

DISPOSITIVI ELETTRONICI

[Fotocopie di Appunti Tratti dal Libro 'Dispositivi Elettronici' PARTE 3]

A CURA DI ALESSANDRO PAGHI

PROFESSORE: Giovanni Pennelli (<http://www.iet.unipi.it/g.pennelli/>)

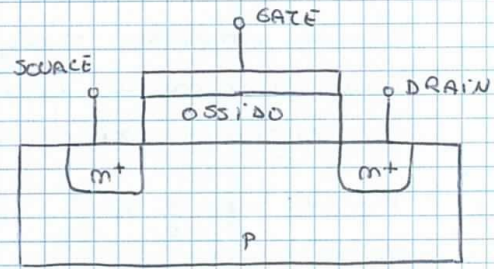
LINK AL CORSO ANNO 2016/2017: http://www.iet.unipi.it/g.pennelli/dispositivi_materiale-didattico.html

FREQUENTAZIONE: NC.

IL TRANSISTORE MOS

INTRODUZIONE

Un MOSFET si basa su un condensatore MOS metallo-ossido-silicio, in cui elettrodi sono state realizzate due zone fortemente drogata, che sono i pozzi di SOURCE e DRAIN.



Se il substrato è di tipo p, i pozzi sono drogati n⁺ ed il MOS è a canale n.

Se $V_{GS} < V_{TH}$, i pozzi di S e D sono isolati elettricamente.

Se $V_{GS} > V_{TH}$, i pozzi sono connessi da un canale di elettroni la cui conducibilità dipende dalla concentrazione di elettroni nel interfaccia, cioè dalla quantità Q_n che aumenta con l'aumentare di $V_{GS} > V_{TH}$.

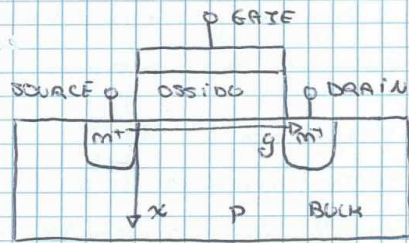
Se il substrato è di tipo n, i pozzi sono drogati p⁺ ed il MOS è a canale p, ed il canale di corrente si forma per $V_{GS} < -V_{TH}$.

Un MOSFET si autoriscala: pensando di realizzare più dispositivi sullo stesso chip, non si può essere conduttori tra dispositivi diversi perché i nomi D ed S si comportano tra di loro come diodi back to back.

SOURCE, DRAIN E TENSIONE DI INVERSIONE

V_{TH} : d.d.p. da applicata tra G e B per avere l'inversione
 $\rightarrow V_{Si} = 2\psi_B$

L : Lunghezza di canale: distanza S-D

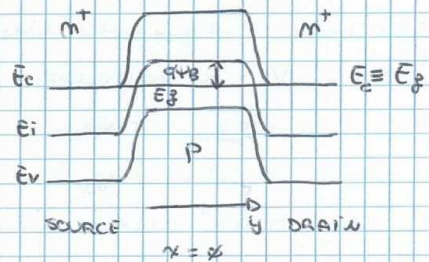


Supponiamo: $V_{SBULK} = V_{DBULK} = \phi$

Se $V_{GBULK} = \phi$:

S e D sono coperti da una barriera, dovuta alla funzione S-B e D-B.

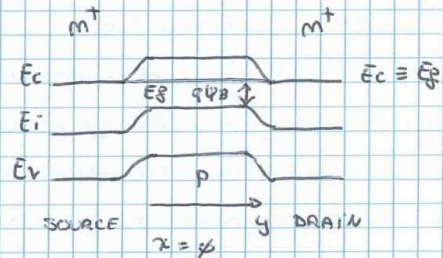
($V_{GBULK} = \phi, V_{Si} = \phi$)



Se $V_{GBULK} = V_{TH}$:

$V_{Si} = 2\psi_B$, la concentrazione di elettroni in Si è significativa e la barriera tra S-D si è abbassata e tra loro può esserci conduzione: si è formato il canale n.

($V_{GBULK} = V_{TH}, V_{Si} = 2\psi_B$)



Supponiamo: $V_{SBULK} = V_{DBULK} > \phi$

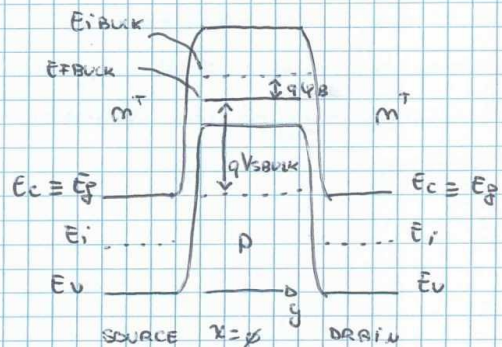
Se $V_{GBULK} = \phi$:

Le funzioni n⁺p S-B e D-B sono potenziate in unnessa. La barriera S-D risulta essere più alta.

La concentrazione di elettroni alla superficie è diminuita perché i due n⁺p agli estremi del canale sono potenziati in unnessa:

$V_{SBULK} > \phi$, S è n⁺ e B è p, quindi $V_{pn} = -V_{SBULK}$.
 Se prima si aveva alla superficie una

($V_{GBULK} = \phi, V_{Si} = \phi$)



concentrazione di elettroni pari a n_0 , ovvero esattamente
 $n_s = n_0 \exp(-V_{SBULK} / V_T)$: la due giunzioni p-n si comportano
 in maniera identica come.

