NUMERO: 1097 DATA: 16/09/2014

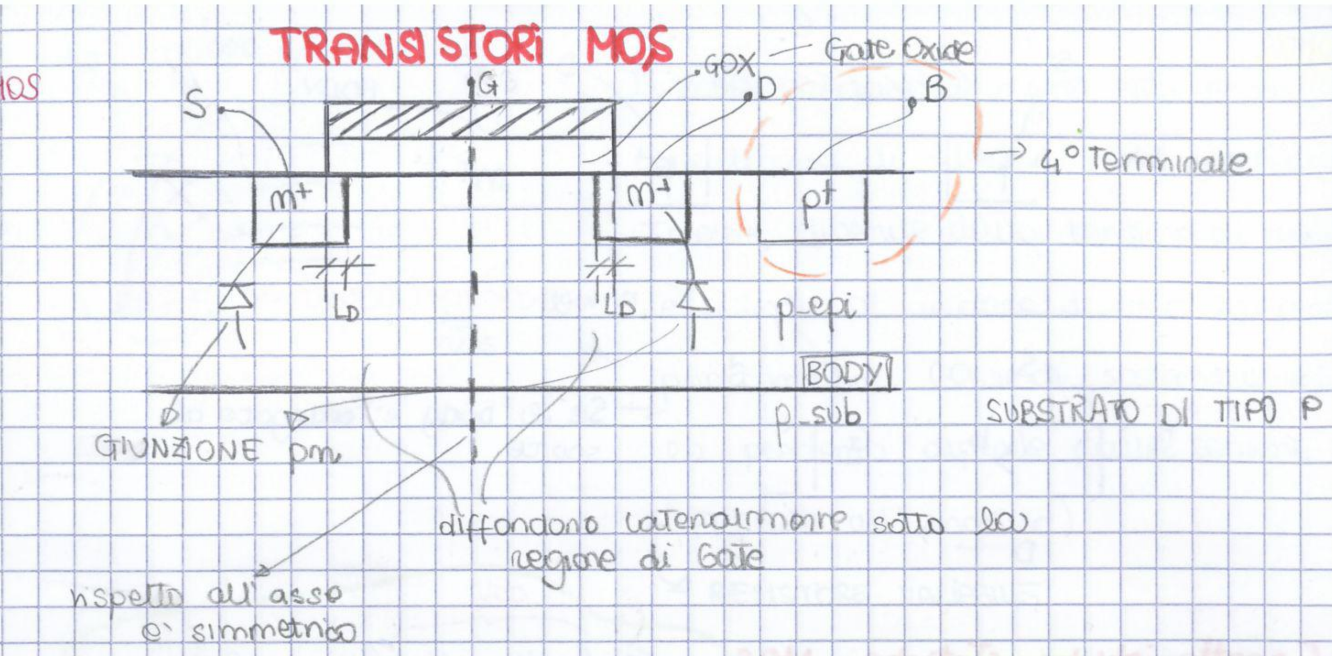
A P P U N T I

STUDENTE: Lacirignola

MATERIA: Elettronica Analogica e di Potenza Temi D'Esame + Eserc.
Prof. Fiori

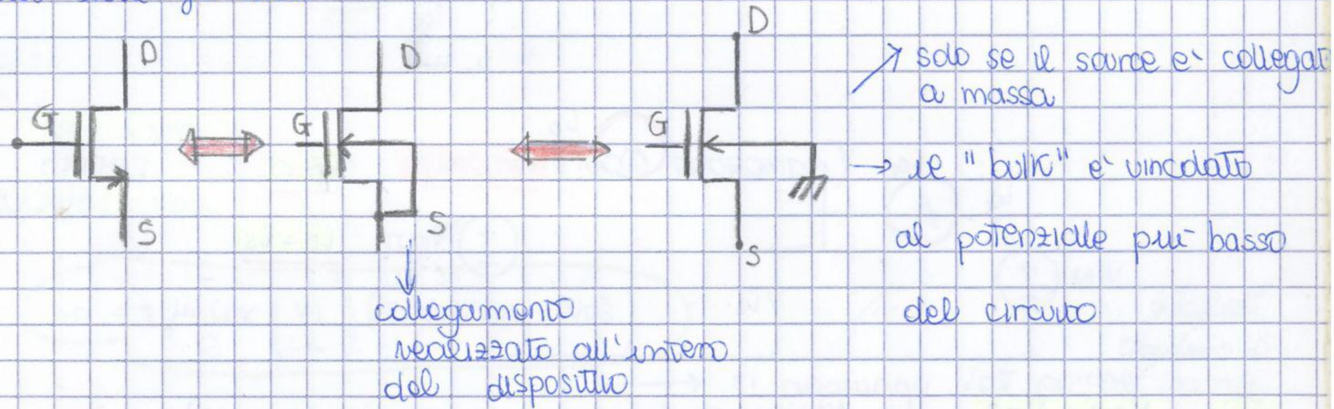
TRANSISTORI MOS

• nMOS

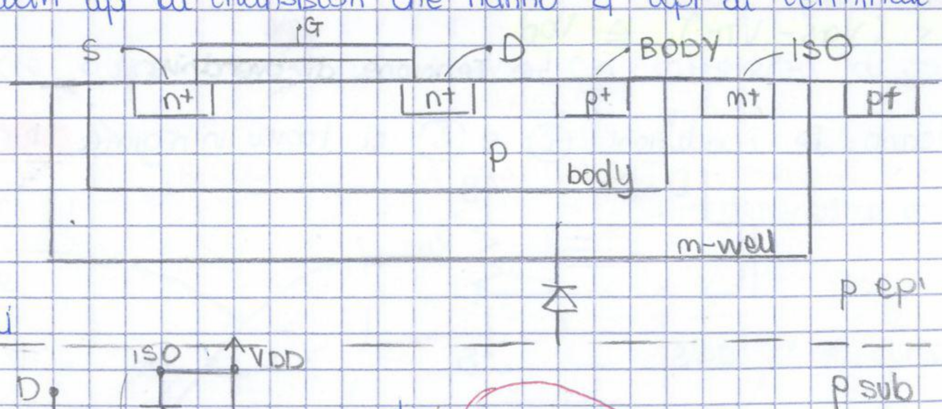


Due transistori piazzati sulla stessa piastrina di silicio condividono il BULK.

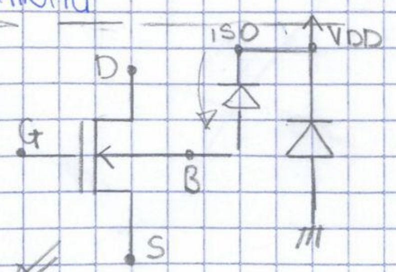
Il bulk è un terminale che devo collegare al terminale a tensione più bassa del circuito per garantire l'isolamento di ciascun transistore da tutti gli altri.

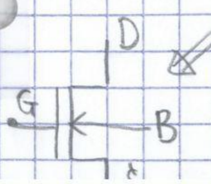


Esistono altri tipi di transistori che hanno 4 tipi di terminali (DAVVERO):

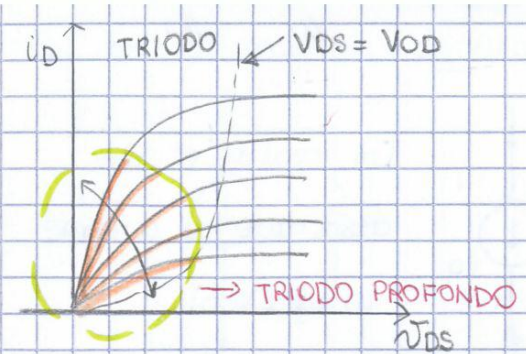


4 TERMINALI





Se $V_B < V_{DD}$, ma maggiore della tensione più bassa del circuito (che è quella del substrato) allora il dispositivo presenta veramente 4 terminali



Il coeff. angolare di questa retta è la conduttanza di uscita del transistore. Inoltre, dipende dalla tensione di overdrive e quindi, al variare di esso la pendenza può cambiare. (Quindi sostanzialmente la pendenza dipende dalla tensione applicata all'ingresso).

↳ RESISTORE VARIABILE

$$i_D = \underbrace{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) \overbrace{(V_{GS} - V_{TH})}^{V_{OD}}}_{\text{coeff. angolare}} \cdot v_{DS}$$ → profondo triodo (lineare)

(Se $v_{DS} << V_{OD}$)

$$r_{DS,on} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) V_{OD}}$$

Se:

① $V_{GS} > V_{TH}$

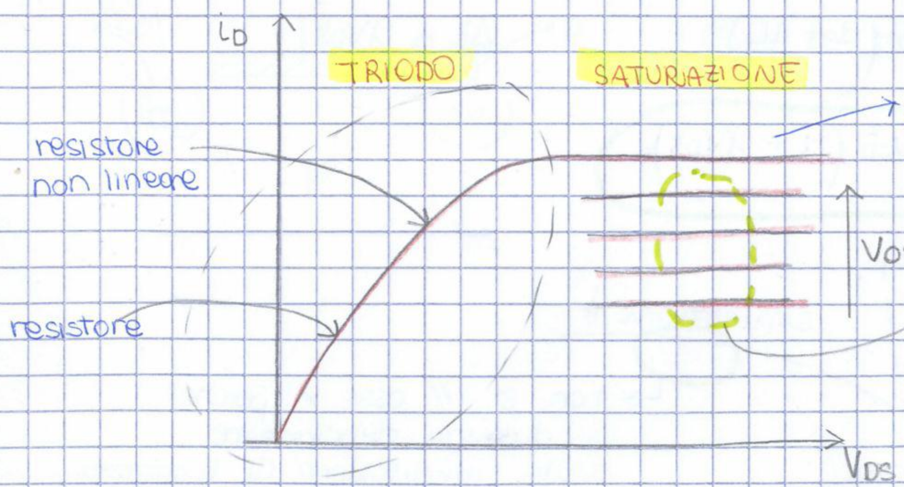
② $V_{DS} < V_{OD}$

⇒ TRIODO (NON PROFONDO)

$$i_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (2 V_{OD} V_{DS} - V_{DS}^2)$$

→ si aggiunge V_{DS}^2 poiché siamo in regione quadratica

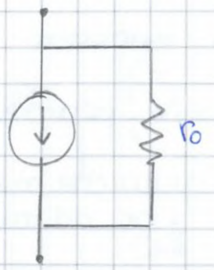
Il resistore quindi non è più lineare (a differenza di prima)



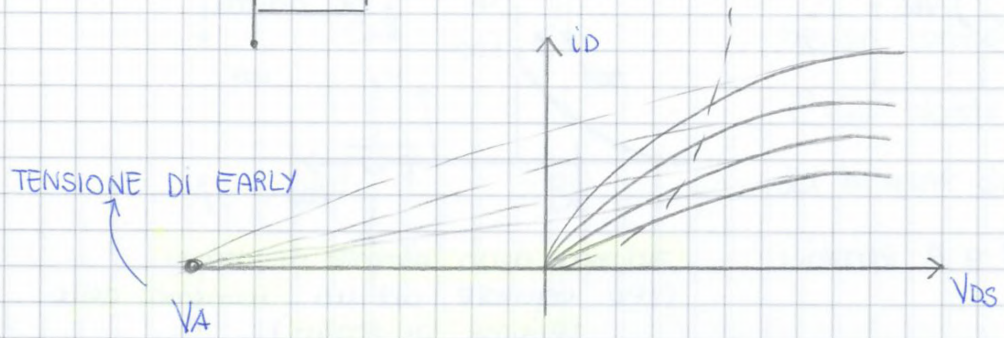
→ generatore di corrente

Le curve variano quindi al variare della tensione di overdrive.

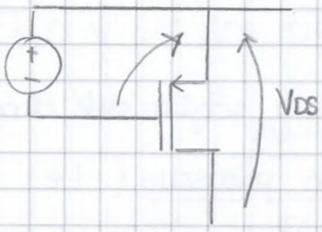
Quindi, in saturazione, aggiungiamo:



$$r_0 = \frac{1}{\left.\frac{\partial i_D}{\partial V_{DS}}\right|_{V_{GS}=cost}} = \frac{1}{\lambda i_{DQ}}$$



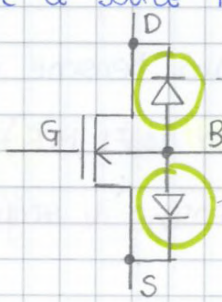
Per i PMOS le considerazioni sono analoghe:



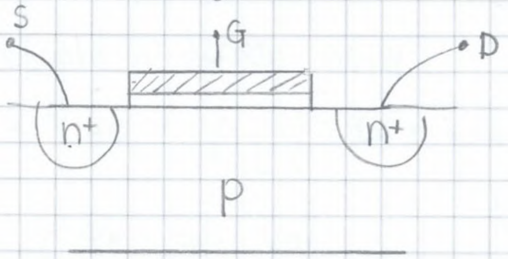
NB: il potenziale più alto dei 3 è sempre il source

erogatore di corrente

Se il Bulk e il source non sono collegati insieme:



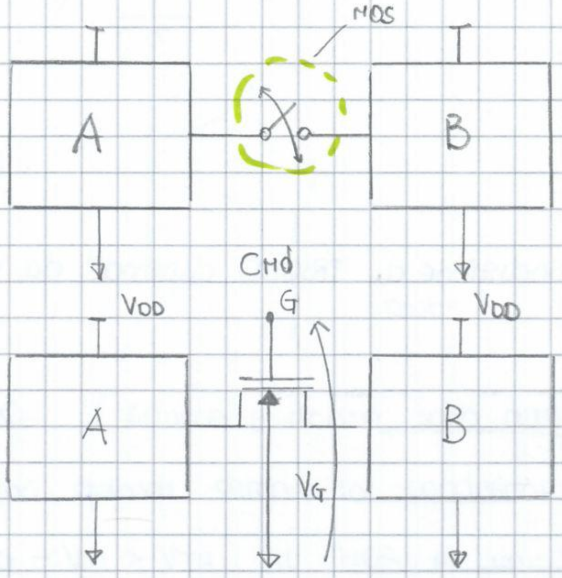
devono essere polarizzati inversamente (SEMPRE!)



Come se fosse un BJT

ESEMPIO UTILIZZO DEI MOS

(1)

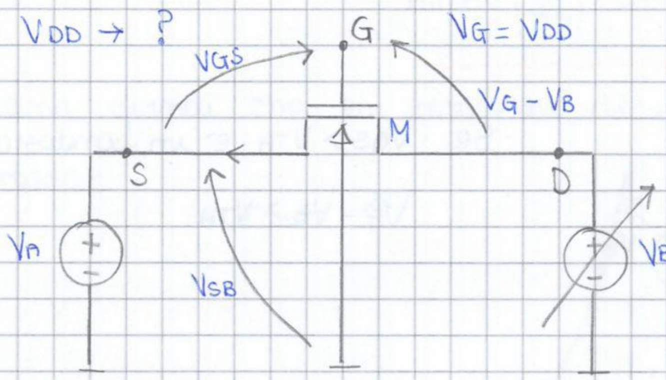


Il componente che meglio si presta a tale scopo e' il transistor MOS.

Se la tensione di comando e' $\emptyset$, i due blocchi sono isolati. Se la tensione di comando e' $\simeq V_{DD}$ i blocchi A e B sono collegati.

Ad esempio: $V_{DD} = 3.3\,V$, $V_{TH\emptyset} = 0{,}5\,V$

- $V_G = 0\,V$ MOS OFF
- $V_G = V_{DD} \rightarrow$?



Supponiamo di sostituire i blocchi con 2 generatori, di cui:

- V_A = cost $0 < V_A < V_{DD}$
- V_B = variabile

NB: il source e' a potenziale più basso

(1) $V_B > V_A$ (ad esempio $V_A = 1.65\,V$)

- $V_{GS} > V_{TH}$ $\quad V_{GS} = V_G - \underset{\downarrow V_A}{V_S} = 3.3\,V - 1{,}65\,V = 1.65\,V$

È presente l'effetto BODY.

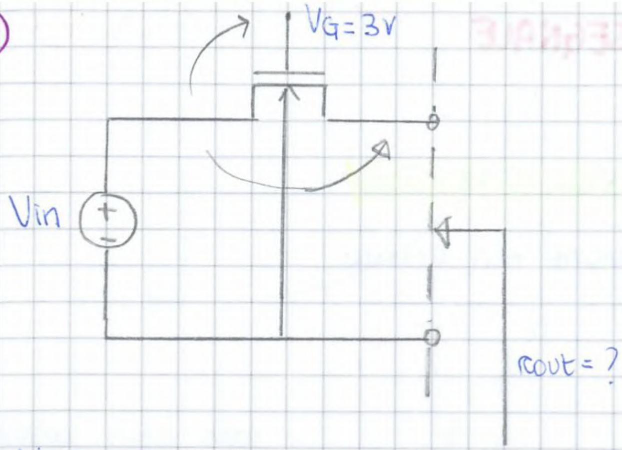
$$V_{TH} = V_{TH\emptyset} + \gamma\left[\sqrt{2\Phi_F + V_{SB}} - \sqrt{2\Phi_F}\right]$$

$V_{TH\emptyset}, \gamma, \Phi_F \Rightarrow V_{TH}$ $\qquad V_{GS} > V_{TH}$?

Supponiamo che sia in conduzione, ovvero $V_{GS} > V_{TH}$. È necessario valutare la tensione V_{DS} al fine di stabilire in quale regione si trova il MOS.

TRIODO se $V_{DS} < V_{OD}$ $\qquad V_{DS} = V_B - V_A$

2



$\mu n C_{ox} = 50 \frac{\mu A}{V^2}$

$\left(\frac{W}{L}\right) = 10$; $V_{TH} = 0.7V$

NB: in questo circuito non passa corrente. Se dovessi collegare un carico invece sì.

$V_{DS} = 0$. (source e drain sono allo stesso potenziale)

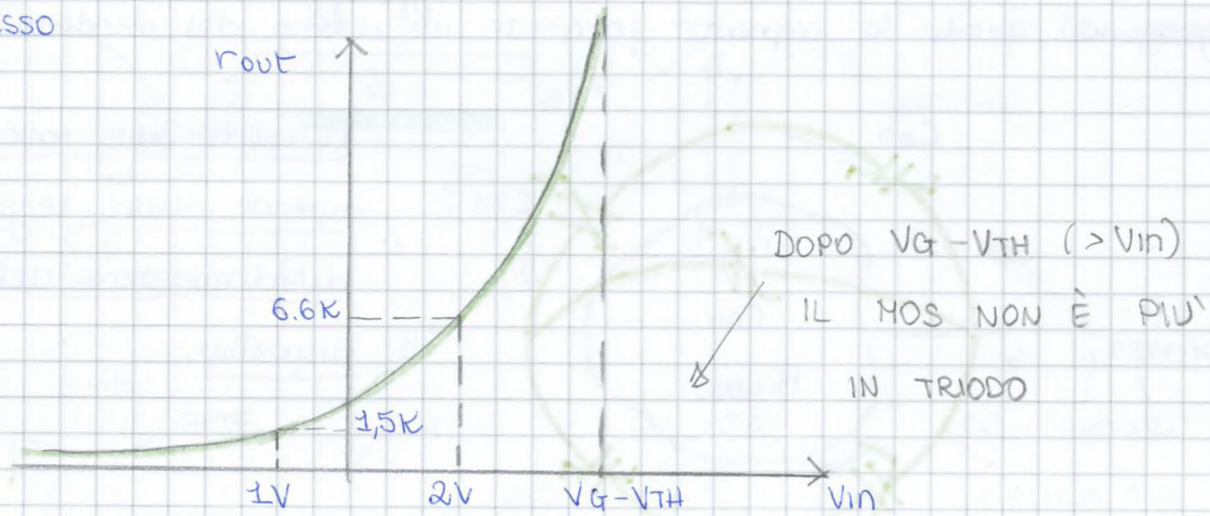
Dobbiamo quindi cercare la condizione di accensione.

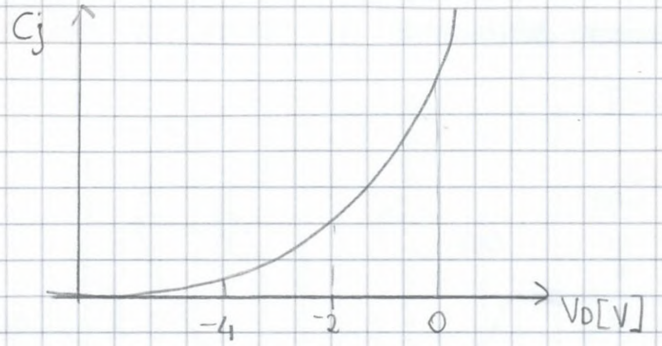
Se $V_G - V_{in} > V_{TH}$ IL MOS è in TRIODO (poiché $\overset{V_{DS}<V_{OD}}{V_{DS} = 0 < V_{GS} - V_{TH}}$);

quindi se $V_{GS} > V_{TH}$:

$$r_{out} = \frac{1}{\mu n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)(V_{GS} - V_{TH})} = \frac{1}{\mu n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)(V_G - V_{in} - V_{TH})}$$

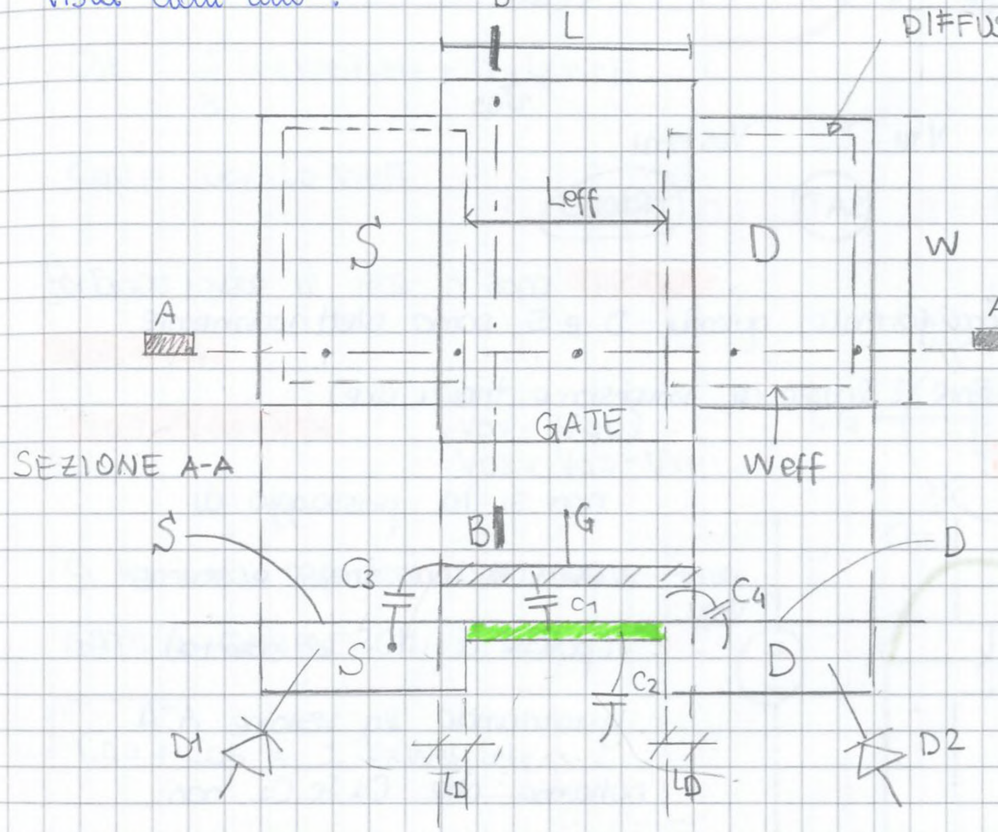
⚠ Notiamo quindi che la resistenza di uscita dipende dalla tensione di ingresso





C_j dipende dalla tensione di polarizzazione.

