

ELETTRONICA

[Fotocopie di Appunti]

A CURA DI ALESSANDRO PAGHI

PROFESSORE: Santina Rocchi (<http://www3.diism.unisi.it/people/person.php?id=19&aa=2015>)

LINK AL CORSO ANNO 2015/2016:

<http://www3.diism.unisi.it/FAC/index.php?bodyinc=didattica/inc.insegnamento.php&id=55110&aa=2015>

FREQUENTAZIONE: Consigliata.

I° prova itinere: fine Gennaio.
Oscio Ricevimento: lunedì Mattina.

RICHIAMI DI FISICA II

\vec{E} campo elettrico.

$$\vec{E} = \lim_{\Delta Q \rightarrow 0} \frac{\Delta \vec{E}}{\Delta Q}$$



Dimensioni (mks A):

$$[E] = \frac{[F]}{[Q]} = \frac{N}{C} = \frac{kg \cdot m/s^2}{A \cdot s}$$

Flusso di \vec{E}

$$\phi(\vec{E}) = \int_{chiusa} \vec{E} \cdot \vec{m} \, dS$$

Teorema di Gauss: $\phi(\vec{E}) = \frac{Q_{int}}{\epsilon_0}$

$$[\epsilon_0] = \frac{C}{\frac{N}{C} \cdot m^2} = \frac{C^2}{Nm^2}$$

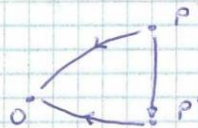
V Potenziale elettrostatico.

$$W_{p' \rightarrow 0} + W_{0 \rightarrow p'} = 0$$

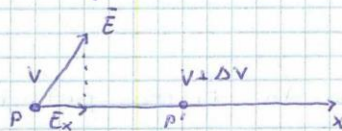
$$W_{p' \rightarrow 0} = -W_{0 \rightarrow p'}$$

$$V_{p' \rightarrow 0} = -V_{0 \rightarrow p'}$$

$$W_{P-P'} = V_{P0} - V_{P'0}$$



0: punto di riferimento (spesso GROUND)



$$W_{P-P'} = V - (V + \Delta V) = -\Delta V$$

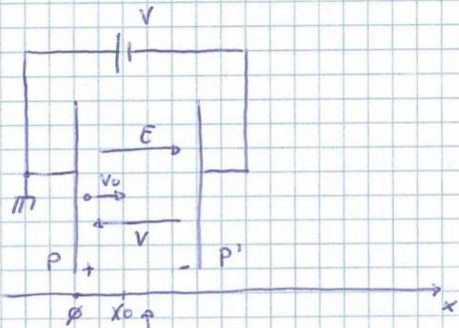
$$\vec{E}_x \cdot \Delta x = -\Delta V \Rightarrow \vec{E}_x = -\frac{\Delta V}{\Delta x} \quad (\text{Rapporto fra } \vec{E} \text{ e } V)$$

Energia Potenziale

$$U = q \cdot V$$

$$q (\text{elettrone}) \cdot \underset{\substack{\uparrow \\ 1V}}{V} = \underset{\substack{\uparrow \\ \text{electron Volt}}}{1eV}$$

$$q_e = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ e}$$



due superfici conduttrici, equipotenziali.

$$V(x) = -E \cdot x + \text{cost}$$

$$U(x) = -q \cdot V(x)$$

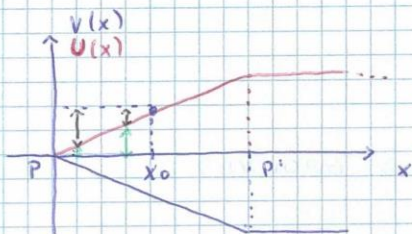
$$U(\phi) = \phi$$

$$\Rightarrow \text{cost} = \phi$$

Se ci fosse un elettrone inizialmente in movimento:

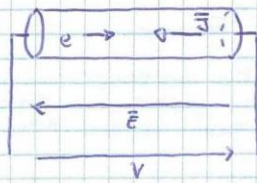
$$U(\phi) + \frac{1}{2} m v_0^2 = W$$

$$U(x_0) + \phi = W, \text{ con } x_0: V = \phi$$



l'energia cinetica • diventa tutta potenziale •.

L'elettrone si ferma di fronte ad una barriera di potenziale.



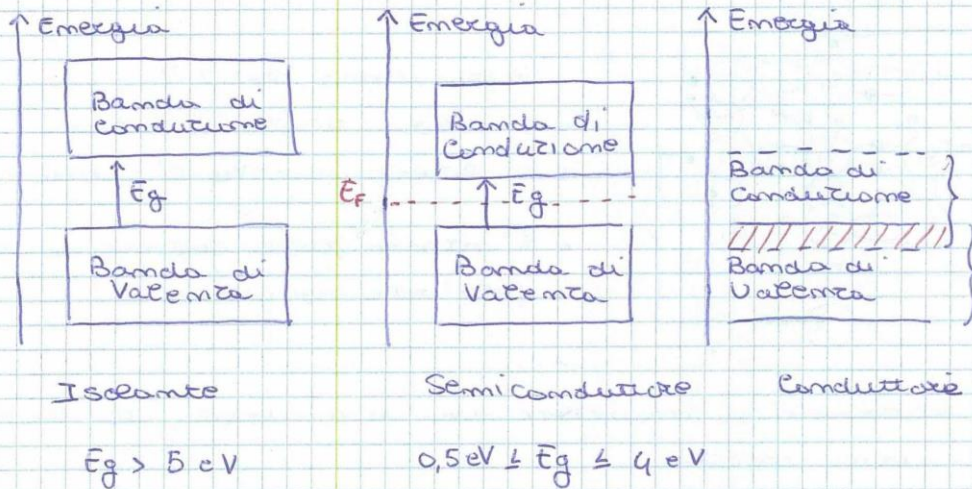
$$V_{\text{drift}} = V_d = \mu \cdot E$$

↑
mobilità

$$\bar{J} = \rho \cdot \mu \cdot \bar{E} = \sigma \cdot \bar{E}, \quad \sigma = \rho \cdot \mu$$

↑
conduttività

Testa delle Bande Energetiche



Silicio : $E_g = 1,1 \text{ eV}$

E_g : Energia di gap.

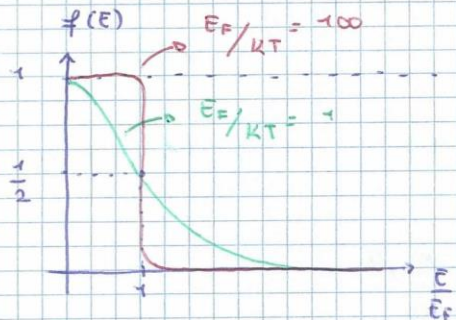
Energia che serve per scegliere i materiali.

Legge di Fermi-Dirac

$$f(E) = \frac{1}{1 + e^{\left(\frac{E}{E_F} - 1\right) \cdot \frac{E_F}{kT}}}$$

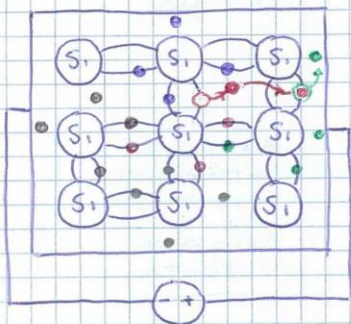
E_F : E di Fermi

linea energetica più alta a cui possiamo stare gli elettroni nel caso assoluto.



$f(E)$: probabilità con la quale un elettrone può essere in condizione ad una data temperatura.

Sezione di materiale di silicio puro.

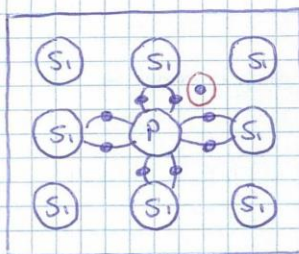


Supponiamo che $T \uparrow$

- si libera l'atomo rosso!
- si libera anche l'atomo verde!
- l'atomo rosso colma la lacuna dell'atomo verde!

Gli elettroni si muovono in un verso, e lacune nel verso opposto.

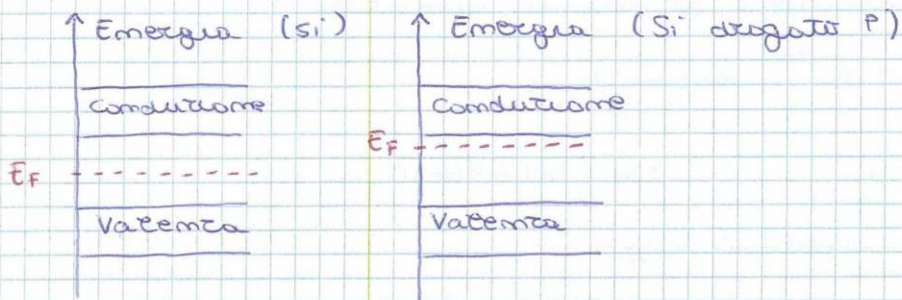
Movimento di lacune \Leftrightarrow movimento di cariche positive.



IMPIANTAZIONE IONICA di atomi di Fosforo.

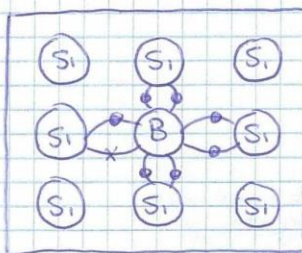
- Il Fosforo ha 5 elettroni, non 4!
- \Rightarrow Serve meno energia per salire in banda di conduzione

DROGABO di tipo (n) con ATOMI DONATORI (Fosforo)



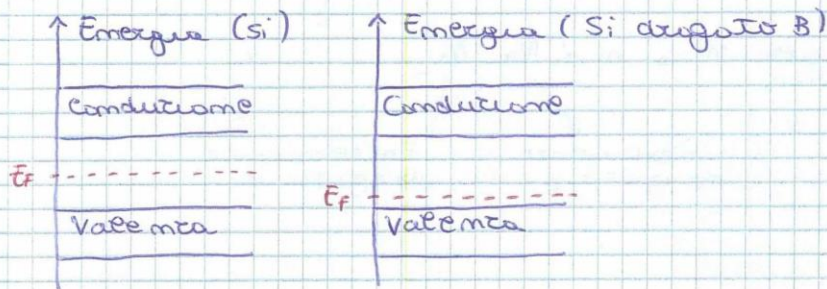
E_F è aumentata!

E_g diminuisce!



De Boro ha 3 elettroni, non 4!

DROGGABILE di tipo (P) con ATOMI ACCETTORI (Boro).



da conduzione deriva da lacune ed elettroni.

$$J = p \cdot \mu_p \cdot E + (n \cdot \mu_n + p \cdot \mu_p) \cdot q \cdot E \quad \text{con } \mu_n = 2,5 \cdot \mu_p$$

$$= \underbrace{[n \cdot q \cdot \mu_n + p \cdot q \cdot \mu_p]}_{p_n} \cdot E$$

μ_n : mobilità elettroni.

μ_p : mobilità lacune.

Per aumentare la conducibilità ci vogliono elettroni liberi e stati energetici disponibili.

N_0 : concentrazione di atomi donatori

$$N_0 = 10^{14} \div 10^{20} \text{ atomi/cm}^3$$

$$N_D^+ + p = n \quad \text{con DROGGAGGIO } n$$

↑ ↑
lacune elettroni liberi

$$n \gg p \Rightarrow n \approx N_0 \quad \text{a } T = 25^\circ \text{C}$$

$$N_A^- + n = p \quad \text{con DROGGAGGIO } p$$

$$p \gg n \Rightarrow p \approx N_A$$

Per un materiale P $\rightarrow p \approx N_A - N_D$

debolmente
drogato n

fortemente
drogato p

↑
In questi tipi di drogaggio, T influenza meno

↓
Per un materiale n $\rightarrow n \approx N_D - N_A$

debolmente
drogato p

fortemente
drogato n

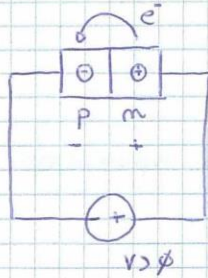
Giunzione P-N (Diodo)



Unendo due semiconduttori si genera un passaggio di elettroni da n a p (diffusione).

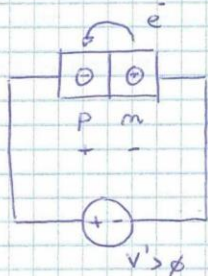
Si crea un campo elettrico E nei pressi della giunzione, opposto al passaggio di corrente che innesca il fenomeno di diffusione.

Polarizzazione Inversa



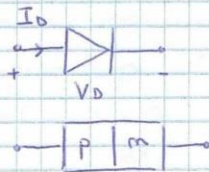
Unendo un certo potenziale circuito alla giunzione, il passaggio di e^- viene molto limitato.

Polarizzazione Diretta



Gli elettroni in n sono attirati dal polo + generato da V' e quindi superano la giunzione.

In un diodo il passaggio di corrente è regolato dalla tensione applicata.



Rel. costitutiva:

$$i_D = I_S \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right)$$

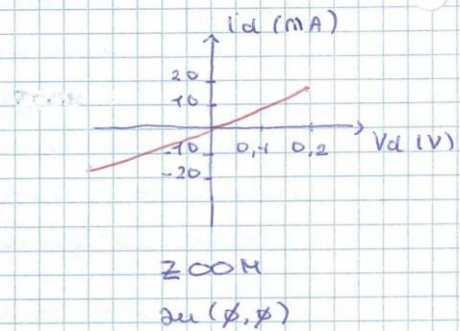
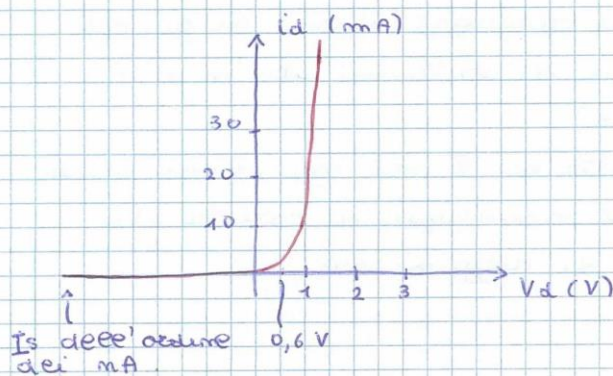
dove V_T è la tensione equivalente in temperatura

$$V_T = \frac{kT}{q_{rel}} \approx 25 \text{ mV a } T = 25^\circ \text{C}$$

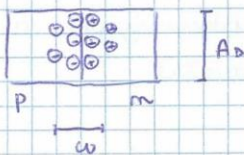
e I_S è detta corrente di saturazione inversa.

In POL. DIRETTA : $V_D \geq 5 V_T \Rightarrow i_D \approx I_S \cdot e^{\frac{V_D}{V_T}}$

In POL. INVERSA : $V_D < \phi \Rightarrow i_D \approx -I_S$ perché $e^{\frac{V_D}{V_T}} \ll 1$

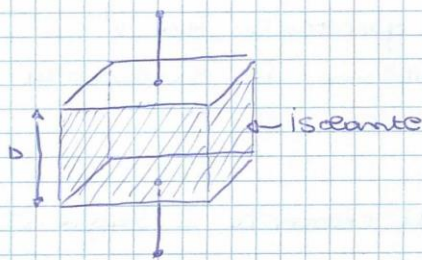


Osservazioni sul DIODO :



w : zona di carica spaziale.

Quando sono in POL. INVERSA in w non ci sono cariche libere, quindi si comporta da "isolante". Questo risultato è simile al risultato di un condensatore



$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta V} = \frac{\epsilon \cdot S}{d}$$

nel nostro caso:

$$C = \frac{\epsilon \cdot A_D}{w(V_D)} : \text{CAPACITA' DI TRANSIZIONE}$$

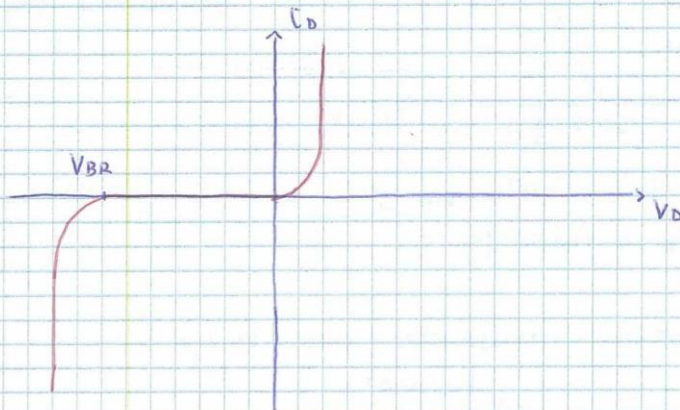
Quando sono in POL. DIRETTA, gli elettroni per passare la barriera impiegano un tempo ($\tau_T \neq \phi$), quindi varrà una quantità di carica determinata così : $Q = i_D \cdot \tau_T$

$$\text{quindi } C = \frac{\Delta Q}{\Delta V} = \tau_T \frac{\Delta i_D}{\Delta V_D} \xrightarrow{t \rightarrow \infty} \tau_T \frac{d i_D}{d V_D} = \tau_T \frac{I_S e^{\frac{V_D}{V_T}}}{V_T} = \frac{\tau_T \cdot i_D}{V_T}$$

ed è chiamata CAPACITA' DI DIFFUSIONE

Dalle caratteristiche non si vedono gli effetti capacitivi del diodo e nemmeno i suoi limiti fisici:

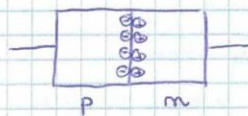
1. POT. DIRETTA: $p_D \approx I_D \cdot V_D$ quindi per oggetto Joule, il diodo può bruciarsi ($p_D \leq p_{Dmax}$).
2. POT. INVERSA: fenomeno di BREAK DOWN: V_{BR} è la massima tensione di pot. inversa, dopo tale livello il diodo si brucia.



Diodo Zener



Sono diodi P-N maggiormente concentrati.



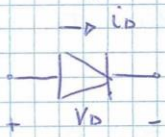
La zona di carica è più piccola.

Il fenomeno di Break Down accade a tensioni minori ($\approx 3V$) anziché a una tensione di un normale diodo ($\approx 30V$).

Funziona da regolatore di tensione: regola la tensione ai suoi capi.

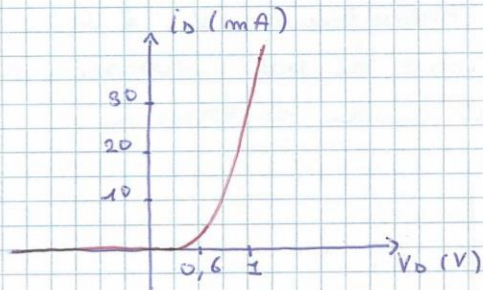
Riepilogo DIODO

12/10/2015



i_D è influenzata dalla temperatura, per via di I_S (raddoppia ogni $10^\circ C$) e per via di $V_T = \frac{RT}{q}$.

$$i_D = I_S \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right)$$

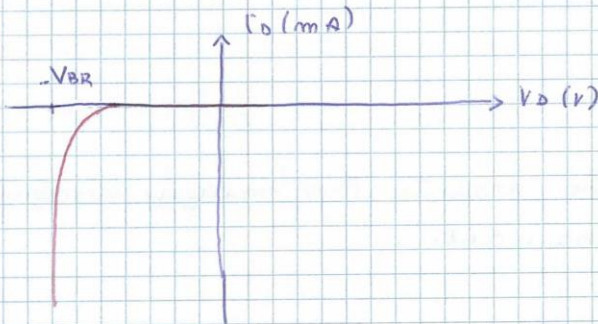


↳ Caratteristica non Lineare studiata per $V_D > \phi$

Per motivi fisici l'uso del diodo è limitato da:

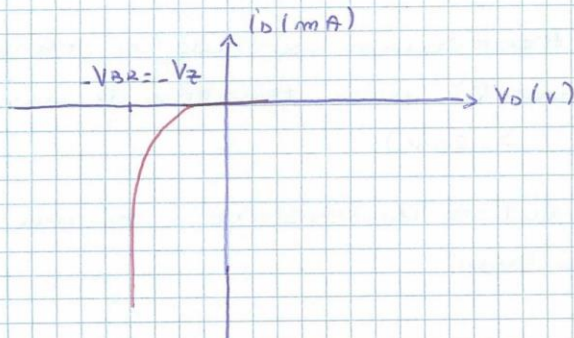
$$P_D = V_D \cdot i_D < P_{MAX}$$

Caratteristica studiata per $V_D < \phi$



Nei normali diodi non si può lavorare alla V_{BR} .

Possiamo lavorare alla V_{BR} solo con i diodi ZENER.



$|V_Z|$ per i diodi ZENER è più piccola di $|V_{BR}|$ per i diodi normali.

dell'equazione caratteristica non tiene conto della curva di BR.