Se $V_{SBULK} > \phi$:

V_{si} alla superficie di Si aumenta
 e anche la concentrazione di
 elettroni aumenta alla superficie
 $n_s = n_0 \exp(-(V_{SBULK} - V_{si}) / V_T)$.

Se invece si torna ad un
 potenziale maggiore rispetto a B e
 quindi V_{si} diminuisce la
 concentrazione elettronica dei due diodi m^+ .

Se viene applicata V_{SBULK} tale che

$V_{si} = 2\phi_B$ non siamo più in immersione

perché $n_s = n_0 \exp(-(V_{SBULK} - 2\phi_B) / V_T)$

$p_0 = N_A$ e il canale non è
 ancora formato.

Le condizioni di immersione si

ra per $V_{si} = V_{SBULK} + 2\phi_B$ da cui

risulta $n_s = n_0 \exp(2\phi_B / V_T) = p_0 = N_A$.

V_{si} deve prima raggiungere V_{SBULK}

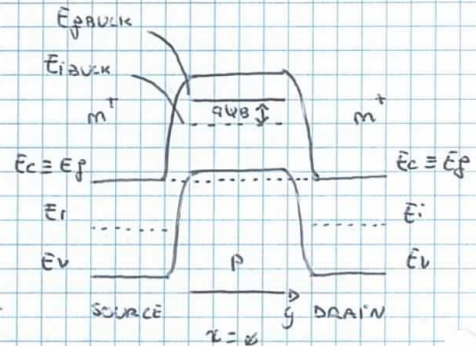
così da recuperare la tensione di polarizzazione dei
 diodi e poi aumentare di $2\phi_B$ per ottenere l'immersione.

$E_{iBULK} = E_{gs} - q\phi_B = E_{gs} - q\phi_B$ e controlla la concentrazione
 di elettroni nel canale.

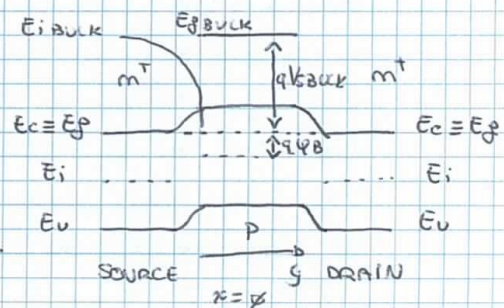
NB: la concentrazione di elettroni alla superficie è
 determinata dal E_{gs} di S e D non da E_{BULK} .

Risultiamo non essere in condizioni di equilibrio
 globale.

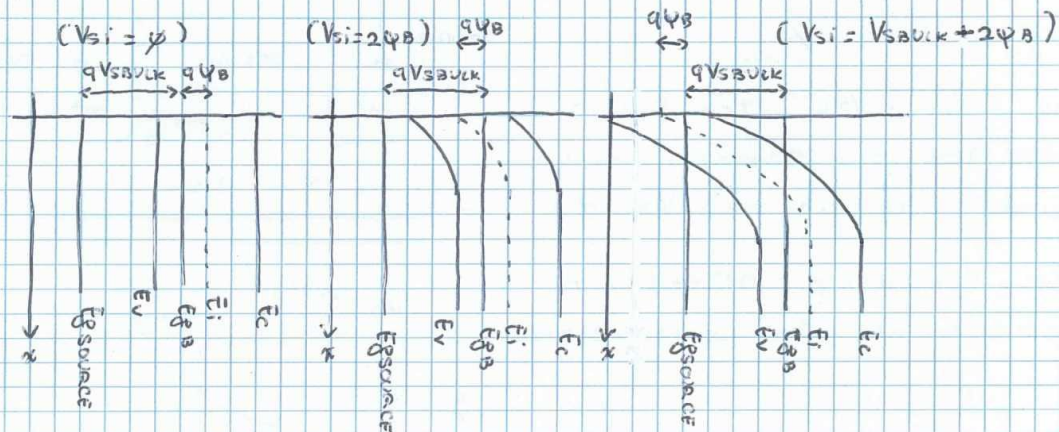
($V_{SBULK} > \phi$, $V_{si} = 2\phi_B$)



($V_{SBULK} > \phi$, $V_{si} = 2\phi_B + V_{SBULK}$)



Studiamo l'andamento delle bande in direzione x in un punto y lontano dalle regioni di svuotamento S-B e D-B:



Se $V_{sbulk} > \phi$: $V_{si} = 2\phi_B$ risulta $E_i = E_{gB} - q\phi_B$ e non è sufficiente per avere l'inversione

Se $V_{sbulk} > V_{th}$: $V_{si_{inv}} = V_{sbulk} + 2\phi_B$

$$V_{sbulk_{inv}} = - \frac{qW(V_{sbulk} + 2\phi_B)}{C_{ox}} + (V_{sbulk} + 2\phi_B)$$

$$= \frac{\sqrt{2\epsilon_s q N_A (V_{sbulk} + 2\phi_B)}}{C_{ox}} + (V_{sbulk} + 2\phi_B)$$

