



Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino

Appunti universitari

Tesi di laurea

Cartoleria e cancelleria

Stampa file e fotocopie

Print on demand

Rilegature

NUMERO: 1915A -

ANNO: 2016

A P P U N T I

STUDENTE: Navaretti Silvio

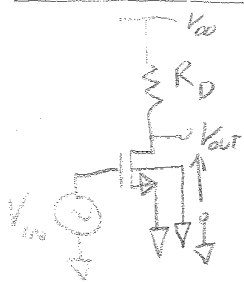
MATERIA: Elettronica analogica e di potenza - Prof. Fiori

Il presente lavoro nasce dall'impegno dell'autore ed è distribuito in accordo con il Centro Appunti.

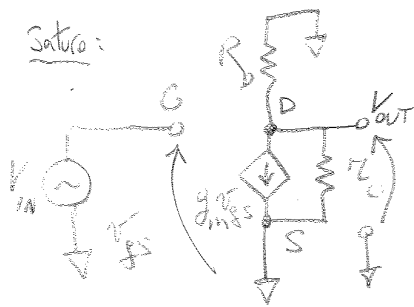
Tutti i diritti sono riservati. È vietata qualsiasi riproduzione, copia totale o parziale, dei contenuti inseriti nel presente volume, ivi inclusa la memorizzazione, rielaborazione, diffusione o distribuzione dei contenuti stessi mediante qualunque supporto magnetico o cartaceo, piattaforma tecnologica o rete telematica, senza previa autorizzazione scritta dell'autore.

**ATTENZIONE: QUESTI APPUNTI SONO FATTI DA STUDENTIE NON SONO STATI VISIONATI DAL DOCENTE.
IL NOME DEL PROFESSORE, SERVE SOLO PER IDENTIFICARE IL CORSO.**

SOURCE COMUNE



Saturo:



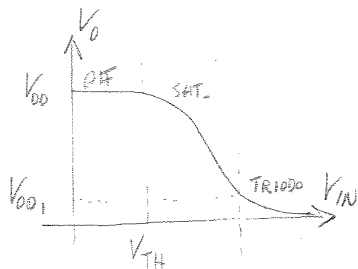
$$V_{GS} = V_{IN}$$

I

$$V_{OUT} = -g_m V_{IN} (r_o // R_D)$$

$$A_V = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -g_m (r_o // R_D) \approx -g_m R_D$$

Se $R_D \ll r_o$, $A_V \approx -g_m R_D$



In saturazione,

$$i_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{OD}^2, \quad V_{OD} = (V_{GS} - V_{TH})$$

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{OD}$$

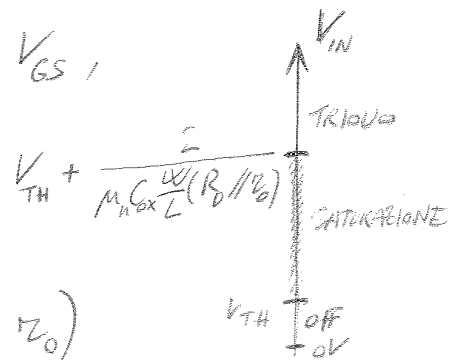
SWING: in saturazione da $V_{IN_{min}} = V_{TH}$ (accensione) a

$$V_{OUT} = V_{OD} \quad \text{allora} \quad i_D(R_D // r_o) = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{OD}^2 (R_D // r_o) = V_{OD}^2$$

$$V_{GS} - V_{TH} = \frac{2}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (R_D // r_o)} \quad \text{con} \quad V_{IN} = V_{GS}$$

$$V_{IN_{max}} = V_{TH} + \frac{2}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (R_D // r_o)}$$

Aumentare R_D fa alzare lo swing (R_D domina su r_o)

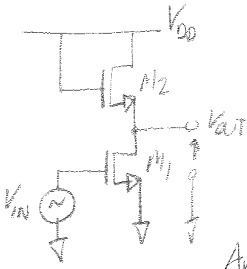


SOURCE COMUNE CON CARICO ATTIVO (MOS A DIODO)

II

SWING senza body

Per $V_{IN} < V_{TH1}$, $V_{OUT} = V_{DD} - V_{TH2}$



Per $V_{IN} > V_{TH1}$, $V_{OUT} = V_{DD} - V_{TH2} - g_{m1}/g_{m2}$

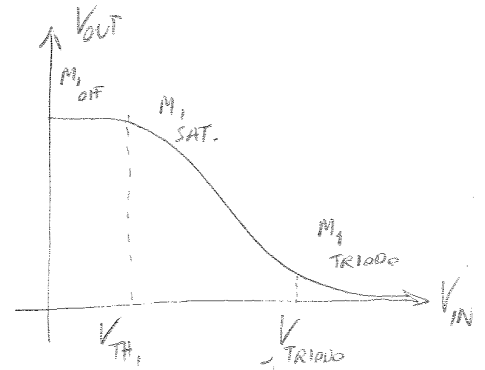
$$V_{OUT} = V_{DD} - V_{TH2} - V_{IN} \sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}}$$

Aumentando V_{IN} , M_1 avvicina in triode per

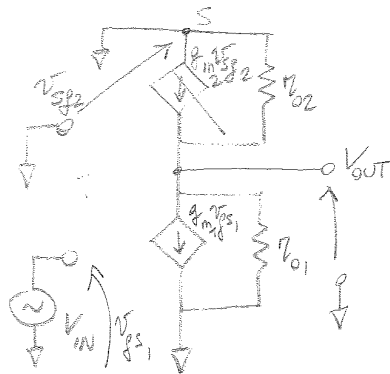
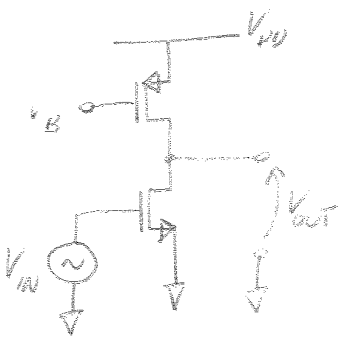
$$V_{OUT} = V_{DS1} < V_{DD1} \quad V_{DD} - V_{TH2} - V_{IN} \sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}} < V_{IN} - V_{TH1}$$

$$V_{IN} \left(1 + \sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}} \right) > V_{DD} - V_{TH1} - V_{TH2}$$

$$V_{IN} > \frac{V_{DD} - V_{TH1} - V_{TH2}}{1 + \sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}}} = V_{TRIODO}$$



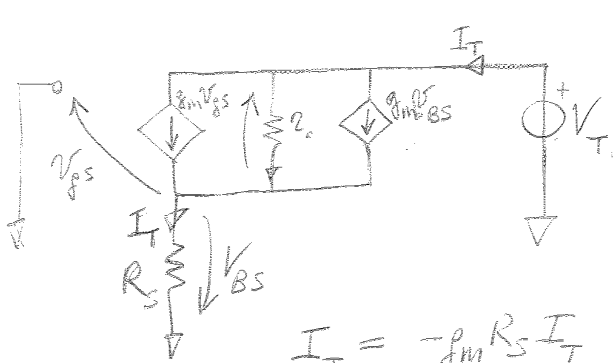
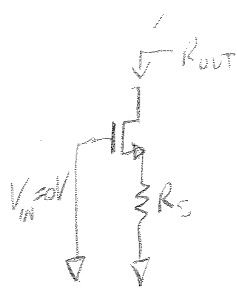
SOURCE COMUNE CARICATO CON UN "SOURCE COMUNE" ("gen. di corrente")



$$A_V = -g_{m1} (r_{o1} // r_{o2})$$

$V_{DS2 \text{ minima}} = V_{GS2} - V_{TH2}$ può essere ridotto aumentando W_2

DEGENERAZIONE IN SOURCE, AMPLIFICAZIONE K_{VT} (6/3/15) (2)



$$I_T = g_m V_{gs} + g_{mb} V_{BS} + \frac{V_T - I_T R_S}{r_o} \quad \text{III}$$

$$V_{BS} = V_{gs}$$

$$V_{gs} = -I_T R_S$$

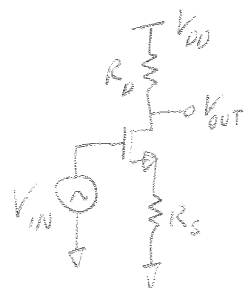
$$I_T = -g_m R_S I_T - g_{mb} R_S I_T + \frac{V_T - I_T R_S}{r_o}$$

$$I_T (r_o + r_o g_m R_S + r_o g_{mb} R_S + R_S) = V_T$$

$$Z_{out} = \frac{V_T}{I_T} = r_o [1 + R_S (g_m + g_{mb})] + R_S \quad \text{dominava } r_o R_S (g_m + g_{mb})$$

La cosa interessante è che $A_v = -G_m (R_D // Z_{out})$

$$G_m = \frac{g_m r_o}{R_S + r_o [1 + R_S (g_m + g_{mb})]}$$



Per circuiti lineari:

$$Z_{out} = r_o [1 + R_S (g_m + g_{mb})]$$

$$A_v = -G_m (R_{carica} // R_{out})$$

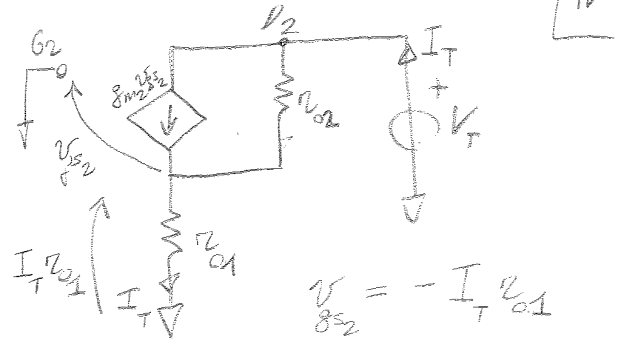
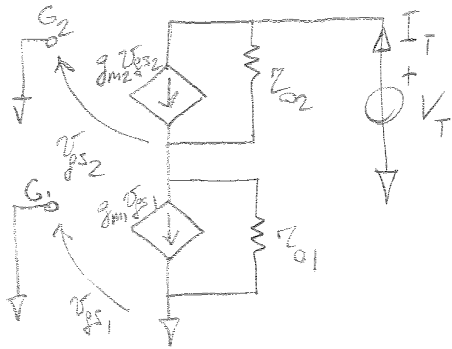
Trovata con l'output in corto,

Trovata per $V_{in} = 0$

$$G_m = \frac{I_{corto}}{V_{in}}$$

CASCODE

La R_{out} ?



(Qui M2 senza effetto body)
Risulta al D_2 , come nel common source degenerato

$$v_{gs2} = -I_T z_{o1}$$

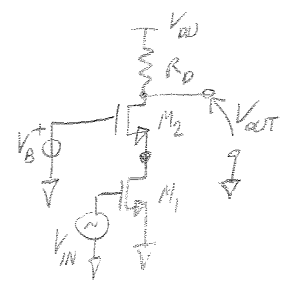
$$V_2 = V_T - I_T z_{o1}$$

$$I_T = g_{m2} v_{gs2} + \frac{V_T - I_T z_{o1}}{z_{o2}}, \quad z_{o2} I_T = -z_{o2} g_{m1} z_{o1} I_T + V_T - I_T z_{o1}$$

$$I_T (z_{o2} + z_{o2} g_{m1} z_{o1} + z_{o1}) = V_T \quad Z_{out} = z_{o1} + z_{o2} + z_{o1} z_{o2} g_{m1}$$

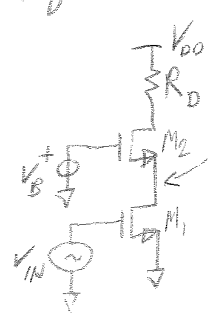
Predomina $z_{o1} z_{o2} g_{m1}$

Il CASCODE GUADAGNA $A_V = -G_m (Z_{out} // R_D)$

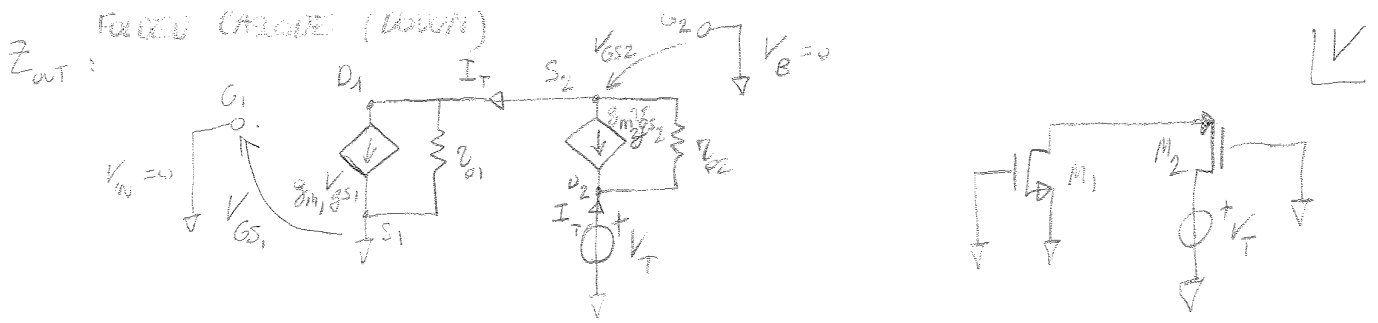


$$A_V = -g_{m1} \left[R_D // (z_{o1} + z_{o2} + z_{o1} z_{o2} g_{m1}) \right] \approx -g_{m1} R_D \quad \text{se, come}$$

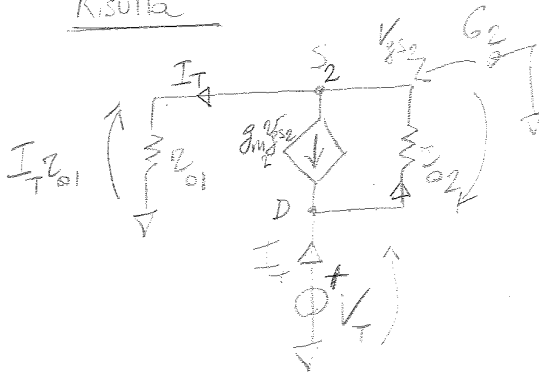
spesso accade, R_D domina il parallelo. Sembra inutile! Ma...



è a bassa impedenza ($\approx \frac{1}{g_{m2}} // z_{o1}$)
cioè a $\approx \frac{1}{g_{m2}}$ FONDAMENTALE!



Risultato



$$V_{GS2} = I_T z_{o1}$$

Nodo S_2 :

$$-I_T - g_{m2} V_{GS2} + \frac{V_T - I_T z_{o1}}{z_{o2}} = 0$$

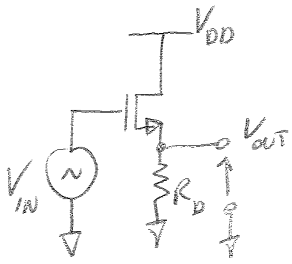
$$I_T (-z_{o2} - z_{o1} z_{o2} g_{m2} - z_{o1}) + V_T = 0$$

$$Z_{out} = \frac{V_T}{I_T} = z_{o1} + z_{o2} + z_{o1} z_{o2} g_{m2}$$

domina $z_{o1} z_{o2} g_{m2}$

SWING DEL DRAIN COMUNE

V_I



Per $V_{IN} < V_{TH}$, spento, $V_{OUT} = 0V$

$V_{IN} > V_{TH}$: $V_{OUT} = V_{IN} - V_{GS}$

Cos'è V_{GS} ? $V_{DD} = V_{GS} - V_{TH}$, $\rightarrow V_{OUT} = V_{IN} - V_{IN} - V_{DD}$

Cos'è V_{DD} ?

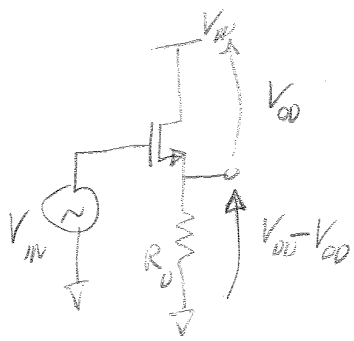
$i_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{GS}^2$ (SAT.) $V_{DD} = \sqrt{\frac{2i_D}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}}}$

Risulta

$V_{OUT} = V_{IN} - V_{TH} - \sqrt{\frac{2i_D}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}}}$, $i_D = \frac{V_{OUT}}{R_D}$

$V_{OUT} = V_{IN} - V_{TH} - \sqrt{\frac{2 \frac{V_{OUT}}{R_D}}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}}}$ Non lineare

Lineare aumentando $\frac{W}{L}$ e con piccola R_D



Aumentando V_{IN} arrivo qui e poi passa in triodo

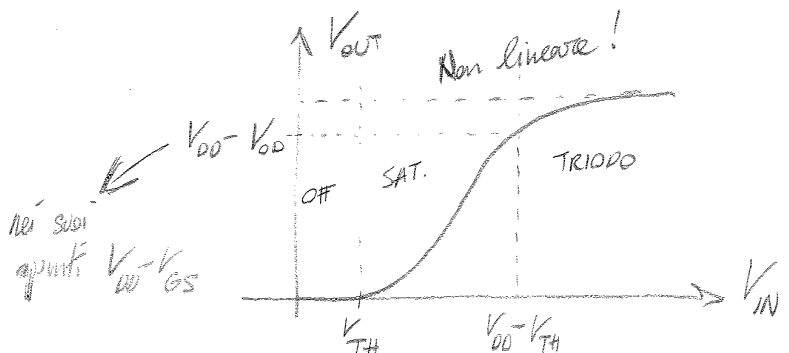
$V_{DD} = V_{GS} - V_{TH}$

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

A che V_{IN} arrivo in triodo?

