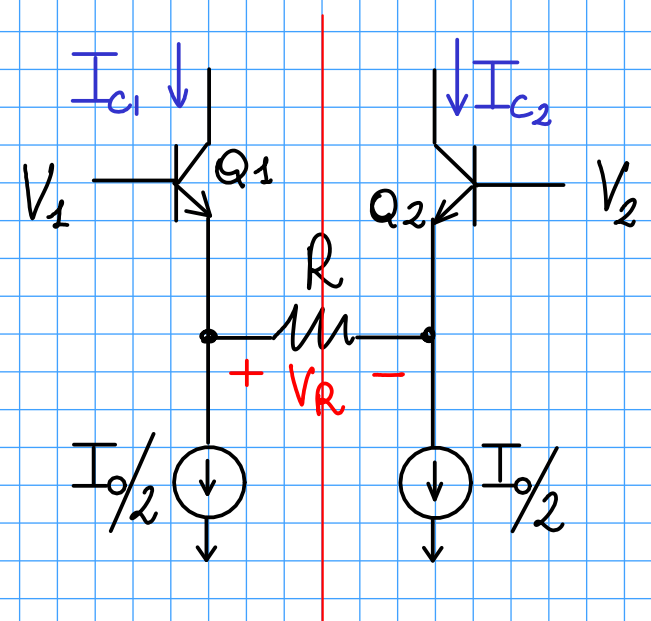
$$I_{c1} - I_{c2} = g_m (V_1 - V_2) = \frac{I_c}{V_T} (V_1 - V_2) = \frac{I_0}{2V_T} (V_1 - V_2)$$

unico parametro "modulabile" è la corrente di polarizzazione I_0 fisso g_m e di conseguenza f_T del filtro

nell'ipotesi di linearità potrei effettuare controllo parametri

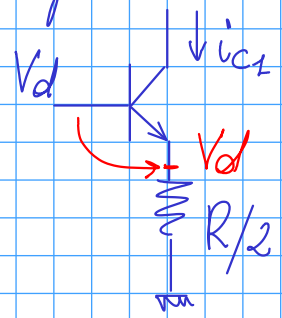
Come posso intervenire, in una soluzione a bipolari, per estendere il range di linearità?

se la caduta sulle giunzione BE si può considerare costante o variare di V_d , con I_0 cost.



$$V_R = V_1 - V_{BE1} - V_2 + V_{BE2} \approx V_d \text{ alle variazioni!}$$

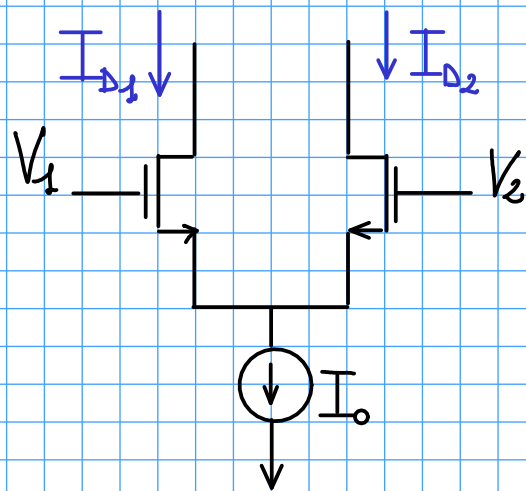
sfruttando la antisimmetria alle variazioni:



$$i_{c1} = \frac{V_d}{R/2} \rightarrow \text{con } G_m = \frac{2}{R}$$

però possibilità di tuning, ma estendo linearità (o limite uso switch su vari valori di R)

soluzioni per OTA a mosfet



anche in questo caso $I_{D1} - I_{D2} = G_m (V_1 - V_2)$

con $g_{m1} = g_{m2} = \sqrt{2 I_D \beta} = \beta (V_{GS} - V_t)$

regolando I_D regolo g_m e quindi la frequenza di polo del filtro
ma in ogni caso deve valere $V_{GS} - V_t > 100mV$

posso estendere funzionamento in
debole inversione

$$g_m = \frac{I_D}{\xi V_T}$$

lineare in I_D , ma limite in basso dovuto alle
correnti inverse delle giunzioni

inoltre l'aumentamento lineare della I_D su V_d è limitato, come per
i bjt, ad un range ristretto! Quali soluzioni?