Vista dall'alto :



L_{eff}: lunghezza effettiva del canale

W_{eff}: larghezza effettiva

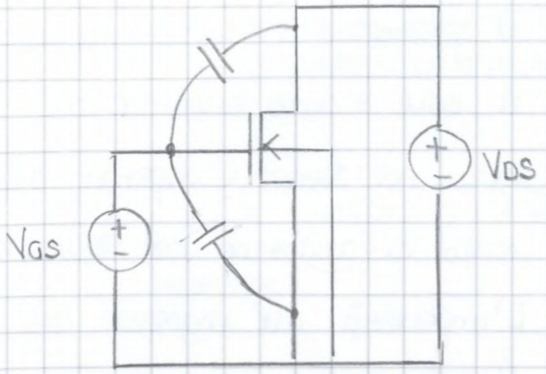
C_1, C_2, C_3, C_4 , capacità parassite

C_{ext} : capacità parassite tra gate e substrato.
esterne

Se la tensione tra gate e source è tale da richiare l'interfaccia ossido-cond. si ha il layer di inversione, e quindi esiste una capacità parassita tra gate e canale. Poi ho la regione di svuotamento con capacità parassita tra gate e substrato.

C_{ext} tra polisilicio di gate e corpo del transistore (esterne al componente attivo).

- $V_{GS} > V_{TH}$ si ha la formazione del canale:



Esistono le capacità C_1 e C_2

$V_{DS} > V_{OD}$ SATURAZIONE

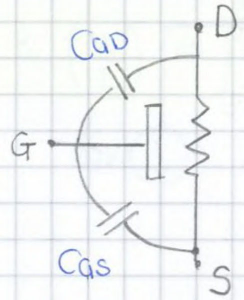
Il gate non vede più direttamente il body del transistore, ma vede il canale; quindi C_{GB} va giù drasticamente

$$C_{GS} = \frac{2}{3} C_{ox} W_{eff} L_{eff} + C_{ox} L_D W_{eff}$$

$$C_{GD} = C_{ox} \cdot L_D \cdot W_{eff}$$

Portando invece il MOS in zona TRIODO:

- $V_{GS} > V_{TH}$
- $V_{GS} > V_{DS} + V_{TH}$ $\quad (V_{DS} < V_{OD})$
  $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$



modellizzazione

Si ha una capacità che insiste tra GATE e CANALE.

$$\boxed{C_{GD} = C_{GS} = \frac{1}{2} C_{ox} W_{eff} L_{eff}}$$

Schematizzando quindi:

Quindi, supponendo di applicare tra G e S una tensione variabile nel tempo, sarà possibile portare il MOS nelle varie zone di funzionamento.

↳

$$i_D(t) = i_{DQ} + \underbrace{\mu_n \frac{C_{ox}}{2}\left(\frac{W}{L}\right) 2 v_{OD}}\cdot v_{gs}(t)$$

TRANSCONDUTTANZA DEL MOS (pendenza della retta)

Quindi:

$$g_m = \left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}}\right|_{V_{DS}=cost} = \underbrace{\mu_n \frac{C_{ox}}{2}}_{\beta_n}\left(\frac{W}{L}\right) 2 v_{OD} = 2\beta_n\left(\frac{W}{L}\right) v_{OD} \quad (1)$$

Ricavando $v_{OD} = \left(\dfrac{i_{DQ}}{\beta_n\left(\frac{W}{L}\right)}\right)^{\frac{1}{2}}$

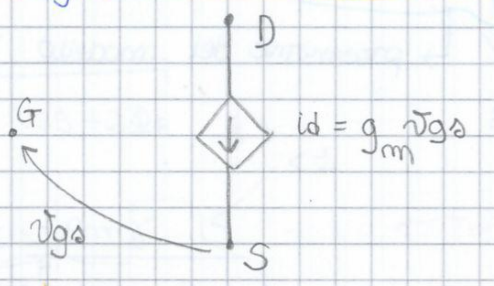
$$g_m = 2\beta_n\left(\frac{W}{L}\right)\left(\frac{i_{DQ}}{\beta_n\left(\frac{W}{L}\right)}\right)^{\frac{1}{2}} = \left(\frac{4\beta_n^2\left(\frac{W}{L}\right)^2 i_{DQ}}{\beta_n\left(\frac{W}{L}\right)}\right)^{\frac{1}{2}}$$

$$= \left[4\beta_n\left(\frac{W}{L}\right) i_{DQ}\right]^{\frac{1}{2}} \quad (2)$$

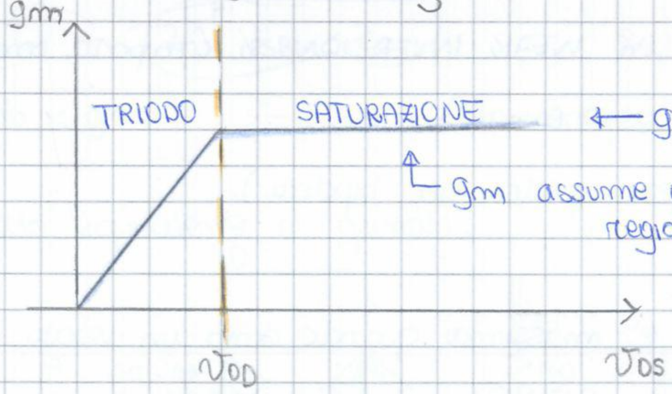
$$g_m = 2\underbrace{\beta_n\left(\frac{W}{L}\right)\frac{v_{OD}^2}{v_{OD}}}_{\to i_{DQ}} = \frac{2 i_{DQ}}{v_{OD}} \quad (3)$$

↳ nota la corrente di polarizzazione

Quindi, solo se $|v_{gs}| \ll 2 v_{OD}$ (e il MOS è in regione di SATURAZIONE):



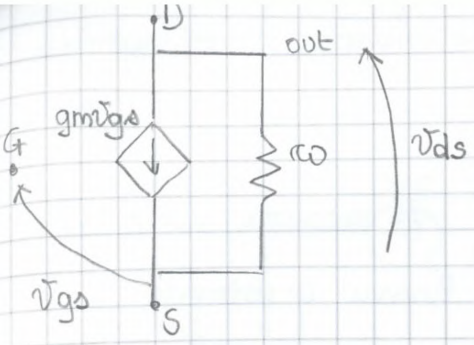
Nella regione di saturazione, la transconduttanza g_m non dipende dalla tensione drain-source (ma solo da v_{OD})



← g_m COSTANTE

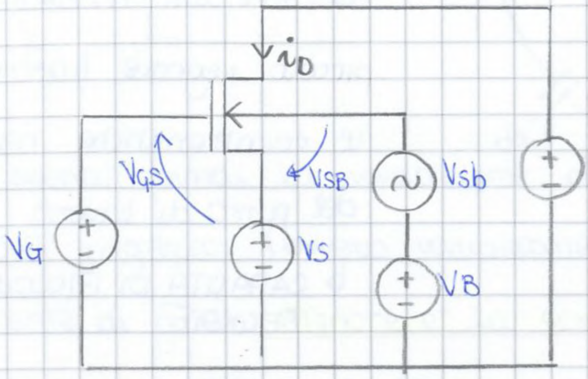
↑ g_m assume il valore massimo nella regione di saturazione

In realtà, il fatto che i MOS presentino la massima g_m in saturazione, è vero fino a un certo punto



← modello di piccolo segnale

← tutto ciò è vero se il body e il source sono cortocircuitati. Se non lo sono invece:



La corrente di drain è modulata sia dalla tensione di comando del source e dalla tensione source-body (che modula la soglia del transistore)

TRANSISTOR SOGGETTO A EFFETTO BODY

Si definisce quindi la transconduttanza del transistore legata all'effetto Body:

$$g_{mb} = \left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{SB}}\right|_{\substack{V_{GS}=cost \\ V_{DS}=cost}} = \frac{\partial i_D}{\partial V_{TH}} \cdot \frac{\partial V_{TH}}{\partial v_{SB}}$$

$$\frac{\partial i_D}{\partial V_{TH}} = -g_m$$

$$\frac{\partial V_{TH}}{\partial V_{SB}} = \frac{\gamma}{2\sqrt{V_{SB}+2\Phi_F}}$$

$$V_{TH} = V_{TH0} + \gamma\left[\sqrt{2\Phi_F + V_{SB}} - \sqrt{2\Phi_F}\right.$$

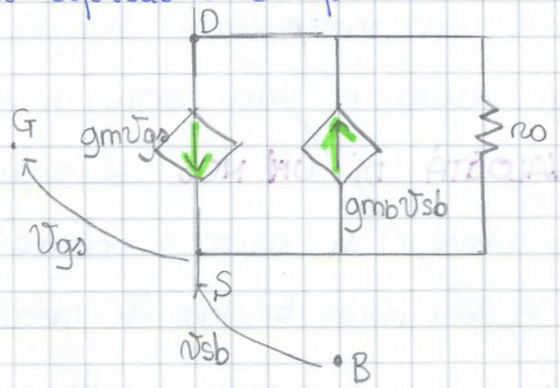
$$g_{mb} = \frac{-g_m \gamma}{2\sqrt{V_{SB}+2\Phi_F}}$$

<1

← Transconduttanza dovuta all'effetto Body.

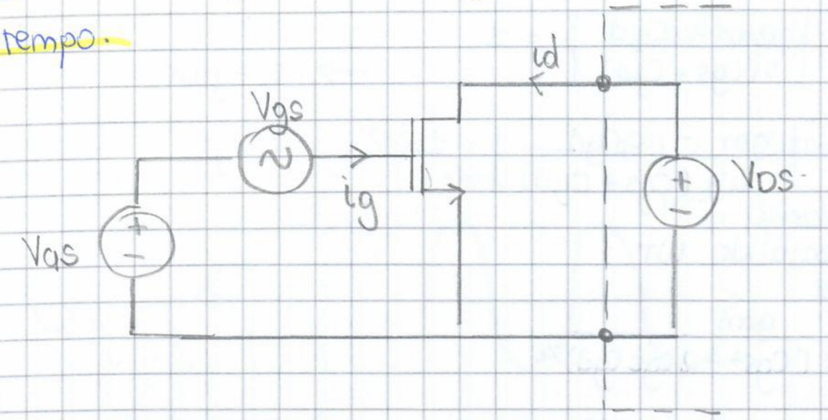
$$\boxed{g_{mb} < g_m}$$

Il circuito equivalente è quindi:



L'effetto body riduce la transconduttanza complessiva del MOS.

al segnale di ingresso un segnale con valor medio nullo variabile nel tempo.

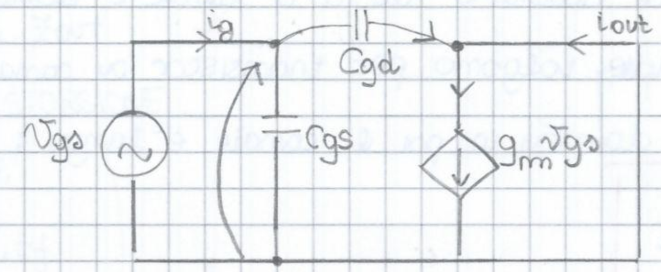


$v_{GS} > v_{TH}$

$v_{DS} > v_{OD}$

Si osserva quindi la variazione della corrente di drain rispetto all'eccitazione dell'ingresso. (ovvero variazione della corrente di drain rispetto alla corrente di gate). Minore è la corrente che devo iniettare in gate per avere una fluttuazione della corrente di uscita, migliore è il transistore.

Per analizzare le prestazioni dinamiche del transistore si fa riferimento al circuito equivalente di piccolo segnale del transistore

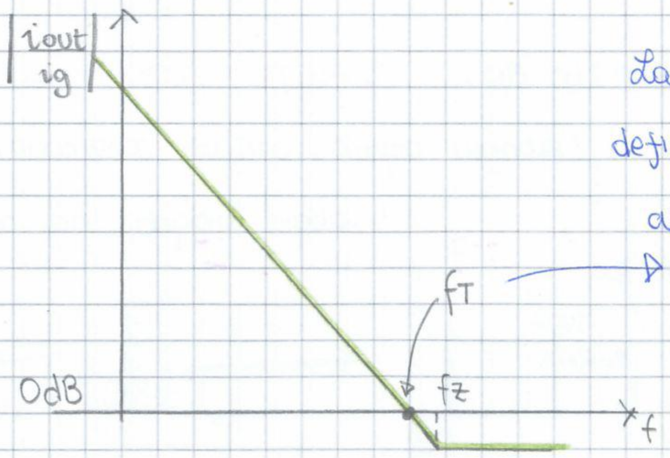


$\frac{i_{out}}{i_g} \rightarrow ?$

- $i_{out} = g_m v_{gs} - sC_{gd}v_{gs}$
  $= (g_m - sC_{gd})v_{gs}$
- $i_g = s(C_{gs} + C_{gd})v_{gs}$
  ↳ CADE V_{gs} ANCHE SU C_{gd}

Calcolando $\frac{i_{out}}{i_g} : \frac{(g_m - sC_{gd})\cancel{v_{gs}}}{s(C_{gs}+C_{gd})\cancel{v_{gs}}}$

↳ GUADAGNO IN CORRENTE DEL TRANSISTORE



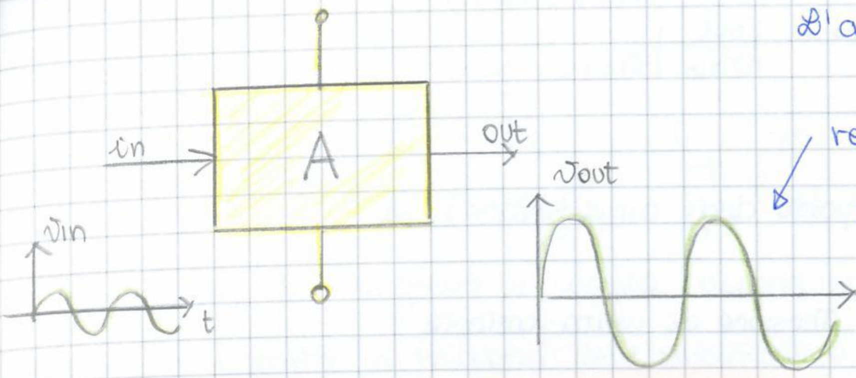
La velocità viene quindi definita facendo riferimento alla frequenza di transizione. (in cui $i_D = i_g$)
↓
i_{out}

NB: per $f > f_T$ ⇒ $i_g > i_{out}$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 21 di 428

AMPLIFICATORI

L'amplificatore rigenera il segnale.

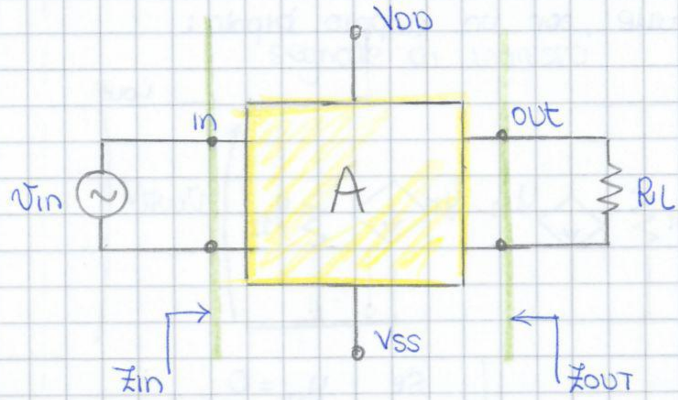


replica amplificata di un guadagno K (prelevando energia dall' alimentazione e trasferendola al carico)

Sono caratterizzati da almeno 3 porte : ingresso, uscita e alimentazione.

Quali sono i parametri che qualificano un amplificatore?

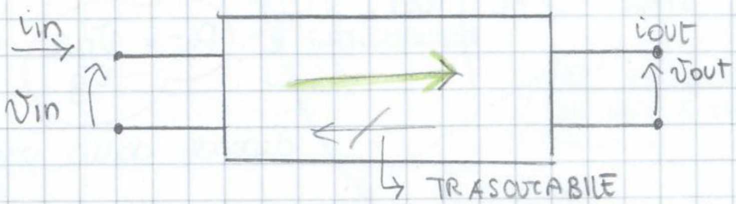
- GUADAGNO *
- BANDA *
- CONSUMO
- RUMORE *
- Z_{in}, Z_{OUT} *
- DISTORSIONE
- SR
- t_r, t_f



Il concetto di impedenza deriva da una modellizzazione lineare ; quindi si ipotizza che il nostro amplificatore possa essere rappresentato con un circuito equivalente lineare. L' amplificazione dipende dalle impedenze di ingresso e uscita.

* PARAMETRI DI PICCOLO SEGNALE (gli altri parametri hanno a che fare col funzionamento statico, ampio segnale). Sostanzialmente abbiamo a che fare con un doppio bipolo.

RAPPRESENTAZIONE PER LE SOLE VARIAZIONI



$$i_{in} = y_{11} v_{in} + y_{12} v_{out}$$

$$i_{out} = y_{21} v_{in} + y_{22} v_{out}$$

Ciò che si propaga dalla porta di uscita a quello di ingresso è trascurabile.

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_g} = \frac{-R_{in}}{R_{in}+R_g} \cdot G_m \,(R_L \,//\, R_{OUT})$$

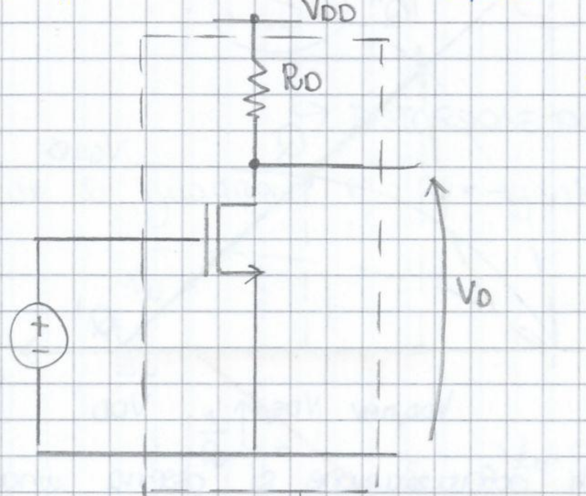
(− dovuto al segno transconduttore)

Per massimizzare il guadagno:

$$\begin{cases} R_{in} >> R_g \\ R_{OUT} >> R_L \end{cases} \rightarrow$$ in questo modo tutta la corrente del transconduttore va sul carico

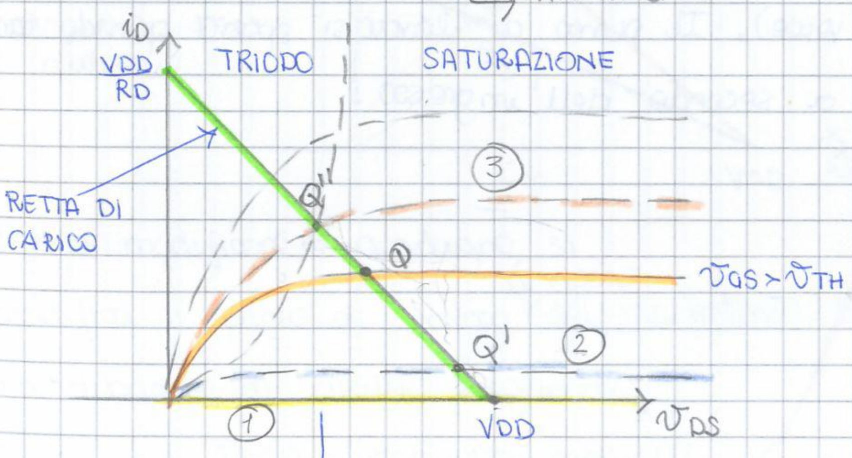
Le impedenze di ingresso e uscita dipendono dalla frequenza e da qui deriva la risposta in frequenza dell'amplificatore.