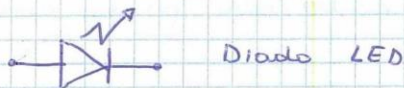
Usando altri materiali semiconduttori è possibile creare altri diodi:

- LED
- Diodi FOTORILEVATORI
- CELLE FOTOVOLTAICHE

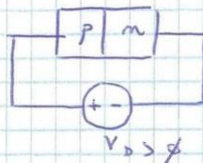
LED

Quando gli elettroni si muovono da n a p vanno ad occupare alcune lacune. In tale passaggio si libera un'energia $E_g = h \cdot \nu$, con ν frequenza dell'energia radiante.

Sapendo un dato materiale è possibile "vedere" tale frequenza, ovvero viene emessa luce.

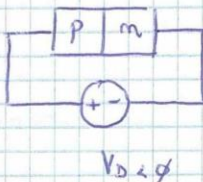


Funziona in Pce. Diretta



5 diodi LED lavorano per $0,6 < V_D < 1$.

Diadi FOTORILEVATORI



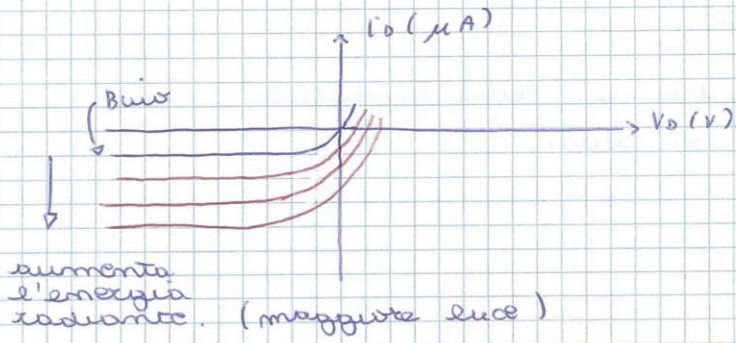
lavorano in Pce. Inversa.



Se la luce colpisce la giunzione P-N, cede energia e consente all'elettrone di andare in Banda di Conduzione.

Quindi maggiore luce, maggiore I_D .

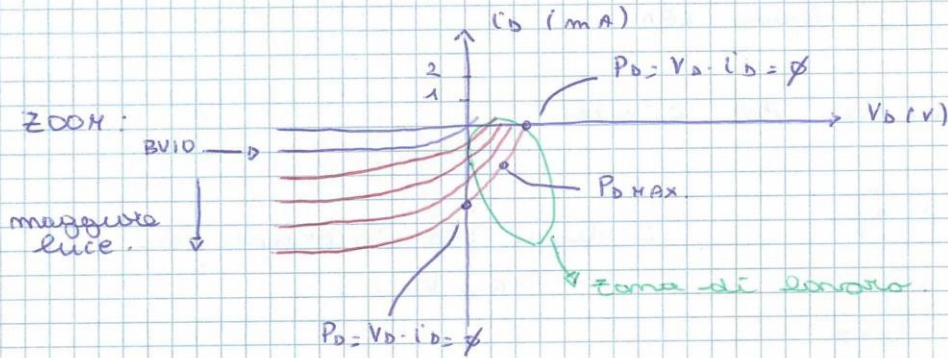
ZOOM :



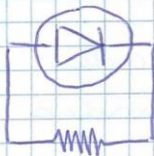
Se si varia la dioda in POL. DIRETTA, l'effetto provocato dalla luce solare ~~provoca~~ in POL. INVERSA non è ~~provocato~~.

CELLE FOTOVOLTAICHE

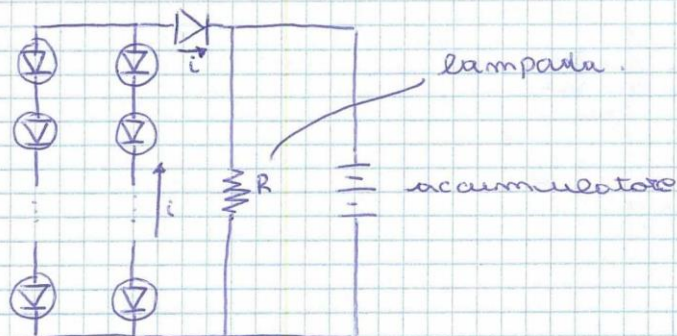
Simili ai Diodi Fotorettori ma sono di dimensioni molto più grandi. Esse lavorano nel IV quadrante del piano cartesiano.



Per lavorare a $P_{D MAX}$ collego in serie un resistore.



Applicazione delle diode fotoconduttrici



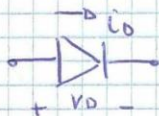
Di giorno D fa passare corrente, di notte no!
 Di giorno si carica l'accumulatore, di notte
 l'accumulatore si scarica e cede corrente a R
 in quanto la diode non fa passare corrente.

Di giorno $V_D > \phi \Rightarrow$ POL. DIRETTA

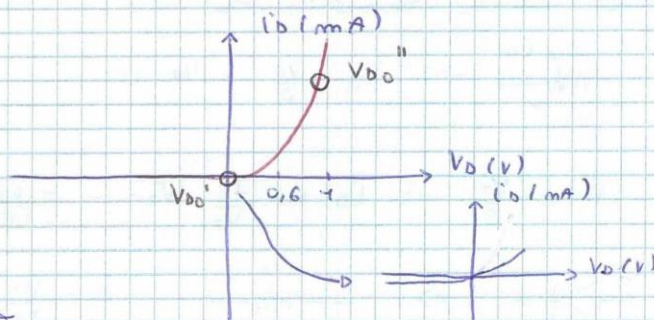
Di notte $V_D < \phi \Rightarrow$ POL. INVERSA

V_D di giorno è maggiore di ϕ per via delle
 celle fotoconduttrici.

Riprendiamo il diodo nel Si e Cu:



$$i_D = I_S \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right)$$



Studio matematico

OBIETTIVO: modello circuitale del diodo lineare (a tratti)

$$i_D = I_S \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right)$$

Applico Taylor in (V_{D0}, I_{D0})

$$i_D = I_{D0} + \left. \frac{\partial i_D}{\partial V_D} \right|_{V_{D0}} (V_D - V_{D0}) + \frac{1}{2} \left. \frac{\partial^2 i_D}{\partial V_D^2} \right|_{V_{D0}} (V_D - V_{D0})^2 + \dots$$

Quando mi posso fermare qui?

Scego come primo punto l'origine

$$V_{D\phi} = \phi$$

$$i_D = \phi + \underbrace{\frac{I_S}{V_T} V_D}_a + \underbrace{\frac{1}{2} \frac{I_S}{V_T^2} V_D^2}_b + \dots$$

Per convenzione:

$$V_D - V_{D\phi} = V_d = \Delta V_D$$

$$\frac{\partial i_D}{\partial V_D} = \frac{I_S \cdot e^{V_D/V_T}}{V_T} \Big|_{V_{D\phi} = \phi}$$

Quando $a \gg b$ in modo che $b \rightarrow \phi$

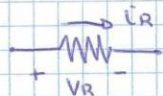
$$b \ll a \Rightarrow b \leq \frac{a}{10}$$

$$\frac{1}{2} \frac{I_S}{V_T^2} V_D^2 \leq \frac{I_S}{V_T} V_D \cdot \frac{1}{10}$$

$$V_D \leq \frac{V_T}{5} \Rightarrow i_D \approx \frac{I_S}{V_T} V_D$$

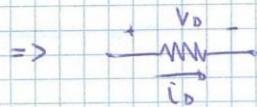
$$\left[\frac{I_S}{V_T} \right] = n^{-1}$$

In un intorno dello zero posso rappresentare il diodo come una resistenza



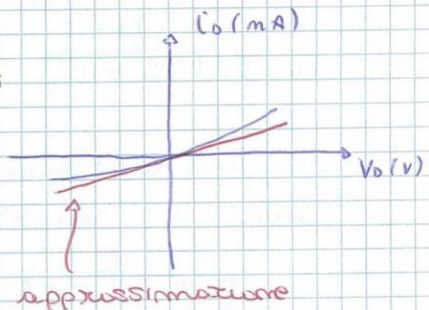
$$I_R = \frac{V_R}{R} = V_R \cdot G$$

Per $V_D \leq \frac{V_T}{5} \Rightarrow i_D \approx \frac{I_S}{V_T} V_D$ $r_{Doff} = \frac{V_T}{I_S}$



$$R = \frac{V_T}{I_S}$$

$R = r_{Doff}$ per definizione



$$\frac{I_S}{V_T} = \frac{10 \cdot 10^{-9}}{25 \cdot 10^{-3}} = \frac{100}{25} \cdot \frac{10^{-10}}{10^{-3}} = 4 \cdot 10^{-9} \text{ } \Omega^{-1}$$

$$r_{Doff} = \frac{1}{4} \cdot 10^9 \Omega = 2,5 \cdot 10^8 \Omega = 2,5 \text{ M}\Omega \quad \text{: resistenza molto grande.}$$

Scego un altro punto V_{Dp}'' : $V_D > 5V_T$

$i_D = I_S \cdot e^{\frac{V_D}{V_T}}$, posso trascurare $i_D - 1$!

$$i_D = I_S \cdot e^{\frac{V_D}{V_T}} = I_S \cdot e^{\frac{V_{Dp}'' + \Delta V_D}{V_T}} = I_S \cdot e^{\frac{V_{Dp}''}{V_T}} \cdot e^{\frac{\Delta V_D}{V_T}}$$

$$\Delta V_D = V_d$$

$$= I_{Dp}'' \cdot e^{\frac{V_d}{V_T}}$$

Applico Taylor

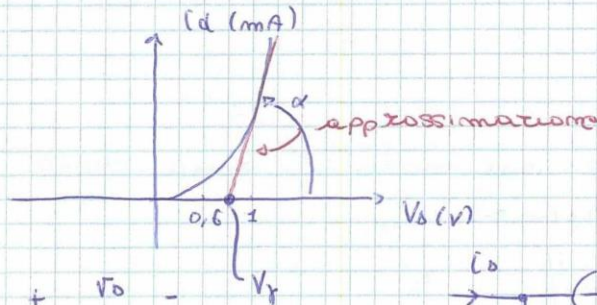
$$i_D = I_{Dp}'' + \frac{I_{Dp}''}{V_T} \cdot V_d + \frac{1}{2} \frac{I_{Dp}''}{V_T^2} \cdot V_d^2 + \dots$$

$$\frac{I_{Dp}''}{V_T} \cdot V_d \approx \frac{5}{10} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{Dp}''}{V_T^2} \cdot V_d^2$$

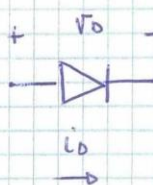
$$V_d \leq \frac{V_T}{5} \text{ posso linearizzare}$$

$$\frac{I_{Dp}''}{V_T} = g_{om} \quad , \quad \frac{1}{g_{om}} = r_{om} = \frac{V_T}{I_{Dp}''}$$

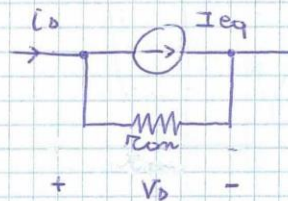
g_{om} : coefficiente angolare della retta tangente.



$$g_{om} = \tan \alpha$$



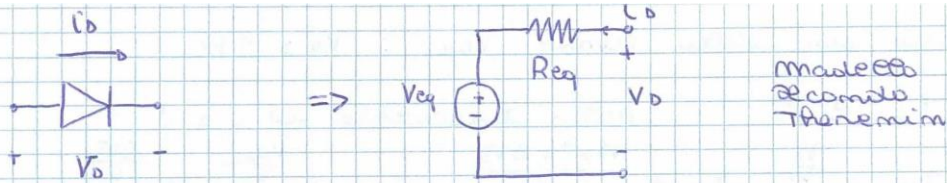
=>



modello
a circuito
equivalente

$$i_D = I_{Dp}'' + \frac{I_{Dp}''}{V_T} (V_D - V_{Dp}'') = I_{Dp}'' \left(1 - \frac{V_{Dp}''}{V_T} \right) + \frac{I_{Dp}''}{V_T} \cdot V_D$$

(V_{Dp}'', I_{Dp}'') : punto di polarizzazione



Modello
equivalente
Thévenin

$$V_{eq} = -I_{eq} \cdot R_{om} = -I_{D\phi}'' \cdot \left(1 - \frac{V_{D\phi}''}{V_T}\right) \cdot R_{om} = -\frac{I_{D\phi}''}{I_{D\phi}''} \cdot \left(1 - \frac{V_{D\phi}''}{V_T}\right) \cdot \frac{V_T}{I_{D\phi}''}$$

$$V_{eq} = - \left(V_T - V_{D\phi}'' \right) = V_{D\phi}'' - V_T$$

$$R_{eq} = R_{om}$$

$$V_D = \underbrace{V_{D\phi}'' - V_T}_{V_{eq}} + i_D \cdot R_{om}$$

$V_{eq} = V_f$ tensione di soglia del diodo.

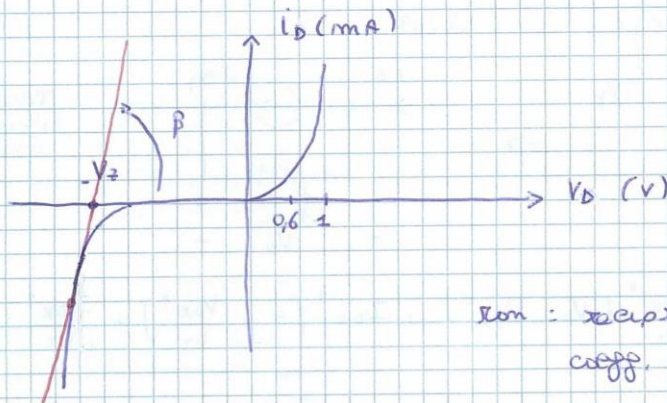
$$I_{D\phi}'' = 10 \cdot 10^{-3} \text{ A}$$

$$R_{om} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-3}} = 2,5 \Omega$$

$$R_{om} = 10 \div 1000 \Omega$$

$$V_f \approx 0,6 \text{ V}$$

Modello equivalente del DIODO in zona ZENER.



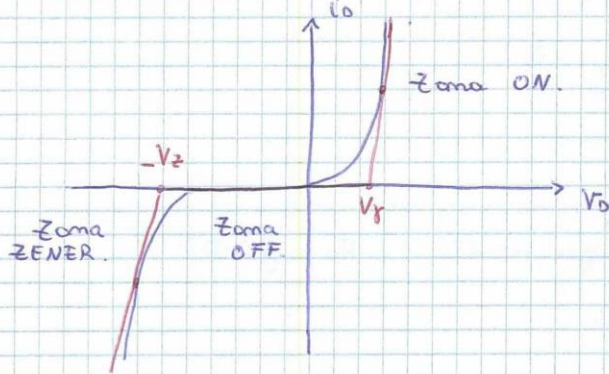
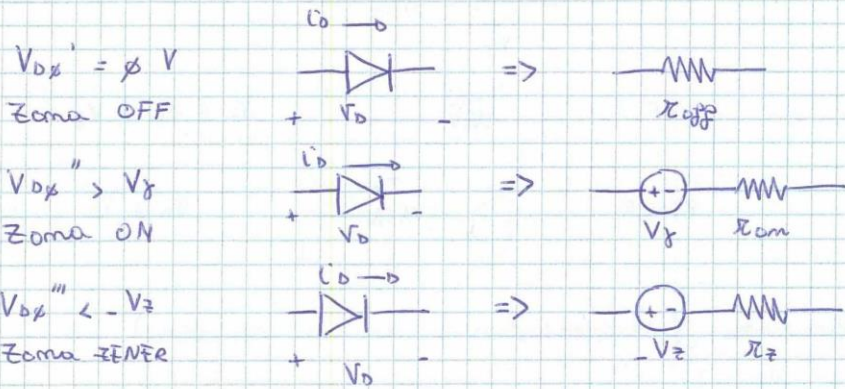
R_{om} : coefficiente del
coppo angolare

$$\text{tg } \beta = \frac{1}{R_z}$$

$$V_D = -V_z + i_D \cdot R_z$$

per $V_D \leq -V_z$ e $i_D \leq \phi$

Posso quindi rappresentare il diodo:

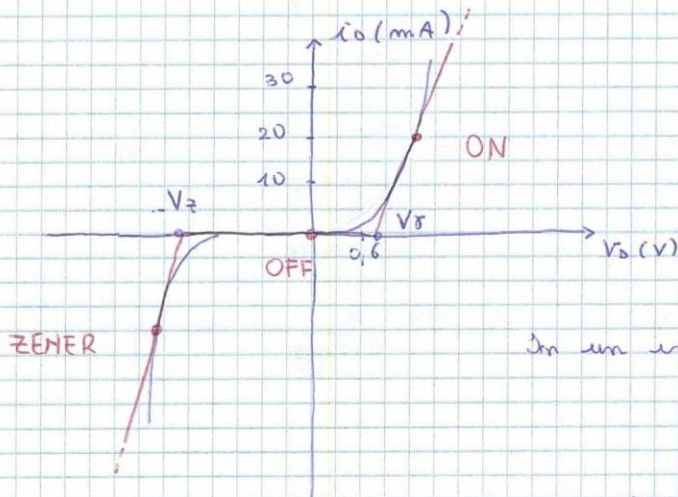


MODELLO
LINEARE!
(a tratti)

16/10/2015

Riepilogo lezione precedente

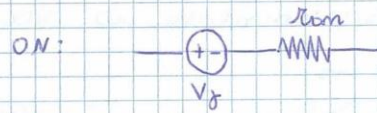
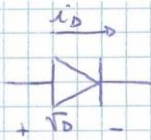
$$i_D = I_s \cdot (e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1)$$



In un intorno di (ϕ, ϕ)



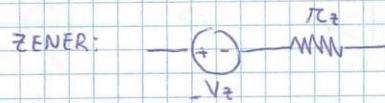
N.B.: la tangente approssima
bene solo in un intorno
del punto.



$$V_D \approx V_f, i_D > 0$$

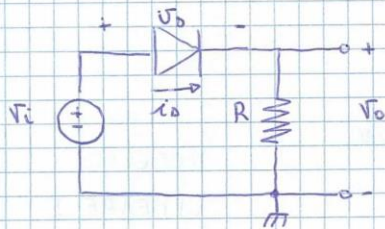


$$-V_z \leq V_D \leq V_f$$

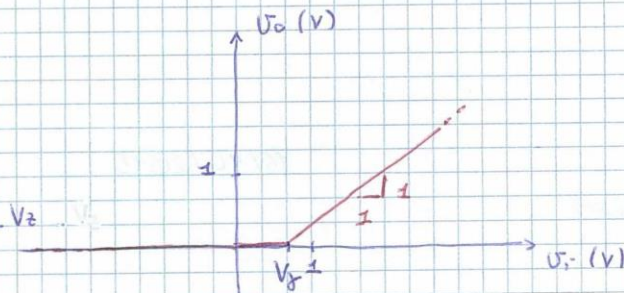


$$V_D \leq V_z, i_D < 0$$

Diode Rettificatore (applicazione di un diodo)



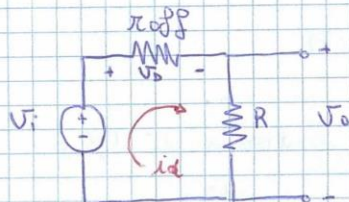
1) Caratteristiche di trasferimento: $V_o = f(V_i)$



2) $V_i > 0, V_i = E > 0$

$$V_o = V_i \cdot \frac{R}{R + r_{off}} \quad , \quad V_i \leq V_f$$

ordine $\sim 10^{-3}$



$$V_o = V_i \cdot \frac{R}{R + r_{off}} \Rightarrow \begin{cases} V_i = i_D (R + r_{off}) \\ V_o = R \cdot i_D \end{cases}$$

$$V_D \leq V_f$$

$$V_D = i_D \cdot r_{off} = V_i \cdot \frac{r_{off}}{R + r_{off}} \approx V_i \Rightarrow V_i \leq V_f$$

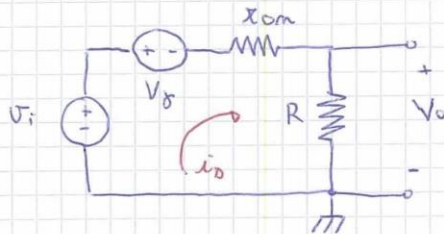
Posso estendere il range di V_i fino a:

$$-V_f \leq V_i \leq V_f$$

Questo deriva dalla linearizzazione del diodo!

Non essendo un diodo Zener non vanno a VBR!