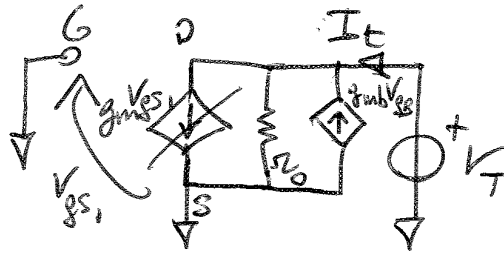
$V_{OUT} = V_{IN} - V_{TH} - V_{DD} \rightarrow V_{DD} - V_{DD} + V_{TH} + V_{DD} = V_{IN}$

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



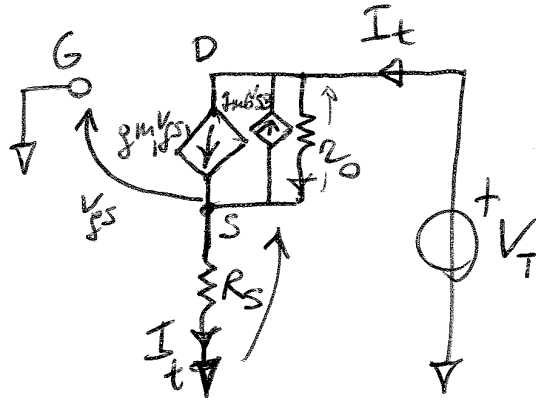
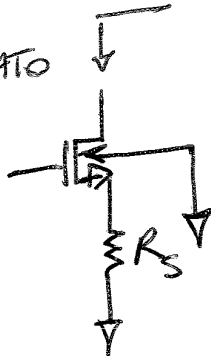
2/7/15 I

COMMON SOURCE R_{OUT}



$$R_{OUT} = z_o$$

COMMON SOURCE DEGENERATO



$$I_T = g_{m1} V_{gs1} - g_{mb} (I_t R_s) + \frac{V_t - I_t R_s}{z_o}$$

$$z_o I_t = g_{m1} z_o V_{gs1} - z_o g_{mb} (I_t R_s) + V_t - I_t R_s$$

\downarrow
 $(-I_t R_s)$

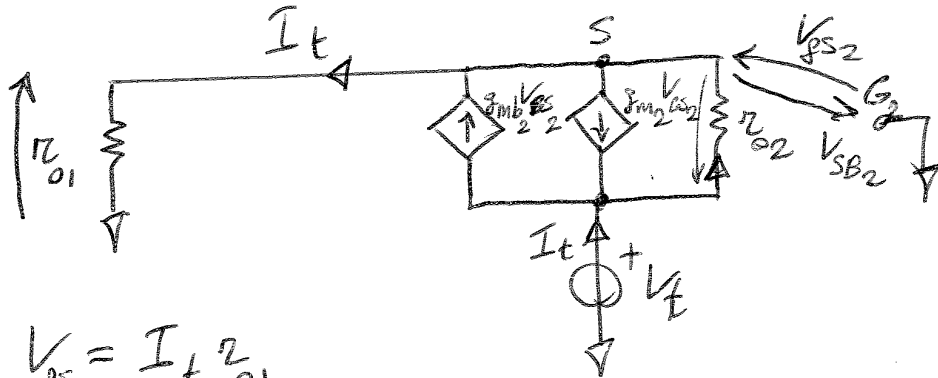
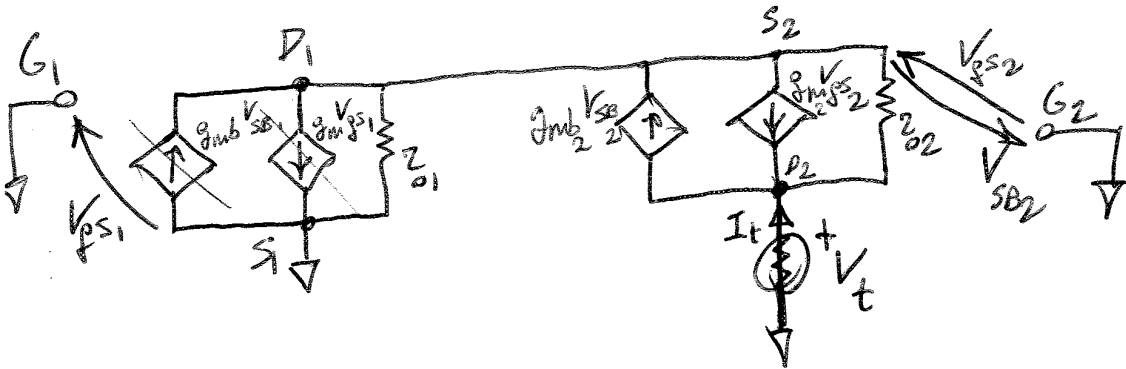
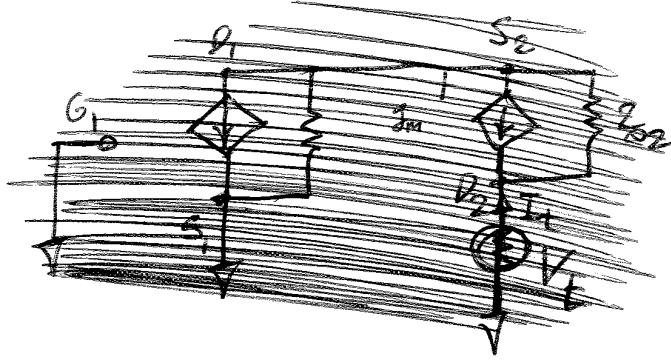
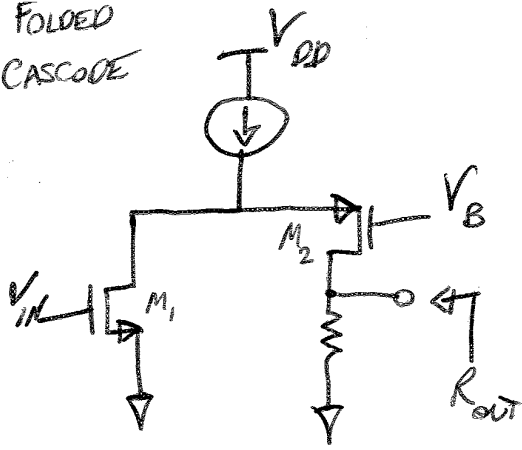
$$I_t (z_o + g_{m1} z_o R_s + z_o g_{mb} R_s + R_s) = V_t$$

$$R_{OUT} = z_o [1 + R_s (g_{m1} + g_{mb})] + R_s$$

$$R_{OUT} \approx z_o R_s (g_m + g_{mb})$$

FOLDED
CASCODE

2/7/15 II



$$V_{gs2} = I_t z_{o1}$$

$$V_{sb2} = -I_t z_{o1}$$

~~$$I_t = g_{mb2} V_{sb2} + g_{m2} V_{gs2}$$~~

$$0 = I_t + g_{m2} V_{gs2} - g_{mb2} V_{sb2} - \frac{V_t - I_t z_{o1}}{z_{o2}}$$

$$-I_t \left[\left(1 + g_{m2} z_{o1} + g_{mb2} z_{o1} \right) z_{o2} + z_{o1} \right] = -V_t$$

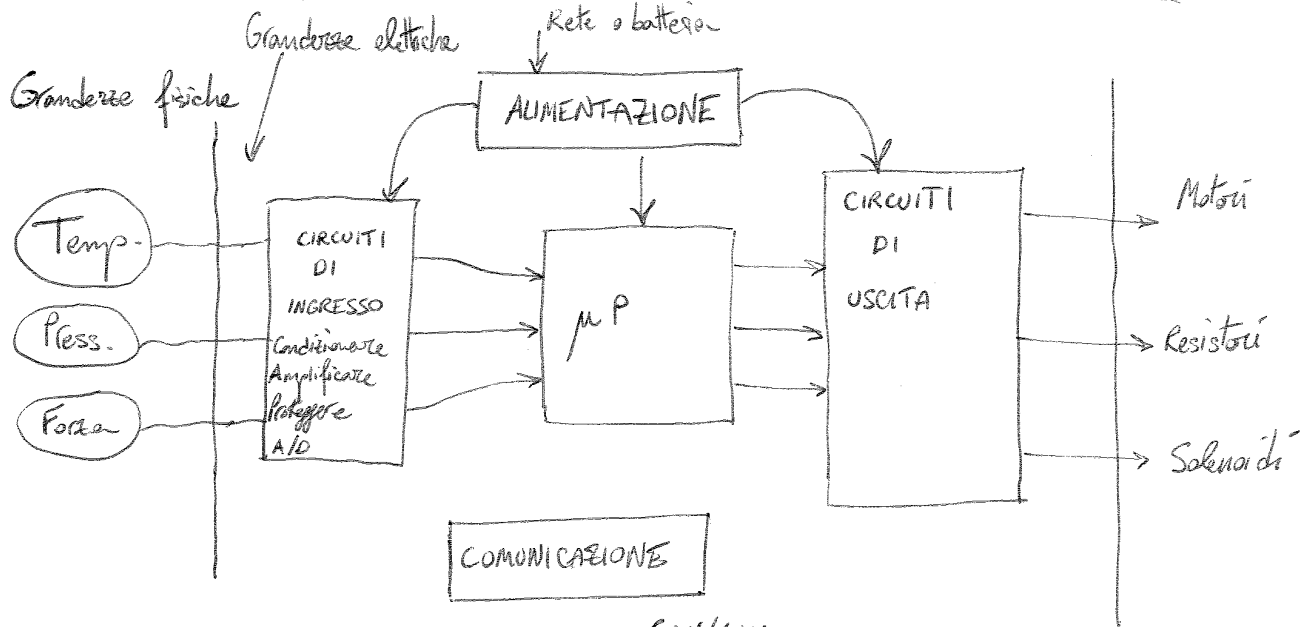
$$R_{out} = z_{o2} \left[1 + z_{o1} (g_{m2} + g_{mb2}) \right] + z_{o1}$$

Electronica analogica e di potenza

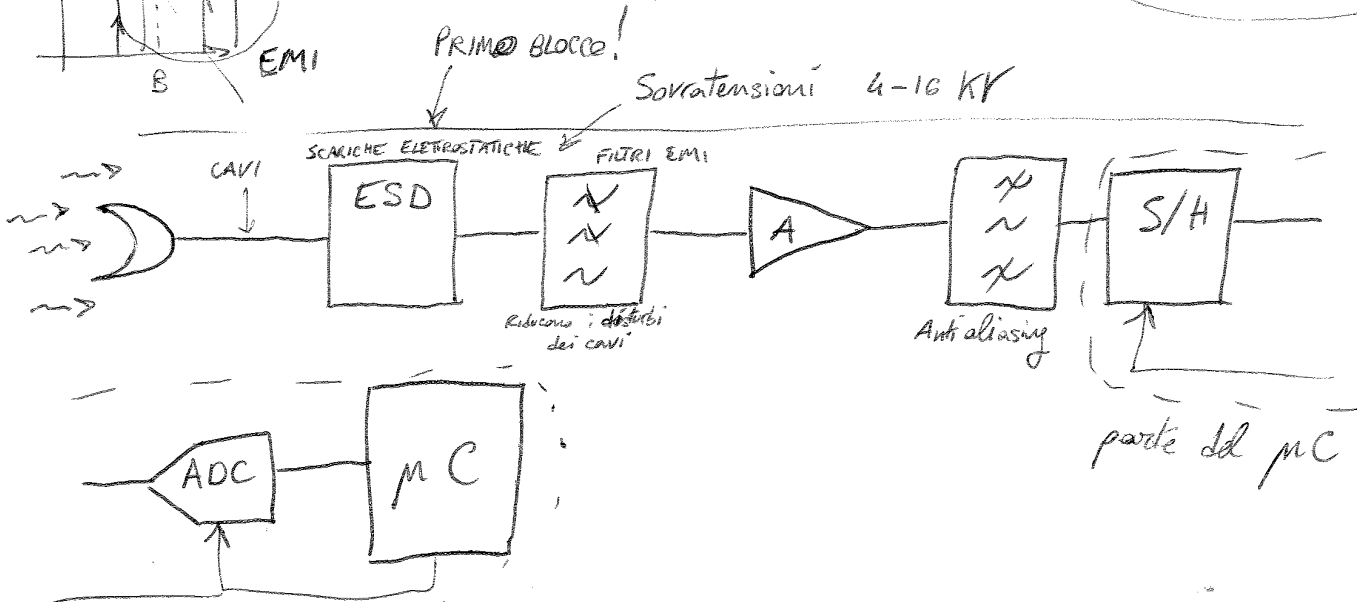
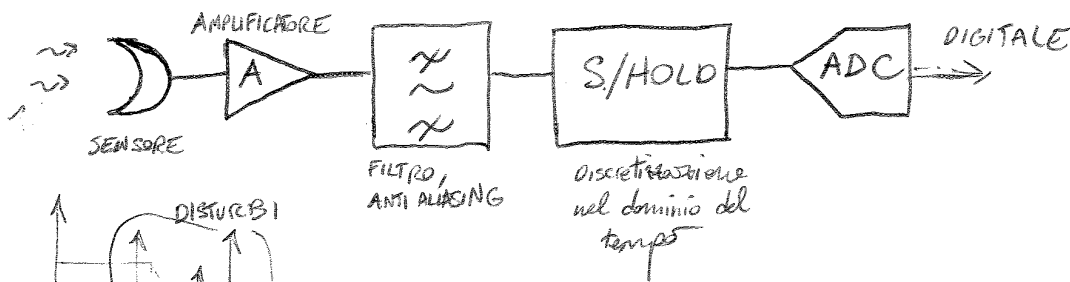
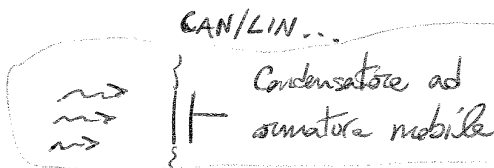
Fiorci

2/3/15

- Consulenza venerdì pomeriggio, interno 4141, appuntamenti mail
- Esame "consta", scritto \approx 1 ora, libri aperti, esercizio di progetto + orale su tutti gli argomenti, laboratorio incluso. No relazioni.



CIRCUITI DI INGRESSO

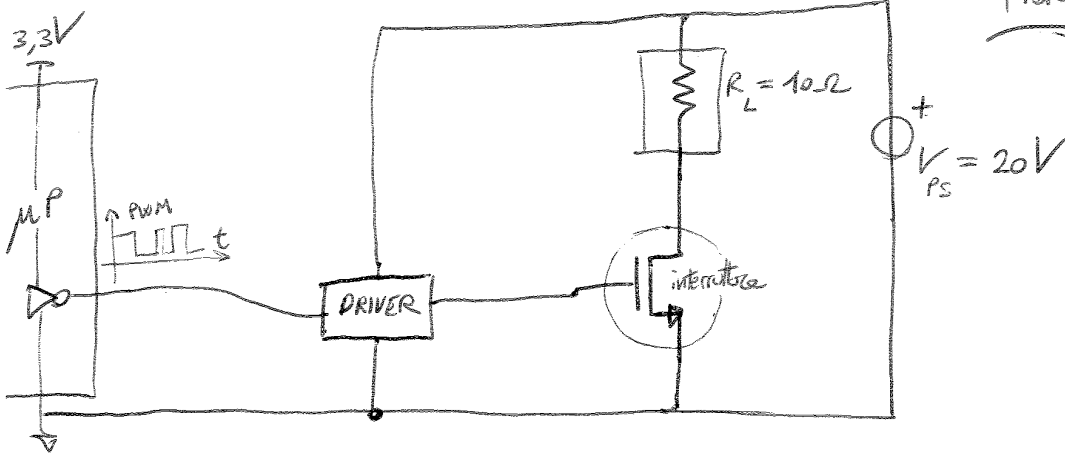


DISCONTINUARE

Fiori

2/3/15

2

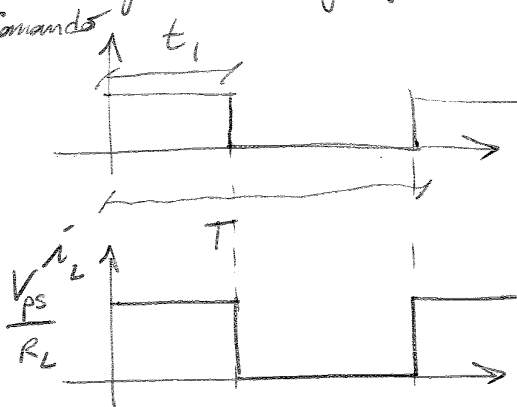


Bisogna modellare la temperatura, che ha a che fare con la potenza dissipata,

$$P = R_L i_L^2$$

Possiamo agire sul duty cycle della corrente che fluisce nel resistore

Comando



$$DC = \frac{t_1}{T}$$

$$\bar{P} = \frac{P t_1}{T} = \frac{V_{PL}^2}{R_L} \cdot DC$$

Non vengono trattati i sistemi di interfaccia per comunicazione

INTRODUCTION TO ANALOG CIRCUITS, F. FIORI, CLUT

Fiori

2/3/15

DESIGN OF ANALOG ICs, B. RAZAVI

(3)

FUNDAMENTALS OF POWER ELECTRONICS, ERICKSON - MAKSIMOVIC

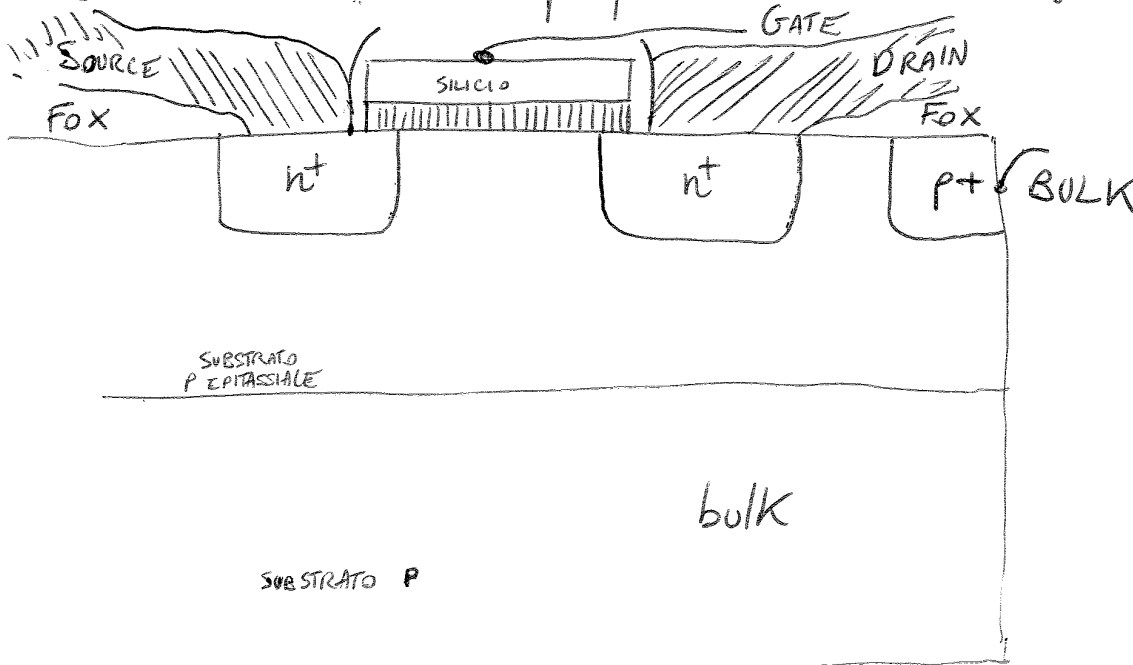
ELETTRONICA PER TELECOMUNICAZIONI, DANTE DEL CORSO