Volendo realizzare un amplificatore utilizziamo il transistor, ovvero un modulatore di corrente pilotato in tensione e quindi:



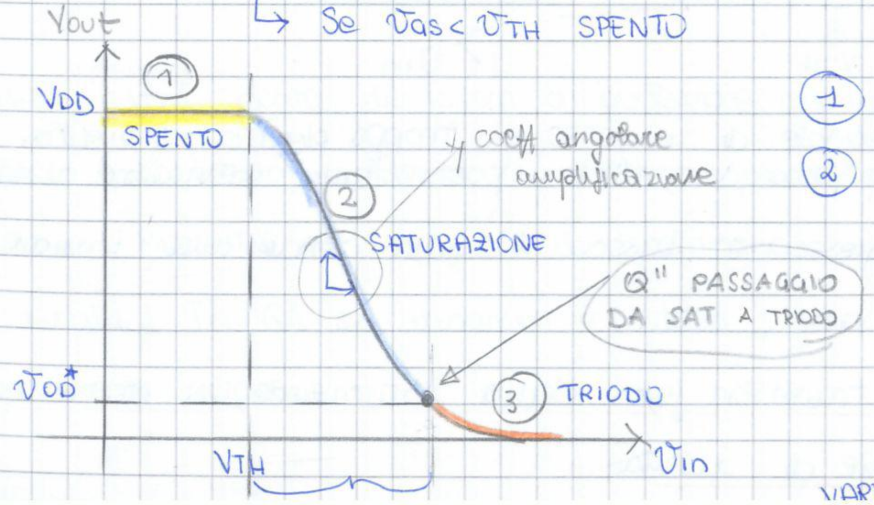
AMPLIFICATORE

corrente di drain modulata con il segnale di ingresso



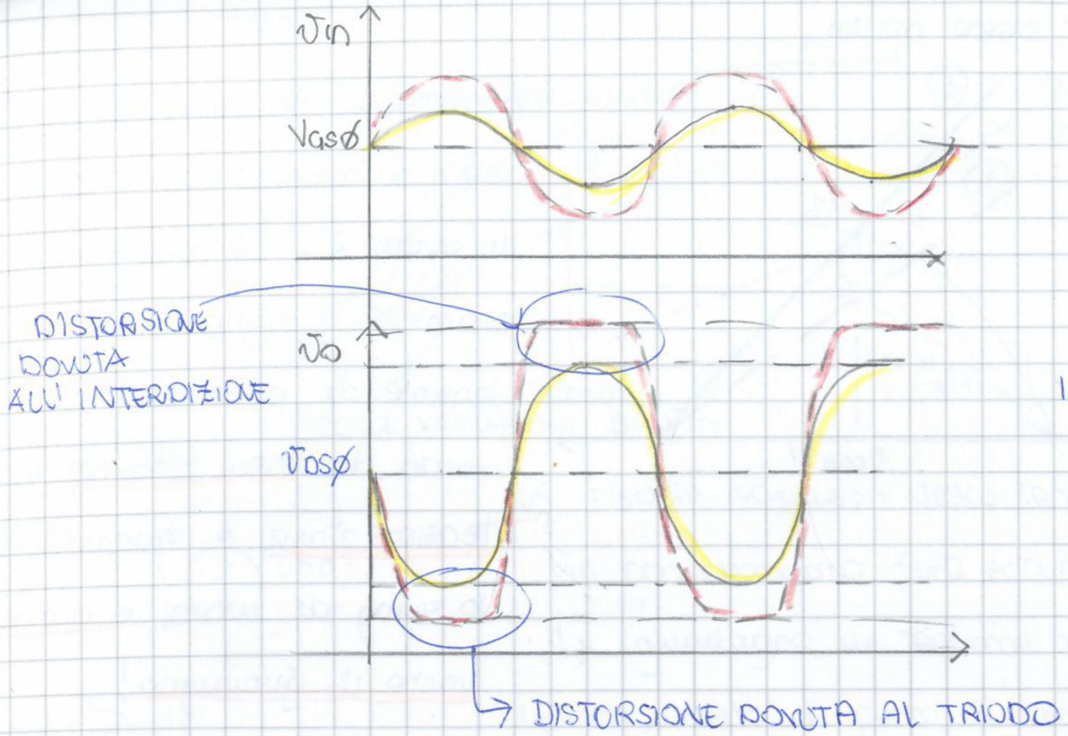
$$i_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{R_D}$$

Se $v_{GS} < v_{TH}$ SPENTO

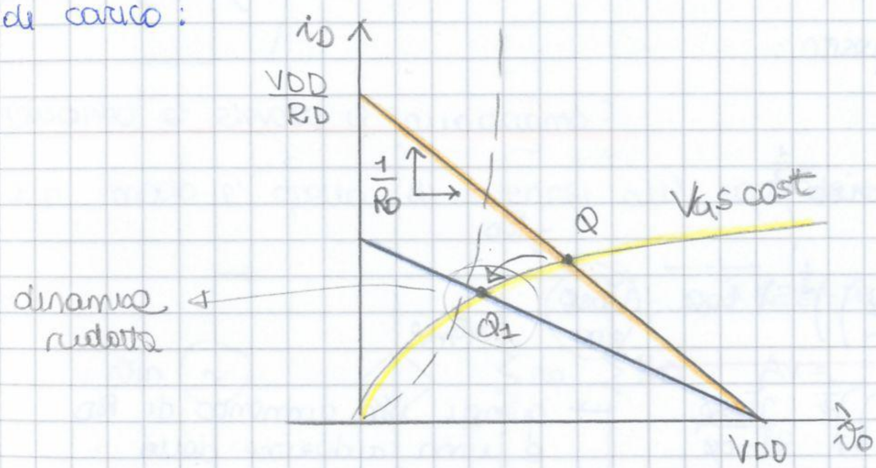


1. MOS SPENTO
2. MOS IN SATURAZIONE (si comporta da assorbitore di corrente) zona in cui si comporta da amplificatore.

VARIAZIONE LINEARE



Ricordando che il guadagno è $A_V = -g_m R_D$, posso agire quindi sulla resistenza di carico:



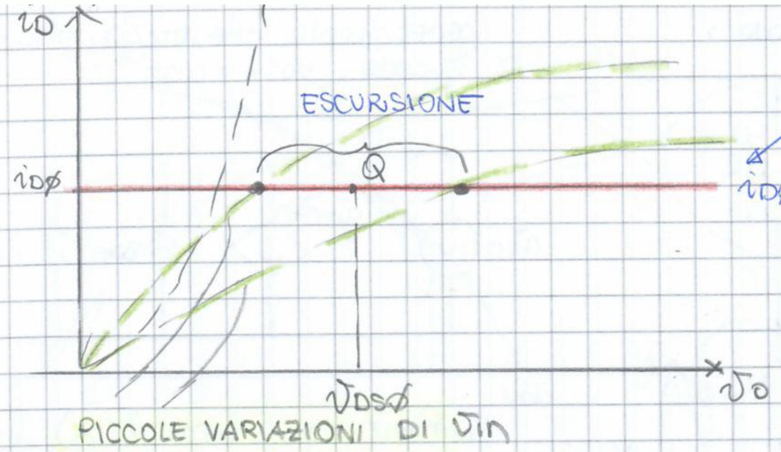
$\frac{1}{R_D}$ è la pendenza della retta di carico.
Aumentare il guadagno con R_D significa modificare la pendenza della retta di carico; il punto di lavoro si sposta da Q a Q_1

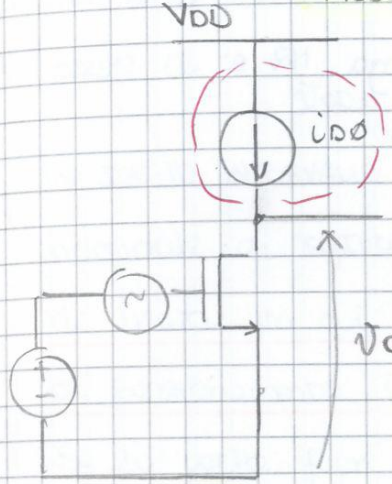
Oltre a modificare il guadagno, si modifica il punto di lavoro (a riposo) del transistore. Al fine di rendere massima la dinamica di uscita scegliamo:

$$\boxed{V_{DS\emptyset} = \frac{V_{DD} + V_{DS,max}}{2}}$$ → PER MASSIMIZZARE LO SWING DI USCITA

Qualsiasi altro punto di lavoro ci porterebbe ad una minore dinamica di uscita. (Lo stesso problema si riscontra quando cambia R_D). Quando agisco su R_D oltre a modificare il guadagno, modifico anche lo swing di uscita. In Q_1 la dinamica è ridotta, pena la distorsione del segnale di uscita.

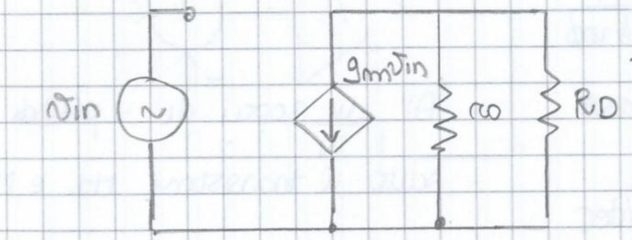
CARICO ATTIVO





A piccole variazioni della tensione di ingresso v_{in} corrispondono forti escursioni dell'uscita.
↳ guadagno di tensione molto elevato.
Quindi, scelto il punto di lavoro del transistore, si riesce ad ottenere un guadagno elevato.

Quanto è elevato il guadagno?
Un modo è quello di riferirsi all'equivalente di piccolo segnale.



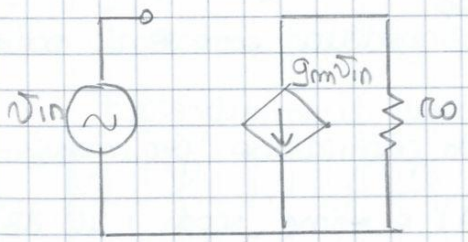
↗ RESISTENZA DI CARICO

$$A_v = -g_m (r_o // R_D)$$

Se $r_o >> R_D$

$$A_v \cong -g_m R_D$$

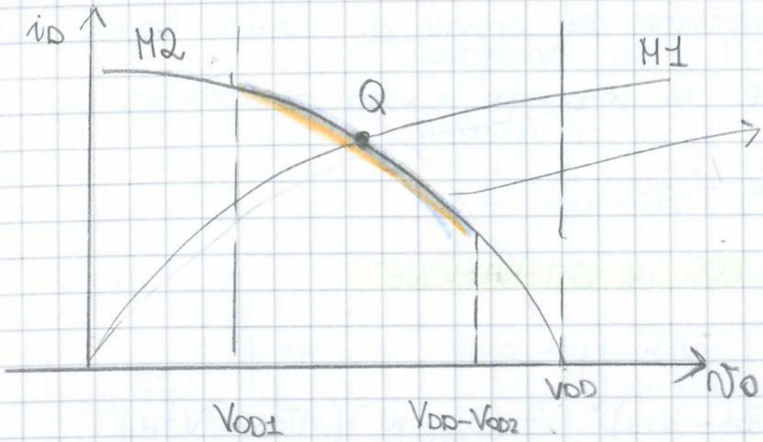
Se al posto del carico resistivo, mettiamo il carico attivo:



$$A_v = -g_m r_o$$

GUADAGNO INTRINSECO DELL'AMPLIFICAT

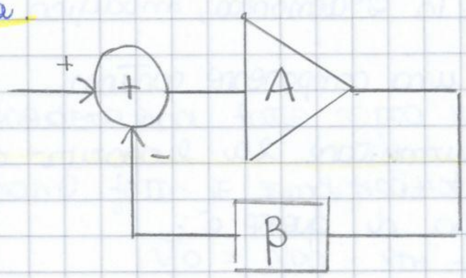
E rappresenta il massimo guadagno ottenibile da un amplificatore a source comune. (MA IDEALE! Poiché i generatori di corrente non sono ideali)



M1 e M2 sono in saturazione in questo intervallo
In questa regione abbiamo il massimo guadagno

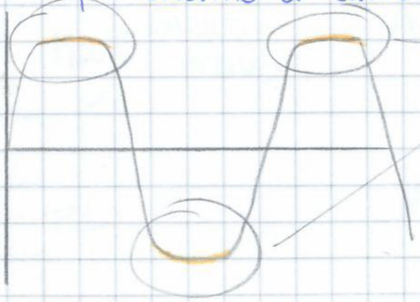
$V_{OD1} < v_O < V_{DD} - V_{OD2}$ OUTPUT SWING

IN QUESTO INTERVALLO SI HA AMPLIFICAZIONE ; i transistor lavorano nella zona nominale di saturazione. Lo SWING DI USCITA e' l'intervallo di tensione di uscita in cui i transistori del circuito si trovano nella regione nominale di funzionamento (o saturazione)
Se lo porto fuori dalla regione di saturazione il guadagno diminuisce, i transistor vanno in interdizione e si ha la distorsione del segnale di uscita.

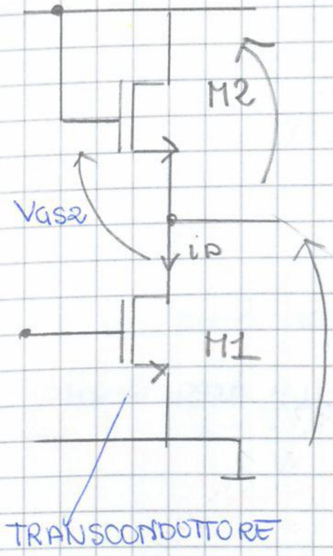


EFFETTO PIU' DEVASTANTE :
abbiamo bisogno di realizzare circuiti con elevato guadagno ; da inserire in un sistema retroazionato. Il guadagno elevato permette di ridurre l'errore dell' anello.

Se il guadagno si riduce implica un peggioramento dell' anello di retroazione ; e in alcuni casi può significare aprire l'anello. (quando non passa più corrente). Riprendiamo il discorso della distorsione:



DISTORSIONE
legata alla non linearità del transistore (IN SATURAZIONE!)



Collegando M1 a M2 è come applicare la funzione f^{-1}.

$$V_O = V_{DD} - V_{GS2}$$

$$V_{GS2} = V_{TH} + V_{OD2}$$

$$V_{OD2} = \left(\frac{2 i_D}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)} \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$V_O = V_{DD} - \underbrace{\left(V_{TH} + \left(\frac{2 i_D}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)} \right)^{\frac{1}{2}} \right)}_{V_{GS2}}$$

i_D è lo stesso che fluisce in M1:

$$i_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) \left(V_{in} - V_{TH}\right)^2$$

$$V_O = V_{DD} - \left(V_{TH} + \left(\frac{\cancel{2 \mu_n C_{ox}/2} \cancel{\left(\frac{W}{L}\right)} (V_{in} - V_{TH})^2}{\cancel{\mu_n C_{ox}} \cancel{\left(\frac{W}{L}\right)}} \right)^{\frac{1}{2}} \right)$$

$$= V_{DD} - V_{TH} - (V_{IN} - V_{TH})$$

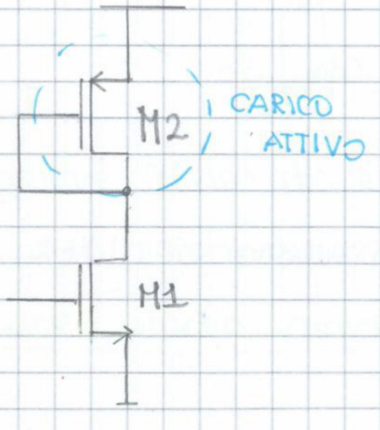
ESISTE QUINDI UNA RELAZIONE LINEARE TRA L'INGRESSO E L'USCITA

Le considerazioni fatte sopra sono valide se i 2 transistor sono uguali. (abbiamo fatto le semplificazioni). Se sono diversi:

$$V_O = V_{DD} - V_{TH} - \left(\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_1}{\left(\frac{W}{L}\right)_2} \right)^{\frac{1}{2}} (V_{IN} - V_{TH})$$

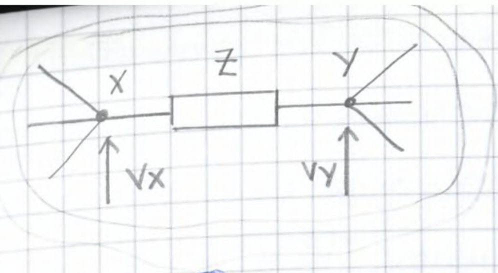
L'amplificazione è costante al variare della temperatura.

Se ad esempio il carico attivo è fatto da un pMOS:

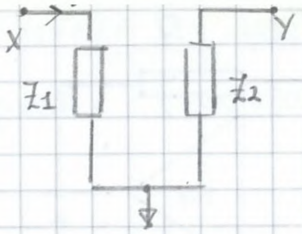


$$A_V = \left(\frac{\mu_n}{\mu_p} \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_1}{\left(\frac{W}{L}\right)_2} \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$A_V = \left(\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_1}{\left(\frac{W}{L}\right)_2} \right)^{\frac{1}{2}}$$



1



2

Se 1 e 2 sono equivalenti, allora:

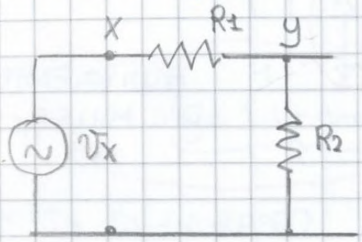
$$Z_1 = \frac{Z}{1-\frac{V_y}{V_x}} \quad ; \quad Z_2 = \frac{Z}{1-\frac{V_x}{V_y}}$$

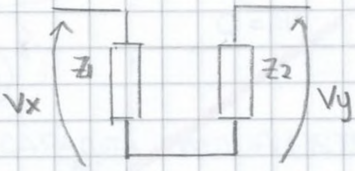
$$i = \frac{V_x - V_y}{Z} = \frac{V_x}{Z_1}$$

$$\left(1-\frac{V_y}{V_x}\right) = \frac{Z}{Z_1} \qquad Z_1 = \frac{Z}{1-\frac{V_y}{V_x}}$$

COME RICAVARE LA FORMULA

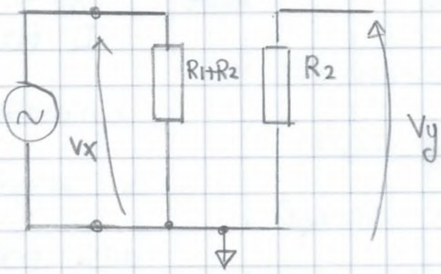
Consideriamo questo esempio (partitore resistivo):





$$Z_1 = \frac{R_1}{1-\frac{R_2}{R_1+R_2}} = \frac{\cancel{R_1}(R_1+R_2)}{\cancel{R_1}} = R_1+R_2$$

$$Z_2 = \frac{R_1}{1-\frac{R_1+R_2}{R_2}} = \frac{R_2R_1}{R_2-R_1-R_2} = -R_2$$ NEGATIVA!



$\boxed{V_y = 0}$ MILLER NON APPLICABILE!

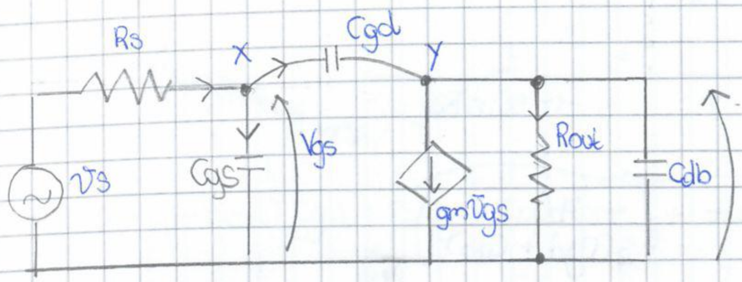
↓

Non è equivalente al partitore resistivo!

Per applicare Miller non è sufficiente dire che 1 e 2 sono equivalenti! (È l'unica informazione che ci dà Miller). Z si deve trovare a cavallo di uno stadio amplificatore INVERTENTE.

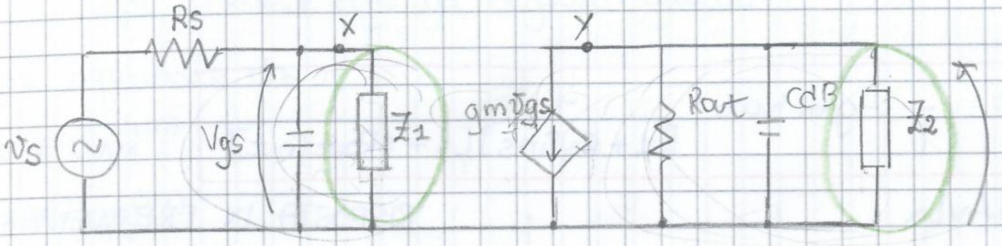
CON MILLER NON POSSIAMO VALUTARE L'IMPEDENZA DI USCITA.

Ritornando al circuito dal quale siamo partiti: (EQUIVALENTE)



CIRCUITO CON IL PRINCIPIO DI MILLER:

EQUIVALENTE DI MILLER



$$Z_1 = \frac{\frac{1}{sC_{gd}}}{1 + g_m R_{out}} \quad , \quad Z_2 = \frac{\frac{1}{sC_{gd}}}{1 + \frac{1}{g_m R_{out}}}$$

$$Z_1 = \frac{1}{sC_{gd}(1 + g_m R_{out})}$$

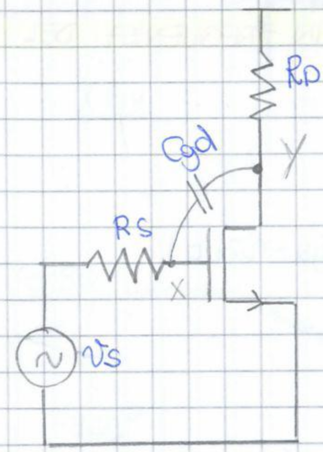
CAPACITÀ EQUIVALENTE

PORTA DI INGRESSO

se g_m reale e molto maggiore 1:

$$Z_2 \simeq \frac{1}{sC_{gd}}$$

IMPEDENZA DI INGRESSO



$$Z_{in} = \frac{1}{s[\underbrace{C_{gs} + C_{gd}(1 + g_m R_{out})}_{C_{in}}]} = \frac{1}{sC_{in}}$$

* All'ingresso vedo una capacità equivalente molto più grande di quella reale. *

Questo circuito viene usato come moltiplicatore di capacità. (Cgd viene moltiplicato per il guadagno dell'amplificatore).

Quindi, alla porta di ingresso, al nodo X abbiamo un polo:

$$\omega_{px} = \frac{1}{R_S C_{in}}$$

$$C_{in} = C_{gs} + C_{gd}(1 + g_m R_D)$$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 37 di 428

(NB: ω_{px} e ω_{py} sono i poli ricavati facendo riferimento all' equivalente di miller.)