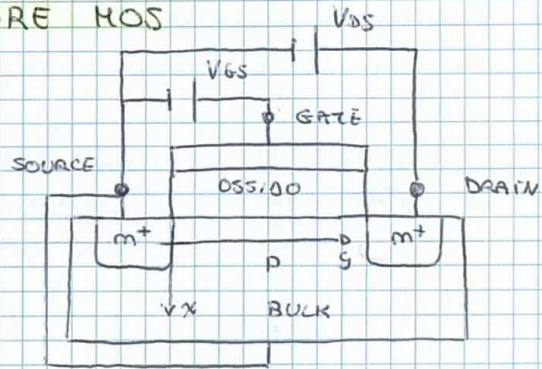
Per $V_{sbulk} > V_{sbulk_{inv}}$ si ha un accumulo di carica mobile nel canale:

$Q_m = -C_{ox}(V_{sbulk} - V_{sbulk_{inv}})$ e questa espressione tiene conto degli effetti di polarizzazione di S + D rispetto a B.

POLARIZZAZIONE DEL TRANSISTORE MOS

Spesso il MOSFET viene usato a 3 terminali cortocircuitando S e B: $V_{SB} = \phi$.

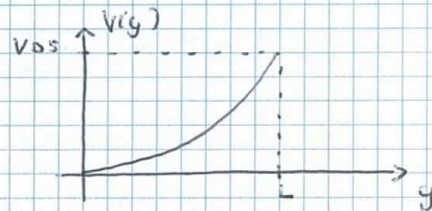
$V_{DS} = V_{GS} > V_{TH}$, tra S e D è possibile far scorrere una corrente, applicando $V_{DS} > \phi$.



Se $V_{GS} = V_{DS} < \phi$ otteniamo semplicemente la conduzione D-B.

Se $V_{GS} > V_{TH}$ e $V_{DS} > \phi$, il potenziale aumenta da ϕ in S a V_{GS} in D.

Qui elettroni nel canale subiscono una caduta di energia pari a $-qV(y)$ da S a D.



La caduta di tensione nel silicio V_{simv} necessaria per avere l'inversione, dipende dal potenziale nel canale e varia con $y \rightarrow V_{simv}(y)$ è difficile da calcolare e non si può applicare la formula per il condensatore MOS.

Approssimazione di CANALE GRADUALE: se $E_y \ll E_x$, possiamo assumere che il comportamento del condensatore MOS possa essere descritto con la formula ricavata nel caso dimensionale.

Altrimenti se $E_x \gg E_y$ la tensione di inversione varia con y da ϕ in $y=0$ a V_{GS} in $y=L$.

$$V_{simv} = 2\psi_B + V(y)$$

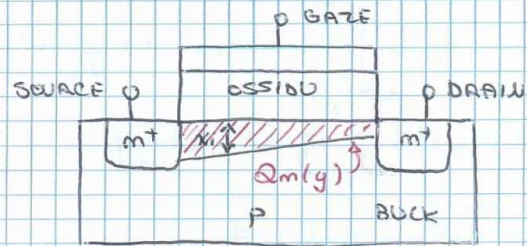
$$V_{y\ simv} = \frac{\sqrt{2\epsilon_s q N_A} (2\psi_B + V(y))}{C_{ox}} + (2\psi_B + V(y))$$

La carica mobile nel canale dipende da y e diminuisce andando da S a D:

$$Q_m(y) = -C_{ox} \left(V_{GS} - \left(\frac{\sqrt{2\epsilon_s q N_A} (2\psi_B + V(y))}{C_{ox}} + (2\psi_B + V(y)) \right) \right)$$

Se canale non è uniforme e la concentrazione di elettroni varia sia lungo x che lungo y :

$$|Q_m(y)| = \int_{\phi}^{x_i} q n(x, y) dx$$



Calcolo di I_{DS} :

Da notare che $\alpha V_{DS} \gg \phi$,
gli elettroni si muovono da S a D e quindi $I_{DS} \gg \phi$.

$$J_m(x, y) = q \mu_n n(x, y) E_y + q D_n \frac{d}{dy} n(x, y)$$

J_m direzione x la corrente è nulla perché il silicio è un semiconduttore.

Consideriamo una sezione trasversale del canale rispetto alla direzione della corrente stessa, in un generico punto y ($\phi < y < L$).

L : Lunghezza canale

W : Larghezza canale

x_i : Profondità canale

La sezione porta area $W x_i = S$.

La profondità di canale si può pensare una zona, in direzione x , dove la concentrazione di elettroni è maggiore di qualche decimo.

Il canale si estende quindi da $x = \phi$ a $x = x_i$: il silicio è intrinseco in x_i .

S non è costante con y , poiché x_i dipende da $V(y)$,
 I_{DS} invece è costante con y .