OSCILLATORI, PLL, DLL nella seconda parte del corso

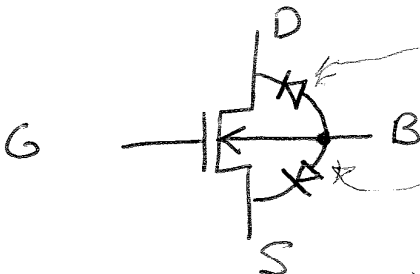
CMOS

TRANSISTORI MOS

90% del mercato. Usati per processori e circuiti analogici



MOS sullo stesso strato di silicio hanno il bulk in comune

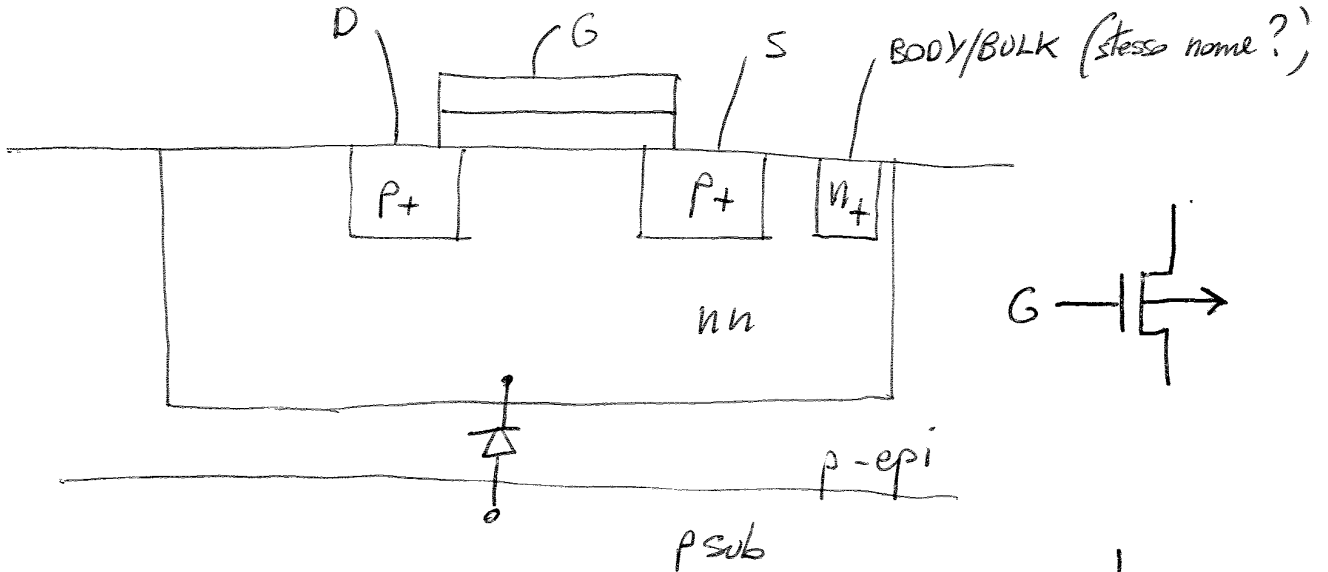


Le giunzioni vanno sempre polarizzate INVERSAMENTE
 Il BULK deve quindi SEMPRE trovarsi al potenziale più basso del circuito,

Senno' i transistori comunicano tra loro! (quelli sulla stessa piastra di Si, che quindi condividono il bulk)

TRANSISTORE PMOS

Basa il suo funzionamento sulla produzione di lacune

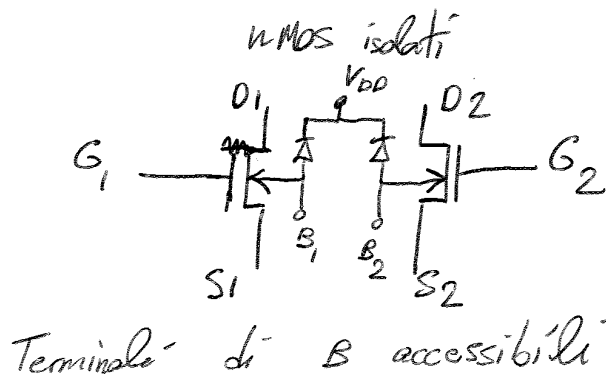
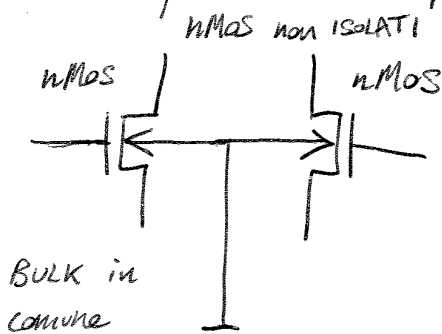


Se il source è ~~non~~ cortocircuitato col B:
la corrente ENTRA nel S



Substrato ed epitassia sono comuni all' nmos per poterli fare tutti sulla stessa piastra.

Il BODY/BULK dell' nmos è comune a tutti quelli dei suoi compagni sulla piastra. Al potenziale più basso. Non lo posso usare nel progettare il circuito. Ma se il mos è isolato ho accesso al corpo del dispositivo e posso usarlo.



Con $V_{GS} > V_{TH}$,

• Se non applico ^{anche} una V_{DS} non scatta una \bar{i}_D !

Poi, sempre con $V_{GS} > V_{TH}$,

$v_{OD} = (V_{GS} - V_{TH})$ tensione di overdrive

Se $V_{DS} \ll (V_{GS} - V_{TH}) = v_{OD}$

Regione TRIODO, di conduzione (TRIODO PROFONDA). Transistore fortemente resistivo.

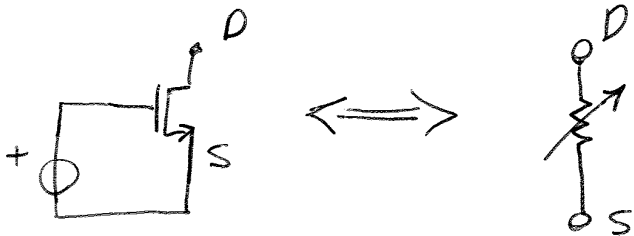
DEEP TRIODE, $V_{DS} \ll (V_{GS} - V_{TH})$

$$\bar{i}_D = \underbrace{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{GS} - V_{TH})}_{\text{di fatto una conduttanza}} v_{DS}$$

$\left(\frac{W}{L}\right)$ rapporto d'aspetto

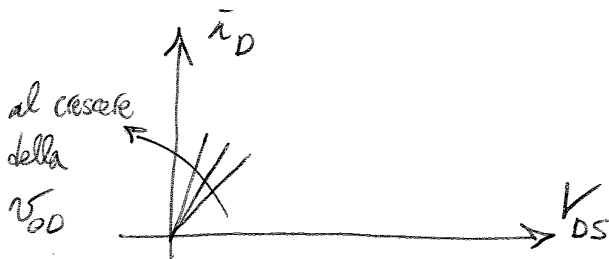
$$R_{DS_{ON}} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) v_{OD}}$$

invertendo la conduttanza ottengo la $R_{DS_{on}}$



$$R_{on} = f(v_{OD})$$

resistore regolabile usando v_{OD}



$$\bar{i}_D = \mu_n \frac{C_{ox}}{2} \frac{W}{L} \frac{1}{1 - \frac{\Delta L}{L}} v_{od}^2$$

Assumendo $\frac{\Delta L}{L} \ll 1$, $\frac{1}{1 - \frac{\Delta L}{L}} \approx 1 + \frac{\Delta L}{L}$

allora

$$\bar{i}_D = \mu_n \frac{C_{ox}}{L} \left(\frac{W}{L} \right) v_{od}^2 \left(1 + \frac{\Delta L}{L} \right)$$

$$\frac{\Delta L}{L} \approx \lambda V_{DS}$$

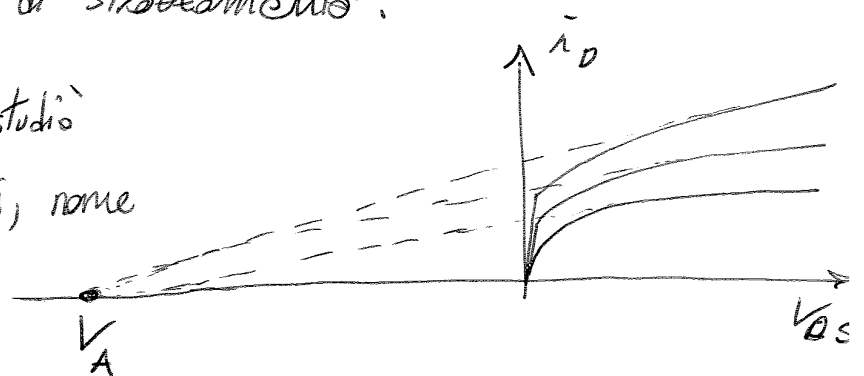
$$\bar{i}_D = \mu_n \frac{C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right) v_{od}^2 \left(1 + \lambda V_{DS} \right)$$

λ , parametro del modello; la corrente di drain dipende debolmente dalla tensione di uscita V_{DS} .

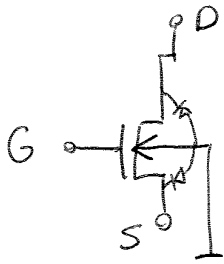
λ è un parametro di "modulazione del canale", esce fuori ragionando sulla regione di sovraccarico.

V_A , effetto ~~Henry~~ ^{Early} che lui studio sui bipolari. Solo per i bipolari, nome qui per motivi storici.

Punto dove si uniscono le rette.



Fin qui il BULK era cortocircuitato al SOURCE,



Spesso il S non è collegato al potenziale più basso del circuito.

Continua a funzionare, continuando ~~per~~ essere (le pinzioni)

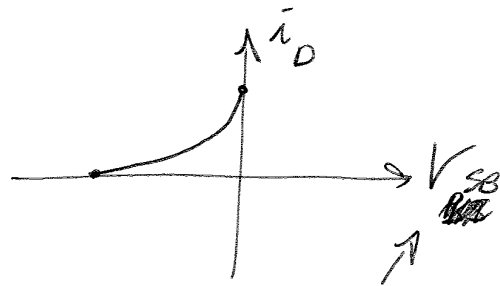
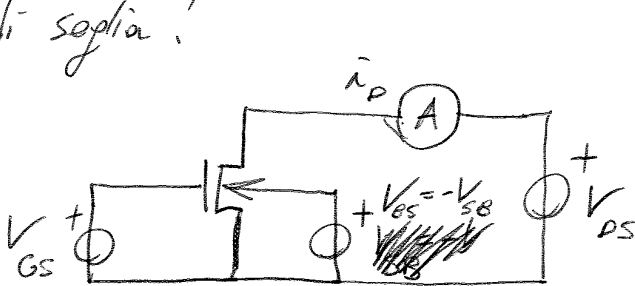
da polarizzate inversamente e sono APERTE (come se non ci fossero)
 si forse $|2\phi_F|$, modulo? non diretto alla lavagna

Ora però

$$V_{TH} = V_{TH0} + \gamma \left[\sqrt{|2\phi_F + V_{SB}|} - \sqrt{|2\phi_F|} \right]$$

tensione $V_{SB} = \text{SOURCE} - \text{BODY}$

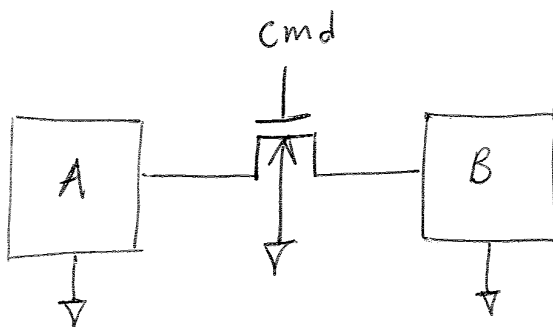
Questo nel caso in cui la differenza di tensione tra SOURCE e BODY non sia zero c'è questo "effetto BODY", cambia la tensione di soglia!



$V_{BS} = -V_{SB}$, inversa

Massimo della corrente con $V_{BS} = 0$

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



MOS come interruttore non ideale

Consideriamo $V_B < V_A$, $V_G = V_{DD}$

Ora il source è a destra.

Così possiamo determinare il punto di lavoro.

Ora $V_{GS} = V_G - V_B$

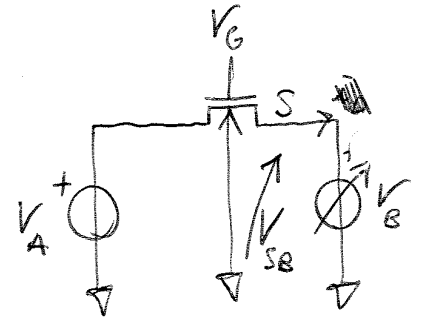
Per condurre, $V_{GS} = V_G - V_B > V_{TH}$

una volta verificata, per averlo in TRIODO

$$V_{DS} < V_{OD}$$

$$V_{DS} = V_A - V_B < V_G - V_B - V_{TH}$$

$V_A < V_G - V_{TH}$ simmetricamente, il suo essere in SAT o TRIODO ora dipende solo da V_A !



Ma adesso, variando V_{GS} , ~~aggiungo~~ aggiungo contemporaneamente sia sulla V_{GS} che la V_{DS} .

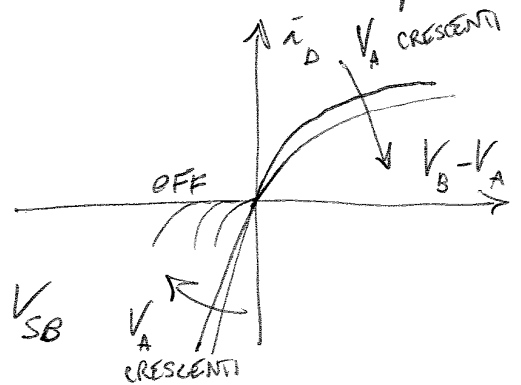
E siccome lo stato di conduzione dipende solo da V_A ,

$$V_G - V_A > V_{TH}$$

ok che varia anche V_{GS} , ma il fatto che sia in SAT o triodo dipende da V_A .

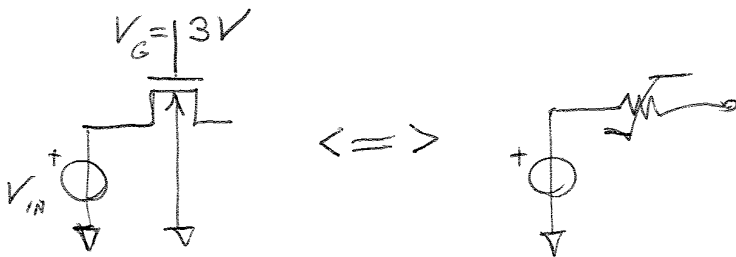
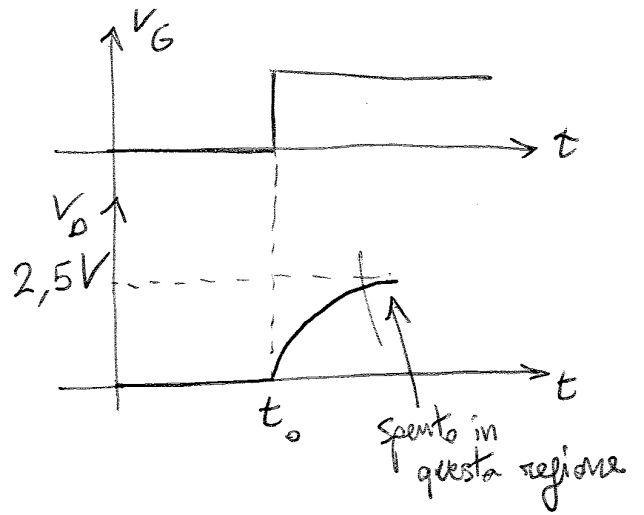
Al crescere di V_B si riduce l'overdrive, pian piano il mos si spegne.

Occhio che la soglia non è costante, dipende dalla V_{SB}



Esercizio:

Assumere il condensatore inizialmente carico.



Non curiamoci del carico
Quanto vale la R_{on} ?

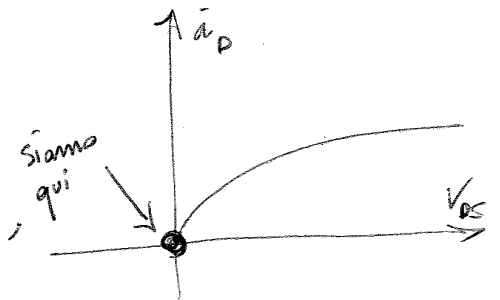
MOS non percorso da corrente,

$$V_G - V_{in} > V_{TH}$$

in condizione, è in triodo profondo

$$r_{on} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{GS} - V_{TH})}$$

La r_{on} varia con la V_{in} cioè con la V_{GS} ,
dipende dalla tensione di ingresso.



Con $V_G = 3V$, $\mu_n C_{ox} \approx 50 \mu A/V^2$

$\frac{W}{L} = 10$, $V_{TH} = 0,7V$

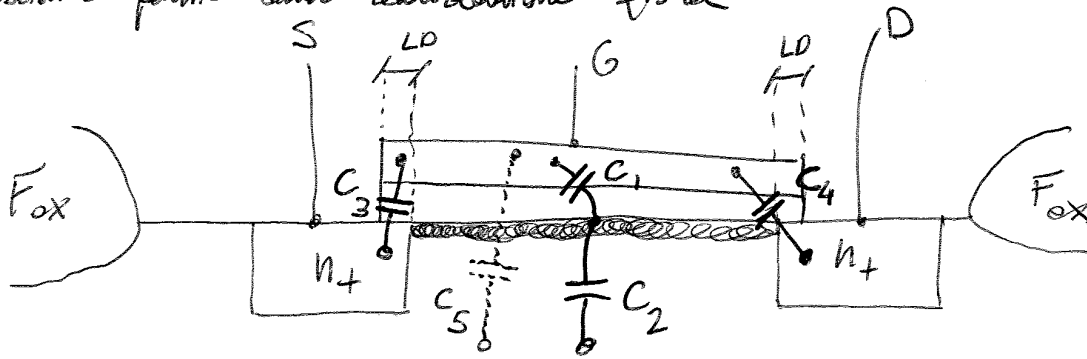
Con

$V_{in} = 1V$, $r_{on} = 1,5 k\Omega$

$V_{in} = 2V$, $r_{on} = 6 k\Omega$

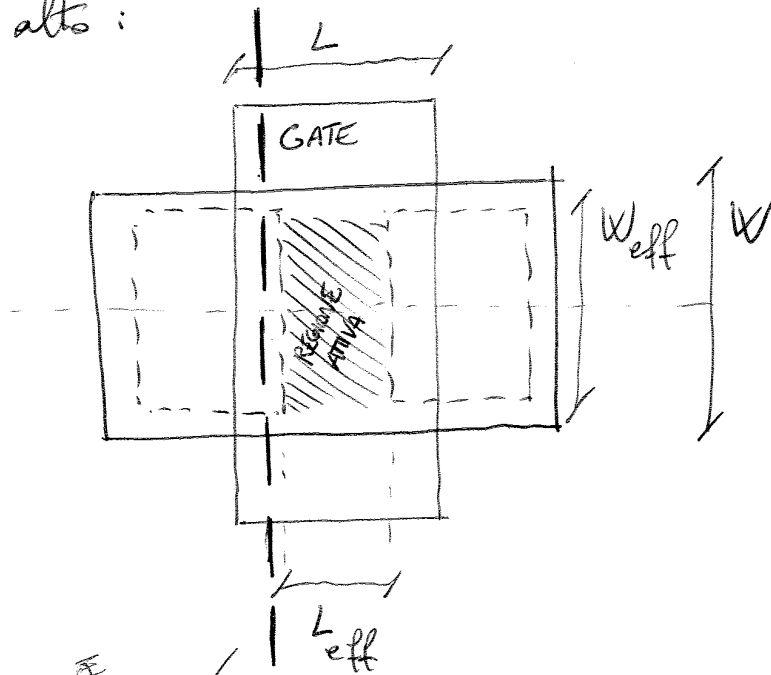
Inserisco una resistenza non lineare. Assumo corrente zero.