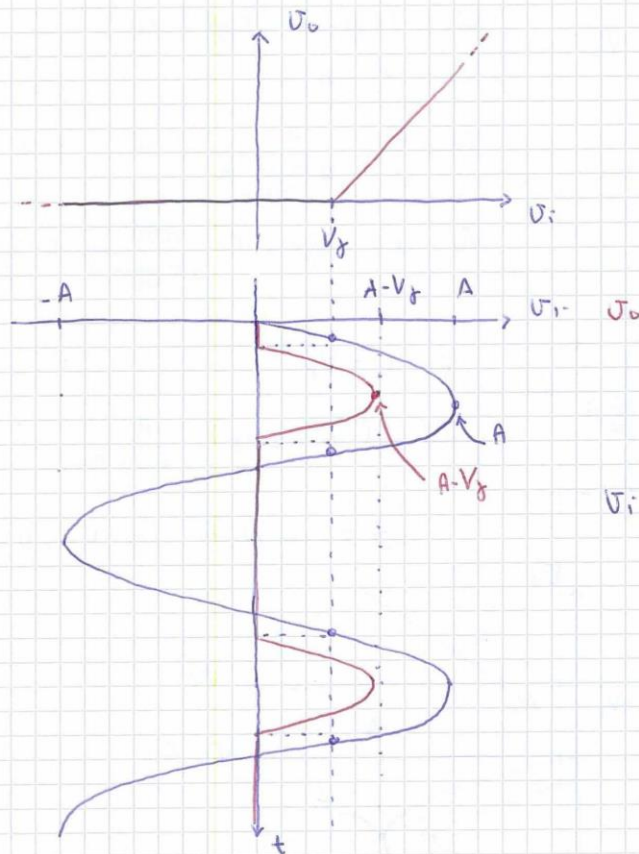
b) $V_i \geq V_f$



$$V_o = (V_i - V_f) \cdot \frac{R}{r_{om} + R}$$

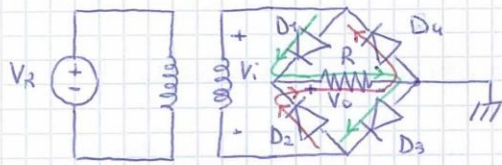
Se $r_{om} \ll \frac{R}{10} \Rightarrow V_o \cong V_i - V_f$

Riepilogo:



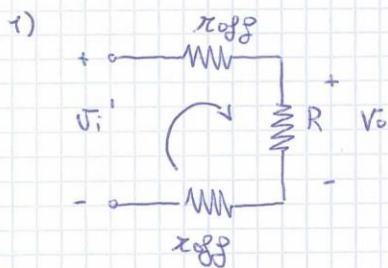
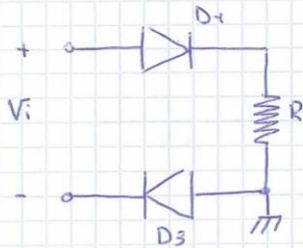
$$V_i = A \cdot \sin(\omega t)$$

Diodo Rettificatore a doppia semionda



$V_i > \phi$, D_1, D_3 ON, D_2, D_4 OFF
 $V_i < \phi$, D_1, D_3 OFF, D_2, D_4 ON

Studio del primo periodo (secondo periodo speculare) ●

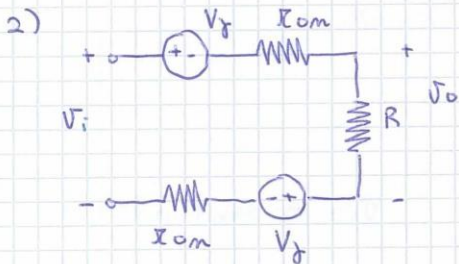


$$V_i' = \varepsilon > \phi$$

$$\begin{cases} V_i' = (x_{off} + R + x_{off}) \cdot i_D \\ V_o = R \cdot i_D \end{cases}$$

$$V_o = V_i' \cdot \frac{R}{2x_{off} + R} \approx \phi \quad \text{per } V_o \leq V_f$$

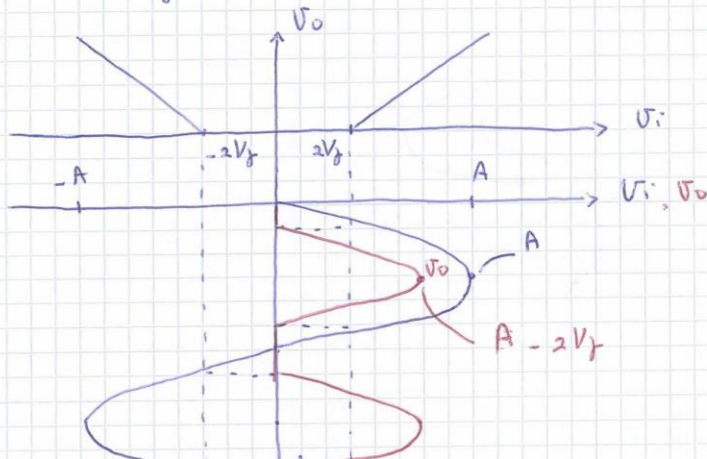
$$V_o = i_D \cdot x_{off} = V_i' \cdot \frac{x_{off}}{2x_{off} + R} \approx \frac{V_i'}{2} \quad \text{per } V_i' \leq 2V_f$$



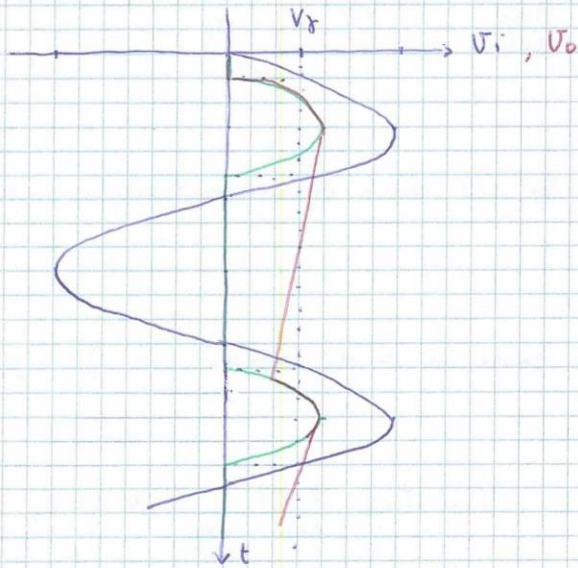
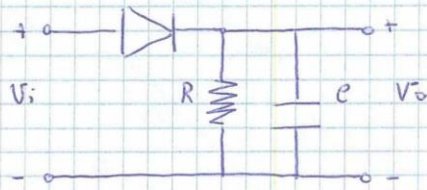
$$V_i' \geq 2V_f$$

$$V_o = (V_i' - 2V_f) \cdot \frac{R}{R + 2x_{om}}$$

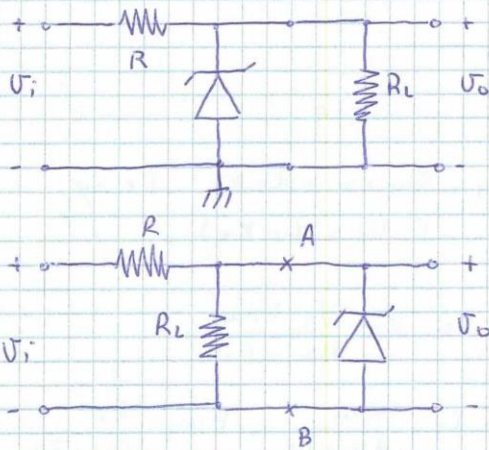
$$\Rightarrow 2x_{om} \ll R \Rightarrow V_i' - 2V_f \approx V_o$$



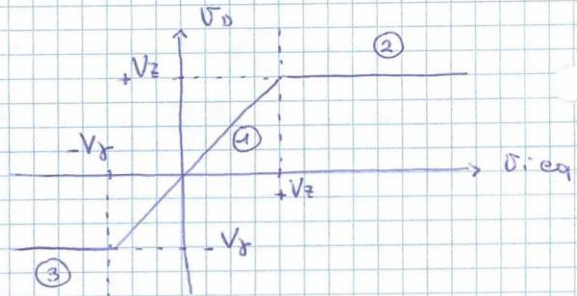
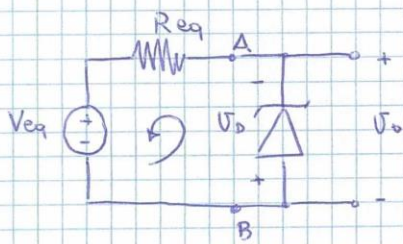
Rettificatore a Singola Semionda con Condensatore.



Regolatore di tensione



Equivalente di Thevenin ai morsetti AB.



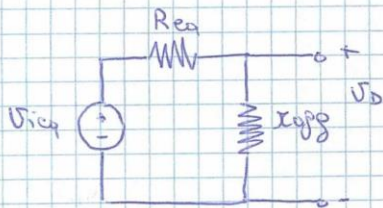
$$V_{eq} = V_i \cdot \frac{R_L}{R+R_L}, \quad R_{eq} = \frac{R \cdot R_L}{R+R_L}$$

Parametri:

- ① $\approx 0,97$
- ② $\approx 10^{-2}$
- ③ $\approx 10^{-1}$

②, ③ non sono perfettamente costanti!

① $V_{i,eq} = E > 0$, Diodo Zener va a di zero! $\Rightarrow V_D < 0$.

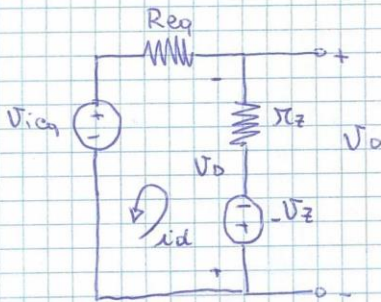


$$V_D = V_{i,eq} \cdot \frac{\pi_{D,0}}{\pi_{eq} + \pi_{D,0}} \approx V_{i,eq}$$

Valore limite a: $V_D \geq -V_Z \Rightarrow V_D = V_D \approx -V_{i,eq} \Rightarrow V_{i,eq} \leq V_Z$

Valore limite a: $V_{i,eq} \geq -V_F$

② $V_D \leq -V_Z \Rightarrow V_{i,eq} \geq V_Z$



$$\begin{cases} V_{i,eq} + R_{eq} i_D + i_D \pi_Z - V_Z = 0 \\ V_D = -(-V_Z + i_D \pi_Z) \end{cases}$$

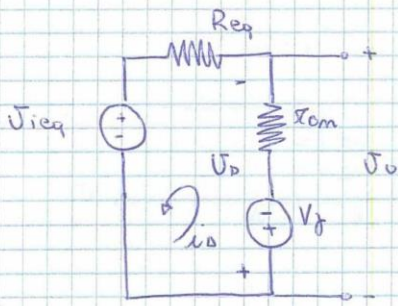
$$V_D = V_Z - \pi_Z \cdot \frac{V_Z - V_{i,eq}}{R_{eq} + \pi_Z}$$

$$= V_Z \cdot \underbrace{\frac{R_{eq}}{R_{eq} + \pi_Z}}_{\approx 1} + V_{i,eq} \cdot \underbrace{\frac{\pi_Z}{R_{eq} + \pi_Z}}_{\approx 10^{-2}}$$

$$\pi_Z \ll R_{eq} \Rightarrow \approx 1$$

$$\approx 10^{-2}$$

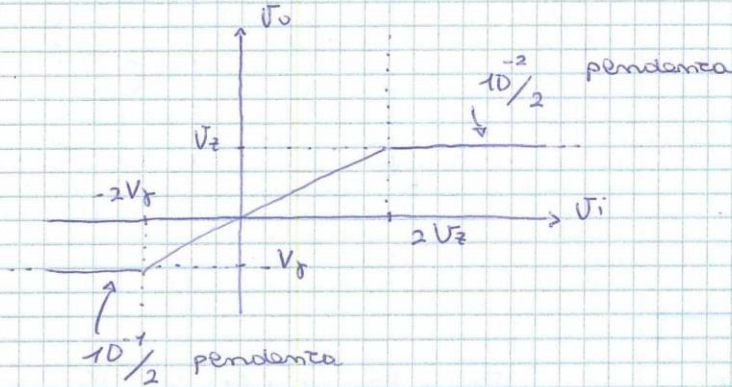
③ $V_{ieq} \leq -V_f$



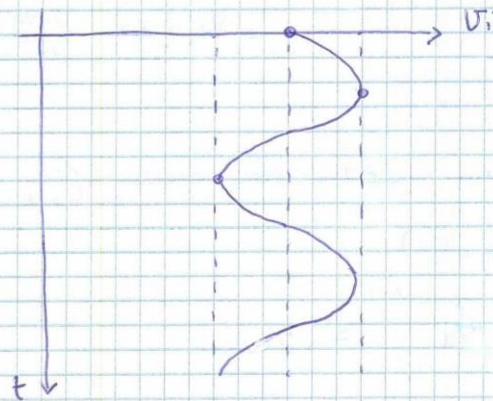
$$\begin{cases} V_{ieq} + i_o R_{eq} + i_o X_{om} + V_f = 0 \\ V_o = -(V_f + i_o X_{om}) \end{cases}$$

$$V_o = -V_f + X_{om} \left(\frac{V_f + V_{ieq}}{R_{eq} + X_{om}} \right) \quad () \approx -10^{-7}$$

Per trovare dei nodi, se $R = R_L \Rightarrow V_{ieq} = \frac{V_i}{2}$



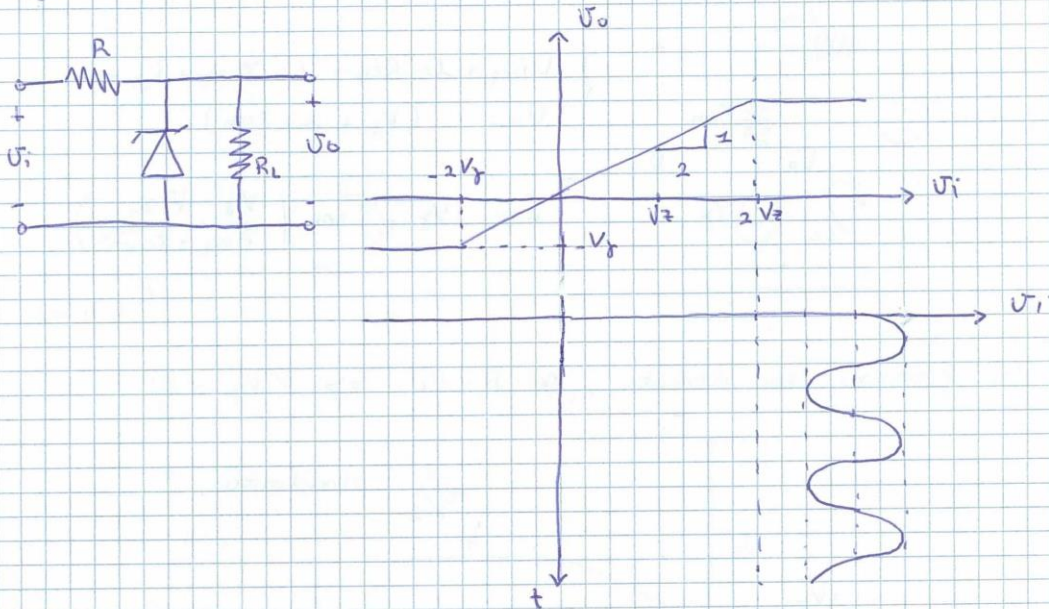
Zona ①: $V_{ieq} \leq V_z \Rightarrow V_i \leq 2V_z$
 $V_{ieq} \geq -V_f \Rightarrow V_i \geq -2V_f$



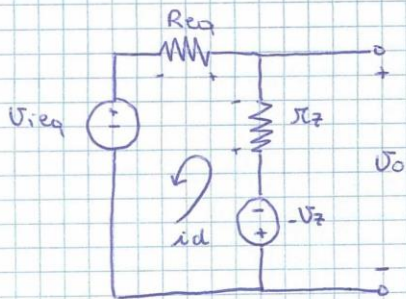
Studiando la funzione nei tre punti si scopre che la sinusoidale verrà ridotta di un fattore ± 100 , diventano quasi una costante ($V_o = R$, V_o continua).

19/10/2015

Riepilogo esame precedente:



$U_i \geq 2V_z$



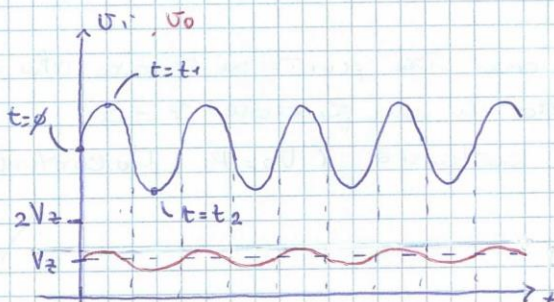
$$U_{ieq} = \frac{U_i R_L}{R + R_L}$$

$$\begin{cases} U_{ieq} + R_{eq} \cdot i_d + R_L \cdot i_d - V_z = 0 \\ U_o = -U_D = -(-V_z + R_L \cdot i_D) \end{cases}$$

$$\begin{aligned} U_o &= V_z - R_L \cdot \frac{V_z - U_{ieq}}{R_{eq} + R_L} \\ &= V_z + R_L \cdot \frac{U_{ieq} - V_z}{R_{eq} + R_L} \end{aligned}$$

U_i moltiplicato in uscita per circa $\frac{1}{200}$

$$\frac{R_L}{R_{eq} + R_L} \cdot (U_{ieq} - V_z) \approx \frac{1}{100} \cdot \frac{1}{2} = \frac{1}{200}$$



$$U_i = V_z + A \sin(\omega t) \quad \text{in } t = \phi$$

$$U_{ieq} = \frac{U_i}{2} \quad \text{con } R = R_L$$

$$U_o = V_z + 10^{-2} \left(\frac{U_i}{2} - V_z \right)$$

$$\begin{aligned} U_i = V_z &\Rightarrow U_o = V_z + 10^{-2} \left(\frac{V_z}{2} - V_z \right) \\ &= V_z (1 - 10^{-2}) + 10^{-2} \frac{V_z}{2} \end{aligned}$$

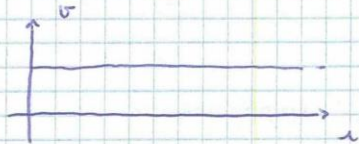
$$V_o(t_1) = V_z \cdot 10^{-2} \left[\frac{V_i + A}{2} - V_z \right]$$

L'uscita oscilla intorno a V_z con poca variazione.

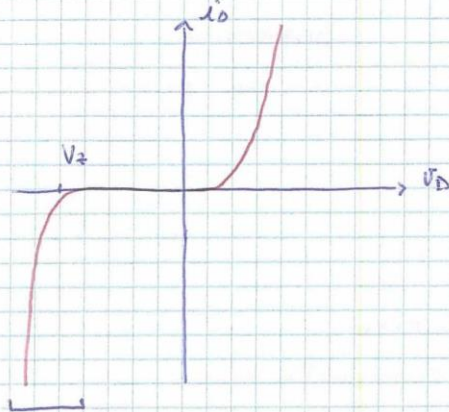
$$V_o \approx V_z$$

Ho quindi realizzato un regolatore di tensione.

Generatore di tensione ideale

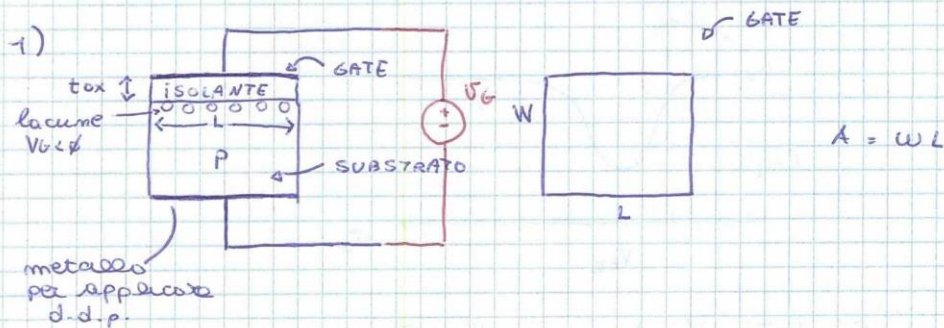


Diodo zener



Lo assomiglia al proprio precedente zenerato

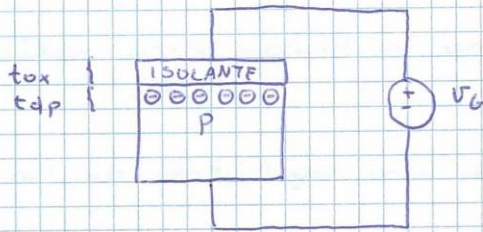
MOSFET (canale n)



$V_G < \phi$ vengono attratte lacune verso e sotto
 la conducibilità del substrato è data dalle sue lacune.
 \Rightarrow assomiglia ad un condensatore piano!

$$C_{eq} = \frac{\epsilon_{ox} \cdot A}{t_{ox}} \quad , t_{ox}: \text{spessore ossido}$$

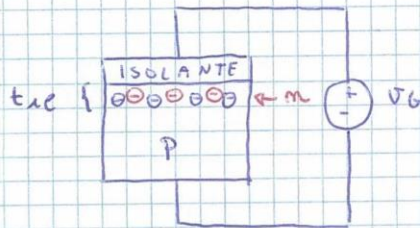
2) $\phi < V_G < V_{th}$



gli elettroni liberi hanno ad occupare gli stati liberi
 \Rightarrow non c'è più conduzione.

$$C_{eq2} = \frac{\epsilon_{ox} \cdot A}{t_{ox} + t_{dp}} < C_{eq1} \quad dp: \text{depletion}$$

3) $V_G > V_{th}$

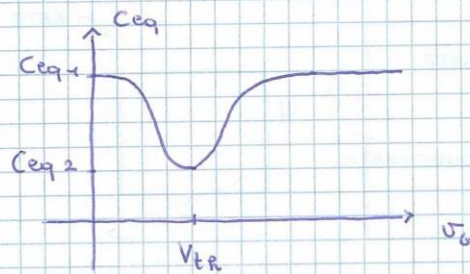


INVERSIONE:
 da p a n!

non sono attratti in altre catene elettroniche.
 In quel punto il materiale si comporta come un
 materiale di tipo n.