Supponiamo: $J_m(x, y) \approx q \mu_n n(x, y) E_y$

$$I_{DS} = qW \int_{\phi}^{x_i} \mu_n n(x, y) dx E_y$$

$$E_y = - \frac{d}{dy} V(y)$$

$$I_{DS} = qW \int_{\phi}^{x_i} \mu_n n(x, y) n(x, y) dx \frac{d}{dy} V(y)$$

μ_m aumenta con x , ma consideriamola costante per semplicità:

$$I_{DS} = W \mu_m \int_{\phi}^{x_i} q_m(x, y) dx \frac{d}{dy} V(y)$$

$$|Q_m(y)| = \int_{\phi}^{x_i} q_m(x, y) dx$$

$$I_{DS} = W \mu_m Q_m(y) \frac{d}{dy} V(y)$$

$$I_{DS} dy = W \mu_m Q_m(y) dV$$

$$I_{DS} dy = W \mu_m C_{ox} \left(V_{GS} - \left(\frac{\sqrt{2 \epsilon_s q N_A (2\psi_B + V(y))}}{C_{ox}} + (2\psi_B + V(y)) \right) \right) dV$$

$$\int_{\phi}^L I_{DS} dy = W \mu_m C_{ox} \int_{\phi}^{V_{DS}} \left(V_{GS} - \left(\frac{\sqrt{2 \epsilon_s q N_A (2\psi_B + V(y))}}{C_{ox}} + (2\psi_B + V(y)) \right) \right) dV$$

$$I_{DS} = \mu_m C_{ox} \frac{W}{L} \left(V_{GS} V_{DS} - \frac{2}{3} \frac{\sqrt{2 \epsilon_s q N_A}}{C_{ox}} \left[(2\psi_B + V_{DS})^{\frac{3}{2}} - (2\psi_B)^{\frac{3}{2}} \right] - 2\psi_B V_{DS} + \frac{V_{DS}^2}{2} \right)$$

Supponiamo che l'ampiezza della regione di svuotamento sotto il canale sia costante con y :

$$\sqrt{2 \epsilon_s q N_A (2\psi_B + V(y))} \approx \sqrt{2 \epsilon_s q N_A 2\psi_B}$$

$$\int_{\phi}^L I_{DS} dy = W \mu_m C_{ox} \int_{\phi}^{V_{DS}} \left(V_{GS} - \left(\frac{\sqrt{2 \epsilon_s q N_A 2\psi_B}}{C_{ox}} + 2\psi_B + V(y) \right) \right) dV$$

$$V_{TH} = \frac{\sqrt{2 \epsilon_s q N_A 2\psi_B}}{C_{ox}} + 2\psi_B$$

$$\int_{\phi}^L I_{DS} dy = W \mu_m C_{ox} \int_{\phi}^{V_{DS}} (V_{GS} - V_{TH} - V(y)) dV$$

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

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

$I_{DS} = f(V_{GS}, V_{DS})$ è la caratteristica di corrente di un transistor MOS.

$L \cdot W$: area attiva, area in cui si forma il canale che controlla la conduzione del dispositivo

$I_{DS} = f(V_{GS}, V_{DS}) = \phi$, poiché la corrente di un condensatore è nulla in continua

I_{DS} è controllata da V_{GS} ed ha un massimo per $V_{DSMAX} = V_{GS} - V_{TH}$.

$V_{DSMAX} = V_{DSsat}$ (Tensione di Saturazione)

$$\rightarrow I_{DSsat} = \frac{\mu n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2$$

Secondo questa funzione I_{DS} dovrebbe diminuire per $V_{DS} > V_{DSsat}$, ma questo non avviene

Per $V_{GS} > \phi$, $V(y)$ aumenta con y mentre V_{GS} e $Q_m(y)$ diminuiscono con y , per $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$.

Per $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH} = V_{DSsat}$ risulta:

$$V_{DS} = V_{GS} - V_{DS} = V_{GS} - V_{GS} + V_{TH} = V_{TH}$$

La conduzione $V_{GS} = V_{DSsat} = V_{GS} - V_{TH}$

significa che per $y = L$, $V_{DS} = V_{TH}$

e quindi $Q_m(y=L) = \phi$: il

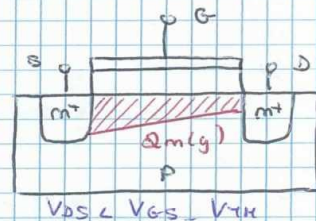
canale è stretto in $y=L$ e la concentrazione di elettroni in prossimità di D è nulla.

Per $V_{DS} > V_{DSsat}$, il punto di strozzamento y_p si sposta verso S .

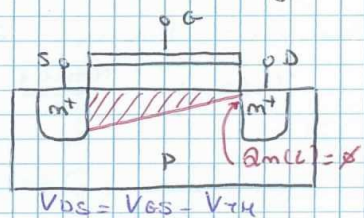
Tuttavia, il n^+ è polarizzato in inversa rispetto ad $B-p$, quindi i portatori di carica minoritari che si formano nel punto y_p vengono portati via dal campo elettrico del deuto $n^+ D-B$.

I_{DS} rimane quasi costante per $V_{DS} > V_{DSsat}$.

