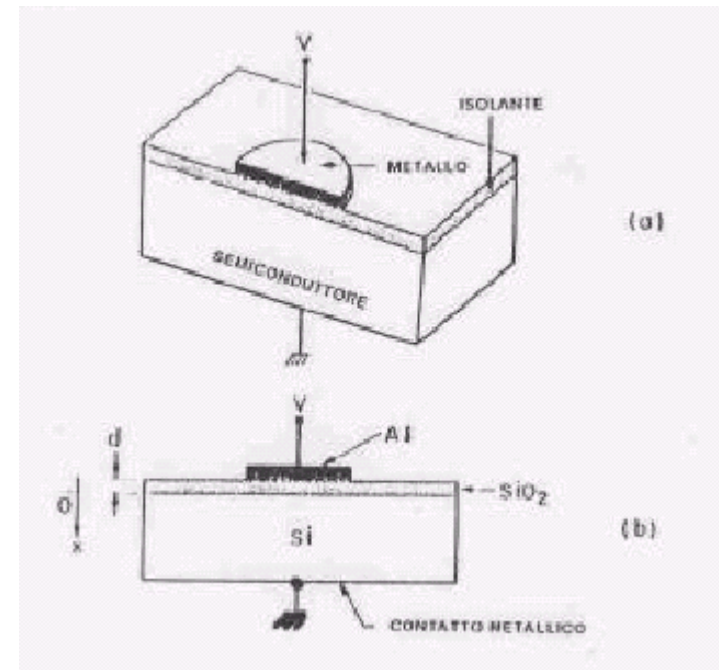
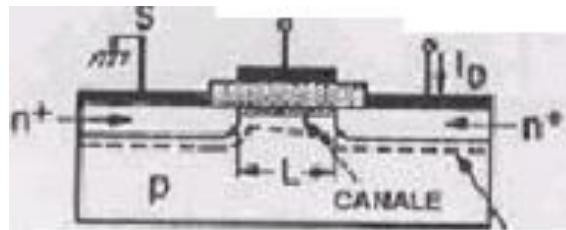


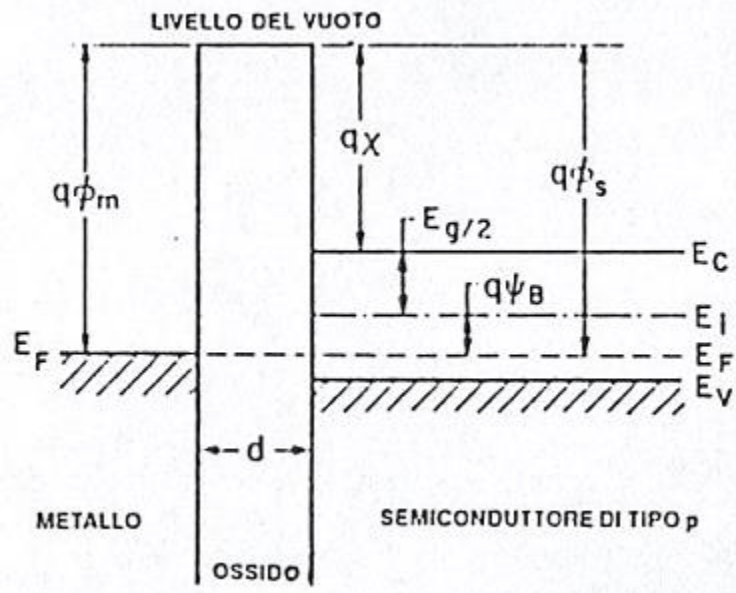
Il sistema Metallo Ossido Semiconduttore (MOS)

Il sistema Metallo Ossido Semiconduttore (MOS)

Il sistema MOS (sigla che significa “metallo –ossido – semiconduttore”) è un dispositivo di grande importanza nella fisica dei dispositivi a semiconduttore, in particolare per quanto riguarda lo studio delle superfici dei semiconduttori, e nell’elettronica, essendo il “cuore” del dispositivo di integrazione su larghissima scala più usato, il MOSFET (di cui ci occuperemo in seguito)



Il sistema Metallo Ossido Semiconduttore (MOS)

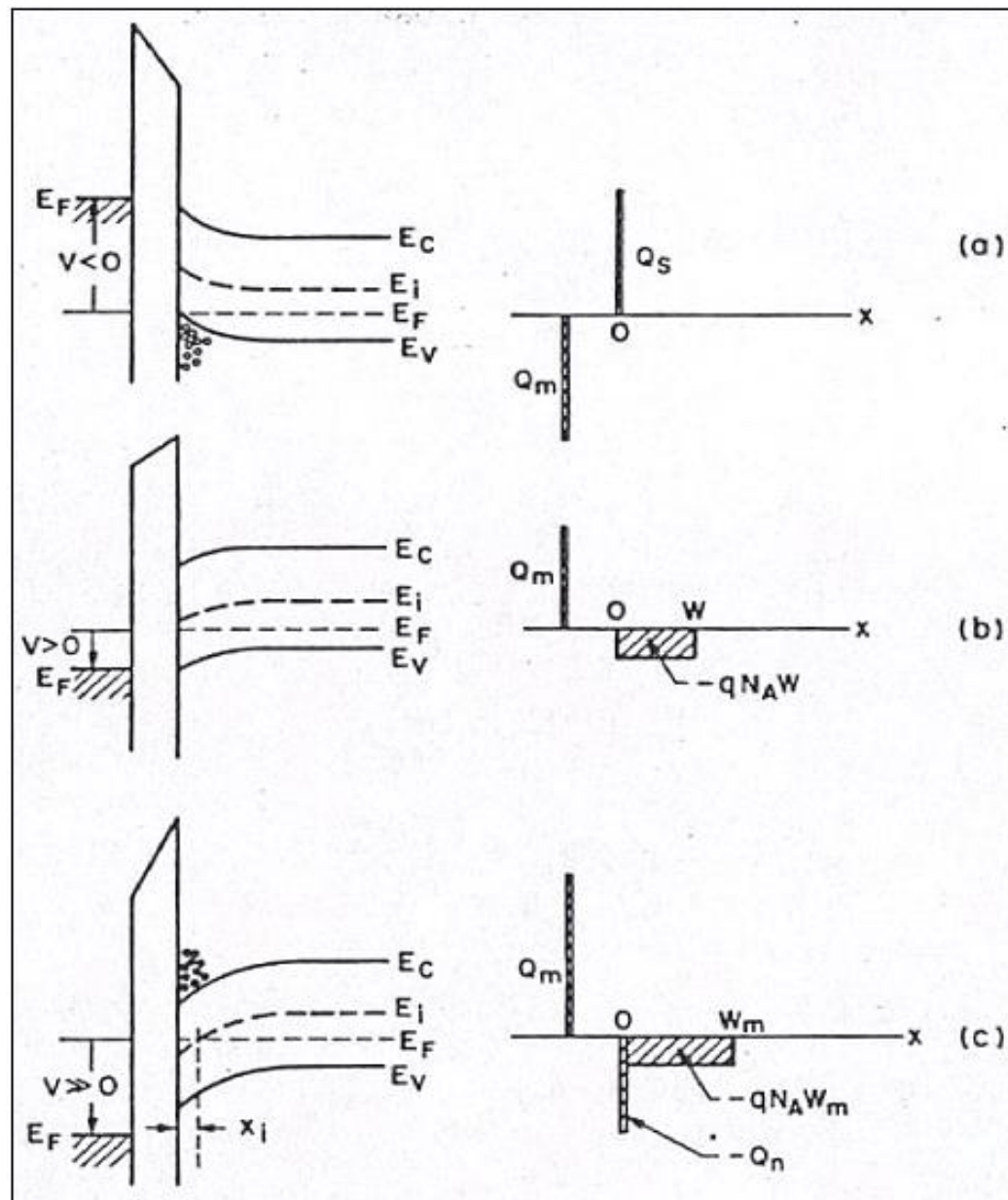


condizione di banda piatta

Il sistema Metallo Ossido Semiconduttore (MOS)

$$p = n_i e^{-\frac{E_i - E_F}{kT}}$$

$$n = n_i e^{\frac{E_F - E_i}{kT}}$$



Il sistema Metallo Ossido Semiconduttore (MOS)

Abbiamo definito

$$q\psi_B = E_{ibulk} - E_F$$

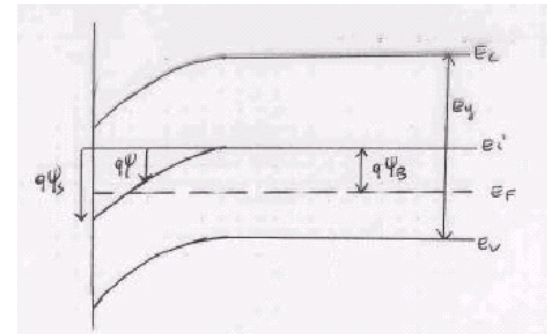
con $q\psi_B > 0$ se il semiconduttore è di tipo p

$q\psi_B < 0$ se il semiconduttore è di tipo n

Abbiamo definito la funzione potenziale interno

$$q\psi(x) = E_{ibulk} - E_i(x)$$

con $\lim_{x \rightarrow \infty} q\psi(x) = 0$



Questa funzione assume, in superficie, il valore:

$$q\psi_S = E_{ibulk} - E_{iS}$$

Funzionamento del MOS

A seconda del valore di Ψ_S si distinguono le seguenti regioni di funzionamento:

$$\psi_S < 0 \quad p_S > p_{bulk} \quad \text{ACCUMULAZIONE}$$

$$\psi_S = 0 \quad p_S = p_{bulk} \quad \text{BANDA PIATTA}$$

$$0 < \psi_S < \psi_B \quad p_S < p_{bulk} \quad n_S > n_{bulk}$$

$$\text{ma } n_S < p_S \quad \text{SVUOTAMENTO}$$

$$\psi_S > \psi_B \quad p_S < p_{bulk} \quad n_S > n_{bulk}$$

$$n_S > p_S \quad \text{INVERSIONE}$$

Funzionamento del MOS

Abbiamo inoltre definito una condizione di **FORTE INVERSIONE** in cui avviene:

$$n_S \cong N_A$$

$$\psi_B = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A}{n_i} \Rightarrow \psi_S = 2 \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A}{n_i}$$

Effetti capacitivi nel MOS

Effetti capacitivi nel MOS

Dato che a capacità totale del sistema vale:

$$C = \frac{C_0 C_j}{C_0 + C_j}$$

ove $C_0 = \frac{\epsilon_{ox}}{x_o}$ e $C_j = \frac{\epsilon_s}{x_d}$ per unità di area

$$\Rightarrow \frac{C}{C_0} = \frac{C_j}{C_0 + C_j} = \frac{1}{1 + \frac{\epsilon_{ox}}{\epsilon_s} \frac{x_d}{x_o}}$$

Effetti capacitivi nel MOS

$$x_d = 0 \Rightarrow \frac{C}{C_0} = 1 \Rightarrow C_{\max} = C_0 = \frac{\varepsilon_{ox}}{d}$$

$$x_d = W_m \Rightarrow \frac{C}{C_0} = \frac{1}{1 + \frac{\varepsilon_{ox}}{\varepsilon_S} \frac{W_m}{d}} \Rightarrow C_{\min} = \frac{\varepsilon_{ox}}{d} \frac{1}{1 + \frac{\varepsilon_{ox}}{\varepsilon_S} \frac{W_m}{d}} = \frac{\varepsilon_{ox}}{d + \frac{\varepsilon_{ox}}{\varepsilon_S} W_m}$$

$$W_m = \sqrt{\frac{2\varepsilon_S \psi_{S,inv}}{qN_A}} \approx \sqrt{\frac{2\varepsilon_S 2\psi_B}{qN_A}} = \sqrt{\frac{4\varepsilon_S kT \ln(N_A / n_i)}{q^2 N_A}}$$

$$C_{\max} = C_0 = \frac{\varepsilon_{ox}}{d}$$

$$C_{\min} = \frac{\varepsilon_{ox}}{d + \frac{\varepsilon_{ox}}{\varepsilon_S} W_m}$$

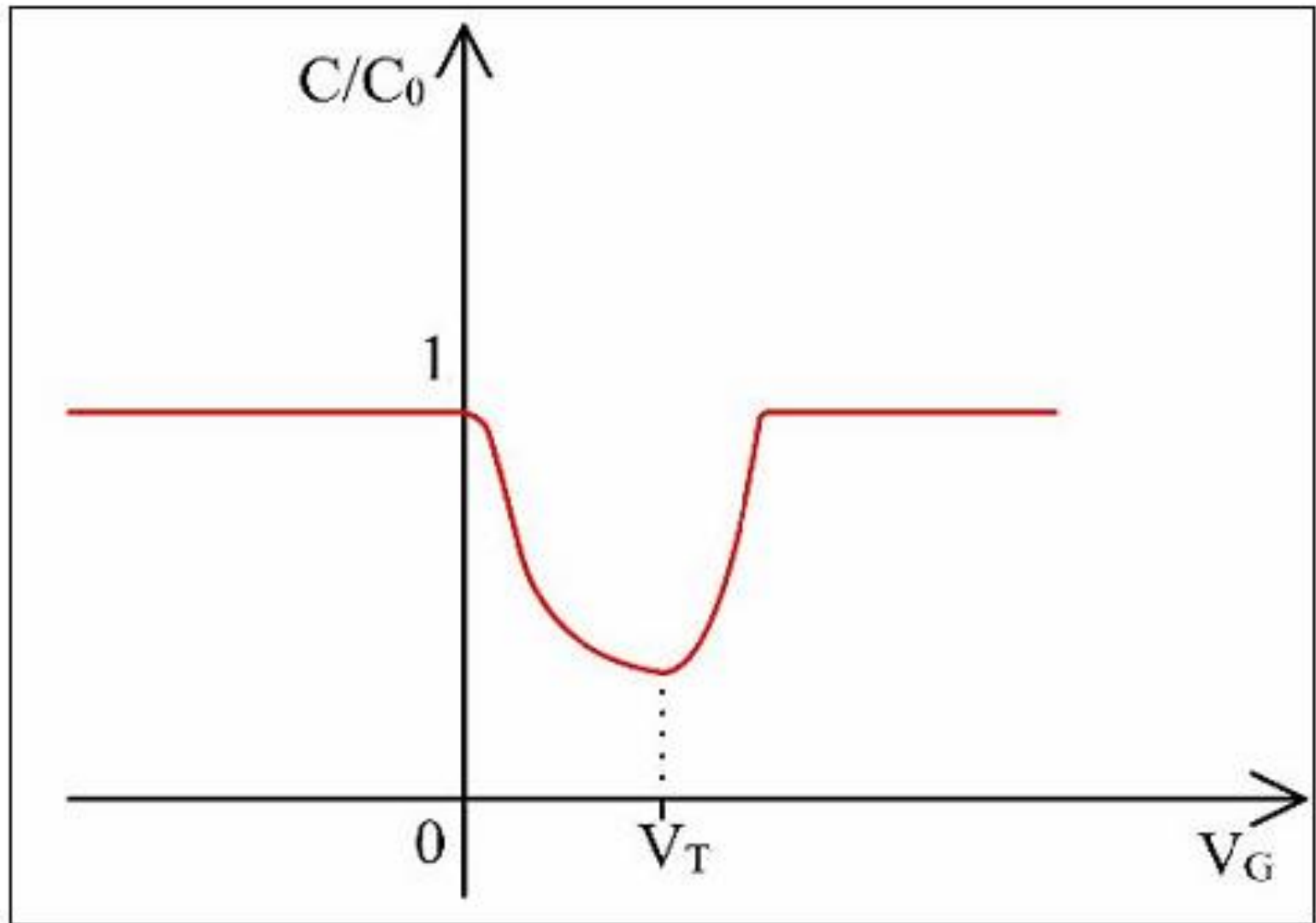
Effetti capacitivi nel MOS

L'andamento della capacità al variare della tensione applicata al gate:

1. per tensioni negative il rapporto C/C_0 rimane costantemente a 1, quindi, al crescere della tensione positiva la capacità tende a diminuire crescendo la dimensione della regione svuotata;
2. arrivati ad un certo valore di tensione, la regione svuotata tende a rimanere costante in dimensioni e si ha l'inversione di popolazione, tale da riportare il valore di C/C_0 verso 1.
3. Tale valore di tensione, detta *tensione di soglia* (V_T) è tale da generare un potenziale superficiale pari a quello di forte inversione, $\psi_S = \psi_{S,inv}$, per cui, essendo inoltre la carica per unità di area ad essa corrispondente e $qN_A W_m$, varrà

$$V_T = \frac{qN_A W_m}{C_0} + \psi_{inv} = \frac{\sqrt{2\varepsilon_S qN_A (2\psi_B)}}{C_0} + 2\psi_B$$

Effetti capacitivi nel MOS



Effetti capacitivi nel MOS

L'andamento di C_{tot}/C_{ox} in funzione di V si interpreta sulla base del seguente schema.

$V < 0$: ACCUMULAZIONE

alta concentrazione di portatori mobili (lacune) all'interfaccia. Il MOS si comporta come un condensatore con due armature metalliche: il gate e il semiconduttore in condizioni di accumulazione. $C_{tot} = C_{ox}$.

$V > 0$: SVUOTAMENTO

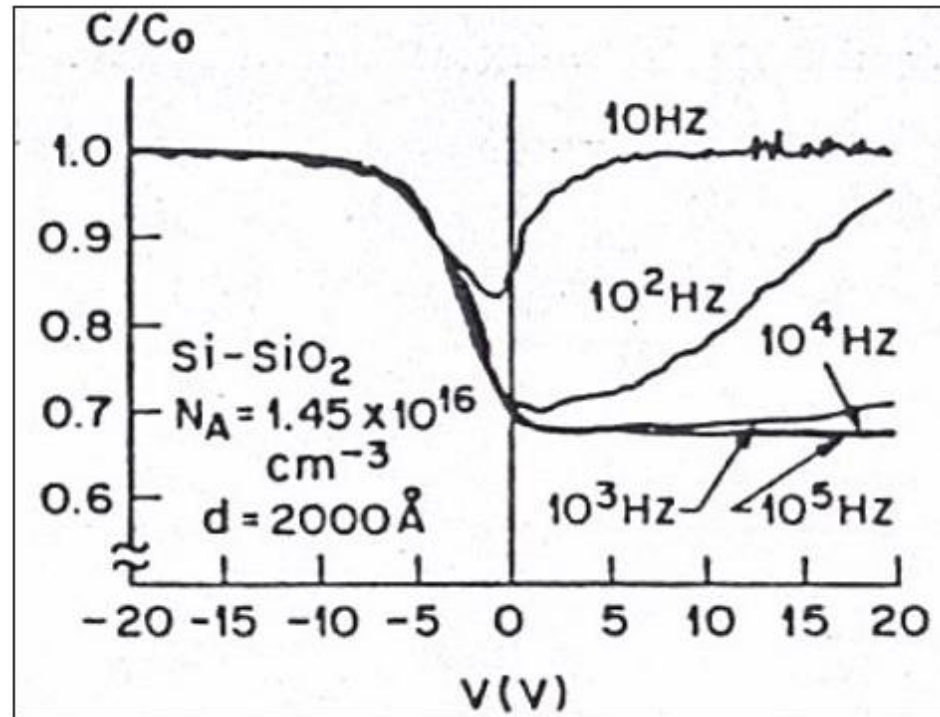
C_{ox} e C_j in serie, diminuzione della C_{tot} .

$V \gg 0$: INVERSIONE

Alta concentrazione di elettroni all'interfaccia. Se n segue la frequenza del segnale di misura (tempi di generazione e ricombinazione molto minori del periodo del segnale) si hanno nuovamente due armature metalliche ai lati dell'ossido.

$C_{tot} = C_{ox}$.

C-V in frequenza



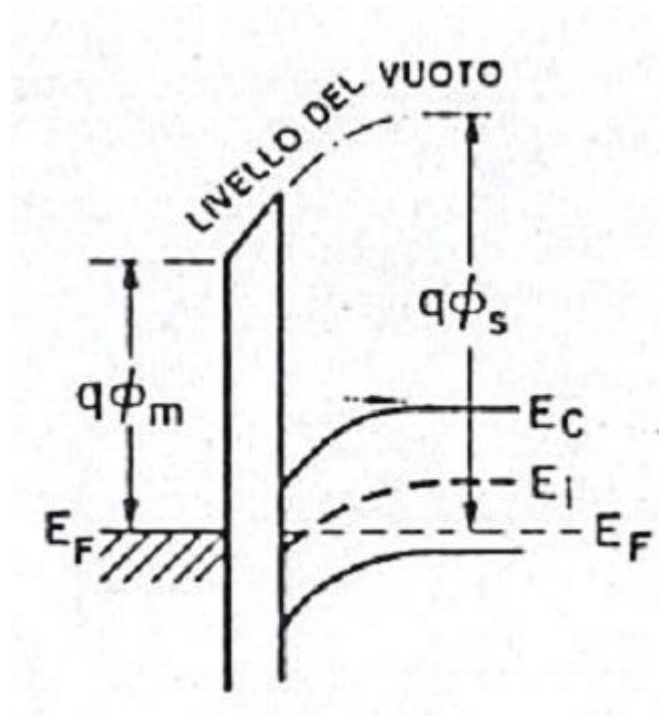
La misura per la capacità di tali sistemi, è bene dirlo, è effettuata polarizzando il sistema con una **tensione continua cui viene sovrapposto un segnale di piccola ampiezza con una frequenza opportuna** (un modello simile a quello dei piccoli segnali visto per la giunzione $p - n$); al variare della frequenza, come si nota dalla figura a lato, **la capacità varia**

Non idealità nel MOS

Non idealità nel MOS: tensione di Flat Band

Vediamo ora cosa succede quando metallo e semiconduttore non hanno la stessa funzione lavoro (caso molto realistico!) ovvero le bande non sono piatte per $V=0$.

Se $\Phi_{MS} = \Phi_M - \Phi_S \neq 0$, allora le bande per $V=0$ sono incurvate, verso il basso o verso l'alto a seconda del segno di Φ_{MS} .



Il sistema Metallo Ossido Semiconduttore (MOS)

Cosa succederebbe se il livello di Fermi del metallo fosse maggiore di quello del semiconduttore?