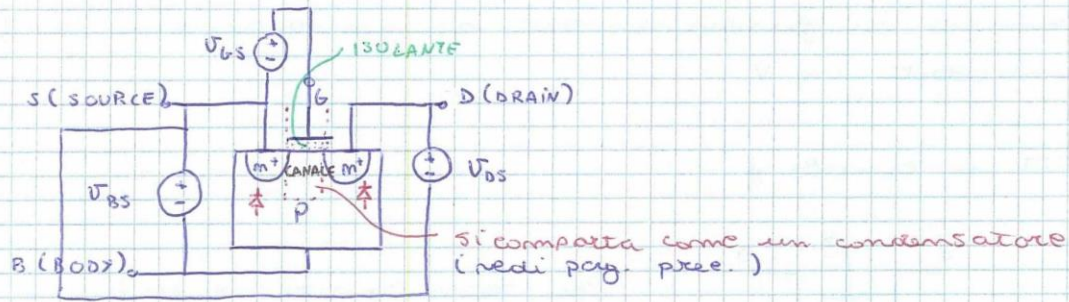
\Rightarrow instabilità la conduzione

$$C_{eq3} = C_{eq1}$$

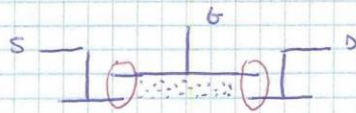


$$Q_{inversione} = -C_{ox} (V_G - V_{th}) \quad , \quad V_G = V_{ox}$$

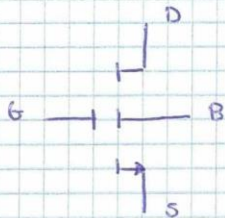
Struttura MOSFET (canale n)



In pratica c'è una leggera sovrapposizione del GATE su SOURCE e su DRAIN

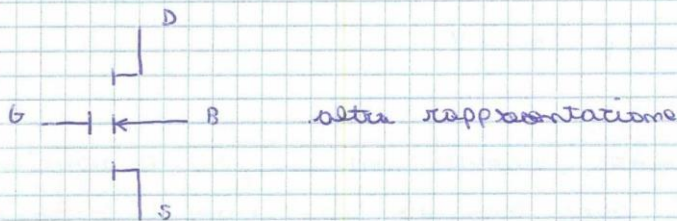


Rappresentazione simbolica



Source: la corrente partiamo da qui.

Condizione da Source a Drain se V_G è nel caso ③.
Gli elettroni vanno da S a D, la corrente da D a S.



La corrente deve scorrere sempre a livello superficiale non dentro il materiale.

\Rightarrow P deve avere V minore di n .

$$\Rightarrow V_{GS} \leq \phi$$

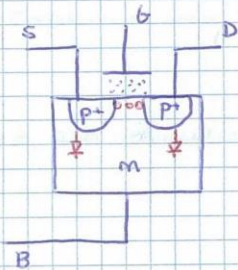
Se $V_{GS} \geq V_{th}$ la superficie è tutta drogata n e siamo in conduzione

$$V_{DS} > 0$$

Se $V_{GS} = \phi$ di certo non c'è conduzione.

=> Principio di funzionamento di amplificatori di I controllati in V.

MOSFET a canale p

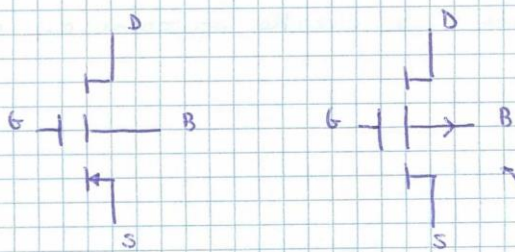


Per creare conduzione devo sottrarre lacune in superficie

$V_{GS} < \phi$ per creare un canale.

$$\begin{aligned} V_{GS} &< \phi \\ V_{BS} &\geq \phi \end{aligned}$$

Simbolo canale p



direzione verso cui condurrà la giunzione BS.

$$\begin{cases} V_{TR} = V_{Tn} \text{ in canale n} \approx +1V \\ V_{TR} = V_{Tp} \text{ in canale p} \approx -1V \end{cases}$$

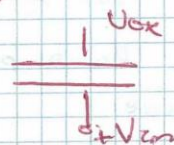
La ddp lungo il canale, rispetto ad un p.to di riferimento, non è costante ma varia secondo un v.a. di riferimento.

—————> x

$$Q(x) = - \frac{W L \epsilon_{ox}}{t_{ox}} [V_{GS}(x) - V_{Tn}]$$

$$\frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} = C_{ox}'' \text{ in } F/m^2$$

↳ come formato



Trovare la corrente in funzione delle tensioni:

$$i(x) = J(x) \cdot W \cdot t_{ie} \quad , \quad J = \rho \cdot v_{d,el}$$

$$f = \frac{Q}{WL t_{ie}}$$

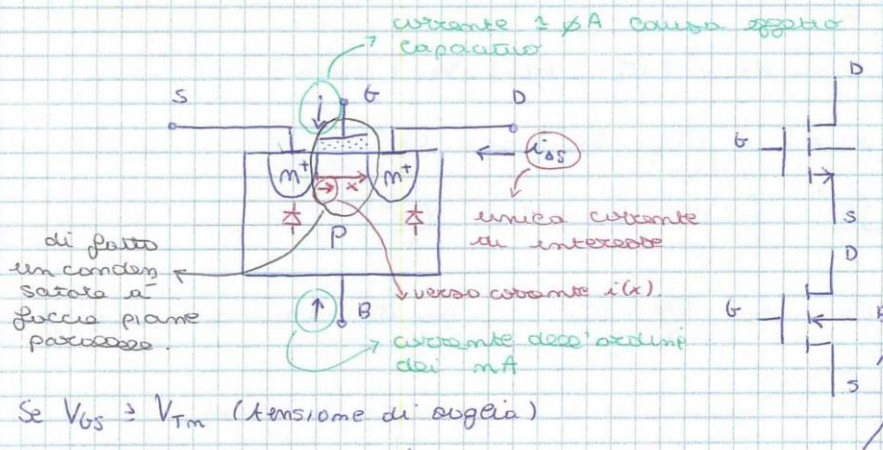
$$t_{ie} = t_{inversione\ layer}$$

$$\vec{v}_d = -\mu \cdot \vec{E}$$

$$\vec{E} = -\frac{dV}{dx}$$

23/10/2015

MOSFET a canale n

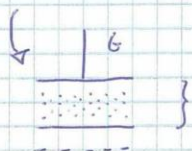


Se $V_{GS} \geq V_{Tn}$ (tensione di soglia)

\Rightarrow processo di inversione

$$i_{DS} = f(V_{GS}, V_{DS}) \quad , \quad \text{quando } V_{GS} \geq V_{Tn}$$

$$Q = -C(V_{ox} - V_{Tn})$$



$$Q(x) = -\frac{WL \epsilon_{ox}}{t_{ox}} [V_{ox}(x) - V_{Tn}]$$

L: lunghezza di canale

W: Profondità del GATE

$$C_{ox}'' = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} = \left[\frac{C}{m^2} \right]$$

$$i(x) = J(x) \cdot W \cdot t_{ie}$$

$$J(x) = \rho \cdot v_d = \frac{Q(x)}{WL t_{ie}} \cdot v_d$$

$$i(x) = \frac{Q}{W L t_{ox}} \cdot V_d \cdot W \cdot t_{ox} = - \frac{W \epsilon_{ox}}{t_{ox}} [V_{ox}(x) - V_{Tm}] \cdot \frac{V_d}{L}$$

$$V_d = -\mu_m \vec{E}$$

$$\vec{E} = - \frac{dV}{dx}$$

$$i(x) = + \frac{W \epsilon_{ox}}{t_{ox}} [V_{ox}(x) - V_{Tm}] \cdot \mu_m \frac{dV}{dx}$$

$$= \frac{W \epsilon_{ox} \mu_m}{t_{ox}} [V_{ox}(x) - V_{Tm}] \cdot \frac{dV}{dx}$$

$$i(x) dx = - \mu_m W C_{ox}'' (V_{GS} - V(x) - V_{Tm}) dV(x)$$

$$\int_{\phi}^L i(x) dx = \int_{\phi}^{V_{DS}} - \mu_m W C_{ox}'' (V_{GS} - V(x) - V_{Tm}) dV(x)$$

$$+ I_{DS} \cdot L = + \mu_m W C_{ox}'' \left[(V_{GS} - V_{Tm}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

$$I_{DS} = \frac{\mu_m W C_{ox}''}{L} \left[(V_{GS} - V_{Tm}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

$$= K_m \left(V_{GS} - V_{Tm} - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS}, \text{ per } V_{GS} \geq V_{Tm} \text{ e canale governato}$$

$$K_m = \mu_m \left(\frac{W}{L} \cdot C_{ox}'' \right) \text{ deciso dal progettista : FATTORE DI FORMA}$$

$$K_m' = \mu_m \cdot C_{ox}''$$

↑ deciso dall'azienda che produce i MOSFET

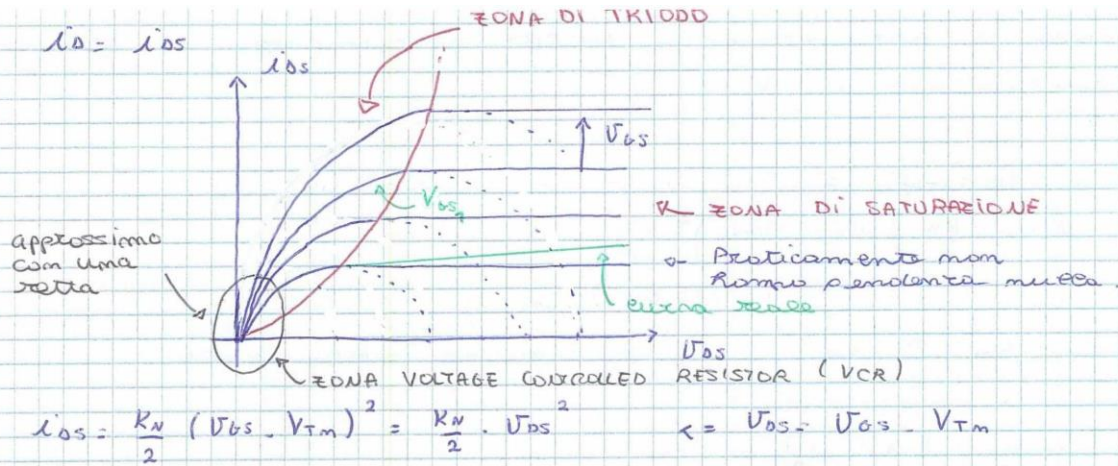
$$\text{canale governato: } V_{ox}(x) \geq V_{Tm}, \forall x$$

$$V_{ox}(x) = V_{GS} - V(x) \geq V_{Tm}$$

$$\text{canale governato se: } V_{GS} - V_{DS} \geq V_{Tm}$$

$$\Rightarrow V_{DS} \leq V_{GS} - V_{Tm}$$

$$\text{ZONA DI TRIODO: } \begin{cases} V_{GS} \geq V_{Tm} \\ V_{DS} \leq V_{GS} - V_{Tm} \end{cases}$$



In un intorno dello zero posso ($V_{DS} \ll V_{GS} - V_{TM}$) \otimes approssimare il comportamento del MOSFET a quello di una resistenza.

$$i_{DS} \approx K_N (V_{GS_1} - V_{TM}) \cdot V_{DS}$$

$$g = K_N (V_{GS_1} - V_{TM}) = [S^{-1}]$$

$$\otimes i_{DS} = K_N (V_{GS} - V_{TM} - \frac{V_{DS}}{2}) \cdot V_{DS}$$

Ho realizzato un resistore la cui R cambia al cambiare di V_{GS} .

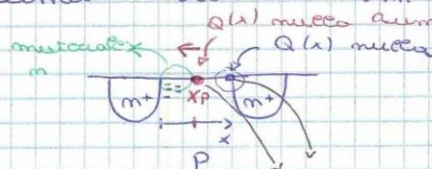
$$V_{DS} \approx V_{GS} - V_{TM}$$

Condizione di canale formato: $V_{GS}(x) \geq V_{TM}$

$$\Rightarrow V_{GS} - V_{DS} \geq V_{TM}$$

↑
canale

Condizione limite: $V_{GS} - V_{DS} = V_{TM}$ \nearrow non è avvenuta l'immersione.



c'è una d.d.p. al'area con campo E che mantiene la corrente costante.

$$x_{PINCHOFF} : Q(x) = 0$$

↑
 x_p

$$x_p : V_{GS}(x_p) = V_{GS} - V_{TM} \leftarrow Q(x) = c \cdot [V_{GS} - V(x) - V_{TM}]$$

Zona di saturazione: MOSFET si comporta da gen. di I controllata in V.

In saturazione:

$$i_{DS} = \frac{K_m}{2} (V_{GS} - V_{Th})^2$$

$$K_m = \mu_m \cdot \frac{W}{L} \cdot C_{ox}'' \quad \leftarrow \text{cosa succede nella pratica.}$$

$$L_{reale} = X_p' < L$$

$$\Delta L = L - X_p'$$

$$\Rightarrow K_m = \mu_m \cdot \frac{W}{X_p'} \cdot C_{ox}'' = \mu_m \cdot \frac{W}{X_p(V_{GS})} \cdot C_{ox}''$$

$$V_{GS} \uparrow \quad K_m \uparrow \quad i_{DS} \uparrow \quad !!!$$

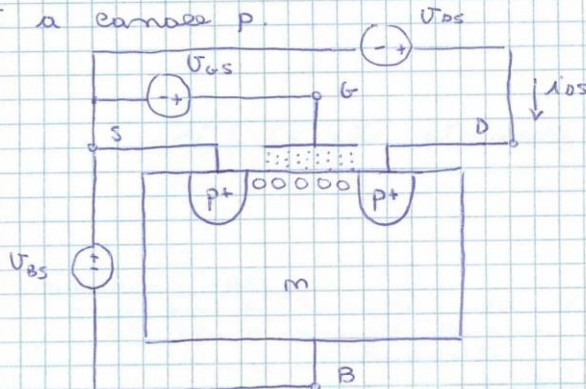
fenomeno modulazione di canale.

In conclusione:

$$i_{DS} = \frac{K_m}{2} (V_{GS} - V_{Th})^2 (1 + \lambda V_{DS}), \quad \lambda > \phi$$

Problema: V_{GS} può non essere $\phi \Rightarrow V_{GS} \neq \phi$.

MOSFET a canale p.



che attrae lacune.

Per cominciare a creare il canale: $V_{GS} < \phi$

Quando $V_{GS} < -|V_{Th}|$ il canale si comporta come drogato p.

$$i_{DS} < \phi, \quad V_{DS} < \phi.$$

$$\begin{cases} I_{DS} = -I_{SD} \\ V_{GS} = -V_{SB} \\ V_{DS} = -V_{SD} \end{cases}$$

Sono le stesse equazioni del MOSFET a canale n
ma con:

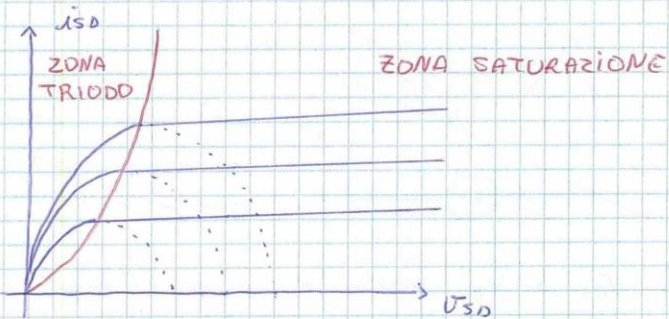
$$I_{DS} \rightarrow -I_{SD}$$

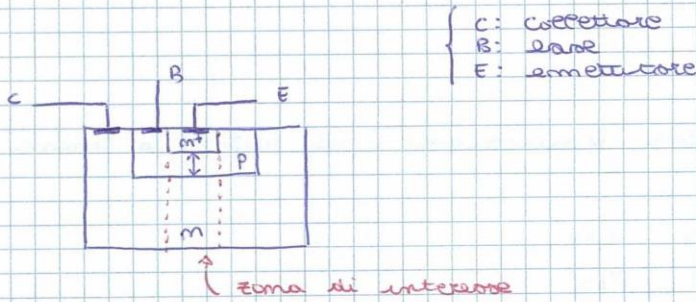
$$V_{DS} \rightarrow -V_{SD}$$

$$I_{SD} = k_p \left(V_{SB} - |V_{TP}| - \frac{V_{SD}}{2} \right) \cdot V_{SD} \quad \text{ZONA TRIODO}$$

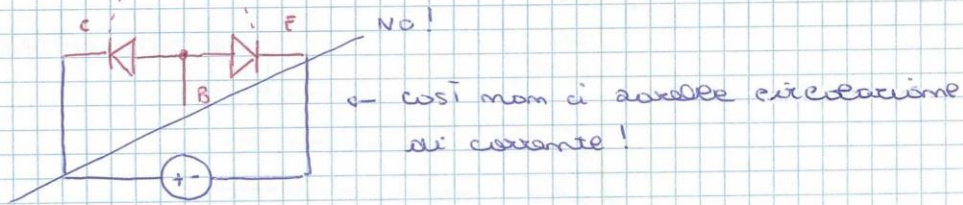
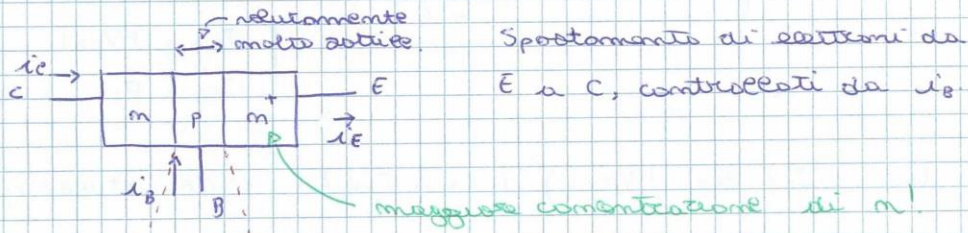
$$\begin{cases} V_{SB} \geq |V_{TP}| \\ V_{SD} < V_{SB} - |V_{TP}| \end{cases}$$

$$I_{SD} = \frac{k_p}{2} \left(V_{SB} - |V_{TP}| \right)^2 (1 + \lambda V_{SD}) \quad \text{ZONA SATURAZIONE}$$





Zona di interesse:



Quando $V_{BE} > V_f$ nella zona p ci sono molti elettroni liberi.
 Con $V_{CB} > \phi$ gli elettroni vengono attratti
 \Rightarrow si dà luogo ad una corrente da E a C.

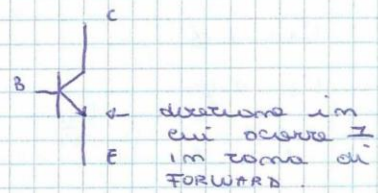
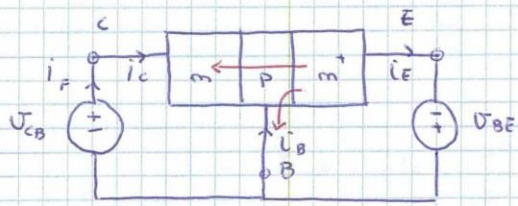
Gli elettroni in parte si perdono su B, in parte proseguono su C.

MOSFET: i_c controllato era applicato alla tensione di GATE

BJT: i_c controllato è applicato alla corrente di BASE

\Rightarrow Generatore di I controllato in I .