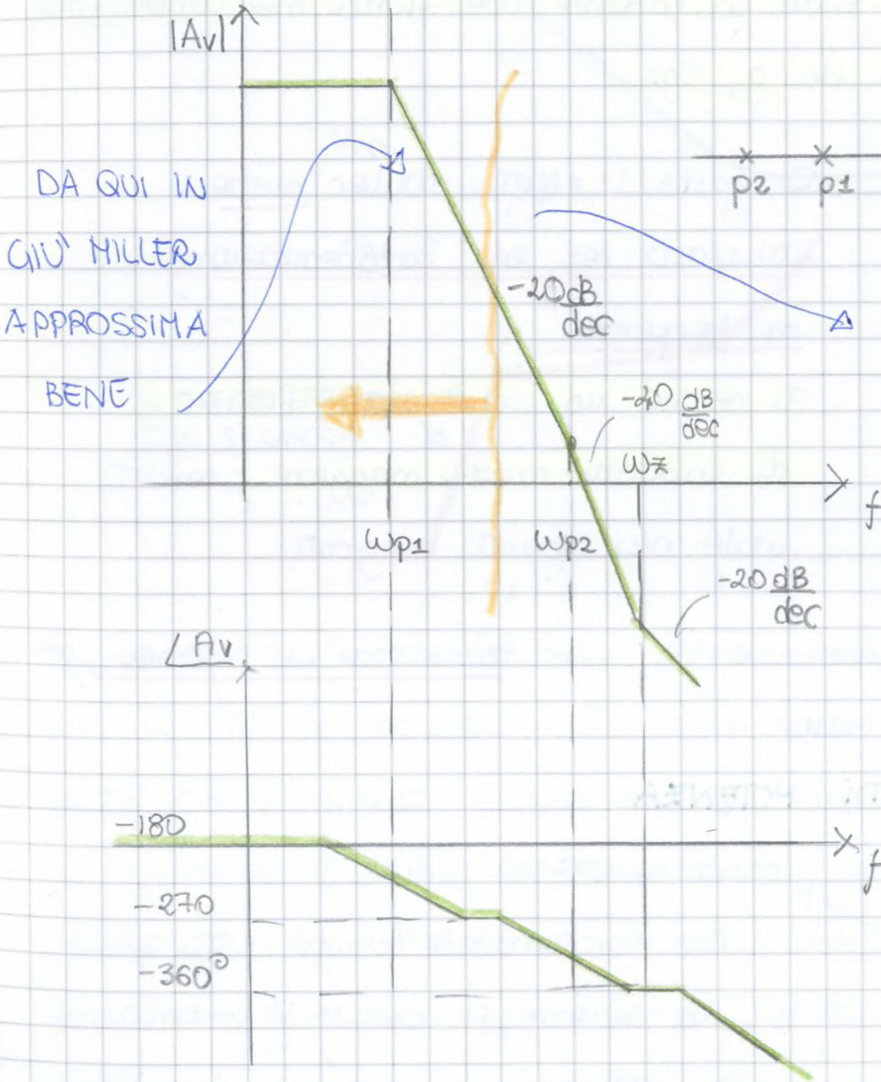
$$\omega_z = \frac{g_m}{C_{gd}}$$

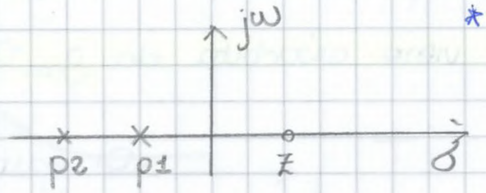
$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_S(1+g_m R_{out})C_{gd} + R_S C_{gs} + R_{out} C_{out}} \qquad C_{out} = C_{gd} + C_{db}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{\omega_{p1}} \cdot \frac{1}{[R_S R_{out}(C_{gs}C_{gd} + C_{gs}C_{db} + C_{gd}C_{db})]}$$

Possiamo affermare che:

- $\omega_{p1} \neq \omega_{px}^{(m)}$
- $\omega_{p2} \neq \omega_{py}^{(m)}$
- ω_z esiste solo nel circuito reale





* LO ZERO SI TROVA NEL SEMIPIANO DI DESTRA

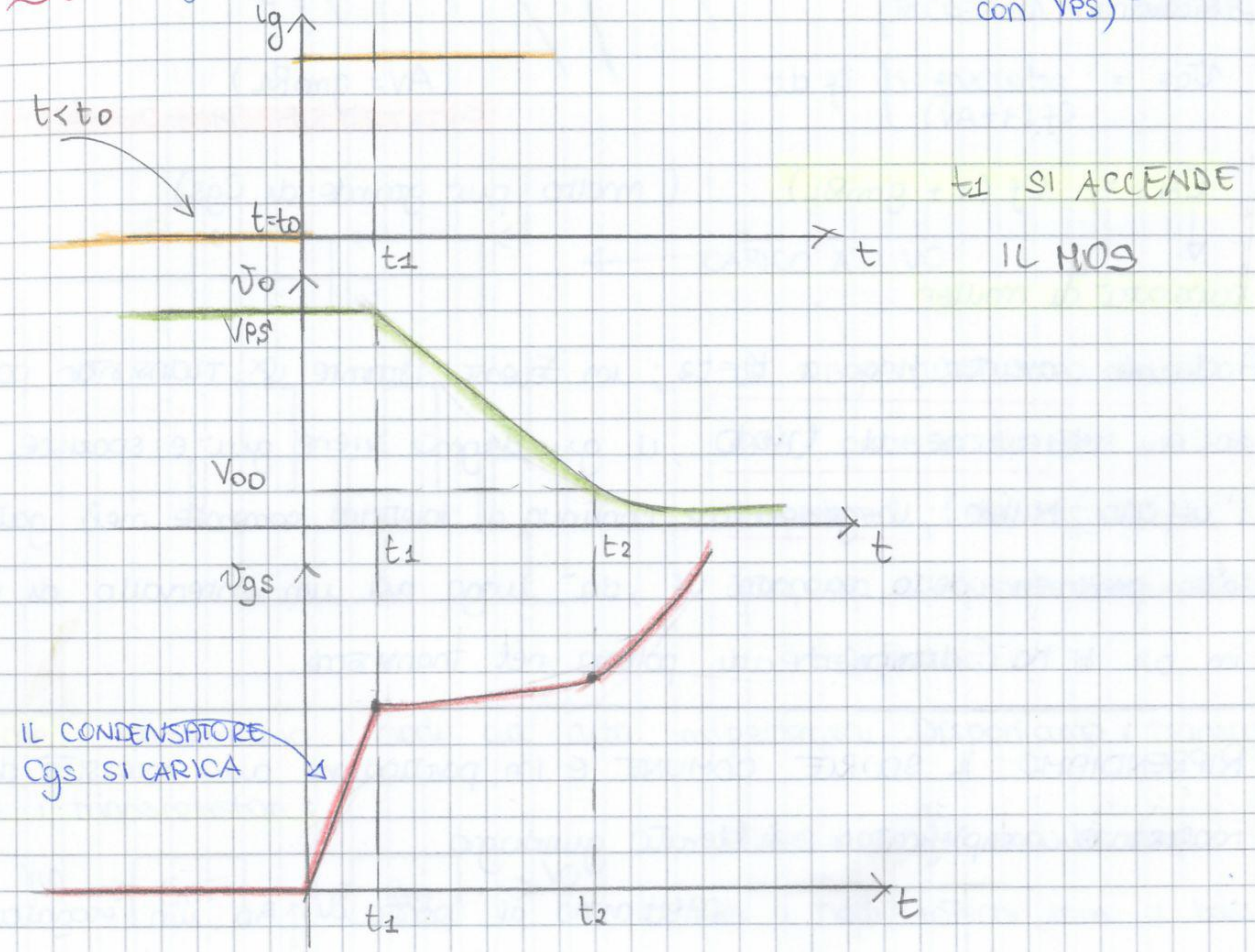
⚠ il primo polo non si discosta molto da quello ottenuto con Miller, il secondo polo e lo zero non si ottengono con Miller.

- $\omega_{p1} \cong \omega_{px}^{(m)}$
- $\omega_{p2} \neq \omega_{py}^{(m)}$
- ω_z

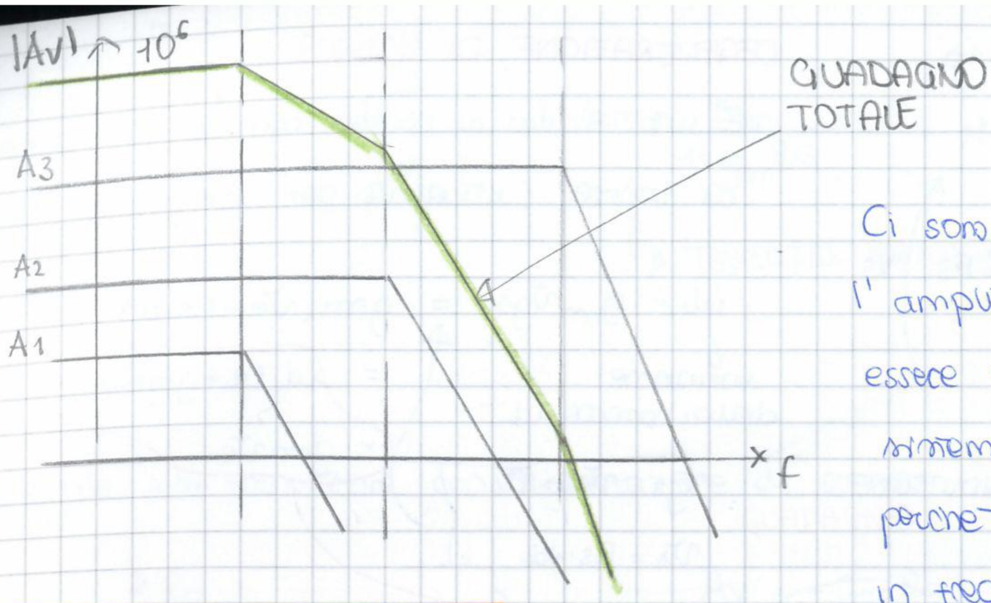
Perche' ci sono tutte queste differenze? Miller e' applicabile se l'amplif. e' invertente; andando su in frequenza Miller non e' più applicabile

In circuiti di questo tipo l'effetto Miller non può essere evitato; dà un aumento di dissipazione di potenza durante la fase di commutazione dei transistor.

- Per $t < t_0$ il generatore di corrente e' cortocircuitato dall'interruttore; tutta la corrente fluisce dentro l'interruttore. → $V_0 = V_{PS}$ (MOS SPENTO)
- Per $t = t_0$, i_g passa da 0 al suo valore costante pari a i_T.
- Per $t > t_0$, i_g carica il condensatore C_{gs} e scarica C_f (che era già carico con V_{PS})

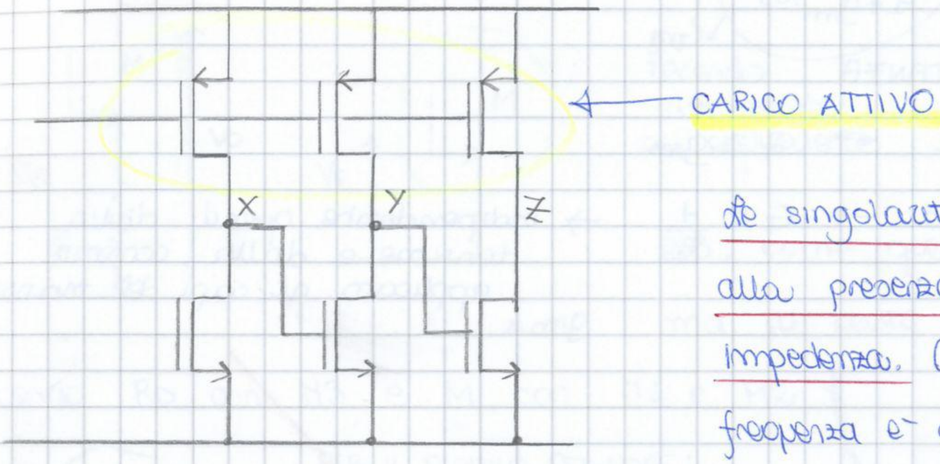


v_{gs} va su fino a quando non arriva alla tensione di soglia; all'istante t_1, il MOS si accende; v_0 viene giù ($v_0 = V_{PS} - R_D i_D$); in questa fase il circuito si comporta da amplificatore invertente; perchè il transistor e' saturo e viene caricato con un resistore (come lo stadio a SC). Abbiamo un ampl. invertente con una capacità di drain e gate e quindi c'e' l'effetto Miller. Da t_1 in poi, il generatore di corrente i_T vede alla porta di ingresso una capacità fittizia che e' la capacità di Miller ($\gg C_{gs}$!), poichè data da C_f moltiplicata il guadagno dell'amplificatore).



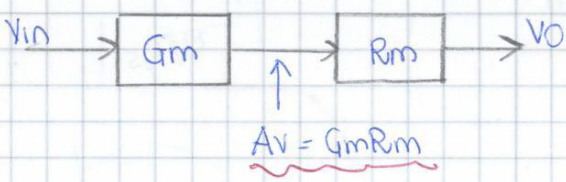
Ci sono problemi quando l'amplificatore deve essere inserito in un sistema retroazionato, perché si ha INSTABILITÀ in frequenza.

RAPPR. AMPLIFICATORE MULTISTADIO



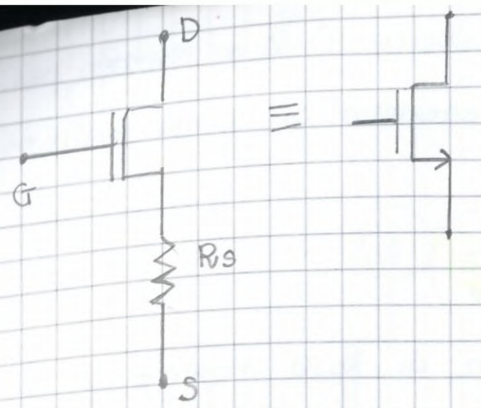
Le singolarità sono dovute alla presenza di nodi in alta impedenza. (La risposta in frequenza è quindi condizionata da tali nodi).

Soluzione: eliminiamo i nodi ad alta impedenza. Disponiamo i transconduttori e i transresistori:



Realizzo un circuito dove tutti i nodi interni sono a bassa impedenza. Solo uno sarà ad alta impedenza (nel nostro caso Y).

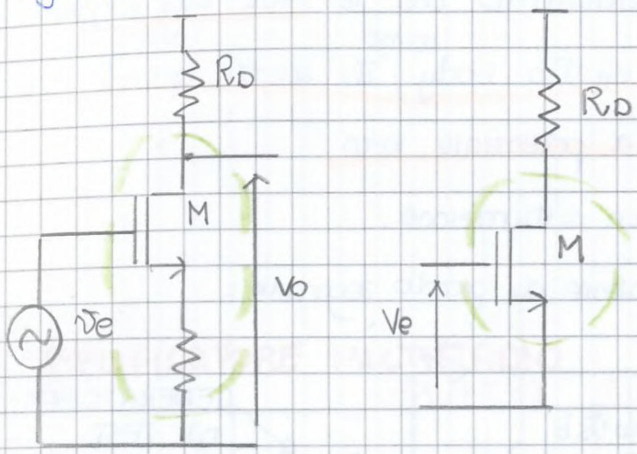
La risposta in frequenza sarà definita dall'unica singolarità presente nel circuito. Per arrivare a costruire amplificatori di questo tipo dobbiamo capire come sono fatti i mattoncini elementari. Consideriamo quindi il fenomeno della DEGENERAZIONE DI SOURCE.



$$G_m = \frac{g_m}{1+g_m R_S}$$

→ TRANSCOND. EQUIVALENTE

In generale, un transistore con degenerazione di source:



GUADAGNO

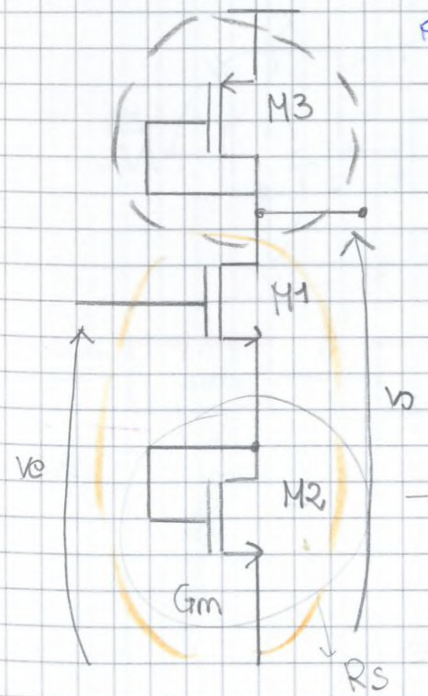
$$A_v = -G_m R_D \Big|_{g_m R_S >> 1} \simeq -\frac{R_D}{R_S}$$

$$\Big|_{g_m R_S << 1} = -g_m R_D$$

Facendo riferimento all'equivalente

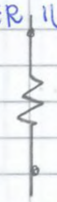
NB: come quello del source ma al posto di g_m c'è G_m.

Sostituendo RD con M3 e M con M1 e M2:



$\rightarrow \left(R_S = \frac{1}{g_{m2}}\right)$

PER IL PICCOLO SEGNALE:



$R_3 = \frac{1}{g_{m3}}$

$$A_v = -G_m R_3 = \frac{1}{g_{m3}} \cdot \frac{g_{m1}}{1+\left(g_{m1}\cdot \frac{1}{g_{m2}}\right)}$$

$\hookrightarrow R_S$

Per $\frac{g_{m1}}{g_{m2}} >> 1 \rightarrow A_v \simeq -\frac{g_{m2}}{g_{m3}}$

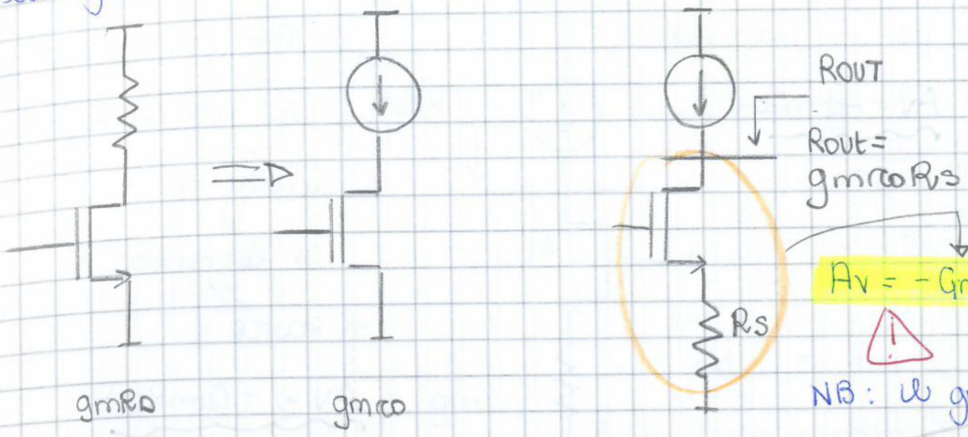
$$= \frac{\left(2\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_2 i_D\right)^{1/2}}{\left(2\mu_p C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_3 i_D\right)^{1/2}} =$$

$$= \sqrt{\frac{\mu_n}{\mu_p}} \cdot \sqrt{\frac{(W/L)_2}{(W/L)_3}}$$

Il guadagno in tensione non dipende dalla tensione di polarizzazione

(NB: solo se $\frac{g_{m1}}{g_{m2}} >> 1$) ! ⚠

Volendo aumentare il guadagno, concludendo, abbiamo sostituito il resistore con un generatore di corrente; e in seguito inserito R_S:



$R_{out} = g_m r_o R_s$

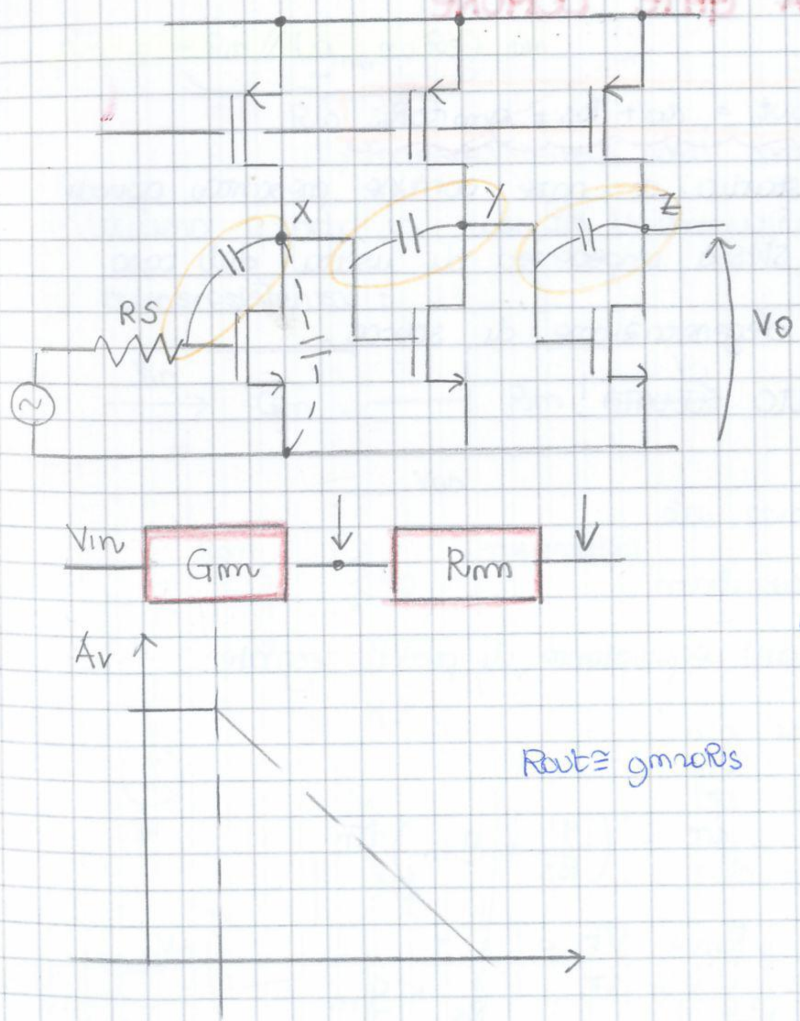
$A_v = -G_m R_{out}$

NB: il guadagno non è $g_m r_o R_s g_m$!!! FALSO

Il guadagno è $G_m R_{out}$

* R_s diminuisce G_m * (oltre che aumentare A_v)

AMPLIFICATORE MULTISTADIO

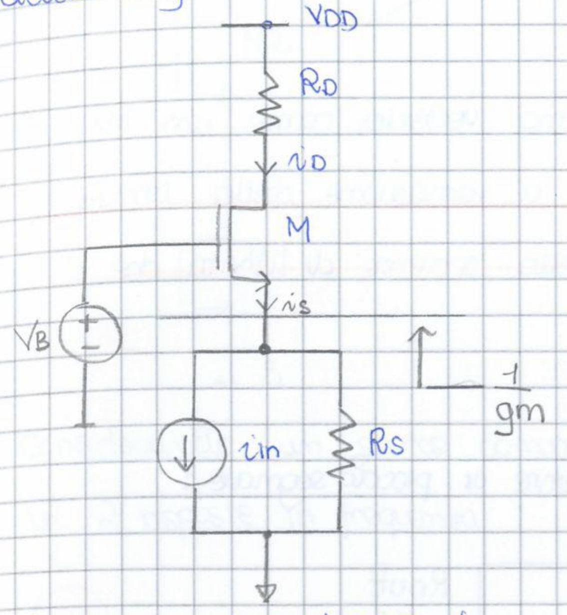


$R_{out} \cong g_m r_o R_s$

Per aumentare quindi, il guadagno di bassa frequenza, una possibile soluzione è quella di avere più stadi messi in cascata.