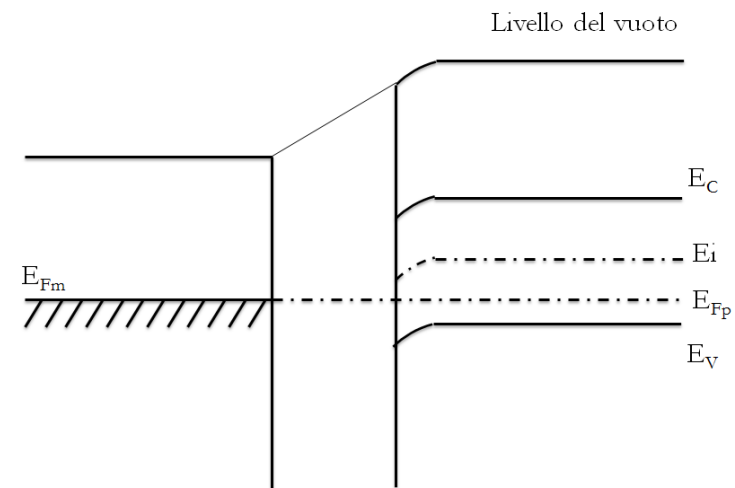
Trasferimento di carica dal metallo al semiconduttore (attraverso il circuito esterno, non attraverso l'ossido)

Si crea regione di carica positiva nel metallo

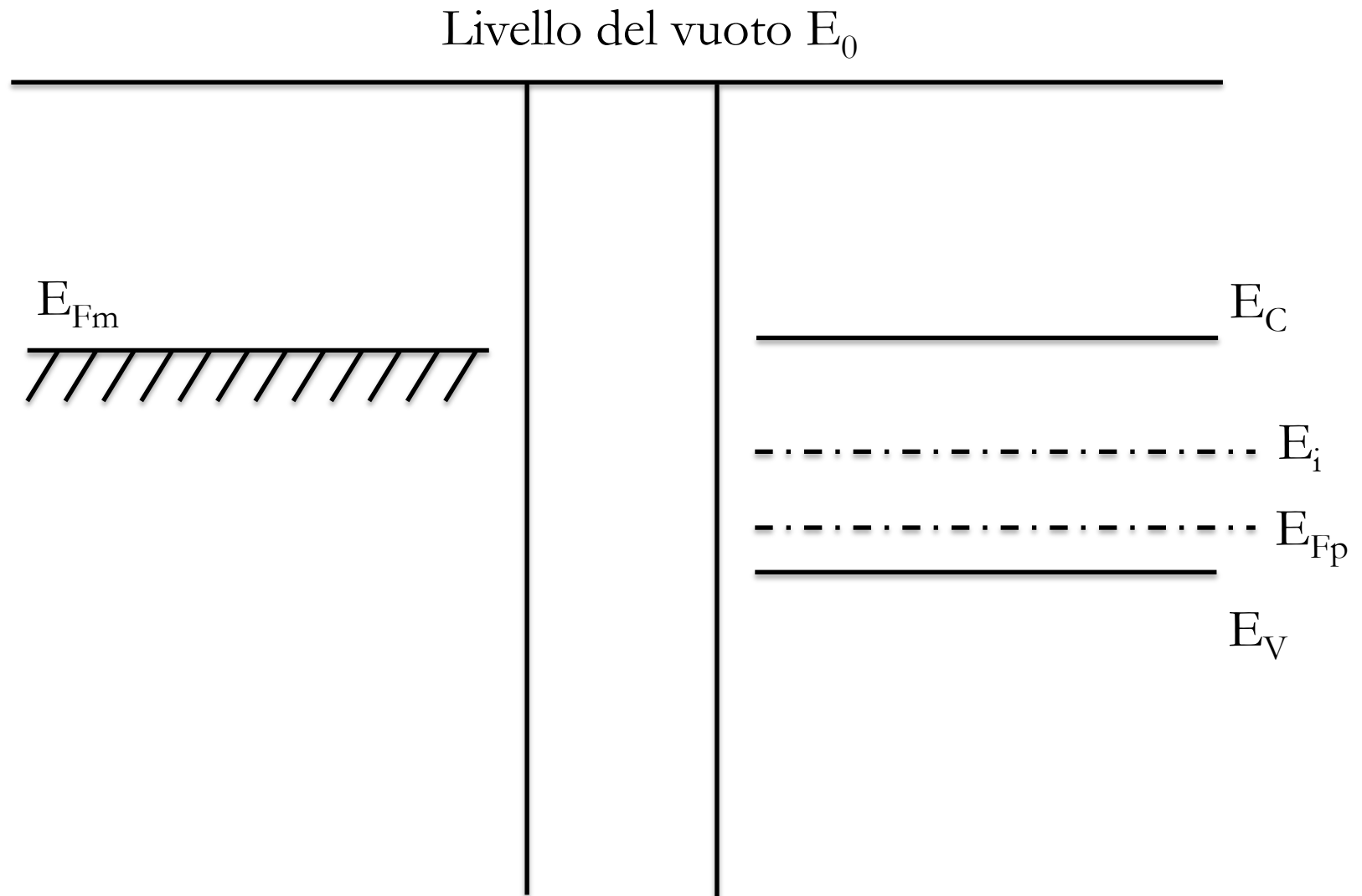
Svuotamento di lacune nel semiconduttore

$$p = n_i e^{\frac{E_i - E_F}{kT}}$$

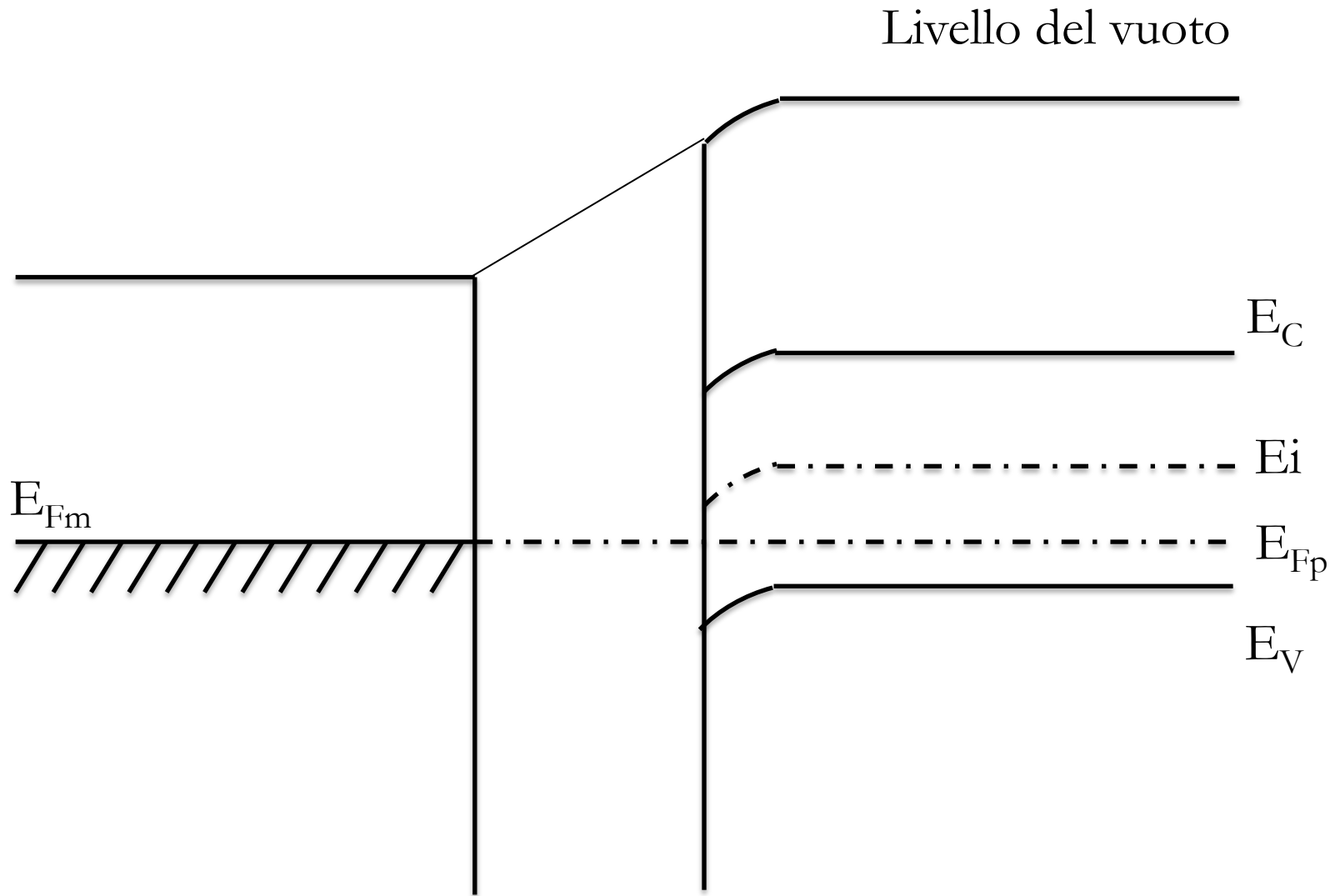
Le bande si incurvano verso il basso



Il sistema Metallo Ossido Semiconduttore (MOS)



Il sistema Metallo Ossido Semiconduttore (MOS)



Non idealità nel MOS: tensione di Flat Band

Nella maggior parte dei casi, le bande sono incurvate verso il basso.

Ciò significa che **per riottenere la condizione di banda piatta occorre applicare una tensione** (tensione di banda piatta V_{FB}) in grado di riportare le bande nella condizione di piattezza, ovvero occorre applicare, in Volt, una tensione esattamente pari a Φ_{MS} .

$$V_{FB} = \frac{q\phi_{MS}}{q} = \phi_M - \phi_S$$

Questo fatto si ripercuote sul valore della tensione di soglia, ovvero la tensione necessaria per avere inversione di popolazione.

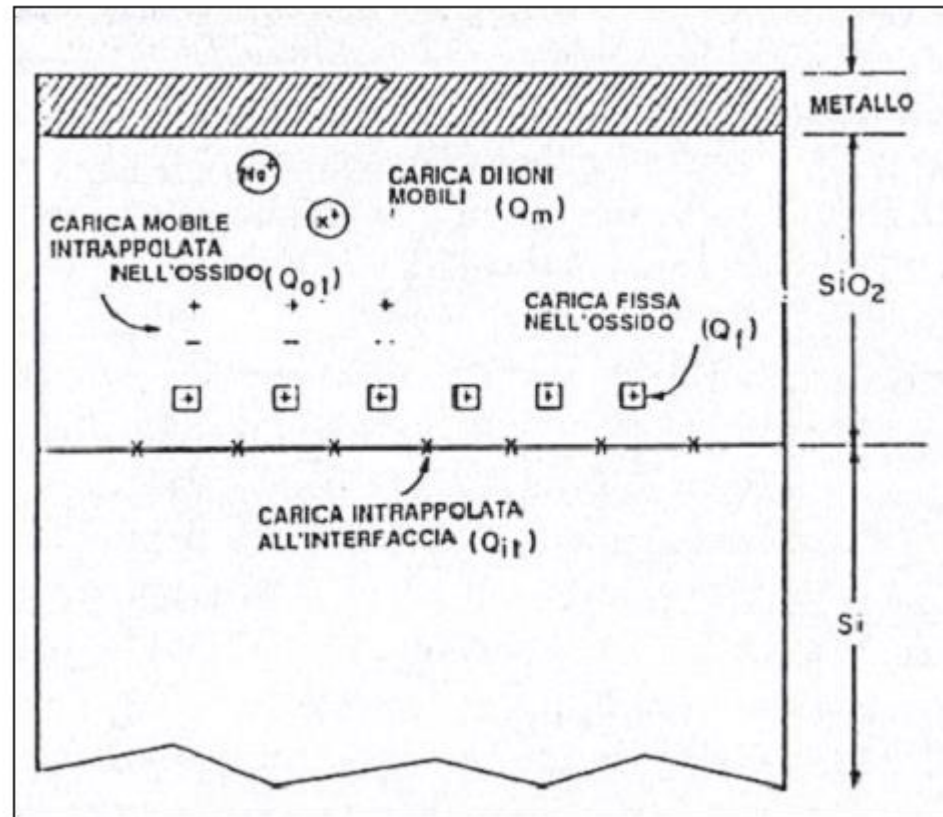
Occorre infatti aggiungere al valore calcolato precedentemente, che si riferisce ad una situazione in cui le bande sono piatte per tensione applicata nulla, la quantità Φ_{MS} .

$$V_T \approx \frac{\sqrt{2\varepsilon_S q N_A (2\psi_B)}}{C_o} + 2\psi_B + \phi_{MS}$$

Non idealità nel MOS: cariche nell'ossido

Quando nell'ossido sono presenti delle cariche, queste **inducono cariche nel semiconduttore**, producendo un'incurvatura delle bande a tensione applicata nulla.

Il segno della carica indotta è opposto a quello della carica inducente che può essere dovuta a varie cause:



Non idealità nel MOS: cariche nell'ossido

- 1) Cariche dovute a trappole all'interfaccia tra ossido e semiconduttore, Q_{it} .
- 2) Cariche fisse nell'ossido, Q_f , originate da legami non saturi (Si-Si oppure Si-SiO₂, entro 30 Å dall'interfaccia con l'ossido). Sono ancora considerate cariche di interfaccia.
- 3) Cariche mobili nell'ossido, Q_{ot} , dovute a difetti nell'ossido in tutta la sua estensione. Di solito si cerca di neutralizzarle con trattamenti termici.
- 4) Cariche ioniche mobili dovute a ioni alcalini, tipo Na⁺, che si muovono nell'ossido in presenza di campi elettrici

Non idealità nel MOS: tensione di Flat Band

1) Cariche dovute a trappole all'interfaccia tra ossido e semiconduttore, Q_{it} .

sono **legate alle proprietà dell'interfaccia** stessa e dipendono dalla sua composizione chimica;

Le trappole, localizzate all'interfaccia con stati energetici nella banda proibita del silicio, hanno una densità variabile a seconda dell'orientazione del reticolo cristallino (in genere l'orientazione $\langle 100 \rangle$ presenta un numero di cariche di almeno un ordine di grandezza inferiore rispetto a quella $\langle 111 \rangle$).

Come già detto in precedenza, la tecnologia odierna permette un livello di controllo molto alto (uno ione ogni $10^{10} - 10^{11}$ atomi di ossido) mediante tecniche di ricottura del semiconduttore a basse temperature (450°C).

Non idealità nel MOS: tensione di Flat Band

- 2) Cariche fisse nell'ossido, Q_f , originate da legami non saturi (Si-Si oppure Si-SiO₂, entro 30 Å dall'interfaccia con l'ossido). Sono ancora considerate cariche di interfaccia.

sono in genere dovute alla **presenza di legami saturi** e derivanti da processi di ossidazione o di ricottura, e possono produrre cariche fisse positive nell'ossido, tanto da poter essere considerate come un sottile strato di cariche fisse nell'ossido;

valori tipici sono di 10^{10} cm⁻² per Si<100> e 5×10^{10} cm⁻² per Si<111> proprio per i valori minori di Q_{it} e Q_f il Si<100> è il cristallo in genere usato nei MOSFET.

Non idealità nel MOS: tensione di Flat Band

3) Cariche mobili nell'ossido, Q_{ot} , dovute a difetti nell'ossido in tutta la sua estensione. Di solito si cerca di neutralizzarle con trattamenti termici.

Le cariche mobili intrappolate nell'ossido Q_{ot} sono da associarsi ai **difetti presenti nel SiO_2** e possono quindi prodursi mediante irraggiamento a raggi X o mediante bombardamento di elettroni ad alta energia;

le trappole sono distribuite all'interno dell'ossido e le Q_{ot} si possono eliminare mediante trattamenti termici come la ricottura a bassa temperatura.

Non idealità nel MOS: tensione di Flat Band

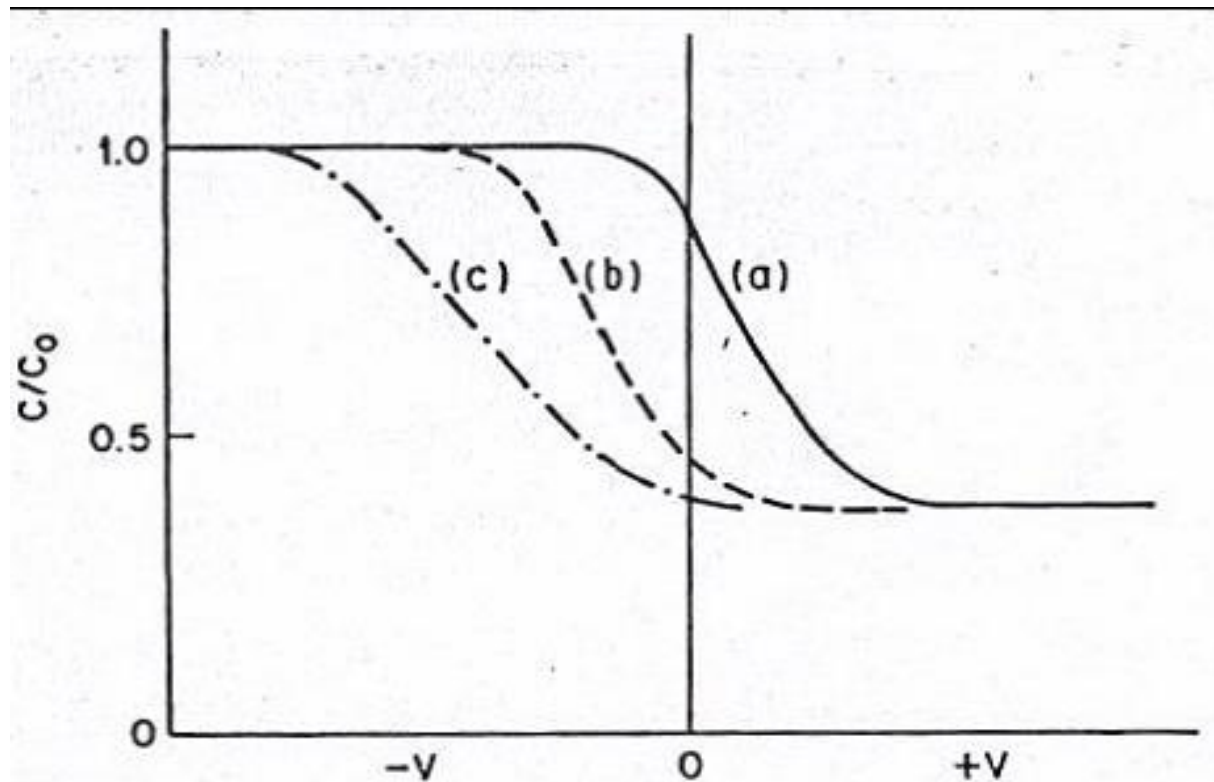
4) Cariche ioniche mobili dovute a ioni alcalini, tipo Na^+ , che si muovono nell'ossido in presenza di campi elettrici

Le cariche ioniche mobili Q_m , quali lo ione sodio, possono muoversi entro l'ossido in condizione di elevata temperatura e tensione applicata;

Tali cariche portano a delle variazioni per quanto riguarda l'andamento della curva $C - V$, provocando uno spostamento della curva lungo l'asse delle tensioni come da figura a lato;

La presenza di cariche ioniche produce anche un effetto non trascurabile sulla tensione di banda piatta, in particolare quando si trovano in prossimità dell'interfaccia, in quanto sono in grado di indurre sia nel metallo che nel semiconduttore delle cariche negative, con una distribuzione del campo come in figura.

Non idealità nel MOS: effetto sulle C-V

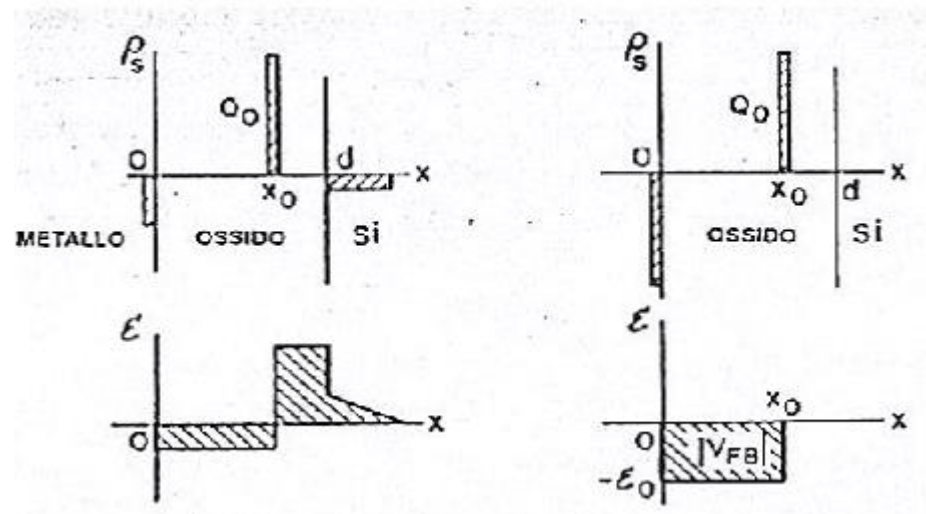


Sotto l'effetto di V , le cariche mobili si spostano e la curva di capacità trasla e si distorce.

