

# 3

## I TRANSISTORI

### **3.1**     *Introduzione*

### **3.2**     *Il transistor bipolare a giunzione - BJT*

3.2.1 Il principio di funzionamento

3.2.2 La corrente di Collettore

3.2.3 La corrente di Base

3.2.4 I simboli circuitali ed il funzionamento in zona attiva

3.2.5 Le curve caratteristiche

3.2.6 La transconduttanza

3.2.7 Effetto Early e resistenza di Collettore

### **3.3**     *Il transistor MOSFET*

3.3.1 Condizione di inversione e tensione di soglia

3.3.2 Resistore variabile

3.3.3 Pinch-off del canale ed effetto transistor

3.3.4 Modulazione della corrente con la tensione di Gate

3.3.5 Le curve caratteristiche dei MOSFET ad arricchimento

3.3.6 I simboli circuitali

3.3.7 La transconduttanza

3.3.8 Tensione di Early del MOSFET

### 3.1 INTRODUZIONE

In poco meno di un decennio, verso la fine degli anni Quaranta, la ricerca sui dispositivi a semiconduttore fece un grande balzo in avanti, passando dai semplici diodi rettificatori con ossidi di metalli, utilizzati ad esempio nei sistemi radar messi a punto proprio negli anni precedenti, all'invenzione dei transistori a semiconduttore. Benché dietro allo sforzo scientifico che ha portato alla invenzione dei nuovi dispositivi ci fosse una motivazione applicativa (l'idea di voler sostituire gli interruttori meccanici delle centraline telefoniche con interruttori comandati più piccoli e più affidabili basati su principi *elettronici*), gran parte delle idee innovative furono il frutto dell'entusiasmo e delle fini capacità speculative di un gruppo di ricercatori della società dei telefoni americana: la *Bell Telephone*.

La prima conferma sperimentale della possibilità di ottenere un'amplificazione del segnale in un dispositivo a semiconduttore fu ottenuta il 16 dicembre 1947, quando John Bardeen e Walter H. Brattain fecero funzionare il primo transistor: il transistor con contatti a punte metalliche. Il dispositivo era formato da un cristallo di germanio drogato  $n$  (Base) e da due contatti d'oro molto vicini tra di loro (Emettitore e Collettore). Collegando al Collettore un carico, i due ricercatori dimostrarono che variando la corrente al terminale di Base si riusciva ad ottenere una proporzionale variazione del potenziale del Collettore. Poiché il rapporto tra la variazione di potenziale del Collettore e la variazione della corrente di Base ha le dimensioni di una resistenza, gli autori descrissero il dispositivo come "transfer resistor" e coniarono il termine *transistor*. Il 23 dicembre 1947 i risultati degli esperimenti svolti furono comunicati alla direzione dei laboratori. Questa è la data universalmente considerata come data di nascita del transistor.

Ma fu un altro ricercatore dei laboratori Bell, il fisico William Shockley, a legare il proprio nome indissolubilmente ai dispositivi a semiconduttore. Si devono a lui infatti i maggiori meriti nello studio e comprensione dei singoli aspetti fisici del funzionamento del transistor:

- (i) - l'iniezione dei portatori *minoritari* nelle giunzioni  $pn$ ;
- (ii) - il trasporto per diffusione che essi subiscono nella zona neutra, idea influenzata dai suoi studi con E. Fermi nel 1940 sulla diffusione dei neutroni nella grafite;
- (iii) - la rappresentazione a bande dei semiconduttori e l'introduzione del quasi-livello di Fermi (*imref*);
- (iv) - l'estendersi delle regioni svuotate nelle giunzioni polarizzate inversamente.

I risultati del suo studio ed una messe di idee innovative sono riassunti in cinque pagine del suo quaderno di laboratorio del 23 gennaio 1948. Nello scritto sono puntualizzati in forma chiara tutti gli aspetti del funzionamento del *transistore bipolare a giunzione*. Il testo costituì la base per la stesura del brevetto, presentato il 26 giugno 1948 e accettato il 25 settembre 1951 (U.S. Patent 2.569.347). A causa

delle difficoltà tecnologiche che allora esistevano nelle tecniche di crescita e di drogaggio dei cristalli semiconduttori, si dovette attendere più di un anno prima che un dispositivo con tutte e sole giunzioni  $pn$  dimostrasse sperimentalmente la correttezza dei meccanismi di funzionamento ipotizzati.

Anche l'invenzione del transistor unipolare ad effetto di campo si deve a W. Shockley. L'idea di usare un campo elettrico esterno perpendicolare alla superficie del semiconduttore per controllare la densità dei portatori nel semiconduttore in prossimità della superficie fu infatti oggetto dei suoi studi fin dal 1943. Tuttavia la difficoltà di realizzare dispositivi in cui l'idea di principio non fosse mascherata da fenomeni fisici parassiti, non permise reali approfondimenti fino al 1952, quando pubblicò la proposta di un *transistore ad effetto di campo a giunzione*, con struttura concettualmente simile a quella di un moderno FET come quello nella Fig.3.7, corredandola di uno studio approfondito del suo funzionamento. A questo scritto fece seguito, pochi mesi dopo, la conferma sperimentale delle proprietà descritte.

I *transistori MOSFET* dovettero invece attendere l'inizio degli anni Sessanta prima di essere realizzati, a causa della notevole dipendenza del loro funzionamento dalla qualità del cristallo usato e dalle caratteristiche della interfaccia ossido-semiconduttore. Alla loro realizzazione hanno contribuito gli sforzi di diversi laboratori di ricerca e di numerosi scienziati di differenti Università.

W. Shockley, W. H. Brattain e J. Bardeen vennero insigniti, per le loro invenzioni, del Premio Nobel per la Fisica nel 1956.

## 3.2 IL TRANSISTORE BIPOLARE A GIUNZIONE - BJT

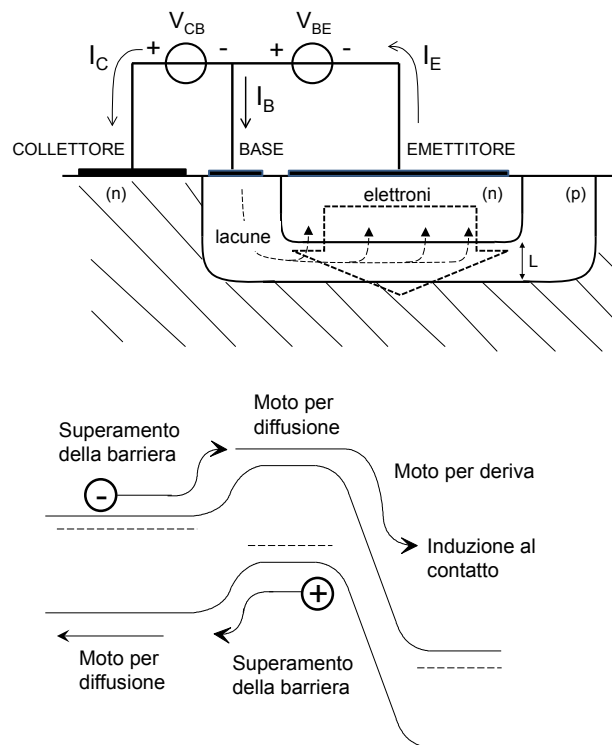
### 3.2.1 Il principio di funzionamento

Il transistor bipolare a giunzione (BJT - *Bipolar Junction Transistor*) è un dispositivo costituito da tre zone di semiconduttore contigue, chiamate **Emettitore**, **Base** e **Collettore**, in cui quella centrale è drogata di segno opposto alle altre due in modo da formare due giunzioni  $pn$ , una tra Emettitore e Base e l'altra tra Base e Collettore. Ognuna delle 3 zone di semiconduttore è collegata ad un proprio elettrodo metallico tramite un contatto Ohmico in modo da poter applicare localmente la tensione e raccogliere la corrente. Nel funzionamento normale del BJT, la giunzione Emettitore-Base è polarizzata direttamente e quella Base-Collettore è polarizzata inversamente.

Il principio di funzionamento di un transistor  $nnp$  è illustrato nella Fig.3.1 in cui è riportata la sezione di un dispositivo realizzato con tecnologia planare. Gli elettroni, iniettati nella Base dalla giunzione Emettitore-Base polarizzata direttamente, diffondono verso la giunzione di Collettore (dall'alto verso il basso

nella sezione). Se lo spessore della Base neutra,  $L$ , è molto più piccolo della lunghezza di diffusione degli elettroni, la quasi totalità degli elettroni iniettati raggiunge la giunzione Base-Collettore. Essendo questa giunzione polarizzata inversamente, il campo elettrico nella sua regione svuotata è tale da continuare a favorire il moto degli elettroni e trascinarli effettivamente nel Collettore. Nella sezione della Fig.3.1 il Collettore è costituito da tutta la regione tratteggiata: essendo essa drogata, può essere considerata tutta conduttiva e quindi gli elettroni raccolti al Collettore sono immediatamente disponibili al contatto di Collettore in superficie. In un buon transistor bipolare, quindi, il flusso di elettroni raccolti al Collettore (che definisce la corrente  $I_C$ ) è praticamente uguale al flusso di elettroni partiti dall'Elettore.

Questo movimento degli elettroni dall'Elettore al Collettore può anche essere illustrato facendo riferimento ai diagrammi energetici lungo le giunzioni (Fig.3.1 in basso). La polarizzazione diretta,  $V_{BE}$ , della giunzione Base-Elettore causa un corrispondente abbassamento della barriera energetica vista dagli elettroni



**Fig. 3.1** Percorsi dei singoli portatori (elettroni e lacune) sia nella sezione che nel diagramma a bande di energia potenziale di un transistor npn prototipo.

che si trovano nell'Emettitore. Essi, quindi, sono iniettati nella regione di Base. Essendo questa una zona drogata, essa è conduttiva e pertanto non vi è lungo di essa una caduta di potenziale significativa, come messo in luce dalla costanza del livello di energia nel grafico. Essendo il campo elettrico quasi inesistente, nella Base i portatori iniettati dall'Emettitore si muovono per diffusione, stimolati cioè dal gradiente di concentrazione lungo l'asse Emettitore-Collettore (tanti elettroni nella parte di Base adiacente all'Emettitore e pochi elettroni nella parte di Base adiacente al Collettore). Alla giunzione Base-Collettore infatti, come già accennato, gli elettroni sentono la ulteriore diminuzione dell'energia potenziale, dovuta alla polarizzazione inversa,  $V_{CB}$ , che li trascina via dalla Base dentro nel Collettore, dove diventano maggioritari così da indurre immediatamente il segnale nel filo esterno di contatto del Collettore.