Dobbiamo partire dalla realizzazione fisica

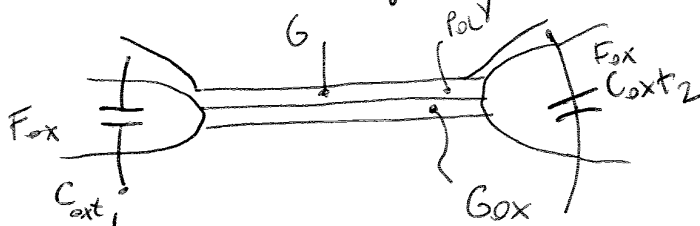


Regione di sovrapposizione LD, le consideriamo uguali, C3 e C4 dovute a questa regione C5 se non c'è il canale, se non c'è C1 e C2 assenti

Vista dall'alto:



altra vista, tagliata

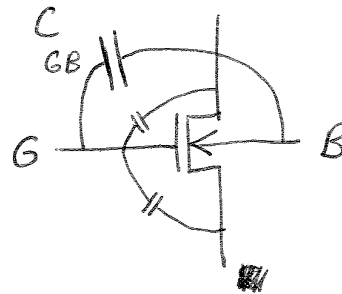
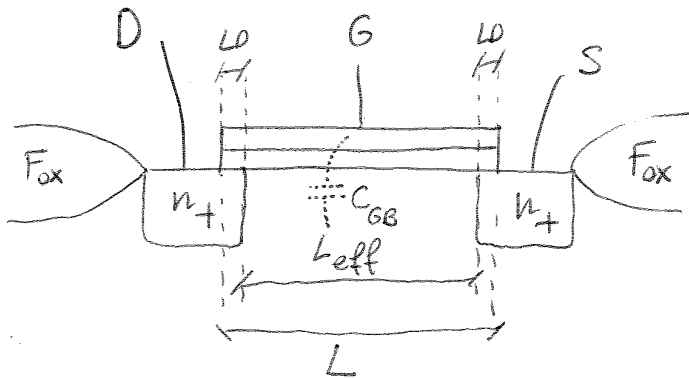


Sezione "AA"

FIORI

6/3/15

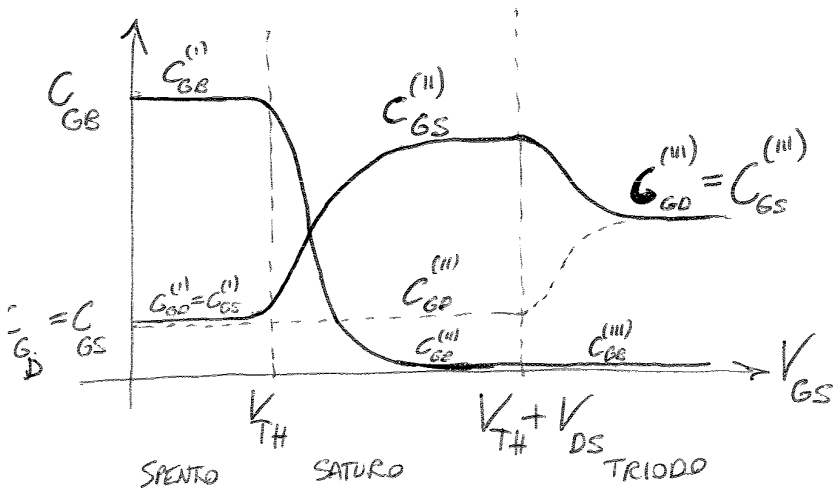
1



Cal MOS spento, domina C_{GB}

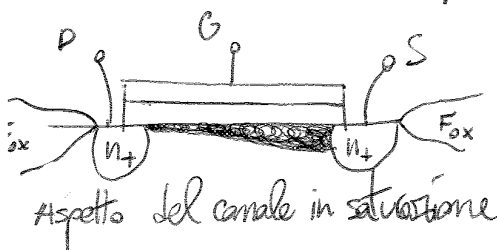
$$C_{GB} = C_{ox} W_{eff} L_{eff}$$

$$C_{GD} = C_{GS} = C_{ox} L_D W_{eff}$$



Avvicinando la V_{GS} alla V_{TH} si crea un layer di portatori che unisce Drain e Source.

Il Gate non vede più direttamente il Bulk, C_{GB} va giù drasticamente



Aspetto del canale in saturazione

Essendo (in saturazione) il canale strozzato, domina la capacità Gate-Source. Le altre capacità sono trascurabili in saturazione.

Analisi del circuito

6/3/15

Prima si verifica la polarizzazione, ~~poi~~ (AMPIO SEGNALE),
poi si analizza il circuito linearizzato (PICCOLO SEGNALE)

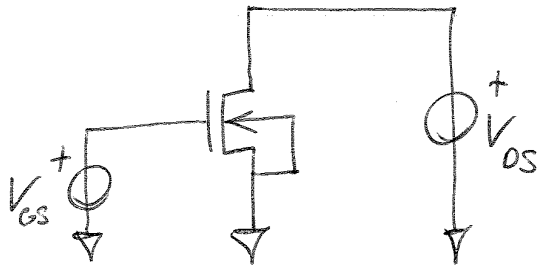
Fiori

(2)

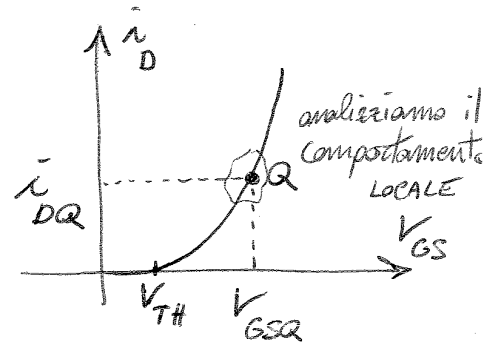
MODELLI DI PICCOLO SEGNALE

I cui parametri derivano dall'analisi di ampio segnale, una volta fissato il punto di lavoro.

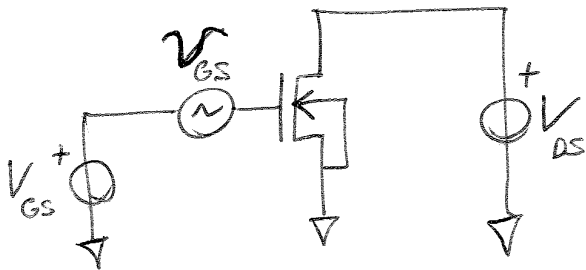
fisso: $V_{GS} > V_{TH}$



$V_{DS} > V_{OD}$



$$\bar{i}_D = \mu_n \frac{C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{GSQ} + v_{gs}(t) - V_{TH})^2$$



$$\bar{i}_D = \beta_n \left(\frac{W}{L}\right) (V_{OD}^2 + 2 V_{OD} v_{gs}(t) + v_{gs}^2(t)) =$$

$$\bar{i}_D = \underbrace{\beta_n \left(\frac{W}{L}\right) V_{OD}^2}_{\substack{\text{TERMINE COSTANTE} \\ \bar{i}_{DQ}}} + \underbrace{2 \beta_n \left(\frac{W}{L}\right) V_{OD} v_{gs}(t)}_{\text{TERMINE LINEARE}} + \underbrace{\beta_n \left(\frac{W}{L}\right) v_{gs}^2(t)}_{\text{TERMINE QUADRATICO}}$$

IPOTESI IMPORTANTE!

5 $2 V_{OD} v_{gs}(t) \gg v_{gs}^2(t)$, cioè se $v_{gs}(t) \ll 2 V_{OD}$

allora $\bar{i}_D = \bar{i}_{DQ} + \bar{i}_d(t) = \bar{i}_{DQ} + \underbrace{2 \beta_n \left(\frac{W}{L}\right) V_{OD} v_{gs}(t)}_{\text{TRANSAMBITUALITÀ } a}$

MOS IN TRIODO

6/3/15

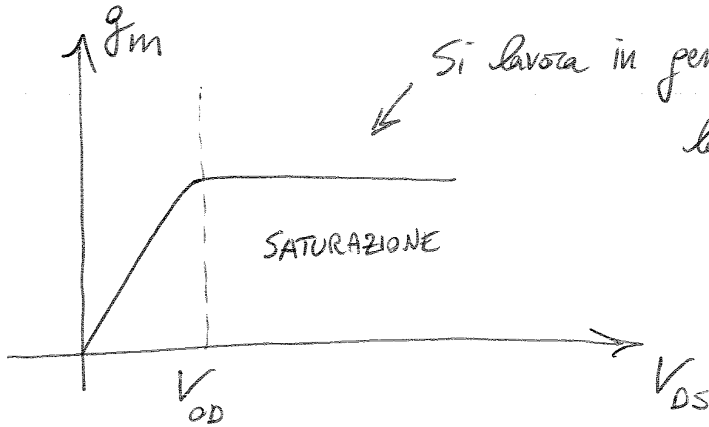
Fiori

(3)

$$\bar{i}_D = \beta_n \left(\frac{W}{L}\right) \left[2V_{OD}V_{DS} - V_{DS}^2 \right]$$

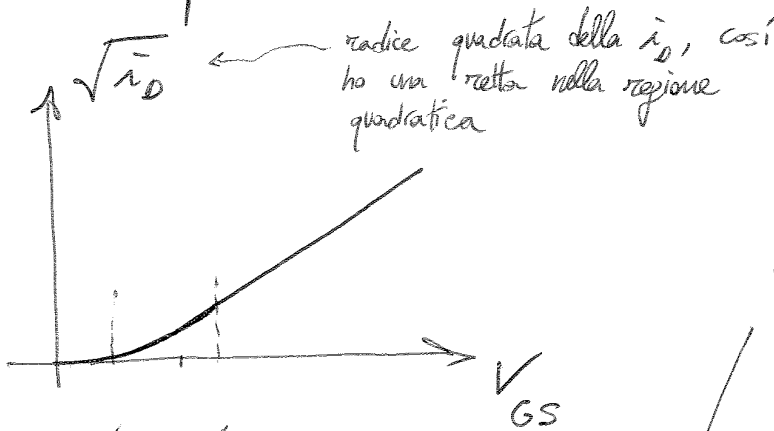
$$g_m = \left. \frac{\partial \bar{i}_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS} = \text{costante}} = 2\beta_n \left(\frac{W}{L}\right) V_{DS}$$

in sostanza deriva



Si lavora in genere in questa regione, con la transconduttanza COSTANTE.

Non si passa direttamente da Mos spento a Mos saturo



radice quadrata della i_D , così ho una retta nella regione quadratica

qui il canale è formato ma ancora debole; la V_{GS} è molto vicina alla V_{TH}

regione di DEBOLE INVERSIONE, ESPONENZIALE. quando la relazione non è quadratica ma qui nel grafico con $\sqrt{i_D}$ questa regione non è una retta.

Il Mos polarizzato nella regione di debole inversione si comporta come un BIPOLARE! Presenta una g_m MOLTO ELEVATA.

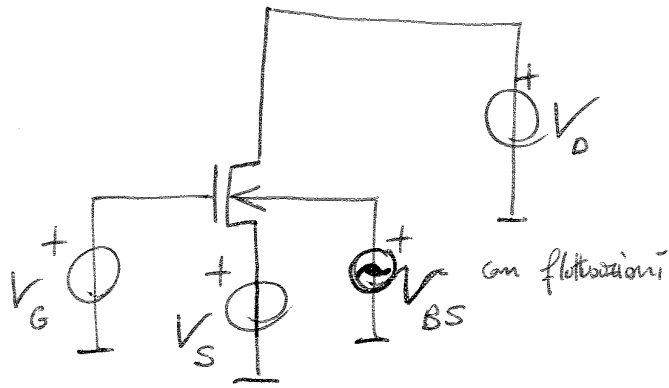
$$g_m = \frac{1}{nV_T} \left(\frac{W}{L}\right) e^{\left(\frac{V_{GS}}{nV_T}\right)} = \frac{\bar{i}_{DQ}}{nV_T}$$

$$V_T = \frac{k_B T}{q}$$

$1/n \ll 1$ generalmente

Fiori 6/3/15

(4)



bloccare anche il body, tensione "fluttuante"

faccio spostare la soglia!

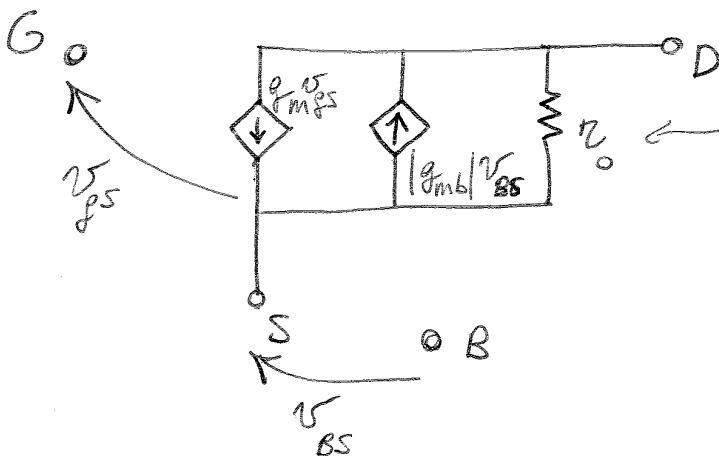
$$\bar{i}_D = \beta_n \left(\frac{W}{L} \right) \left(V_{GS} - V_{TH}(V_{BS}) \right)^2$$

$$g_{mb} = \left. \frac{\partial \bar{i}_D}{\partial V_{BS}} \right|_{\substack{V_{GS} = \text{cost.} \\ V_{DS} = \text{cost.}}} = \frac{\partial \bar{i}_D}{\partial V_{TH}} \frac{\partial V_{TH}}{\partial V_{BS}}$$

$$\frac{\partial \bar{i}_D}{\partial V_{TH}} = -g_m$$

$$\frac{\partial V_{TH}}{\partial V_{BS}} = \frac{\gamma}{2 \sqrt{V_{BS} + 2 \phi_F}}$$

$$g_{mb} = -g_m \frac{\gamma}{2 \sqrt{V_{BS} + 2 \phi_F}}$$

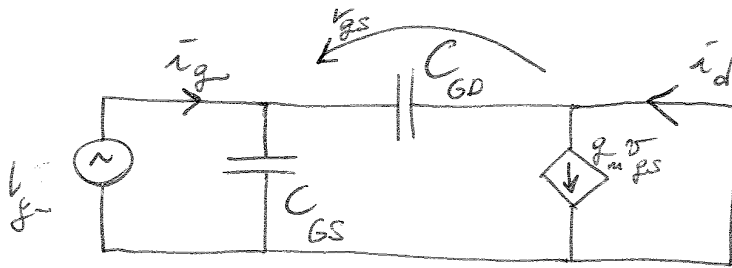


descrive la modulazione della larghezza di canale

6/3/15

Fiori

5

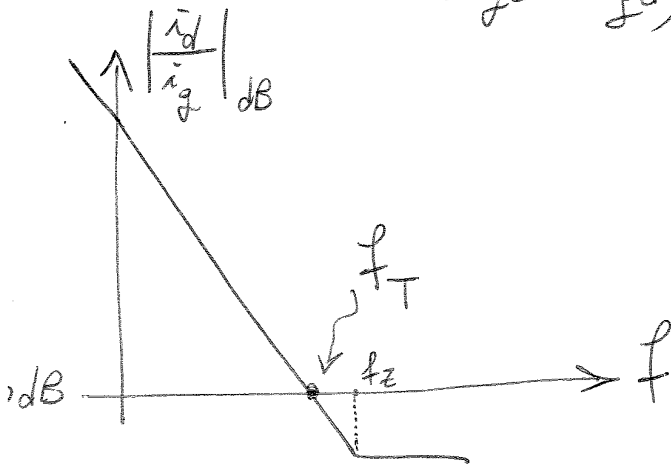


↳ Corto perché parliamo delle variazioni di corrente

$$\bar{i}_d = g_m v_{gs} - s C_{GD} v_{gs}$$

$$\bar{i}_g = s(C_{GS} + C_{GD}) v_{gs}$$

$$\bar{i}_d = \frac{g_m - s C_{GD}}{s(C_{GS} + C_{GD})} \bar{i}_g$$



MOS moderni : $f_T \approx 100 \text{ GHz}$

... ma non è che si arriva così in alto.

Occhio, f_T vale solo in un caso particolare!

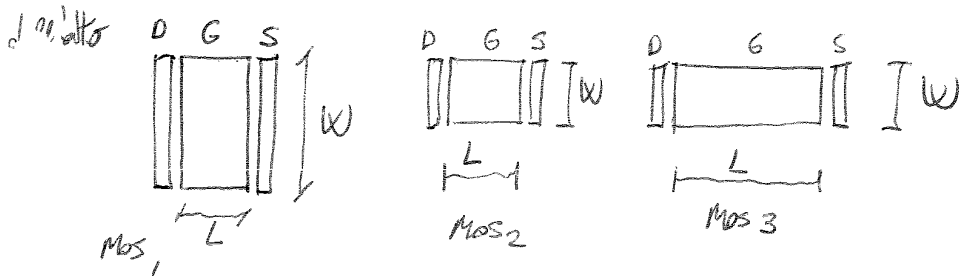
... allora potrei stimare \bar{i}_D , come $\bar{i}_D \approx \frac{V_{DD}}{R_D}$, tanto la resistenza - mos è piccola! 6/3/15

Analogaente, per (2) e (3)

FIORI (6)

ip. SATURAZIONE, $\bar{i}_{D2} = 21 \mu A$, $V_{DS2} = 2,3V$ ok,
il MOS₂ è effettivamente saturo.

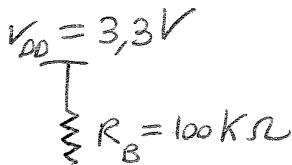
ip. SATURAZIONE, $\bar{i}_{D3} = 4,2 \mu A$, $V_{DS3} = 3,1V$ ok, è
effettivamente saturo.



È il carico a "portare al carico" il MOS! Gli tira giù la tensione

ALTRO ESERCIZIO

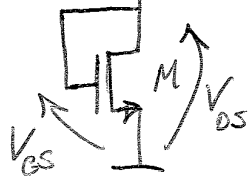
$V_{THn} = 0,5V$ $\beta_n = 50 \mu A/V^2$



$(\frac{W}{L}) = 10$ $\lambda = 10^{-2} V^{-1}$

CONFIGURAZIONE

DIODO, anche se di diodi non ce n'è...