Inoltre, le singolarità sono fortemente influenzate dalle capacità parassite presenti sui nodi. E, inserito in un contesto retroazionato può dare luogo a instabilità. Lo scopo è quindi quello di avere nodi come X e Y a bassa impedenza, e lasciare solo il nodo di uscita ad alta impedenza; in questo modo si riescono a controllare i parassiti.

Rappresentiamo la sorgente facendo riferimento all'equivalente di Norton della sorgente;



$$i_d = i_s$$

$$i_s = \frac{R_S}{R_S + \frac{1}{g_m}} \cdot i_{in}$$

$$i_d = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} \cdot i_{in} \Big|_{g_m R_S \gg 1} =$$

$$i_d = i_{in}$$

È un buon amplificatore a transresistenza perché ha un impedenza di uscita elevata e quindi viene pilotato in corrente per realizzare amplificatori ad elevato guadagno.

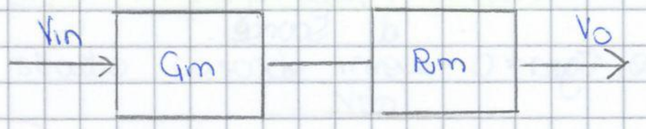
NB: bassa impedenza di ingresso

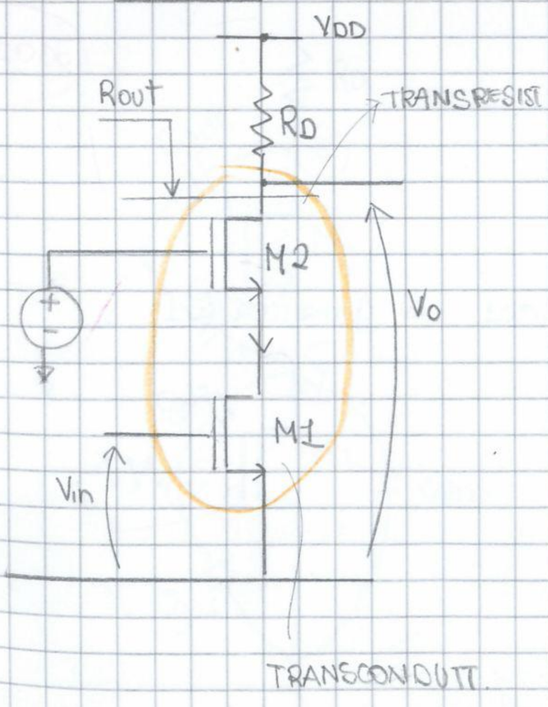
$$v_o = -\underbrace{R_D // (g_m r_o R_S)}_{R_{in}} i_{in}$$

↳ Transresistenza dell'amplificatore

mettiamo quindi in cascata l'amplificatore di transconduttanza e quello a transresistenza;

AMPLIFICATORE CASCODE





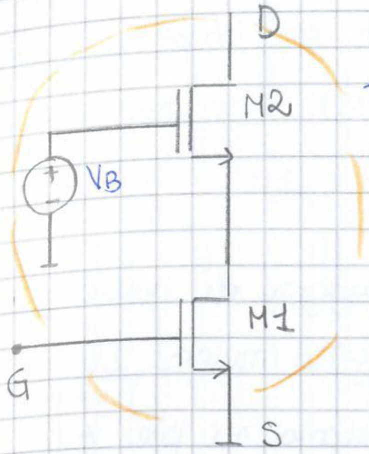
la corrente di source (e drain) viene modulata da M2, e il transistore permette di ottenere in uscita un'impedenza elevata.

Se $R_D \ll R_{out}$:

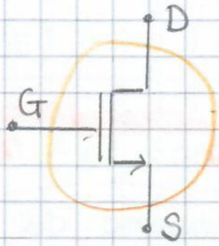
$$v_o = -\underbrace{g_m R_D}_{A_v} \cdot v_{in}$$

$$\begin{cases} i_{d1} = g_m v_{in} \\ i_{d1} = i_{s2} \\ i_{d2} = i_{s2} \end{cases}$$

STADIO CASCODE



→ è equivalente ad un transistore ;

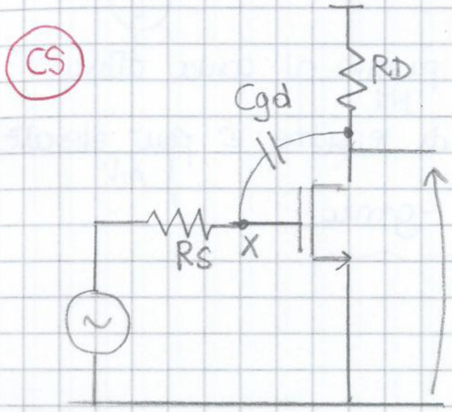


che presenta

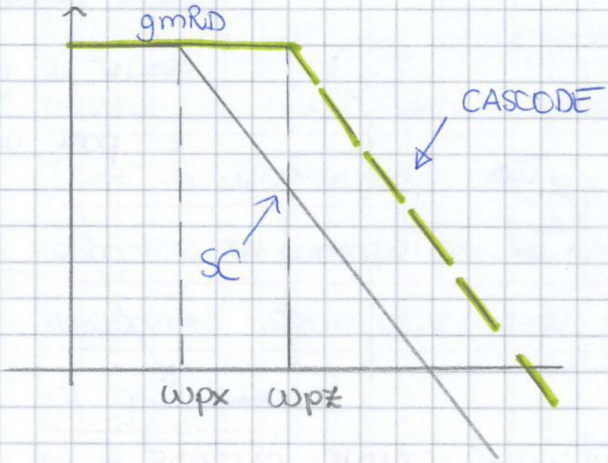
- $G_m = g_{m1}$
- $R_{out} \simeq g_{m2}\, r_{o2}\, r_{o1}$ // R_S

Considerando un source comune col carico resistivo R_D volendo confrontare le 2 risposte in frequenza :

CS



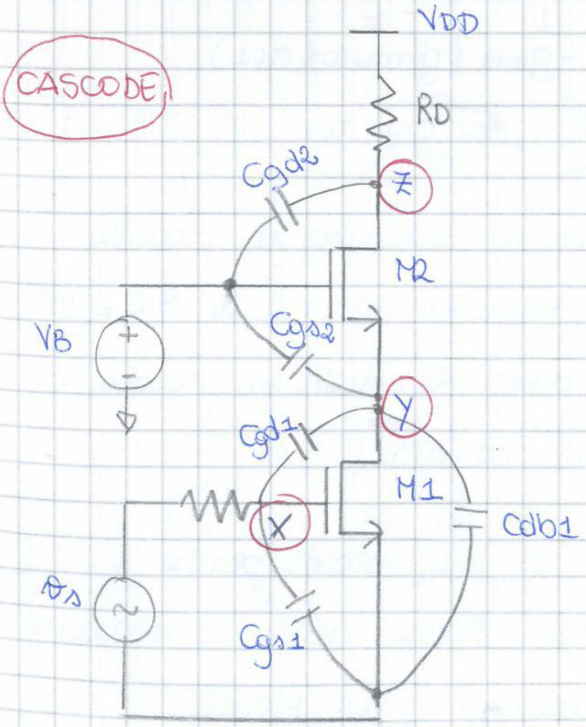
Cgd definisce il polo dominante del CS.



$$\omega_{px,\,SC} = \frac{1}{R_S\left(C_{gs} + C_{gd}(1+g_m R_D)\right)}$$

Lo stadio cascode invece: (con le capacità parassite)

CASCODE



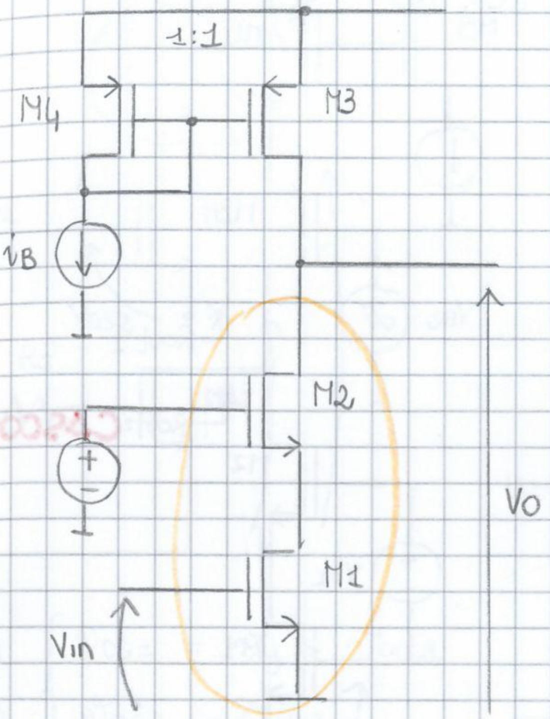
Si può affermare che il polo dominante di questo amplificatore ha a che fare con l'effetto Miller; e uno dei poli significativi ha a che fare con la angolarità al nodo X, Y e Z.

$$\omega_{px,\,CASCODE} = \frac{1}{R_S\left[C_{gs1} + C_{gd1}\left(1 + g_{m1}\cdot \overbrace{\frac{1}{g_{m2}}}^{R_{out}}\right)\right]}$$

CONTRIBUTO DI MILLER

GUADAGNO TRA X E Y

Il generatore di corrente non è ideale, passiamo quindi al caso reale; l'unico modo per realizzare un erogatore di corrente costante è usare dei transistori: (SPECCHIO DI CORRENTE)



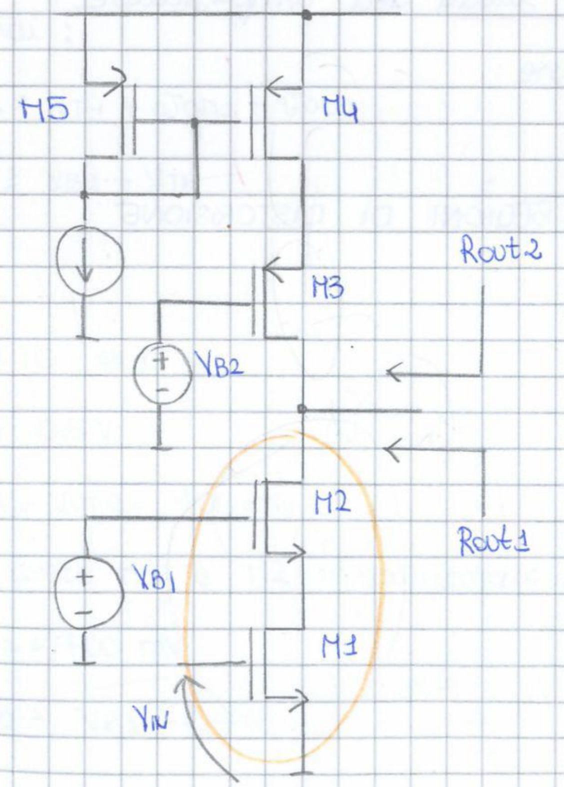
$A_V = -g_{m1}[(r_{o2} g_{m2} r_{o1}) // r_{o3}]$

$\simeq -g_{m1} \cdot r_{o3}$

(Dato che r_{o2} stesso ordine di grandezza r_{o1})

Il guadagno viene quindi ridotto, è dello stesso ordine di grandezza del CS.

Quindi, se uso un transconduttore cascode, a questo devo contrapporre (cioè lo devo caricare) con un erogatore di corrente che ha una resistenza interna dello stesso ordine di grandezza.

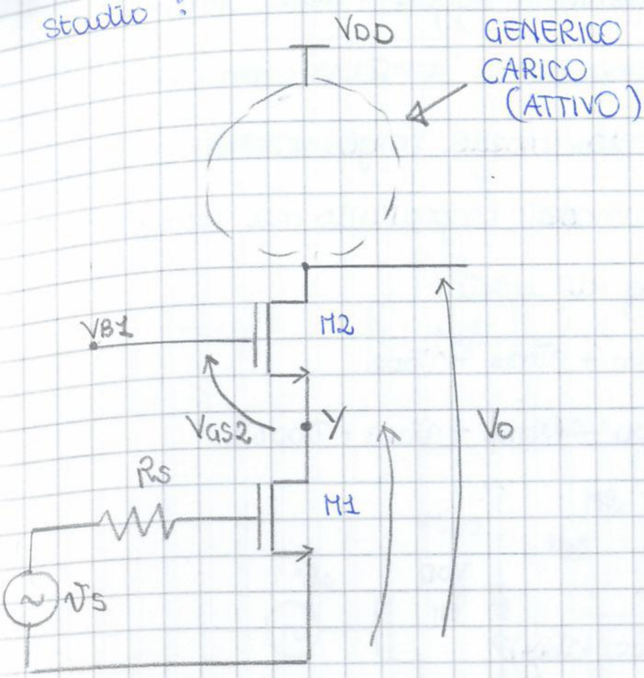


EROGATORE DI CORRENTE DI TIPO CASCODE: la resistenza di uscita di 2 però rout 1 è più grande:

$A_V = -g_{m1}[(g_{m2} r_{o2} r_{o1}) // (g_{m3} r_{o3} r_{o4})]$

NB: si riduce però il guadagno in BF.

Per calcolare lo swing di uscita del cascode consideriamo un solo stadio:



Dobbiamo quindi ricavare il limite inferiore della tensione di uscita al di sotto del quale si ha (che) almeno uno dei due transistore passi dalla saturazione al triodo.

M1) $v_{DS1} = v_y > v_{OD1}$ → condizione per cui M1 è in saturazione

M2) $v_{DS2} > v_{OD2}$ → // // // M2 // // //

M1) $\overbrace{v_{B1} - v_{GS2}}^{V_{DS1}} > v_{OD1}$

M2) $\underbrace{v_0 - v_y}_{V_{DS2}} > v_{OD2}$

$\Rightarrow$

$v_{B1} > \overbrace{V_{TH} + v_{OD2}}^{v_{GS2}} + v_{OD1}$

$v_0 > \underbrace{V_{B1} - (V_{TH} + \cancel{v_{OD2}})}_{v_y} + \cancel{v_{OD2}}$

Quindi:

$$\begin{cases} v_{B1} \geq V_{TH} + v_{OD1} + v_{OD2} \\ v_0 \geq V_{B1} - V_{TH} \end{cases}$$

$\geq$ → si tiene anche conto della tensione di passaggio tra saturazione e triodo

ESEMPIO #1

$V_{TH} = 0.5\,V$

$V_{OD1} = V_{OD2} = 100\,mV$

Per avere M1 e M2 in saturazione:

$$\begin{cases} V_{B1} \geq 700\ mV \\ v_0 \geq V_{B1} - 0.5\,V \end{cases} \Rightarrow \boxed{\begin{matrix} V_{B1} = 700\ mV \\ v_0 \geq 200\ mV \end{matrix}}$$

SCELTA ARBITRARIA

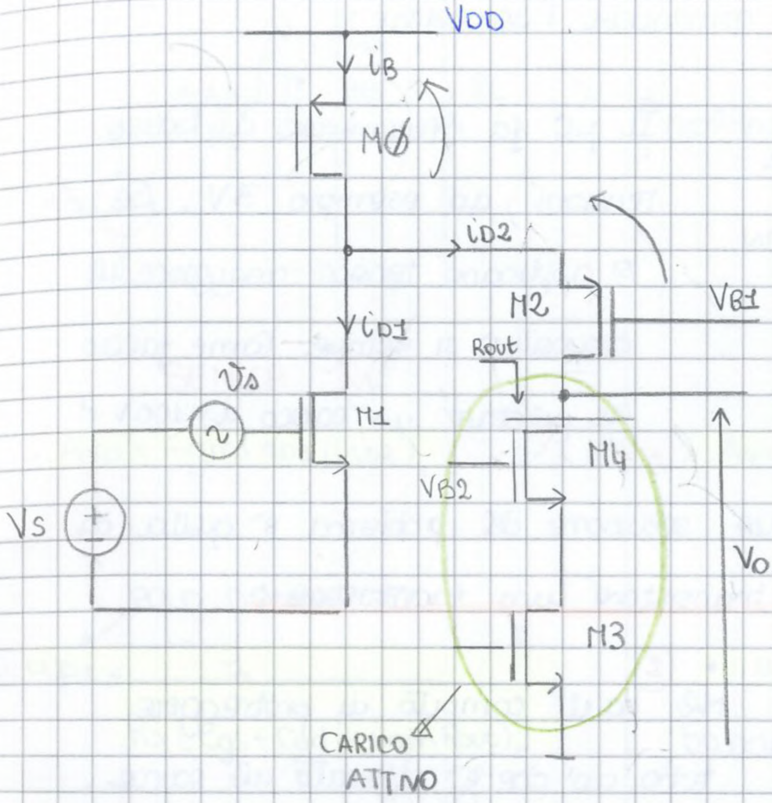
→ entrambi in saturazione

Da v_0 pari 200 mV in su entrambi i MOS sono in saturazione.

Andando a sostituire in (*):

$$v_o = \underbrace{R_D(i_B - i_{D1Q})}_{\text{comp. continua}} - \underbrace{\overbrace{g_{m1} R_D}^{A_{vo}} v_s}_{\text{termine variabile nel tempo}}$$

Volendo aumentare il guadagno sostituiamo R_D con un carico attivo:



il guadagno è:

$v_o = R_{out} \cdot i_{d2}$

↳ deriva dall'equivalente di piccolo segnale valido per le sole variazioni.

Dato che $i_{D2} = -i_{D1}$:

$v_o = -g_{m1} v_s R_{out}$

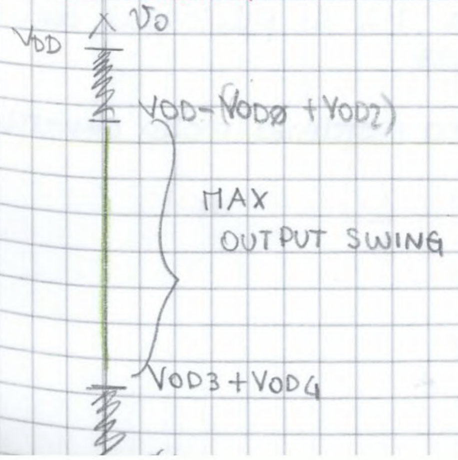
(M2 DEGEN. DI SOURCE)

$$R_{out} \simeq \underbrace{(r_{o4} g_{m4} r_{o3})}_{\text{RESISTENZA CHE SI VEDE DAL DRAIN DI M4}} \,/\!/\, \underbrace{[r_{o2} g_{m2} (r_{o\varnothing} /\!/ r_{o1})]}_{\text{RESISTENZA CHE SI VEDE DAL DRAIN DI M2}}$$

Il guadagno in B.F:

$$A_{vo} = \frac{v_o}{v_s} = -g_{m1} \cdot R_{out}$$

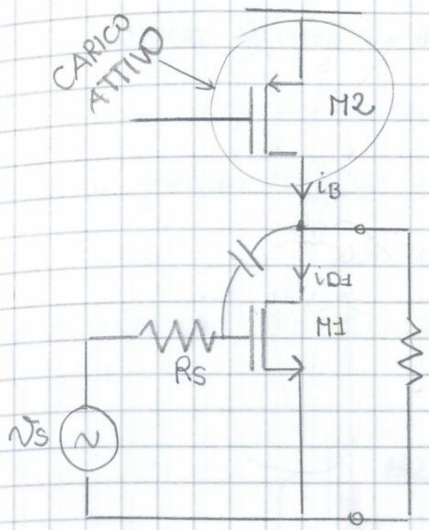
OUTPUT SWING



$$\begin{cases} V_{B2} = V_{THn} + V_{OD4} + V_{OD3} \\ V_{B1} = V_{DD} - (V_{TH} + V_{OD\varnothing} + V_{OD2}) \end{cases}$$

Aumentando V_{B2} e V_{B1} lo swing di uscita si riduce.

Come cambiano le PRESTAZIONI DELL' AMPLIFICATORE se il carico è resistivo?



Negli amplificatori l'obiettivo è quello di trasferire la massima tensione sul carico.

→ NORMALE STADIO A SOURCE COMUNE

SENZA R_L	CON R_L
1) • $A_{vo} = -g_m(r_{o1} // r_{o2})$	1) • $A_{vo} = -g_m(r_{o1} // r_{o2} // R_L)$ ↳ se $R_L << r_{o1}, r_{o2}$ pesante riduzione del guadagno.
2) • $\omega_{p1} = \dfrac{1}{R_S[C_{gs} + \underbrace{C_{gd}(1+g_m R_{out})}_{MILLER}]}$ (POLO DOMINANTE)	2) • $\omega_{p1} \uparrow$ (l'incremento della banda deriva dalla riduz. del guadagno)
3) • $v_{OD1} < v_o < V_{DD} - v_{OD2}$	3) • $v_{OD1} < v_o < R_L i_B$ (tensione massima a cui può arrivare!) ($hp: R_L << r_{o1} // r_{o2}$)

1) Un amplificatore che dipende da R_L non è un buon amplificatore.

