

# Appunti di Elettronica

## Capitolo 5

### JFET: analisi statica

<i>Introduzione ai FET</i> .....	2
RIEPILOGO SUL FUNZIONAMENTO DI UN JFET .....	2
<i>Caratteristiche tecnologiche di un JFET a canale n</i> .....	2
<i>Principi di funzionamento di un JFET</i> .....	5
<i>Equazioni della corrente per un JFET a canale n</i> .....	8
<i>Caratteristiche statiche di un JFET a canale n</i> .....	9
Caratteristica I-V alla porta di ingresso .....	9
Caratteristica I-V alla porta di uscita .....	10
Transcaratteristica I-V .....	10
<i>Transconduttanza <math>g_m</math></i> .....	13
Transconduttanza in zona di saturazione .....	13
Transconduttanza in zona lineare .....	15
<i>Conduttanza di uscita <math>g_o</math></i> .....	16
Effetto della modulazione della lunghezza di canale .....	17
Conduttanza di uscita in zona di saturazione .....	18
Conduttanza di uscita in zona lineare: JFET come resistore variabile .....	19
<i>Caratteristiche statiche di un JFET a canale p</i> .....	19
<i>Modello statico del JFET per grandi segnali</i> .....	20
CIRCUITO INVERTITORE A JFET .....	21
<i>Introduzione</i> .....	21
<i>Determinazione del punto operativo</i> .....	22
<i>Caratteristica di trasferimento in tensione</i> .....	23
<i>Funzionamento analogico: amplificatore di tensione</i> .....	24
Guadagno di tensione .....	25

## Introduzione ai FET

L'acronimo **FET** sta per **Field Effect Transistor** e individua una classe di *transistori* caratterizzati dal cosiddetto *effetto di campo*: la corrente che scorre tra i *terminali principali* di tali dispositivi (per intenderci, tra i terminali di *Source* e di *Drain*) viene modulata dall'azione del campo elettrico corrispondente alla tensione applicata al cosiddetto "elettrodo di controllo", altrimenti detto *elettrodo di gate* (dove "gate" significa "porta").

Si tratta di *dispositivi unipolari*, in cui cioè la conduzione di corrente viene affidata ad un solo tipo di portatori (lacune o elettroni): in questo, essi si differenziano dai *transistori bipolari* (BJT e HBT), nei quali invece la conduzione viene affidata sia agli elettroni sia alle lacune.

I FET di cui ci occupiamo in questo corso sono il JFET ed il MOSFET. In particolare, questo documento si occupa dei **JFET**.

## Riepilogo sul funzionamento di un JFET

### Caratteristiche tecnologiche di un JFET a canale n

L'acronimo JFET sta per **Junction Field Effect Transistor**, ossia *transistore a giunzione ad effetto di campo*. Esistono due tipi di JFET, a seconda che il **canale**, ossia la regione attiva del dispositivo (cioè quella in cui fluisce la corrente), sia di *tipo n* o di *tipo p*: quando il canale è di *tipo n*, la conduzione viene affidata agli elettroni; quando il canale è di *tipo p*, la conduzione viene affidata alle lacune.

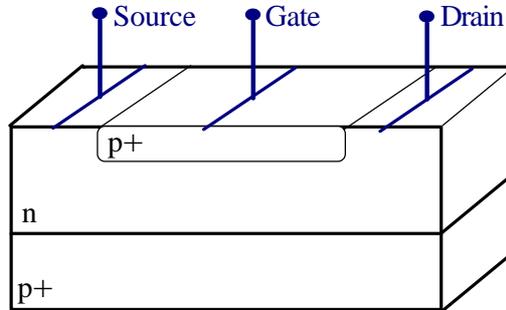
I JFET utilizzati nella maggior parte delle applicazioni sono senz'altro a canale n: il motivo fondamentale è che questi dispositivi vengono realizzati essenzialmente in *silicio* e, per questo semiconduttore, la *mobilità* degli elettroni è di gran lunga maggiore della mobilità della lacune; ciò comporta, a parità di tensioni applicate, non solo correnti maggiori in regime statico, ma anche risposte più veloci (e quindi frequenze di taglio più alte) in regime dinamico.