Non idealità nel MOS: effetto sulle C-V

La carica nell'ossido induce capacitivamente carica nel semiconduttore. **Se la carica si trovasse tutta all'interfaccia** tra ossido e semiconduttore, il contributo alla tensione di banda piatta sarebbe pari a:

$$V_{FB} = \Phi_{MS} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}}$$



La carica però potrebbe non necessariamente essere concentrata tutta all'interfaccia

Non idealità nel MOS: effetto sulle C-V

Se la carica non è tutta concentrata all'interfaccia **occorre introdurre un fattore correttivo, pari a x/d** ove x è la posizione della carica che stiamo considerando (considerata concentrata in uno strato sottilissimo) e d è lo spessore dell'ossido.

x è la distanza dall'interfaccia metallo/ossido

Dunque, il valore complessivo della tensione di banda piatta è:

$$V_{FB} = \Phi_{MS} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} \frac{x}{d_{ox}} = \Phi_{MS} - \frac{Q_{it} + Q_f + Q_{ot} \pm Q_m}{C_{ox}} \frac{x}{d_{ox}}$$

Se $x=0$ le cariche sono all'interfaccia con il metallo, per cui il loro effetto è nullo

Se $x=d$ le cariche sono tutte all'interfaccia con il semiconduttore

$$V_{FB} = \Phi_{MS} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}}$$

MOS con semiconduttore di tipo n

Le considerazioni compiute per un MOS con semiconduttore p possono essere riportate anche per un semiconduttore di tipo n

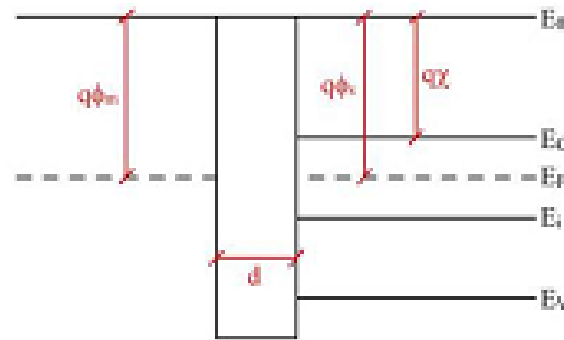
Innanzitutto, mediante una dimostrazione del tutto simile a quella vista in precedenza, otteniamo che le distribuzioni di carica seguono le seguenti leggi:

$$n(x) = N_D e^{\frac{q\psi(x)}{kT}} \Rightarrow n_S = N_D e^{\frac{q\psi_S}{kT}}$$

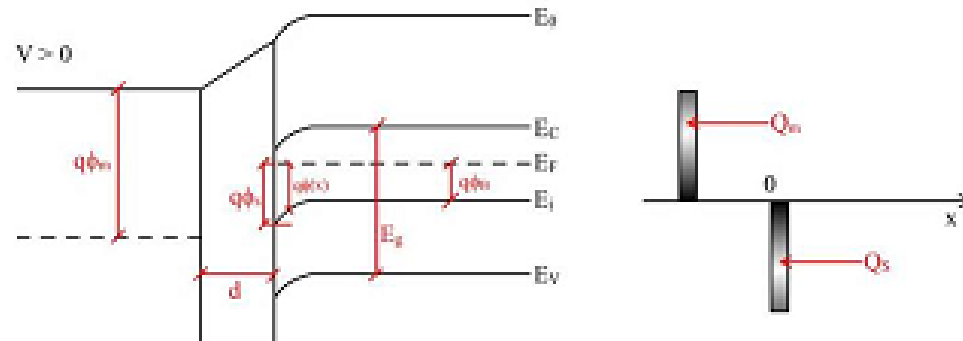
$$p(x) = \frac{n_i^2}{N_D} e^{\frac{-q\psi(x)}{kT}} \Rightarrow p_S = \frac{n_i^2}{N_D} e^{\frac{-q\psi_S}{kT}}$$

MOS con semiconduttore di tipo n

Partendo sempre dalla condizione di banda piatta, consideriamo i vari casi di polarizzazione.

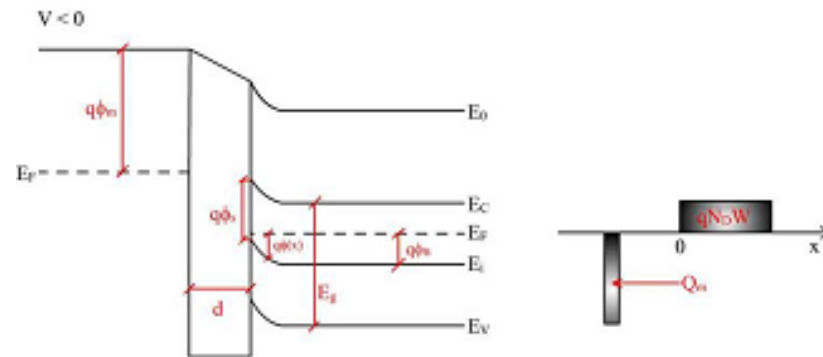


Se applichiamo una tensione positiva utilizzando la convenzione di prima, le bande si distorcono verso il basso, per cui si ha un accumulo di elettroni ($E_i - E_F$ aumenta).

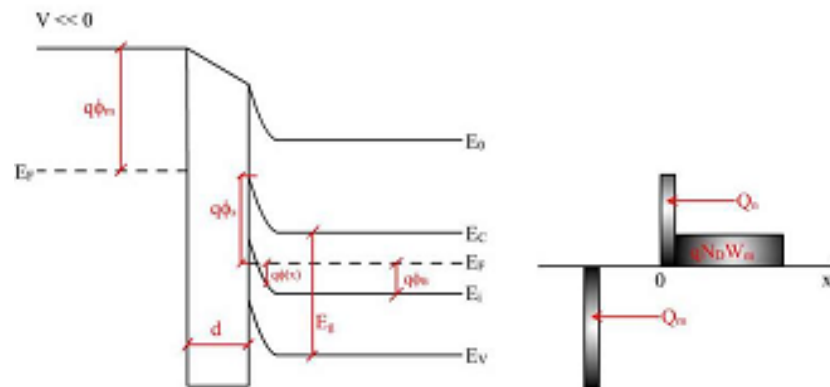


MOS con semiconduttore di tipo n

Se applichiamo una tensione negativa (ma non troppo), la distorsione delle bande è tale che $n_s < n_{\text{bulk}}$, per cui ci si trova in condizione di svuotamento



Se aumentiamo la tensione negativa, otteniamo anche in questo caso la condizione di inversione di popolazione $p_s > n_s$



Il PMOS con $V_{FB} \neq 0$

$$V_T = -\frac{\sqrt{2\varepsilon_S q N_D (2\psi_B)}}{C_o} - 2\psi_B + \phi_{MS}$$

In generale abbiamo:

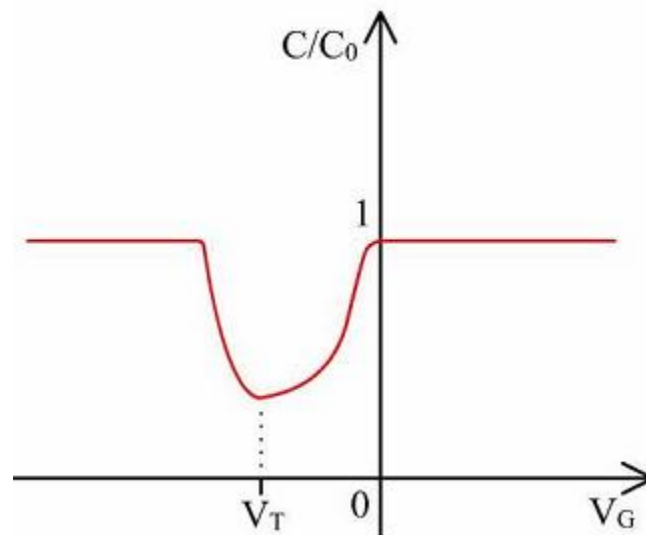
$$V_T = -\frac{\sqrt{2\varepsilon_S q N_D (2\psi_B)}}{C_o} - 2\psi_B + V_{FB}$$

$$V_T = -\frac{\sqrt{2\varepsilon_S q N_D (2\psi_B)}}{C_o} - 2\psi_B + \left[\phi_{MS} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} \frac{x}{d_{ox}} \right]$$

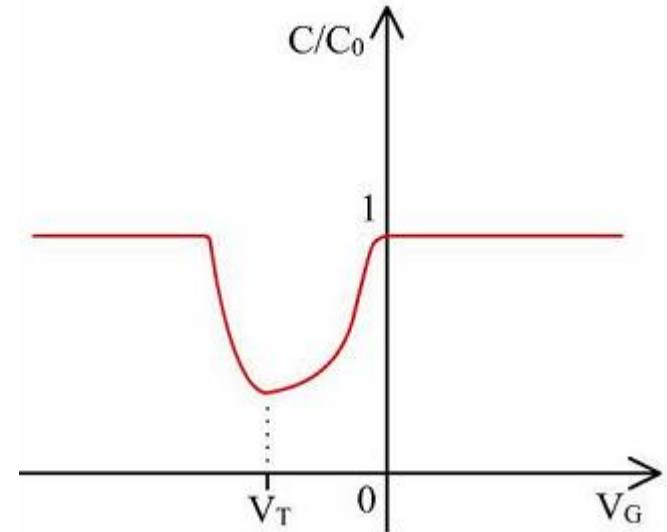
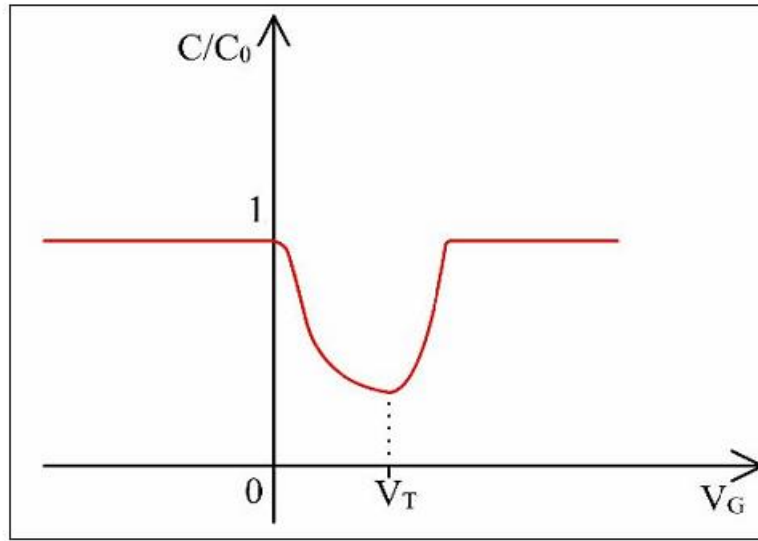
MOS con semiconduttore di tipo n

la curva di capacità, sarà esattamente opposta rispetto al caso precedente, ovvero avremo un andamento costante di capacità per tensioni positive ($C=C_0$), per cominciare a diminuire per tensioni negative, quando si ha svuotamento, fino ad un valore minimo

Quando avviene l'inversione di popolazione, si ha un nuovo aumento della capacità, che tende, per le basse frequenze, ad attestarsi nuovamente, e repentinamente, al valore di capacità dell'ossido (all'aumentare della frequenza questo non è più verificato, come visto per il MOS p).



Effetti capacitivi nel MOS



In entrambi i casi, se $\Phi_{MS} > 0$ le bande si incurvano verso l'alto

- Semiconduttore di tipo p (canale n) accumulo di lacune, la V_t diventa più positiva, aumenta!
- Semiconduttore di tipo n (canale p) svuotamento di elettroni, la V_t diminuisce in valore assoluto! Diventa più positiva!

Caso opposto se $\Phi_{MS} < 0$

Effetti capacitivi nel MOS

Supponiamo di avere una carica positiva nell'ossido

- Semiconduttore di tipo p (canale n) svuotamento di lacune, la V_t diminuisce, si sposta verso valori negativi!
- Semiconduttore di tipo n (canale p) accumulo di elettroni, la V_t aumenta in valore assoluto! Diventa più negativa!

Caso opposto se la carica è negativa

$$V_T = + \frac{\sqrt{2\varepsilon_S q N_D (2\psi_B)}}{C_o} + 2\psi_B + V_{FB}$$

$$V_T = + \frac{\sqrt{2\varepsilon_S q N_D (2\psi_B)}}{C_o} + 2\psi_B + \left[\phi_{MS} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} \frac{x}{d_{ox}} \right]$$

$$V_T = - \frac{\sqrt{2\varepsilon_S q N_D (2\psi_B)}}{C_o} - 2\psi_B + V_{FB}$$

$$V_T = - \frac{\sqrt{2\varepsilon_S q N_D (2\psi_B)}}{C_o} - 2\psi_B + \left[\phi_{MS} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} \frac{x}{d_{ox}} \right]$$

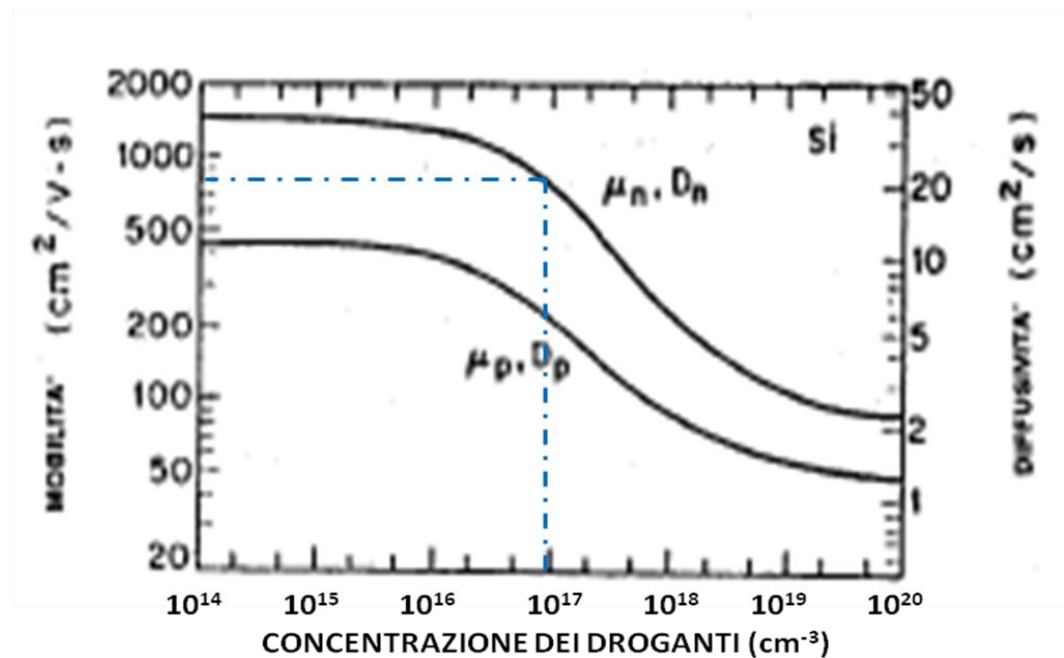
Esercizio

MOS con semiconduttore di tipo n

Dato un MOSFET a canale n con il gate in polysilicio si conosce la mobilità dei portatori $\mu_n = 800 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ e lo spessore dell'ossido $d = 50 \text{ nm}$.

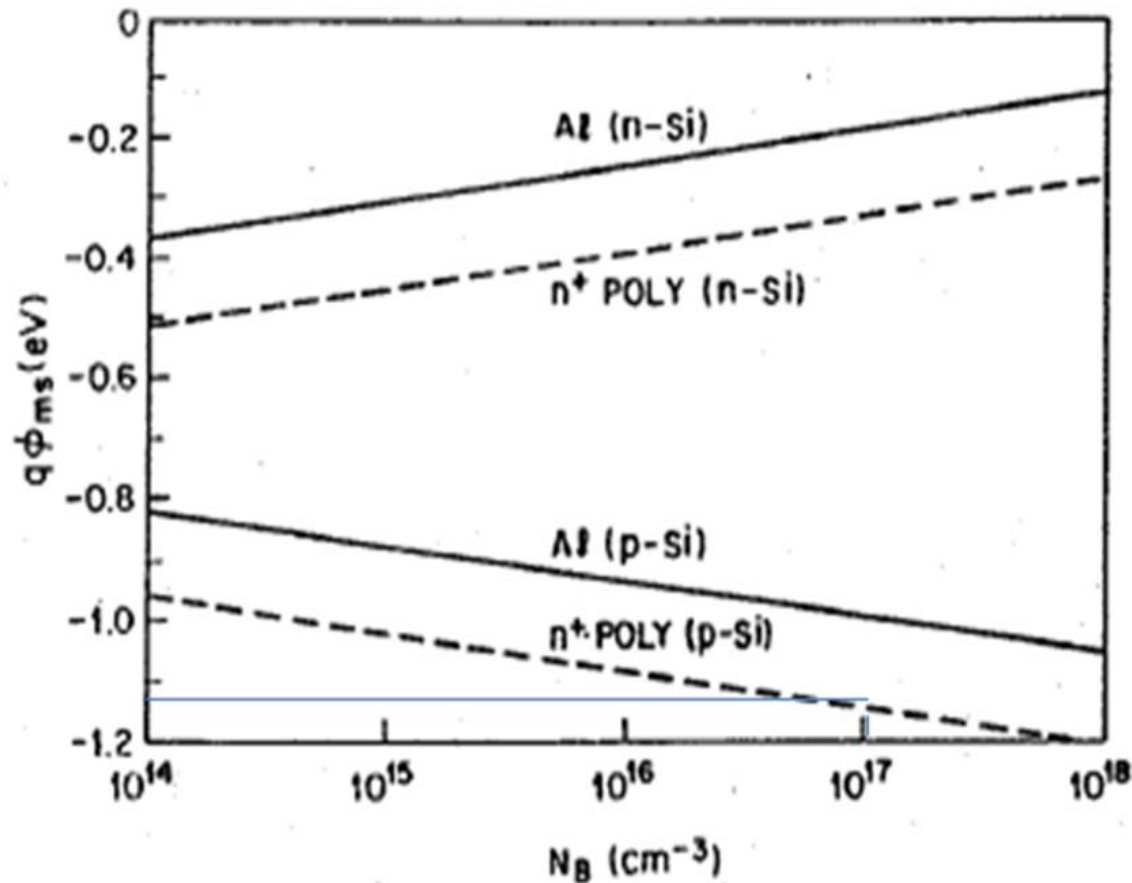
Si determini la tensione di soglia del dispositivo

Dalla mobilità mi ricavo il drogaggio $N_A = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$



MOS con semiconduttore di tipo n

Dal drogaggio mi ricavo $\Phi_{ms} = -1.15 = V_{FB}$ grafico sze



MOS con semiconduttore di tipo n

ESERCIZIO 1

Si consideri un capacitore MOS di Silicio con gate di Oro di cui è noto che nel bulk $E_F - E_i = -0,2$ eV. Assumendo che la struttura sia ideale, calcolare la differenza tra le funzioni lavoro dei due materiali, determinare il drogaggio del semiconduttore (tipo e concentrazione), disegnare il diagramma a bande e dire se, a tensione applicata nulla, il dispositivo si trovi in condizione di accumulazione, svuotamento o inversione.

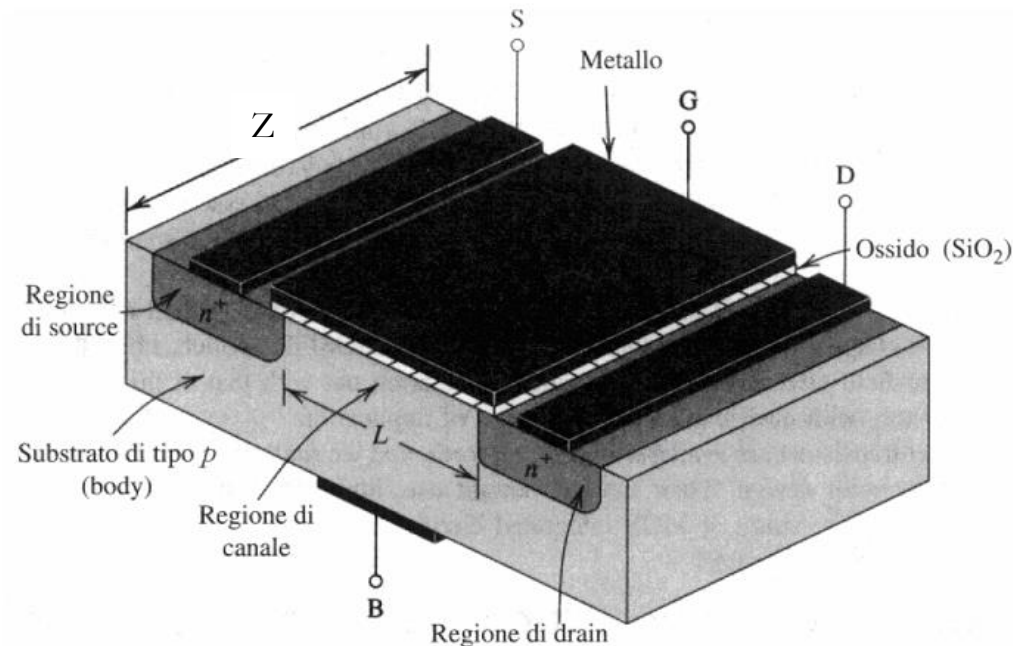
**Il transistor ad effetto di campo
Metal Oxide Field Effect
Transistor
(MOSFET)**

Il sistema MOSFET

Il MOSFET è il più diffuso transistor ad effetto di campo, di larghissima applicazione per dispositivi come i microprocessori e le memorie a semiconduttore

Il MOSFET è un FET che utilizza come canale la regione di inversione che si crea in una struttura MOS opportunamente polarizzata.

Il contatto di gate del transistor coincide con il Metallo della struttura MOS.



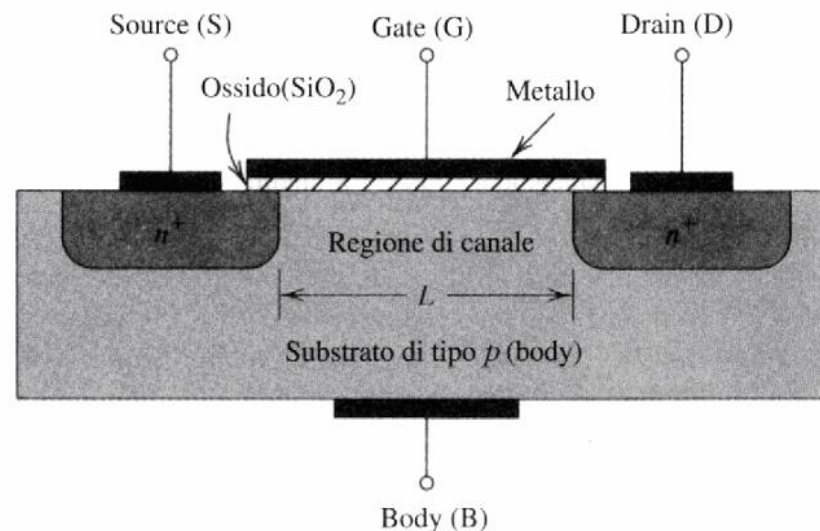
Il sistema MOSFET

L'elettrodo di gate è elettricamente isolato dal resto della struttura attraverso l'ossido della struttura MOS.

Due diffusioni con drogaggio opposto a quello del bulk il canale, una volta formatosi, va a collegare elettricamente tali regioni ai cui capi viene applicata una opportuna differenza di potenziale.

Rispetto al MOS, perciò, la struttura ha due ulteriori contatti, SOURCE e DRAIN, mentre il contatto del bulk può essere (ma non obbligatoriamente) eliminato.

Viene polarizzato mantenendo il source collegato a massa, ovvero viene adottata una configurazione “a source comune”



Il sistema MOSFET

I parametri geometrici da considerarsi sono la lunghezza del canale L , la sua larghezza Z , lo spessore dell'ossido d , la profondità della giunzione r_j e il drogaggio del substrato N_A .

Cosa succede se non applichiamo alcuna tensione al gate?