La diminuzione della barriera di energia tra Emettitore e Base consente contemporaneamente anche alle lacune maggioritarie della Base di essere iniettate dalla Base nell'Emettitore. Quando in Emettitore, le lacune si trovano ad essere minoritarie in una zona altamente drogata (e quindi senza presenza di campo elettrico come è effettivamente l'Emettitore) e si muoveranno per diffusione (al lato verso la Base le lacune sono tante, al lato verso il contatto ohmico esterno la densità è prossima a zero) attraverso l'Emettitore fino a concludere il loro moto al contatto di Emettitore, inducendo un ugual segnale sul filo del contatto. Ad ogni lacuna iniettata dalla Base nell'Emettitore corrisponde una lacuna richiamata dal filo di contatto nella Base per conservare la neutralità elettrica della regione di Base, dando luogo a quella che chiameremo **corrente di Base**,  $I_B$ . Poiché normalmente l'Emettitore è molto più drogato della Base, il flusso di portatori ( $I_B$ ) iniettati dalla Base verso l'Emettitore è molto minore del flusso ( $I_C$ ) di elettroni iniettati dall'Emettitore verso la Base che poi raggiungono il Collettore.

Tra le correnti ai morsetti del dispositivo vale quindi la seguente relazione di bilancio:

$$I_E = I_C + I_B \quad (3.1)$$

Per quanto visto, il rapporto  $I_C/I_E$  ha un valore molto vicino all'unità ed è indicato con il simbolo  $\alpha$

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} \quad (3.2)$$

Esso rende conto del trasporto principale di portatori lungo la direttrice Emettitore-Collettore del transistor.

Il rapporto tra la corrente di Collettore e la corrente di Base rende conto invece del guadagno di corrente del transistor bipolare ed è indicato con il simbolo  $h_{FE}$  oppure  $\beta$  :

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \quad (3.3)$$

In commercio si trovano transistori con valori di  $\beta$  compresi tra 10 (transistori di potenza) e 5000 (transistori di segnale a superbeta). Normalmente sono impiegati transistori con  $\beta=100\div400$ . Da ultimo, in base alla (3.2) e ricordando la definizione di  $\alpha$  è facile ricavare che  $\beta=\alpha/(1-\alpha)$  e  $\alpha=\beta/(\beta+1)$ . Se  $\beta=100$  si ha  $\alpha=0.99$ .

### 3.2.2 La corrente di Collettore

Per ricavare le relazioni funzionali tra le tensioni applicate ai morsetti del transistore e le correnti circolanti si faccia riferimento alla Fig.3.2 in cui sono riportati i profili di concentrazione degli elettroni nella Base e delle lacune nell'Emettitore di un transistore *npn* quando la giunzione Emettitore-Base è polarizzata in diretta e la giunzione Base-Collettore è polarizzata in inversa, come deve essere nella condizione normale di funzionamento. Trascurando la eventuale (e comunque piccolissima) ricombinazione degli elettroni con le lacune maggioritarie della Base durante il loro moto da Emettitore a Collettore, il profilo della densità di elettroni è rettilineo lungo la Base con:

i) un valore di concentrazione al bordo della giunzione con l'Emettitore pari a:

$$n(0) = \frac{n_i^2}{N_A} e^{V_{BE}/V_{th}} \quad (3.4)$$

dove  $n_i$  è la concentrazione intrinseca e  $N_A$  è la concentrazione dei droganti accettori nella Base;

ii) un valore di concentrazione all'estremità della Base verso il Collettore quasi nulla, perché gli elettroni vengono trascinati via verso il Collettore dal campo elettrico della giunzione polarizzata inversamente.

La corrente di Collettore è pari alla corrente di diffusione degli elettroni nella Base e quindi è proporzionale alla pendenza del loro profilo  $n(x)$  secondo la relazione:

$$I_C = qAD_n \frac{dn(x)}{dx}$$

dove  $A$  è la sezione del dispositivo e  $D_n$  è il coefficiente di diffusione degli elettroni. Sostituendo si ottiene:

$$I_C = qAD_n \frac{n_i^2}{W_B N_A} e^{V_{BE}/V_T} = I_S e^{V_{BE}/V_T} \quad (3.5)$$

dove  $W_B$  è la lunghezza della zona neutra della Base. La relazione (3.5) ci dice che al variare della tensione diretta  $V_{BE}$  del transistore, la corrente di Collettore varia

seguendo la legge esponenziale tipica del diodo Emettitore-Base. Per come abbiamo ricavato la (3.5), essa ci dice anche un'altra cosa fondamentale e cioè che la corrente  $I_C$  è sostanzialmente indipendente dal valore della tensione del Collettore: infatti, al variare della tensione  $V_{BC}$  inversa varia l'entità del campo elettrico nella regione svuotata tra Base e Collettore ma non modifica la capacità di raccolta degli elettroni da parte del Collettore stesso.

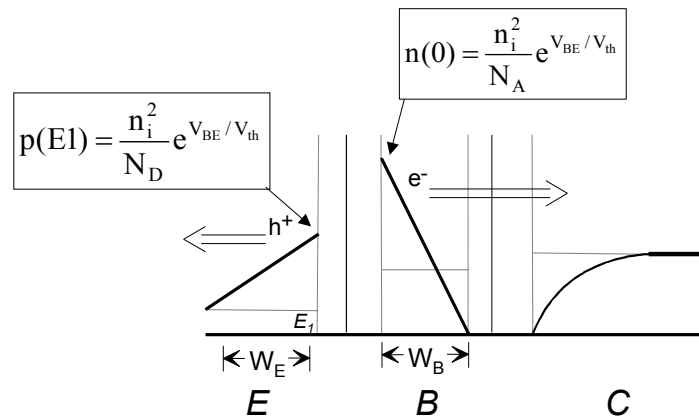
Si noti come la corrente  $I_S$ , detta **corrente di saturazione inversa**, sia proporzionale all'area del transistor. Quindi, transistori realizzati con gli stessi processi tecnologici e polarizzati a pari  $V_{BE}$ , conducono correnti proporzionali alle relative aree di Emettitore.

### 3.2.3 La corrente di Base

Come già accennato, contemporaneamente alla iniezione di elettroni dall'Emettitore alla Base, quando si applica una tensione  $V_{BE}$  diretta si ha anche una iniezione di lacune dalla Base nell'Emettitore. La concentrazione di lacune appena entrati in Emettitore ( $E_1$  nella figura) è pari, in analogia con la (3.4), a:

$$p(E_1) = \frac{n_i^2}{N_D} e^{V_{BE}/V_{th}} \quad (3.6)$$

Al contatto metallico di Emettitore invece non ci sarà alcun accumulo di lacune, perché tutte quelle che lì vi giungono vengono subito portate via dal filo del contatto. La distribuzione di lacune lungo l'Emettitore segue quindi il profilo



**Fig. 3.2** Distribuzione della concentrazione dei portatori minoritari in un transistor npn polarizzato in zona attiva diretta.

lineare visibile nella Fig.3.2 e permette di calcolare il valore della corrente di lacune che si sta muovendo per diffusione:

$$I_B = qAD_p \cdot \text{grad}(p(x)) = qAD_p \frac{n_i^2}{W_E N_D} e^{V_{BE}/V_T} = I_K e^{V_{BE}/V_T} \quad (3.7)$$

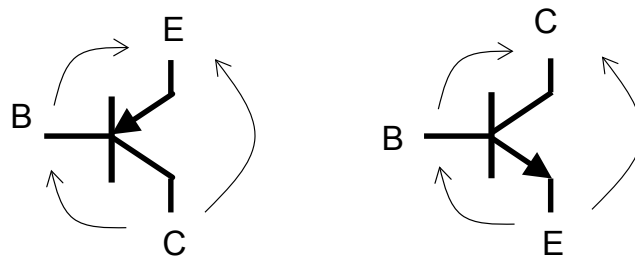
dove  $W_E$  è lo spessore dell'Elettore. Questo contributo costituisce la Corrente di Base,  $I_B$ , del transistor perché le lacune iniettate in Elettore devono essere costantemente rifornite dal contatto metallico della Base. La (3.7) ci mostra che anche la corrente di Base ha un andamento esponenziale con la tensione di comando applicata tra Base ed Elettore,  $V_{BE}$ . Il  $\beta$  del transistor:

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{D_n N_D W_E}{D_p N_A W_B}$$

dipende solo da termini legati alla costruzione, quali dimensioni e drogaggi. Benché ognuno di questi termini può variare molto da lotto a lotto di fabbricazione, il loro rapporto tende ad essere ragionevolmente controllato, per cui il valore di  $\beta$  di transistori dello stesso tipo differisce al più di qualche decina di %.

### 3.2.4 I simboli circuitali ed il funzionamento in zona attiva diretta

Nella Fig.3.3 sono riportati i simboli circuitali dei transistori BJT *pnp* ed *nnp*. La freccia è sempre sul terminale di Elettore ed indica il verso della corrente. In un transistor *pnp* la corrente è equiversa al flusso di lacune dall'Elettore verso il Collettore, mentre in un transistor *nnp* la corrente scorre dal Collettore all'Elettore nel verso opposto all'effettivo flusso di elettroni. Nella figura sono anche indicati i versi delle tensioni tra i terminali quando il dispositivo funziona in **zona attiva diretta** in cui la giunzione Base-Elettore è polarizzata direttamente e la giunzione Base-Collettore è polarizzata inversamente.