Ci occuperemo quindi essenzialmente di **JFET a canale n**, per cui vediamo velocemente quale sia la struttura tecnologica di un simile dispositivo:

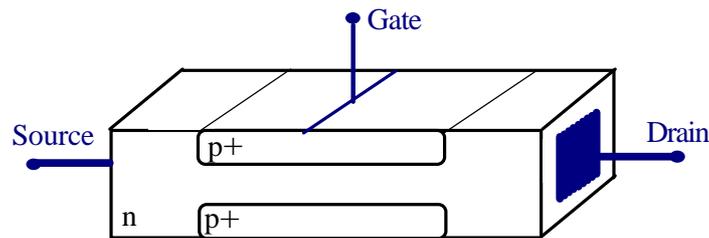
- la parte inferiore del dispositivo è un **substrato** di silicio drogato di tipo p<sup>+</sup> (dove l'apice "+" indica una concentrazione di drogante particolarmente elevata);
- su tale substrato è localizzato uno strato, questa volta drogato di tipo n, che costituisce il già citato **canale** del dispositivo;
- all'interno del canale viene realizzata (per *diffusione* o per *impiantazione ionica*) una nuova regione drogata di tipo p<sup>+</sup> (con un valore di concentrazione approssimativamente pari a quello del substrato);
- a questo punto il corpo del dispositivo è ultimato; restano i *contatti ohmici*, che sono tre (tanti quanti i terminali del dispositivo) e sono posti sulla faccia superiore: in particolare, un primo contatto ohmico viene realizzato in corrispondenza dell'ultima regione di tipo p<sup>+</sup> che è stata creata e prende il nome di **terminale di gate**; gli altri due contatti vengono realizzati entrambi

in corrispondenza della regione di tipo n e prendono il nome di **terminale di source** e **terminale di drain**.

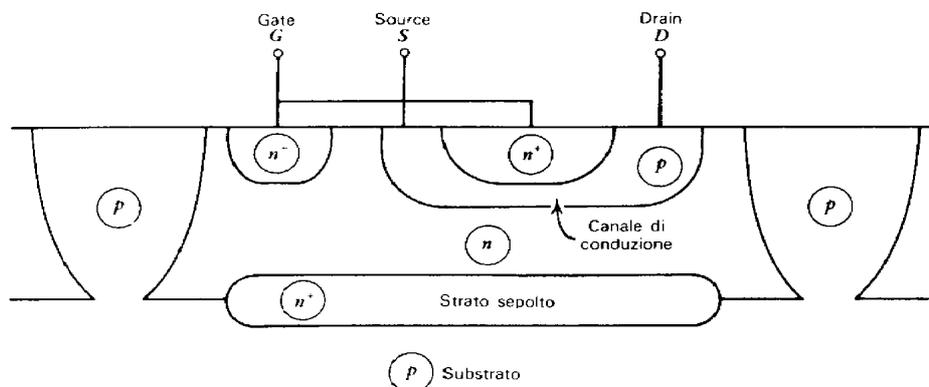
La struttura che si ottiene è dunque del tipo seguente:



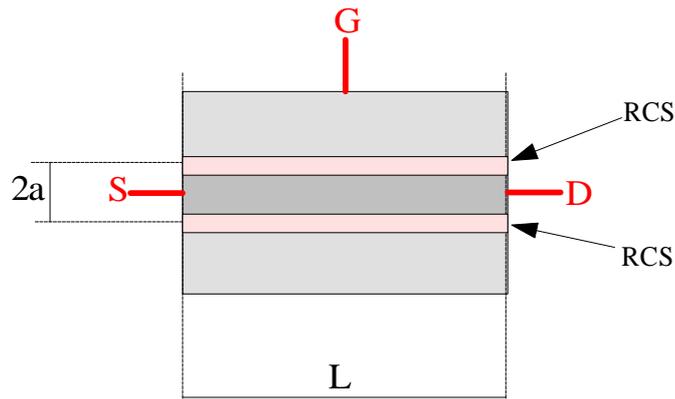
Questa è una possibile *struttura planare* di un JFET a canale n (alla quale andrebbe eventualmente aggiunto un ulteriore terminale per la polarizzazione del substrato di tipo p+). Un'altra possibile struttura è invece quella indicata nella figura seguente:



La figura seguente mostra invece la struttura tipica di un *JFET monolitico* a canale p (non in scala), vista tramite la sua sezione:



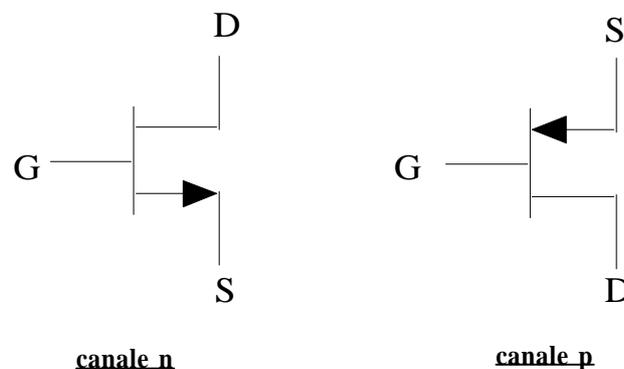
Per studiare il funzionamento di un JFET, utilizzeremo sempre la struttura trasversale schematizzata nella figura seguente:



I parametri geometrici e tecnologici più importanti di questo dispositivo sono:

- l'altezza della regione di canale, solitamente indicata con  $2a$ ;
- la lunghezza di canale  $L$  (ossia la distanza che gli elettroni devono percorrere per passare dal drain al source o viceversa);
- la profondità  $W$  del dispositivo e quindi anche del canale;
- il drogaggio (costante) del canale;
- la mobilità degli elettroni nel canale (dipendente ovviamente dal drogaggio e dal semiconduttore utilizzato).

I simboli circuitali che utilizzeremo per i JFET a canale n ed a canale p sono i seguenti:



La freccia sul "ramo di source" indica la direzione della corrente in polarizzazione diretta: in un JFET a canale n, la polarizzazione è tale che  $V_{DS} > 0$  e quindi la corrente convenzionale fluisce dal drain verso il source (mentre gli elettroni si muovono effettivamente nel verso opposto), mentre in un JFET a canale p la polarizzazione è tale che  $V_{DS} < 0$  e quindi la corrente convenzionale fluisce dal source verso il drain.

In ogni caso, comunque, la freccia della corrente è sempre posta in corrispondenza del terminale di source, che è quello a tensione minore negli **n-JFET** e quello a tensione maggiore nei **p-JFET**.

Sottolineiamo, inoltre, che, dal punto di vista fisico, i terminali di drain e di source di un JFET sono generalmente indistinguibili a vista, a causa della perfetta

simmetria del dispositivo. Ciò che aiuta a capire quale sia il drain e quale il source è, perciò, solo la polarizzazione.

## Principi di funzionamento di un JFET

Così come in tutti i dispositivi a tre terminali, è possibile applicare due diverse tensioni di polarizzazione al JFET: ponendo il source a massa, queste due tensioni sono la **tensione di drain**  $V_D=V_{DS}$  e la **tensione di gate**  $V_G=V_{GS}$ .