$i_F = I_{FORWARD}$

• movimento di elettroni

① $i_C = i_F$
 $V_{BE} \neq \phi$
 $V_{BC} = \phi$
 $i_B \approx \frac{i_C}{\beta_F}$, $50 < \beta_F < 200$

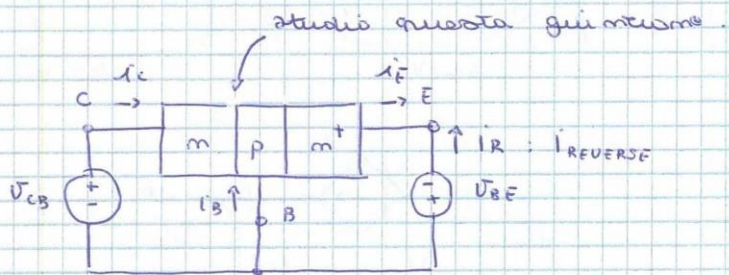
$$i_C \approx I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

i_C è quasi tutta la corrente della giunzione $p-n^+$.

$$i_E = i_C + i_B = \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} \cdot I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

②

$V_{BE} = \phi$
 $V_{BC} \neq \phi$



$$i_B \approx i_R / \beta_R$$

$$\beta_R \ll \beta_F$$

$$i_R = -i_E$$

$$\phi < \beta_R < 20$$

$$i_R \approx I_S \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right) = -i_E$$

$$i_C = -i_R - i_B = -\frac{\beta_R + 1}{\beta_R} \cdot I_S \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

③ caso generale

$$V_{BE} \neq \phi$$

$$V_{BC} \neq \phi$$

$$i_c = \underbrace{I_s \left(e^{\frac{V_{BF}}{V_T}} - 1 \right)}_1 - \underbrace{\frac{\beta_{R+1}}{\beta_R} I_s \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right)}_2$$

$$i_c = I_s \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} \right) - \frac{I_s}{\beta_R} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right) = i_T - i_R / \beta_R$$

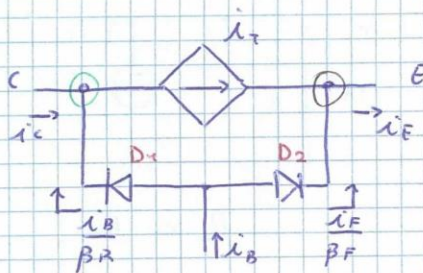
i_T : $i_{TRANSPORTO}$

$$i_E = I_s \frac{\beta_{F+1}}{\beta_F} \left(e^{\frac{V_{BF}}{V_T}} - 1 \right) - I_s \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right) =$$

$$= I_s \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} \right) + \frac{I_s}{\beta_F} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) = i_T + \frac{i_F}{\beta_F}$$

$$i_B = \frac{i_R}{\beta_R} + \frac{i_F}{\beta_F}$$

$$i_B = \underbrace{\frac{I_s}{\beta_R} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right)}_{D1} + \underbrace{\frac{I_s}{\beta_F} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)}_{D2}$$



FORWARD ACTIVE REGION (FAR)

$$V_{BE} > V_g$$

$$V_{BC} \leq \phi$$

$$i_c \approx I_s e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} + \frac{I_s}{\beta_R}$$

$$i_E \approx I_s e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \frac{\beta_{F+1}}{\beta_F} + I_s$$

$$i_B = -\frac{I_s}{\beta_R} + I_s e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \frac{1}{\beta_F}$$

REVERSE ACTIVE REGION (RAR)

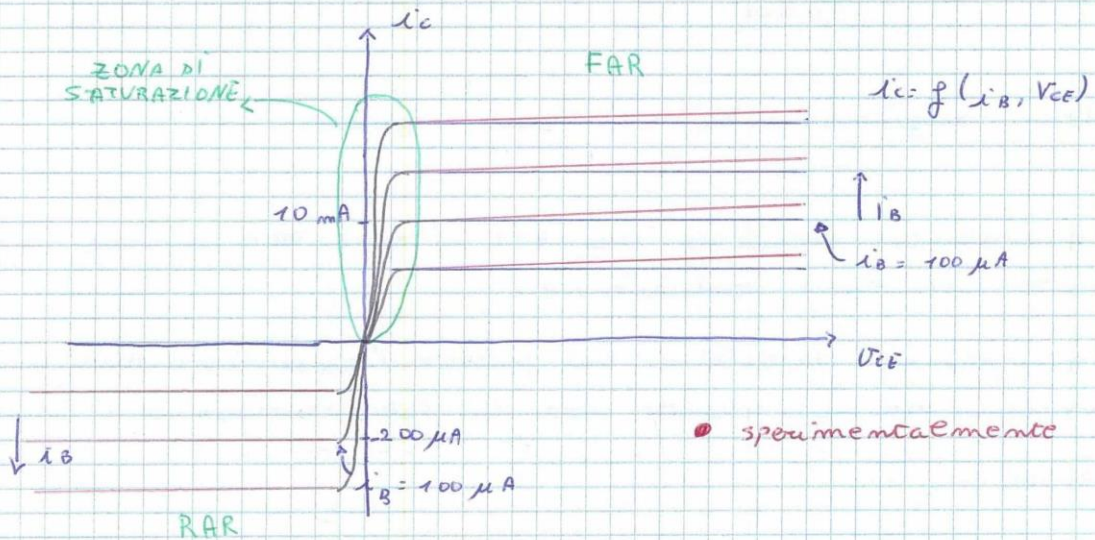
$$V_{BE} \leq 0$$

$$V_{BC} \geq V_T$$

Si ricavano dalle formule generiche.

RAR non si usa come amplificatore.

Caratteristiche in zona FAR / RAR



$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$$

in pd diretta $V_{BE} \approx 0,6 \approx 0,7$ Volt

$$V_{CB} > 0$$

in pd. diretta I_c dipende solo da V_{BE}

$$V_{CE} \uparrow \quad \beta \uparrow \quad I_c \uparrow$$

$$\Rightarrow I_c = I_s \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) \quad : \text{EFFETTO EARLY}$$

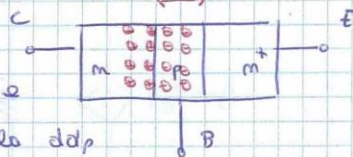
diminuisce la zona p.

$$V_{EARLY} = V_A$$

\Rightarrow aumentando V_{CE} , V_{BE} è costante e

quindi aumenta V_{CE} aumentando la ddp

fra c e B si riduce lo spazio p disponibile perché le cariche si fermano per via del campo che si crea



Intorno allo zero positivo

$$V_{CE} = -V_{BC} + V_{BE} = 0,1 \text{ V}$$

$$V_{BE} = 0,1 + V_{BC}$$

$$0,6 = 0,1 + 0,5 = 0,6$$

$$\begin{cases} V_{BC} > \phi \\ V_{BE} > \phi \\ V_{CE} > \phi \end{cases}$$

$$I_B > \frac{I_C}{\beta_F} = I_{B_{FAR}}$$

$$I_{B_{SAT}} = \frac{I_C}{\beta_{FORZATO}}, \quad \beta_{FORZATO} < \beta_F$$

Stesso ragionamento allo zero negativo.

Equivalente circuitale del BJT in zona FAR e del MOSFET in zona saturazione:

Equivalente circuitale del MOSFET (equazione sviluppata intorno ad un punto detto di polarizzazione o di lavoro)

TRIODO

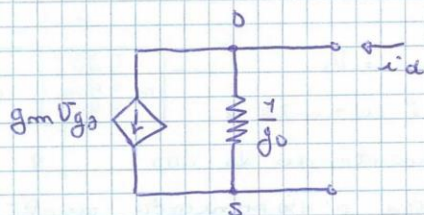
$$I_D = K_m (V_{GS} - V_{Th} - \frac{V_{DS}}{2}) V_{DS}, \quad V_{DS} \leq V_{GS} - V_{Th}$$

$$I_D = I_D + \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \Big|_{V_{DS}; V_{GS}} \Delta V_{GS} + \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \Big|_{V_{GS}; V_{DS}} \Delta V_{DS} + \dots$$

\uparrow costante totale \uparrow punto in cui si sviluppa
 g_m V_{GS} g_o V_{DS}

$$I_D = I_D + g_m \cdot V_{GS} + g_o \cdot V_{DS}, \quad \text{per variazioni piccole}$$

$$I_D = I_D + i_d, \quad i_d = g_m \cdot V_{GS} + g_o \cdot V_{DS}$$



i_m ZONA TRIDDO

$$g_m = k_m V_{DS}$$

$$g_o = k_m (V_{GS} - V_{TM}) - k_m V_{DS}$$

i_m ZONA SATURAZIONE

$$i_D = \frac{k_m}{2} (V_{GS} - V_{TM})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

$$i_D = I_D + \frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}} \bigg|_{V_{DS}; V_{DS}} \cdot \Delta V_{GS} + \frac{\partial i_D}{\partial V_{DS}} \bigg|_{V_{GS}; V_{GS}} \cdot \Delta V_{DS} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 i_D}{\partial V_{GS}^2} \bigg|_{V_{DS}; V_{DS}} \Delta V_{GS}^2$$

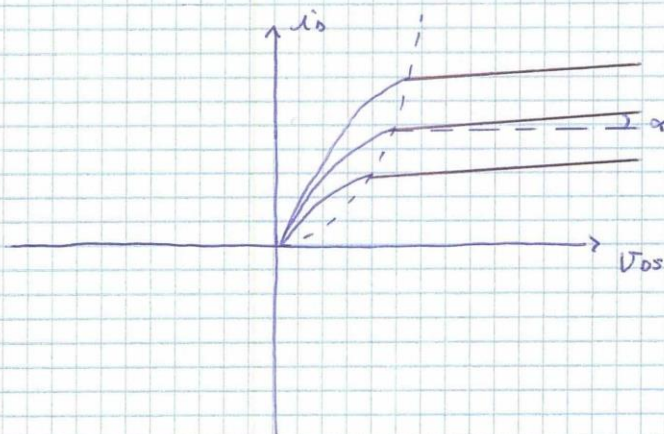
$$i_D = I_D + \underbrace{k_m (V_{GS} - V_{TM}) (1 + \lambda V_{DS})}_{g_m} \Delta V_{GS} + \underbrace{\frac{k_m}{2} (V_{GS} - V_{TM})^2 \lambda \Delta V_{DS}}_{g_o} + \underbrace{\frac{k_m}{2} (1 + \lambda V_{DS}) \Delta V_{GS}^2}_b$$

$$a \gg b \Rightarrow a \geq 10 b$$

$$k_m (V_{GS} - V_{TM}) (1 + \lambda V_{DS}) \Delta V_{GS} \geq \frac{5}{10} \frac{k_m}{2} (1 + \lambda V_{DS}) \Delta V_{GS}^2$$

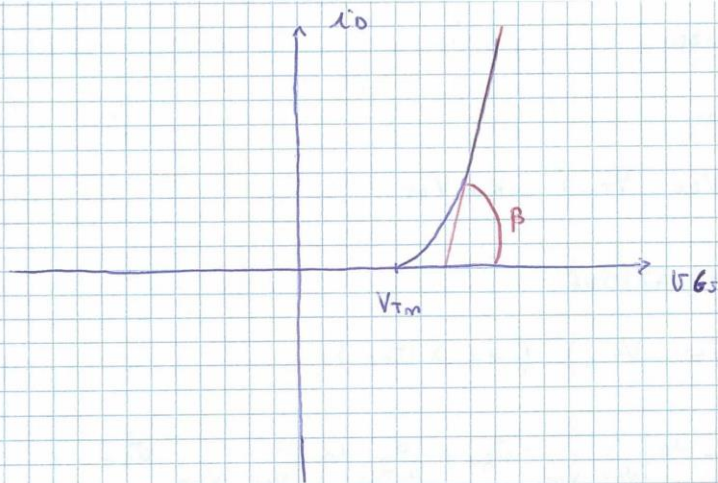
$$\Delta V_{GS} \leq (V_{GS} - V_{TM}) \cdot \frac{1}{5}$$

\Rightarrow approssimiamo in questa situazione!
mi posso fermare al termine lineare



$$g_o = \frac{1}{g_m} \alpha$$

$$g_o = \frac{1}{g_m} \alpha$$



Le cambiate di V_{GS} e potenze sono comunque quasi sovrapposte.

$$g_m = \text{tg } \beta$$

$$g_m = \frac{2 I_D}{V_{GS} - V_{Tm}}$$

← deriva da :

$$g_m = k_m (V_{GS} - V_{Tm}) (1 + \lambda V_{DS})$$

$$I_D = \frac{k_m}{2} (V_{GS} - V_{Tm})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

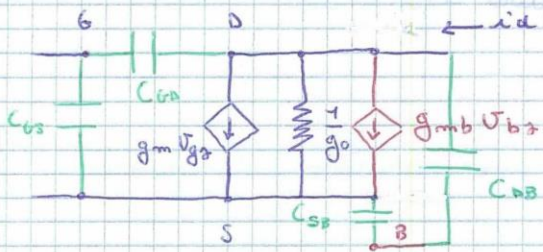
$$g_o = \frac{\lambda I_D}{1 + \lambda V_{DS}}$$

Per un MOSFET

02/11/2015

$$i_D = I_D + \underbrace{g_m V_{gs} + g_o V_{ds} + g_{mb} V_{bs}}_{i_d} \quad i_D = \frac{K_H}{2} (V_{gs} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{ds})$$

$$V_{gs} = \Delta V_{gs} \approx \frac{V_{gs} - V_{TH}}{5}$$



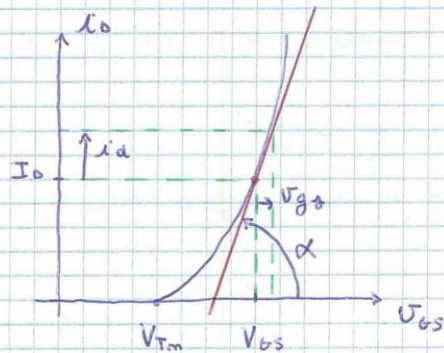
MOSFET comune



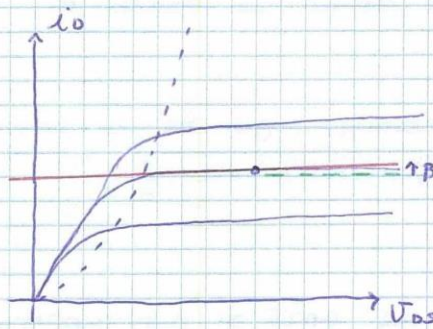
$$\begin{cases} i_d = g_m V_{gs} + g_o V_{ds} \\ \lambda g = \phi \end{cases}$$

$$g_m = \frac{2 I_D}{V_{gs} - V_{TH}} \quad ; \quad g_o = \frac{\lambda I_D}{1 + \lambda V_{ds}}$$

calcolate nel punto in cui si sviluppa secondo Taylor.



$$\tan \alpha = g_m$$



$$\tan \beta = g_o$$

(V_{bs}, I_D) punto di lavoro.

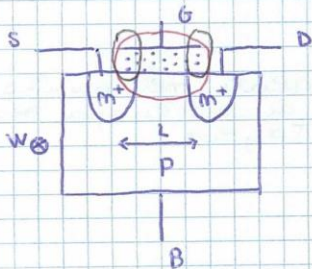
(1) è un setto contribuito dato dal BODY:

$$i_b = \frac{K_n}{2} \left[V_{gs} - V_{Tn}(V_{gs}) \right]^2 (1 + \lambda V_{ds})$$

e quindi possiamo aggiungere al modello circuitale la parte \bullet ; evitando di fare ulteriori calcoli indico gmb.

$$\begin{cases} i_b = I_D & \text{se } i_d = \phi \\ i_b = i_d & \text{se } I_D = \phi \end{cases} \quad \text{quindi per calcolare } i_b \text{ posso usare il p.s.e.}$$

Prendiamo una sezione del MOSFET a canale n.



Esiste una CAPACITÀ di CANALE in zona \bullet .

$$C_{\text{canale}} = C_{ox} = C_{ox}'' \cdot A, \quad A = W \cdot L$$

① TRIODO

$\frac{1}{2}$ Capacità fra G e S e $\frac{1}{2}$ capacità fra G e D

$$C_{GS} = \frac{1}{2} C_{ox}'' W L V = C_{GS} + C_{ov}' \cdot W$$

Nei modelli circuitali sono a parti \bullet .

② SATURAZIONE

$$C_{GS} = C_{ox}'' W L \cdot \frac{2}{3} + C_{ov}' \cdot W \quad \text{presuppongo che il canale sia saturato per } \frac{2}{3}.$$

$$C_{GD} = C_{ov}' \cdot W$$

\bullet deriva dal gate che nel GATE si sovrappone al DRAIN e al SOURCE.

$$C_{GS} > C_{GD}$$

BJT

Formula FAR

$$i_c = I_s \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right)$$

$$i_B = \frac{I_s \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}}{\beta_F}$$

Per linearizzare dopo lavoro in T. di Taylor

$$i_c = I_c + \underbrace{\frac{\partial i_c}{\partial V_{BE}}}_{g_m} \cdot V_{be} + \underbrace{\frac{\partial i_c}{\partial V_{CE}}}_{g_o} \cdot V_{ce} + \dots$$

$$i_B = I_B + \underbrace{\frac{\partial i_B}{\partial V_{BE}}}_{g_\pi} \cdot V_{be} + \dots$$

$$\begin{cases} i_c = I_c + g_m V_{be} + g_o V_{ce} + \dots \\ i_B = I_B + g_\pi V_{be} + \dots \end{cases}$$

$$a = \frac{I_c}{V_T} \cdot V_{be}$$

$$b = \frac{1}{2} \frac{\partial^2 i_c}{\partial V_{BE}^2} \cdot V_{be}^2 = \frac{1}{2} \frac{I_c}{V_T^2} \cdot V_{be}^2$$

$$a > 10b$$

$$\frac{I_c}{V_T} \cdot V_{be} > 10 \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{I_c}{V_T^2} \cdot V_{be}^2 \Rightarrow V_{be} \leq \frac{V_T}{5}$$

Quindi ci si può fermare nel modello lineare se:

$$V_{be} \leq \frac{V_T}{5}$$

$$\begin{cases} g_m = \frac{I_c}{V_T} \\ g_o = \frac{I_c}{V_A + V_{CE}} \\ g_\pi = \frac{g_m}{\beta_F} \end{cases}$$

Parametri di interesse del BJT

$$V_T \approx 25 \text{ mV a } 25^\circ \text{ C}$$

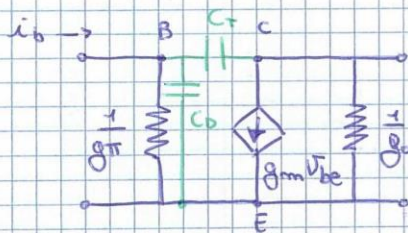
$$g_{m \text{ BJT}} > g_{m \text{ MOSFET}}$$

g_m deve essere più grande possibile
 g_o deve essere più piccola possibile.

Modello circuitale del BJT

$$\begin{cases} i_c = I_c + g_m v_{be} + g_o v_{ce} \\ i_b = I_b + g_{\pi} v_{be} \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_c = g_m v_{be} + g_o v_{ce} \\ i_b = g_{\pi} v_{be} \end{cases}$$



FAB



B-E cm $\Rightarrow C_o$: diffusione

B-C pp $\Rightarrow C_{\tau}$: transizione

$C_o > C_{\tau}$

Zone di amplificazione più convenienti:

BJT - FAB

MOSFET - SATURAZIONE

	BJT - FAB	MOSFET - SAT.
$\uparrow g_m$	$\frac{I_c}{V_T}$	$\frac{2 I_D}{V_{GS} - V_{TM}}$
$\downarrow g_o$	$\frac{I_c}{V_{CE} + V_A}$	$\frac{\lambda I_D}{1 + \lambda V_{DS}}$
ΔU_{input}	$v_{be} \leq \frac{V_T}{5}$	$v_{gs} \leq \frac{V_{GS} - V_{TM}}{5}$

Se $I_D = I_C$:

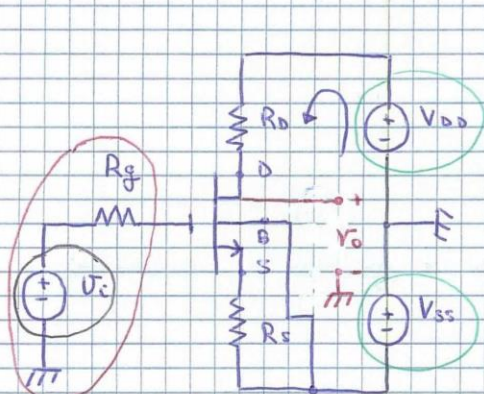
$g_m \text{ BJT} > g_m \text{ MOSFET}$

$V_{be} \leq 5 \text{ mV}$; $V_{gs} \leq (3-4) / 5 \text{ volt}$

MOSFET: g_m di I in V

BJT: g_m di I in I

MOSFET CS (Common Source)



$I_D = I_D + i_d$

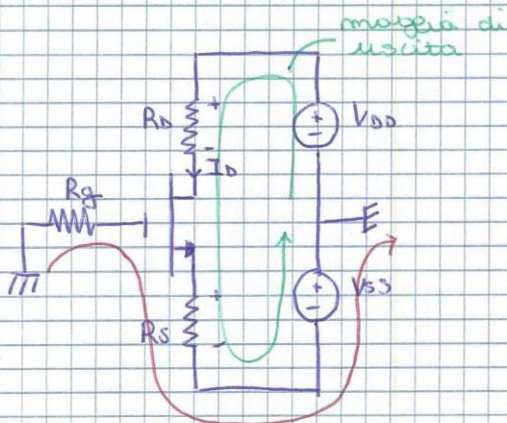
(Note: I_D is circled in green, i_d is circled in red. Arrows point to the nodes above and below the drain terminal.)

Uso p.s.e.