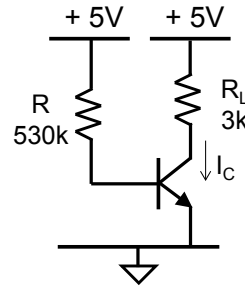


**Fig. 3.3** Simboli circuitali dei transistori bipolari a giunzione: a) *pnp*; b) *nnp*.

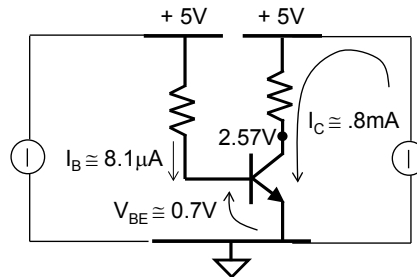


**E 3.1**

Ricavare le tensioni ai capi del transistor collegato come nella figura e le correnti in esso circolanti. Verificare che il transistor effettivamente si trovi a funzionare in zona attiva diretta. Si supponga che il BJT abbia  $\beta=100$ .



La Base è connessa all'alimentazione positiva attraverso un resistore R, per cui la giunzione Base-Elettore è certamente polarizzata direttamente e, come accade ai capi di un semplice diodo, la tensione  $V_{BE}$  si porta a circa 0.7V. La corrente di Base è quindi  $I_B \approx 4.3V/R = 8.1\mu A$  e la corrente di Collettore  $I_C = \beta I_B = 0.81mA$ . Il potenziale del morsetto di Collettore è quindi pari a  $V_C = 5V - 2.43V = 2.57V$ .



È facile verificare che la giunzione Base-Collettore è polarizzata inversamente di  $2.57V - 0.7V = 1.87V$  e che quindi il BJT opera effettivamente in zona attiva diretta. Si noti come una differente scelta del valore di  $V_{BE}$  (ad esempio  $V_{BE} = 0.67V$  o  $V_{BE} = 0.72V$ , perché in effetti esso non ci è rigorosamente noto) non avrebbe condotto ad una valutazione significativamente diversa delle correnti circolanti.

Si supponga ora di far variare il potenziale dell'alimentatore connesso alla resistenza R di Base dell'esercizio precedente. Si pensi di diminuire il valore della tensione erogata da 5V a 4V. La corrente di Base diminuisce da  $8.1\mu A$  a  $6.2\mu A$ . La variazione  $\Delta I_B = 1.9\mu A$  determina una diminuzione  $\beta \Delta I_B = 0.19mA$  della corrente di Collettore ed una diminuzione di  $\beta \Delta I_B R_L = 0.57V$  della caduta di tensione ai capi del resistore di carico. In definitiva la variazione  $\Delta I_B$  determina un aumento del potenziale del nodo di Collettore che passa da 2.57V a 3.14V.

Questo è stato l'effetto inizialmente osservato da J. Bardeen e W. H. Brattain: variando la corrente al morsetto di Base, varia la corrente che fluisce nel circuito principale, costituito dalla maglia che contiene  $R_L$ , il Collettore,

l'Elettore e l'alimentazione da 5V. Il dispositivo attivo si comporta quindi come una valvola in un condotto idrico: la posizione della valvola controlla la portata del condotto principale. In questo caso la variazione della piccola corrente di Base fa variare la corrente ben maggiore che fluisce tra Collettore ed Elettore.

Come variabile di comando del transistor si può anche pensare alla tensione  $V_{BE}$  tra Base e Collettore: variando di poco la tensione  $V_{BE}$  infatti si riesce a variare di molto la corrente  $I_C$  e quindi la tensione  $V_C$ , con un effetto di "amplificazione" molto interessante.

I transistori sono quindi dispositivi con cui si può controllare e modulare la corrente che fluisce tra Elettore e Collettore agendo su un opportuno elettrodo di comando, la Base del BJT. Ai loro morsetti si ha una amplificazione di potenza, nel senso che spendendo una piccola potenza per il controllo si modula l'erogazione di una potenza ben maggiore ai capi del carico.

Si noti come, fissata la corrente che deve fluire in un carico, all'aumentare del  $\beta$  del transistor bipolare diminuisce la corrente di Base e quindi la potenza dissipata nel ramo di controllo. Ecco quindi perchè il  $\beta$  è un parametro di merito del transistor.

### 3.2.5 Le curve caratteristiche

**Zona attiva diretta** - La relazione esponenziale (3.5) che lega la tensione di comando  $V_{BE}$  alla corrente al terzo morsetto (Collettore) è riportata nella Fig.3.4a. Poichè essa lega la corrente erogata ad una grandezza della maglia di controllo questa curva è detta *curva transcaratteristica* del BJT e ricalca l'andamento tipico della relazione corrente-tensione di una giunzione *pn*. Diversamente, fissata la corrente di Base (o equivalentemente la tensione  $V_{BE}$ ) è possibile tracciare la dipendenza della corrente  $I_C$  con la tensione  $V_{CE}$ . Questa è chiamata *curva caratteristica* ed un suo esempio è mostrato nella Fig.3.4b.

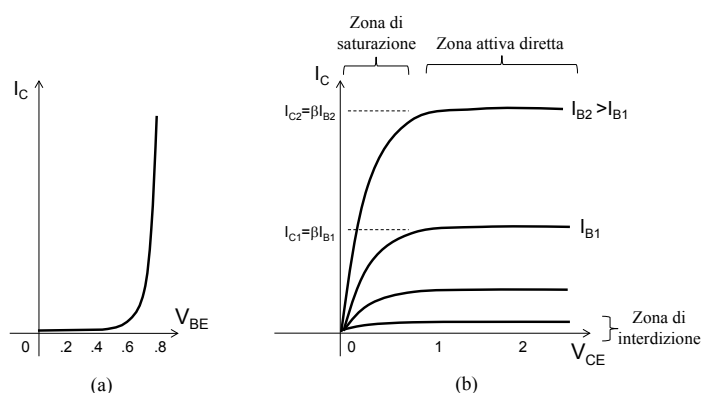
Nelle applicazioni in cui è impiegato per amplificare dei segnali, il transistor è polarizzato nella zona attiva diretta, ovvero nella regione in cui le curve caratteristiche sono quasi piate ( $I_C$  praticamente indipendente dalla tensione  $V_{CE}$ ) e la corrente circolante è  $\beta I_B$ . In questa regione il transistor si comporta come un generatore di corrente comandato dalla corrente di Base  $I_B$  o dalla tensione  $V_{BE}$ . La massima corrente erogabile dal transistor è solo limitata dalla massima potenza termica dissipabile dal dispositivo, mentre la massima tensione  $V_{CE}$  deve essere inferiore alla tensione di rottura (*breakdown*) della giunzione Collettore-Base indicata dal costruttore.

**Zona di saturazione** - La primissima parte delle curve caratteristiche, per tensioni  $V_{CE}$  inferiori a 0.7V circa, corrisponde al caso in cui la giunzione Base-Collettore è polarizzata direttamente. In questo caso l'iniezione dei portatori minoritari nella Base avviene da entrambe le giunzioni. I minoritari in Base hanno un profilo ancora rettilineo come quello della Fig.3.2, ma la concentrazione di minoritari alla giunzione Base-Collettore non è più nulla. La pendenza del profilo è minore rispetto a quella che si avrebbe se il transistor funzionasse in zona attiva, e quindi anche la corrente di Collettore è minore. Questa condizione di funzionamento, in cui la Base è invasa (*saturata*) dai portatori minoritari provenienti anche dal Collettore, costituisce la cosiddetta zona di saturazione di un BJT, che è bene evitare quando si progettano circuiti analogici. Considerando una singola curva caratteristica di Fig.3.4b ad  $I_B$  costante, la condizione di saturazione è quindi identificata dalla disequaglianza:

$$I_C < \beta I_B$$

**Zona di interdizione** - Quando la tensione  $V_{BE}$  è molto piccola, o addirittura si ha una polarizzazione inversa della giunzione Emettore-Base, la corrente  $I_C$  è praticamente nulla e si dice che il transistor bipolare è nella zona di interdizione.

Nelle applicazioni in cui il BJT è usato per amplificare segnali, le condizioni di saturazione e di interdizione sono da evitare. Il funzionamento in saturazione ed in interdizione è invece utilizzato nelle applicazioni digitali ed in generale quando il transistor è utilizzato come interruttore. Si intuisce infatti come la condizione di interdizione corrisponda allo stato di interruttore aperto, mentre la condizione di saturazione, in cui i potenziali dell'Emettore e del Collettore sono tra loro vicini (circa 0.2V), corrisponda allo stato di interruttore chiuso.



**Fig. 3.4** Esempio di (a) curva transcaratteristica e (b) di famiglia di curve caratteristiche di un transistor bipolare npn.

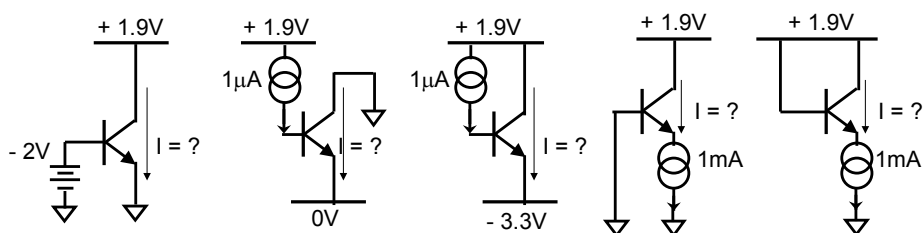
### PRATICA di POLARIZZAZIONE

*Quali tensioni possono esserci ai tre morsetti di un BJT affinché funzioni correttamente ?*

*Quali tensioni non possono essere applicate ai tre morsetti in quanto farebbero lavorare il BJT in una zona diversa dalla zona attiva diretta ?*

I seguenti quiz dovrebbero aiutarvi a prendere confidenza con questi aspetti fondamentali di un BJT in un circuito elettronico.

**ES.1** Si supponga che i BJT abbiano  $\beta=200$ :



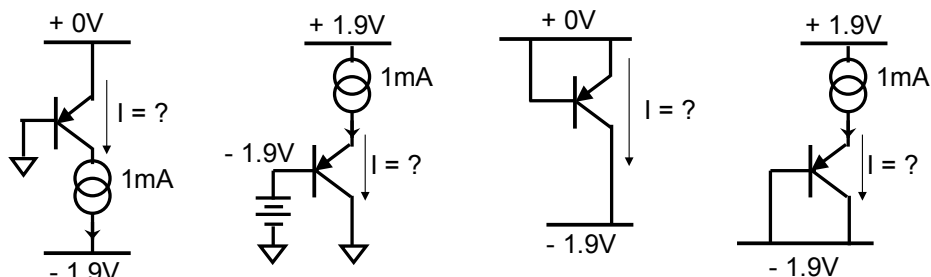
Il BJT è nella corretta zona di funzionamento ?