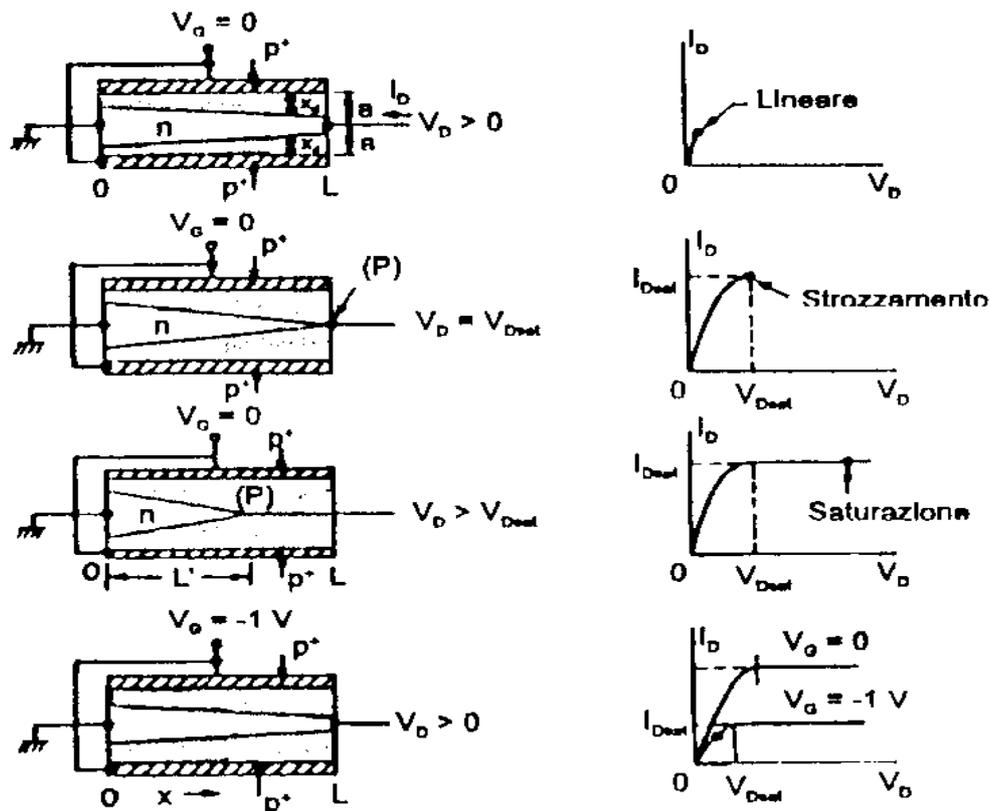
La tensione  $V_{DS}$  è quella necessaria per far fluire la corrente tra i terminali di source e di drain: quando questa tensione è positiva, si ha un flusso di elettroni dal source al drain e quindi corrente convenzionale dal drain a source.

La tensione  $V_{GS}$  è invece la tensione di controllo, ossia la tensione da impiegare per modulare l'intensità della corrente di drain  $I_{DS}$  mantenendo costante la  $V_{DS}$ : questo effetto di modulazione avviene in quanto la  $V_{GS}$  va a polarizzare le giunzioni p<sup>+</sup>-n che si trovano in corrispondenza del canale e, di conseguenza, influisce sulle regioni di carica spaziale associate a tali giunzioni; in particolare, quando  $V_{GS}$  è negativa, essa risulta essere una tensione di polarizzazione inversa per le giunzioni, il che contribuisce ad aumentare l'estensione delle suddette RCS; dato che il canale è una regione molto meno drogata rispetto alle regioni p<sup>+</sup>, le RCS si estendono quasi interamente nel canale e contribuiscono perciò a svuotarlo sempre più di portatori man mano che la  $V_{GS}$  cresce in valore assoluto (ossia diventa sempre più negativa). Questo svuotamento del canale provoca una diminuzione della conduttanza di canale (o, ciò che è lo stesso, un aumento della resistenza di canale) e quindi, a parità di  $V_{DS}$ , ciò corrisponde ad una riduzione dell'intensità di corrente  $I_{DS}$ .