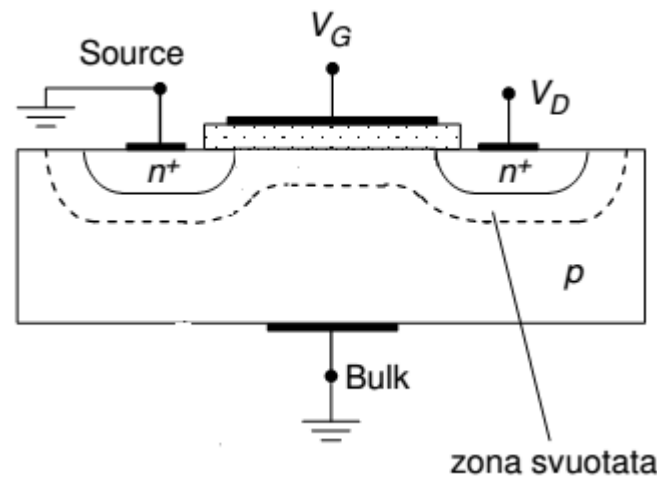
Dalle figure viste prima, si capisce che per tensione di gate nulla e tensione di drain positiva il MOSFET presenta due giunzioni $p - n+$ polarizzate l'una in maniera opposta all'altra

Per cui, se applicassi una differenza di potenziale tra Source e Drain si avrebbe il passaggio di una debole corrente inversa di diffusione (per il cosiddetto *MOSFET a canale chiuso*). La corrente fra i due terminali è molto piccola anche in presenza di una V_{DS} piuttosto elevata.

La resistenza fra drain e source in questo caso è dell'ordine di $10^{12} \Omega$ ovvero la zona di canale si potrebbe assimilare ad un circuito aperto.

Il sistema MOSFET

Cosa succede se non applichiamo alcuna tensione al gate?



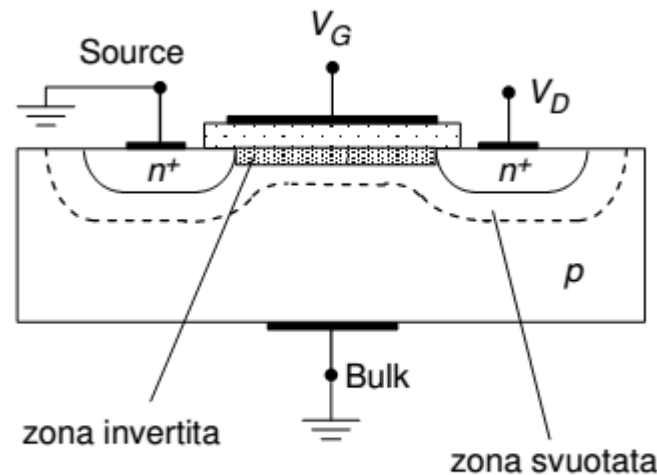
Dalle figure viste prima, si capisce che per tensione di gate nulla e tensione di drain positiva il MOSFET presenta due giunzioni $p - n^+$ polarizzate l'una in maniera opposta all'altra

Per cui, se applicassi una differenza di potenziale tra Source e Drain si avrebbe il passaggio di una debole corrente inversa di diffusione (per il cosiddetto *MOSFET a canale chiuso*). La corrente fra i due terminali è molto piccola anche in presenza di una V_{DS} piuttosto elevata.

La resistenza fra drain e source in questo caso è dell'ordine di $10^{12} \Omega$ ovvero la zona di canale si potrebbe assimilare ad un circuito aperto.⁴⁵

Il sistema MOSFET

Se applico una tensione di gate positiva, ma piccola, la regione di svuotamento aumenta



a) $V_D = 0$

Al crescere della tensione di gate, si raggiungerà via via l'inversione di popolazione all'interfaccia dell'ossido, con un canale ad alta densità di elettroni che unisce le due regioni n^+ e nel quale può dunque scorrere un'intesa corrente.

Fino a che non si applica una tensione di gate tale da formare l'inversione di popolazione, non è presente un canale nel dispositivo, per cui il transistor è nello stato OFF, ovvero è spento.

Il sistema MOSFET

In tal caso dunque la tensione di gate serve a creare il canale stesso mediante l'inversione di popolazione;

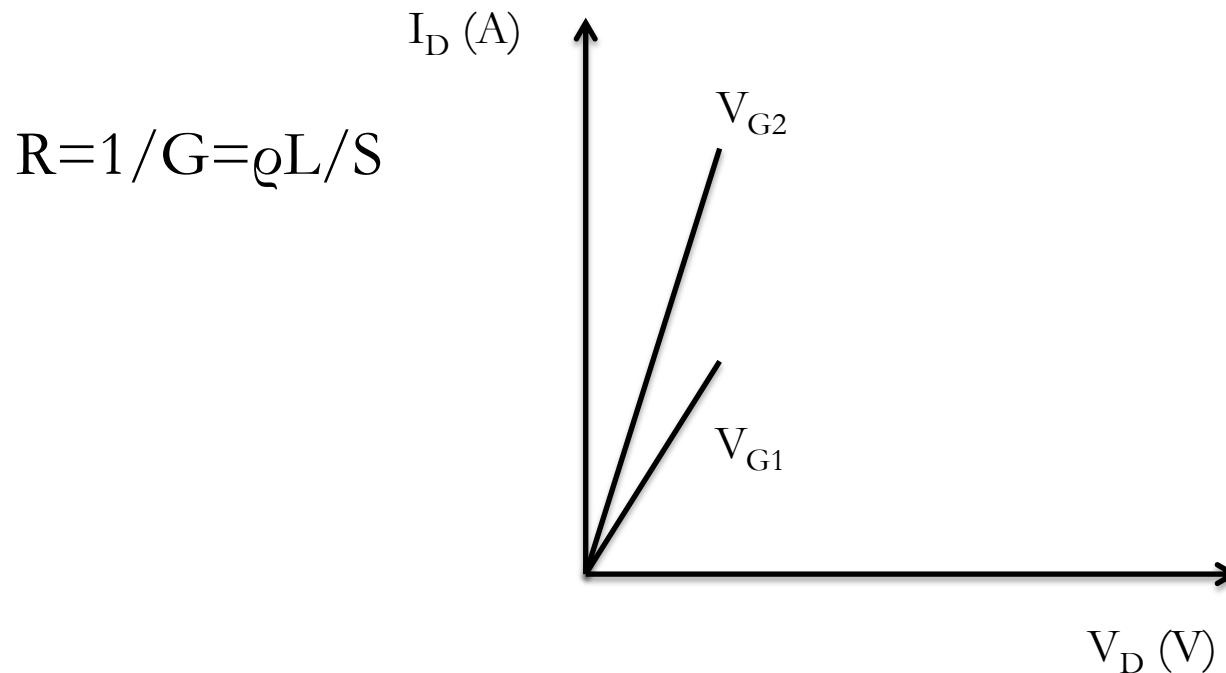
Se non messo a massa, anche il terminale sul substrato può intervenire nella modulazione del canale se polarizzato inversamente (lo vedremo dopo)

Cosa succede se applico anche una tensione tra gli elettrodi di Source e di Drain?

Il sistema MOSFET

Nel momento in cui $V_G > V_T$, ovvero quando il canale è formato, **per V_D piccoli, il canale ha un comportamento ohmico** e nella caratteristica si osserva una **regione lineare**.

Se aumento V_{GS} , aumento la concentrazione di elettroni, per cui aumenta la corrente



Il sistema MOSFET

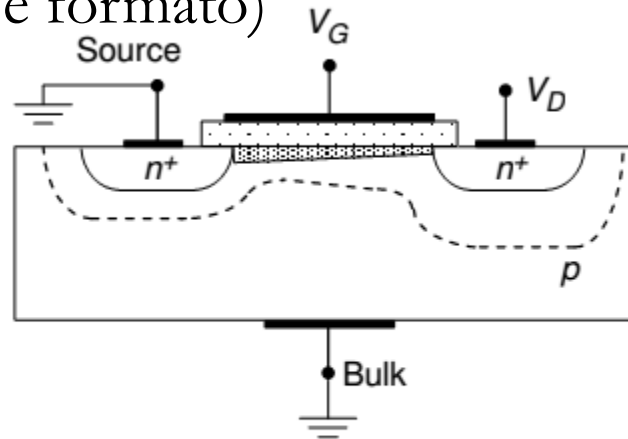
Se però aumento ancora V_{DS} le cose cambiano.

Man mano che V_{DS} aumenta, il canale diventa sempre meno simmetrico e si restringe verso il drain.

In effetti, $V_{GD} = V_{GS} - V_{DS}$, se aumenta V_{DS} , V_{GD} diminuisce

Aumenta la regione di svuotamento nel lato del drain (inversa, $V_{DS} > 0$)

Per $V_{GD} = V_T$ il canale si strozza, pinch-off (V_T è il valore limite oltre il quale il canale è formato)



b) $0 < V_D < V_G - V_T$

Il sistema MOSFET

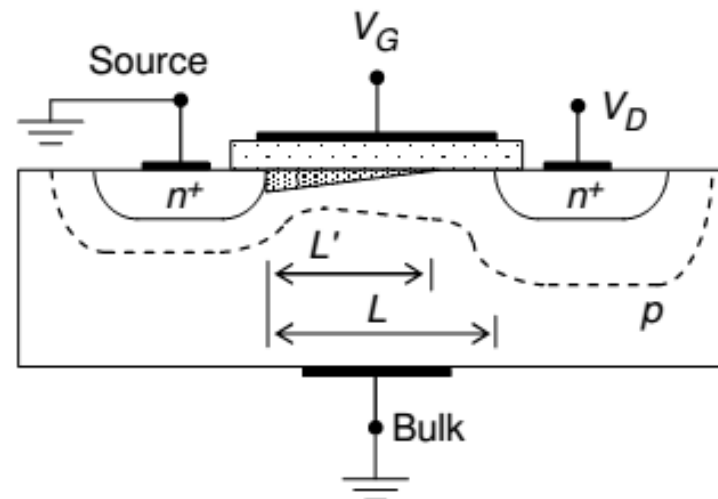
Chiamiamo V_{Dsat} il valore di V_{DS} per il quale $V_{GD}=V_T$

$$V_{GD}=V_T \rightarrow V_{GS}-V_{DS}=V_T \rightarrow V_{Dsat}=V_{GS}-V_T$$

Se il canale si strozza, la corrente diventa costante, ovvero satura

Ogni ulteriore aumento di V_D fa sì che il punto di pinch-off si sposti verso il source e mantiene sempre lo stesso potenziale V_{Dsat} rispetto al source.

La corrente, per $V_D > V_{Dsat}$ è costante (saturazione della corrente)

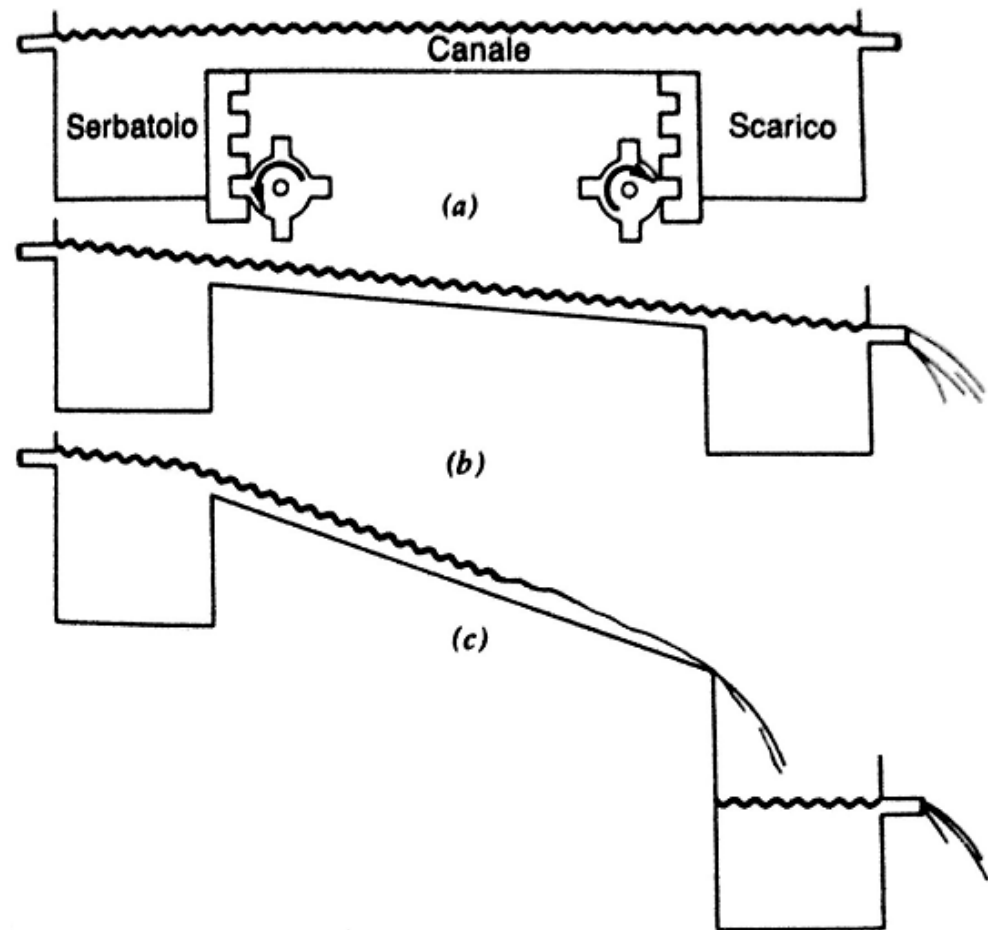


Il sistema MOSFET

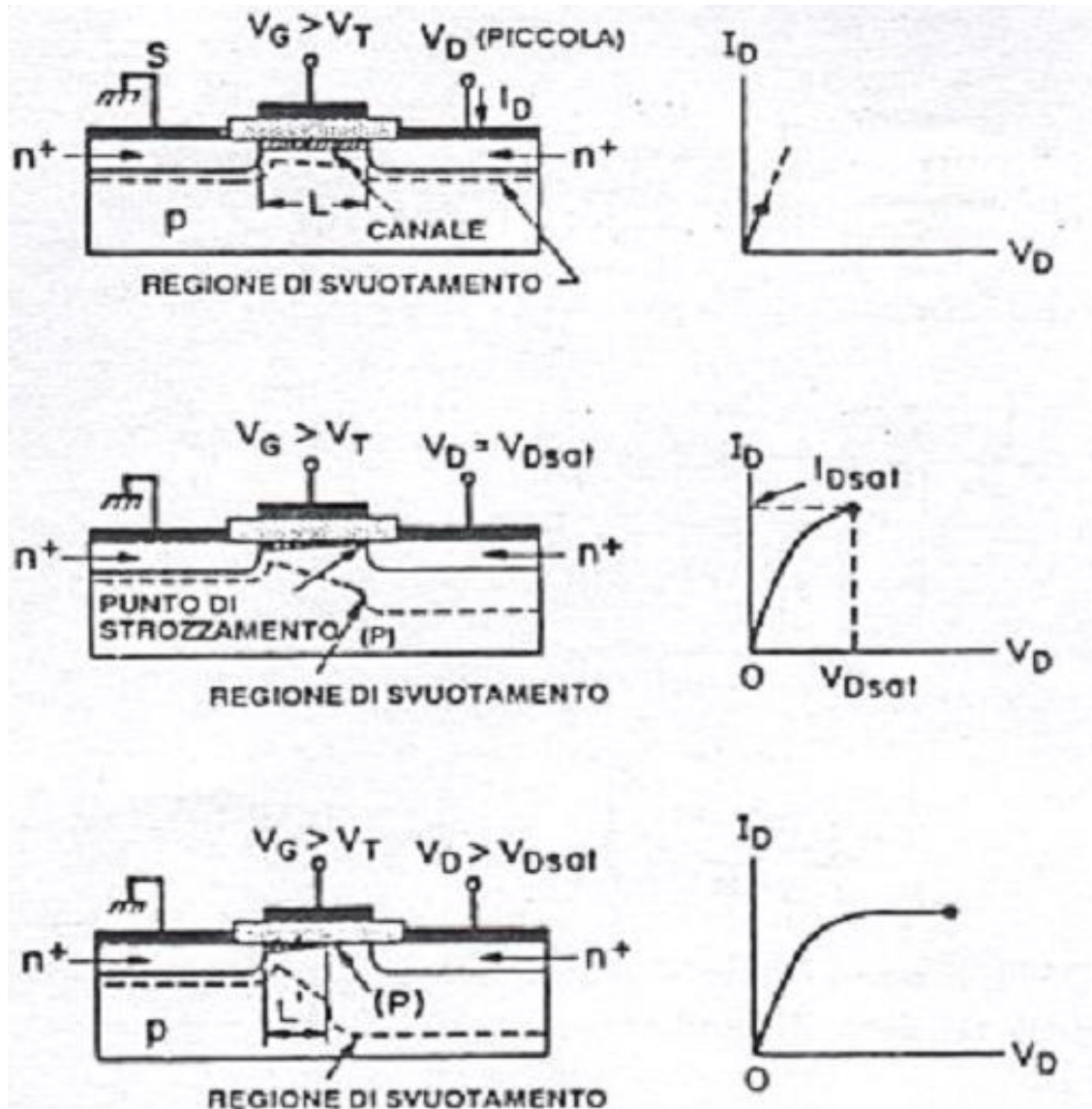
Analogia con un sistema idraulico

Se il dislivello è piccolo il flusso aumenta con la differenza del dislivello

Se il dislivello è grande il canale si restringe e il flusso che arriva allo scarico diventa costante

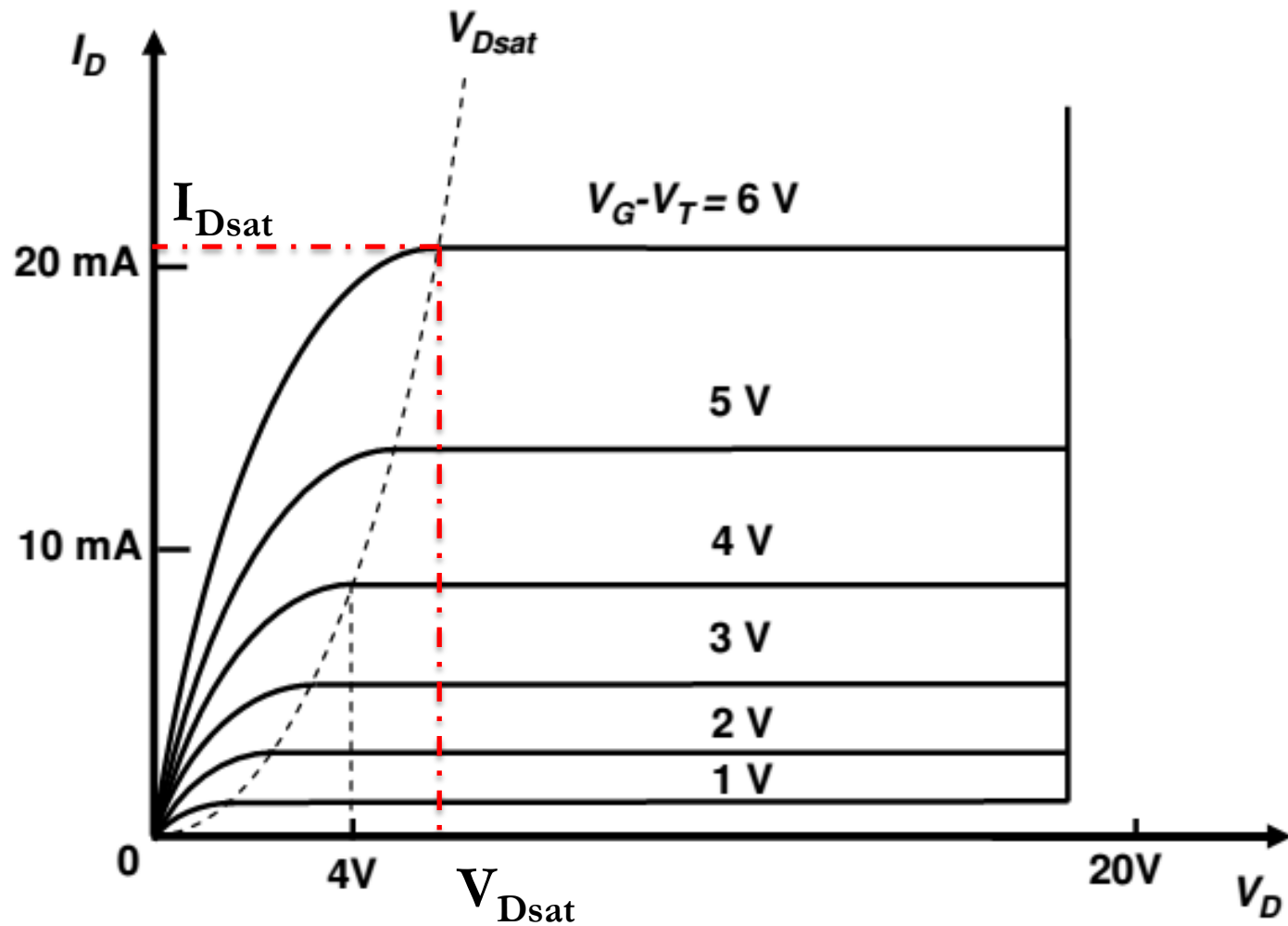


Il sistema MOSFET



Il sistema MOSFET

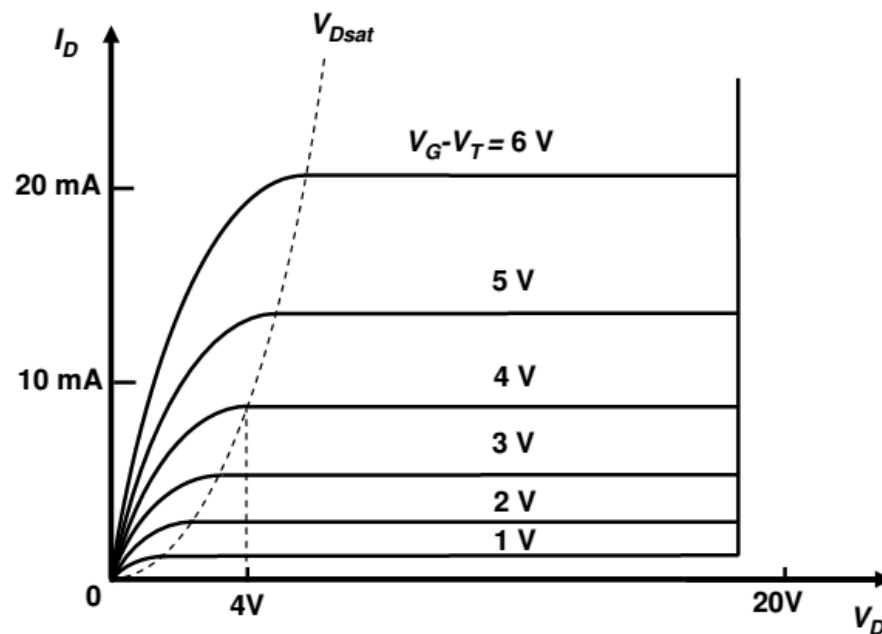
Caratteristiche di uscita di un MOSFET a canale n



Il sistema MOSFET

Identifichiamo 3 regioni di funzionamento

1. $V_{GS} < V_{Th}$ regione di interdizione
2. $V_{GS} > V_{Th}$ e $V_{DS} < V_{GS} - V_{Th}$ regione lineare o di triodo
3. $V_{GS} > V_{Th}$ e $V_{DS} > V_{GS} - V_{Th}$ regione di saturazione



MOSFET: caratteristiche IV

Il sistema MOSFET

Nel MOSFET la conduttanza del canale dipende dalla tensione applicata al gate.