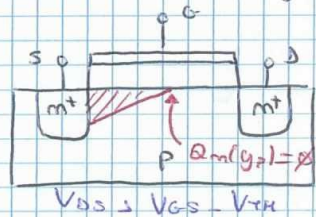
ZONA TRIODE

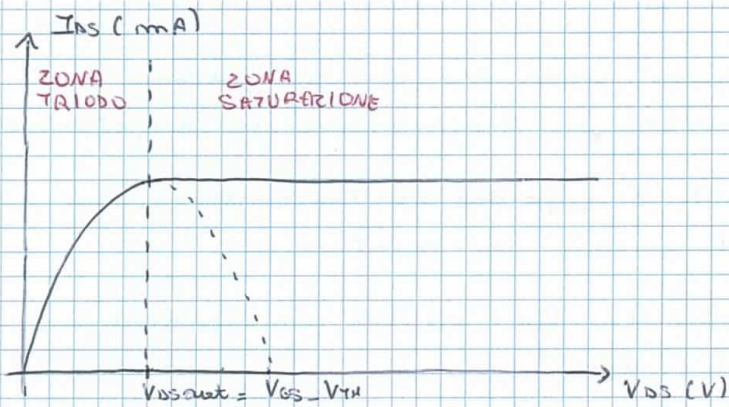


STROZZAMENTO IN $y=L$



STROZZAMENTO IN $y=y_p$





$$I_{Ds \text{ triodo}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

$$I_{Ds \text{ sat}} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2$$

Per V_{DS} piccoli, posso trascurare $\frac{V_{DS}^2}{2}$, ed MOSFET si comporta come un resistore:

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

Se come più facile schematizzato come una resistenza

$$V_{DS} = R_{canale} I_{Ds} \rightarrow R_{canale} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})}$$

Con l'aumentare di V_{DS} la relazione diventa parabolica:

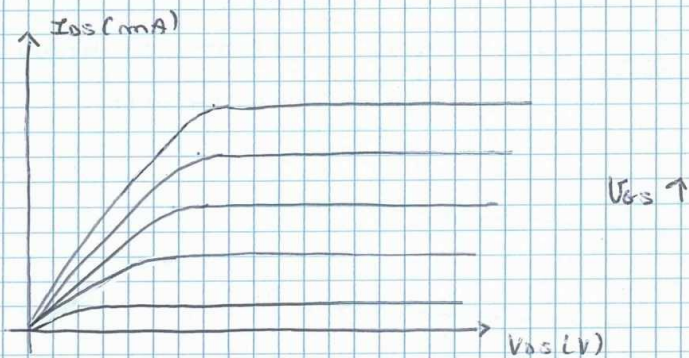
$$I_{Ds} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (\text{ZONA TRIODO})$$

Per $V_{DS} > V_{DS \text{ sat}}$ la corrente arriva a:

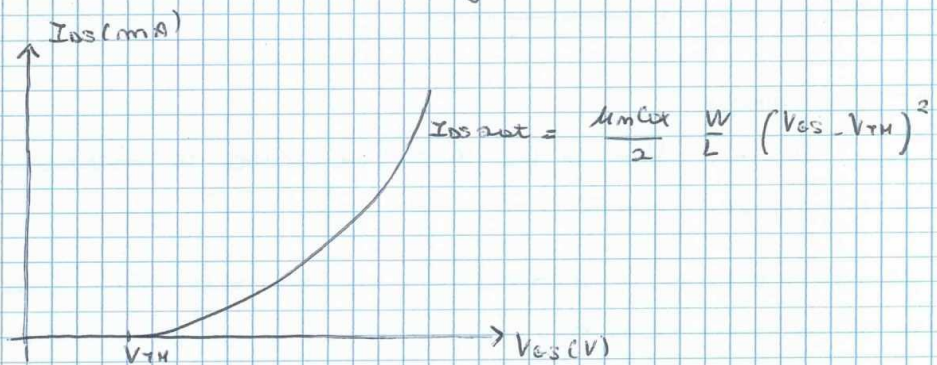
$$I_{Ds \text{ sat}} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (\text{ZONA DI SATURAZIONE})$$

In continua, $I_{Ds} = \beta$: non ha senso parlare di caratteristiche dc di un pannello

Caratteristica $I_{DS} = f(V_{DS}, V_{GS})$



Transcaratteristica $I_{DSsat} = f(V_{GS})$



Per un MOS a canale n-drogato ($L \approx \mu\text{m}$), I_{DSsat} dipende da V_{GS} .

Per $V_{DS} = V_{DSsat}$, il canale è stretto in D .

Se V_{GS} aumenta, il punto y_p di strozzamento arretra ed un y_p anteriore $V_{GP} = V_{TH}$:

$$V_{GP} = V_{GS} - V_{PS} = V_{TH}$$

$$V_{PS} = V_{GS} - V_{TH} = V_{DSsat}$$

La ddp fra y_p e S è proprio V_{DSsat} e la parte di tensione che eccede V_{DSsat} cade tra y_p e D .

$$V_{GS} = V_{GP} + V_{PS} = V_{GP} + V_{DSsat}$$

$$\rightarrow V_{GP} = V_{GS} - V_{DSsat}$$

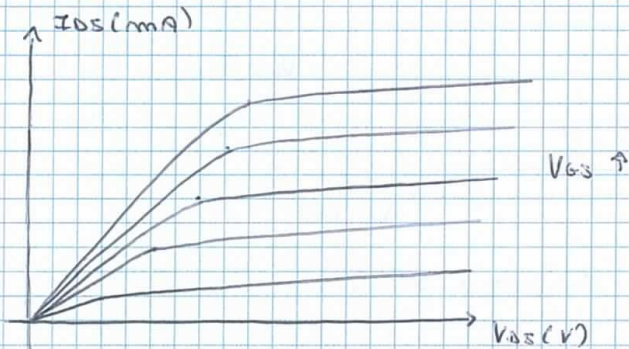
Se canale non è più lungo L , ma $L_{eff} = y_p < L$.