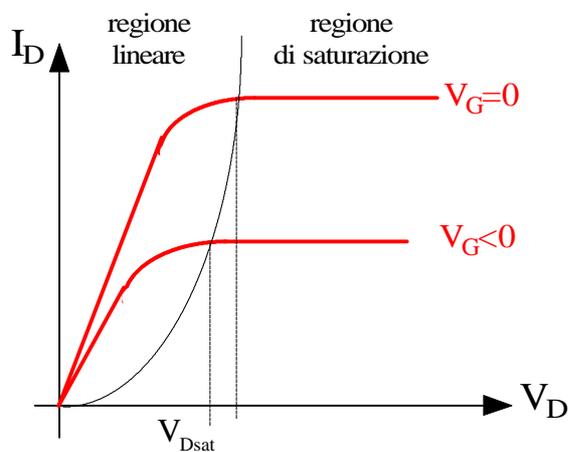
Una volta fissato il valore della  $V_{GS}$ , ossia una volta fissata l' "apertura" del canale, sulla base dei valori assunti dalla  $V_{DS}$  è possibile distinguere diverse **regioni di funzionamento** del dispositivo:

- quando la  $V_{DS}$  è abbastanza piccola, essa non influisce praticamente per niente sulle dimensioni del canale, che si possono perciò ritenere approssimativamente uniformi al variare di tale tensione; questo fa' sì che la corrente cresca in modo approssimativamente proporzionale al crescere della tensione  $V_{DS}$ , il che equivale a dire che il canale si comporta semplicemente come un resistore lineare;
- quando la  $V_{DS}$  assume valori intermedi, la crescita della  $I_{DS}$  con la  $V_{DS}$  continua, ma con un andamento che non è più lineare, ma di tipo quadratico: questo perché la  $V_{DS}$  contribuisce adesso a determinare una tensione diversa in ogni sezione del canale;
- infine, quando la  $V_{DS}$  è particolarmente elevata, si arriva al valore (indicato con  $V_{DS,sat}$  e detto di  **saturazione**) in corrispondenza del quale le due RCS si toccano in corrispondenza della sezione di drain; a quel punto, si dice che *il canale è strozzato*, il che comporta, almeno in prima approssimazione, che la corrente rimanga adesso costante nonostante la  $V_{DS}$  continui a crescere oltre il valore  $V_{DS,sat}$ . Questo valore  $V_{DS,sat}$  dipende ovviamente dalla  $V_{GS}$ .

Nelle figura seguente sono mostrate graficamente le considerazioni appena esposte:



Possiamo dunque concludere che l'andamento della  $I_{DS}$  in funzione della  $V_{DS}$  è quello indicato nella figura seguente:



Al crescere del valore assoluto della  $V_{GS}$ , i valori della corrente di drain, a parità di tensione  $V_{DS}$ , diminuiscono: il motivo è proprio nel fatto per cui, aumentando la  $V_{GS}$ , aumenta l'estensione delle RCS, quindi aumenta lo svuotamento del canale e quindi si riduce la conduttanza del canale stesso.

Nel grafico è possibile individuare fundamentalmente due regioni di funzionamento del dispositivo:

- la cosiddetta **regione lineare** (detta anche "regione di triodo"), in cui l'andamento della corrente con la tensione è di tipo quadratico (includendo

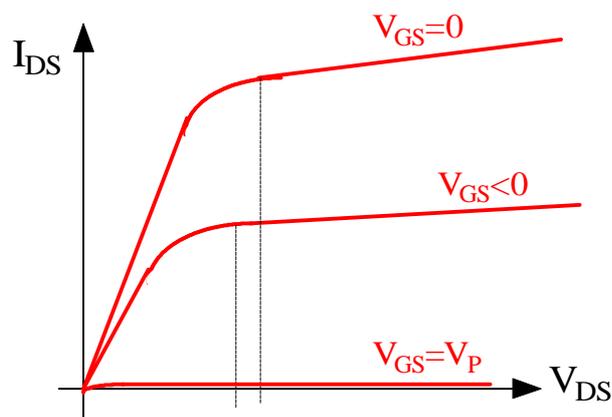
anche quel breve tratto iniziale in cui l'andamento è, in effetti, più lineare che quadratico);

- la cosiddetta **regione a corrente costante** (o anche “regione di saturazione”), in cui la corrente rimane, in prima approssimazione, costante nonostante la tensione di drain superi il valore  $V_{DS,sat}$  che provoca lo strozzamento (o “pinch-off”) del canale.