2) ω_{p1} dipende quindi da R_{out}

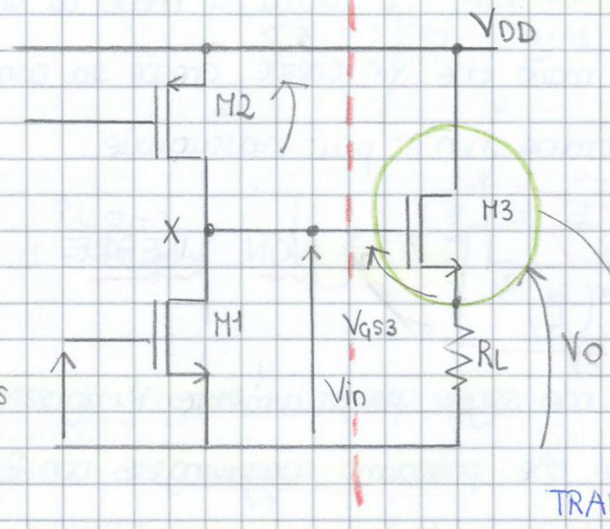
↳ inserendo R_L, aumenta la banda (poiché il guad. diminuisce)

3) $R_L << r_{o1}, r_{o2}$, M2 fornisce corrente sia a M1 che al carico; il valore minimo della tensione di uscita è legato sempre all'overdrive del transistore 1

→ la tensione di uscita aumenta man mano che vado a spegnere M1; riduco la tensione di comando, si riduce la corrente che passa in M1 e quindi aumenta quella che passa nel carico. (AMPLIFICATORE INVERTENTE)

L'amplificatore in tensione va a pilotare uno stadio → STADIO FINALE che non guadagna; guadagno unitario, la cui impedenza di ingresso è capacitiva e una resistenza di uscita $<< R_L$. L'unico compito è quello di fornire corrente al carico replicando la tensione di ingresso all'uscita.

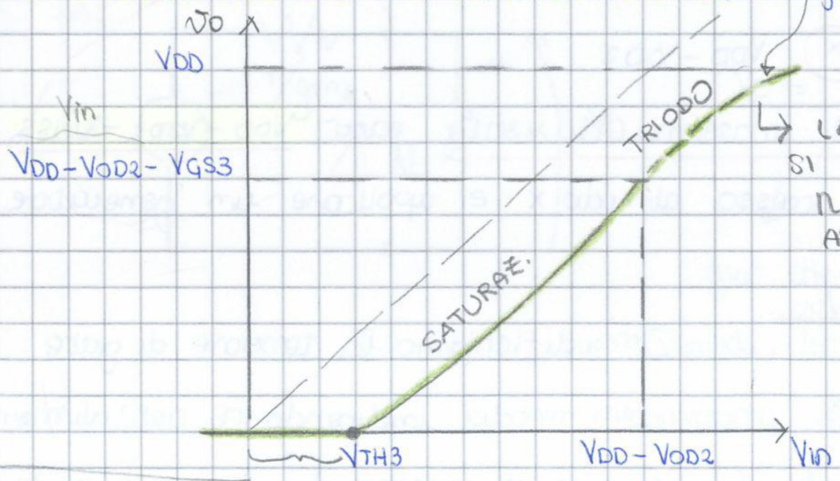
Come si realizza lo STADIO FINALE?



Il carico al nodo X è di tipo capacitivo (che è la capacità di gate di M3).

TRANSCARATTERISTICA DELL'INSEGUITORE

Tracciamo l'andamento della tensione di uscita in funzione dell'ingresso:



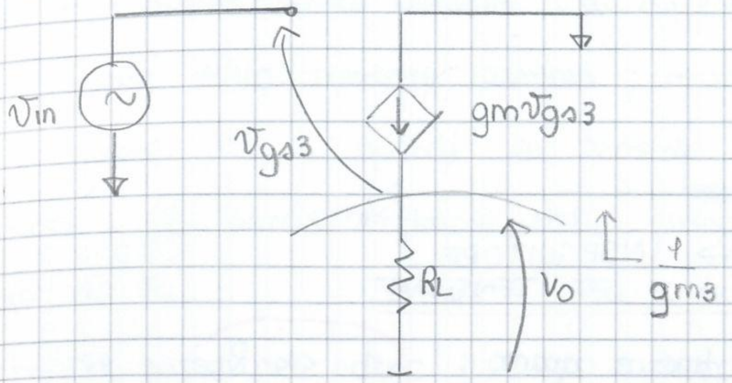
↳ LA LINEA TRATTEGGIATA SI OTTIENE PORTANDO IL NODO DI GATE AD UNA TENSIONE > DI VDD

$$V_O = V_{IN} - V_{GS3} = V_{in} - (V_{TH} + v_{OD3})$$

Fino a quando M3 non raggiunge la soglia è spento, e su RL non cade tensione poichè non passa corrente. Superata la tensione M3 si accende e inizia a passare corrente e la $v_{DS} > v_{OD}$ quindi il MOS è in saturazione:

$$i_{D3} = \mu_n \frac{C_{ox}}{2}\left(\frac{W}{L}\right)\underbrace{\left(v_{GS3} - V_{TH}\right)}_{v_{OD3}}^2$$

Il fatto che l'uscita non segua perfettamente l'ingresso risulta anche dall'analisi del modello di piccolo segnale dell'inseguitore:

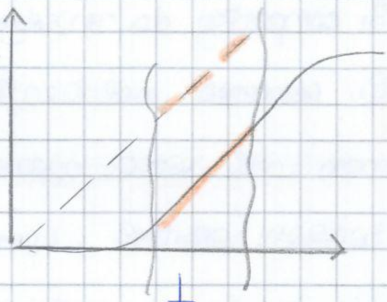


$v_o = R_L g_{m3} v_{gs3}$

$v_{gs3} = +v_{in} - v_o$

$v_o = R_L g_{m3} (v_{in} - v_o)$

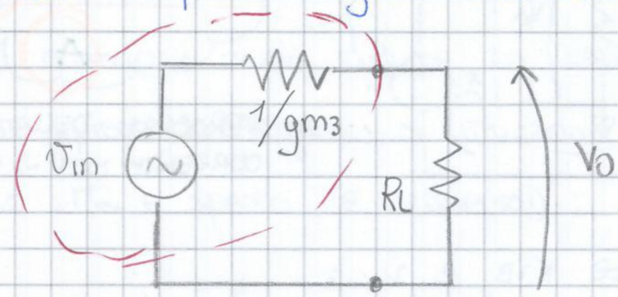
$$\frac{v_o}{v_{in}} = \left.\frac{R_L g_{m3}}{1 + R_L g_{m3}}\right|_{R_L g_{m3} \gg 1} \simeq 1$$



SOLO IN UN PICCOLO INTERVALLO HO LE CURVE PARALLELE

Se la resistenza di sorgente è molto più piccola di quella di carico il circuito si comporta da inseguitore. $\left(\frac{1}{g_{m3}} \ll R_L\right)$

L'equivalente di piccolo segnale dello stadio finale è:



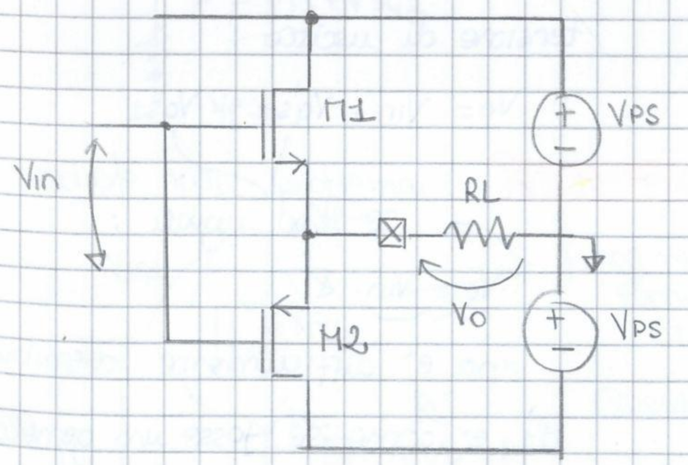
$$V_o = \frac{R_L}{\frac{1}{g_{m3}} + R_L} \cdot v_{in}$$

già ottenuto in precedenza

Quindi, lo stadio finale si comporta da inseguitore solo se $\frac{1}{g_{m3}} \ll R_L$.

Riprendendo il discorso abbiamo visto che il circuito ha un'impedenza di ingresso di tipo capacitivo e l'impedenza di uscita bassa $\left(\frac{1}{g_m}\right)$ e dalla caratteristica di ingresso-uscita si vede che c'è una zona in cui il circuito si comporta come inseguitore di tensione

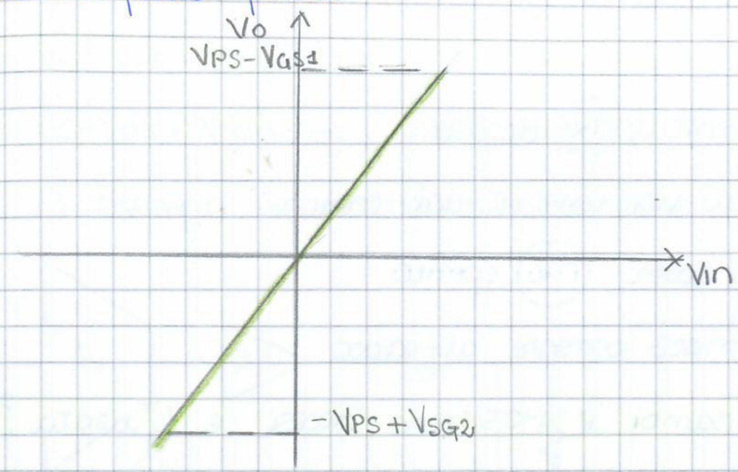
M1 è acceso grazie all'assorbitore di corrente. Per tensioni di ingresso minori di V_{as1}, il nodo di uscita insegue l'ingresso; M1 è tenuto acceso dall'assorbitore di corrente (a differenza di prima) e in questo punto il verso della corrente cambia; man mano che si riduce Vin sto spegnendo M1 e quindi la corrente che fluisce nel carico aumenta. Il limite inferiore dello swing di uscita dipende dal valore di R_L: $V_{o\,min} = -R_L K \cdot i_B$ → punto in cui tutta la corrente passa nel carico. Questo circuito quindi, è in grado di erogare corrente al carico o assorbirla da esso. La classe dipende dalla conduzione di M1. Il difetto sta nella dissipazione di potenza perché, volendo garantire il massimo swing di uscita, M1 deve farsi anche carico della corrente assorbita dall'assorbitore di corrente M2 (oltre che quella dal carico). Quindi, si fa sempre carico di queste correnti. Si ha dissipazione a prescindere dalla corrente erogata al carico → SPRECO DI ENERGIA. Tali stadi vengono scelti quando si vuole ridurre la distorsione armonica. Per evitare questo spreco di energia, si utilizzano degli stadi in cui, con M1 acceso, M2 è spento (e viceversa): AMPLIFICATORE IN CLASSE B



Se la tensione Vin è positiva, il circuito è un inseguitore di tensione uguale al primo circuito analizzato; viceversa M2 entrerà in conduzione per garantire passaggio di corrente negativa.

(⊠ → Terminale di uscita dell'amplificatore)

Analogamente la parte pMOS.



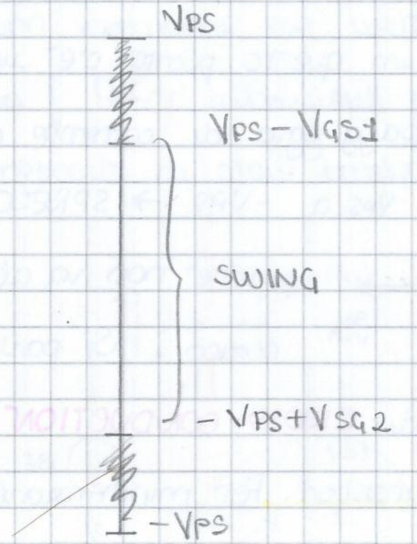
Utili quando le tensioni di alimentazione sono sufficientemente elevate. Lo swing di uscita e' pero' limitato:

$V_{THp} = V_{THn} = 1\ V$

$V_{O max} \simeq V_{AL} - (1 \div 1{,}5)\ V$

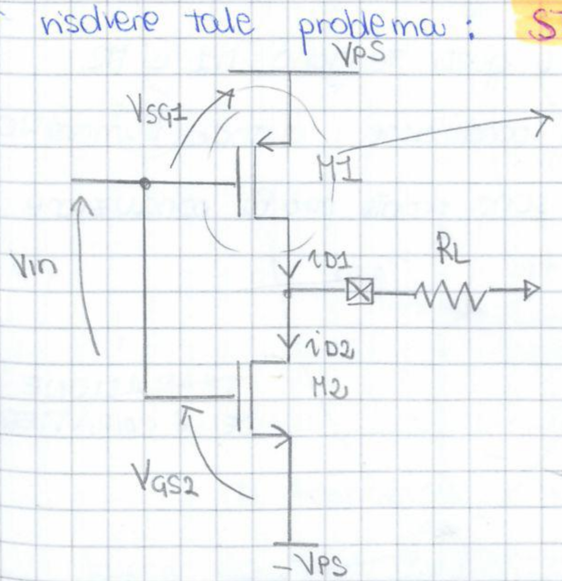
$V_{O min} \simeq -V_{AL} + (1 \div 1{,}5)\ V$

→ SWING DI USCITA LIMITATO DALLA TENSIONE DI SOGLIA E OVERDRIVE DI M1 E DI M2.



Tale stadio ha ovviamente senso solo se le tensioni di alimentazione sono abbastanza elevate $(5 \div 10)$ V. Dai 3 V in giu' non conviene usare tale configurazione.

Per risolvere tale problema: STADI FINALI A SOURCE COMUNE



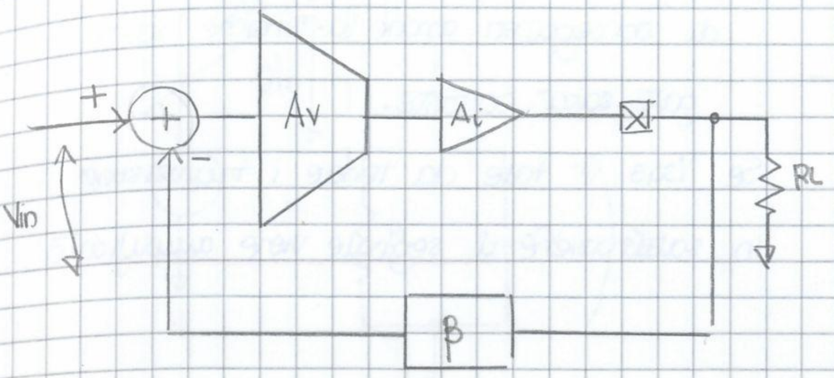
fisicamente piu' grande poiche' deve fornire corrente al carico (10000 / 100000 volte piu' grande)

Questa soluzione e' da preferire perche' portando qui la tensione di ingresso, la tensione di uscita puo' crescere fino a $V_{O_{MAX}} = V_{PS} - V_{OD1}$ (maggiore rispetto a prima)

Come è possibile notare, il problema di cross-conduzione viene ridotto.

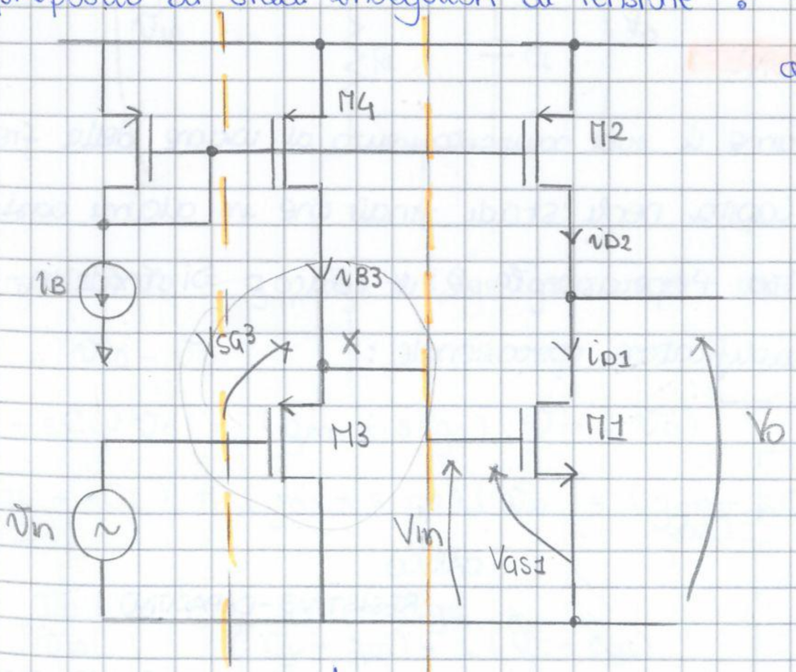
- Se $V_{in} + V_{B1} > (V_{PS} - V_{THp})$ → MOS spento M1
- Se $V_{in} - V_{B2} < -V_{PS} + V_{THn}$ → MOS spento M2

Se abbiamo ad esempio un circuito retroazionato:



È importante che circoli sempre corrente nei MOS (anche piccola) per avere variazioni della tensione di uscita. Se il finale fosse spento, l'anello sarebbe aperto: ad una sollecitazione dell'ingresso non corrisponde nessuna variazione sull'uscita. La retroazione deve essere sempre attiva! Perdo altrimenti il controllo del carico.

A proposito di stadi inseguitori di tensione: possono essere utilizzati anche come stadi di ingresso.



$V_X = V_{SG3} + V_{in}$

COSTANTE

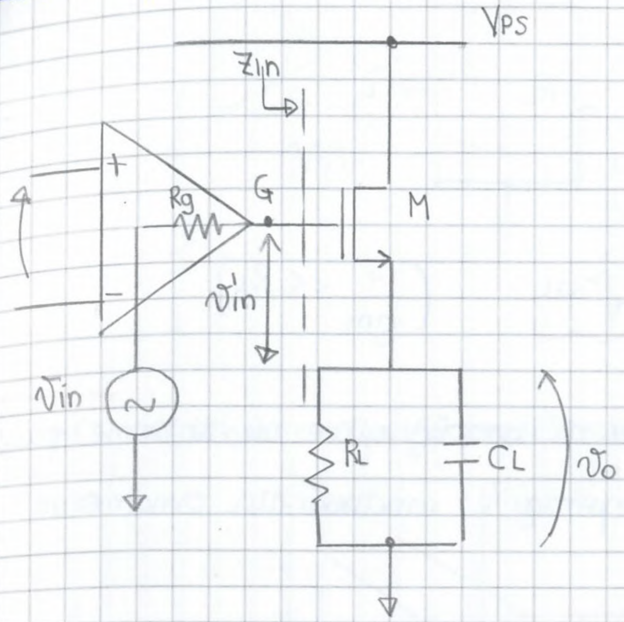
Tra lo stadio amplificatore e la sorgente si inserisce un inseguitore di tensione. Se V_{SG3} è a V_{GS1} in modo pari da avere una corrente i_{D2} uguale alla corrente erogata si ottengono M1 e M2 polarizzati in zona di saturazione.

INSEGUITORE DI TENSIONE

CD

Il transistore in questo caso lavora da level shifter

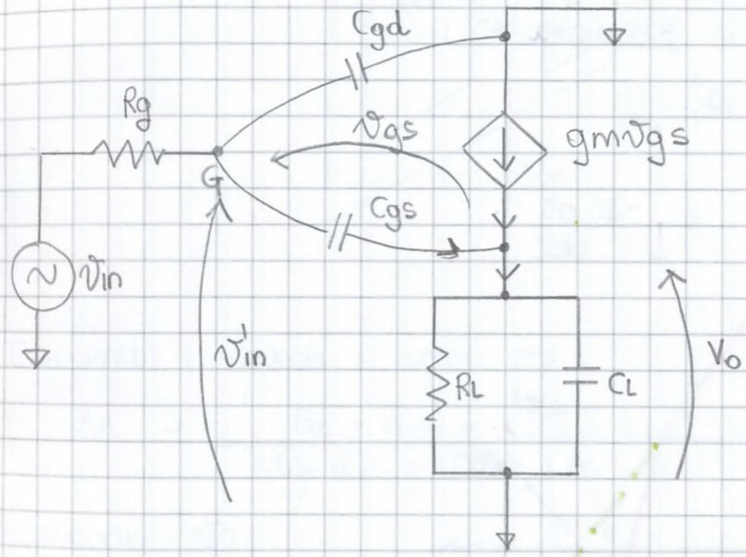
Studiamo quindi la risposta in frequenza del CD:



$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{v_o}{v'_{in}} \cdot \frac{v'_{in}}{v_{in}} = $$

$$= \frac{v_o}{v'_{in}} \cdot \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_g}$$

Equivalente di piccolo segnale:



Lo scopo e' valutare quindi $\frac{v_o}{v'_{in}}$.

$(G_L + sC_L)v_o = g_m v_{gs} + s\,C_{gs}v_{gs}$ ← corrente che fluisce nel carico

$v_{gs} = v'_{in} - v_o$

$(G_L + sC_L)v_o = (g_m + sC_{gs})(v'_{in} - v_o)$

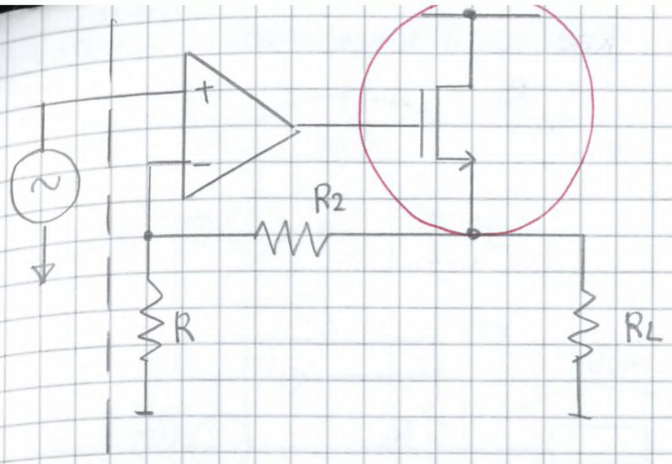
$[(G_L + sC_L) + (g_m + sC_{gs})]\,v_o = (g_m + sC_{gs})v'_{in}$

$$\frac{v_o}{v'_{in}} = \frac{g_m + sC_{gs}}{(G_L + g_m) + s\,(C_L + C_{gs})}$$

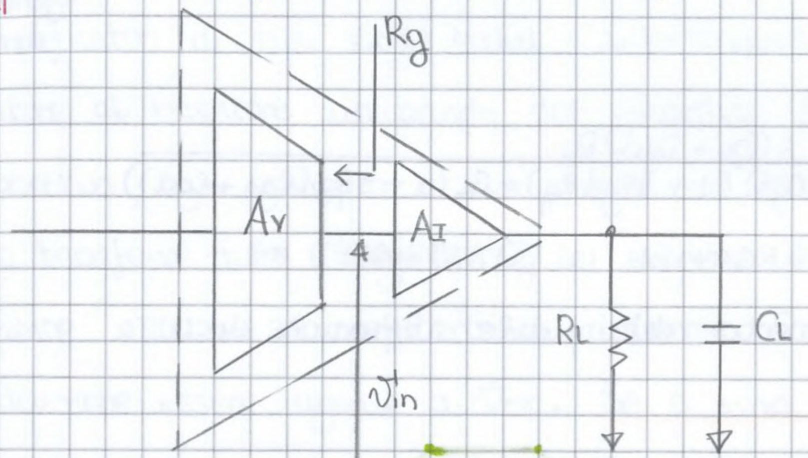
Questa fdt presenta uno zero e un polo: $\omega_z > \omega_p$

$$\omega_{z1} = \frac{g_m}{C_{gs}} \qquad \omega_{p1} = \frac{G_L + g_m}{C_L + C_{gs}}$$

Solitamente, volendo usare questo stadio come inseguitore, si ha che $g_m > G_L$.