La tensione di gate modula la concentrazione di elettroni pronti a condurre corrente attraverso il canale

Quando si applica una tensione al drain, questa carica comincia a fluire nel canale, in modo costante in ogni sua sezione.

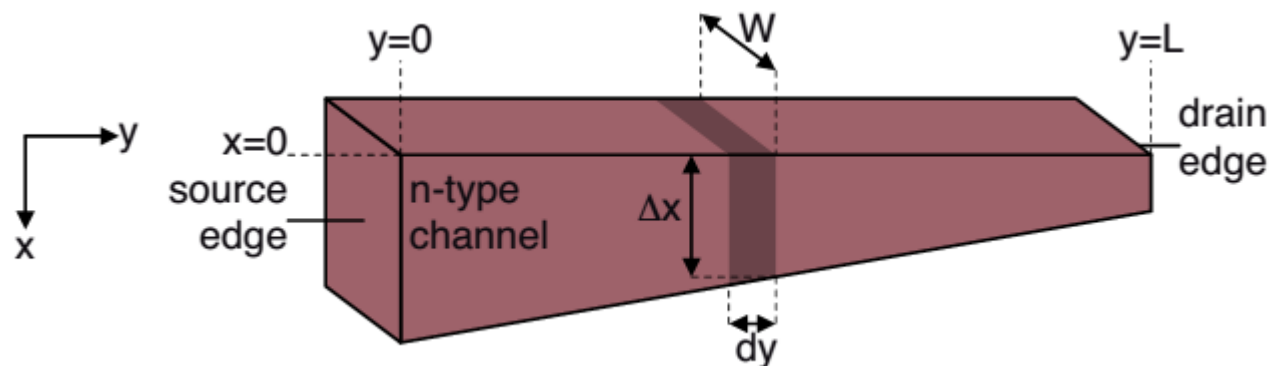
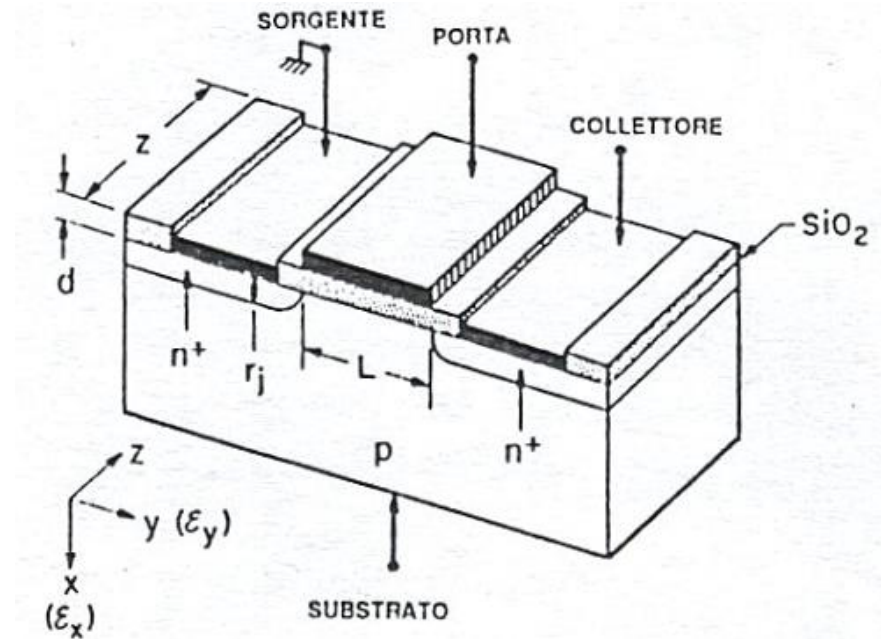
In ogni punto del canale, allora, la relazione tra tensione e corrente può essere espressa dalla relazione:

$$dV = I_D dR$$

Pertanto, una volta trovata una opportuna espressione per R , **andremo a ricavare la corrente integrando la quantità precedente rispetto agli estremi del canale**, ovvero tra le coordinate $y=0$ (corrispondente a $V=0$) e $y=L$ (corrispondente a $V=V_D$).

Il sistema MOSFET

Per procedere, consideriamo un sistema con la seguente geometria



Il sistema MOSFET

Consideriamo le seguenti approssimazioni:

1. la struttura della porta è quella di un diodo MOS ideale;
2. si considerano solo correnti di trascinamento;
3. la mobilità degli elettroni in regione di inversione è costante;
4. il drogaggio del canale è uniforme;
5. le correnti di dispersione sono trascurabili;
6. il campo in direzione x è molto più forte che quello in direzione y (**approssimazione a canale graduale**, valida per MOSFET a canale lungo).

Il sistema MOSFET

Per ricavare dR , dobbiamo prima ricavare la resistività, intesa come inverso della conducibilità

$$\sigma(x) = qn(x)\mu_n(x)$$

Si noti come σ sia una funzione della coordinata x (verticale)

La concentrazione degli elettroni è una funzione stretta di x dal momento che **è il campo elettrico sulla verticale a determinare la formazione del canale stesso**

Anche la mobilità è una funzione di x (più debole però) in quanto all'interfaccia con l'ossido la mobilità può risentire di effetti di bordo.

In prima approssimazione, è possibile ignorare la dipendenza della mobilità da x e assumere che questa sia costante.

Il sistema MOSFET

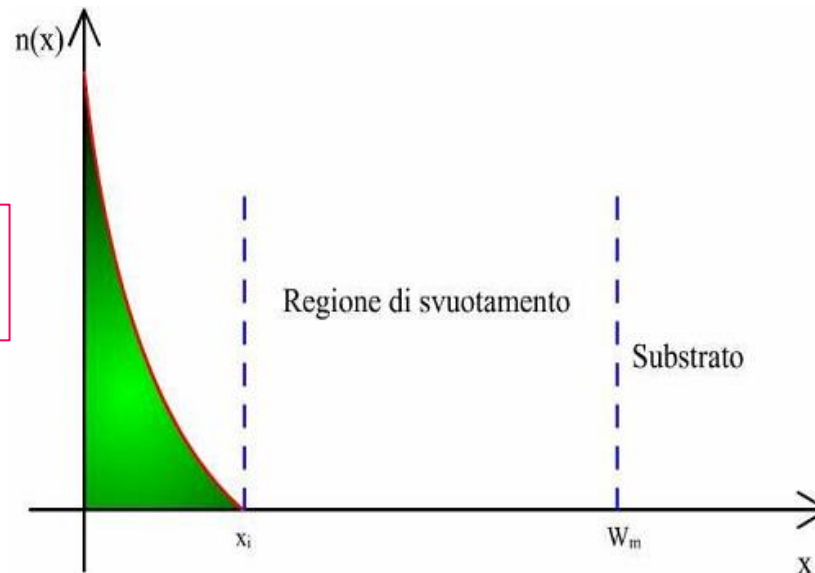
Come conseguenza, la conduttanza di uno strato di semiconduttore di spessore x_i e dimensioni planari Z e L , si trova come:

$$g = \int_0^{x_i} \sigma(x) \frac{Z dx}{L} = \frac{Z}{L} \int_0^{x_i} \sigma(x) dx = \frac{Z}{L} \int_0^{x_i} qn(x) \mu_n(x) dx =$$

$$= \frac{Z}{L} \mu_n \int_0^{x_i} qn(x) dx = \frac{Z}{L} \mu_n |Q_n|$$

Carica totale presente nel canale per unità di area

Concentrazione maggiore all'interfaccia



Il sistema MOSFET

Come conseguenza:

$$dR = \frac{dy}{Z\mu_n|Q_n|} \Rightarrow dV = I_D \frac{dy}{Z\mu_n|Q_n|}$$

Occorre pertanto essere in grado di calcolare Q_n .

Si ottiene questa quantità ricordando che la carica totale del semiconduttore è pari a Q_n sommata alla quantità di carica presente nella regione di svuotamento.

$$Q_s = Q_n + Q_{sc} = Q_n - qN_A W_m$$

D'altronde Q_s è pari in modulo e opposta in segno alla carica del gate, che è sua volta legata alla caduta di potenziale attraverso l'ossido dalla relazione:

$$V_{ox} = \frac{Q_s}{C_{ox}}$$

Il sistema MOSFET

E ricordando che:

$$V_G + V_{ox} + V_S = 0$$

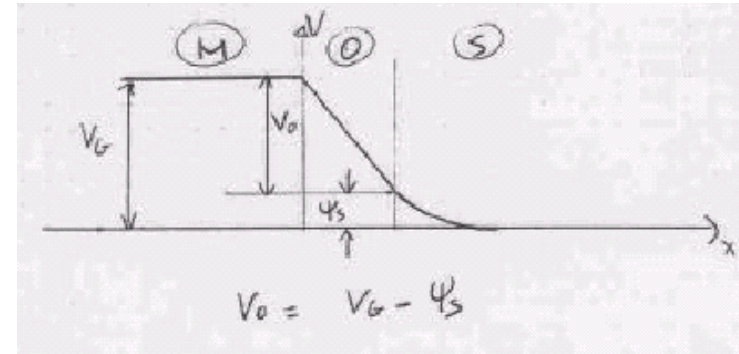
$$V_{ox} = -V_G - V_S$$

$$W_m = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s}{qN_A} (2\psi_B + V(y))}$$

In cui si è evidenziato che in inversione la caduta di potenziale sulla regione di svuotamento eccede $2\psi_B$ di una quantità che può dipendere da y (ovvero dalla tensione applicata tra drain e source)

Da cui:

$$Q_n(y) = -[V_G - 2\psi_B - V(y)]C_{ox} + \sqrt{2\varepsilon_s qN_A} [2\psi_B + V(y)]$$



Il sistema MOSFET

$$dV = I_D dR = \frac{I_D dy}{Z\mu_n |Q_n(y)|}$$

$$\Rightarrow \int_0^L I_D dy = \int_{V(0)}^{V(L)} Z\mu_n |Q_n(y)| dV = Z\mu_n \int_{V(0)}^{V(L)} |Q_n(y)| dV =$$

$$= Z\mu_n \int_{V(0)}^{V(L)} \left\{ [V_G - 2\psi_B - V] C_{ox} - \sqrt{2\varepsilon_S q N_A [2\psi_B + V]} \right\} dV$$

$$= \frac{Z\mu_n}{L} C_{ox} \left[V_G V - 2\psi_B V - \frac{V^2}{2} \right]_0^{V_D} +$$
$$- \frac{2}{3} \frac{\sqrt{2\varepsilon_S q N_A}}{C_{ox}} \left[(2\psi_B + V)^{3/2} \right]_0^{V_D}$$

Il sistema MOSFET: regione lineare

$$I_D = \frac{Z\mu_n}{L} C_{ox} \left\{ \left[V_G - 2\psi_B - \frac{V_D}{2} \right] V_D + \right. \\ \left. - \frac{2}{3} \frac{\sqrt{2\varepsilon_S q N_A}}{C_{ox}} \left[(2\psi_B + V_D)^{3/2} - (2\psi_B)^{3/2} \right] \right\}$$

La precedente espressione è ricavata ipotizzando che il canale esista, pertanto è valida fino a che V_D vale V_{Dsat} .

Oltre questa condizione, I_D resta costante al valore I_{Dsat} .

Il sistema MOSFET: regione lineare

Ricordiamo ora l'espressione di V_T .

$$V_T = \frac{qN_A W_m}{C_{ox}} + \psi_{inv} = \frac{\sqrt{2q\epsilon_S N_A (2\psi_B)}}{C_{ox}} + 2\psi_B$$

A questo punto, se V_D è piccolo rispetto a $2\psi_B$ la relazione:

$$\frac{2}{3} \frac{\sqrt{2\epsilon_S q N_A}}{C_{ox}} \left[(2\psi_B + V_D)^{3/2} - (2\psi_B)^{3/2} \right] \cong 0$$

Può essere sviluppata in serie di Taylor e troncata al primo termine:

$$\Rightarrow \frac{2}{3} \frac{3}{2} \frac{\sqrt{2\epsilon_S q N_A 2\psi_B}}{C_{ox}} V_D$$

Il sistema MOSFET: regione lineare

$$\begin{aligned} I_D &= \frac{Z\mu_n}{L} C_{ox} \left\{ \left[V_G - 2\psi_B - \frac{V_D}{2} \right] V_D + \right. \\ &\quad \left. - \frac{2}{3} \frac{\sqrt{2\varepsilon_S q N_A}}{C_{ox}} \left[(2\psi_B + V_D)^{3/2} - (2\psi_B)^{3/2} \right] \right\} \\ &\cong \frac{Z\mu_n}{L} C_{ox} \left[V_G - 2\psi_B - \frac{\sqrt{2\varepsilon_S q N_A} (2\psi_B)}{C_{ox}} - \frac{V_D}{2} \right] V_D = \\ &= \frac{Z\mu_n}{L} C_{ox} \left[V_G - V_T - \frac{V_D}{2} \right] V_D \end{aligned}$$

Il sistema MOSFET: regione lineare

In definitiva si ottiene

$$I_D \cong \frac{Z\mu_n}{L} C_{ox} \left[V_G - V_T - \frac{V_D}{2} \right] V_D$$

Se ora V_D è piccolo anche rispetto a $V_G - V_T$:

$$I_D \cong \frac{Z\mu_n}{L} C_{ox} [V_G - V_T] V_D$$

Ricaviamo ora due grandezze importanti:

$$g_D = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_D} \right|_{V_G = \text{cost}} = \frac{Z\mu_n}{L} C_{ox} [V_G - V_T] \quad \text{conduttanza}$$

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_G} \right|_{V_D = \text{cost}} = \frac{Z\mu_n}{L} C_{ox} V_D \quad \text{transconduttanza}$$

Il sistema MOSFET: regione di saturazione

$$\begin{aligned} I_D &= \frac{Z\mu_n}{L} C_{ox} \left\{ \left[V_G - 2\psi_B - \frac{V_D}{2} \right] V_D + \right. \\ &\quad \left. - \frac{2}{3} \frac{\sqrt{2\varepsilon_S q N_A}}{C_{ox}} \left[(2\psi_B + V_D)^{3/2} - (2\psi_B)^{3/2} \right] \right\} \\ &\cong \frac{Z\mu_n}{L} C_{ox} \left[V_G - 2\psi_B - \frac{\sqrt{2\varepsilon_S q N_A (2\psi_B)}}{C_{ox}} - \frac{V_D}{2} \right] V_D = \\ &= \frac{Z\mu_n}{L} C_{ox} \left[V_G - V_T - \frac{V_D}{2} \right] V_D \end{aligned}$$

Il sistema MOSFET: regione di saturazione

In regione di saturazione, $Q_n = 0$, o equivalentemente,

$$I_D = \max$$

$$I_D = \max \Rightarrow \frac{\partial I_D}{\partial V_D} = 0 \Rightarrow V_D = V_{Dsat} = V_G - V_T$$

Sostituendo nell'equazione precedente ottengo

$$\begin{aligned} I_D &= \frac{Z\mu_n}{L} C_{ox} \left[V_G - V_T - \frac{V_D}{2} \right] V_D \\ &= \frac{Z\mu_n}{L} C_{ox} \left[V_G - V_T - \frac{(V_G - V_T)}{2} \right] (V_G - V_T) = \end{aligned}$$

$$I_D = \frac{Z\mu_n}{L} C_{ox} \left[(V_G - V_T)^2 - \frac{(V_G - V_T)^2}{2} \right] =$$

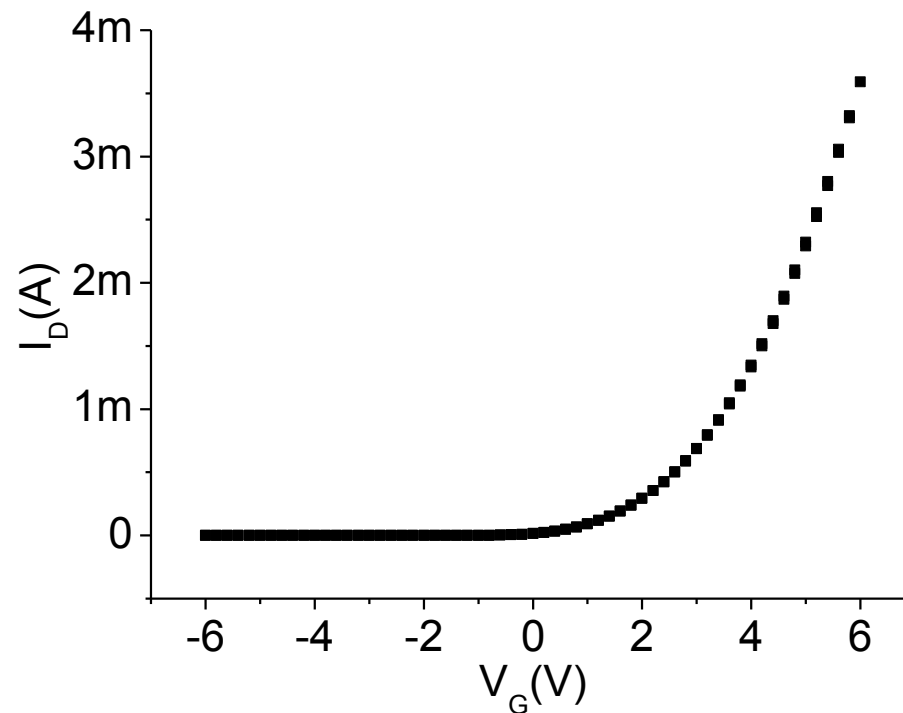
$$I_D = \frac{Z\mu_n}{2L} C_{ox} (V_G - V_T)^2$$

Il sistema MOSFET: regione di saturazione

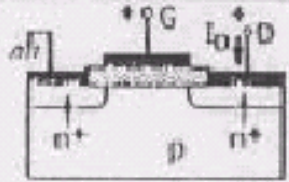
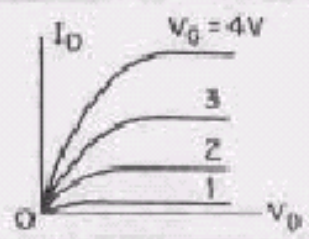
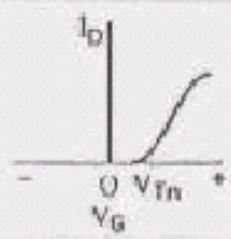

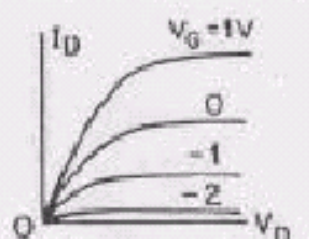
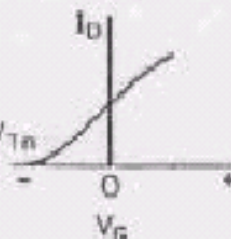

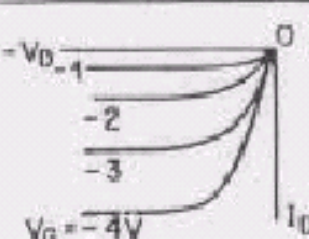
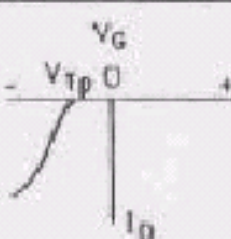

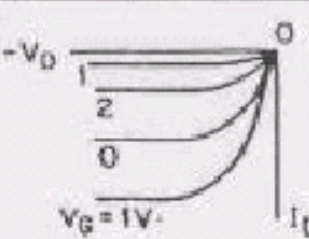
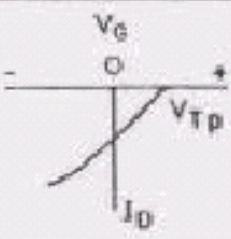
$$I_{Dsat} = \frac{Z\mu_n}{2L} C_{ox} (V_G - V_T)^2$$

$$g_{msat} = \frac{Z\mu_n}{L} C_{ox} (V_G - V_T) = g_{dlin}$$

transconduttanza



Il sistema MOSFET

TIPO	SEZIONE TRASVERSALE	CARATTERISTICHE D'USCITA	TRANS-CARATTERISTICHE
CANALE n AD-ARRICCHIMENTO (NORMALMENTE CHIUSO)			
CANALE n A SVUOTAMENTO (NORMALMENTE APERTO)	 <p style="text-align: center;">CANALE n</p>		
CANALE p AD-ARRICCHIMENTO (NORMALMENTE CHIUSO)			
CANALE p A SVUOTAMENTO (NORMALMENTE APERTO)	 <p style="text-align: center;">CANALE p</p>		

Il sistema MOSFET

A seconda che il semiconduttore sia di tipo p o di tipo n e a seconda del valore della tensione di soglia, si possono ottenere diversi tipi di dispositivi che si distinguono in base al fatto che a $V = 0 \text{ V}$, il canale sia o meno formato e al tipo di conduzione (tramite elettroni o tramite lacune).