☐ si ☐ no      ☐ si ☐ no      ☐ si ☐ no      ☐ si ☐ no      ☐ si ☐ no

Se sì, quanta corrente I scorre ?

I = .....      I = .....      I = .....      I = .....      I = .....

**ES.2** Si supponga che i BJT abbiano  $\beta=200$  :



Il BJT è nella corretta zona di funzionamento ?

☐ si ☐ no      ☐ si ☐ no      ☐ si ☐ no      ☐ si ☐ no

Se sì, quanta corrente I scorre ?

I = .....      I = .....      I = .....      I = .....

### 3.2.6 La transconduttanza

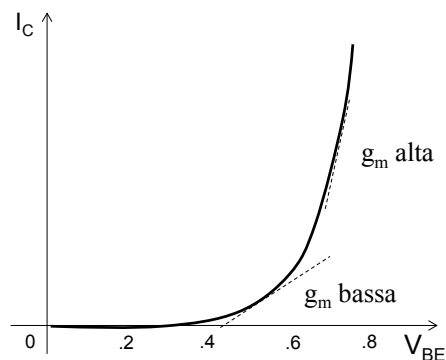
Differenziando la relazione (3.5) rispetto alla tensione di comando  $V_{BE}$ , si ottiene la transconduttanza del dispositivo in zona attiva diretta:

$$g_m = \frac{\partial}{\partial V_{BE}} \frac{I_C}{I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}} = \frac{I_C}{V_{th}} = \frac{I_C}{V_{th}} \quad (3.8)$$

che definisce quanto varia la corrente che fluisce nel Collettore a causa di una piccola variazione della tensione di comando  $V_{BE}$ . La transconduttanza dipende dal valore della corrente di polarizzazione  $I_C$  ed aumenta proporzionalmente con  $I_C$ . Questo è comprensibile perché la transconduttanza è la pendenza della curva esponenziale e quindi aumenta all'aumentare di  $V_{BE}$ , cioè di  $I_C$  come graficamente evidente dalla Fig.3.5. Ad esempio, con  $I_C=1\text{mA}$  e ricordandosi che  $V_{th}=25\text{mV}$  si ottiene  $g_m=40\text{mA/V}$ .

### 3.2.7 Effetto Early e resistenza di Collettore

Le curve caratteristiche nella zona attiva di un BJT reale non sono perfettamente parallele all'asse delle tensioni ma leggermente inclinate come nella Fig.3.6. Il Collettore quindi non si comporta come un generatore di corrente ideale, erogando una corrente dipendente solo dalla giunzione Emettitore-Base, ma fornisce una corrente che risente, anche se poco, del suo stesso valore di tensione. Per illustrare le ragioni di questa non idealità del transistor BJT si faccia riferimento al transistor *npn* prototipo della Fig.3.7. Si tenga fissa la tensione  $V_{BE}$  (equivalente a muoversi lungo una definita curva caratteristica nella Fig.3.6).



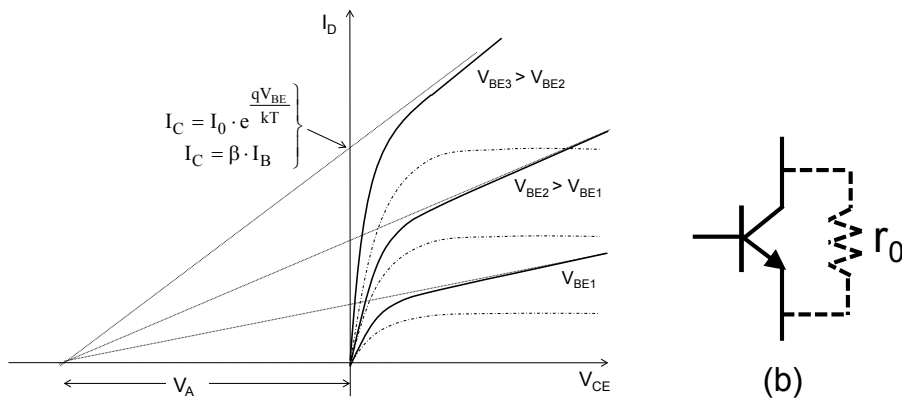
**Fig. 3.5** Esempio di (a) curva transcaratteristica e (b) di famiglia di curve caratteristiche di un transistor bipolare npn.

All'aumentare della tensione  $V_{CE}$ , aumenta la polarizzazione inversa della giunzione Base-Collettore e quindi aumenta lo spessore della zona di carica spaziale della giunzione stessa. Corrispondentemente diminuisce lo spessore neutro della Base,  $W$ . Questo produce una aumentata pendenza della distribuzione dei minoritari nella Base che comporta un aumento della corrente di collettore anche se  $V_{BE}$  resta costante, come evidenziato nella curva caratteristica. Questo effetto di modulazione della lunghezza della Base al variare della tensione  $V_{CE}$  è noto come **effetto Early**.

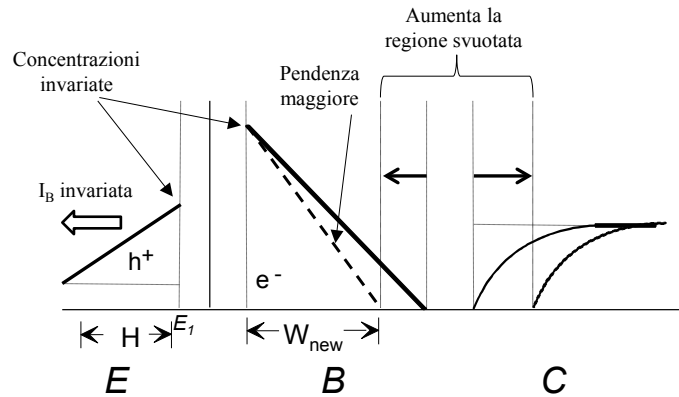
Quantitativamente esso si esprime nel fornire un valore di tensione  $V_A$ , detta **tensione di Early**, che identifica il punto nella Fig.3.6 dove con buona approssimazione convergono le curve caratteristiche. Poiché il grafico ha sugli assi una tensione ed una corrente, è intuitivo definire la "resistenza di collettore" equivalente del BJT come:

$$r_o \cong \frac{V_A}{\beta \cdot I_B} = - \frac{V_A}{I_0 \cdot e^{\frac{qV_{BE}}{kT}}} \quad (3.9)$$

e rappresentarla nel simbolo circuitale della Fig.3.6 da una resistenza di uscita  $r_o$  tra Collettore ed Emettore. Si noti come il valore di  $r_o$  dipenda anche dalla corrente a cui il transistor opera: maggiore è la corrente circolante maggiore è la pendenza della curva e quindi minore è il valore di  $r_o$  corrispondente. Ciò proprio perché  $V_A$  è un valore fisso, in prima approssimazione definito dalla tecnologia costruttiva. La tensione di Early di un BJT ha un valore tipico compreso tra 50V÷200V che, per correnti di collettore intorno ad 1mA, corrisponde ad una resistenza di Collettore di 50 kΩ÷200kΩ.



**Fig. 3.6** (a) Curva caratteristica di un transistor bipolare reale con in evidenza la tensione di Early  $V_A$  e (b) visualizzazione della resistenza equivalente prodotta.



**Fig. 3.7** Effetto di un aumento della tensione inversa tra Collettore e Base in un transistor npn.

Per ricavare la effettiva corrente circolante nel transistor date le tensioni ai morsetti, basta sommare al valore ideale (quello che si avrebbe per  $V_A = \infty$ ) il contributo aggiuntivo dovuto alla pendenza (per comodità si considera il triangolo)

$$I_C = I_0 \cdot e^{\frac{q(V_{BE} + V_{be})}{kT}} + I_0 \cdot e^{\frac{q(V_{BE} + V_{be})}{kT}} \frac{V_{CE}}{V_A} = I_0 \cdot e^{\frac{q(V_{BE} + V_{be})}{kT}} \cdot \left( 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right)$$

### 3.3 IL TRANSISTORE MOSFET

Il funzionamento di un transistor MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) può essere illustrato facendo riferimento alla schematica struttura di un dispositivo a canale  $n$ , riportata nella Fig.3.9. Il dispositivo è realizzato sulla superficie di un semiconduttore drogato  $p$  (substrato) ed è caratterizzato da due contatti  $n$  (Source -S- e Drain -D-) tra i quali è posto uno strato di dielettrico isolante (normalmente ossido di silicio,  $\text{SiO}_2$ ) ricoperto da un contatto metallico detto di Gate -G-. Per semplicità supponiamo che nell'ossido non vi siano cariche elettriche e che il substrato sia tenuto allo stesso potenziale del contatto di Source, entrambi per esempio a massa. I due contatti  $n$  di Source e Drain risultano isolati elettricamente tra loro. Infatti anche se venisse applicato un potenziale positivo all'elettrodo D ( $V_S = V_{\text{SUB}} = V_G = 0$  e  $V_D > 0$ ) la giunzione  $np$  tra Drain e substrato si polarizzerebbe inversamente e tra i due contatti  $n$  fluirebbe solo la debolissima corrente inversa dovuta ai pochi portatori minoritari presenti nelle due zone.