① saturazione - amplificazione

② triodo - amplificazione

③ triodo - resistore

① mos in saturazione, linearizzo comportamento

$$\left. \begin{aligned} I_{D1} &= \frac{\beta}{2} (V_{GS1} - V_t)^2 \\ I_{D2} &= \frac{\beta}{2} (V_{GS2} - V_t)^2 \end{aligned} \right\} I_{D1} - I_{D2} = \frac{\beta}{2} \left[(V_{GS1} - V_t)^2 - (V_{GS2} - V_t)^2 \right]$$

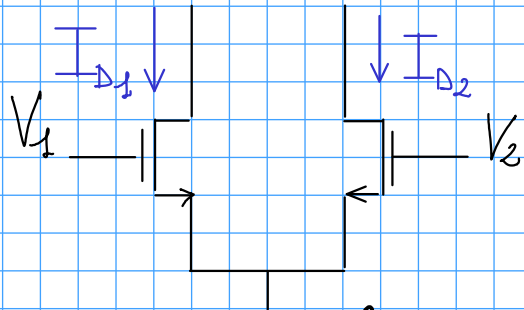
sviluppo somma con prodotto notevole
 $a^2 - b^2 = (a - b)(a + b)$

$$I_{D1} - I_{D2} = \frac{\beta}{2} \underbrace{(V_{GS1} - V_{GS2})}_{\text{corrisponde a } V_d} \underbrace{(V_{GS1} + V_{GS2} - 2V_t)}_{\text{se potessi rendere costante questo termine il sistema lavorerebbe in linearità}}$$

corrisponde a V_d

se potessi rendere costante questo termine il sistema lavorerebbe in linearità

nelle coppie differenziali il termine $V_{GS1} + V_{GS2}$ non è costante ma in un circuito **fully differential**



alle variazioni si ipotizza **potenziale source costante**

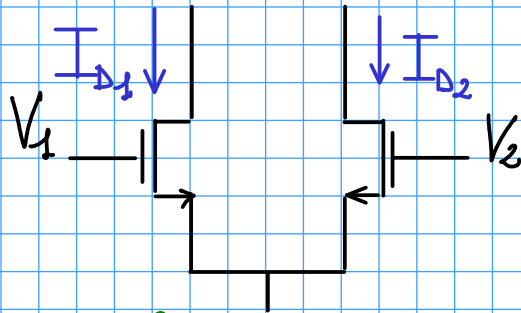
$$\begin{aligned} V_1 &= V_{GS1} \\ V_2 &= V_{GS2} \end{aligned} \quad \left| \quad \frac{V_1 + V_2}{2} = V_{CMO}'$$

stabilizzato

da CMFB di uno stadio precedente!

in circuiti fully differential funziona, I_d lineare in V_d , almeno fino a quando vale l'approssimazione parabolica sui mosfet

② mos in zona triodo, utilizzarli come amplificatore



$$I_{D1} = \beta \left[(V_1 - V_t) V_{DS1} - \frac{V_{DS1}^2}{2} \right]$$

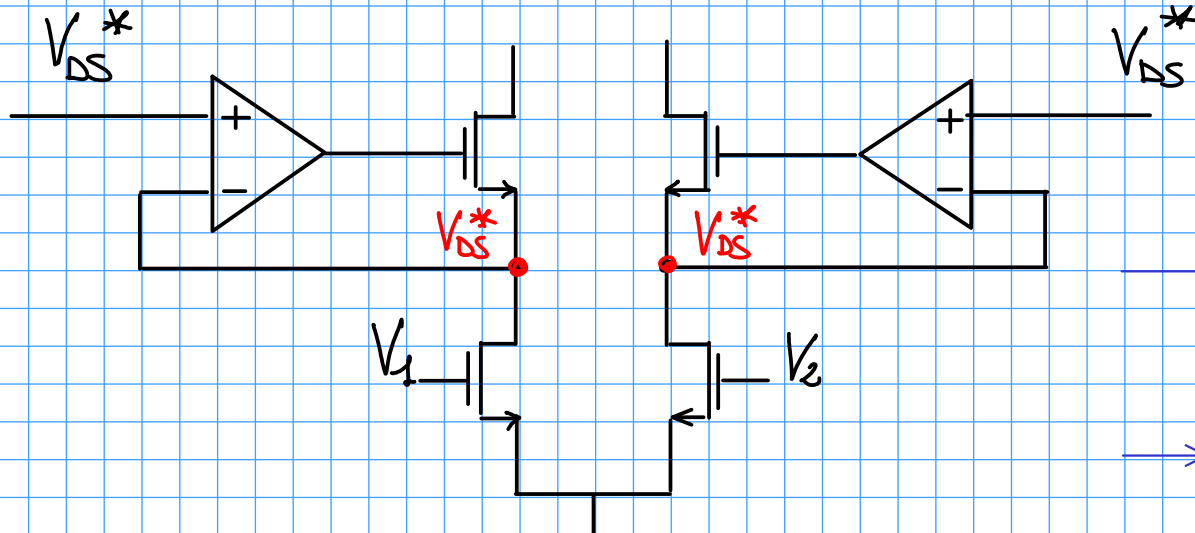
$$I_{D2} = \beta \left[(V_2 - V_t) V_{DS2} - \frac{V_{DS2}^2}{2} \right]$$

la situazione è diversa da prima, non ho più termine quadratico in $V_{GS} - V_t$ ma una dipendenza dalle V_{DS}

se riuscissi ad imporre
come la fisso?