↳ modello di TH di cui che genera il segnale.

In Polarizzazione ($i_d = \emptyset$)

(Circuito di Polarizzazione)



$V_i = \emptyset \text{ V}$

MAGLIA DI INGRESSO

$V_b = \emptyset \text{ V}$

$V_{bs} + I_D \cdot R_S - V_{ss} = \emptyset$

MAGLIA DI USCITA

$-V_{DD} + R_D I_D + V_{DS} + I_D \cdot R_S - V_{SS} = \emptyset$

$$I_D = \frac{K_m}{2} (V_{bs} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

||
1

Ci sono alcuni problemi:

legati all'ANALISI:

DATI:

$R_D; R_S; R_G$

$V_{DD}; V_{SS}$

$K_m; V_{TM}$

\Rightarrow 3 equazioni
3 incognite

TROVARE:

$I_D; V_{GS}; V_{DS}$

legati al PROGETTO:

DATI:

$R_G; I_D$

$V_{GS}; V_{DS}$

$K_m; V_{TM}$

\Rightarrow 3 equazioni
4 incognite

Quindi R_D è grado di libertà

TROVARE:

$R_S; R_D; V_{DD}; V_{SS}$

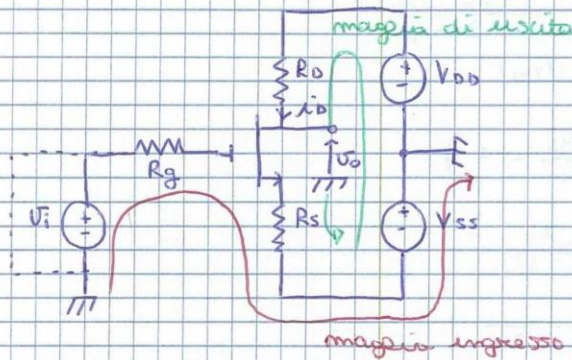
Introduco la sensibilità:

$$S_G^x = \frac{\Delta G}{\Delta x} \cdot \frac{x}{G} \quad ; \quad \text{Sensibilità di } G \text{ a fronte di variazioni di } x$$

\hookrightarrow calcolati nel punto nominale

$$\Rightarrow S_{I_D}^{V_{TM}} = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{TM}} \cdot \frac{V_{TM}}{I_D} \Big|_{\text{nominale}}$$

CS con R_s



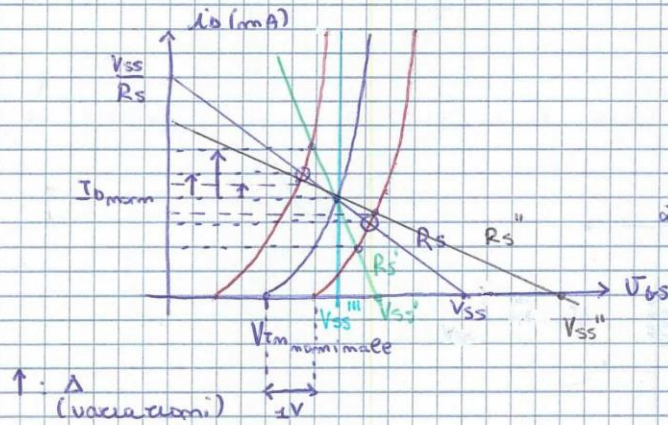
$I_D = I_D + I_d$
 ① $i_d = \phi \rightarrow V_i = \phi$
 ② $I_D = \phi \rightarrow V_{DD} = V_{SS} = \phi$

1. Circuito di Polarizzazione
 ($i_d = \phi$)

PROGETTO

$V_{GS} + I_D \cdot R_s - V_{SS} = \phi$
 $V_{DD} - V_{SS} + \mu \cdot R_D + \mu \cdot R_s + V_{DS} = \phi$
 $I_D = \frac{K_n}{2} (V_{GS} - V_{Tn})^2 \quad (1 + \lambda V_{GS})$

Sensibilità: $S_G^x = \frac{\Delta G}{\Delta x} \cdot \frac{x}{G} \Rightarrow S_{I_D}^{V_{Tn}} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{Tn}} \cdot \frac{V_{Tn}}{I_D} \approx \mu$
 $R_s \uparrow \Rightarrow S_{I_D}^{V_{Tn}} \downarrow$



• Compenso dello smi per effetto a variazioni di V_{Tn}

La retta è esonata da:
 $I_D = \frac{V_{SS} - V_{GS}}{R_s}$

$R_s' \ll R_s \ll R_s''$

Se $R_s' = \phi \Rightarrow V_{SS}'''$

Quindi R_s grande fornisce ΔI_D piccola
 \Rightarrow Amplificatore stabile.

R_s stabilizza a occhio del guadagno

Diminuire troppo R_s per aumentare V_{GS} e crea un aumento di potenza dissipata

Immette aumentiamo R_s e non gli alimentatori potrei uscire dalla zona di SATURAZIONE

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_D}{\partial V_{tm}} &= K_m (V_{GS} - V_{tm})(1 + \lambda V_{GS}) \frac{\partial (V_{GS} - V_{tm})}{\partial V_{tm}} \\ &= \frac{2 I_D}{V_{GS} - V_{tm}} \cdot \frac{\partial (V_{GS} - I_D R_s - V_{tm})}{\partial V_{tm}} \\ &= \frac{2 I_D}{V_{GS} - V_{tm}} \left(1 - \frac{\partial I_D R_s}{\partial V_{tm}} - 1 \right) \end{aligned}$$

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{tm}} \left(1 + \frac{2 I_D}{V_{GS} - V_{tm}} R_s \right) = - \frac{2 I_D}{V_{GS} - V_{tm}}$$

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{tm}} = - \frac{2 I_D}{V_{GS} - V_{tm}} \cdot \frac{V_{GS} - V_{tm}}{V_{GS} - V_{tm} + 2 I_D R_s}$$

$$S_{I_D}^{V_{tm}} = - \frac{2 I_D}{V_{GS} - V_{tm} + 2 I_D R_s} \cdot \frac{V_{tm}}{I_D} = \left| - \frac{2 V_{tm}}{V_{GS} - V_{tm} + 2 I_D R_s} \right| < 1$$

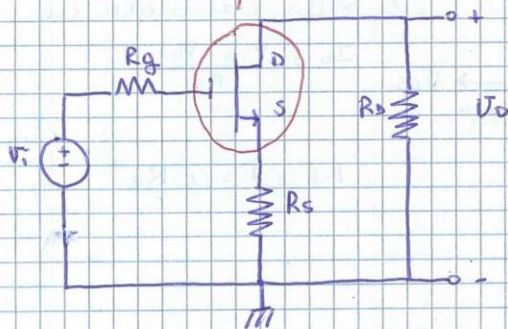
$$S_{I_D}^{V_{tm}} = \left| - \frac{2 V_{tm}}{V_{GS} - V_{tm} + 2 I_D R_s} \right| < 1$$

2. Piccolo per piccoli segnali o alla variazioni ($I_D = \phi$)

Piccolo: tale che il MOSFET possa essere linearizzato

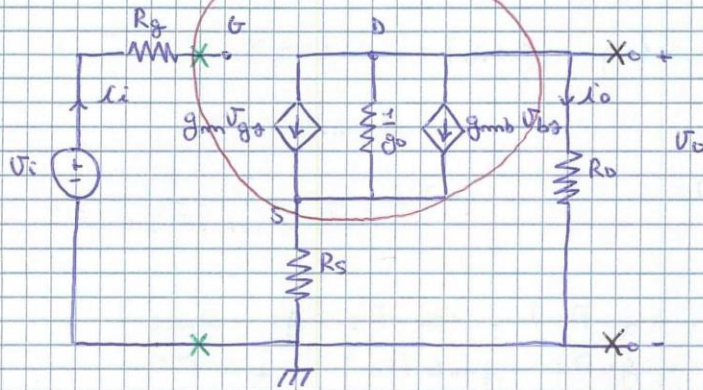
$$V_{GS} \ll \frac{V_{GS} - V_{tm}}{5}$$

→ al posto suo c'è il suo modello lineare

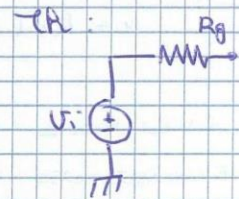


Sostituendo:

Modello lineare del MOSFET



NB: tutto ciò che è a monte è rappresentato dal Teorema di



- $\frac{V_o}{V_i}$: guadagno di tensione
- $\frac{i_o}{i_i}$: // di corrente
- R_i : Resistenza di ingresso
- R_o : // di uscita

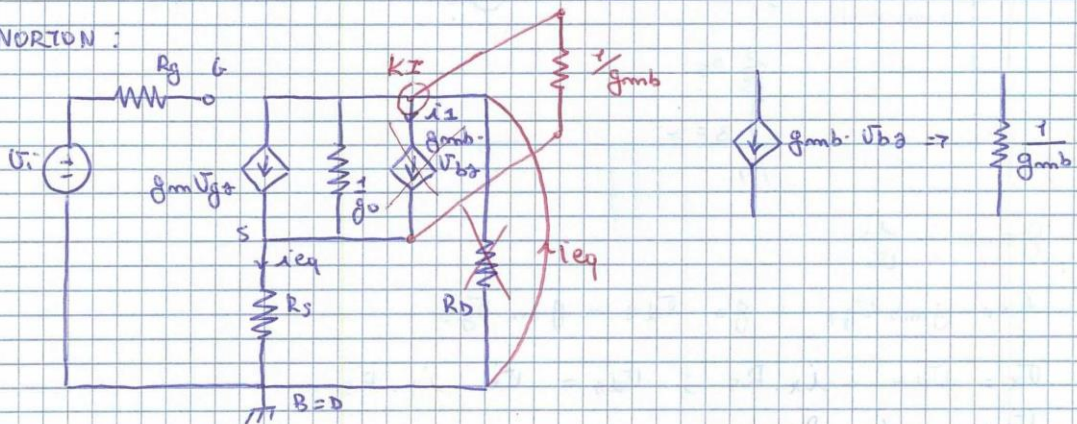
NB: Ho eliminato gli elementi capacitivi

=> sono ad una frequenza tale che gli elementi C sono c.a.

$\frac{i_o}{i_i} = \infty$ in quanto $i_i = \emptyset$

COMMON SOURCE: Ingresso fra G e S, Uscita fra D e S.

NORTON:



$$i_x = g_{mb} \cdot V_{ds} \quad (\text{per similitudine e } g_{mb} \text{ controllato con la conduttanza})$$

$$g_{mb} V_{bs} = g_{mb} V_{ds}$$

$$i_{eq} = g_m V_{gs} + V_{ds} (g_o + g_{mb}) \quad (KI)$$

$$i_{eq} = f(V_i)$$

$$V_{gs} = V_i - i_{eq} \cdot R_s$$

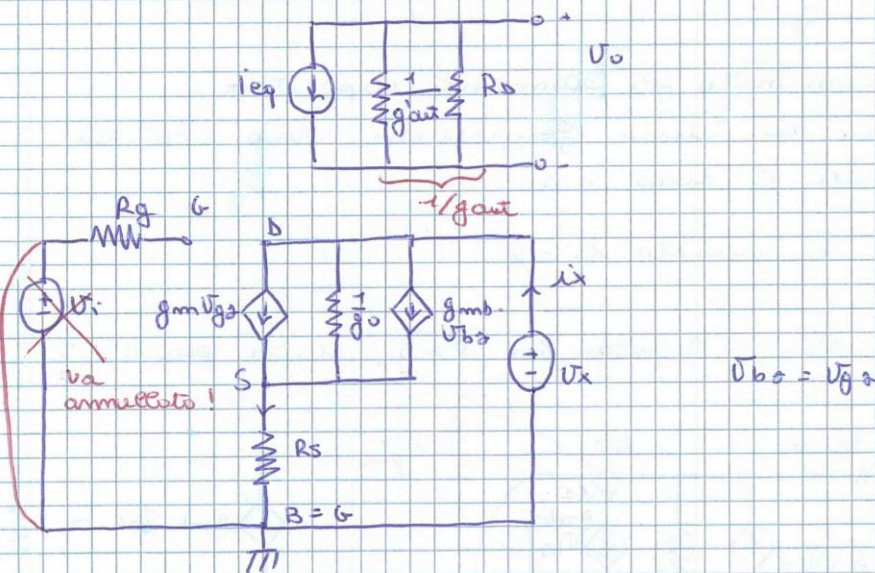
$$V_{ds} = -i_{eq} \cdot R_s$$

$$\Rightarrow i_{eq} = g_m (V_i - i_{eq} \cdot R_s) - i_{eq} \cdot R_s (g_o + g_{mb})$$

$$i_{eq} (1 + g_m R_s + g_o R_s + g_{mb} R_s) = g_m V_i$$

$$i_{eq} = \frac{g_m V_i}{1 + R_s (g_m + g_o + g_{mb})}$$

Per calcolare la g_{eq} sottoposto il circuito di R_o se trascurato di Norton sarà:



$$g'_{aut} = \frac{i_x}{V_x}$$

$$i_x = g_{mb} V_{gs} + g_o \cdot V_{ds} + g_m V_{gs}$$

$$V_x = V_{ds} + i_x \cdot R_s ; V_{ds} = V_x - i_x \cdot R_s$$

$$V_{gs} = -i_x \cdot R_s$$

$$g'_{out} = \frac{-(g_{mb} + g_m) i_x R_s + g_o (V_x - i_x R_s)}{V_x} = \frac{i_x}{V_x}$$

$$i_x = -(g_{mb} + g_m) i_x R_s + g_o (V_x - i_x R_s)$$

$$i_x (1 + g_{mb} R_s + g_m R_s + g_o R_s) = g_o V_x$$

$$g'_{out} = \frac{i_x}{V_x} = \frac{g_o}{1 + g_{mb} R_s + g_m R_s + g_o R_s} = \frac{g_o}{1 + R_s (g_{mb} + g_m + g_o)}$$

$$g_{out} = g'_{out} + G_D$$

$$V_o = \frac{-i_{eq}}{g_{out}} = - \frac{g_m \cdot V_i}{g_o + G_D + (g_m + g_{mb} + g_o) R_s G_D}$$

$$\Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = - \frac{g_m}{g_o + G_D + (g_m + g_{mb} + g_o) R_s G_D}$$

$$\text{Se } R_s = \emptyset \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = - \frac{g_m}{g_o + G_D}$$

$$g_o = \frac{\lambda I_D}{1 + \lambda V_{DS}} \approx 100 \text{ } \mu\text{A}^{-1}$$

posso trascurare quindi g_o :

$$R_D \approx 1 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{g_m}{G_D}$$

Quale è il MAX guadagno? $\left| \frac{V_o}{V_i} \right|_{MAX} = \frac{g_m}{G_D} = g_m R_D$

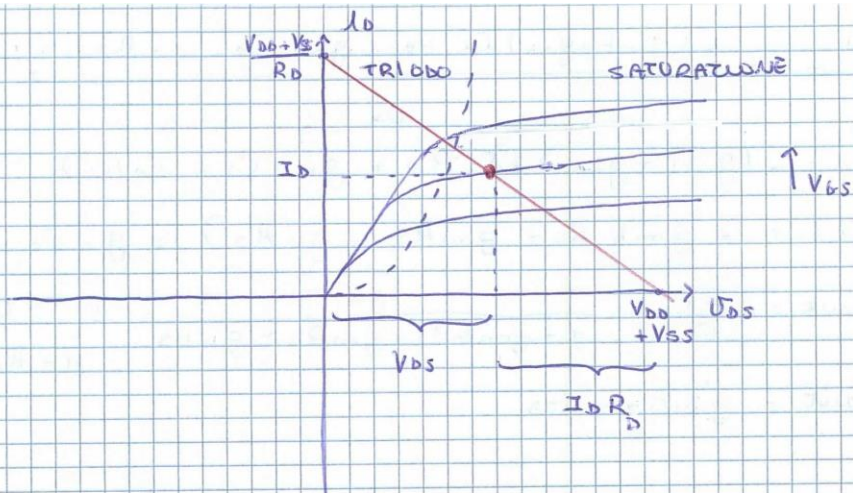
$$= \frac{2 I_D}{V_{DS} - V_{TH}} \cdot R_D$$

che quindi tornare in polarizzazione

In polarizzazione:

$$V_{DD} + V_{SS} = I_D (R_D + R_S) + V_{DS}, \quad R_S = \emptyset$$

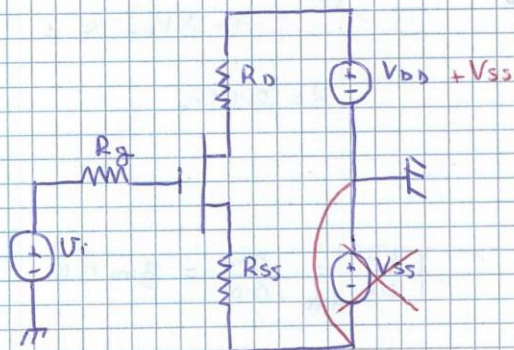
$$I_D = \frac{K_m}{2} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$



$$V_{DS} \approx I_D R_D \quad \rightarrow \quad V_{DD} + V_{SS} = 2 I_D R_D$$

$$\Rightarrow \left| \frac{V_D}{V_i} \right|_{MAX} \approx \frac{V_{DD} + V_{SS}}{V_{GS} - V_{TM}} \approx 1V \approx \frac{V_{DD} + V_{SS}}{2V}$$

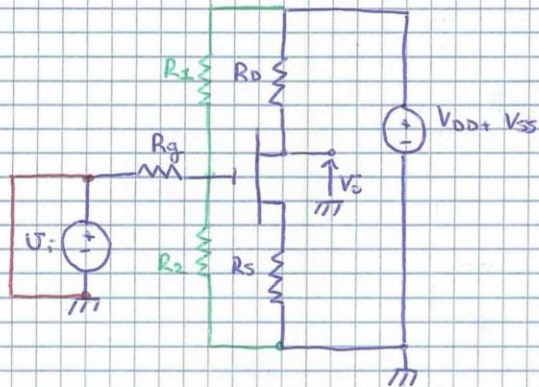
!/? posso fare questo, funziona? NO! come mai?



Controllare il circuito di polarizzazione!

Posso usare il MOSFET in questa configurazione?

09/11/2015



la maglia di ingresso diventa:

$$V_{gs} + I_D R_S = \cancel{V_{DD} + V_{SS}}$$

$$\Rightarrow V_{gs} = -I_D R_S$$

mentre nel caso standard:

$$V_{gs} = V_{DD} - I_D R_S$$

In polarizzazione:

In conclusione posso dire che non posso realizzare il comune.