Se il canale è già formato per tensione di gate nulla si parla di MOSFET a svuotamento

se per $V_{GS} = 0 \text{ V}$ non si ha ancora il canale formato si parla di MOSFET a ad arricchimento

Il sistema MOSFET

Se il MOSFET è a svuotamento (canale n)

Si ha un intenso passaggio di corrente anche per tensione nulla

La tensione di soglia del MOSFET è negativa

Se il MOSFET è ad arricchimento (canale n)

Non si ha passaggio di corrente per tensione nulla

la tensione di soglia è positiva

Il sistema MOSFET

Se il MOSFET è a svuotamento (canale p)

Si ha un intenso passaggio di corrente anche per tensione nulla

La tensione di soglia del MOSFET è positiva

Se il MOSFET è ad arricchimento (canale n)

Non si ha passaggio di corrente per tensione nulla

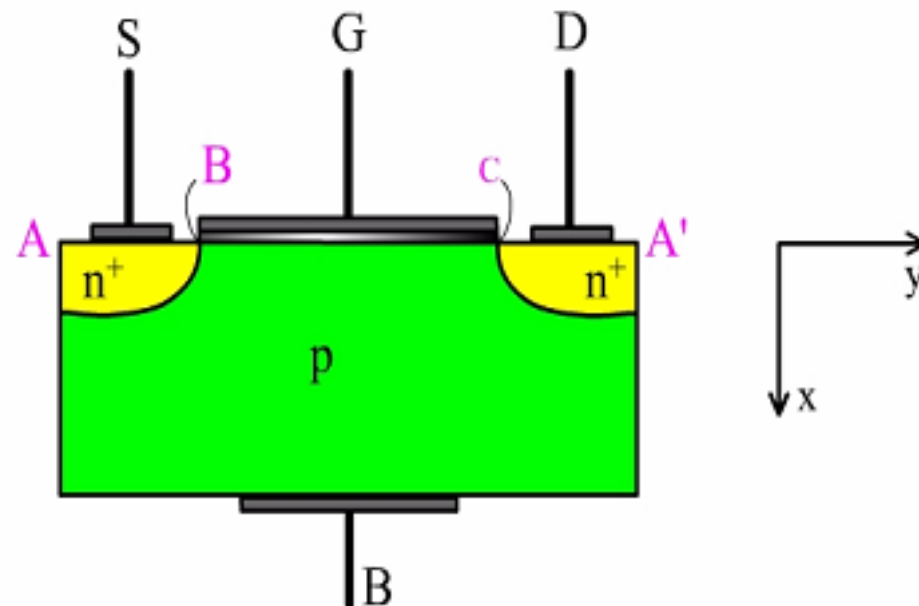
la tensione di soglia è negativa

**Il transistor ad effetto di campo
Metal Oxide Field Effect
Transistor
(MOSFET)**

Il sistema MOSFET

Un altro aspetto che può essere valutato è l'andamento della struttura a bande per il MOSFET

Consideriamo la figura qui sotto, dove sono individuati i punti A ed A' che indicano i due estremi del dispositivo e i punti B e C che invece indicano i due estremi del canale, e scegliamo come sistema di riferimento quello indicato a lato del dispositivo.

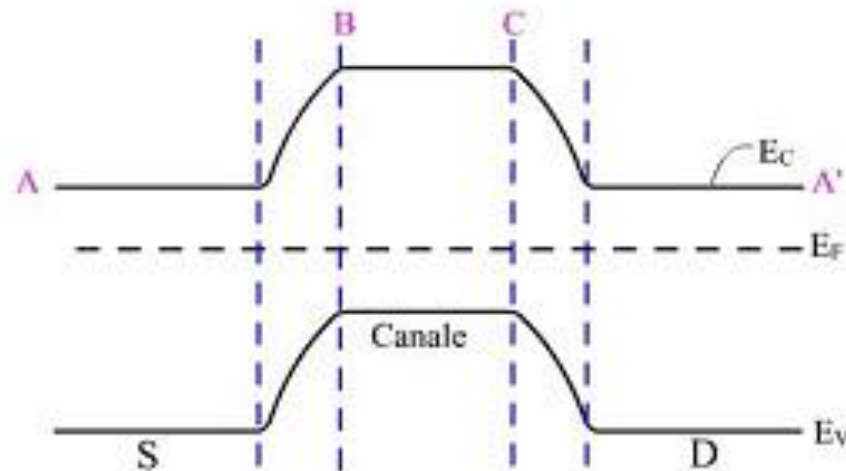


Il sistema MOSFET

Se inizialmente ci poniamo in condizioni di equilibrio, per cui si ha

$$V_S = V_{DS} = V_{GS} = V_{BS} = 0$$

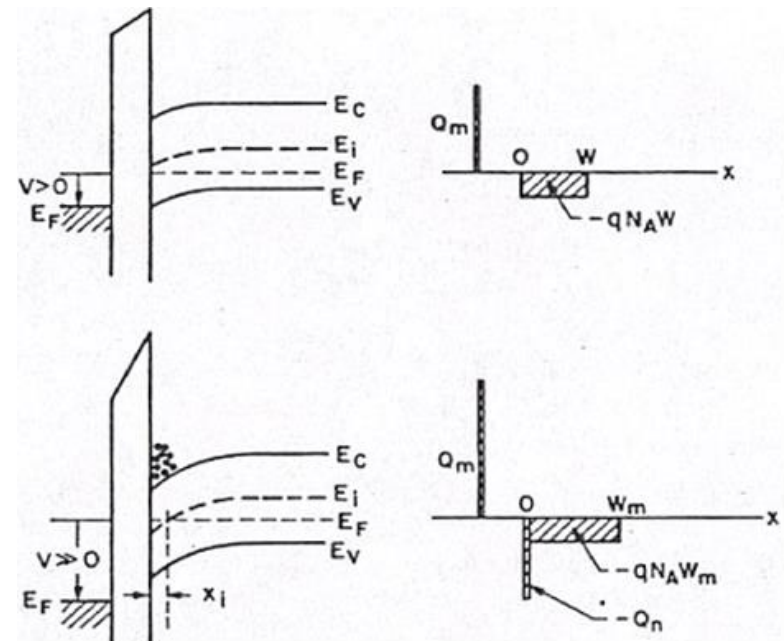
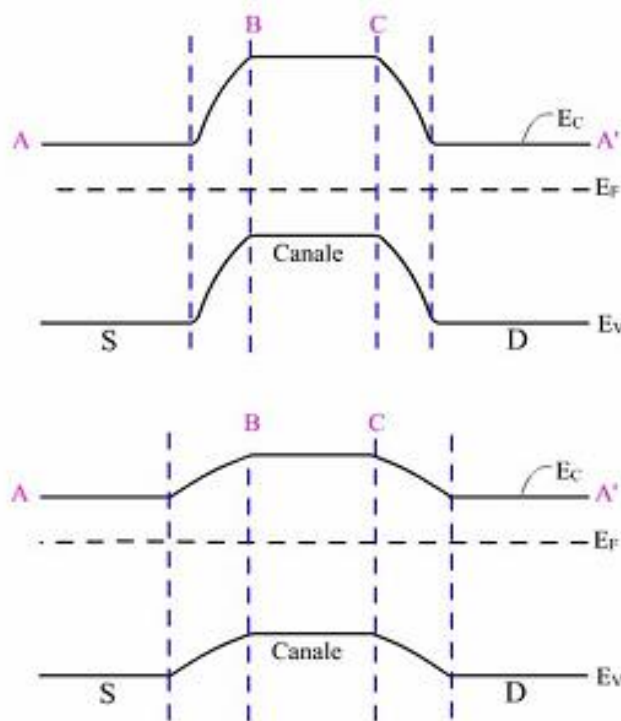
allora avremo una condizione come quella della figura qui sotto, con una distorsione delle bande ottenuta mediante le solite regole delle strutture a bande



Il sistema MOSFET

Se portiamo il sistema fuori equilibrio ($V_{GS} > 0$)

Avremo un'attenuazione della distorsione delle bande per quanto riguarda il substrato, in quanto **vengono richiamati elettroni ed il livello di Fermi dunque sale** (quando arriviamo in inversione, avremo un suo spostamento più in prossimità della banda di conduzione)

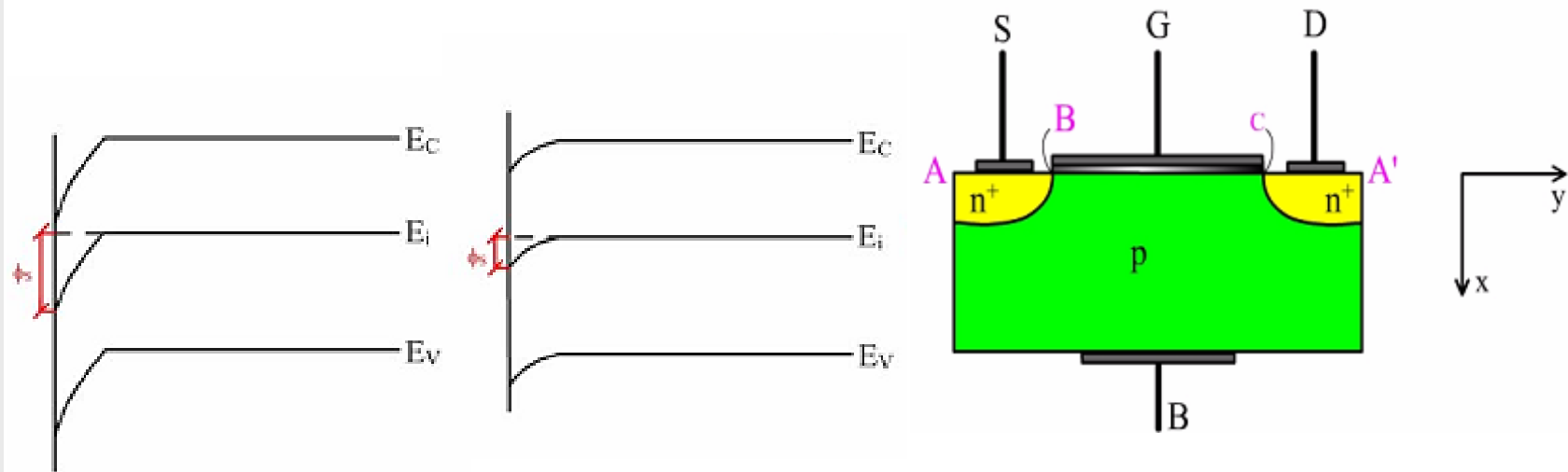


Il sistema MOSFET

Se inoltre applichiamo una tensione di drain positiva, avremo, lungo x , che la tensione superficiale sarà minore in C (figura qui sotto, a destra) piuttosto che in B (a sinistra), in quanto la V_{DS} andrà a sottrarsi al valore Ψ_S secondo la relazione:

$$V_{GS} - V_{ox} = \Psi_S + V_{DS} \rightarrow \Psi_S = V_{GS} - V_{ox} - V_{DS}$$

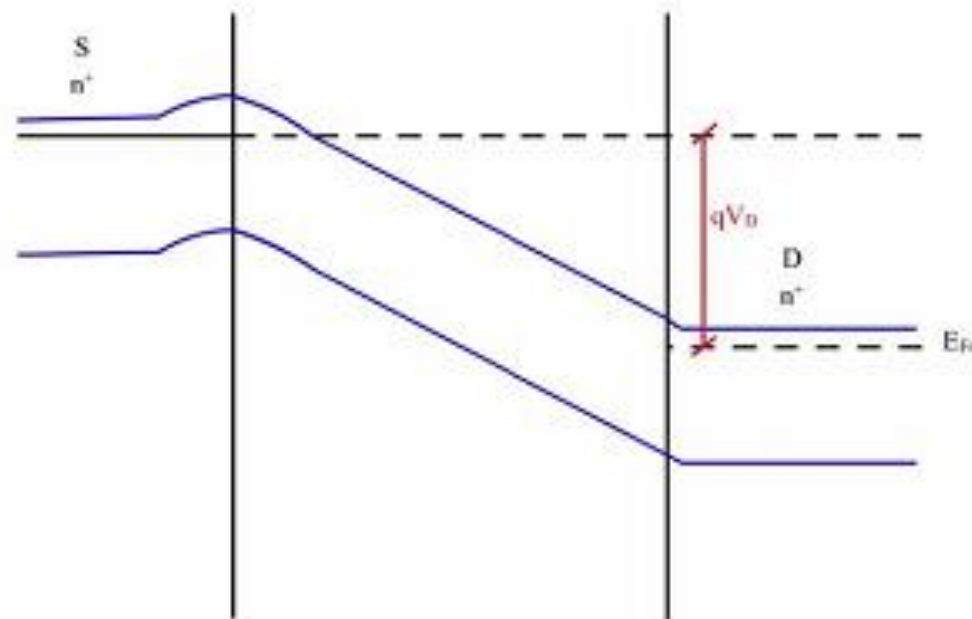
E quindi Ψ_S risulterà tanto minore quanto più si è vicini al drain



Il sistema MOSFET

In direzione y , invece, la tensione applicata al drain tende a ripartirsi uniformemente attraverso il dispositivo

In corrispondenza del source non si avrà alcuna variazione della struttura a bande, mentre, dopo una variazione lineare in corrispondenza del canale, le bande si attesteranno parallelamente ad un **livello di Fermi di drain** che **dista esattamente una quantità pari a qV_{DS} rispetto al** valore individuato nella regione di **source**.



La tensione di soglia: $V_{FB} \neq 0$

In presenza di cariche nell'ossido e/o di $\phi_{MS} \neq 0$, la tensione di soglia viene modificata a causa del contributo di V_{FB} , che rappresenta la tensione che occorre applicare al gate per portare il sistema nella condizione di banda piatta.

In pratica, a tensione di gate nulla, **le bande non sono piatte**

All'interfaccia tra ossido e semiconduttore si concentra una certa quantità di carica (per accumulo o per svuotamento, a seconda del segno di V_{FB})

Occorre applicare una tensione $\neq 0$ al gate per riportare il sistema in questa condizione.

La tensione di soglia: $V_{FB} \neq 0$

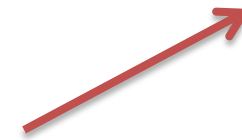
$$\begin{aligned} V_T &= V_{FB} + \frac{qN_A W_m}{C_o} + \psi_{inv} = \\ &= V_{FB} + \frac{\sqrt{2\varepsilon_S qN_A (2\psi_B)}}{C_o} + 2\psi_B \end{aligned}$$

E se avessi anche cariche nell'ossido?

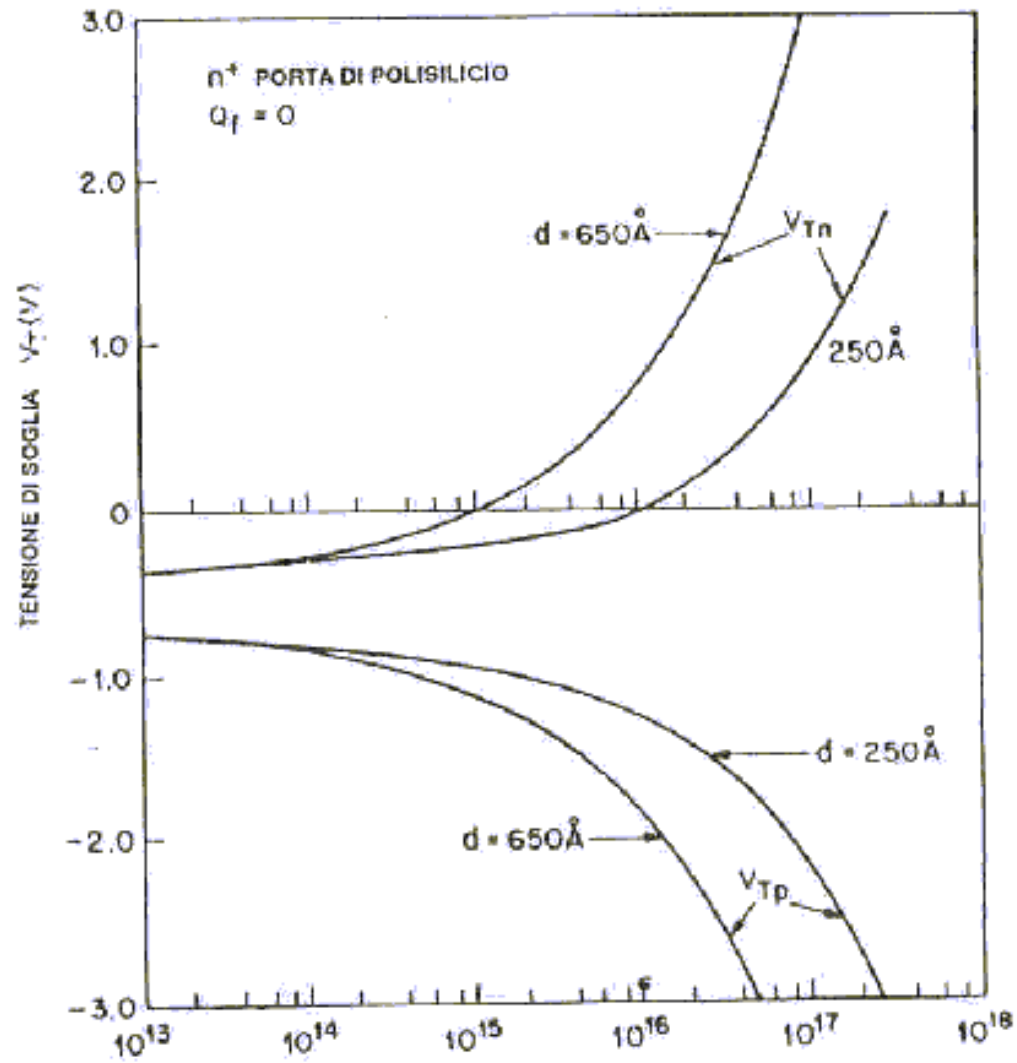
$$V_{FB} = \Phi_{MS} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} \frac{x}{d} =$$

$$V_{FB} = \Phi_{MS} - \frac{Q_{it} + Q_f + Q_{ot} \pm Q_m}{C_{ox}} \frac{x}{d}$$

Sensing



La tensione di soglia



La tensione di soglia

Esistono dei grafici ricavati sperimentalmente che forniscono direttamente il valore della tensione di soglia al variare del drogaggio

Da notare che si riferiscono a specifiche condizioni di spessore dell'ossido, ovvero di C_{ox} , e di materiale che costituisce il gate, ovvero di ϕ_{MS}

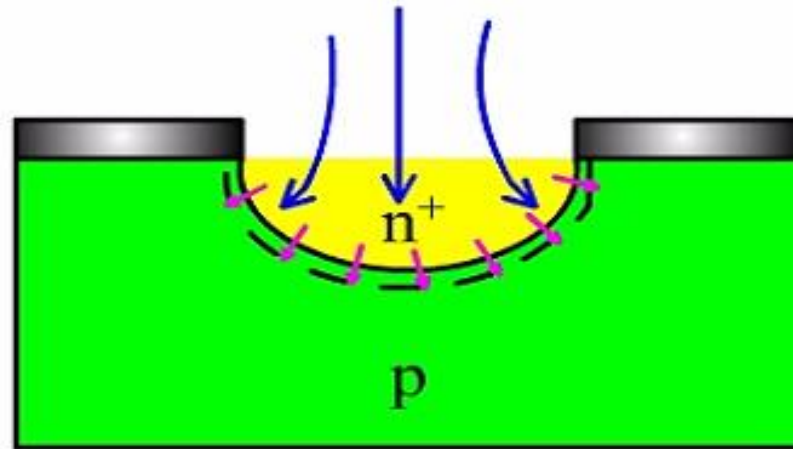
Tale grafico ci dà inoltre alcune importanti informazioni su come può essere modificata la tensione di soglia, un parametro importante, per quello che abbiamo visto in precedenza sui tipi di diodi, per ottenere dei valori ben precisi di tensione per cui il MOSFET conduce corrente.

La tensione di soglia: variazione del drogaggio

Un modo pratico per ottenere dispositivi con diverse tensioni di soglia è proprio quello di variare il drogaggio, anche solo localmente

Questo processo può avvenire per **diffusione termica**

Il substrato viene riscaldato per favorire l'inserimento dei portatori di carica mediante una finestra ricavata nell'ossido e quindi raffreddato per evitare che la diffusione prosegua troppo in profondità

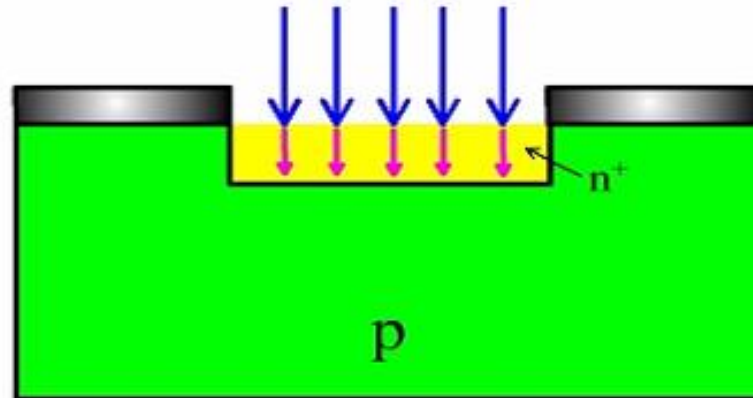


La tensione di soglia

Impiantazione ionica

nel quale gli ioni vengono “sparati” mediante un cannone ionico nella finestra con energie cinetiche pressoché uguali, e quindi possono diffondere finché l’energia residua dopo la collisione con il substrato non termina;

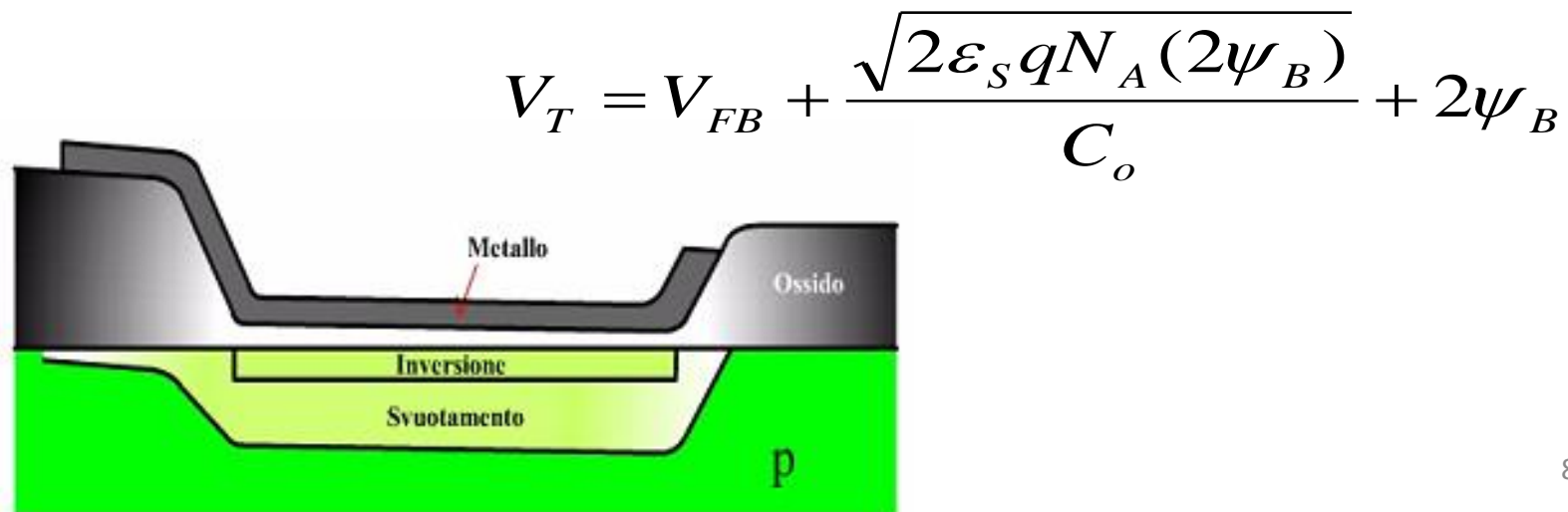
quest’ultimo metodo permette di ottenere una maggiore precisione nella profondità della diffusione (basta stabilire il giusto valore di energia cinetica degli ioni) e la possibilità di diminuire al minimo gli effetti di bordo



La tensione di soglia: ruolo di Cox

Un ruolo importante nella determinazione della tensione di soglia è rivestito dalla capacità dell'ossido.