D_p può essere calcolata come ampiezza della regione di accretamento dovuta a V_{GP}

$$L_{eff} = L - W C(V_{GP}) = L - \sqrt{\frac{2 \epsilon_s}{q N_A} (V_{D0, bulk} + (V_{GS} - V_{DSsat}))}$$

$I_{DS} \uparrow$ se $V_{GS} \rightarrow V_{GSsat} \uparrow$

$$I_{DS} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L_{eff}(V_{GS})} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad \text{EFFETTO DI MODULAZIONE DEL CANALE}$$



EFFETTO BODY

In un MOSFET, V_{TH} è la V_{GS} per avere l'immersione $n_s = NA$ in prossimità di S.

Se il dispositivo è usato a 4 terminali, S non è cortocircuitato con B.

$V_{SBULK} \neq 0$ non è considerabile perché la giunzione n⁺p S-B sarebbe polarizzata in diretta, e quindi I_{SBULK} influenzerebbe il comportamento del canale.

$V_{SBULK} \neq 0$: V_{Simm} necessaria per avere $n_s = NA$ è aumentata di V_{SBULK} .

$$V_{Simm} = V_{SBULK} + 2\psi_B$$

$$V_{GSimm} = - \frac{Q_W(V_{Simm})}{C_{ox}} + V_{Simm}$$

$$= \frac{\sqrt{2\epsilon_s q N_A} (V_{SBULK} + 2\psi_B)}{C_{ox}} + V_{SBULK} + 2\psi_B$$

$$\text{Se } V_{SBULK} = 0 \rightarrow V_{TH} = \frac{\sqrt{2\epsilon_s q N_A} 2\psi_B}{C_{ox}} + 2\psi_B$$

$$\text{Se } V_{SBULK} \neq 0 \rightarrow \Delta V_{TH} = \frac{\sqrt{2\epsilon_s q N_A} (V_{SBULK} + 2\psi_B)}{C_{ox}} - \frac{\sqrt{2\epsilon_s q N_A} 2\psi_B}{C_{ox}}$$

CAPACITÀ E TEMPI DI RISPOSTA DI UN TRANSISTORE MOS

In continua, $I_{DS} \propto V_{GS}$.

Per segnali di frequenza sufficientemente elevata gli effetti capacitivi diventano importanti.

C_G indica di quanto deve variare V_{GS} per modificare la carica mobile totale nel canale:

$$C_G = \frac{d}{dV_{GS}} Q_{TOT}(V_{GS}) \quad \text{con } Q_{TOT} = W \int_0^L Q_m(y) dy$$

ZONA TRIODO

Per piccole V_{GS} , la carica nel canale è praticamente costante con y ed il comportamento del MOSFET è lineare.

$$Q_m(y) = C_{ox} \left[V_{GS} - \left(\frac{\sqrt{2\epsilon_s q N_A} (V(y) + 2\psi_B)}{C_{ox}} + V(y) + 2\psi_B \right) \right]$$

Per V_{GS} piccole, $V(y) \approx \phi$ e Q_m è indipendente da y :

$$Q_m(y) = C_{ox} (V_{GS} - V_{TH})$$

$$\rightarrow Q_{TOT} = WL C_{ox} (V_{GS} - V_{TH})$$

$$C_G = \frac{d}{dV_{GS}} Q_{TOT}(V_{GS}) = WL C_{ox}$$

In zona lineare, la capacità differenziale del canale coincide con la capacità dell'ossido C_{ox} del condensatore MOS.

$$C_{GS} = WL \frac{C_{ox}}{2}, \quad W_{GD} = WL \frac{C_{ox}}{2}$$

La capacità di canale è ripartita equamente tra S e D.

ZONA DI SATURAZIONE

In saturazione, $Q_m(y)$ non è costante con y e quindi la capacità differenziale del gate non coincide con C_{ox} . Intorno a D c'è la regione di svuotamento, che dipende da $V_{DS} = V_{DSAT}$ e che non cambia con variazioni del V_{GS} .

$$\rightarrow C_{GS} = \phi$$

La carica del canale, che dipende da V_{GS} , è controllata da ϕ e y_p :

$$Q_m(y) = C_{ox} \left[V_{GS} - \left(\frac{\sqrt{2\epsilon_s q N_A (V(y) + 2\phi_B)}}{C_{ox}} + V(y) + 2\phi_B \right) \right]$$

con $\phi < V(y) < V_{PS} = V_{DSsat}$

Considerando la regione di inversione mantenuta costante con $V(y)$:

$$Q_m(y) = C_{ox} [V_{GS} - V_{TH} - V(y)]$$

$$\forall y < y_p : I_{DS} = \mu_m C_{ox} \frac{W}{L_{eff}} \left[(V_{GS} - V_{TH}) \cdot V(y) - \frac{V(y)^2}{2} \right]$$