La soluzione è inserire questo circuito:

Per la configurazione CS:

$$\frac{U_o}{U_i} < \cancel{1} \quad (\text{segnale in controfase})$$

$$\left| \frac{U_o}{U_i} \right|_{\max} \approx \frac{V_{DD} + V_{SS}}{1V} \quad (\text{limite dalle prestazioni})$$

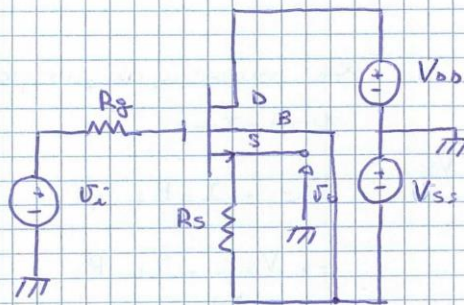
$$g_{\text{out}} = \frac{g_m}{1 + (\dots) R_S} + G_D, \quad g_m \text{ è piccola}$$

$$g_{\text{out}} \quad |g_{\text{out}}|_{\max} = g_m$$

$$\Rightarrow R_{\text{out}} = \frac{1}{g_{\text{out}}}, \text{ molto grande } (\approx 100 \text{ k}\Omega)$$

la resistenza di uscita è molto grande

Configurazione CD (Common Drain)



$$i_D = I_D + i_d$$

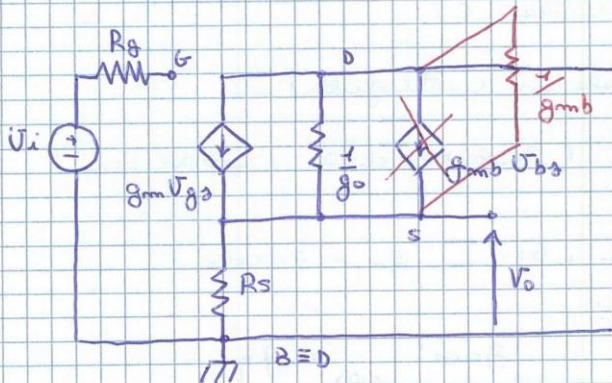
Per calcolare I_D : $V_i = \phi$

$$\begin{cases} V_{GS} + I_D R_S - V_{SS} = \phi \\ -V_{DD} - V_{SS} + V_{DS} + I_D R_S = \phi \end{cases} \quad (\text{uguale a CS})$$

$$I_D = \frac{K_m}{2} (V_{GS} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

Per calcolare i_d : $V_{DD} = V_{SS} = \phi$

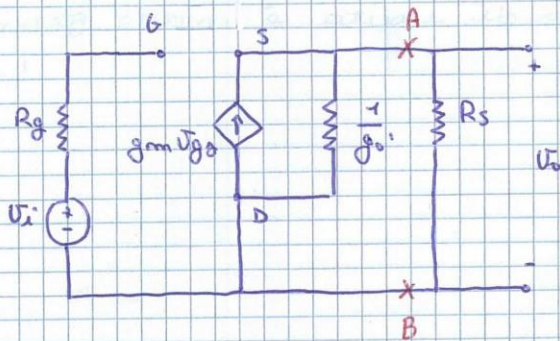
Sostituisci il MOSFET col suo modello elementare



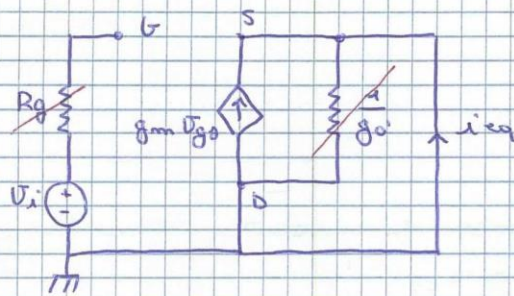
$$g_o' = g_o + g_{mb}$$

Ridisegna il circuito

Applica Norton di AB



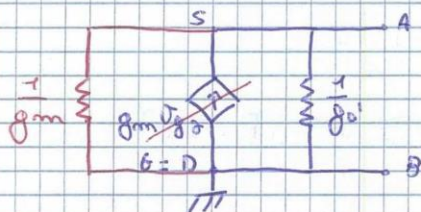
Voglio trovare i_{eq} :



$$i_{eq} = -g_m v_{gs}$$

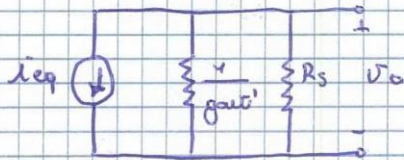
$$= -g_m v_i$$

Vado a trovare la resistenza equivalente



$$\frac{1}{g_{out}'} = \frac{1}{g_o' + g_m}$$

$$R_{out} = \frac{1}{g_{out}'}$$



$$v_o = -i_{eq} \cdot \frac{1}{g_{out}' + g_s} = \frac{g_m v_i}{g_{out}' + g_s} = \frac{g_m v_i}{g_m + g_o' + g_{mb} + g_s}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m}{g_m + g_o' + g_{mb} + g_s} < 1 \quad (\text{non amplificativa})$$

$$r_{out} = \frac{1}{g_m + g_o' + g_{mb} + g_s}; \quad r_{out}' = \frac{1}{g_m + g_o' + g_{mb}} \approx \frac{1}{g_m}$$

$$g_o' \approx g_{mb}$$

$$g_o' \ll g_m$$

$$\Rightarrow g_{out}' \approx g_m$$

Per la configurazione CD:

$$\frac{V_o}{V_i} > 1 ; \quad \frac{V_o}{V_i} < 1$$

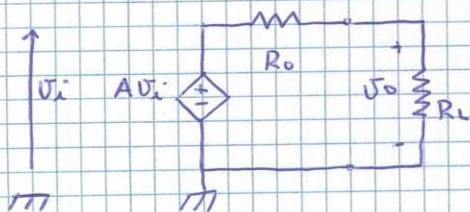
$$g_{out}' \approx g_m$$

Quindi la sua resistenza di uscita $R_{out}' = \frac{1}{g_m}$ è molto più piccola di $R_{out}'_{cs}$.

$$R_{out,cs} \approx \frac{1}{g_m} \ll R_{out}'_{cs}$$

AMPLIFICATORE DI TENSIONE

Posso sintetizzare qualsiasi circuito col T. di TA:



Amplificatore Ideale:

$$\begin{cases} \frac{V_o}{V_i} = +\infty \\ R_o = 0 \end{cases}$$

AMPLIFICATORE CARICO

$$V_o = AV_i \cdot \frac{R_L}{R_o + R_L}$$

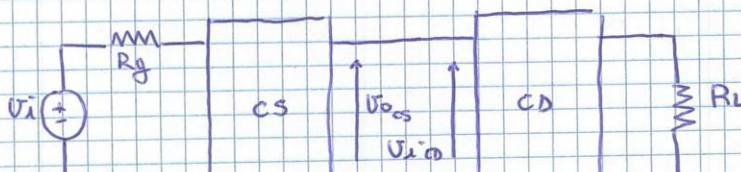
max. trasferimento di tensione se $R_L \gg R_o$.

$$V_o \rightarrow AV_i \quad \text{se} \quad R_o \ll R_L$$

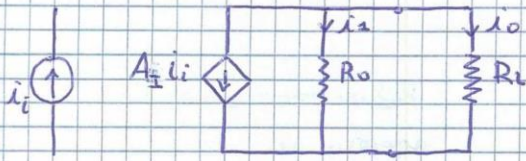
$$\text{Se } R_o = R_L \Rightarrow V_o = \frac{AV_i}{2}$$

Se R_o è grande, quando colleghi il carico all'amplificatore perdi tutto il guadagno.

Schema di un buon amplificatore:



AMPLIFICATORE DI CORRENTE



È ideale se $R_o = +\infty$, perché la corrente non scende in quel ramo

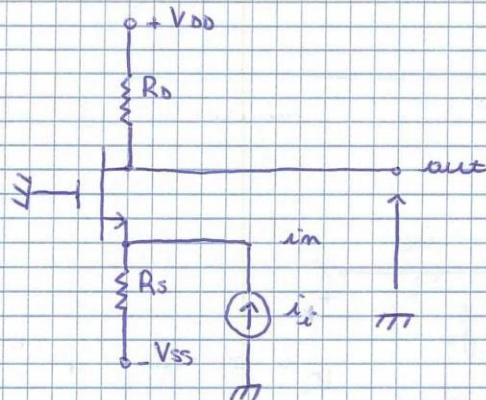
$$i_i = \beta$$

$$i_o = -A_i \cdot i_i \cdot \frac{G_L}{G_o + G_L}$$

$$G_o = \phi \Rightarrow R_o = +\infty$$

Max transf. di potenza: $R_o = R_L$

MOSFET in configurazione CG (Common Gate)



Inputo tramite
gen. di I ideale
($R_o = +\infty$)

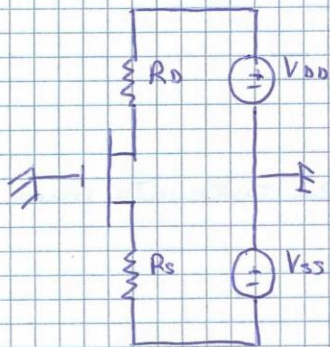
L'ingresso sul GATE $R_o = +\infty$, quindi non applico l'ingresso in corrente su di lui.

Esempio: voglio amplificare la var di un foto diodo, lo mando ad un MOSFET CG.

In questa configurazione non è efficiente inserire come ingresso una V_i reale.

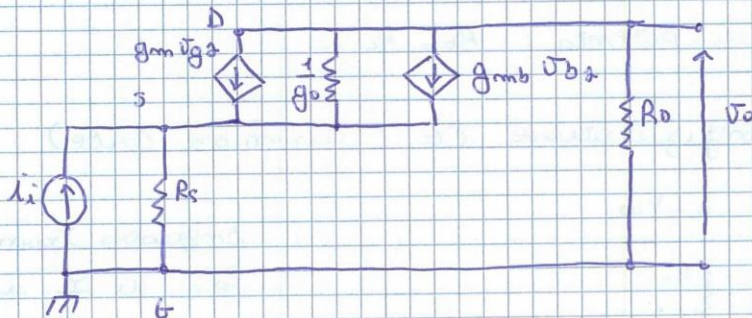
→ il circuito combinate la polarizzazione in base dell'ingresso.

La configurazione funziona se l'ingresso è un gen. di I con $R_i = +\infty$.

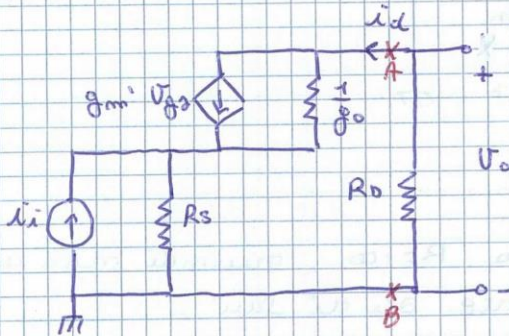


Polarizzazione:
stesso di CS.

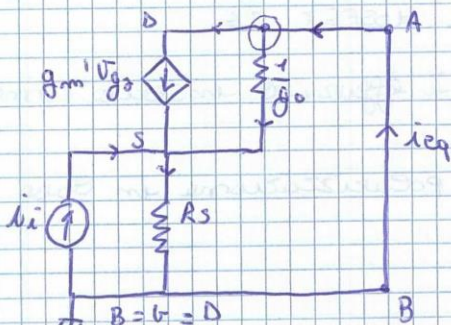
Circuito nelle variazioni:



$$g_m' = g_m + g_{mb}$$



Applico Norton:



$$i_{eq} = g_m' v_{gs} + v_{ds} g_o$$

$$i_i + i_{eq} - v_{gs} g_s = 0$$

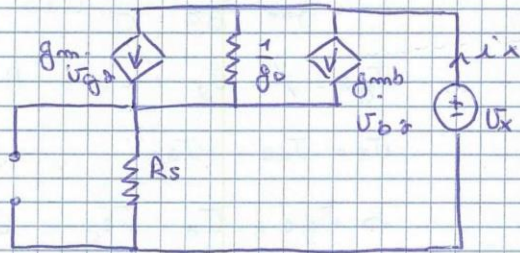
$$i_i + i_{eq} = -v_{gs} g_s$$

$$v_{gs} = -\frac{i_i + i_{eq}}{g_s} = v_{ds}$$

$$i_{eq} = -\frac{i_i + i_{eq}}{g_s} (g_m' + g_o)$$

$$i_{eq} (1 + \frac{g_{m'} + g_o}{g_s}) = - i_i (\frac{g_{m'} + g_o}{g_s})$$

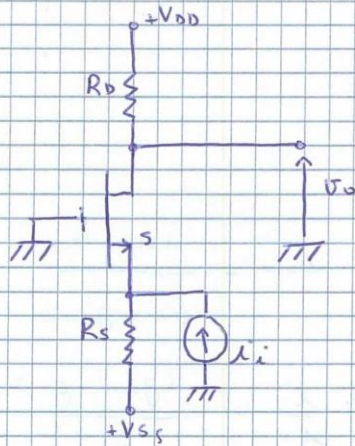
$$i_{eq} = - \frac{g_{m'} + g_o}{g_s} \frac{g_s}{g_s + g_{m'} + g_o} i_i = - \frac{g_{m'} + g_o}{g_s + g_{m'} + g_o} i_i$$



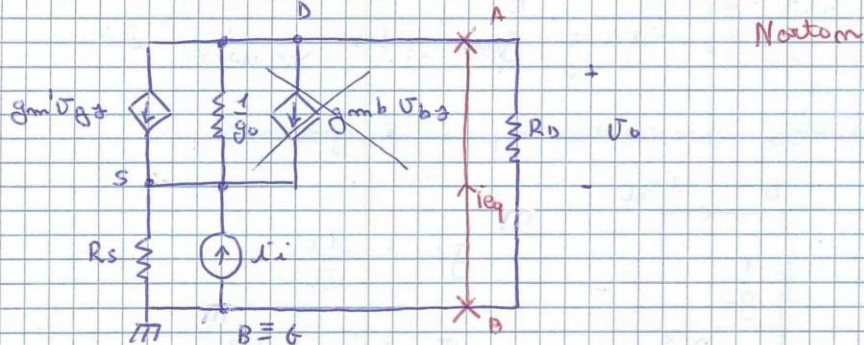
Per trovare la R_{int} (colore verde)

MOSFET CG

13/11/2015



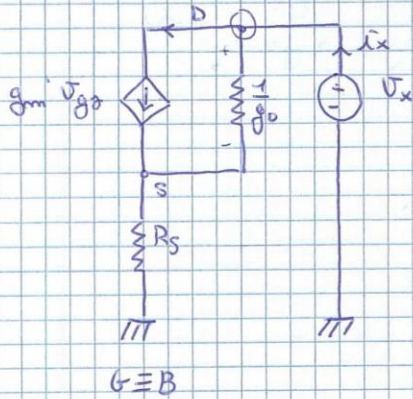
Circuito alle variazioni:



$$g_{m'} = g_m + g_{mb}$$

$$i_{eq} = - \frac{(g_{m'} + g_o) R_s}{1 + (g_{m'} + g_o) R_s} i_i$$

Calcolo di Req (Gcq):



$$g'_{aut} = \frac{i_x}{V_x}$$

$$i_x = g_m' V_{gs} + g_o V_{ds}$$

$$V_{gs} = -V_{ds} = -i_x \cdot R_s$$

$$V_x = V_{ds} + V_{ag}$$

$$\Rightarrow V_{ds} = V_x - V_{ag} = V_x - i_x R_s$$

$$i_x = -g_m' (i_x \cdot R_s) + g_o (V_x - i_x \cdot R_s)$$

$$\Rightarrow i_x (1 + g_m' R_s + g_o R_s) = g_o V_x$$

$$g'_{aut} = \frac{i_x}{V_x} = \frac{g_o}{1 + R_s (g_m' + g_o)}$$



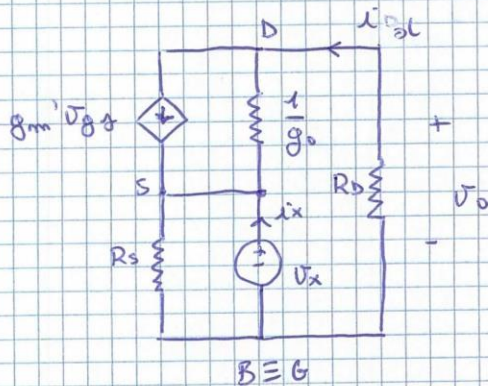
$$i_o = - \frac{i_{eq} \cdot R_o}{R_o + g'_{aut}}$$

Guadagno di I:

$$\frac{i_o}{i_i} = \frac{(g_m' + g_o) R_s}{1 + (g_m' + g_o) R_s + g_o R_o} \leftarrow 1$$

$$g_{aut} = g'_{aut} + g_o$$

Calcolo della conduttanza di ingresso:



$$g_{in} = \frac{i_x}{V_x}$$

$$V_x = (i_d + i_x) R_o$$

$$i_d = g_m' V_{gs} + g_o V_{ds}$$

$$V_{gs} = -V_{ds} = -V_x$$

$$V_{ds} = -i_d \cdot R_o - V_x$$

$$V_{ds} = - (-g_m' V_x + g_o V_{ds}) R_D - V_x$$

$$\Rightarrow V_{ds} (1 + g_o R_D) = g_m' V_x R_D - V_x$$

$$\frac{i_x}{V_x} = \frac{i_x}{(-g_m' V_x + g_o \frac{V_x (-1 + g_m' R_D)}{1 + g_o R_D} + i_x) R_S}$$

$$g_{im} = \frac{i_x}{V_x} = \frac{1 + 2g_o R_D + g_m' R_S}{(1 + g_o R_D) R_S} \approx g_m$$

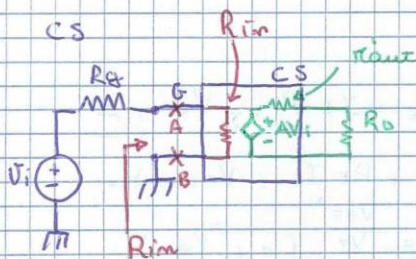
$$V_o = i_o \cdot R_D$$

$$g_{out} = \frac{g_o}{1 + R_S(g_m' + g_o)} + G_D \quad , \quad R_{out} \text{ è un valore alto!}$$

Parametri che caratterizzano le configurazioni:

	CS	CD	CG
R_{in}	∞ ↑	∞ ↑	$\approx 1/g_m$
$\frac{V_o}{V_i}$	$\frac{V_{DD} + V_{SS}}{1V} \approx \text{MAX}$	< 1 ↓	non ha significato
$\frac{i_o}{i_i}$	non ha significato	non ha significato	< 1
R_{out}	$> (10^5 \Omega)$ ↓	$\frac{1}{g_m}$ ↑	$> (10^5 \Omega)$ ↓

↑: Buono
↓: Cattivo



CS è un circuito che un input ed trasferimento di tensione è ottimo! ma trasferisce male la tensione verso il carico in output!

$$R_{in} = \infty \Rightarrow V_G = V_i \cdot \frac{R_{in}}{R_{in} + R_g} = V_i$$

$$V_o = \frac{A V_i \cdot R_D}{R_{out} + R_D} \quad \text{PROBLEMA!}$$

CD: r'_{aux} piccola \Rightarrow transimpedance bene tensione in uscita

CG: mi serve per commettere un sensore in corrente!

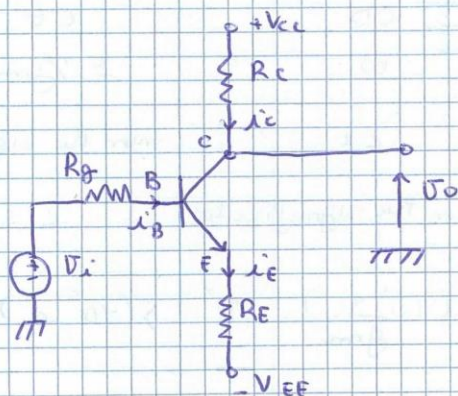
BJT e MOSFET a computer:

MOSFET	BJT
CS analogo a CE	CE
CD //	CC
CG //	CB

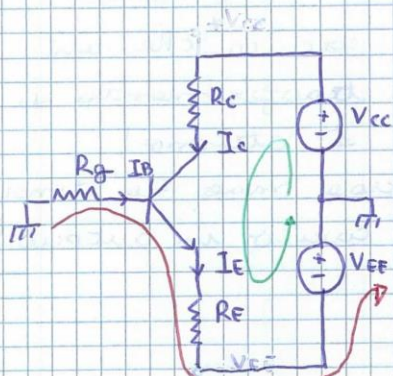
Differenza sostanziale fra MOSFET e BJT è che r_{im} sul gate è infinita ma r_{im} sulla Base non è infinita.

BJT mpm CE con $R_E \neq \emptyset$

NB: BJT chiaramente in forma FAR

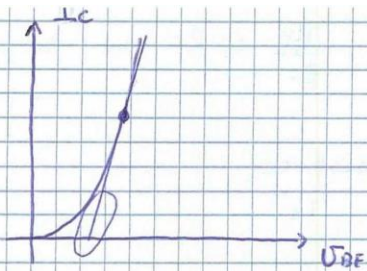


Polarizzazione:



$$\begin{cases}
 I_B \cdot R_g + V_{BE} + I_E \cdot R_E - V_{EE} = 0 \\
 R_C \cdot I_C + V_{CE} + R_E I_E = V_{EE} + V_{CC} \\
 I_C = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) \\
 I_B = \frac{I_C}{\beta_F} \\
 I_E = I_B + I_C
 \end{cases}$$

trascurabile $< \frac{1}{10}$



in zona F.A.R. : $U_{BE} \approx 0,7V$
 e posso quindi eliminare
 questa equazione

sostituendo con:
 $U_{BE} = 0,7V$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{MAGLIA IN} \\ \text{MAGLIA OUT} \\ U_{BE} = 0,7V \text{ (F.A.R. + silicio)} \\ I_B = \frac{I_C}{\beta_F} \text{ (F.A.R.)} \\ I_E = I_C + I_B \end{array} \right.$$

Problema di Analisi:

Dati: R_C, R_E, R_g

V_{CC}, V_{EE}

$V_{BE} = 0,7V$
 β_F } BJT

Tronate: I_C, I_B, I_E

V_{CE}, V_{BE}

Problema di Progetto:

Dati: R_g, I_C, V_{EE}

V_{BE}, V_{CE}

β_F, I_E

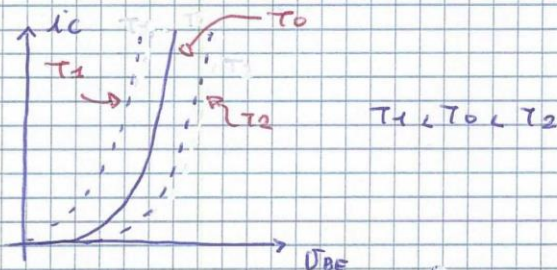
Tronate: R_C, R_E

V_{CC}, V_{EE}

I_B, V_{BE}

C'è quindi un grado di libertà nel progetto!