Più l'ossido è spesso e minore è la capacità, ragion per cui **le regioni del chip esterne** alla regione in cui viene fabbricato un mosfet vengono sempre **ricoperte da uno strato di ossido sufficientemente spesso** da garantire che le tensioni presenti sulle piste metalliche che ne percorrono la superficie non possano accidentalmente produrre inversione di popolazione negli strati di silicio sottostanti.



La tensione di soglia: ruolo del substrato V_{BS}

Infine, V_T può essere modificata applicando un'opportuna tensione al substrato (a condizione che sia contattabile).

Necessariamente, la tensione applicata al substrato ($B = \text{Bulk}$), come sempre riferita al Source (V_{BS}), deve essere tale da non mandare in diretta le due giunzioni pn formate rispettivamente con Source e Drain.

In un MOSFET a canale n, di solito viene applicata al bulk la più bassa tra le tensioni applicate agli altri terminali (ovvero tensioni ≤ 0), mentre in uno a canale p la tensione più alta (ovvero tensioni ≥ 0).

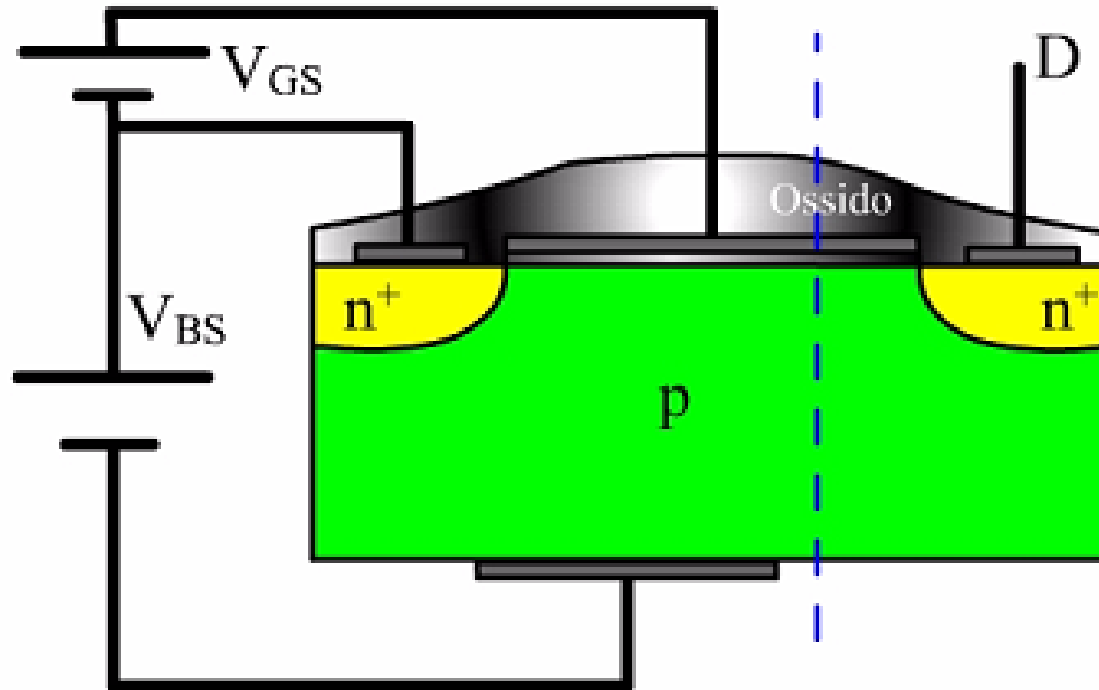
La tensione di soglia

Ma variando nel range permesso la tensione di bulk si va in realtà a modificare localmente il potenziale del semiconduttore

In sostanza si portano più in inversa le giunzioni di source e drain, quindi ampliando (a parità di tutte le altre tensioni applicate al sistema) la regione di svuotamento che circonda le diffusioni di source e drain.

La tensione di soglia

Fissiamo la nostra attenzione su come è fatto il dispositivo



La tensione di soglia

Supponiamo che inizialmente $V_{BS} = 0$ e sia V_{GS} tale da indurre nel semiconduttore la zona di inversione.

Questo significa che all'interfaccia tra semiconduttore e ossido ci sarà un certo valore di potenziale, $\psi_x (> 2\psi_B)$, che assicura lo stato di inversione del semiconduttore.

Se ora applichiamo $V_{BS} < 0$, risulta che al source ci sia un potenziale positivo rispetto al bulk

ovvero attrattivo per gli elettroni del canale, che possono uscire dal canale e riversarsi nel contatto di source.

Perciò, pur non essendo variato V_{GS} , il canale si trova “meno in inversione” rispetto al caso $V_{BS} = 0$

La tensione di soglia

Per ripristinare la situazione iniziale occorre perciò aumentare V_{GS} .

Di quanto?

Per capirlo possiamo ragionare in questo modo:

Quando si applica V_{GS} al gate, **si induce sul gate una carica positiva** che viene **compensata dalla carica negativa del semiconduttore**, contenuta in parte nel canale (costituita da elettroni) e in parte nella regione svuotata (costituita da ioni accettori).

Applicando V_{BS} si aumenta la carica della regione svuotata a spese della carica del canale

La carica di gate da compensare rimane la stessa!!

Perciò attraverso l'espressione della carica indotta nella regione di svuotamento in funzione della tensione, si può risalire al nuovo valore della tensione di soglia.

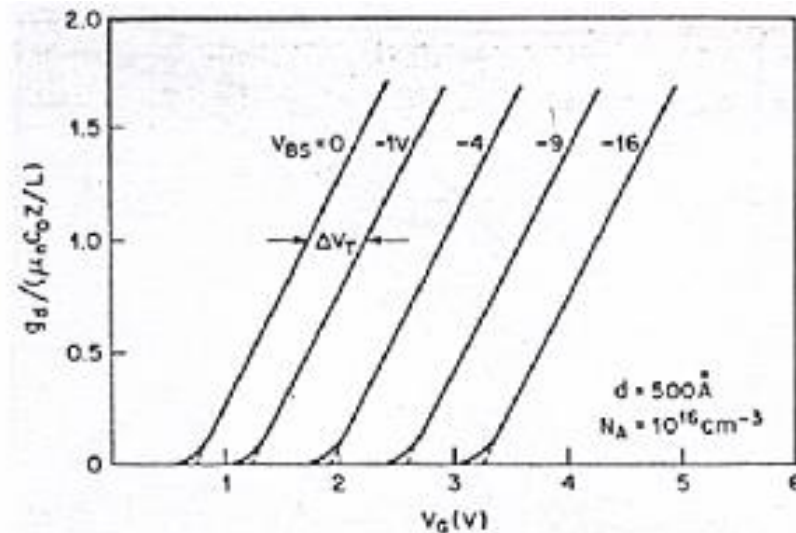
La tensione di soglia con $V_{BS} \neq 0$

$$Q_B = -\sqrt{2q\epsilon_S N_A (2\psi_B - V_{BS})}$$

$$V_{T0} = \frac{\sqrt{2q\epsilon_S N_A (2\psi_B)}}{C_{ox}}$$

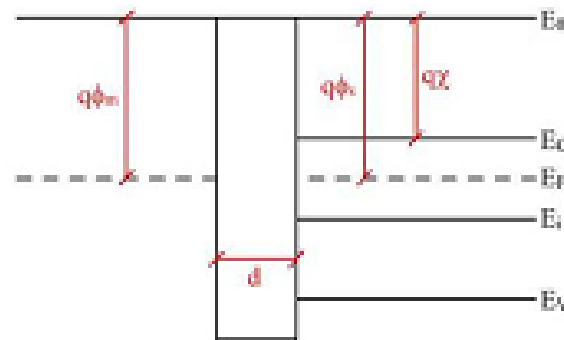
$$V_{T1} = \frac{\sqrt{2q\epsilon_S N_A (2\psi_B - V_{BS})}}{C_{ox}}$$

$$\Delta V_T = V_{T1} - V_{T0} = \frac{\sqrt{2q\epsilon_S N_A}}{C_{ox}} (\sqrt{2\psi_B - V_{BS}} - \sqrt{2\psi_B})$$

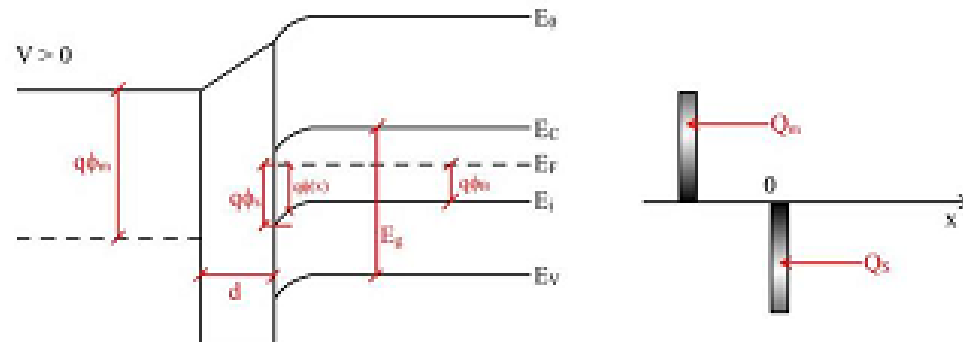


MOS con semiconduttore di tipo n

Partendo sempre dalla condizione di banda piatta, consideriamo i vari casi di polarizzazione.

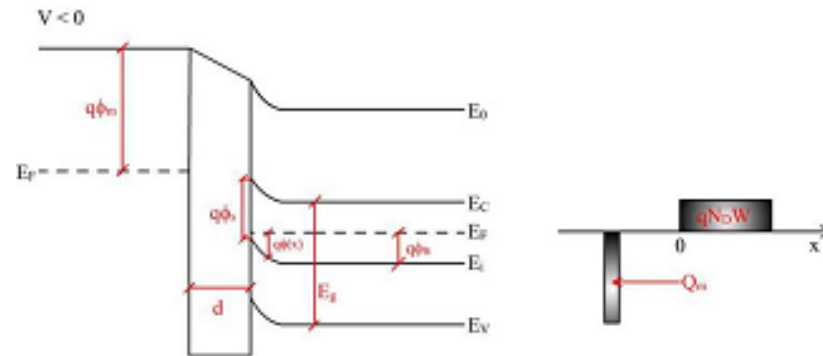


Se applichiamo una tensione positiva utilizzando la convenzione di prima, le bande si distorcono verso il basso, per cui si ha un accumulo di elettroni ($E_i - E_F$ aumenta).

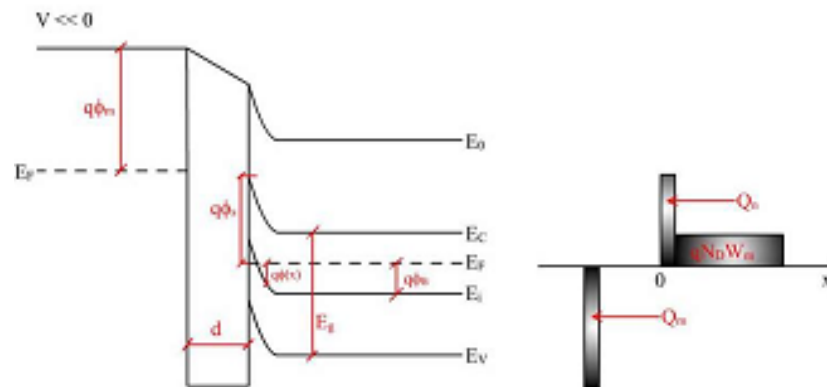


MOS con semiconduttore di tipo n

Se applichiamo una tensione negativa (ma non troppo), la distorsione delle bande è tale che $n_s < n_{\text{bulk}}$, per cui ci si trova in condizione di svuotamento



Se aumentiamo la tensione negativa, otteniamo anche in questo caso la condizione di inversione di popolazione $p_s > n_s$



Il PMOS con $V_{FB} \neq 0$

$$V_T = -\frac{\sqrt{2\varepsilon_S q N_D (2\psi_B)}}{C_o} - 2\psi_B + \phi_{MS}$$

In generale abbiamo:

$$V_T = -\frac{\sqrt{2\varepsilon_S q N_D (2\psi_B)}}{C_o} - 2\psi_B + V_{FB}$$

$$V_T = -\frac{\sqrt{2\varepsilon_S q N_D (2\psi_B)}}{C_o} - 2\psi_B + \left[\phi_{MS} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} \frac{x}{d_{ox}} \right]$$

Il PMOS con $V_{FB} \neq 0$ e $V_{BS} \neq 0$

In un MOSFET a canale p, di solito viene applicata al bulk la più alta tra le tensioni applicate agli altri terminali ovvero tensioni ≥ 0

Al source ci sia un potenziale negativo rispetto al bulk

attrattivo per le lacune del canale, che possono uscire dal canale e riversarsi nel contatto di source.

Perciò, pur non essendo variato V_{GS} , il canale si trova “meno in inversione” rispetto al caso $V_{SB} = 0$

$$\Delta V_T = -\frac{\sqrt{2q\epsilon_s N_D}}{C_{ox}} (\sqrt{2\psi_B - V_{SB}} - \sqrt{2\psi_B})$$

$$V_{T1} = V_{T0} - \frac{\sqrt{2q\epsilon_s N_D}}{C_{ox}} (\sqrt{2\psi_B - V_{SB}} - \sqrt{2\psi_B})$$

Il PMOS con $V_{FB} \neq 0$

$$I_D = -\frac{Z\mu_n}{L} C_{ox} [V_G - V_T] V_D$$

Regione lineare

$$V_{GS} < V_T$$

$$V_{DS} > V_{DSat}$$

$$I_D = -\frac{Z\mu_n}{2L} C_{ox} (V_G - V_T)^2$$

Regione saturazione

$$V_{GS} < V_T$$

$$V_{DS} < V_{DSat}$$

Sto considerando grandezze negative!

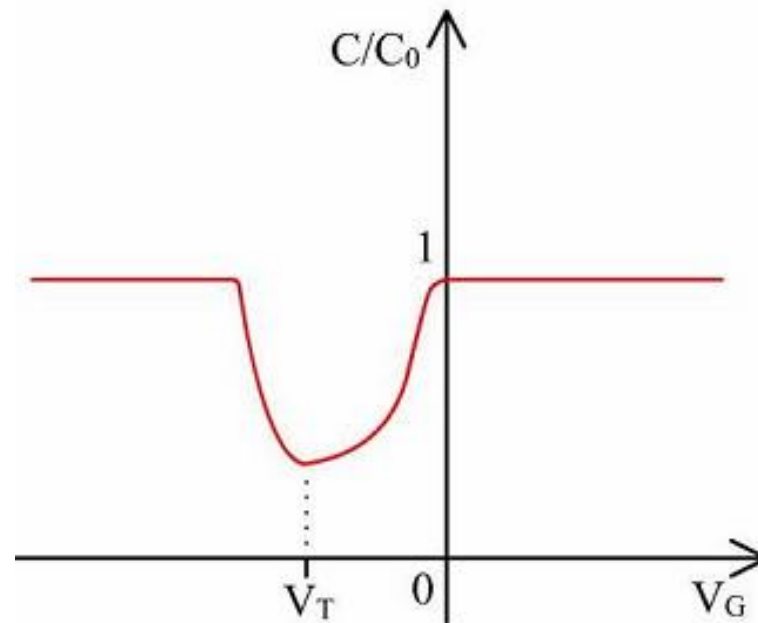
Se le considero in valore assoluto le disequazioni si invertono

Capacità nel PMOS

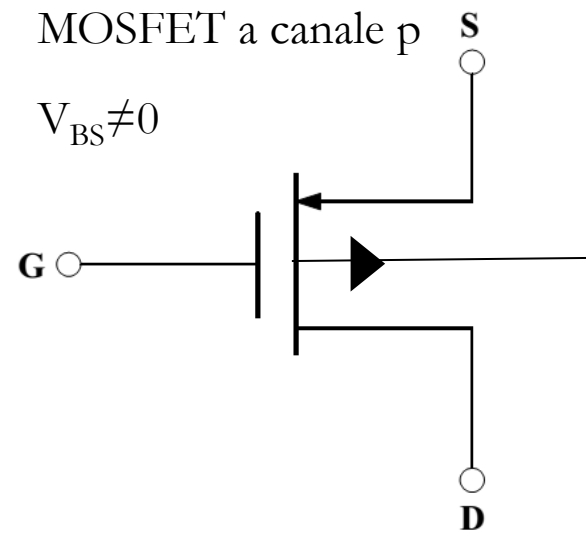
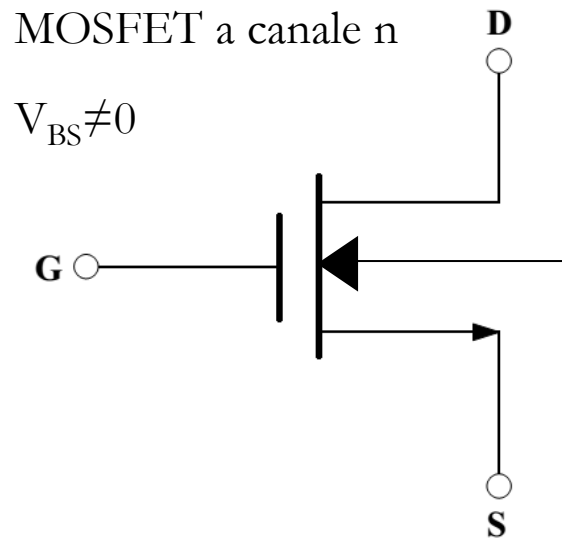
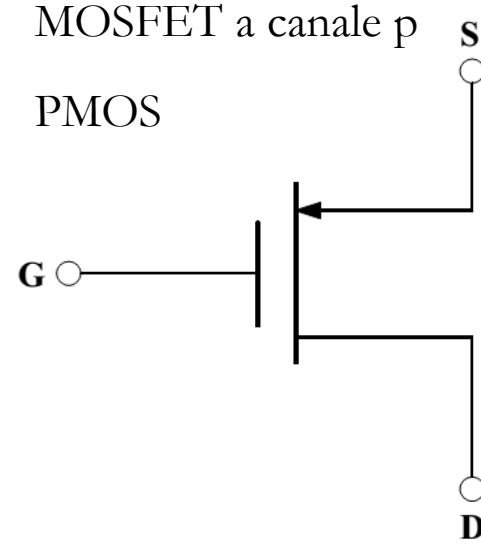
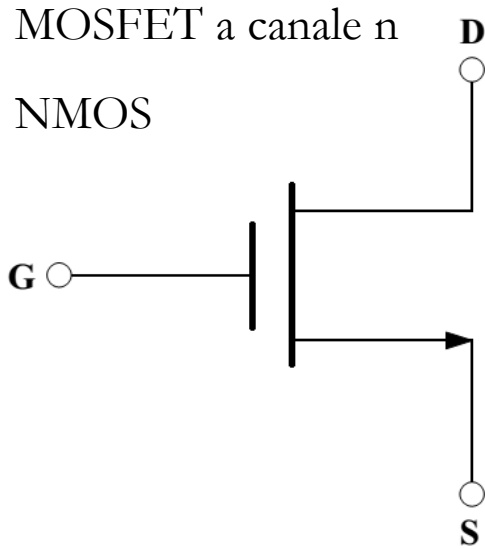
la curva di capacità, sarà esattamente **opposta rispetto al caso precedente**.

Avremo un andamento costante di capacità per tensioni positive ($C=C_0$), per cominciare a diminuire per tensioni negative, quando si ha svuotamento, fino ad un valore minimo

Quando avviene l'inversione di popolazione, si ha un nuovo aumento della capacità, che tende, ad attestarsi nuovamente al valore di capacità dell'ossido



MOSFET simboli circuitali



Il MOSFET: modelli equivalenti per piccoli segnali

Modelli equivalente di piccolo segnale

Supponiamo di applicare un piccolo segnale al nostro MOSFET (a canale n)

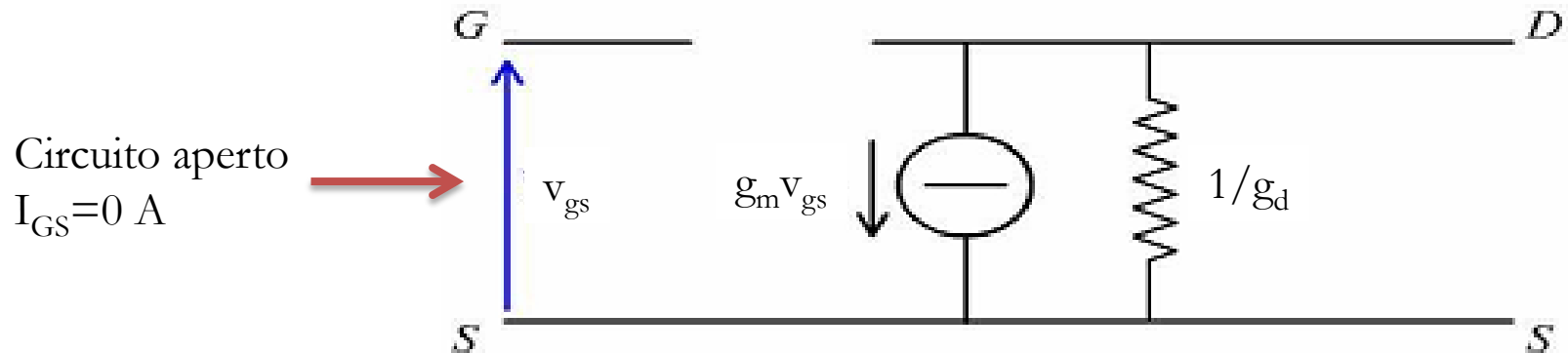
$$I_{DS} + i_{ds} = i_{DS}(V_{GS} + v_{gs}, V_{DS} + v_{ds})$$

Sviluppiamo in serie di Taylor troncando al primo termine

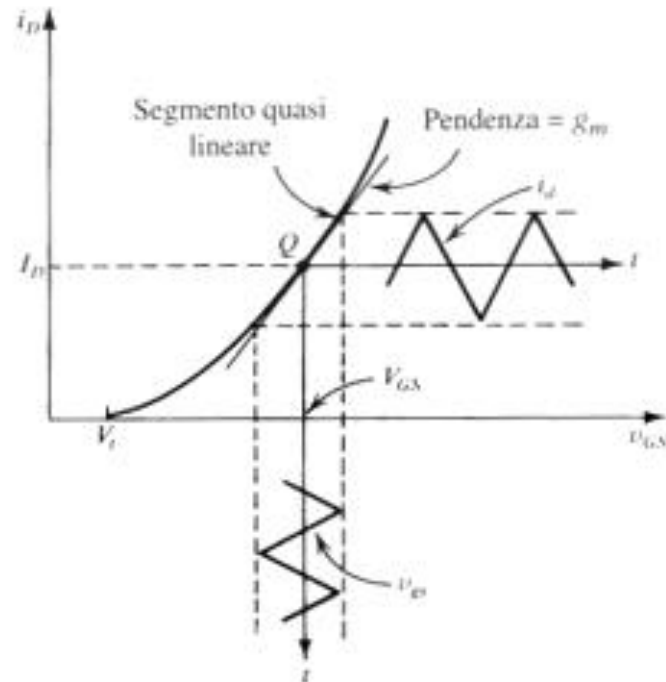
$$I_{DS} + i_{ds} = i_{DS}(V_{GS}, V_{DS}) + v_{gs} \left. \frac{di_{DS}}{dV_{GS}} \right|_Q + v_{ds} \left. \frac{di_{DS}}{dV_{DS}} \right|_Q$$

Transconduttanza g_m conduttanza g_d

differenziali

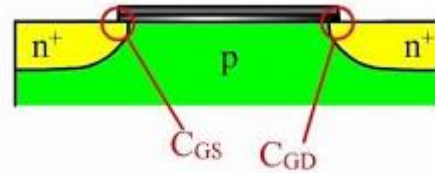


Modelli equivalente di piccolo segnale



- : Interpretazione grafica del funzionamento del MOSFET ad arricchimento ai piccoli segnali: g_m è uguale alla pendenza della caratteristica $i_D - V_{GS}$ nel punto di lavoro.