Se $y = y_p : V(y_p) = V_{PS} = V_{DSsat} = V_{GS} - V_{TH}$

$$\rightarrow I_{DS} = \frac{\mu_m C_{ox}}{2} \frac{W}{L_{eff}} [(V_{GS} - V_{TH})^2] \quad \text{con } y_p = L_{eff}$$

$$\frac{\mu_m C_{ox}}{2} \frac{W}{L_{eff}} (V_{GS} - V_{TH})^2 = \mu_m C_{ox} \frac{W}{L_{eff}} \left[(V_{GS} - V_{TH}) V(y) - \frac{V(y)^2}{2} \right]$$

$$\frac{(V_{GS} - V_{TH})^2}{L_{eff}} y = 2 \left[(V_{GS} - V_{TH}) V(y) - \frac{V(y)^2}{2} \right]$$

$$V(y)^2 - 2(V_{GS} - V_{TH}) V(y) + (V_{GS} - V_{TH})^2 L_{eff} = 0$$

$$V(y) = (V_{GS} - V_{TH}) \left(1 - \sqrt{1 - \frac{y}{L_{eff}}} \right) \rightarrow \text{in quanto } \phi < V(y) < V_{GS} - V_{TH}$$

$$Q_{tot} = W \int_{\phi}^{L_{eff}} Q_m(y) dy = W C_{ox} \int_{\phi}^{L_{eff}} [V_{GS} - V_{TH} - V(y)] dy$$

$$= W C_{ox} \int_{\phi}^{L_{eff}} \left[V_{GS} - V_{TH} - (V_{GS} - V_{TH}) \left(1 - \sqrt{1 - \frac{y}{L_{eff}}} \right) \right] dy$$

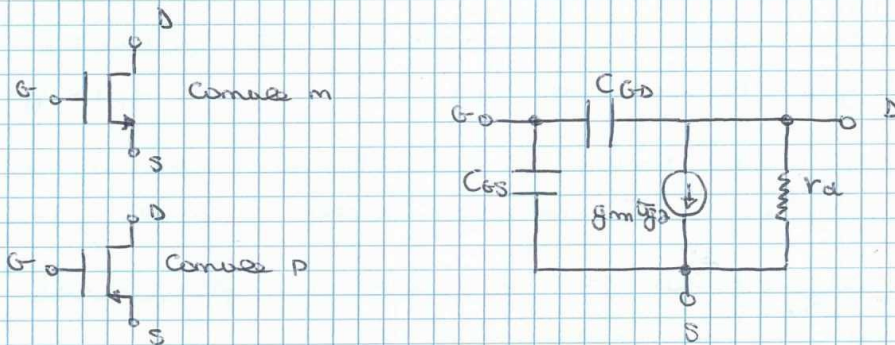
$$= W C_{ox} \int_{\phi}^{L_{eff}} \left[(V_{GS} - V_{TH}) \sqrt{1 - \frac{y}{L_{eff}}} \right] dy = WL C_{ox} \frac{2}{3} (V_{GS} - V_{TH})$$

$$C_{es} = \frac{d}{dV_{GS}} Q_{tot}(V_{GS}) = WL \frac{2}{3} C_{ox}$$

In saturazione la capacità del canale è pari al $\frac{2}{3}$ della capacità dell'ossido.

CIRCUITO EQUIVALENTE PER PICCOLI SEGNALI

Polarizzazione in zona di saturazione



$g_m = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}}$: esprime la capacità di controllo di I_{DS} da parte di V_{GS}

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

Per l'effetto di modulazione del canale si considera r_d in parallelo a $g_m v_{gs}$.

$$\frac{1}{r_d} = g_d = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS} = \text{costante}}$$

TEMPO DI TRANSITO E FREQUENZA DI TAGLIO

Il tempo che impiega un condensatore MOS ad andare a regime è legato al tempo t_n di generazione - ricombinazione (tempo di vita medio dei portatori).

In un MOSFET, i portatori minoritari vengono generati dai pozzi di S e D: G genera le cariche, che viene riempito non dagli elettroni generati termicamente ma dagli elettroni che provengono da S. Il tempo di formazione del canale è collegato ai tempi di transito.

t_r : tempo di transito degli elettroni nel canale

$$I_{DS} = \frac{Q_{TOT}}{t_r}$$

$$\tau_r = \frac{Q_{tot}}{I_{DS}} = \frac{WL C_{ox} \frac{2}{3} (V_{GS} - V_{TH})}{\frac{\mu_m C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2} = \frac{4}{3} \frac{L^2}{\mu_m (V_{GS} - V_{TH})}$$

Per avere frequenze di funzionamento elevate è necessario utilizzare MOSFET con L piccole e μ_m grandi.

f_T : frequenza di taglio, frequenza per cui il guadagno in corrente del MOSFET diventa unitario.

Per un piccolo segnale V_{GS} variabile con frequenza ω avremo che i_{GS} è diversa da ϕ :

$$i_{GS} = \frac{d}{dt} Q_{tot} = \frac{d}{dV_{GS}} Q_{tot} \frac{dV_{GS}}{dt} = C_{GS} \frac{dV_{GS}}{dt}$$

$$|i_{GS}| = C_{GS} \omega V_{GS}; i_{DS} = g_m V_{GS}; \omega_r = 2\pi f_T$$

$$\frac{i_{DS}}{i_{GS}} = \frac{g_m V_{GS}}{C_{GS} \omega_r V_{GS}} = 1 \quad (A_i = 1)$$

$$\omega_r = \frac{g_m}{C_{GS}} = \frac{\mu_m C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})}{WL \frac{2}{3} C_{ox}} = \frac{2}{\tau_r}$$

MOS A CANALE ULTRACORTO: SATURAZIONE DELLA VELOCITÀ

Nei MOS a canale ultracorto ($L < 100 \text{ nm}$), V_{TH} aumenta degli effetti di bordo dovuti ad S e D molto vicini: V_{TH} aumenta notevolmente.