Nei BIPOLARI i motivi storici

$V_{GS} = V_{DS}$

Non esiste il dubbio sul punto di lavoro,

sicuramente $V_{DS} > V_{OD}$, se è acceso è SICURAMENTE SATURO

$$\bar{i}_D = \mu_n \frac{C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS}) =$$

Fiori 6/3/15

Possiamo calcolare la i_D ? Occhio ad INVERTIRE la formula $V_{GS} = V_{TH} + V_{DS} = V_{TH} + \left(\frac{i_D}{\beta_n \left(\frac{W}{L}\right)} \right)^{1/2}$ perché posso farlo ma (7)

devo ipotizzare che M_2 sia SATURO e poi verificare l'ipotesi.

Se sono eguali ed entrambi saturi allora le correnti di drain sono uguali!

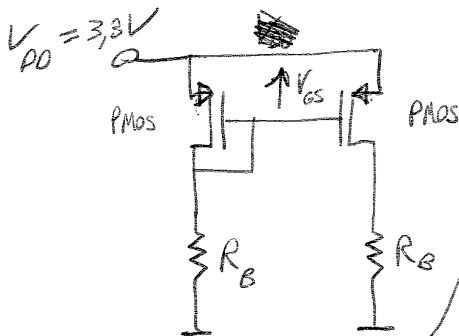
$20 \mu A \cdot 200 k\Omega$ fa già $4V$, più della V_{DS} ... allora M_2 è in triodo.

$$i_{D2} \approx \frac{V_{DS}}{R_L} = \frac{3,3V}{200k\Omega}$$

Dunque questo circuito non si comporta più da specchio di corrente, M_2 si sta comportando come una resistenza.

Esercizio da fare a casa

$$\beta_p = \mu_p \frac{C_{ox}}{2} = 26 \mu A/V^2$$



$$V_{THp} = 0,8V \quad \frac{W}{L} = 20$$

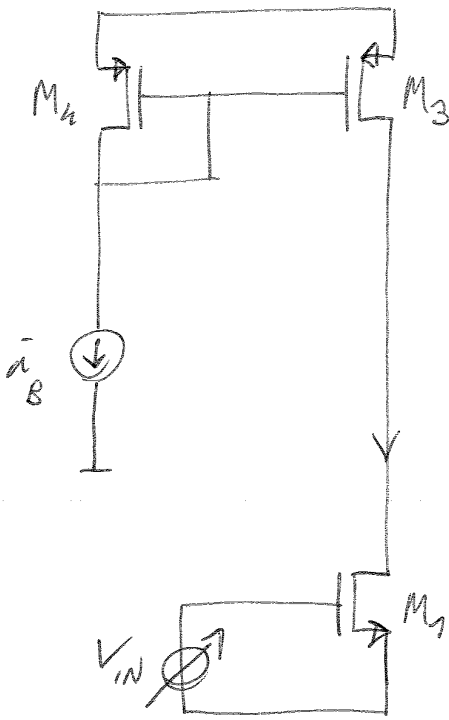
$$R_B = 77 k\Omega$$

Usiamo sempre soglie positive

$$i_D = \beta_p \left(\frac{W}{L}\right) (V_{GS} - V_{THp})^2$$

In conduzione se il SOURCE è a tensione più alta del gate

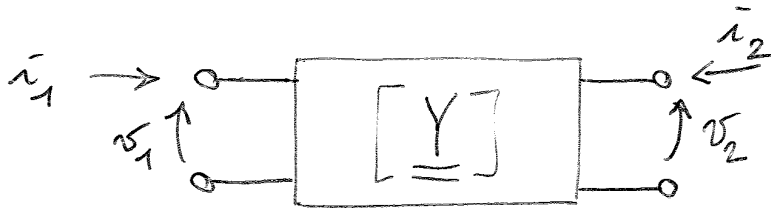
Fiori 6/3/15



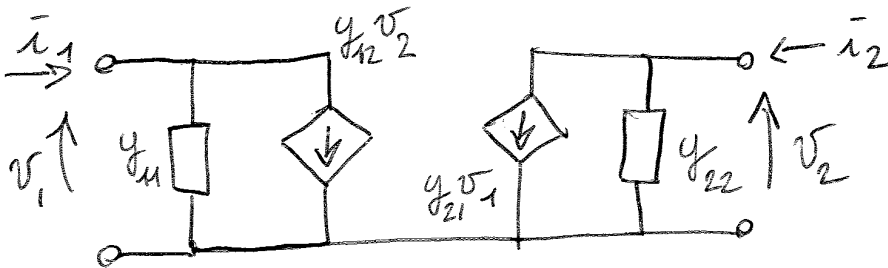
M_3 eroga fino a una corrente \bar{i}_B \textcircled{P}
Piantando che la corrente chiesta da M_1 è
minore di \bar{i}_B M_2 , qui non segnata,
è eccesso

MODELLO LINEARE dell'amplificatore
 Ci si dimentica dell'alimentazione.

Doppio bipolo ~~passivo~~ ATTIVO:



$$\begin{cases} \bar{i}_1 = y_{11} v_1 + y_{12} v_2 \\ \bar{i}_2 = y_{21} v_1 + y_{22} v_2 \end{cases} \quad \text{pensando ad esempio alla matrice di ammettenza}$$

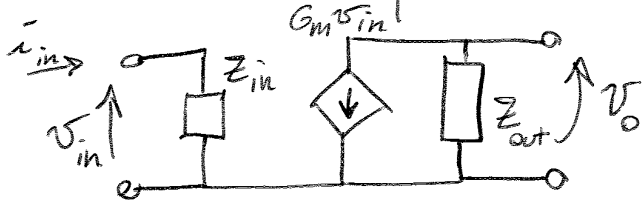


Caratteristica CHIAVE: la propagazione del segnale avviene dall'ingresso all'uscita E NON VICEVERSA.

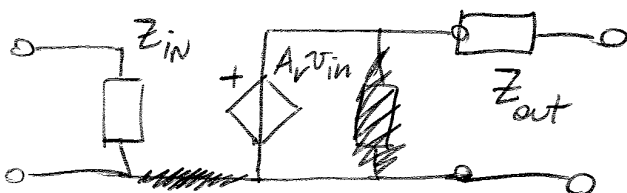
$$y_{12} \neq y_{21} \quad \text{non sono reciproci}$$

$$y_{12} \approx 0$$

Allora il circuito eq. di un amplificatore:

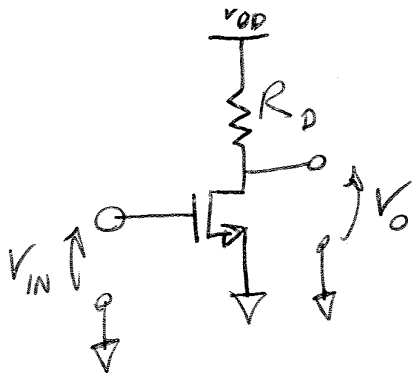


EQUIVALENTE NORTON



EQ. THEVENIN

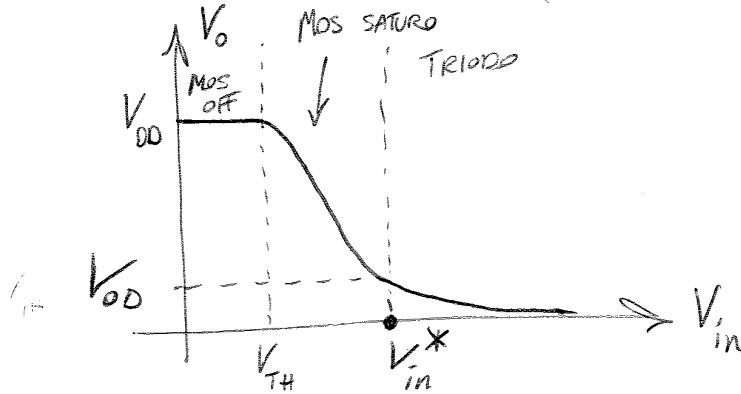
A_v non è A_1



Si usa il mos modulandone la corrente di drain, è un MODULATORE

$$V_o = V_{DD} - R_D \bar{i}_D$$

$$\bar{i}_D = \beta_n \left(\frac{W}{L} \right) (V_{IN} - V_{TH})^2$$



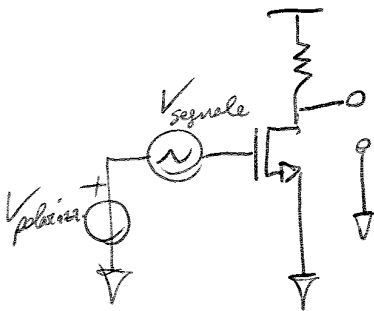
In questa regione lo useremo come amplificatore.

$$V_{OUT} = V_{DD} - R_D \beta_n \left(\frac{W}{L} \right) (V_{IN} - V_{TH})^2$$

$$A_v = \frac{dV_{OUT}}{dV_{IN}} = -2 R_D \beta_n \left(\frac{W}{L} \right) V_{OD}$$

↓ è la retta tangente alla ~~car~~ caratteristica, nella regione in cui il mos è saturo

$$A_v = -R_D \left(+2 \beta_n \left(\frac{W}{L} \right) V_{OD} \right) = -R_D g_m$$

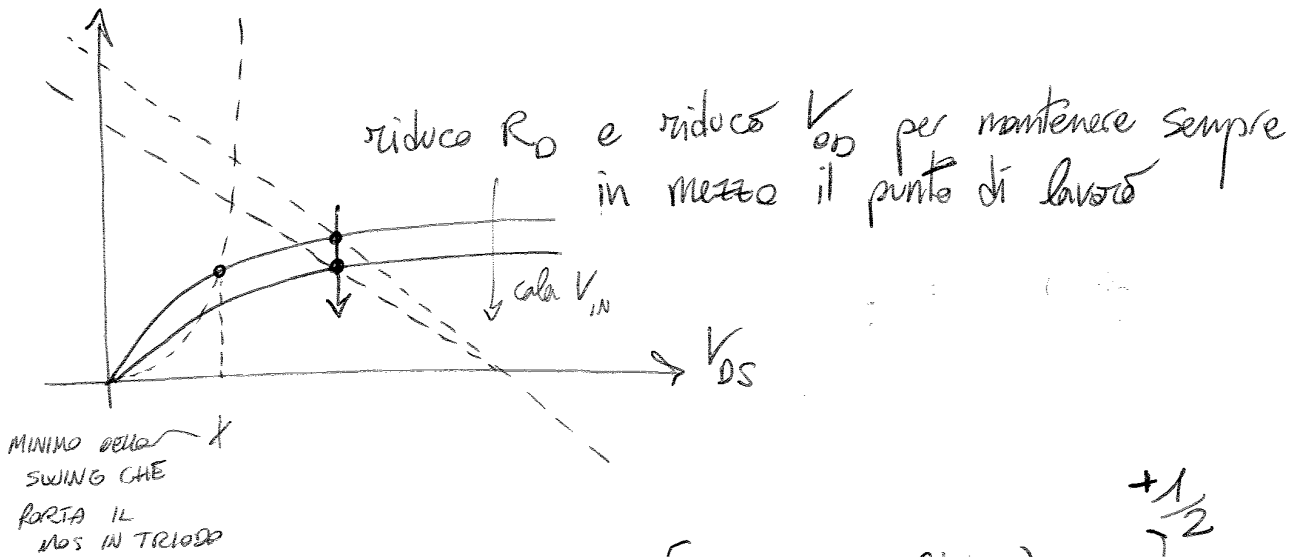


$$g_m = \frac{\partial \bar{i}_D}{\partial V_{GS}} = \frac{\partial}{\partial V_{GS}} \left(\frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \right) =$$

$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) =$$

$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{OD}$$

In questo caso possiamo aumentare il guadagno ~~senza~~ senza sacrificare lo swing di uscita. Non si può fare sempre.



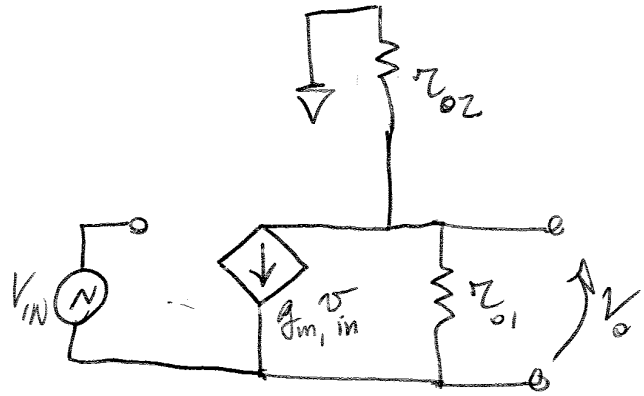
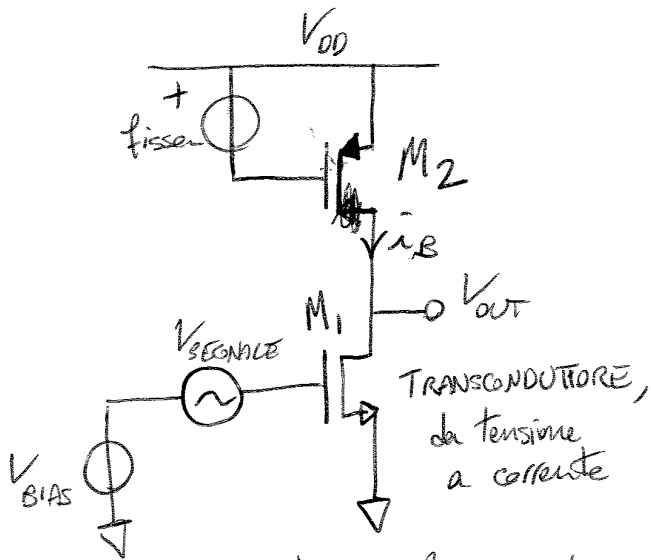
$$A_v = -g_m R_D = - \left[2 \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) i_{DQ} \right]^{+1/2} R_D$$

$$A_v = - \left[2 \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) i_{DQ} \right]^{+1/2} \frac{V_{RD}}{i_{DQ}} =$$

$$A_v = - \left[2 \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) \right]^{1/2} \frac{V_{RD}}{\sqrt{i_{DQ}}}$$

Il guadagno cresce AL DIMINUIRE della corrente di BIAS (polarizzazione)

Ecco i_B :

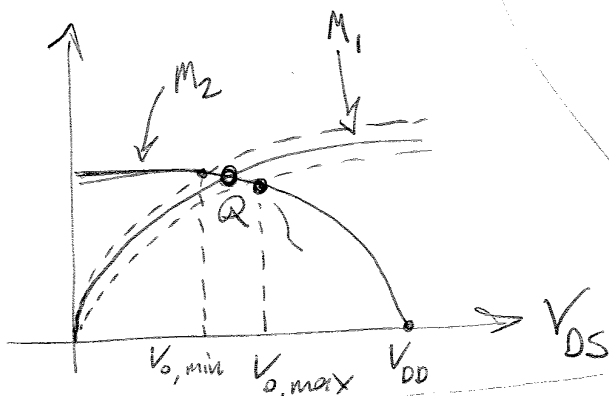
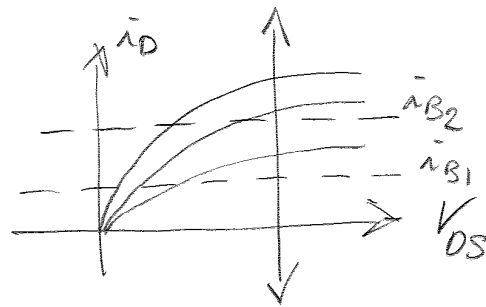
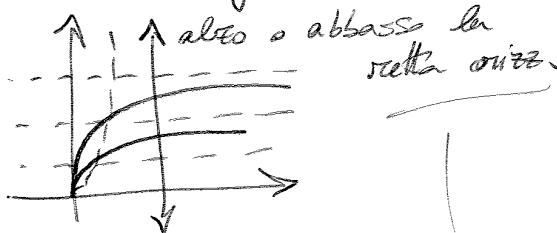


$$\frac{V_O}{V_{in}} = -g_{m1} (r_{o1} \parallel r_{o2})$$

Area più piccola, guadagno vicino a quello INTRINSECO

Quando c'era la resistenza, variarla voleva dire cambiare SWING E guadagno.

Qui posso cambiare i_B e quindi il guadagno, SOLO sul guadagno lo swing di uscita cambia pochissimo.



Discorso con Carlo, 24 Aprile:

La retta di carico ha pendenza $-\frac{1}{R_D}$

Se metto un carico altro esso

fa un generatore di corrente;

se è ideale r_o non c'è e

$R_D \rightarrow \infty$, la pendenza $-\frac{1}{R_D} \rightarrow 0$

ed ho una retta di carico orizzontale

Prima con R_D la r_o , era trascurabile perché molto grossa ed in parallelo a R_D , $R_D \parallel r_{o1} \approx R_D$, ora invece $r_{o2} \approx r_{o1}$ per cui le usc. entrambe.


Ma se considero r_{o2} allora la pendenza è piccola (ben più piccola) quasi orizzontale.

$$A_v = - \left(2 \mu_n C_{ox} \left(\frac{W_1}{L_1} \right) \right)^{1/2} \left(\frac{1}{\frac{1}{\lambda_1 i_{DQ}} + \frac{1}{\lambda_2 i_{DQ}}} \right) \frac{1}{\sqrt{i_{DQ}}}$$

A_v SCALA LOGARITMICA:

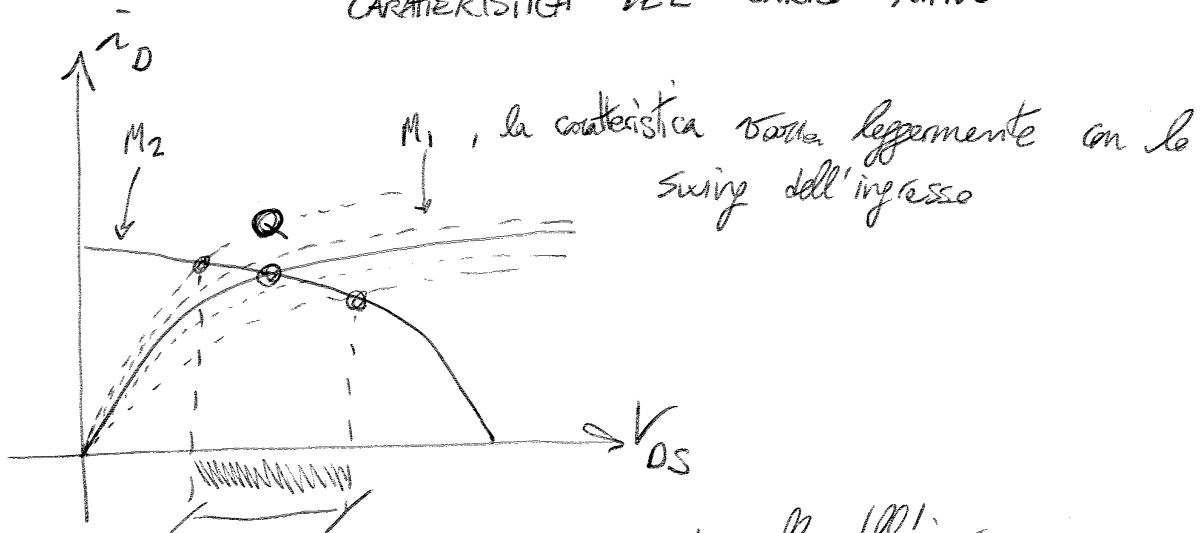


Dal μA in più di solito vanno in weak inversion (e saturano in quel modo)

 di solito si polarizza in questa regione

La corrente di bias è importante per il guadagno, ma anche per il consumo.