Possiamo inoltre fare alcune importanti osservazioni, che saranno riprese anche in seguito:

- in primo luogo, abbiamo prima sottolineato il fatto che, in regione di saturazione, la corrente rimane costante, al crescere della  $V_{DS}$ , solo in prima approssimazione: infatti, volendo fare una analisi più accurata del funzionamento del dispositivo, si trova che, invece, all'aumentare della  $V_{DS}$ , la  $I_{DS}$  continua ad aumentare, se pure di poco; questo effetto va sotto il nome di *effetto della modulazione della lunghezza di canale* e sarà analizzato nel dettaglio più avanti; è chiaro, però, sin da ora che esso provoca una pendenza non nulla delle curve della corrente anche nella regione di saturazione;
- in secondo luogo, abbiamo anche osservato che, al crescere del valore assoluto della  $V_{GS}$ , i valori di corrente, a parità di  $V_{DS}$ , diminuiscono a causa del progressivo svuotamento del canale; allora, si arriva al punto in cui la tensione  $V_{GS}$  assume un particolare valore (ovviamente negativo), che indicheremo in seguito con  $V_P$  e chiameremo **tensione di pinch-off**, in corrispondenza del quale, anche in assenza di tensione  $V_{DS}$ , il canale risulta già strozzato; evidentemente, allora, se, in presenza di  $V_G=V_P$ , noi applichiamo una certa tensione  $V_{DS}$ , avremo una corrente di drain quasi nulla.

Sulla base di queste due osservazioni, possiamo tracciare in modo più accurato le curve della  $I_{DS}$  in funzione della  $V_{DS}$  ed al variare della  $V_{GS}$ :



Per concludere, ricordiamo che un JFET può funzionare in due modi differenti:

- il modo che abbiamo considerato, e che considereremo in seguito, è detto **a svuotamento**: si dice che un JFET lavora in questo modo quando, in condizioni di equilibrio termico, ossia in assenza di qualsiasi tensione applicata ai terminali, il canale presenta un'area più o meno estesa disponibile alla conduzione;

- si dice, invece, che un JFET lavora **ad arricchimento** quando, pur in condizioni di equilibrio termico, la struttura tecnologica del dispositivo è tale che il canale risulta già strozzato.

La differenza sostanziale, tra i due modi di funzionamento, è la seguente:

- nel *funzionamento ad arricchimento*, perché possa fluire una corrente tra i terminali di source e di drain a seguito della applicazione di una tensione  $V_{DS}$ , è necessario "aprire" il canale, ossia "arricchirlo" di portatori; è cioè necessario ridurre le estensioni delle due RCS, in modo da lasciare un'area di canale disponibile alla conduzione. Per ottenere questo effetto, è necessario applicare al gate una tensione  $V_{GS}$  (sempre rispetto al source) POSITIVA;
- il contrario, accade, come abbiamo visto fino ad ora, nel *funzionamento a svuotamento*, ossia quando il canale, all'equilibrio termico, risulta già aperto e quindi l'applicazione di una tensione  $V_{GS}$  NEGATIVA serve a modulare l'ampiezza di canale al fine di ridurre la corrente tra drain e source.

## Equazioni della corrente per un JFET a canale n

Da un punto di vista analitico, esistono due distinte equazioni che caratterizzano il funzionamento del dispositivo nelle due regioni di funzionamento, ossia, in definitiva, che quantificano le variazioni della  $I_{DS}$  con la  $V_{DS}$  ed al variare della  $V_{GS}$ :

- nella **regione lineare**, l'equazione è

$$I_{DS} = \frac{2I_{DSS}}{V_P^2} \left[ (V_{GS} - V_P)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

dove  $V_P$  è la già citata **tensione di pinch-off** (ossia la tensione, negativa, da applicare al gate perché, in assenza di tensione applicata al drain, il canale risulti strozzato), mentre  $I_{DSS}$  è la *massima corrente di drain* (ossia la corrente che si ottiene quando il dispositivo lavora in saturazione e la  $V_{GS}$  è nulla, per cui il canale presenta la massima conducibilità);

- nella **regione di saturazione**, invece, l'equazione che fornisce la corrente è approssimativamente

$$I_{DS} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

ed essa indica evidentemente una corrente che è costante al variare della tensione  $V_{DS}$ , ma aumenta al diminuire, in valore assoluto, della  $V_{GS}$ .