• $\boxed{R_g >> 0}$ Dobbiamo quindi considerare il coeff. partitivo.



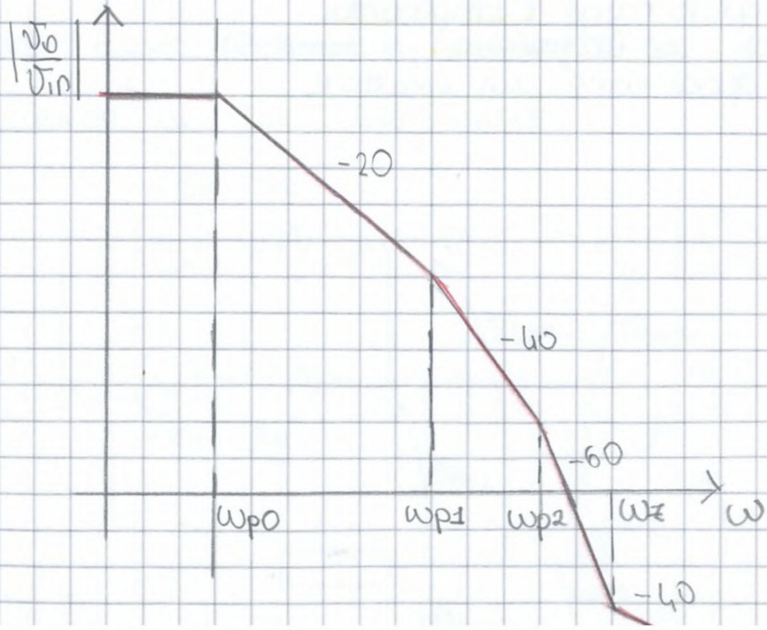
Eseguendo i calcoli si ricava che:

$$Z_{in} = \frac{G_L + g_m + s(C_L + C_{gs})}{sC_{gs}(G_L + sC_L) + (G_L + g_m + s(C_L + C_{gs}))sC_{gs}}$$ ← PIU' COMPLICATA

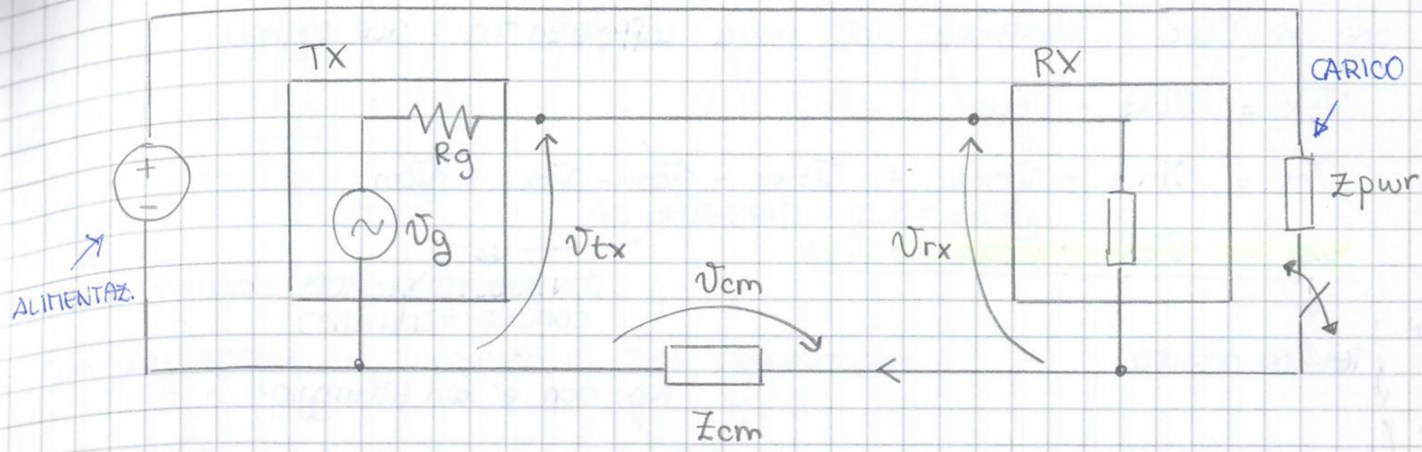
Rifare

Ricavando $\frac{v_o}{v_{in}}$:

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{g_m + sC_{gs}}{as^2 + bs + c}$$ → 2 poli e 1 zero



AMPLIFICATORI SE

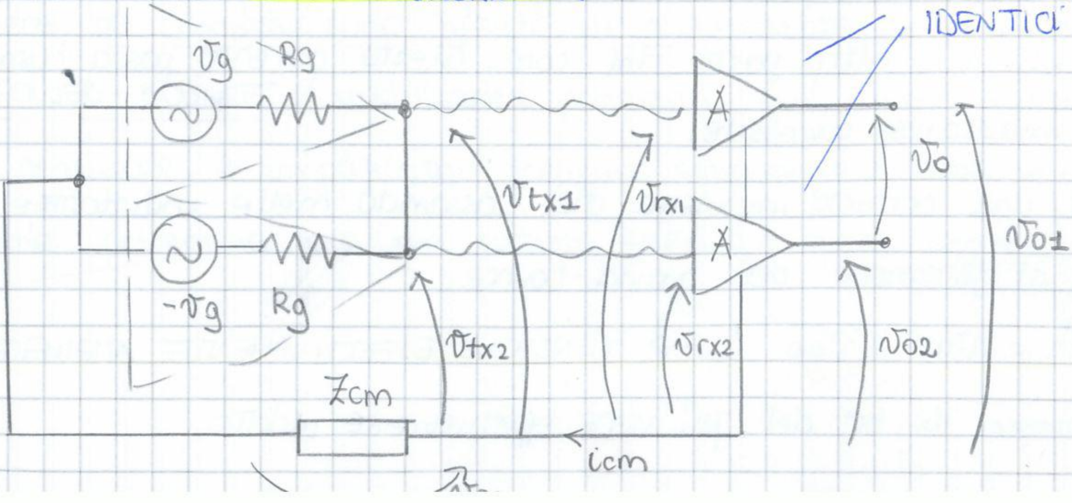


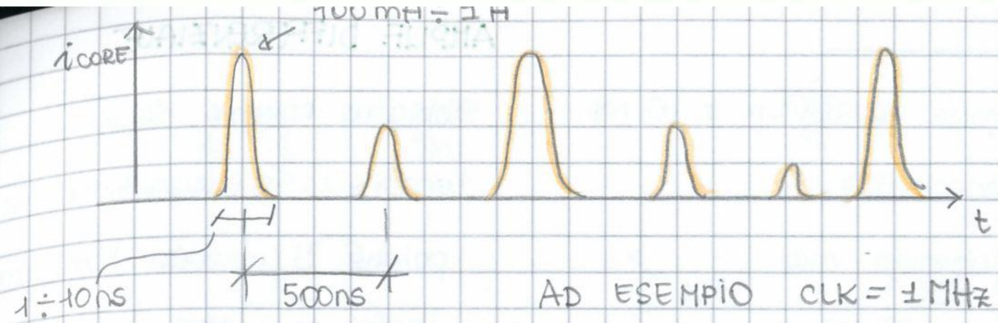
Negli amplificatori di tipo single-ended l'informazione viene portata dal trasmettitore al ricevitore utilizzando due conduttori. Si tratta di segnali tempo-continuo; un esempio è un sensore con Front-end di amplificazione. Volendo trasferire tutto il segnale V_g all'ingresso dell'amplificatore dobbiamo sicuramente utilizzare il coefficiente di partizione. Con partizione trascurabile V_{tx} dovrebbe essere uguale a V_{rx}. Se ci sono più amplificatori che condividono lo stesso percorso di ritorno, esiste l'impedenza di modo comune. In Zcm passa sia la corrente di funzionamento del primo sistema e anche del secondo.

$$V_{rx} = V_{tx} - V_{cm}$$

Il ricevitore non riesce a distinguere il segnale voluto da quello non voluto. Quindi, il segnale in uscita dall'amplificatore di condizionamento è corrotto dai disturbi (generati dagli altri circuiti di sistema). Per eliminare questo disturbo si preferisce la configurazione a 3 fili, oppure comunicazione di TIPO DIFFERENZIALE:

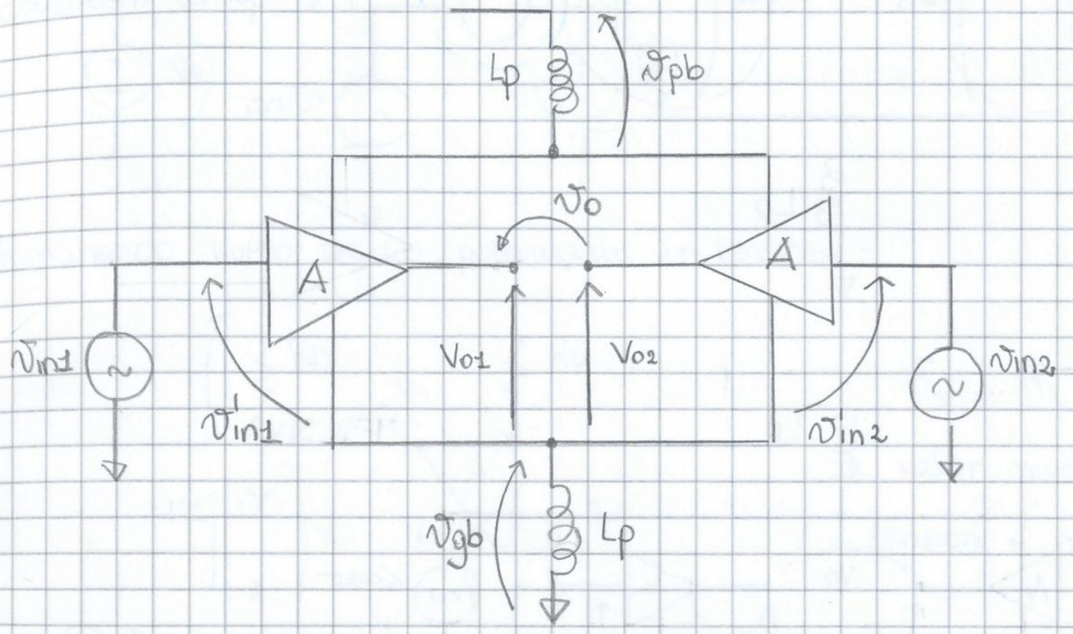
2 sorgenti uguali e sfasate di 180°:





Come risolvere il problema?

Con un sistema di ingresso di tipo differenziale:



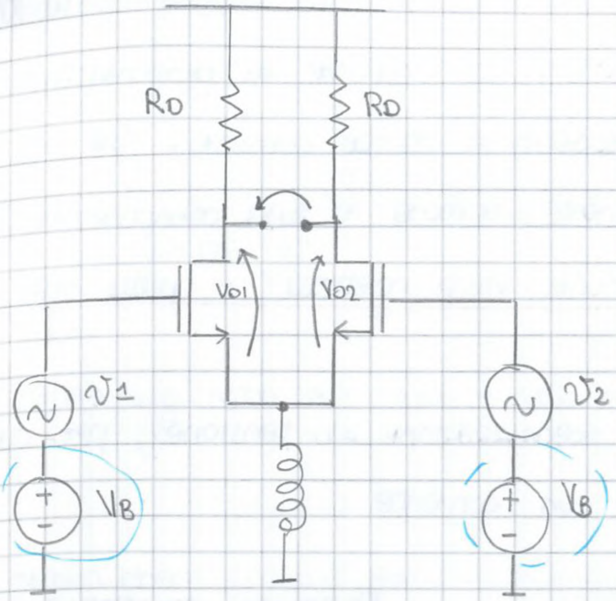
v_{in1} e v_{in2} saranno entrambi corrotti dai disturbi, ma la loro differenza non lo sarà. Definiamo la tensione di ingresso differenziale e di modo cmn:

$$\left.\begin{aligned} v_{i,d} &\triangleq v'_{in1} - v'_{in2} \\ v_{i,cm} &\triangleq \frac{v'_{in1} + v'_{in2}}{2} \end{aligned}\right\} \qquad \left.\begin{aligned} v_{o,d} &\triangleq v_{o1} - v_{o2} \\ v_{o,cm} &\triangleq \frac{v_{o1} + v_{o2}}{2} \end{aligned}\right\}$$

Se il circuito ha gli ingressi riferiti a massa, si ha il problema del GROUND-BOUNCE; cioè dei rimbalzi dell'alimentazione;

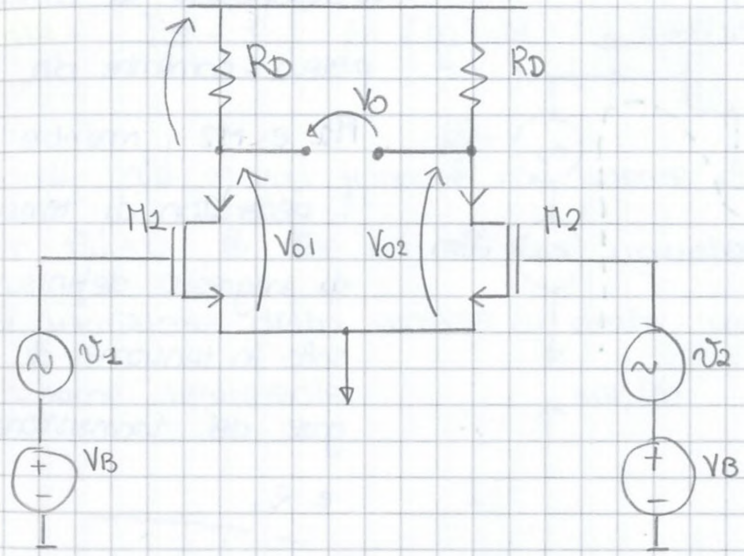
se invece, gli ingressi sono riferiti all'alimentazione si ha il problema del POWER-BOUNCE (induttanza parassita sull'alimentazione).

Per realizzare 2 amplificatori facciamo riferimento a quelli di source comune potremmo fare un circuito fatto in questo modo →



Volendo eliminare il problema di polarizzare i transistor con un generatore di tensione costante, si pensa di polarizzarli in corrente.

Rimanendo sullo stadio polarizzato in tensione:



$\bar{v}_1 = \bar{v}_2 = 0$

Il valor medio delle tensioni è nullo

$$\begin{cases} v_{o1} = V_{DD} - R_{D1} i_{D1} \\ v_{o2} = V_{DD} - R_{D2} i_{D2} \end{cases}$$

$$v_o = v_{o1} - v_{o2}$$

$$\begin{cases} i_{D1} = i_{DQ} + g_{m1} v_1 \\ i_{D2} = i_{DQ} + g_{m2} v_2 \end{cases}$$

i_{DQ} → componente costante

$g_m v$ → componente variabile nel tempo

Con $R_{D1} = R_{D2} = R_D$

se $M1 = M2$

$g_{m1} = g_{m2} = g_m$

$$v_o = -R_D(i_{D1} - i_{D2}) = \overbrace{-R_D g_m}^{A_v}(v_1 - v_2)$$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 79 di 428

$$v_{OD} = \left(\frac{2 i_D}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)} \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$\begin{cases} v_d = \left(\frac{2}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)} \right)^{\frac{1}{2}} \left[\sqrt{i_{D1}} - \sqrt{i_{D2}} \right] \\ \text{EQUAZIONE NODO A: } i_{D1} + i_{D2} = I_{SS} \end{cases}$$

→ Dal sistema ricavo i_{D1} e i_{D2} in funzione della tensione di ingresso di modo differenziale.

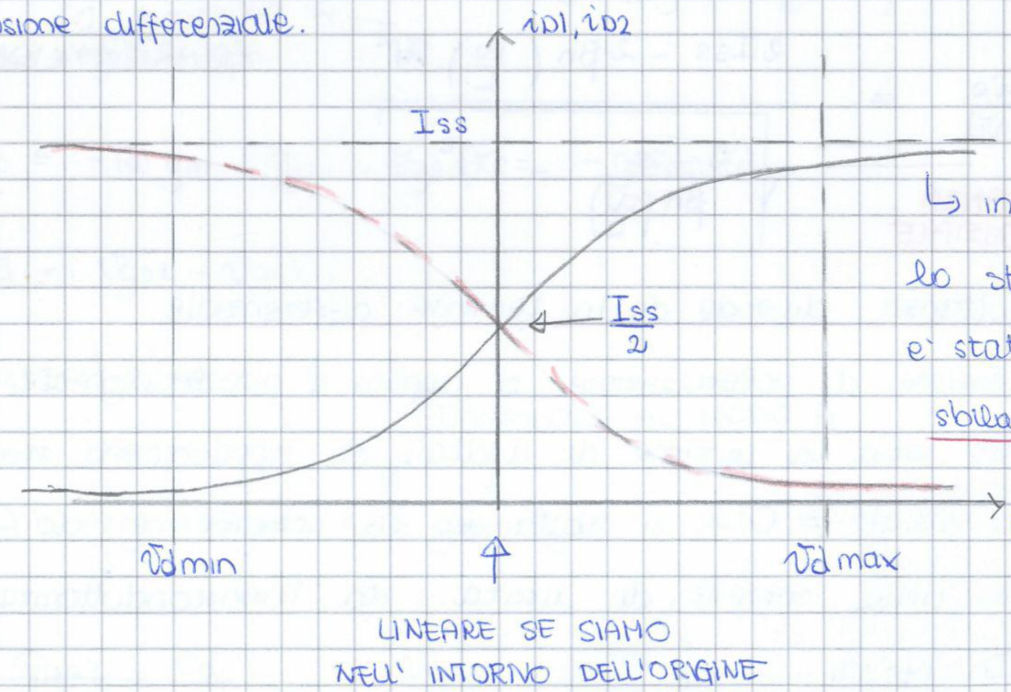
Si ricava che:

- $$i_{D1} = \frac{I_{SS}}{2} + \frac{1}{2} \left[\overbrace{\frac{\mu_n C_{ox}}{2}}^{\beta_n} \left(\frac{W}{L}\right) v_d \left(\frac{2 I_{SS}}{\beta_n \left(\frac{W}{L}\right)} - v_d^2 \right)^{\frac{1}{2}} \right]$$
- $$i_{D2} = \frac{I_{SS}}{2} - \frac{1}{2} \left[\beta_n \left(\frac{W}{L}\right) v_d \left(\frac{2 I_{SS}}{\beta_n \left(\frac{W}{L}\right)} - v_d^2 \right)^{\frac{1}{2}} \right]$$

Quindi v_d e' una funzione non lineare di i_{D1} e i_{D2}.

Per $v_d = 0$, le due correnti sono uguali → circuito simmetrico!

A variazione della corrente di drain corrisponde una variazione della tensione differenziale.



↳ in questo punto lo stadio differenziale e' stato completamente sbilanciato.

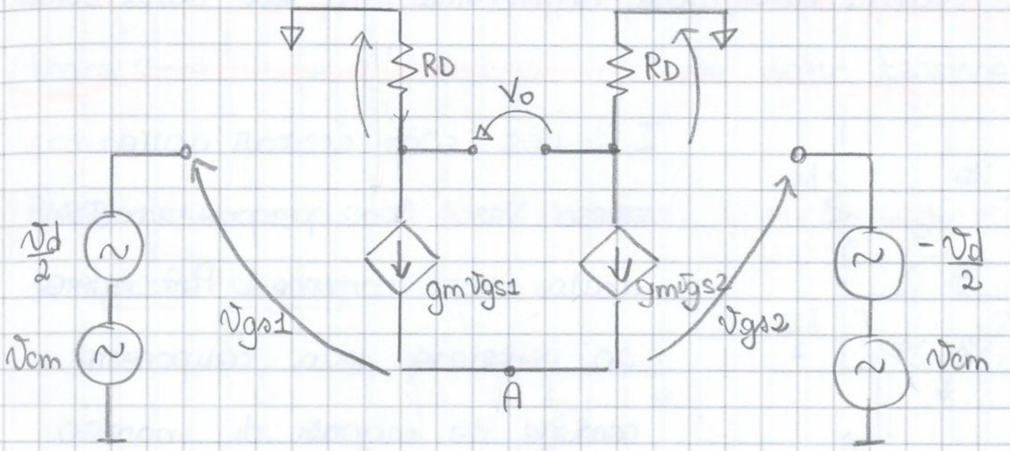
Applicando quindi una tensione differenziale si ha uno sbilanciamento delle correnti. La relazione e' lineare nell' intorno dell' origine

Abbiamo trovato che $G_m(v_D = 0) = g_m$, che è la transconduttanza del singolo transistore. Quindi, con le ipotesi elencate:

$\frac{v_o}{v_d} = -g_m R_D$ (con $v_D = 0$, è pari al guadagno del Source Comune.)

($v_d = 0$ se applico una tensione di polarizzazione uguale ad entrambi gli ingressi).