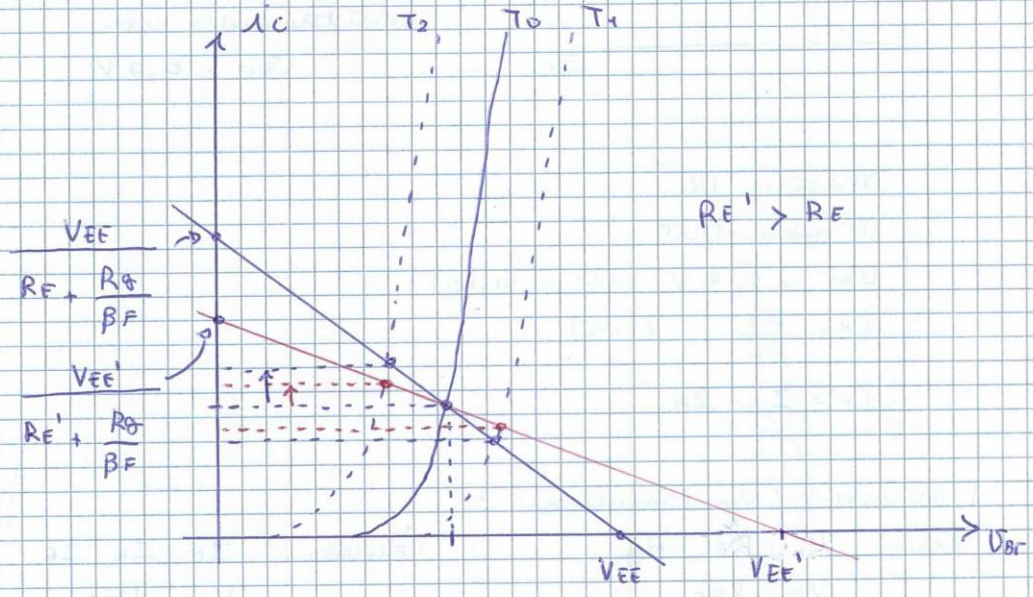
ma il BJT risente molto di variazioni di T .



$$\text{MAGLIA IN: } R_g \frac{I_C}{\beta_F} + V_{BE} + \left(\frac{1+\beta_F}{\beta_F} \right) I_C \cdot R_E = V_{EE}$$

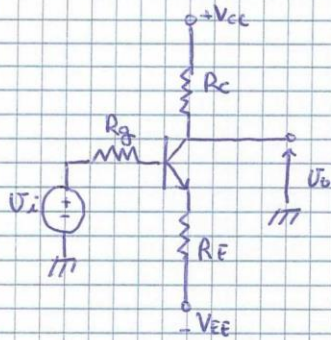
$$\rightarrow V_{BE} + I_{CQ} \left(\frac{R_B}{\beta_F} + R_E \right) = V_{EE} \quad , \quad \frac{R_B}{\beta_F} \ll R_E \text{ di solito}$$

Disegnando di nuovo il grafico:

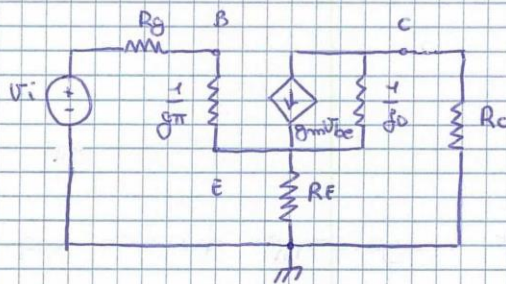


Aumentando R_E riduco la sensibilità di I_C rispetto alla temperatura.

$$S_{I_C}^T \downarrow \propto R_E \uparrow$$



Circuito alle variazioni (uso il modello lineare):



? Rin; Rout
Ai; Av

Tramite Norton:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-g_m \pi_{\pi} R_c}{R_g + \pi_{\pi} + (1 + g_m \pi_{\pi}) R_E}$$

Paragoni con MOSFET CS

Av entrambi negativi

Per il MOSFET $\left| \frac{V_o}{V_i} \right|_{MAX} = \frac{V_{DD} + V_{SS}}{V_{GS} - V_{Th}}$ con $R_s = \infty \Omega$

Per il BJT:

Pongo $R_E = \infty \Omega$; $R_g \ll \pi_{\pi} \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = -g_m R_c$

$= -\frac{I_c}{V_i} R_c$, regola per il rapporto in funzione della tensione di alimentazione.

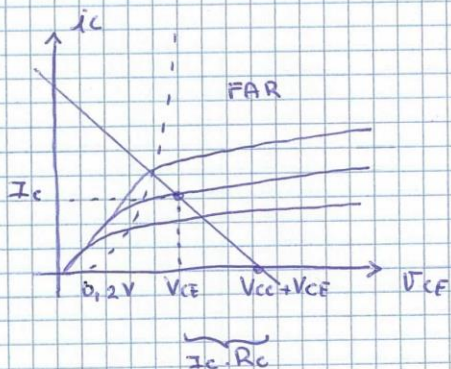
maglia OUT: $V_{CC} + V_{EE} = I_c R_c + V_{CE} + I_E R_E$

$I_E = I_c + I_B = I_c \left(1 + \frac{1}{\beta_F}\right)$, $50 < \beta_F < 200$

$\rightarrow I_E = I_c$

$V_{CC} + V_{EE} = I_c (R_c + R_E) + V_{CE}$ con $R_E = \infty \Omega$

Disegno e caratteristiche di rispetto a V_{CE}



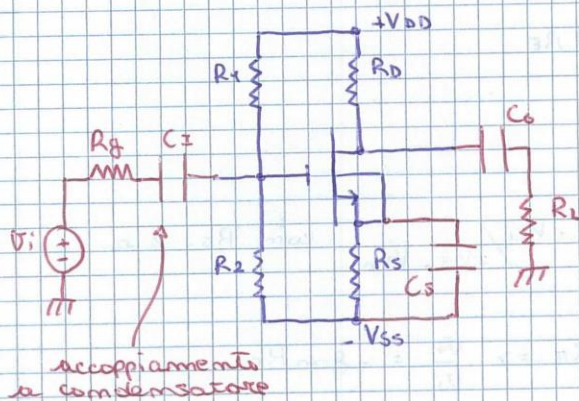
$$\rightarrow \frac{I_c \cdot R_c}{V_T} \approx \frac{V_{CC} + V_{CE}}{2} \cdot \frac{1}{V_T} = \frac{V_{CC} + V_{EE}}{25 \cdot 10^{-3} \text{ V}}$$

Quindi per il BJT:

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right|_{\text{MAX}} = \frac{20(V_{CC} + V_{EE})}{1 \text{ V}}$$

Quindi il BJT ha un A_V maggiore di quello del MOSFET.

ESEMPIO: Progettazione amplificatore con MOSFET CS



C_i, C_o : condensatori di accoppiamento.

$$\bar{z} = \frac{1}{j\omega C}$$

$$|z| = \frac{1}{\omega C} \rightarrow \infty \quad \omega \rightarrow \infty$$

In polarizzazione:

C sono c.a. e quindi disaccoppiamo il circuito di polarizzazione da segnale e carico.

Scego i condensatori in

modo che: $\frac{1}{\omega_{min} C} \rightarrow \infty$

e lo posso quindi approssimare

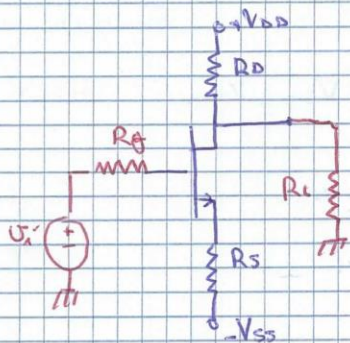
ad un c.c.

Questo nel circuito con variazioni!

Con C_s , a ω_{mid} , bypassa la R_s (ovvero cortocircuita la R_s)

C_s : condensatore di Bypass

Nella configurazione CS senza Condensatori:



Questo circuito si presta bene quando il valore medio del segnale in ingresso è nullo. Impedenza R_L deve essere molto più grande di r_{out} .

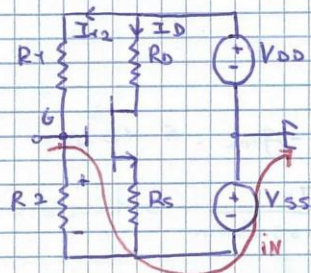
NB: il circuito con i condensatori funziona anche con $V_{SS} = 0V$.

Fornisco i dati dell'esercizio:

$A_{v} = -2$	$V_{DD} = V_{SS} = 5V$
$R_{in} = 100k\Omega$	$R_L = 10k\Omega$
$R_{out} = 10k\Omega$	$R_g = 50\Omega$
$P_{POL} \leq 10mW$	$C_i, C_o, C_s = 1\mu F$
	$f_i = 10kHz$
	$V_{Tm} = 1V$
	$K_m = 150 \mu A/V^2$
	$\lambda = 10^{-2} V^{-1}$

Studio la Polarizzazione:

(il circuito è quello BLU)



$$V_G = V_{DD} + V_{SS} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{SS}$$

$$V_G = V_{R2} - V_{SS}$$

maglia IN : $V_s = I_D R_s - V_{SS}$

$$V_{GS} = \frac{V_{DD} + V_{SS}}{R_1 + R_2} \cdot R_2 - V_{SS} - (I_D R_s - V_{SS}) = \frac{V_{DD} + V_{SS}}{R_1 + R_2} \cdot R_2 - I_D R_s$$

maglia OUT : $V_{DD} + V_{SS} = I_D (R_D + R_s) + V_{GS}$

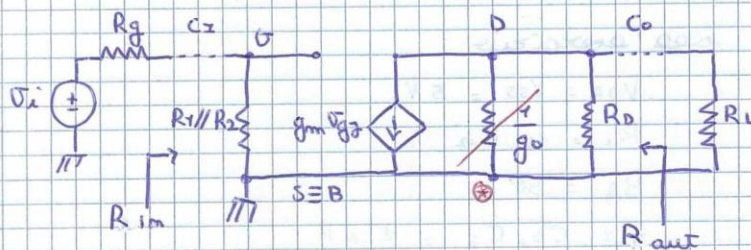
① $V_{GS} = \frac{V_{DD} + V_{SS}}{R_1 + R_2} \cdot R_2 - I_D R_s$ maglia IN

② $V_{DD} + V_{SS} = I_D (R_D + R_s) + V_{GS}$ maglia OUT

③ $I_D = \frac{K_M}{2} (V_{GS} - V_{TH})^2$, $V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TH}$ MOSFET

④ $(V_{DD} + V_{SS}) \left(I_D + \frac{V_{DD} + V_{SS}}{R_1 + R_2} \right) \leq 10 \text{ mW}$
 $\underbrace{\hspace{10em}}_{I_{D2}}$

Studio adesso il circuito alle variazioni:



⑤ $R_{in} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \approx 10^5 \Omega$

⑥ $R_{out} = \frac{1}{g_m + \frac{1}{R_D}} = \frac{R_D}{1 + g_m R_D} = 10 \text{ k}\Omega$

Pec ipotesi : $r_{o0} \approx 10^5 \Omega$ (da verificare) \oplus

$\rightarrow R_{out} \approx R_D$

$V_D = -g_m V_{gs} (R_D \parallel R_L)$

$V_{gs} = \frac{V_i \cdot R_1 \parallel R_2}{R_g + R_1 \parallel R_2} \approx V_i$

$\rightarrow \frac{V_D}{V_i} = -g_m \cdot 5 \cdot 10^3$

$\Rightarrow -2 \frac{I_D}{V_{GS} - V_{TH}} \cdot 5 \cdot 10^3 = -2$

⑦

$$I_D = (V_{GS} - V_{TH}) \frac{1}{5 \cdot 10^3}$$

$$\rightarrow V_{GS} - V_{TH} = I_D \cdot 5 \cdot 10^3$$

$$I_D = \frac{150 \cdot 10^{-6}}{2} = I_D^2 \cdot 25 \cdot 10^6 \Rightarrow \underline{I_D = 533 \mu A}$$

$$V_{GS} - V_{TH} = 2,67 \text{ V} \rightarrow \underline{V_{GS} = 3,67 \text{ V}}$$

$$\underline{R_D = 10 \text{ k}\Omega}$$

$$\underline{R_S = 2,5 \text{ k}\Omega}$$

$$\underline{V_{DS} = 3,34 \text{ V}}$$

$$\underline{R_1 = R_2 = 200 \text{ k}\Omega}$$

20/11/2015

- Specifico di Corrente (MOSFET commesso a diodo)
- Amplificatore Differenziale

MOSFET commesso a diodo

$V_{DS} = V_{GS}$



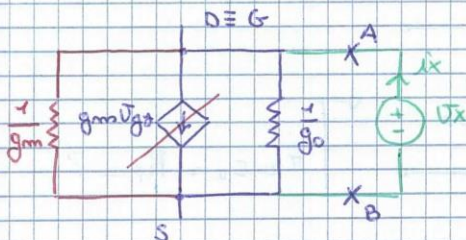
$$\text{SATURAZIONE: } i_D = \frac{K_m}{2} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TH}$$

Siamo sempre in saturazione

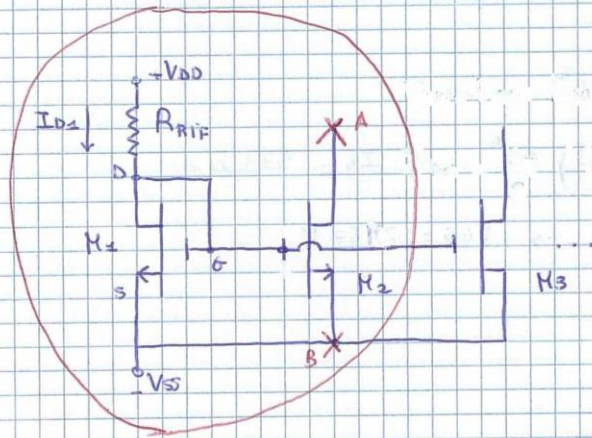
$$\rightarrow V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TH} \\ \phi \geq -V_{TH}, \quad \forall V$$

Per piccoli segnali, posso linearizzare il MOSFET:



$$\pi_{out} = \frac{1}{g_m + g_o} = \pi_{AB} \approx \frac{1}{g_m}$$

Specchio di Corrente



$$V_{DD} + V_{SS} = R_{ref} I_{D1} + V_{GS}$$

$$I_{D1} = \frac{K_m}{2} (V_{GS} - V_{Tm})^2 (1 + \lambda V_{GS})$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_1 < \left(\frac{W}{L}\right)_2 < \dots$$

M1 è in SAT.
M2 deve essere in SAT.

$$I_D = \frac{K_m}{2} \cdot \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tm})^2 (1 + \lambda V_{GS})$$

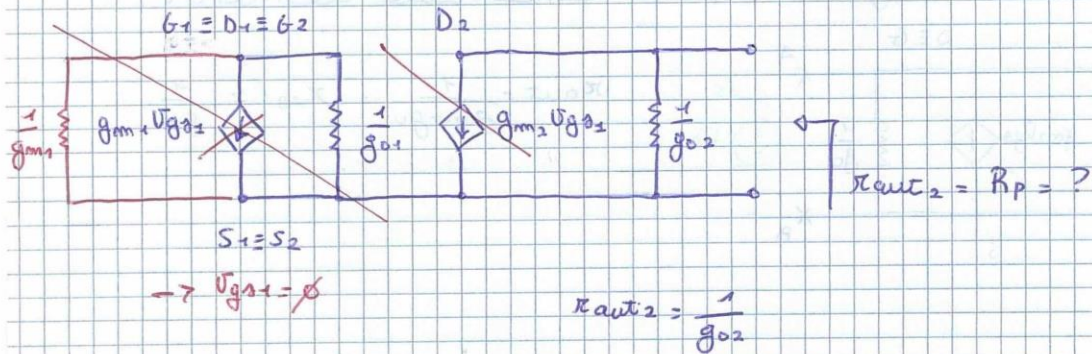
$$\frac{I_{D1}}{I_{D2}} = \frac{\frac{K_{m1}}{2} (V_{GS1} - V_{Tm1})^2 (1 + \lambda_1 V_{GS1})}{\frac{K_{m2}}{2} (V_{GS1} - V_{Tm2})^2 (1 + \lambda_2 V_{GS2})}$$

con $\lambda_1 = \lambda_2$
 $V_{Tm1} = V_{Tm2}$
 $V_{GS2} = V_{GS1}$

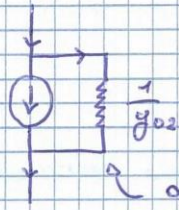
$$\frac{I_{D1}}{I_{D2}} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_1 (1 + \lambda V_{GS1})}{\left(\frac{W}{L}\right)_2 (1 + \lambda V_{GS2})}$$

• Trovare resistenza $R_p = R_{out} = ?$ (R_{out2})

Per piccoli segnali

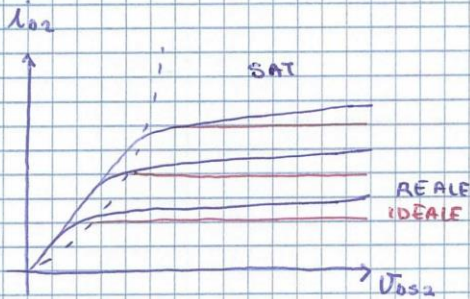


g_{o2} molto piccolo \Rightarrow I_{D2} molto grande



Generatore Reale di I .

qui occorre poca corrente

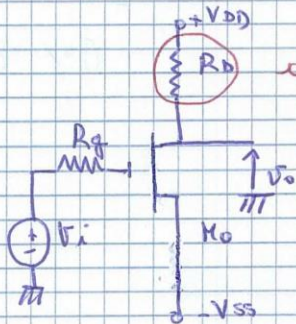


In zona SAT:

e a grandi variazioni di V_{DS2} varia poco I_{D2} .

Simile ad un Generatore ideale di I (in SAT)

MOSFET CS



se postai R_D sostituirlo lo specchio di corrente

$$R_D \rightarrow \frac{1}{g_{o2}}$$

$$\text{trascurando } \frac{1}{g_{o2}} \quad \frac{V_o}{V_i} = - \frac{g_{m2}}{g_{o2}}$$

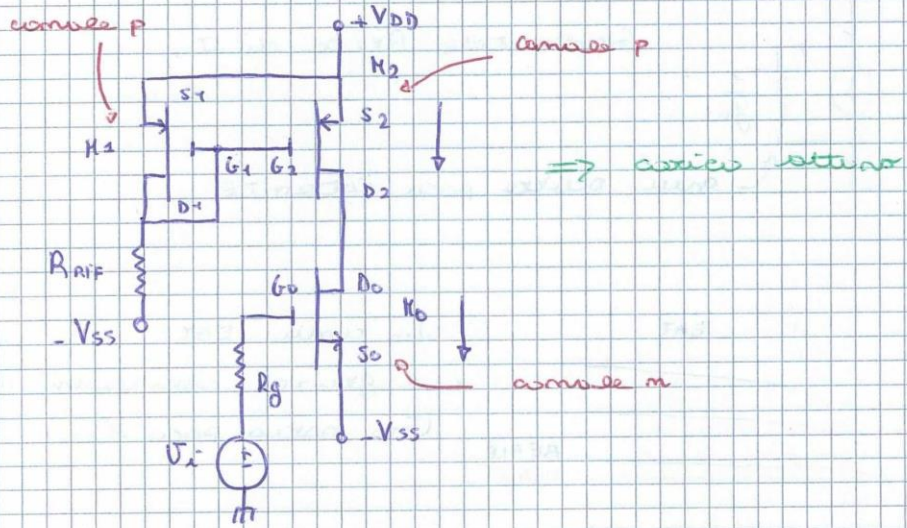
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2I_{DQ}}{V_{DS} - V_{th}} \cdot \frac{1 + \lambda_2 V_{DS2}}{\lambda_2 I_{D2}} = \frac{2}{\lambda_2}$$

$\approx V$ con $I_{DQ} = I_{D2}$

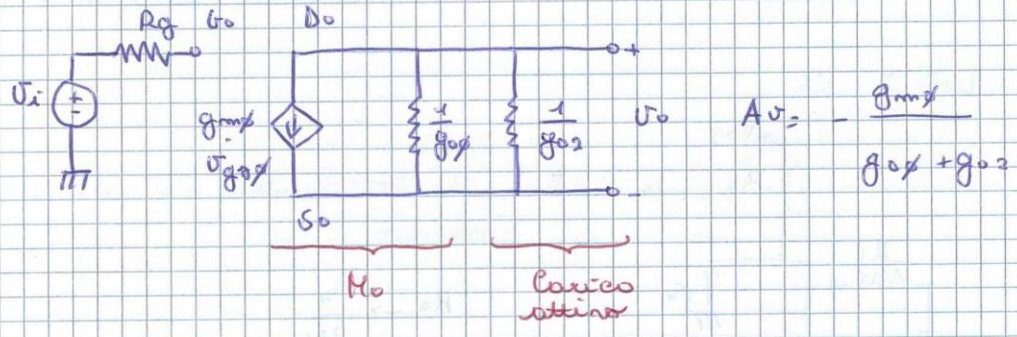
$$\text{se } \lambda_2 = 10^{-2} \rightarrow \frac{V_o}{V_i} = 200$$

Il guadagno è aumentato moltissimo!

MOSFET CS Com specchio di corrente



Alle variazioni:



Amplificatore Differenziale