$$\boxed{V_{DS1} = V_{DS2}} \rightarrow I_{D1} - I_{D2} = \beta V_{DS}^* (V_1 - V_2)$$

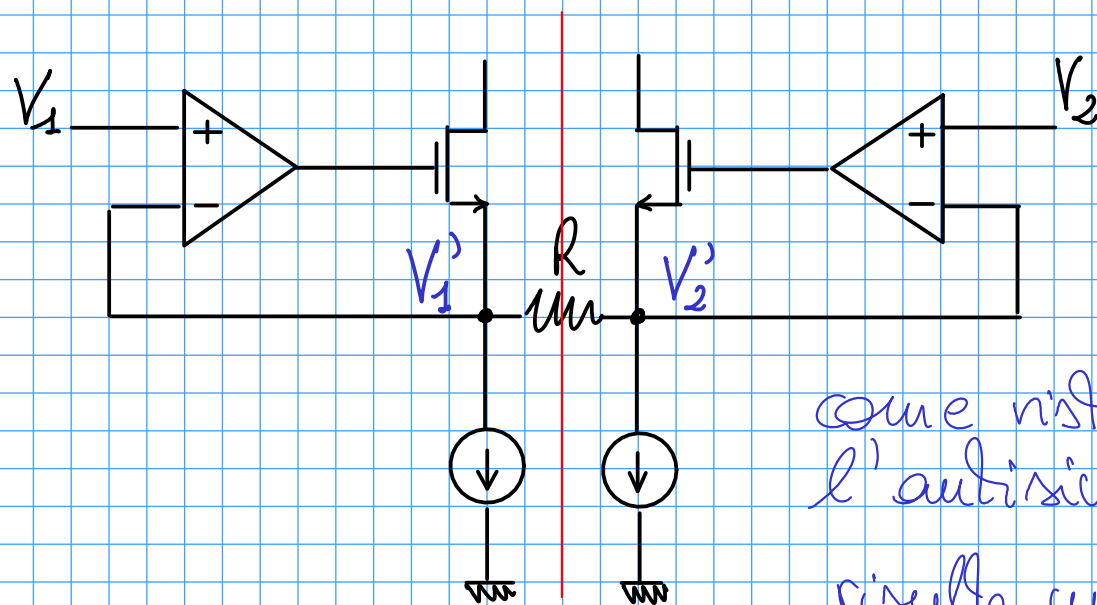
lineare in V_d , modulabile in V_{DS}^*
 $g_m = \beta V_{DS}^*$



nessuna richiesta su
modo comune V_{cm}

V_{DS}^* può essere utilizzato come
tuning per modificare f_p

③ uos in zona triodo come resistore tra le coppie



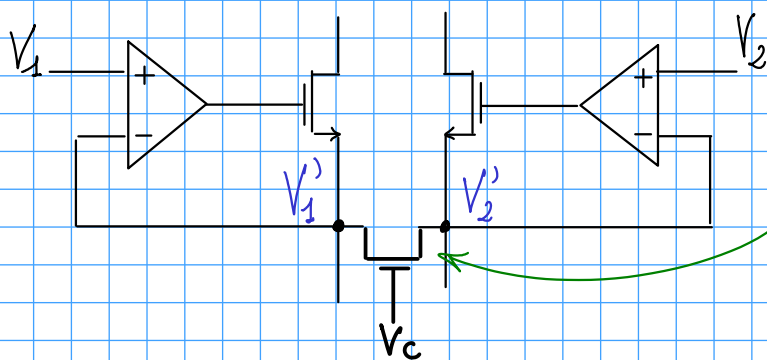
i due source follower
garantiscono che
 $V_1' = V_1$ e $V_2' = V_2$

come visto nel caso dei bipolari, sfrutto
l'autisimmetria e separo il circuito

risulta una $i_{cc} = V_d \frac{2}{R} \rightarrow G_M = \frac{2}{R}$

Stesso funzionamento lineare, ma R non è modificabile per
il tuning (può andare anche bene così)

obteniamo uos in zona lineare \rightarrow si comporta da resistore
ma controllabile in tensione



conversione I-V in zona lineare
 $R = \frac{1}{\beta(V_{GS} - V_T)}$ con V_c controllo resistenza

ma introduco limiti di dinamica perché V_1' e V_2' sono ai capi del uos