In alternativa, per calcolare il guadagno dello stadio differenziale con tensione di polarizzazione $= 0$ ($v_d = 0$) si passa al piccolo segnale:



$v_o = -R_D i_{d1} + R_D i_{d2} = -R_D(g_{m1} v_{gs1} - g_{m2} v_{gs2})$

$g_{m1} = g_{m2} = g_m$

$v_o = -R_D g_m (v_{gs1} - v_{gs2}) = -g_m R_D v_d$

$(v_d = v_{gs1} - v_{gs2})$

OSSERVAZIONE:

dato che:

EQUAZIONE AL NODO A

A: $g_{m1} v_{gs1} = -g_{m2} v_{gs2} \Rightarrow \boxed{v_{gs1} = -v_{gs2}}$

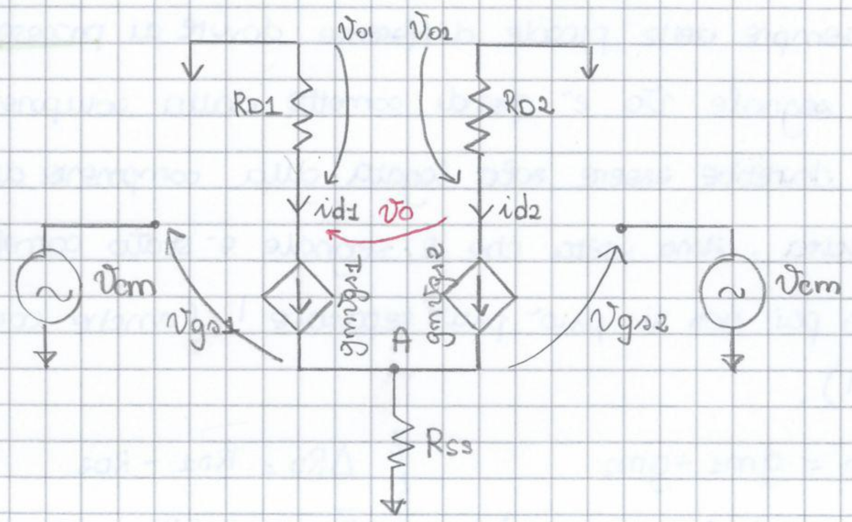
$v_{gs1} = \frac{v_d}{2}$ $\quad v_{gs2} = -\frac{v_d}{2}$

Questo vuol dire che il nodo A si trova a potenziale v_{cm}. In assenza del modo comune questo nodo non è soggetto ad alcuna fluttuazione di tensione.

Le tensioni v_O, v_{O1} e v_{O2} non dipendono quindi dalla tensione di modo comune. E allora dov'è il problema? Nella realtà però chi è che porta il modo comune dall'ingresso all'uscita? Il generatore I_{SS} non è ideale! Bisogna aggiungere R_{SS}: le fluttuazioni della tensione di gate vengono riportate al source e quindi si modula la tensione di comando del transistore e anche la corrente di drain; e se tale corrente è modulata in uscita si osserverà una fluttuazione della tensione di uscita.

RISULTATO: la presenza del resistore permette alle correnti di drain del transistore 1 e 2 risultino modulate dalla tensione di ingresso di modo comune.

Ricaviamo quindi LE AMPLIFICAZIONI DI MODO COMUNE con l'equivalente di piccolo segnale:



$$i_{d1} = g_{m1} v_{gs1}$$
$$= g_{m1}(v_{cm} - v_a)$$

$$i_{d2} = g_{m2} v_{gs2}$$
$$= g_{m2}(v_{cm} - v_a)$$

$$v_a = R_{SS}(i_{d1} + i_{d2})$$

$$v_a = \frac{R_{SS}(g_{m1}+g_{m2})}{1 + R_{SS}(g_{m1}+g_{m2})} \cdot v_{cm}$$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 85 di 428

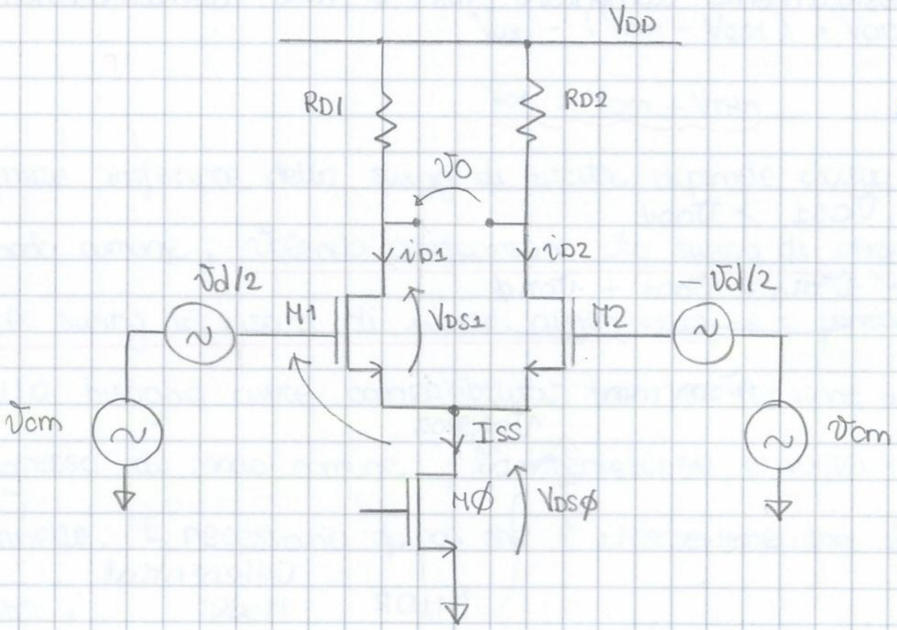
Per questo motivo si definisce:

$$\boxed{CMRR = \left|\frac{A_d}{A_{cm}}\right|} = \underbrace{\frac{1 + 2R_{SS}\bar{g}_m}{\bar{g}_m \Delta R_D + \bar{R}_D \Delta g_m}}_{\frac{1}{A_{cm}}} \cdot \bar{g}_m \bar{R}_D$$

$$= (1 + 2R_{SS}\bar{g}_m) \cdot \frac{1}{\frac{\Delta R_D}{R_D} + \frac{\Delta g_m}{g_m}}$$

Il CMRR ha a che fare con la tolleranza di fabbricazione delle resistenze e dei transconduttori. Per aumentare il CMRR si può aumentare R_{SS}: ma R_{SS} è la resistenza dell'equivalente circuitale dell'assorbitore di corrente $M\emptyset$ (r_o).

r_o può essere aumentata allungando il transistore, ovvero modificando la lunghezza del canale. → TRANSISTOR PIU' LUNGO



Ad, Acm

Le condizioni sono vere a patto che i transistor siano in saturazione.

Dobbiamo ricavare l'intervallo delle tensioni di ingresso di modo comune:

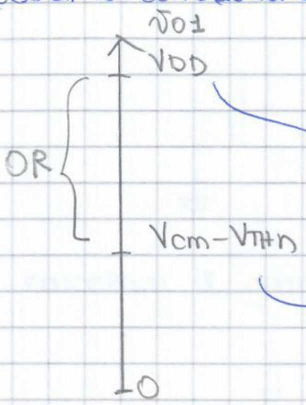
DINAMICA DI INGRESSO DI MODO COMUNE (CMIR)

$$v_{cm,min} < v_{cm} < v_{cm,max}$$

Per ricavare il limite superiore e inferiore dobbiamo fare in modo che tutti i transistori si trovino polarizzati in regione di saturazione.

Ad esempio: M1 è saturo quando $V_{DS1} \geq V_{OD1}$

Ad una riduzione della tensione di gate corrisponde una diminuzione dell'uscita.
Essendo un amplificatore, il segnale in uscita sarà più grande del segnale applicato all'ingresso; quindi una piccola variazione all'ingresso dà luogo ad una grande variazione dell'uscita. Si può agevolmente calcolare poiché la massima tensione è quella di alimentazione. Per il valore minimo dobbiamo considerare lo stadio di conduzione dei transistor



$$V_{o1,min} < V_{o1} < V_{o1,max}$$

in questo caso abbiamo il completo sbilanciamento, con uno dei 2 transistor prossimo all'interdizione

PER IL MINIMO:

$$V_{DS1} > V_{OD1}$$

$$V_{o1} - (V_{cm} - V_{GS1}) > V_{OD1}$$

$$V_{o1} > V_{cm} - V_{THn}$$

Il limite inferiore dello swing di uscita dipende dalla tensione di ingresso di modo comune. Volendo confrontare lo swing di ingresso di modo comune con lo swing di uscita di modo differenziale; se si pensa di inserirlo in un anello bisogna avere compatibilità tra tra tensione di uscita e tensione di ingresso di modo comune; (se) l'intersezione è vuota non si può chiudere l'anello. È necessario quindi che l'intersezione tra i 2 segnali non sia vuota.

ESEMPIO NUMERICO (circuito di riferimento quello appena visto)

$\beta_n = 50\,\frac{\mu A}{V^2}$ $\quad I_{SS} = 100\,\mu A$

$R_D = 20\,k\Omega$ $\quad V_{DD} = 3{,}3\,V$

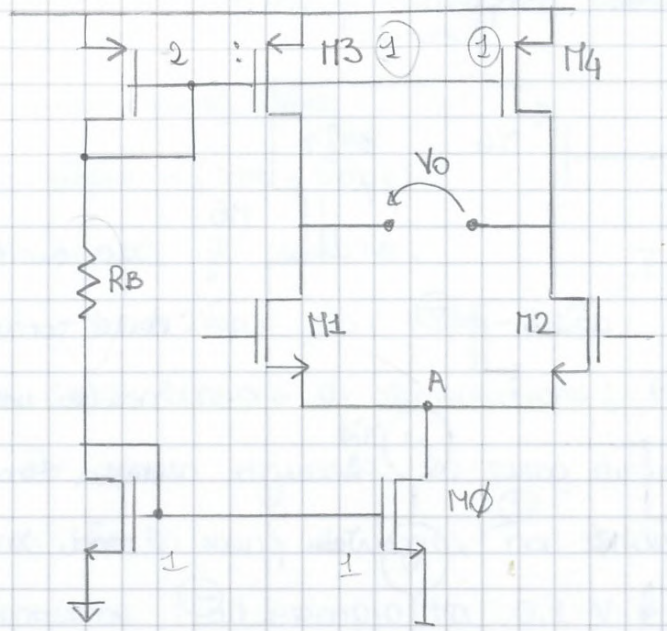
$\left(\frac{W}{L}\right)_{1,2} = \frac{100}{1}$ $\quad V_{TH,n} = 500\,mV$

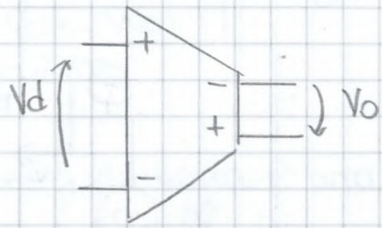
$$1{,}047 < V_{cm} < 2{,}8\,V$$

$$\left.\begin{matrix} 2{,}3V \\ 0{,}54V \end{matrix}\right\} < V_{o1} < 3.3\,V$$

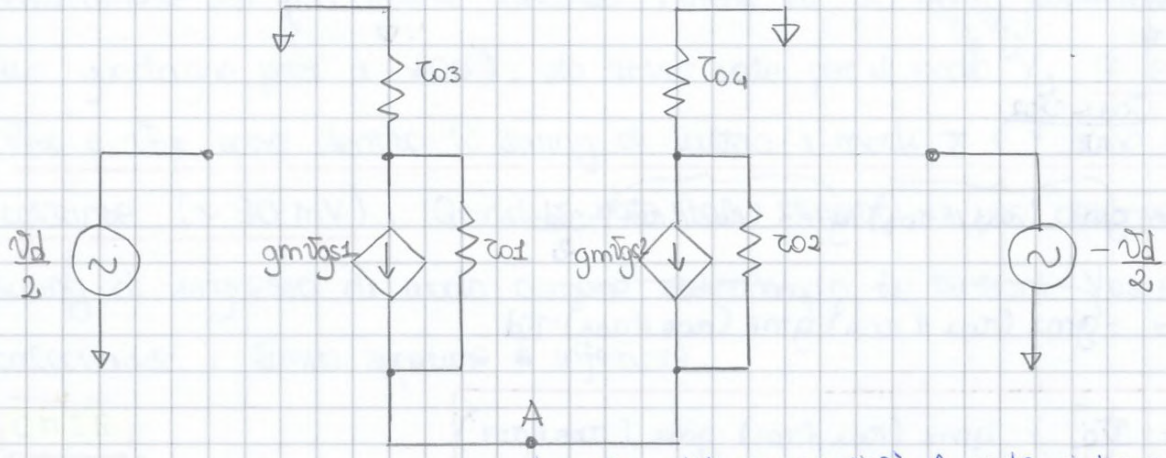
Il limite inferiore dipende dalla tensione di ingresso di modo comune.

FULLY DIFFERENTIAL





Per calcolare il guadagno passiamo per l'equivalente di piccolo segnale:



↳ non c'è ro perchè il nodo si trova a potenziale zero e corrente non ne passa ($V_{cm} = 0$)

$v_{o1} = (-r_{o3} // r_{o1})\, g_{m1}\, v_{gs1}$

$v_{o1} = -g_{m1}\,(r_{o1} // r_{o3})\,\frac{v_d}{2}$

$v_{o2} = +g_{m2}\,(r_{o2} // r_{o4})\,\frac{v_d}{2}$

Hp: $\begin{cases} g_{m1} = g_{m2} = g_m \\ r_{o1} = r_{o2} \\ r_{o3} = r_{o4} \end{cases}$

$v_o = v_{o1} - v_{o2} = -g_m\,(r_{o1} // r_{o3})\, v_d$

$|A_d| = g_m\,(r_{o1} // r_{o3})$ GUADAGNO DI MODO DIFFERENZIALE

Per aumentare il guadagno:

1) • Più stadi in cascata

2) • Amplificatori cascode (cioè mettere in cascata transconduttori e transresistori).

$v_{O,min} < v_O < v_{O,max}$

- $v_{O,max} = (V_{DD} - V_{OD5}) - V_{OD8}$
- $v_{O,min} = v_{OD7} - (V_{DD} - v_{OD6})$

Assumendo uguali gli overdrive:

$V_{DD} - V_{OD5} - V_{OD8} = V_{DD} - 2V_{OD}$

$$-V_{DD} + 2V_{OD} < v_O < +V_{DD} - 2V_{OD}$$

maggiore della tensione di alimentazione! (lo swing di uscita è circa il doppio). Per quanto riguarda lo swing di ingresso di modo comune, consideriamo che lo swing di uscita (1) non si discosta molto dalla tensione di alimentazione (ad esempio tra 0.1 V e 3.2 V); dividendo tale swing per il guadagno ottengo lo swing di ingresso; il nodo X è praticamente ad una tensione costante (meno di 30 mV; considerando un guadagno pari a 100). Lo stesso vale per il nodo Y. Se le tensioni V_{O1} e V_{O2} sono dentro lo swing di uscita i nodi X e Y sono a tensione costante ($\sim$ 30 mV). Quindi, note tali tensioni si può descrivere lo swing di ingresso di modo comune calcolando le tensioni V_{DS} e poi calcolando i limiti superiore e inferiore.

CMIR

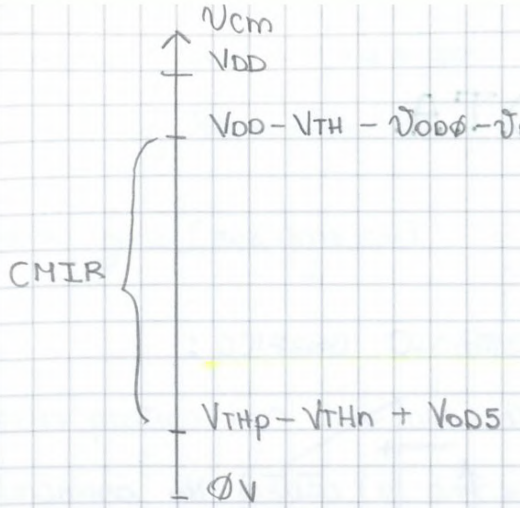
$$v_{CM,min} < v_{CM} < v_{CM,max}$$

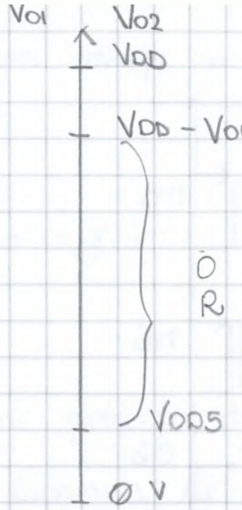
passaggio saturazione-triodo del transistore M0

$v_{CM,min} = V_{THN} + v_{OD1} + v_{OD0}$

passaggio saturazione-triodo dei transistori M1 e M2 (perché quando aumentiamo la tensione di ingresso aumenta V_{DS1} e V_{DS2})

I nodi X e Y sono a potenziale costante perché se tutti i transistori del circuito sono polarizzati in regione di saturazione questo vuol dire che le uscite 1 e 2 sono dentro lo swing (dinamica di uscita di modo differenziale). Abbiamo trovato che le variazioni al nodo X e al nodo Y dovute ad un'eccitazione di modo differenzi-

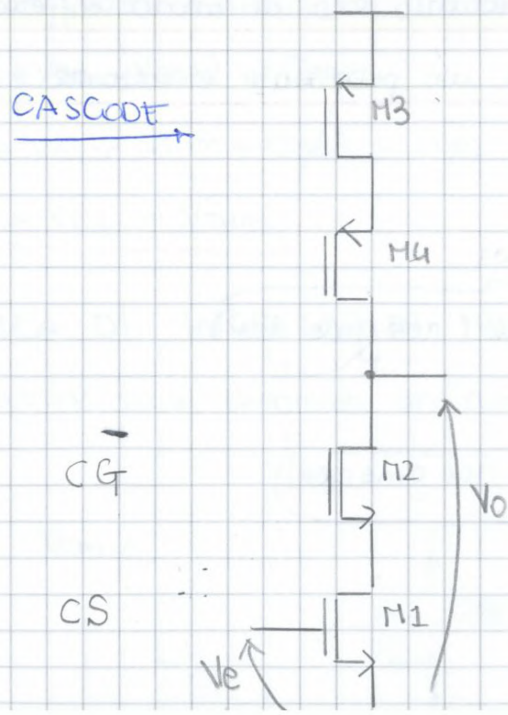




Questo stadio differenziale si presta bene per ottenere la compatibilità a massa degli ingressi (il precedente invece compatibilità all'alimentazione). Combinando opportunamente questi due circuiti si può ottenere un amplificatore di tipo rail-to-rail.

---

2) Facciamo riferimento a strutture di amplificatori realizzati da strutture elementari; ad esempio abbiamo visto il 1° stadio amplif. differenziale e il 2° stadio a source comune. Adesso vediamo alcune soluzioni alternative che fanno riferimento alla struttura cascode. Per realizzare un amplificatore TRANSCONDUTTORE DIFFERENZIALE O.T.A. Vediamo quindi come realizzarlo facendo riferimento allo stadio cascode (e non C.S):



GUADAGNO

$$A_v = -g_{m1}[(r_{o2}\,g_{m2}\,r_{o1})//(r_{o4}\,g_{m4}\,r_{o5})]$$

Assumendo $\begin{cases} g_{m1} = g_{m2} = g_m \\ R_{o1} = R_{o2} = R_o \end{cases}$

$$A_d = \frac{g_{m1}\,(r_{o3}\,g_{m3}\,r_{o1})}{2} \underset{R_A = R_B}{=} \frac{1}{2}\, g_{m1} r_{o1}\, g_{m3} r_{o3}$$ → anche qui il guadagno è il quadrato

Nella pratica non viene utilizzato perchè presenta dei problemi legati alla dinamica di uscita (e anche alla dinamica di ingresso di modo comune):

DINAMICA DI USCITA

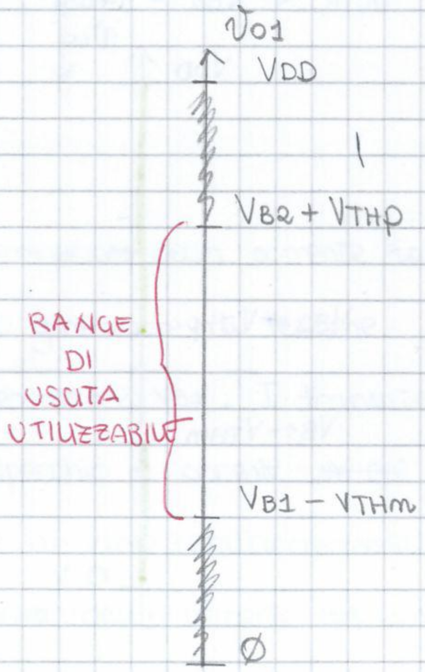
Dobbiamo valutare il limite superiore e inferiore del nodo 1.

Per valutare il limite superiore dobbiamo guardare il transistore M5 perchè man mano che aumenta la tensione al nodo 1 si va riducendo V_{SD5} e il MOS passa dalla saturazione al triodo.

$V_{SD5} > V_{OD5}$ — Tensione di drain

$V_{B2} + V_{SG5} - V_{o1} > V_{OD5}$

$V_{o1} < V_{B2} + V_{THp}$



Per quanto riguarda il limite inferiore:

la tensione per cui il transistore 3 passa dalla saturazione al triodo è:

$V_{DS3} > V_{OD3}$

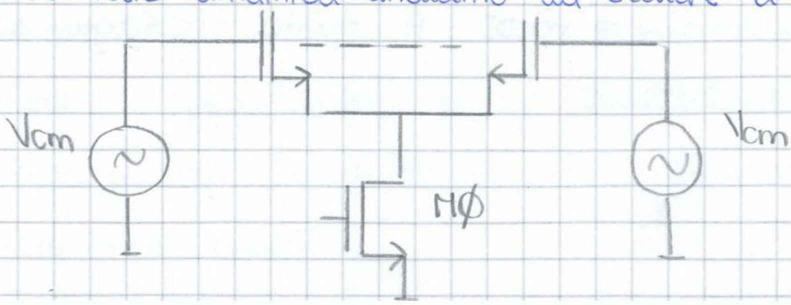
$V_{o1} - (V_{B1} - V_{GS3}) > V_{OD3}$

$V_{o1} - V_{B1} + V_{THn} + \cancel{V_{OD3}} > \cancel{V_{OD3}}$

$V_{o1} > V_{B1} - V_{THn}$

DINAMICA DI INGRESSO DI MODO COMUNE

Per valutare tale dinamica andiamo ad eccitare il circuito:



© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 97 di 428