CARATTERISTICA DEL CARICO ATTIVO



M_1 , la caratteristica varia leggermente con lo swing dell'ingresso

SWING DI USCITA \gg di quello dell'ingresso

Solo in questa regione il guadagno è elevato, sono entrambi saturi.

$$V_{OD1} < V_0 \ll V_{OD} - V_{OD2} \quad \text{eccedendo i limiti il guadagno cala moltissimo!}$$

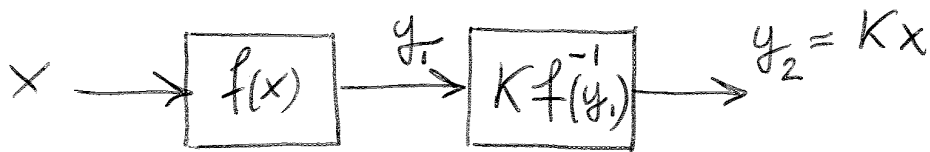
MIGLIORARE LA LINEARITÀ, CIOE RIDURRE LA DISTORSIONE:

Esistono 2 metodi:

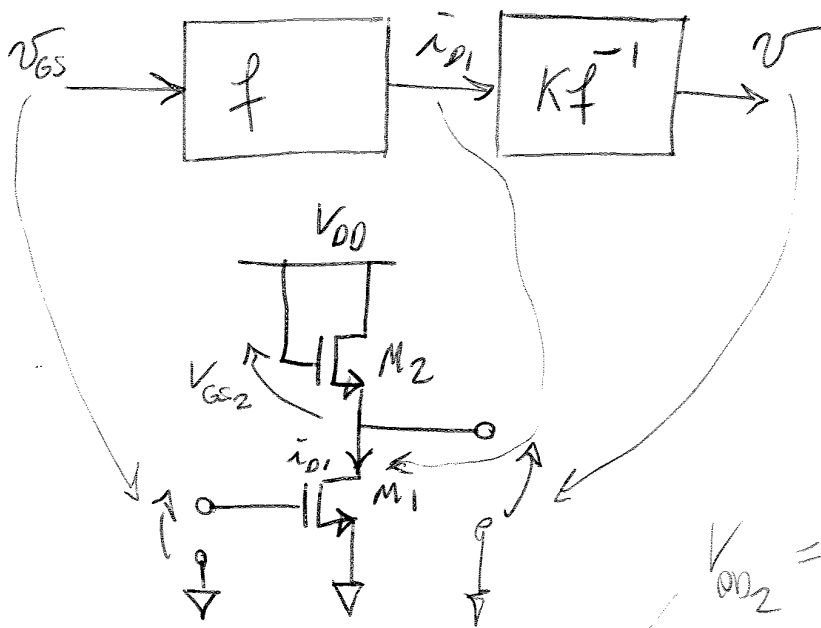
- 1) RETROAZIONE DELLO STADIO AMPLIFICATORE
- 2) TECNICA DI PRE-POST DISTORSIONE (circuiti a radiofrequenza)

Partiamo dalla seconda tecnica:

Noi abbiamo circuiti non lineari.



$$y_2 = K f^{-1}(f(x))$$



$$V_{DD2} = V_{GS2} - V_{TH1} \quad V_{GS2} = V_{DD2} + V_{TH}$$

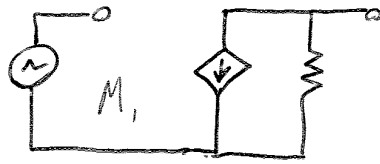
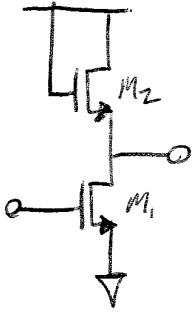
$$V_o = V_{DD} - V_{GS2}$$

$$V_{GS2} = V_{TH} + V_{DD2} = V_{TH} + \left(\frac{i_{D2}}{\beta_n \left(\frac{W}{L}\right)_2} \right)^{1/2}$$

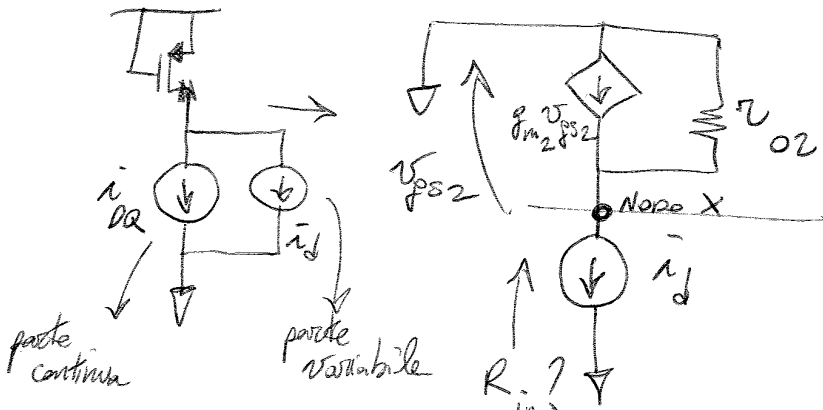
$$i_{D2} = i_{D1}$$

$$i_{D1} = \beta_n \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS1} - V_{TH})^2$$

l' $\frac{1}{2}$ elimina il problema di elevare al quadrato la V_{GS} e quindi tende a eliminare le



Mentre M_2 è collegato a diodo; (sicuramente in sat.)



$$R_{in} = \frac{V_X}{i_d} = \frac{v_{gs2}}{i_d}$$

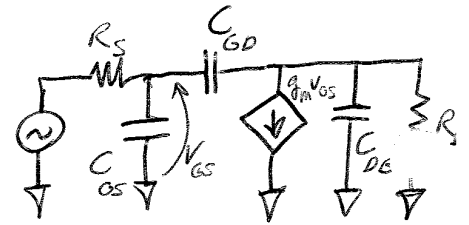
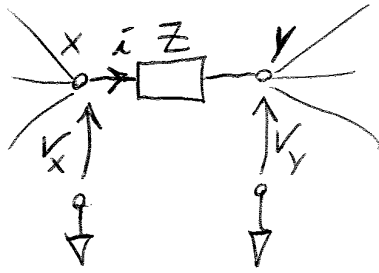
$$i_d = g_{m2} v_{gs2} + \frac{v_{gs2}}{r_{o2}}$$

$$R_{in} = \frac{v_{gs2}}{i_d} = \frac{1}{g_{m2} + \frac{1}{r_{o2}}} \approx \frac{1}{g_{m2}}$$

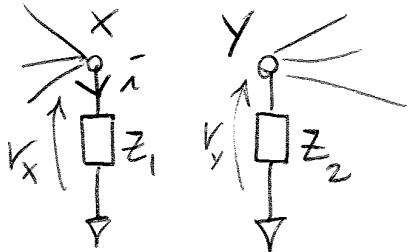
di solito molto minore della g_m , se siamo in SAT

Un mos in diodo, percorso da corrente, è in piccolo segnale \approx ad un resistore di resistenza $\frac{1}{g_m}$

PRINCIPIO DI MILLER



Se sono equivalenti,

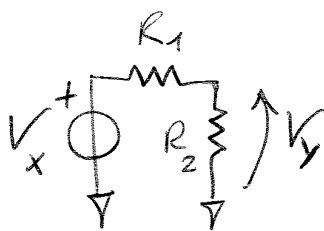


$$Z_1 = \frac{Z}{1 - \frac{V_y}{V_x}} \quad Z_2 = \frac{1}{1 - \frac{V_x}{V_y}}$$

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

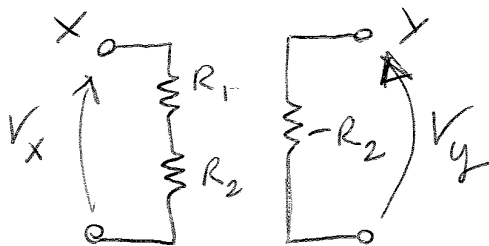
$$1 - \frac{V_y}{V_x} = \frac{Z}{Z_1}$$

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



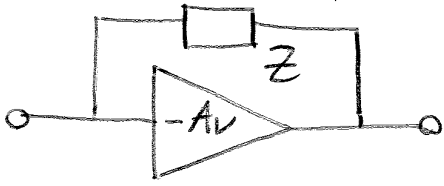
$$Z_1 = \frac{R_1}{1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2}} = R_1 + R_2$$

$$Z_2 = -R_2$$

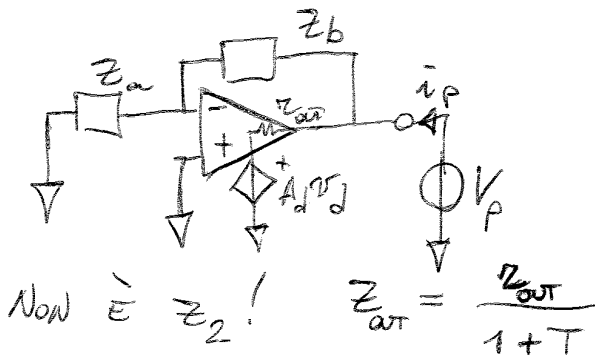
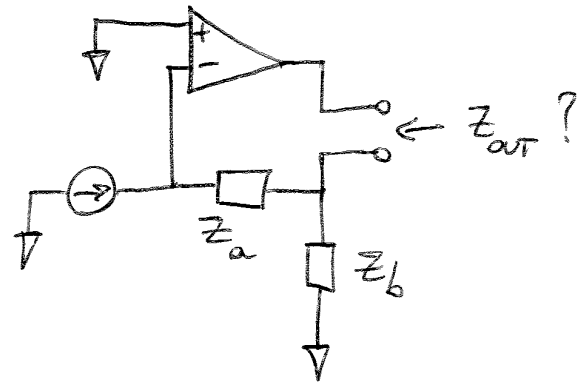
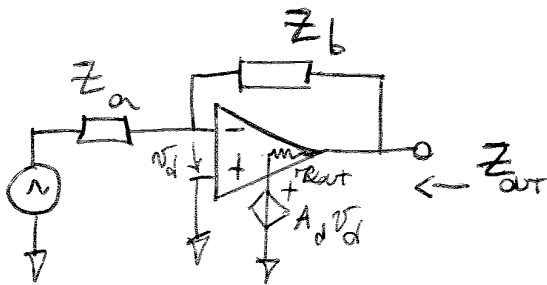


MA QUI NON SONO EQUIVALENTI!

Alla base del principio c'è l'idea che il segnale vada solo in una direzione, Z_2 NON è l'impedenza d'uscita!



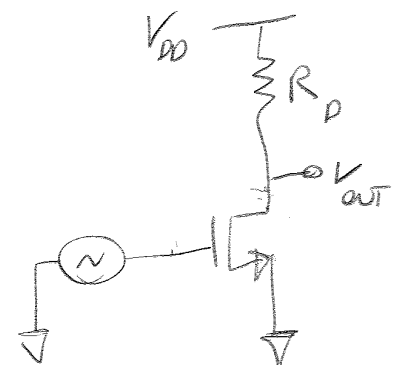
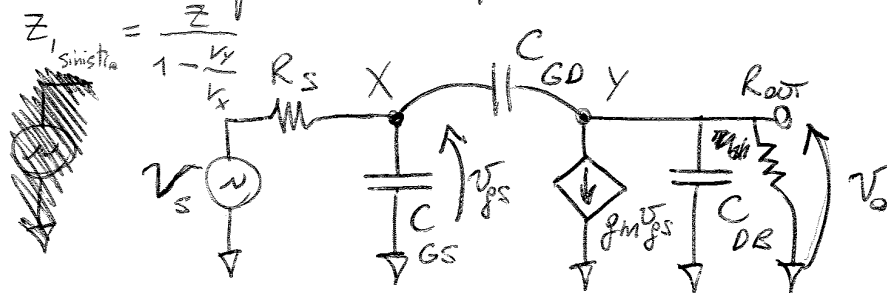
Esempio



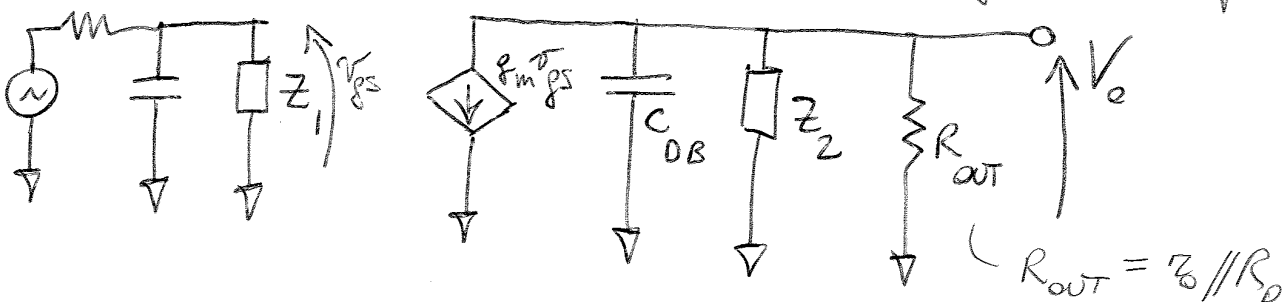
AMPLIFICATORE A SOURCE COMUNE

Analisi della risposta in frequenza con Miller

R_{out} riasume: $R_{out} = Z_o // R_L$

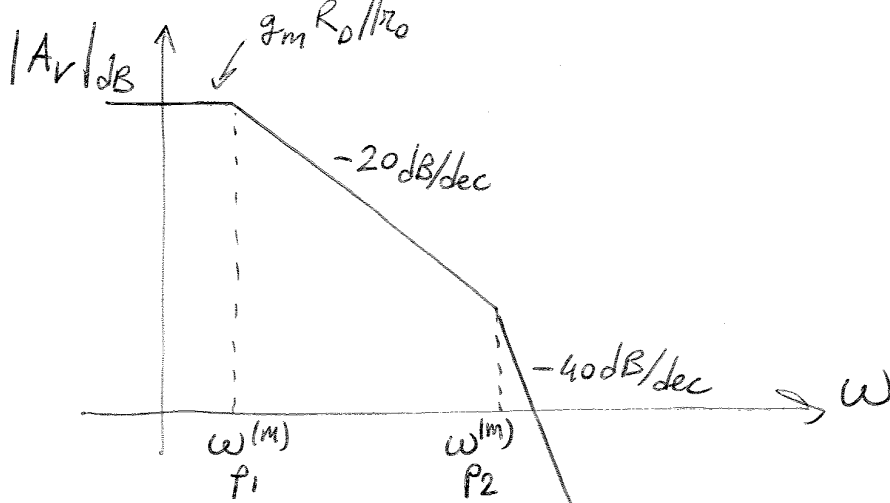


Eq. di MILLER



$$P_1^{(M)} = -\frac{1}{C_{in} R_S} \quad P_2^{(M)} = -\frac{1}{C_{out} R_{out}}$$

SECONDO MILLER



Svolgendo l'esercizio di elettrotecnica scopriremo però...

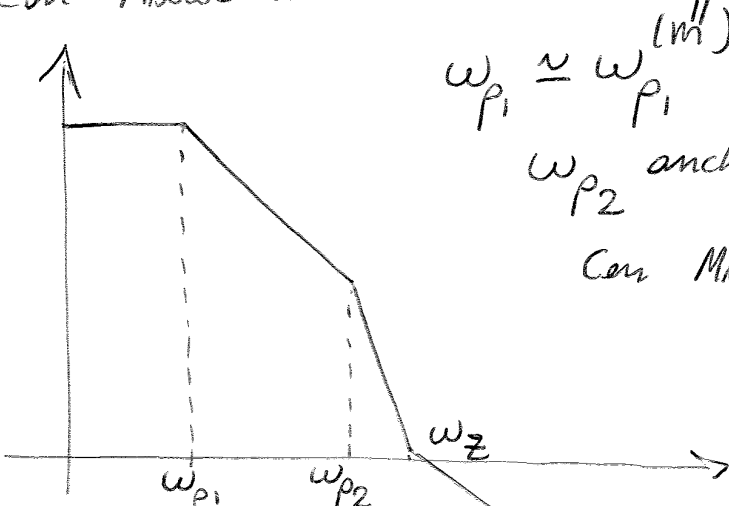
$$\frac{V_o}{V_S} = -g_m R_D \frac{\left(1 - \frac{s}{z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right) \left(1 + \frac{s}{p_2}\right)}$$

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

$$\omega_{p_1} = \left[R_S (1 + g_m R_{out}) C_{GD} + R_S C_{GS} + R_{out} C_{out} \right]^{-1}$$

$$\omega_{p_2} = \left\{ \omega_{p_1} \left[R_S R_D (C_{GS} C_{GD} + C_{GD} C_{DB} + C_{GB} C_{DB}) \right] \right\}^{-1}$$

Con Miller valeiamo in modo approssimato.



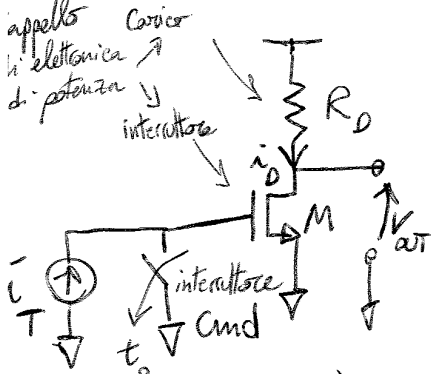
$$\omega_{p_1} \approx \omega_{p_1}^{(M)}$$

ω_{p_2} anche molto diverso da $\omega_{p_2}^{(M)}$

Con Miller niente ω_z

Valle la pena rivedere Miller nel dominio del tempo.

All'istante t_0 apriamo l'interruttore



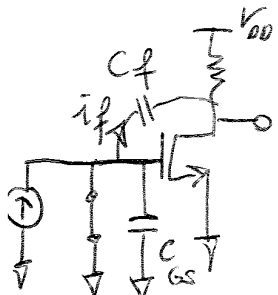
Però insista la capacità in cui iniettiamo i_T dipende al punto di lavoro. Quando è spento è sul body.

All'istante t^* la V_{GS} supera la soglia e si forma il canale.

Transistore saturo, V_{DS} sicuramente maggiore della V_{DD}
 $V_{DS} = (V_{GS} - V_{TH})$.