#### 3.3.1 Condizione di inversione e tensione di soglia

Il funzionamento del dispositivo si fonda sulla possibilità di **variare**, agendo sul potenziale del Gate, **la concentrazione degli elettroni liberi presenti tra i due contatti  $n$  sotto l'ossido**. Se infatti si applica al Gate un potenziale positivo, si crea un campo elettrico verticale tra Gate e substrato (da cui la classificazione del dispositivo come FET) che allontana le lacune verso il substrato e richiama gli elettroni minoritari verso l'interfaccia tra ossido e substrato (Fig.3.10). L'arretramento delle lacune determina una zona svuotata di portatori maggioritari nella regione sotto l'ossido che si estende tanto più dalla superficie verso l'interno quanto più è alto il potenziale applicato al Gate. Se fosse solo

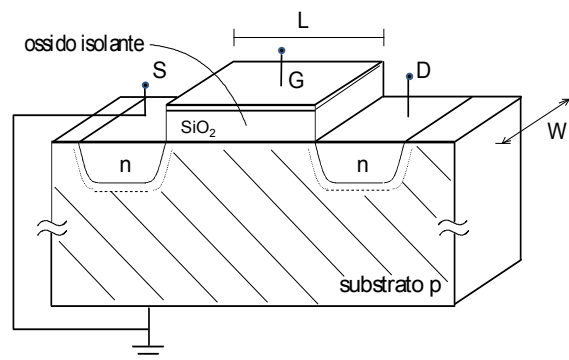
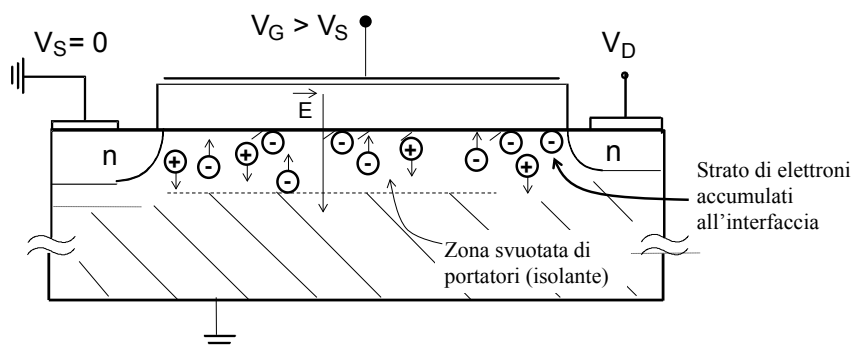


Fig. 3.9 Struttura schematica del MOSFET prototipo a canale  $n$ .





**Fig. 3.10** Schematizzazione della formazione di un canale conduttivo di elettroni in un nMOSFET quando al Gate viene applicata una tensione positiva rispetto al Source.

questo l'effetto, l'isolamento tra S e D sarebbe addirittura accentuato. Ma contemporaneamente si ha l'aumento della concentrazione degli elettroni in un fine strato sotto l'ossido che crea un cammino sempre più conduttivo (canale) tra Source e Drain. I due terminali, anch'essi ricchi di elettroni perché drogati, cessano di essere isolati elettricamente e se si applicasse un piccolo potenziale positivo  $V_D$  al Drain, tra i due contatti passerebbe corrente. Aumentando ulteriormente la polarizzazione positiva del Gate, la concentrazione di elettroni aumenta all'interfaccia. Si intuisce quindi come il potenziale di Gate possa agire come variabile di controllo della conduttanza del dispositivo tra i due terminali di Source e Drain.

Il canale conduttivo tra Source e Drain è per convenzione ritenuto formato quando la concentrazione di elettroni giunge ad eguagliare la concentrazione che le lacune avevano lì prima dell'applicazione della tensione (cioè la concentrazione delle lacune maggioritarie nel substrato neutro). Il valore della tensione  $V_{GS}$  per cui si raggiunge questa condizione è detto **tensione di soglia**,  $V_T$  (**Threshold Voltage**) e la relazione  $V_{GS}=V_T$  è nota come **condizione di inversione**. Per  $V_{GS}<V_T$  i contatti di Source e Drain sono considerati in prima approssimazione elettricamente isolati. Si parla di *inversione* per sottolineare che i portatori che garantiscono la conducibilità dello strato sotto l'ossido sono di polarità opposta (nel nostro caso elettroni) ai portatori maggioritari lì presenti all'atto della fabbricazione (lacune). Si noti che tra il canale conduttivo di elettroni accumulati in superficie ed il substrato neutro si ha una zona svuotata. Quindi c'è completo isolamento elettrico tra i portatori mobili (elettroni) in superficie e quelli maggioritari (lacune) del substrato.

### 3.3.2 Resistore variabile

Lo strato di cariche mobili nel canale e l'elettrodo di Gate formano le armature di un condensatore, il cui dielettrico è l'ossido (Fig.3.11a). Un'analisi dettagliata del sistema metallo-ossido-semiconduttore (MOS) mostrerebbe come, all'aumentare della tensione di Gate oltre il valore di soglia  $V_T$ , la tensione in eccesso ( $V_{GS}-V_T$ ), spesso chiamata *tensione di overdrive*  $V_{ov}=V_{GS}-V_T$ , vada a cadere quasi interamente ai capi dell'ossido. Pertanto la concentrazione di carica nel canale per unità di area cresce linearmente con la tensione secondo la nota relazione di un condensatore:

$$Q'_n = C'_{ox} (V_{GS} - V_T) \quad (3.10)$$

dove  $C'_{ox} = \epsilon_{ox} / t_{ox}$  è la capacità per unità di superficie del gate e  $t_{ox}$  lo spessore dell'ossido.

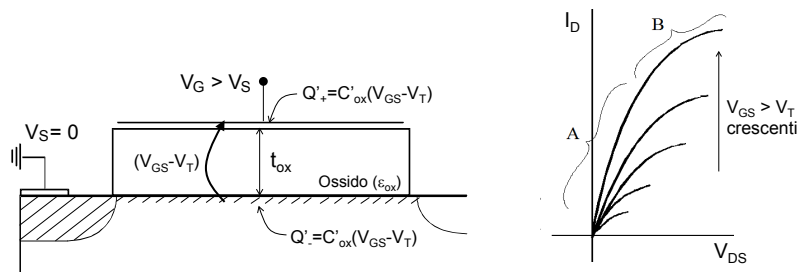
Corrispondentemente la resistenza del canale tra Source e Drain, costituita dal film di elettroni spesso  $S_n$  sarebbe:

$$R = \rho \cdot \frac{L}{S_n \cdot W} = \frac{1}{\mu_n q \cdot n} \cdot \frac{L}{S_n \cdot W}$$

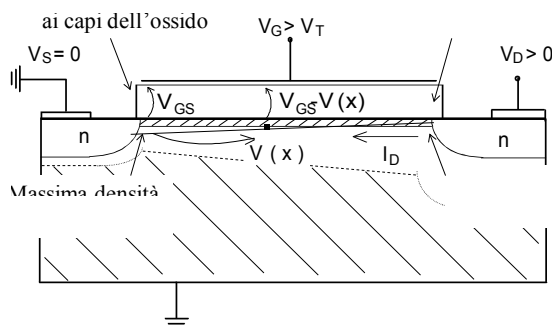
dove  $L$  e  $W$  sono rispettivamente la lunghezza (lungo la direzione di moto dei portatori tra S e D) e la larghezza del canale (Fig.3.9),  $\mu_n$  è la mobilità degli elettroni ed  $n$  la concentrazione di elettroni in un volume unitario. Poiché  $Q'_n = q \cdot n \cdot S_n$  si ottiene

$$R = \frac{L}{W \mu_n Q'_n} \quad (3.11)$$

Al variare della tensione di Gate, in accordo con la (3.10), la carica di canale può essere aumentata o diminuita e corrispondentemente può essere modulata la



**Fig. 3.11** a) Comportamento del MOS analogo ad un condensatore a facce piane parallele e b) curve caratteristiche di un MOSFET a canale  $n$  nella zona ohmica.



**Fig. 3.12** Distribuzione delle cadute di tensione lungo il canale di un nMOSFET nella zona ohmica e conseguente distribuzione della concentrazione dei portatori nel canale (visualizzata per comodità con uno spessore variabile).

resistenza del canale (3.11).

Applicando una tensione positiva al Drain, nel canale fluisce una corrente tanto maggiore quanto più è alta la concentrazione superficiale di elettroni. La Fig.3.11b mostra ciò: se  $V_{GS} > V_T$  e  $V_{DS} > 0$ , la corrente nel dispositivo varia secondo la famiglia di curve caratteristiche mostrate.

Per piccole tensioni  $V_{DS}$  (tratto A della caratteristica) la crescita della corrente è praticamente lineare perché la conducibilità del canale è praticamente costante lungo tutta la sua estensione. Questa regione di funzionamento è detta **zona ohmica del MOSFET** proprio perché il dispositivo si comporta come un banale resistore.

Quando però si aumenta ulteriormente il potenziale del Drain, l'ulteriore aumento della corrente circolante segue una legge meno che lineare (tratto B della caratteristica). Per capirlo basta concentrarsi sulla tensione ai capi dell'ossido nei vari punti del canale. Infatti, la caduta di potenziale lungo il canale determinata dal passaggio della corrente fa diminuire la tensione ai capi dell'ossido man mano che ci si sposta verso il Drain. La Fig.3.12 illustra il fenomeno evidenziando la caduta di potenziale ad una generica distanza  $x$  dal Source. La tensione che cade ai capi dell'ossido in eccesso rispetto al valore minimo,  $V_T$ , è ridotta al valore  $[V_{GS} - V(x)] - V_T$  dove  $V(x)$  è la caduta nel canale. Quindi, in accordo con la (3.10), la densità di carica nel canale diminuisce procedendo dal Source verso il Drain e raggiunge il suo minimo all'estremità del canale adiacente al Drain dove la tensione ai capi dell'ossido è minima. Questa diminuzione fa sì che, aumentando la tensione  $V_{DS}$ , la resistenza media del canale aumenti e quindi che la corrente tenda ad aumentare meno che proporzionalmente con  $V_{DS}$  come appunto si vede nelle curve della Fig.3.11b

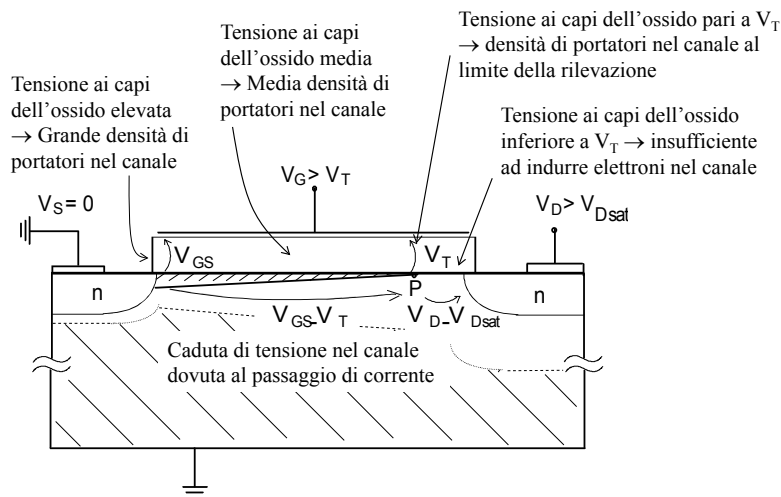
### 3.3.3 Pinch-off del canale ed effetto transistor

Aumentando ulteriormente  $V_{DS}$  si arriva alla situazione in cui il potenziale tra Gate e Drain non sia più sufficiente per avere canale conduttivo all'estremo verso il Drain, come visualizzato nella Fig.3.13. Ciò accade quando la caduta di potenziale ai capi dell'ossido all'estremo di Drain diventa pari a  $V_T$ , cioè quando  $V_G - V_D = V_T$ . Questa situazione è detta condizione di *strozzamento (pinch-off)* del canale ed indichiamo con P il punto lungo il canale dove questo si realizza.