A parità di V_{GS} , $E_y \uparrow$ se $L \downarrow$ in quanto $E_y = \frac{V_{GS}}{L}$

Se L è sufficientemente piccola, E_y è talmente grande che la velocità di drift non è più proporzionale con E stesso.

Per campi non elevati si ha relazione: $v_{drift} = \mu_m E$

da cui si ricava $J_m = q n v_{drift} = q n \mu_m E$

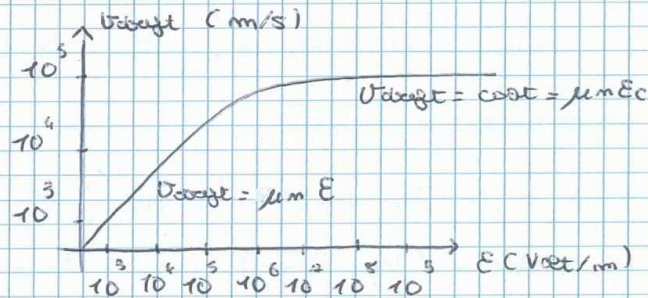
Per campi grandi, v_{drift} obbedisce ad un nuovo flusso

$$v_{drift} = \frac{\mu_m E}{\left[1 + \left(\frac{E}{E_c} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}$$

E_c : campo elettrico critico.

Se $E \gg E_c$, $v_{drift} - v_s = \mu_n E_c$ e non aumenta ulteriormente aumentando E .

$$h = \begin{cases} 1 & \text{in caso di lacune} \\ 2 & \text{in caso di elettroni} \end{cases}$$



da corrente si modifera per E_y esenti:

$$I_{DS} = W \int_{x_i} q_m(x, y) dx \mu_n E_y = W Q_m(y) \frac{\mu_n E_y}{1 + \frac{E_y}{E_c}} \quad \text{con } h=1$$

$$|E_y| = \left| \frac{dV}{dy} \right|$$

$$I_{DS} \left(1 + \frac{dV}{dy} \frac{1}{E_c} \right) = W Q_m(y) \mu_n \frac{dV}{dy}$$

$$I_{DS} \left(L + \frac{V_{DS}}{E_c} \right) = \mu_n C_{ox} W \left[(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

$$I_{DS} = C_{ox} \frac{W}{L \left(1 + \frac{V_{DS}}{E_c L} \right)} \left[(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

Se L molto piccolo: $I_{DS} = C_{ox} \frac{W E_c}{V_{DS}} \left[(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$

da saturazione si ha per $V_{DS} = V_{DSsat}$ tale che

$$I_{DS} = I_{DSmax} = I_{DSsat}$$

$$V_{DSsat} = E_c L \left(\sqrt{1 + \frac{2(V_{GS} - V_{TH})}{E_c L}} - 1 \right)$$

Se L è piccolo: $V_{DSsat} = E_c L \sqrt{\frac{2(V_{GS} - V_{TH})}{E_c L}} = \sqrt{2 E_c L (V_{GS} - V_{TH})}$

$$\rightarrow I_{DSsat} = \mu_n C_{ox} W E_c \left[(V_{GS} - V_{TH}) - \frac{\sqrt{2 E_c L (V_{GS} - V_{TH})}}{2} \right]$$

Se L è piccolo: $I_{DSsat} = \mu_n E_c C_{ox} W (V_{GS} - V_{TH})$

nel caso di canale stretto, quando la saturazione non avviene per lo accorciamento del canale ma per la saturazione della velocità, la corrente di saturazione dipende linearmente da V_{GS}

Caso di accorciamento di canale: $I_{DS} \propto (V_{GS})^2$

Caso di canale stretto:

$$g_m = \frac{\partial I_{DS\text{sat}}}{\partial V_{GS}} = \mu_n E_c C_{ox} W, \quad g_m \text{ costante con } V_{GS}$$

$$\rightarrow I_{DS\text{sat}} = V_{DS} W C_{ox} (V_{GS} - V_{TH}) \quad \text{con } V_{DS} = \mu_n E_c$$

Considerando $Q_m(y)$ costante con y :

$$Q_m(y) = C_{ox} (V_{GS} - V_{TH})$$

$$I_{DS\text{sat}} = V_{DS} W Q_m(y) = V_{DS} W C_{ox} (V_{GS} - V_{TH})$$

Se L è grande, per piccole V_{GS} il canale si comporta come un resistore:

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

$$E_y = \text{cost} = \frac{V_{DS}}{L} \rightarrow V(y) = \frac{V_{DS}}{L} y$$

$$\rightarrow I_{DS} = \mu_n C_{ox} W \frac{V_{DS}}{L} (V_{GS} - V_{TH}) = W C_{ox} \mu_n E_y (V_{GS} - V_{TH})$$

Se L è piccolo, per piccole V_{GS} si raggiunge già la saturazione della velocità:

$$\rightarrow I_{DS\text{sat}} = W C_{ox} \mu_n E_c (V_{GS} - V_{TH})$$