Ora abbiamo C_{GS} / C_{GD} . Una volta che

il Mos è acceso, il punto di lavoro è definito e prendono un valore

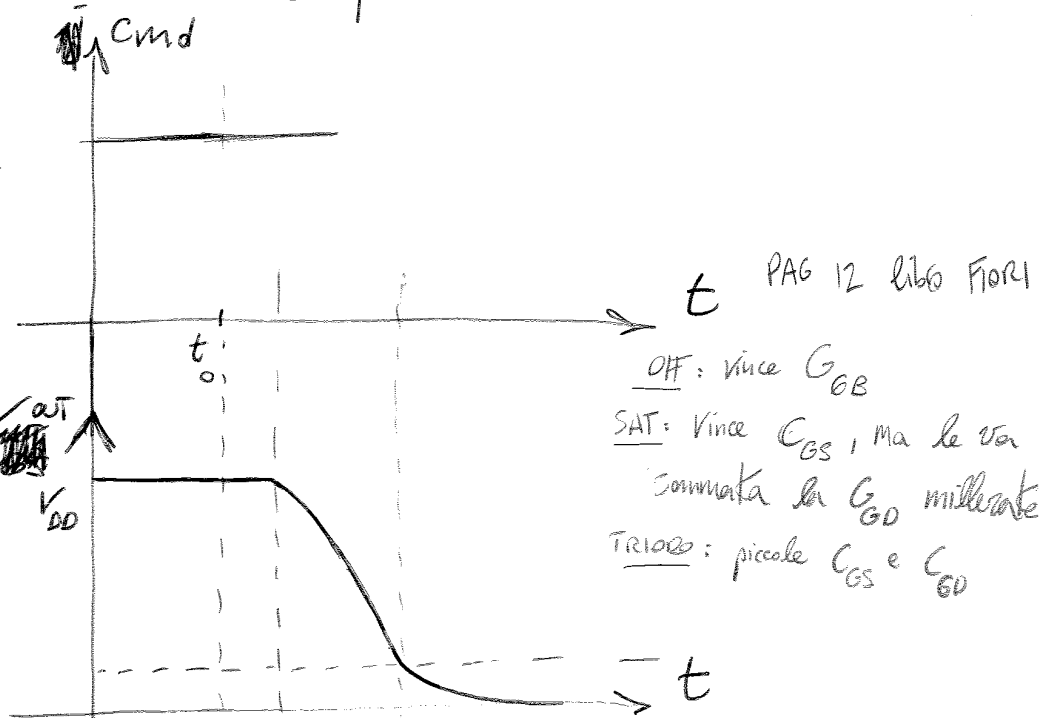


$$i_t = i_f + i_f, \quad i_f = C_f \frac{dV_f}{dt} =$$

$$= i_f = C_f \frac{d(V_{GS} - V_o)}{dt} =$$

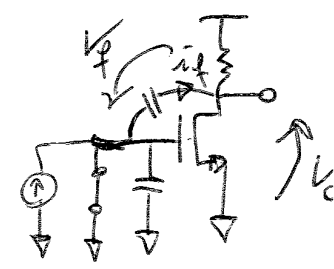
$$i_f = C_f \frac{d(V_{GS} + g_m R_D V_{GS})}{dt} = C_f (1 + g_m R_D) \frac{dV_{GS}}{dt}$$

$$\text{Allora } i_t = [C_{GS} + C_f (1 + g_m R_D)] \frac{dV_{GS}}{dt}$$



PASSA IN TRIODE, $V_{DS} < V_{DD}$?
 Continua ad aumentare V_{GS} e quindi i_D , allora vado in triode e siccome non amplifica più MILLER SPARISCE e i_T vede una capacità più piccola. i_T vede Saturo e si comporta da amplificatore, QUINDI EFFETTO MILLER che fa apparire una capacità "virtuale" ENORME.

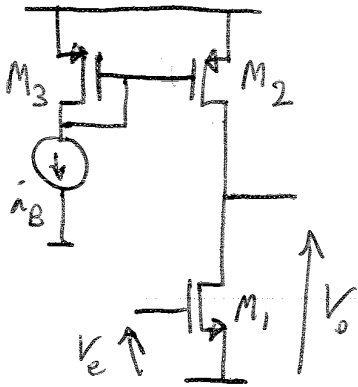
C_{GB} rilevante "piccola" (retta molto veloce) ($C_{GB} = C_{GS}$)



Amplificatori a guadagno elevato

Fiori 16/3/15

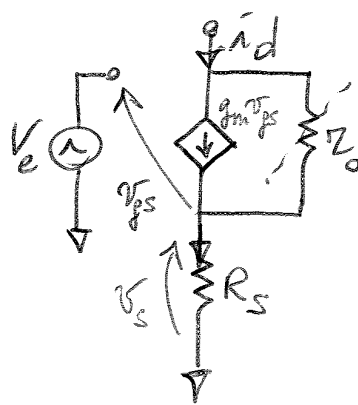
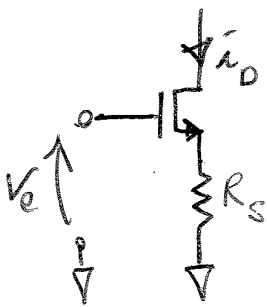
Col source comune a carico attivo si arriva al massimo a un centinaio. ①
 Stadi più semplici degli operazionali:



$$A_{v_o} = \frac{V_o}{V_e} = -g_{m_1} (r_{o1} || r_{o2})$$

$$A_{v_o} \approx 10^2$$

STADIO A SOURCE COMUNE CON DEGENERAZIONE DI SOURCE



$$i_d = \frac{V_e - V_{gs}}{R_s}$$

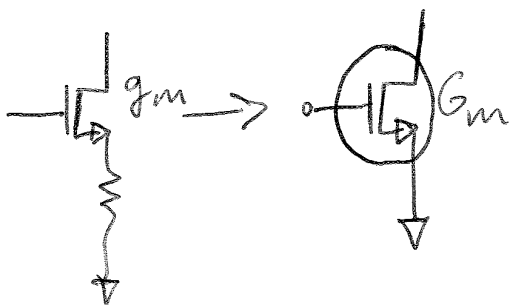
$$i_d = \frac{V_{gs}}{R_s}$$

$$i_d = g_m V_{gs} = g_m (V_e - R_s i_d)$$

Allora $i_d = (1 + R_s g_m) = g_m V_e$ Trascurando r_o

$$G_m = \frac{i_d}{V_e} = \frac{g_m}{1 + R_s g_m}$$

È un transconduttore, e la sua "G_m" è quella.



Se $R_s \approx 0$ si torna al Mos di prima, $g_m \approx G_m$

IN SAT. $i_d = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2$

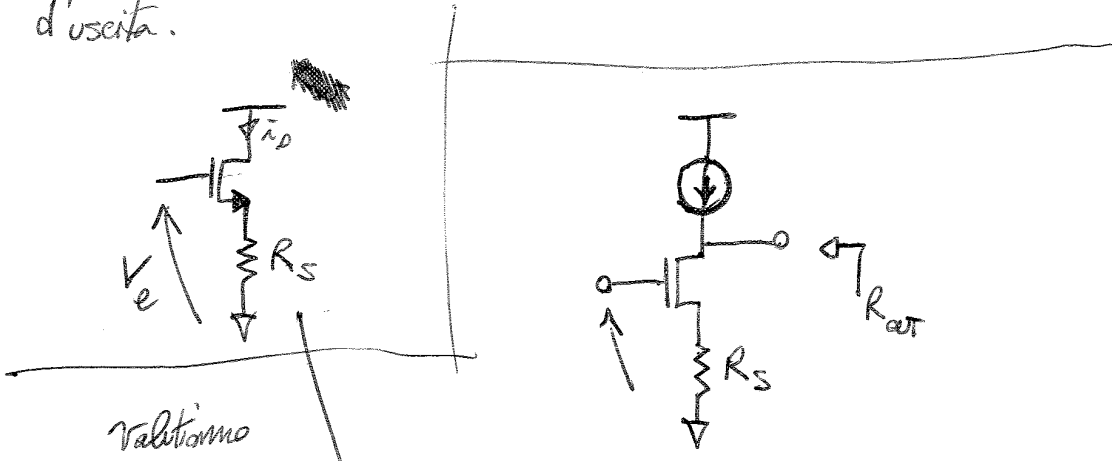
$$i_d = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_e - i_d R_s - V_{TH})^2$$

L'aspetto interessante è la crescita dell'impedenza d'uscita.

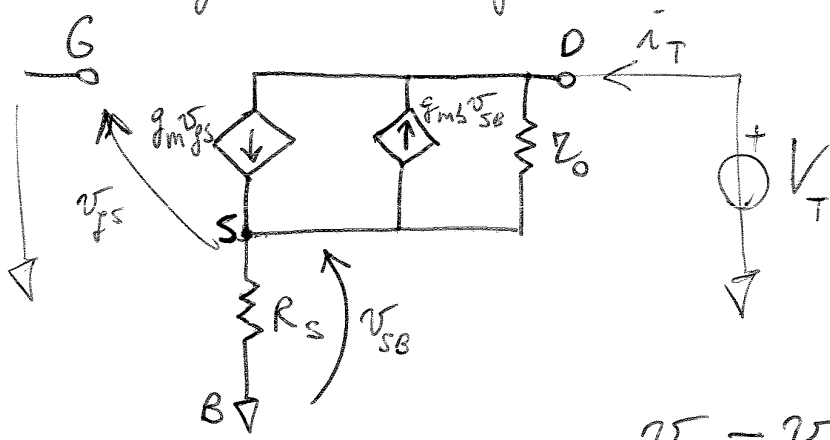
Fiore

16/3/15

(2)



Validiamo il piccolo segnale con Body



$$\bar{i}_T = g_m v_{gs} - g_{mb} v_{sb} + \frac{v_T - v_{sb}}{r_o}$$

$$v_{gs} = -v_{sb}$$

$$v_{sb} = R_s \bar{i}_T$$

$$\bar{i}_T = g_m R_s \bar{i}_T - R_s \bar{i}_T + \frac{v_T}{r_o} - \frac{R_s \bar{i}_T}{r_o}$$

$$\bar{i}_T \left(1 + R_s + \frac{R_s}{r_o} + g_m R_s \right) = \frac{v_T}{r_o}$$

$$R_{out} = \frac{v_T}{\bar{i}_T} = r_o \left[1 + R_s \left(g_m + g_{mb} + \frac{1}{r_o} \right) \right]$$

$$R_{out} = r_o + R_s + \underbrace{(g_m + g_{mb}) r_o R_s}_{\text{Termine dominante}}$$

La R_{out} è la stessa che avrei col source DEGENERATO, $16/3/15$
 è elevata approssimata Fiorel (3)

$$R_m = -R_D // R_{out} = -R_D // \left((g_m + g_{mb}) r_o R_S \right) \approx -R_D$$

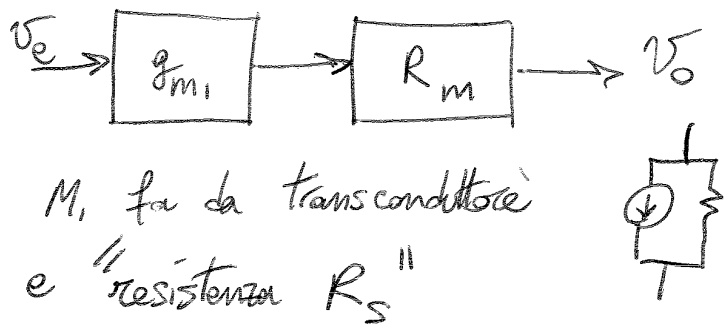
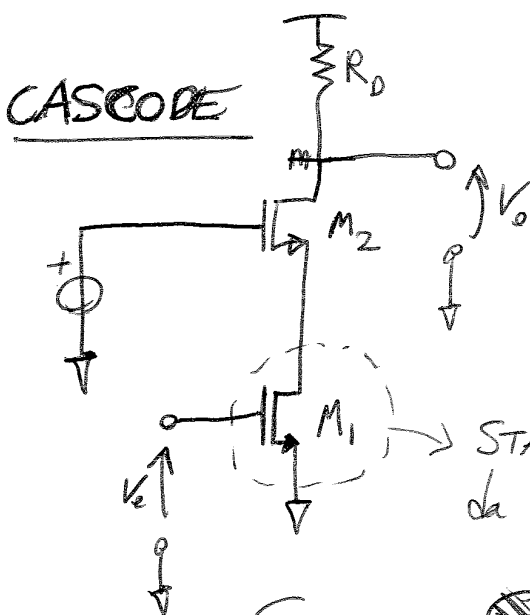
↑
TRANSRESISTENZA



Se al posto di R_D ci fosse un generatore di corrente il guadagno intrinseco sarebbe elevatissimo, $R_D \rightarrow \infty : R_m \rightarrow (g_m + g_{mb}) r_o R_S$

- 1) Quindi la R_S ci aumenta la R_{out}
- 2) ... pure in GATE COMUNE
- 3) \hookrightarrow Di cui modulo la corrente di Source, e se $g_m R_S \gg 1$ la corrente di source che modulo passa tutta nel source
- 4) Allora la $R_m \approx -R_D$
- 5) Facendo crescere R_D allora la R_m tende a $R_{out} \approx (g_m + g_{mb}) r_o R_S$ ed è molto alta.

GATE COMUNE PILOTATO DA SOURCE COMUNE



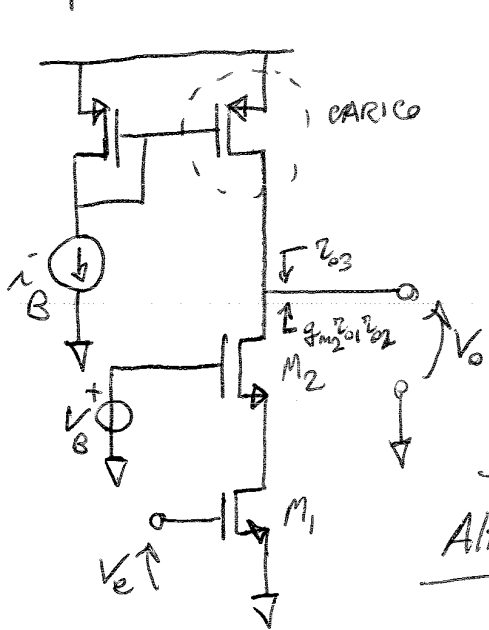
STAVATA LA R_S è un MOS, e fa pure da TRANSCONDUTTORE

$$G_m \text{ CASCODE} = g_m$$

Il cascode ha $g_m = g_{m1}$ ed elevatissima R_{out} Fiorzi 16/3/15 (4)

Aumentata la R_{out} per tirare su il guadagno.

Al posto di i_B in Mos:



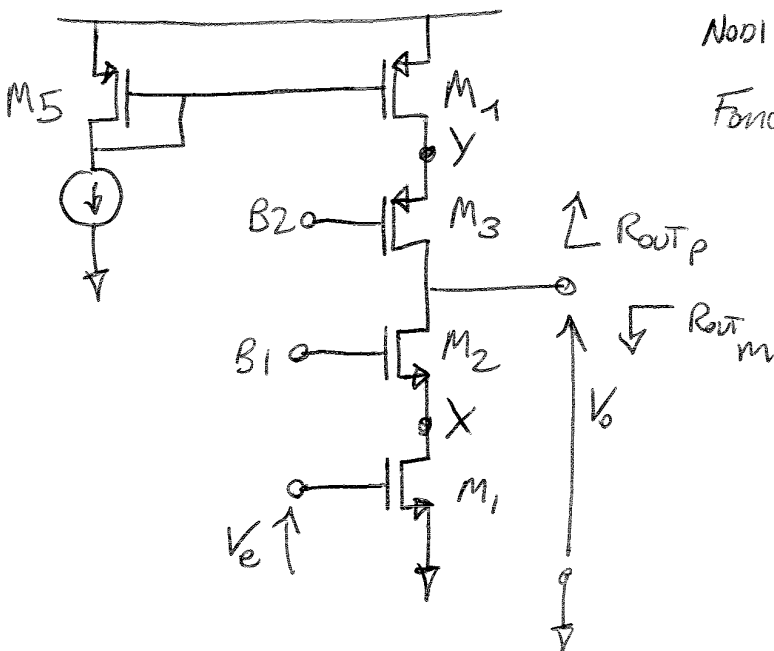
$$A_{V_o} = -g_{m1} \left(z_{o3} \parallel \left(g_{m2} z_{o1} z_{o2} \right) \right)$$

$$A_{V_o} \approx -g_{m1} z_{o3}$$

TUTTI GLI SFORZI VANIFICATI DAL CARICO

Non ha senso!

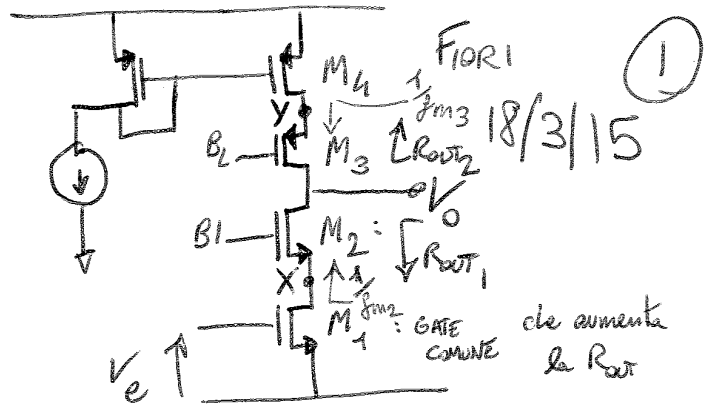
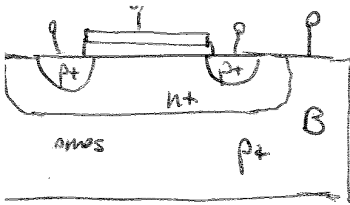
Altro CASCODE!



Nodi X, Y A BASSA IMPEDENZA.
Fondamentale per la risposta
in frequenza

$$A_{V_o} = -g_{m1} \left[\left(z_{o2} g_{m2} z_{o1} \right) \parallel \left(g_{m3} z_{o3} z_{o1} \right) \right]$$

$R_{out\ m} \qquad R_{out\ p}$

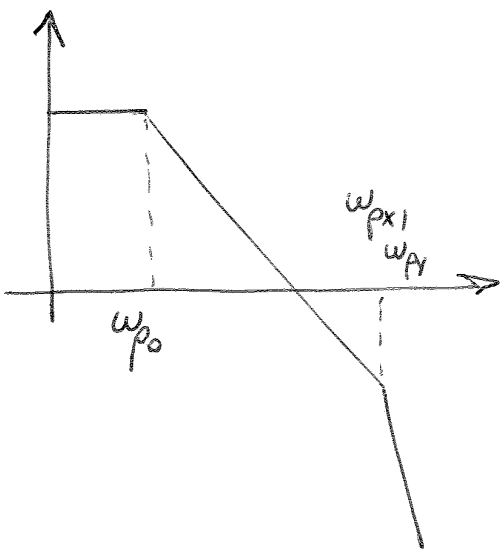


M_3 / M_4 "paraffia" la R_{out} con M_1 / M_2

$$A_{v0} = -g_{m1} (R_{out1} \parallel R_{out2}) = -g_{m1} \left[(g_{m2} z_{o1} z_{o2}) \parallel (g_{m3} z_{o3} z_{o4}) \right] =$$

$A_{v0} \uparrow = -g_{m1} \left[\frac{1}{2} z_{o1} g_{m2} z_{o2} \right]$, siccome $R_{out1} \approx R_{out2}$
 Aumentando arbitrariamente $R_{out1} \approx R_{out2}$

I nodi X e Y sono a bassa impedenza. Effetto ridotto sulle capacità parassite.