La tensione tra Drain e Source per cui si ha il *pinch-off* è detta tensione di saturazione,  $V_{Dsat} = V_{GS} - V_T$ . Si noti che il *pinch-off* del canale conduttivo non impedisce il passaggio della corrente. Infatti :

- la tensione ai capi del canale conduttivo vale esattamente  $(V_{GS} - V_T)$ ;
- il rapporto tra  $(V_{GS} - V_T)$  e la resistenza del canale determina una corrente  $I_D$  che fluisce tra Source e Drain;
- questi portatori di carica che giungono nel punto P continuano ad essere accelerati verso il Drain da una differenza di potenziale favorevole alla continuazione del loro moto, in una zona di cristallo dove al più non ci sono altri portatori.

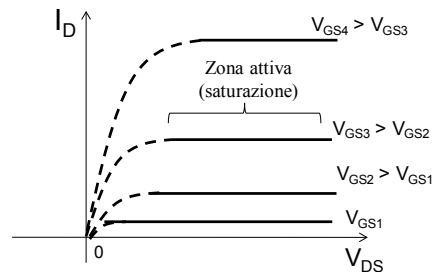
Per  $V_{DS} > V_{Dsat}$  si dice che il transistor opera in **saturazione**. All'aumentare di  $V_{DS}$ , infatti, ai capi del canale conduttivo (tra Source ed il punto P di Pinch-off) si ha sempre la caduta fissa di tensione pari a  $(V_{GS} - V_T)$  (è la tensione



**Fig. 3.13** Distribuzione delle cadute di tensione ai capi dell'ossido lungo il canale di un MOSFET in saturazione e corrispondente distribuzione di concentrazione di elettroni: Gate a tensione costante maggiore del minimo necessario ad indurre carica nel canale ( $V_G > V_T$ ).

minima ai capi dell'ossido per invertire il canale), mentre la tensione di Drain in eccesso ( $V_{DS} - V_{Dsat}$ ) va a cadere tra il punto P ed il morsetto di Drain, determinando eventualmente un allargamento locale della regione svuotata.

La corrente che fluisce nel transistor in condizioni di saturazione rimane quindi pressoché costante all'aumentare di  $V_{DS}$  ed è sempre data dal rapporto tra  $V(P) = (V_{GS} - V_T)$  e la resistenza di canale, entrambi pressoché costanti come visualizzato nella curva caratteristica accanto (e in Fig.3.14).



La **TENSIONE di SOGLIA** di un MOSFET è normalmente dell'ordine del Volt (0.4÷1.5V). Essa dipende dal drogaggio del substrato, dallo spessore dell'ossido e dalle cariche fisse in esso presenti. Può variare fino ad un 20% da un lotto di fabbricazione ad un altro, mentre tra i MOSFET di uno stesso chip la variazione è in genere molto più piccola. Il valore della  $V_T$  può essere modificato in fase di fabbricazione mediante processi di impiantazione di droganti nel semiconduttore proprio e solo sotto l'ossido per cambiare localmente il drogaggio.

### 3.3.4 Modulazione della corrente con la tensione di Gate

Consideriamo ora cosa accade **aumentando la tensione  $V_{GS}$**  ma lasciando  $V_{DS}$  ad un valore superiore a  $V_{Dsat}$  :

1) **aumenta la carica nel canale facendone diminuire la resistenza.**

Infatti, l'aumento di tensione al Gate aumenta il campo elettrico perpendicolare ed, in base alla (3.10), viene indotta più carica nel canale.

2) **aumenta la tensione ai capi del canale tra il punto P ed il Source;**

Poiché con il dispositivo in saturazione, la differenza di potenziale tra l'elettrodo di Gate ed il punto P rimane sempre pari a  $V_T$ , ogni variazione del potenziale sul Gate si trasmette rigidamente come una identica variazione del potenziale del punto P. In definitiva, attraverso un morsetto esterno (il Gate), si riesce a controllare il potenziale di un punto interno del dispositivo (il punto P) e conseguentemente il valore della tensione ai capi della resistenza del canale.

La combinazione dei due effetti determina un aumento di  $I_D$  proporzionale al quadrato della tensione ( $V_{GS}-V_T$ ), secondo la relazione:

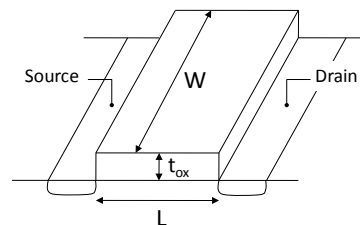
$$I_D = \frac{1}{2} \mu \cdot C'_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2 = k(V_{GS} - V_T)^2 \quad (3.12)$$

dove il parametro di proporzionalità  $k$  ha le dimensioni  $[A/V^2]$ . La Fig.3.14(b) mostra in forma grafica l'andamento della (3.12). La (3.12) è la relazione da usare per valutare la corrente in un MOSFET in saturazione.

### E 3.2

*Si pensi di usare per la realizzazione di un circuito integrato una tecnologia CMOS che permetta la definizione di geometrie con dimensioni minime di 350nm e spessori minimi per l'ossido di gate di 10nm.*

*Calcolare il valore del coefficiente  $k$  dei transistori nMOSFET e pMOSFET ottenibili con questa tecnologia ed aventi le dimensioni minime possibili.*



La figura mostra un'assonometria semplificata di un moderno MOSFET con i parametri di interesse. Per il calcolo del coefficiente  $k$  dei MOSFET basta ricordare che:

- la mobilità dei portatori all'interfaccia tra silicio ed ossido di silicio è, rispettivamente per gli elettroni e per le lacune, pari a  $\mu_n \approx 1000 \text{ cm}^2/\text{Vs}$  e  $\mu_p \approx 350 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ ;

- la costante dielettrica dell'ossido di silicio ( $\text{SiO}_2$ ) è pari a  $\epsilon_{ox} = \epsilon_o \epsilon_r$  dove  $\epsilon_o = 8,8 \times 10^{-14} \text{ F/cm}$  è la costante dielettrica del vuoto ed  $\epsilon_r = 3.9$  è la costante dielettrica relativa dell'ossido di silicio. Ne risulta che  $\epsilon_{ox} = 34 \times 10^{-14} \text{ F/cm}$ .

- la capacità per unità di area,  $C'_{ox} = \epsilon_{ox} / t_{ox}$ , dove  $t_{ox}$  è lo spessore dell'ossido di silicio utilizzato come dielettrico di gate, è pari a  $340 \text{ nF/cm}^2$ . Nel fare questo conto, ed anche i successive sulle dimensioni del dispositivo, si faccia attenzione a ricondurre le dimensioni geometriche ai cm.

- le dimensioni minime possibili per realizzare gli elementi del dispositivo (dimensione di un elettrodo, distanza tra due elettrodi, ecc.) con la tecnologia indicate sono 350nm, e quindi  $W = 350 \text{ nm}$  e  $L = 350 \text{ nm}$ .

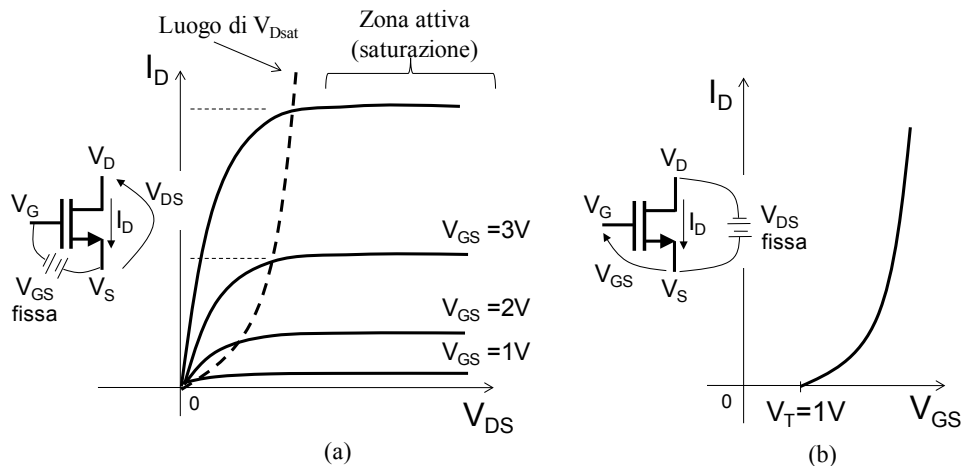
Utilizzando tali dati si ottiene  $k_n = 170 \mu\text{A}/\text{V}^2$  e  $k_p = 60 \mu\text{A}/\text{V}^2$ .

### 3.3.5 Le curve caratteristiche dei MOSFET ad arricchimento

Nella Fig.3.14(a) sono riportate le **curve caratteristiche** di un ideale MOSFET a canale  $n$ . Si noti la zona di saturazione (chiamata anche "regione attiva" o "regione di pinch-off") in cui la corrente portata dal transistor rimane costante pur variando la tensione tra Drain e Source, a patto che il transistor sia in Pinch-off. Essa è la regione di funzionamento più interessante ed è quella in cui il MOSFET viene polarizzato quando impiegato come amplificatore.