Modelli equivalenti per il MOSFET



Uno dei problemi da considerare sono le possibili **sovrapposizioni tra il contatto di gate e le diffusioni di Source e Drain**, che generano degli effetti di capacità parassita che si traducono nei corrispondenti componenti del circuito equivalente.

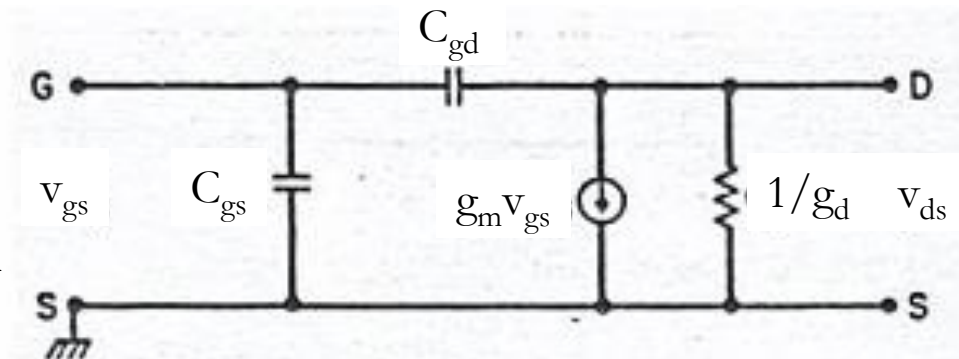
In particolare, C_{GD} genera un percorso di ritorno tra uscita e ingresso che modifica l'idealità della risposta in frequenza del dispositivo

C_{gs} e C_{gd}

Trascurabili per basse frequenze

Una capacità a bassa frequenza non genera correnti apprezzabili

Circuito aperto



Il MOSFET come amplificatore

Lo studio del comportamento in frequenza risulta utile per stabilire quale è **l'effetto di amplificazione tra ingresso e uscita** prodotto dal dispositivo:

Dal circuito equivalente si ha infatti che le correnti di ingresso (valutata con l'uscita cortocircuitata) e di uscita (valutata con l'ingresso cortocircuitato) sono: i_{in} , i_{out}

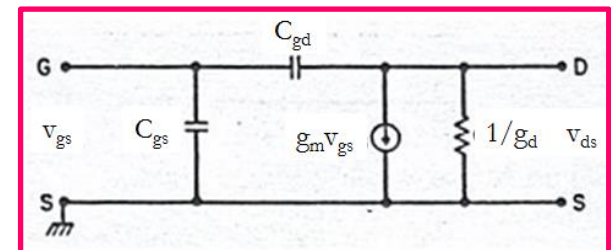
$$\tilde{i}_{in} = j\omega(C_{GS} + C_{GD})\tilde{V}_{in}$$

$$\tilde{i}_{out} = g_m \tilde{V}_{in}$$

$$\left| \frac{\tilde{i}_{out}}{\tilde{i}_{in}} \right| = \frac{g_m \tilde{V}_{in}}{\omega(C_{GS} + C_{GD})\tilde{V}_{in}} = \frac{g_m}{\omega(C_{GS} + C_{GD})}$$

Due condensatori in parallelo
 $I/V = j\omega C_{eq}$

$$V_{in} = V_{gs}$$



Modelli equivalenti per il MOSFET

Il rapporto ottenuto dipende dalla frequenza.

Si definisce una **frequenza di taglio** in corrispondenza della quale il rapporto vale 1 e l'uscita non risulta quindi più amplificata rispetto all'ingresso.

$$\frac{\overset{\approx}{\dot{i}}_{out}}{\underset{\approx}{\dot{i}}_{in}} = \frac{g_m}{\omega(C_{GS} + C_{GD})} = 1$$

$$\omega_T = \frac{g_m}{(C_{GS} + C_{GD})}$$

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{GS} + C_{GD})}$$

Modelli equivalenti per il MOSFET

Perciò, per massimizzare f_T , occorre cercare di minimizzare la capacità vista dalla maglia di ingresso (schematizzata con i due contributi C_{GD} e C_{GS}).

L'origine fisica della capacità complessiva vista all'ingresso è data dalla capacità dell'ossido, in parallelo con le eventuali sovrapposizioni tra il gate e le altre due diffusioni.

Perciò, **è opportuno cercare di evitare questi contributi parassiti e allineare** perfettamente il gate alle diffusioni.

In caso di allineamento perfetto, si ha, in zona lineare:

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_G} = \frac{1}{2\pi} \frac{Z}{L} \mu_n C_o V_D \frac{1}{C_o ZL} = \frac{\mu_n V_D}{2\pi L^2} \quad V_D < V_{Dsat}$$

Modelli equivalenti per il MOSFET

Perciò, il criterio pratico per ottenere **frequenze di taglio più alte** possibili, oltre a quello di **minimizzare le sovrapposizioni** (capacità parassite) è quello di cercare di ottenere **alte mobilità** dei portatori nel canale e **canali corti**

Modelli equivalenti per il MOSFET

Per quanto riguarda la capacità ideale di gate, che abbiamo sbrigativamente posto pari alla capacità dell'ossido, dovremmo in realtà ricordare che **la capacità complessiva è in realtà data da una serie di due capacità, quella dell'ossido e quella della regione di svuotamento del semiconduttore.**

Quando il canale è formato la capacità equivalente del sistema risulta in effetti essere coincidente con quella dell'ossido ma se andiamo a vedere la curva capacità-tensione del sistema MOS, potremmo osservare che l'andamento non è uniforme al variare della frequenza

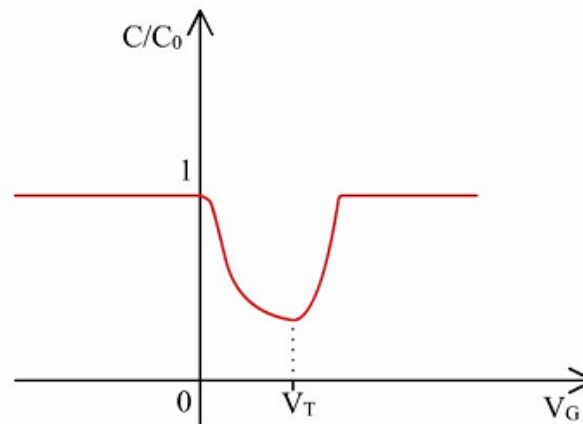
Modelli equivalenti per il MOSFET

Nel caso del MOSFET, invece, la curva capacità – tensione non dipende più dalla frequenza.

La causa di ciò risiede nel fatto che **nel MOSFET gli elettroni che vanno a formare il canale non provengono dalla regione di bulk, ma dalle due diffusioni n+ di source e drain.**

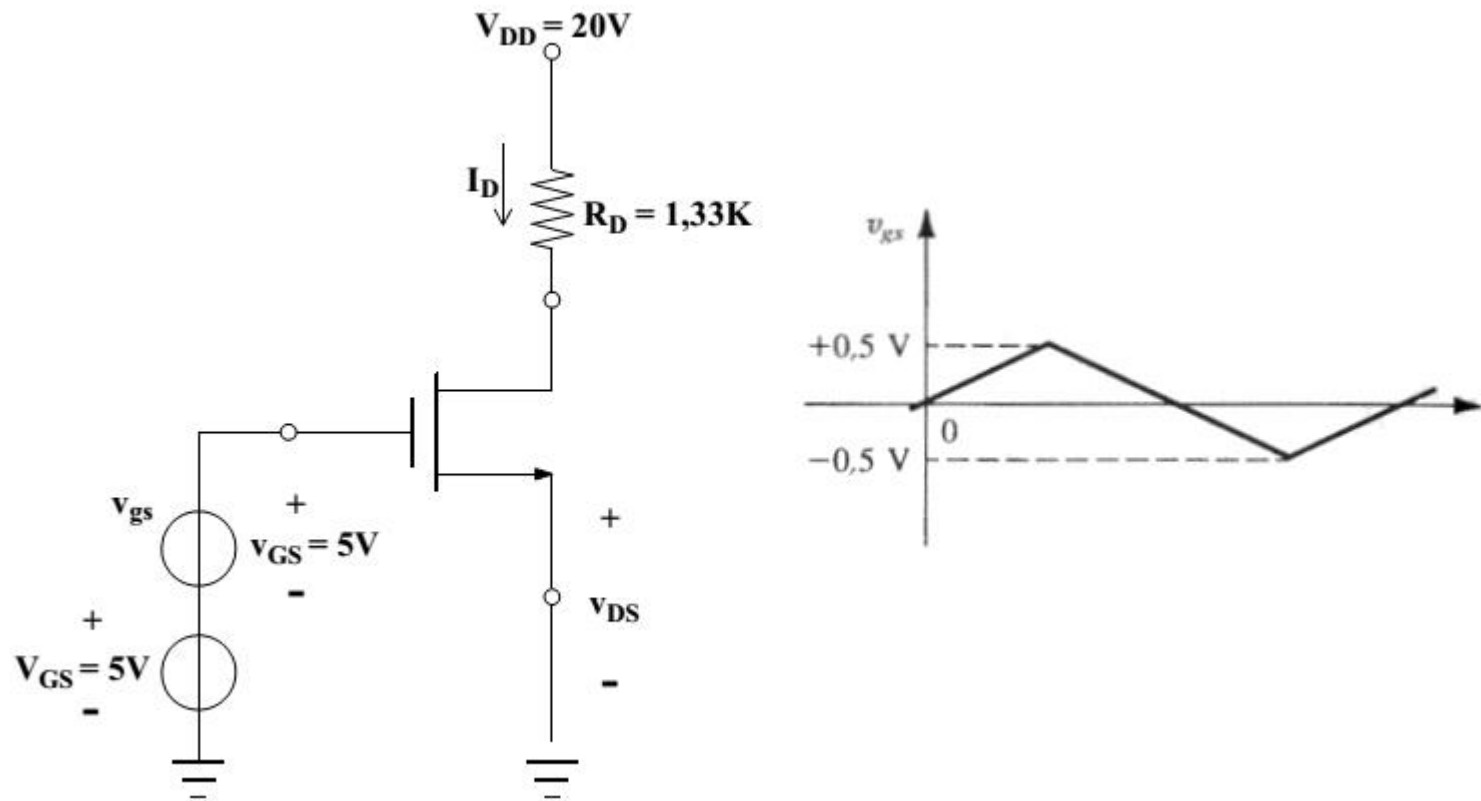
Perciò, gli elettroni provengono da regioni in cui sono maggioritari e non risentono di fenomeni “lenti” che ne rendano non istantanea la risposta dei portatori alle variazioni di tensione.

Corrispondentemente, la curva capacità – tensione di un MOSFET coincide con la curva a bassa frequenza del MOS.



MOSFET come amplificatore

Il MOSFET è alimentato da un tensione costante $V_{GS} = 5V$ alla quale è sovrapposto un piccolo segnale $v_{gs} = 0.5 V$



MOSFET come amplificatore

al Gate complessivamente giunge una tensione istantanea pari a:

$$V_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$$

applicando le leggi di Kirchoff alla maglia si ricava che:

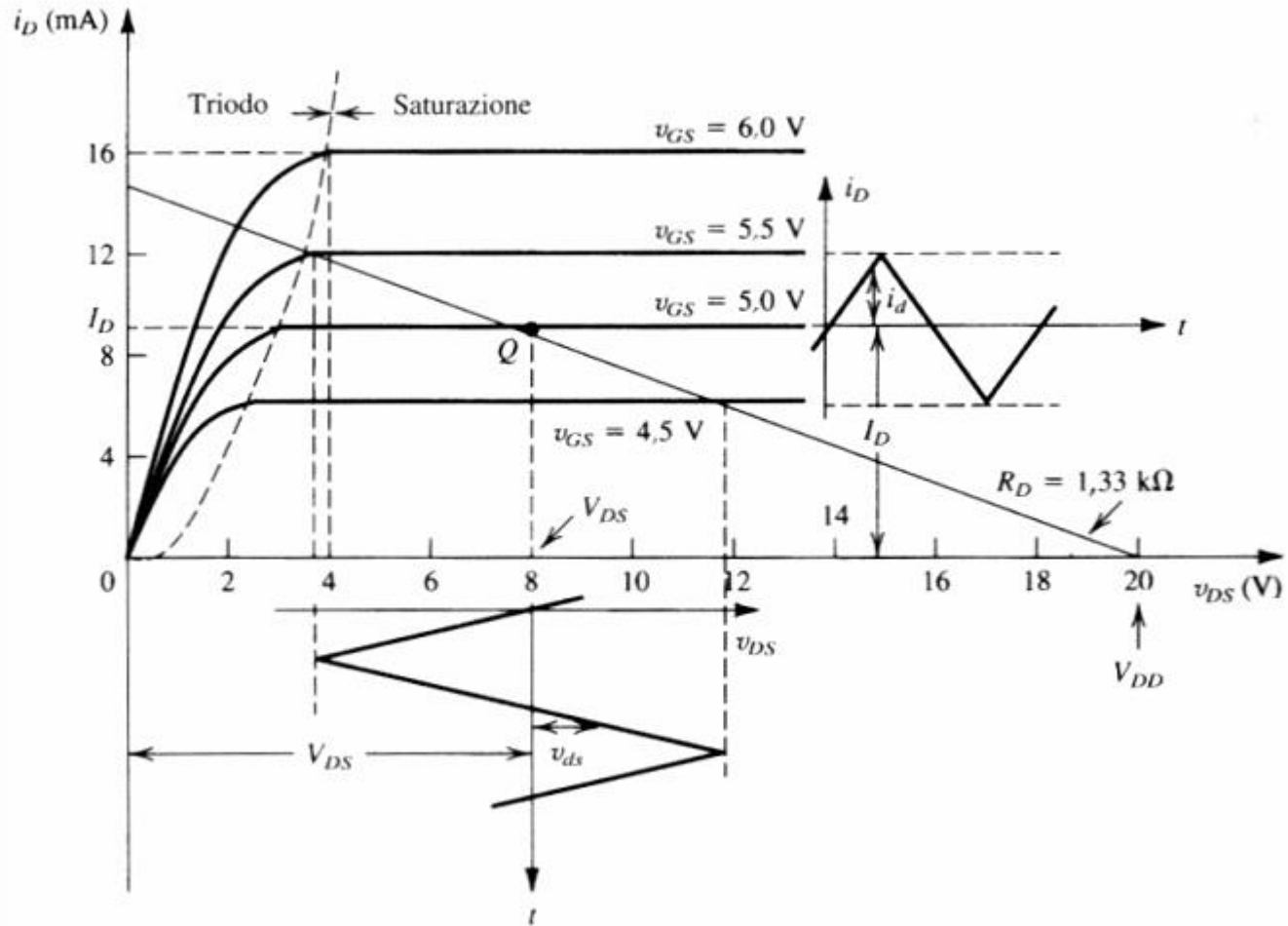
$$V_{DS} = V_{DD} - R_D i_D$$

$$i_D(t) = \frac{V_{DD}}{R_D} - \frac{v_{DS}(t)}{R_D}$$

Questa espressione sul piano risulta essere una retta che chiameremo retta di carico

Il punto di intersezione fra la retta di carico e la caratteristica scelta è il punto di lavoro (bias point)

MOSFET come amplificatore



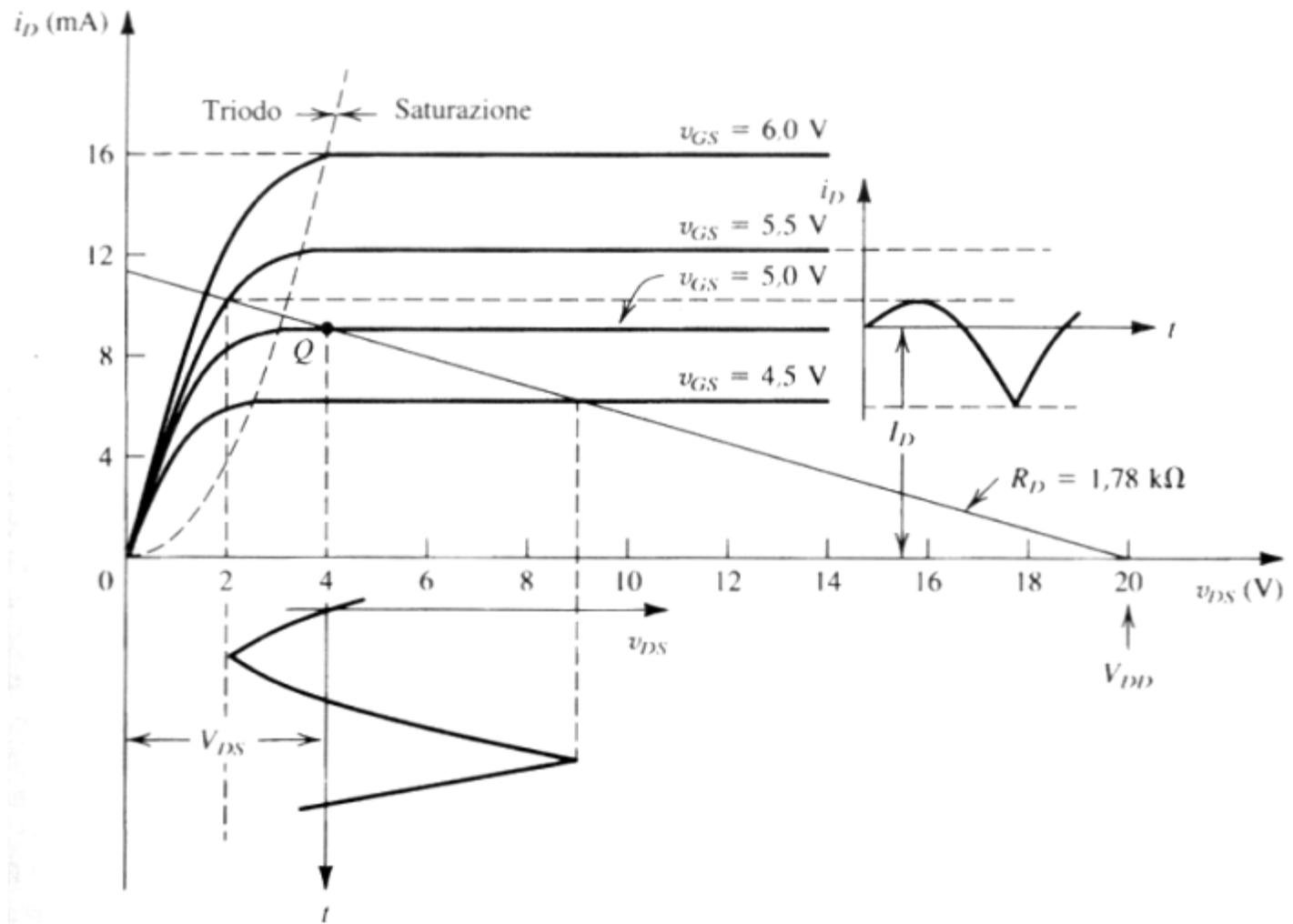
MOSFET come amplificatore

Quando si applica l'onda triangolare v_{gs} , il punto di lavoro si muove da Q sulla retta di carico seguendo l'andamento della tensione complessiva al Gate v_{GS} che, come sappiamo, è la somma della tensione di polarizzazione in continua e del segnale V_{gs} .

Sul terminale di uscita (Drain) si ritroverà una componente di corrente statica I_D e una variabile i_D che ricopierà quella di ingresso, in generale con ampiezza e fase diversa, nel nostro caso l'ampiezza è otto volte maggiore del segnale di ingresso.

Come si nota **il comportamento del FET è pressoché lineare nella zona di saturazione, non lo è assolutamente in triodo o in interdizione** quindi per non introdurre distorsioni **è necessario che il punto di lavoro di riposo Q sia ben centrato nella zona di saturazione.**

MOSFET come amplificatore



Modelli equivalenti per il MOSFET

Consideriamo la caratteristica di uscita di un MOSFET a canale n ad arricchimento.

Per lavorare nella regione di triodo, occorre prima indurre un canale, applicando una tensione di gate superiore alla tensione di soglia e poi occorre mantenere V_{DS} abbastanza piccolo da non indurre lo strozzamento del canale, ovvero:

$$V_{DS} < V_{DSsat} = V_G - V_T$$

$$I_{DS} = k[2(V_{GS} - V_T)V_{DS} - V_{DS}^2]$$

$$k = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{Z}{L}$$

Modelli equivalenti per il MOSFET

In saturazione:

$$V_{GS} > V_T$$

$$V_{DS} > V_{GS} - V_T$$

$$I_{DS} = k(V_{GS} - V_T)^2$$