Duplica vantaggio,
 A_{v0} più alto
 Banda più larga

Tutti i nodi a bassa impedenza tranne il nodo di uscita.

Se, per ottenere un elevato A_v , avessimo messo in cascata più stadi A_1, A_2, \dots

Fiori (2)

18/3/15

$$\begin{cases} V_{B1} - (V_{TH} + V_{OD2}) > V_{OD1} \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{OUT} > V_{B1} - (V_{TH} + V_{OD2}) + V_{OD2} \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{B1} > V_{TH} + V_{OD1} + V_{OD2} \\ V_{OUT} > V_{B1} - V_{TH} \end{cases} \text{ SWING MINIMO DI USCITA}$$

Cambiando V_{B1} cambio il limite inferiore.

Quindi caso migliore: $V_{OUT} > V_{OD1} + V_{OD2}$

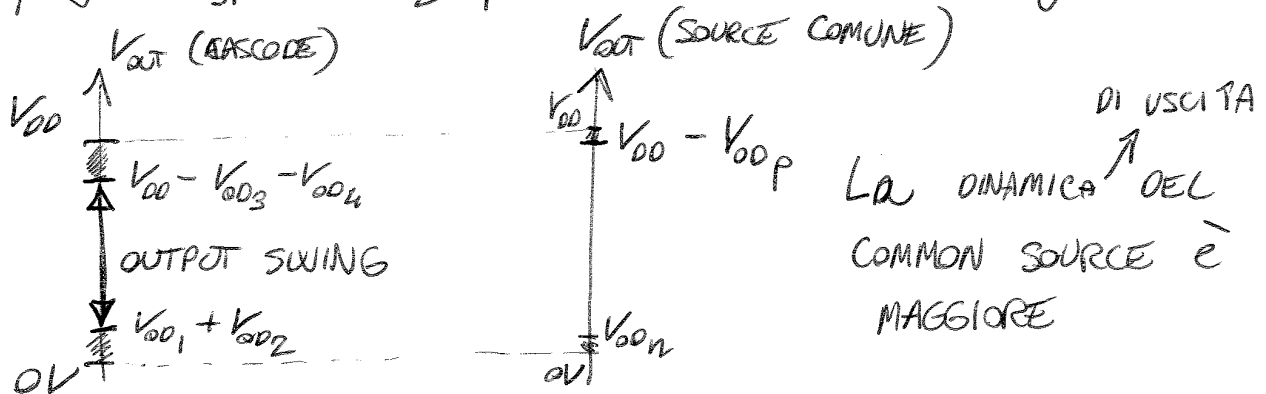
Caso migliore: imponendo $V_{B1} = V_{TH} + V_{OD1} + V_{OD2}$

Analitici calcoli per $V_{OUT} \text{ MAX}$,

$$\underbrace{V_{B1} = V_{THn} + V_{OD1} + V_{OD2}}_{\text{imposta}}, \quad \underbrace{V_{B2} = V_{THp} + V_{OD3} + V_{OD4}}_{\downarrow}$$

$$V_{OD1} + V_{OD2} < V_{OUT} < V_{DD} - (V_{OD3} + V_{OD4})$$

Impongo V_{B1} e V_{B2} per massimizzare lo swing della V_{OUT}

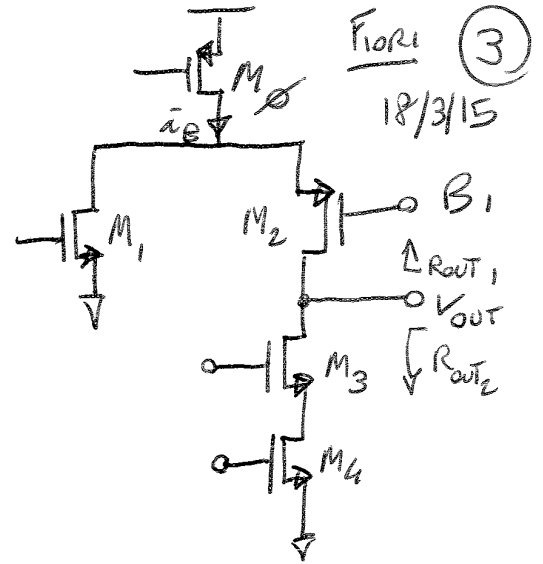
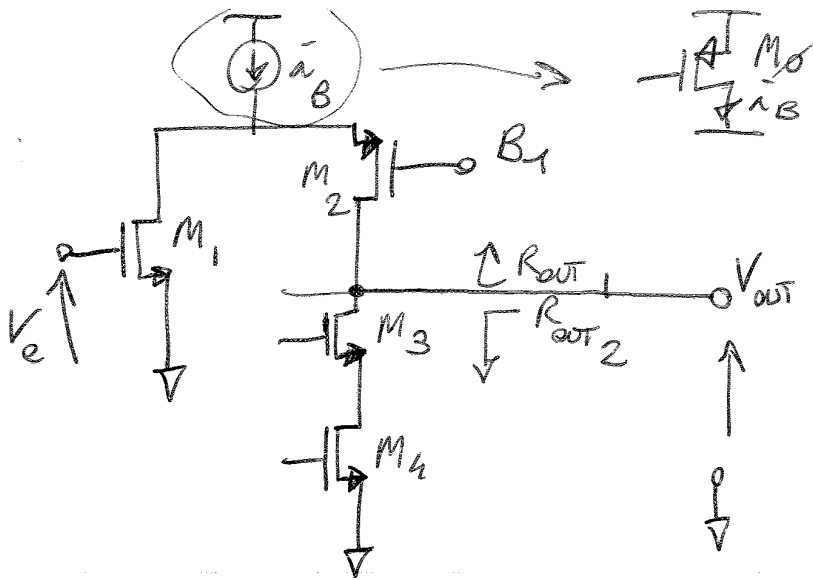


Esempio

$$V_{DD} = 3V, \quad V_{THn} = 0,5V, \quad V_{THp} = 0,6V, \quad V_{ODp} = V_{ODn} = 100mV$$

CASCODE: $200mV < V_o < 2,8V$

c.s.: $100mV < V_o < 2,9V$



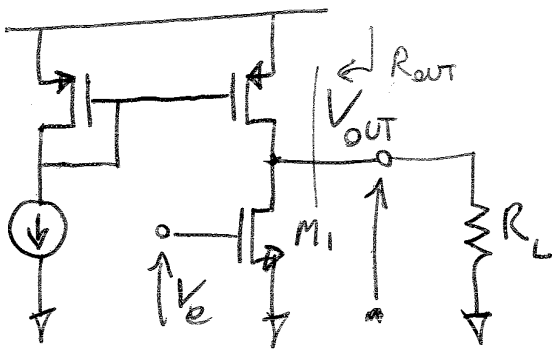
Fiorini (3)
18/3/15

$$A_{v0} = -g_{m1} (R_{out1} \parallel R_{out2})$$

$$R_{out2} = g_{m3} r_{o3} r_{o4}$$

$$R_{out1} = g_{m2} r_{o2} (r_{o\phi} \parallel r_{o1})$$

Le impedenze d'uscita dei circuiti visti sono di decine di $M\Omega$



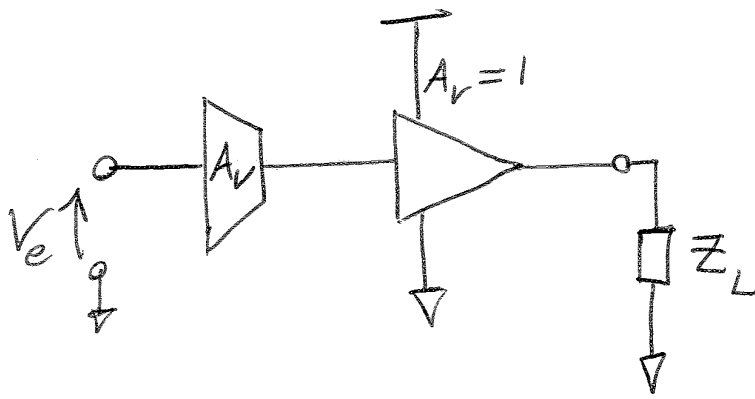
Se R_L fosse $\gg R_{out}$ allora il guadagno non ne sarebbe affetto, e $A_{v0} \approx -g_m R_{out}$

Ma se R_L fosse $\leq R_{out}$ il guadagno calerebbe drasticamente

$$A_{v0} = -g_{m1} R_L \parallel R_{out} \quad \text{l'amplificazione dipende dal carico... che schifo}$$

Fiori
18/3/15

(4)

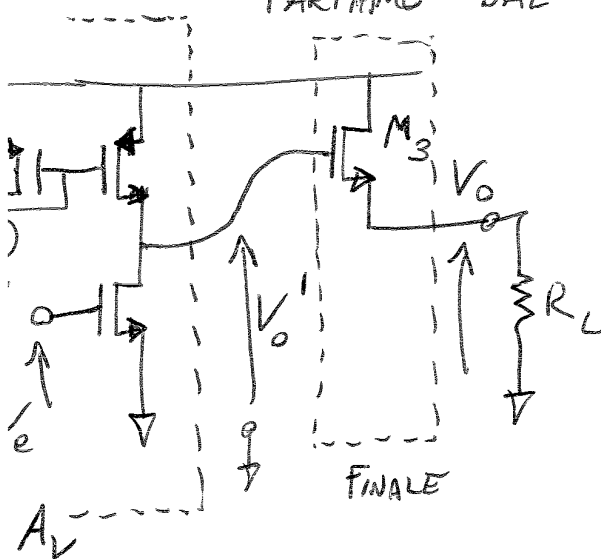


Deve fornire corrente e DISACCOPIARE l'IMPIEDENZA. Non amplifica in tensione.

Ha quindi DUE compiti.

- Prende energia dall'alimentazione e la fornisce al carico
- "Nasconde" il carico allo stadio di amplificazione di tensione. La sua Z_{IN} non deve disturbare lo stadio precedente.

PARTIAMO DAL DRAIN COMUNE



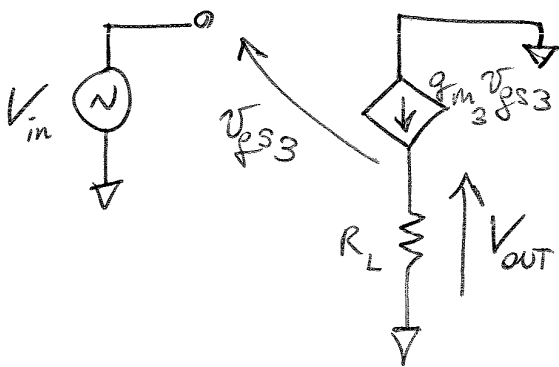
Quindi lo studio finale fa da inseguitore di tensione se la V_{o3} è trascurabile. Cio' dipende da $\left(\frac{W}{L}\right)_3$... se è grande la g_{m3} cresce e la V_{o3} cala.

Fiori 18/3/15 (5)

$$V_{out} = V_{in} - V_{TH} - \left[\frac{2 \frac{V_{out}}{R_L}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)} \right]^{\frac{1}{2}}$$

Ancora più vero se parliamo dei pipaloni, che hanno una elevata g_m . EVIDENTE ANALIZZANDO IL PICCOLO SEGNALE DEL DRAIN COMUNE

VOLENDO VALUTARE $A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}}$



$$V_{out} = R_L i_o = R_L g_{m3} v_{gs3}$$

$$V_{out} = R_L g_{m3} (V_{in} - V_{out})$$

Allora

$$V_{out} (1 + g_{m3} R_L) = R_L g_{m3} V_{in}$$

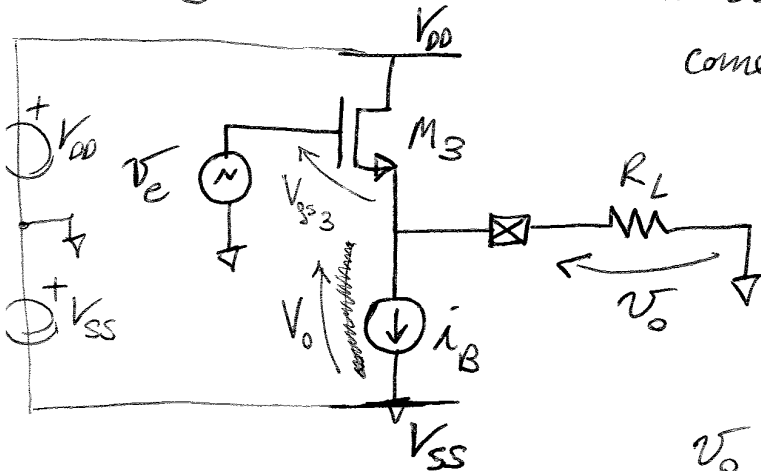
$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{m3} R_L}{1 + g_{m3} R_L}$$

Dunque se $g_{m3} \gg 1$ allora $A_v \approx 1$

Vogliamo pilotare un carico con una tensione a valore medio nullo.

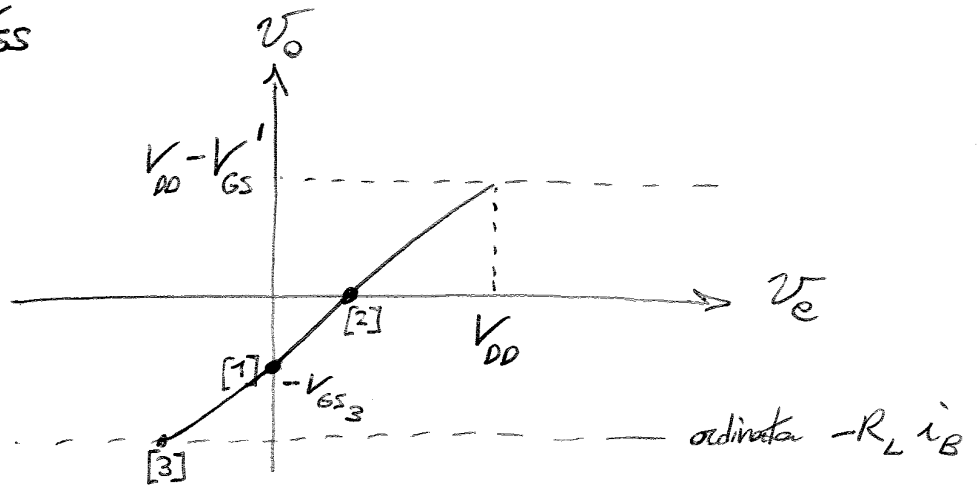
mettono $\bar{v}_e = 0V$

Ci va qualcuno che succhi corrente, come fa i_B .



STADIO FINALE IN CLASSE A

Topologia di riferimento: DRAIN COMUNE



1] Applicando una $v_e = 0$; M_3 fornirà corrente al carico ed a i_B , la tensione di uscita sarà $-V_{GS3}$.

2] Al crescere dell'ingresso la v_o lo segue. Il mos M_3 erogherà tutta la i_B , non passerà corrente nel carico!

Parlando del terzo quadrante:

sicuramente $i_o = i_B + i_L$

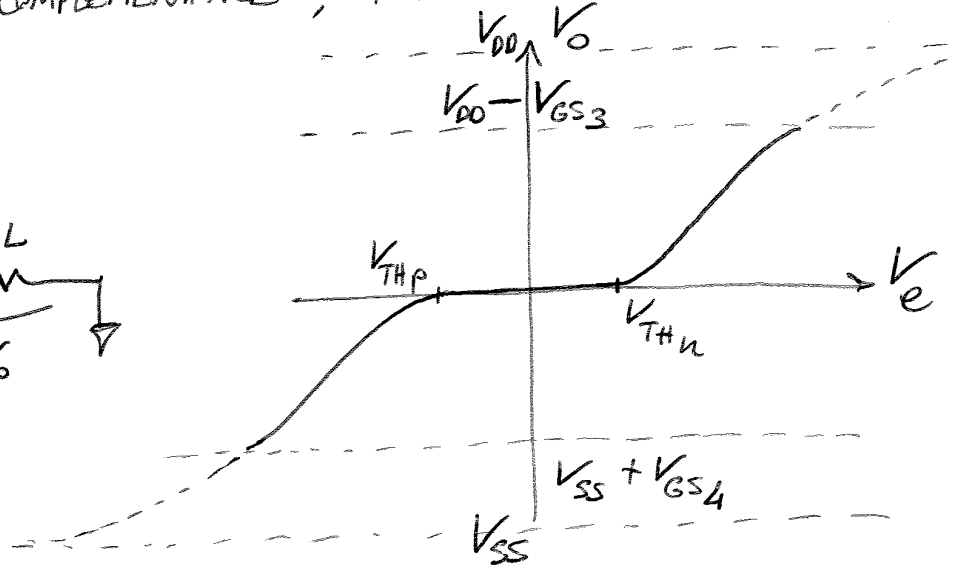
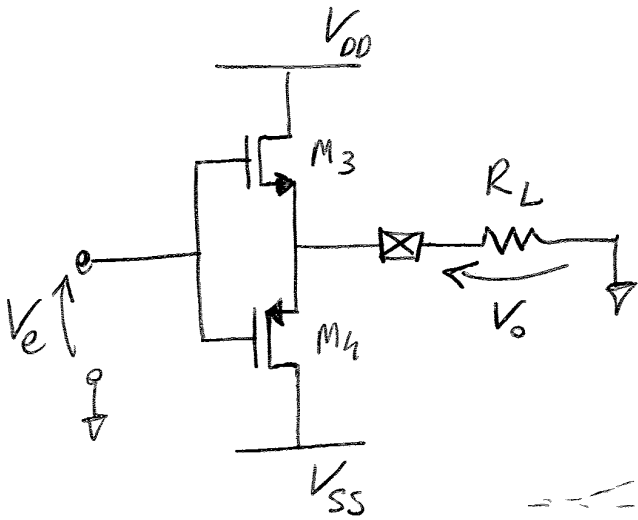
3] Quando M_3 si spegne tutta la i_B passa in R_L .

Ho bisogno di una alimentazione simmetrica, V_{DD} e V_{SS}

In pratica i_B serve a ottenere tensioni negative.

Per l'efficienza:

STADIO A SIMMETRIA COMPLEMENTARE, FINALE IN CLASSE B



Che impedenza vede l'amplificatore di tensione?

Vede un condensatore.

Impedenza di uscita:

Sono accesi uno alla volta! Chi definisce l'imp. d'uscita è quello acceso attualmente,

$$Z_{out} = \frac{1}{g_{m3}} \quad \text{oppure} \quad Z_{out} = \frac{1}{g_{m4}}$$

Dipende dal segno della V_e , brutta faccenda.