Si noti anche che in questo esempio il transistor è interdetto per  $V_{GS} \leq 1V$ , valore che quindi costituisce la sua tensione di soglia,  $V_T \approx 1V$ . Poiché per  $V_{GS}=0$  il transistor non conduce, si dice che esso è *normalmente spento* (*normally off*). Solo applicando una tensione di Gate maggiore della tensione di soglia si arricchisce il canale di portatori mobili, la conducibilità del canale aumenta e nel dispositivo fluiscono correnti sempre più intense. Questo comportamento classifica il dispositivo come un **MOSFET a canale  $n$  ad arricchimento** (*enhancement*).

Nella Fig.3.14b è riportato il grafico della relazione (3.12), corrispondente ad un ramo di parabola con vertice in  $V_{GS}=V_T$ , per un dato valore di  $V_{DS}$ . Essa è detta **curva transcaratteristica** perché lega la tensione "all'ingresso" del MOSFET,  $V_{GS}$ , alla corrente  $I_D$  che scorre "in uscita" dal dispositivo.



**Fig. 3.14** MOSFET ideale ad arricchimento a canale  $n$  avente  $V_T=1V$ : a) curve caratteristiche, il cui parametro è  $V_{GS}$ ; b) curva transcaratteristica (Eq.(3.12)) in zona di saturazione per una fissata  $V_{DS} > V_{DSat}$

I MOSFET a canale  $p$ , in cui i portatori mobili nel canale sono lacune, sono realizzati a partire da un substrato  $n$  su cui i contatti di Source e di Drain sono di tipo  $p$ . La tensione di soglia è negativa poichè il Gate deve essere polarizzato negativamente rispetto al Source per attrarre lacune sotto l'ossido a formare il canale conduttivo. Le curve caratteristiche di un **MOSFET a canale  $p$  ad arricchimento** sono riportate nell' esercizio E 3.3.

Attenzione !

Purtroppo si indica con lo stesso termine di *saturazione* due condizioni di funzionamento nel BJT e nel FET completamente diverse, corrispondenti a due tratti diversi delle relative curve caratteristiche.

Nei MOSFET la saturazione corrisponde al tratto di curva caratteristica in cui la corrente di Drain non varia più il suo valore (è saturata) nonostante la variazione della tensione di Drain. È questa la zona di funzionamento di maggior interesse per le applicazioni circuitali analogiche lineari.

Nei BJT invece, vedi Par.3.2, la saturazione corrisponde ad un accumulo eccessivo (saturazione) di portatori nella Base provenienti anche dal Collettore ed è in genere una zona di funzionamento da evitare.

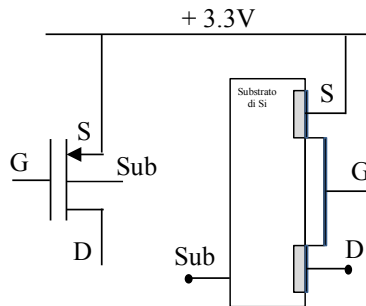
Si noti che il funzionamento del MOSFET, come di tutti gli altri FET esistenti basati su altri materiali, è legato al trasporto dei portatori *maggioritari* in un canale conduttivo e non a quello dei portatori *minoritari* (nel transistor  $nnp$  gli elettroni nella Base) come nel BJT.

Inoltre si ricordi che la corrente stazionaria assorbita dal Gate di un MOS è nulla.



### P – MOSFET

Riflettiamo su come funziona un transistor pMOSFET rispondendo alle seguenti domande:



Che tipo di substrato scegliereste per realizzarlo, n-type o p-type ?

Con quale drogaggio devono essere fatti i contatti di Source e Drain, n-type o p-type ?

A che potenziale va collegato il substrato ?

Cosa si intende quando si dice che il transistor ha una  $V_T=0.5V$  ?

Quale valore di tensione tra questi (3.8V; 3.3V; 2.8V) devo applicare al Gate dell'esempio sopra per iniziare ad indurre carica nel canale ?

Come aumentare la corrente nel dispositivo per una piccola differenza di potenziale tra S e D, ad esempio di 50mV ?

A quali valori di tensione posso porre il Drain per assicurare il funzionamento del MOSFET in saturazione ?

A quale tensione sta il punto di pinch-off del canale quando  $V_G=2.5V$  (sempre con MOSFET con  $V_T=0.5V$ ) ?

A quale tensione sta il punto di pinch-off del canale quando  $V_G=2V$  ? E' giusto che rispetto a prima la corrente  $I_D$  aumenti ?

Perché la corrente nel MOSFET aumenta quadraticamente e non linearmente ?

### 3.3.6 I simboli circuitali

La figura seguente riporta uno dei simboli circuitali più usati dei MOSFET ad arricchimento a canale  $n$  ed a canale  $p$ .

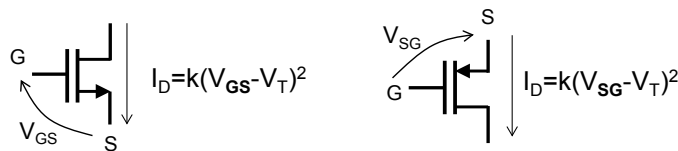


Il terminale di substrato è spesso cortocircuitato con il Source (in modo da assicurare che la giunzione Source-substrato non vada mai in diretta) e non è disponibile come contatto esterno, nel qual caso esso può non apparire nel simbolo del dispositivo.

Per convenzione mutuata dalla teoria delle reti elettriche, molti testi assumono come positiva la corrente entrante nel Drain. Attenendosi ad essa, nella (3.12)  $k$  ha segno positivo per gli  $n$ MOSFET mentre ha segno negativo per i  $p$ MOSFET. Considerando il verso della tensione  $V_{GS}$  ed il segno della tensione di soglia, è facile rendersi conto che la transconduttanza (3.13) è sempre positiva.

In verità è molto più comodo pensare al funzionamento reale del dispositivo, indicando le tensioni e le correnti con il loro verso fisico ( $V_{SG}$  in  $p$ MOSFET e  $V_{GS}$  in  $n$ MOSFET,  $I_D$  dal Source al Drain in  $p$ MOSFET e  $I_D$  dal Drain al Source in  $n$ MOSFET) in modo da trattare sempre grandezze positive.

Quanto al segno di  $k$  e di  $V_T$  dei  $p$ MOSFET o dei  $n$ MOSFET è più comodo considerarli in entrambi i casi valori positivi legati alla fisica dei meccanismi di funzionamento dei MOSFET. Così facendo, il valore di  $k$  determinerà il valore effettivo della corrente  $I_D$  nel verso fisico in cui effettivamente scorre nel transistore. Per quanto riguarda  $V_T$  basterà prendere il verso fisico giusto delle tensioni di comando per avere sempre il corretto valore di tensione di overdrive,  $V_{od}=(V_{GS}-V_T)$  in  $n$ MOSFET e  $V_{od}=(V_{SG}-V_T)$  in  $p$ MOSFET, utilizzando sempre  $V_T$  positivo.



La (3.12) diventerebbe per il  $p$ MOSFET:  $I_D = k(V_{SG} - V_T)^2$  rispettando l'effettivo funzionamento fisico come indicato nella figura.

***Affinché i dispositivi operino in saturazione bisogna accertarsi sempre che la tensione tra  $G$  e  $D$  determini il pinch-off del canale verso il Drain.***

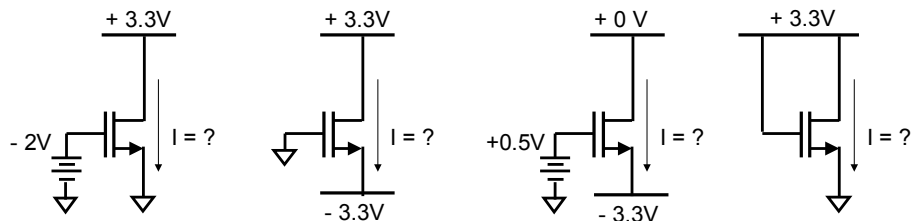
### PRATICA di POLARIZZAZIONE

*Quali tensioni possono esserci ai tre morsetti di un MOSFET affinché funzioni correttamente ?*

*Quali tensioni non possono essere applicate ai tre morsetti in quanto farebbero lavorare il MOSFET in una zona diversa dalla saturazione ?*

I seguenti quiz dovrebbero aiutarvi a prendere confidenza con questi aspetti fondamentali di uso di un MOSFET in un circuito elettronico.

**ES.1** Si supponga che i MOSFET abbiano  $V_T=0.8V$  e  $k=300\mu A/V^2$  :



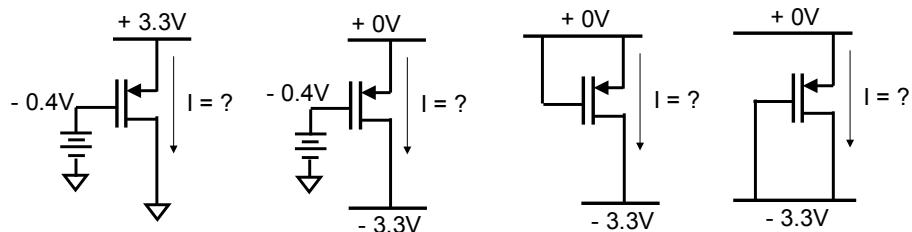
Il MOSFET è in saturazione (cioè nella corretta zona di funzionamento) ?

☐ si ☐ no      ☐ si ☐ no      ☐ si ☐ no      ☐ si ☐ no

Se sì, quanta corrente  $I$  scorre ?

$I = \dots\dots\dots$        $I = \dots\dots\dots$        $I = \dots\dots\dots$        $I = \dots\dots\dots$

**ES.2** Si supponga che i MOSFET abbiano  $V_T=0.7V$  e  $k=100\mu A/V^2$  :



Il MOSFET è in saturazione (cioè nella corretta zona di funzionamento) ?

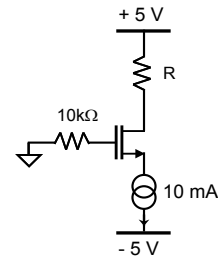
☐ si ☐ no      ☐ si ☐ no      ☐ si ☐ no      ☐ si ☐ no

Se sì, quanta corrente  $I$  scorre ?

$I = \dots\dots\dots$        $I = \dots\dots\dots$        $I = \dots\dots\dots$        $I = \dots\dots\dots$

**E 3.3**

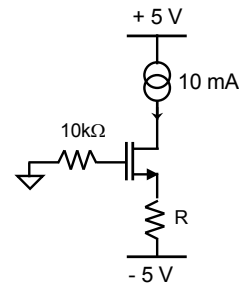
- (a) Calcolare a quale tensione si pone il Source del nMOSFET, avente  $V_T=1.5V$  e  $k=10mA/V^2$ .  
 (b) Indicare quale (o quali) tra i seguenti valori di resistenze porta il nMOSFET fuori dalla zona di saturazione:  $R=80\Omega$ ,  $500\Omega$ ,  $640\Omega$ ,  $720\Omega$   
 (c) Calcolare di quanto varierebbe la corrente di Drain del MOSFET se  $k$  passasse da  $10mA/V^2$  a  $12mA/V^2$ .



- a- Poiché non scorre corrente nel Gate non c'è caduta di tensione sulla resistenza da  $10k\Omega$  e  $V_G=0V$ . Il generatore di corrente forza una corrente di  $10mA$  nel MOSFET ed il Source si porta alla tensione di  $-2.5V$  per lasciarla scorrere.  
 b- Affinché il MOSFET funzioni nella zona di saturazione, il canale deve essere in *pinch-off* verso il Drain. Pertanto la tensione al Drain deve essere  $V_D > -1.5V$ . L'unico valore di  $R$  che deve essere scartato è pertanto  $720\Omega$  che determinerebbe  $V_D = -2.2V$  e definirebbe un canale conduttivo anche verso il Drain portando il transistor ad operare in zona ohmica.  
 c- Al variare di  $K$ , la corrente nel Drain non varia. Varierà solamente la tensione a cui si porta il Source per lasciare passare i  $10mA$  imposti dal generatore di corrente.

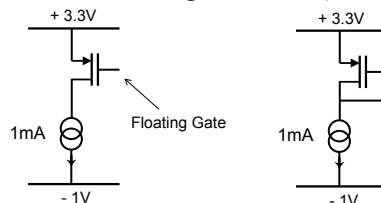
**E 3.4**

- In questo circuito, il cui MOSFET abbia come sopra  $V_T=0.6V$ ,  $k=4mA/V^2$ , calcolare:  
 a) La tensione al Gate, Source e Drain nelle tre situazioni  $R=80\Omega$ ,  $500\Omega$ ,  $720\Omega$ ;  
 b) Riflettere sulla situazione fisica nel dispositivo e commentare le criticità trovate.



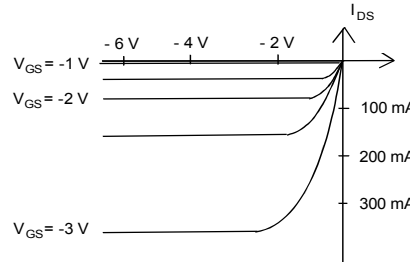
**Riflettiamo**

A quale tensione si trova il Drain nei seguenti casi? ( $V_T=0.6V$ ,  $k=4mA/V^2$ )

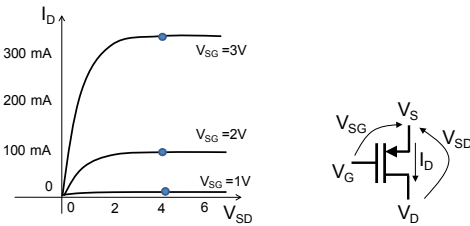


Riflettere sulla situazione fisica nel dispositivo in entrambe le situazioni.

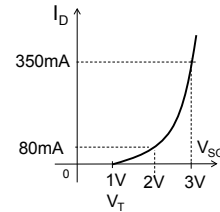
**E 3.5** Partendo dalle curve caratteristiche del p-MOSFET ad arricchimento della figura accanto trovate sul data-sheet del componente fornito dal fabbricante, tracciare la curva transcaratteristica e ricavare il valore di  $V_T$ .



Come abbiamo detto nel testo, conviene analizzare il comportamento del transistor pensando alle tensioni ed alle correnti come positive nel verso in cui sono effettivamente presenti nel transistor. In base a questo possiamo quindi ridisegnare le curve caratteristiche nel seguente modo.



Ora ci si mette ad una definita  $V_{SD}$ , ad esempio  $V_{SD}=4V$ , e si leggono i valori di corrente  $I_D$  alle varie  $V_{SG}$ . Questi costituiscono i valori da mettere nel grafico  $I_D$  vs  $V_{SG}$  (transcaratteristica). Ne risulta una  $V_T$  prossima a 1V.



### 3.3.7 La transconduttanza del MOSFET

L'efficacia del comando di tensione  $\Delta V_{GS}$  nel variare la corrente erogata dal morsetto di Drain  $\Delta I_D$  è espressa dalla **transconduttanza**. Quando un dispositivo ideale opera in zona di saturazione essa è ricavata dalla (3.12) come:

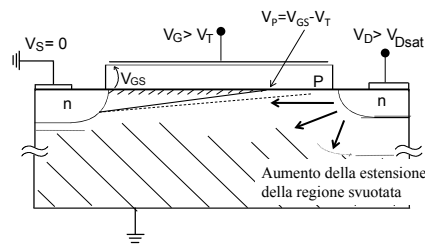
$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = 2k(V_{GS} - V_T) = 2\sqrt{k} \sqrt{I_D} = \frac{2I_D}{V_{ov}} \quad (3.13)$$

Essa è sempre un numero positivo sia che si consideri un nMOSFET che un pMOSFET poiché ad un aumento della tensione di comando  $|V_{GS}-V_T|$  corrisponde sempre un aumento della corrente che fluisce nel dispositivo. Nell'ultima espressione si è indicata con  $V_{OV}$  la tensione di comando netta,  $(V_{GS}-V_T)$ , che in inglese è detta *overdrive*.

### 3.3.8 Tensione di Early del MOSFET

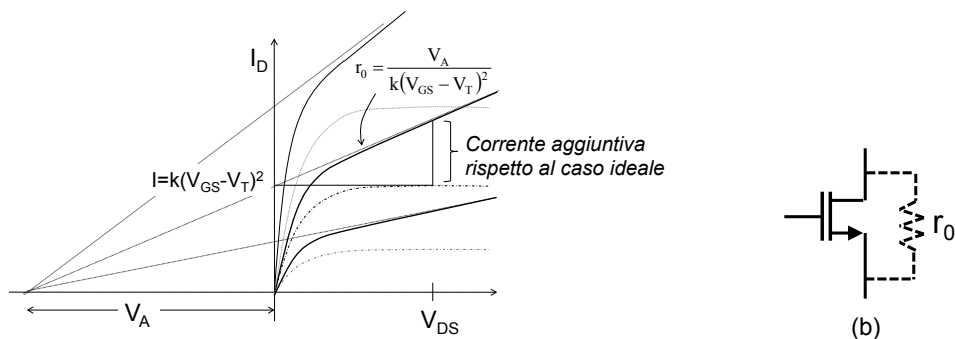
La situazione ideale sintetizzata dalla (3.12) e rappresentata dalle curve caratteristiche della Fig.3.14 non trova preciso riscontro nelle caratteristiche ottenute sperimentalmente su un dispositivo reale. Normalmente infatti la reale corrente erogata nella zona di saturazione non è costante ma tende ad aumentare leggermente all'aumentare della tensione  $V_{DS}$  (Fig.3.15).

Questo effetto è dovuto al fatto che aumentando la tensione  $V_{DS}$  aumenta la tensione inversa della giunzione Drain-Substrato e conseguentemente aumenta l'estensione della sua zona svuotata al Drain, che "spinge" il punto P di *pinch-off* leggermente verso il Source (fenomeno chiamato di "modulazione della lunghezza di canale").



In conseguenza di ciò, pur tenendo fissi i potenziali  $V_S$  e  $V_G$ , un leggero accorciamento del canale conduttivo ne diminuisce la resistenza e, rimanendo invariata la caduta di tensione tra il Source ed il punto P di *pinch-off*, fa aumentare la corrente nel canale.

Questo effetto è indesiderato, proprio perché rende la corrente fornita al carico dipendente anche dal carico stesso (attraverso la tensione ai suoi capi) e non solo dalla tensione di comando  $V_{GS}$ . Supponendo per semplicità che le nuove curve caratteristiche (Fig.3.15) siano comunque delle rette nella zona di saturazione, c'è un'evidenza pratica che le curve convergano tutte con buona approssimazione in un unico punto lungo l'asse  $V_{DS}$  negativo. Chiamiamo questa tensione comune



**Fig. 3.15** Curve caratteristiche reali di un MOSFET e calcolo della sua resistenza equivalente tra Drain e Source; (b) corrispondente simbolo circuitale.

“tensione di Early”,  $V_A$ . L’inverso della pendenza delle curve caratteristiche nella zona di saturazione ha le dimensioni di una resistenza. Essa può essere considerata come una resistenza “nascosta” all’interno del transistor che fornisce un contributo aggiuntivo di corrente proporzionale alla tensione ai suoi capi,  $V_{DS}$ , ed è per questo stata indicata con  $r_0$  nel simbolo circuitale della Fig.3.15b. Essa è facilmente stimabile in valore considerando il triangolo nel secondo quadrante:

$$r_0 = \frac{V_A}{k(V_{GS} - V_T)^2} \quad (3.14)$$

Notare che mentre  $V_A$  è un unico dato che caratterizza il transistor, il valore di  $r_0$  varia al variare della tensione di comando  $V_{GS}$  perché variano le pendenze delle curve: più corrente è fatta circolare nel MOSFET ( $V_{GS}$  più grandi) e più piccola risulta la resistenza  $r_0$ .

La frazione di corrente aggiuntiva circolante nel transistor rispetto al caso ideale è facilmente calcolabile quantificando il triangolo evidenziato nella Fig.3.15 e permette di calcolare la reale corrente circolante in un MOSFET come:

$$I_D \cong k(V_{GS} - V_T)^2 + \frac{k(V_{GS} - V_T)^2}{V_A} \cdot V_{DS} = k(V_{GS} - V_T)^2 \cdot \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A}\right) \quad (3.15)$$

La corrente di Drain (3.15) è effettivamente quella usata nel simulatore circuitale SPICE per il calcolo di primo livello della corrente circolante in un MOSFET, in cui viene richiesto il parametro  $LAMBDA=1/V_A$ .