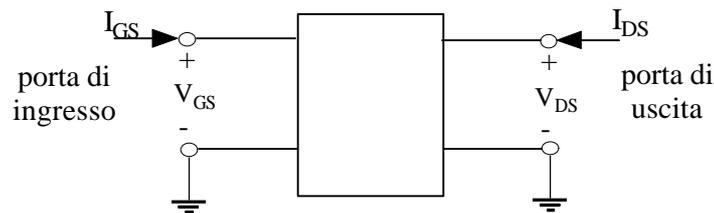
Facciamo osservare sin da ora una cosa molto importante: come abbiamo appena visto, e come vedremo anche nei MOSFET, per un JFET ci sono due diverse equazioni che forniscono il valore della corrente  $I_{DS}$  e corrispondono ciascuna ad una diversa regione funzionamento del dispositivo; il fatto che ci siano due diverse equazioni ha il pregio di fornire una stima molto accurata della corrente in

ciascuna regione di funzionamento, ma ha anche un grande difetto: per condurre una analisi sul punto di lavoro di un JFET è sempre necessario fare una ipotesi preliminare con la quale si assume arbitrariamente che il JFET stia lavorando in regione lineare o in regione di saturazione; sulla base di questa ipotesi, si utilizzano le equazioni relative alla regione di funzionamento scelta e si prosegue fino ad individuare un possibile punto di lavoro; a questo punto, non si può dire di aver concluso, in quanto è necessario verificare che questo risultato sia congruente con l'ipotesi fatta in partenza: se c'è la congruenza, significa che l'ipotesi iniziale era corretta e che quindi il risultato ottenuto è valido; al contrario, se il risultato e l'ipotesi non sono congruenti, significa che l'ipotesi era sbagliata, ossia che il dispositivo lavora nell'altra regione di funzionamento; di conseguenza, è necessario ripetere tutti i calcoli, questa volta con le equazioni opportune, in modo da raggiungere il risultato corretto.

## Caratteristiche statiche di un JFET a canale n

Essendo un JFET un dispositivo a 3 terminali, è possibile utilizzarlo, in un circuito, secondo tre differenti **configurazioni circuitali**, a seconda di quale sia il terminale in comune tra la porta di ingresso e la porta di uscita.

La configurazione generalmente utilizzata è quella cosiddetta **a source comune**, illustrata nella figura seguente:



Su un siffatto elemento biporta è possibile definire una serie di caratteristiche, delle quali vogliamo parlare adesso.

### Caratteristica I-V alla porta di ingresso

Una prima possibilità è quella di tracciare una **caratteristica I-V alla porta di ingresso**, ossia, nel caso del JFET, una curva della corrente di gate  $I_{GS}$  in funzione della tensione di gate  $V_{GS}$ ; tuttavia, questa caratteristica non è molto utile, per il motivo seguente: la corrente che fluisce attraverso il terminale di gate è la corrente che fluisce attraverso la giunzione p<sup>+</sup>-n formata dal canale e dalla regione di gate appunto; questa giunzione è polarizzata dalla tensione  $V_{GS}$  e abbiamo detto che, per un JFET a canale n a svuotamento come quello che stiamo considerando, essa è negativa; si tratta dunque di una tensione di polarizzazione inversa applicata alla giunzione p<sup>+</sup>-n, per cui la corrispondente corrente  $I_{GS}$  si può assumere praticamente nulla. Quindi, se andassimo a tracciare la curva di  $I_{GS}$  in funzione di  $V_{GS}$ , avremmo corrente approssimativamente nulla per qualsiasi valore della tensione.

C'è però da fare una duplice osservazione a questo proposito:

- intanto, nulla vieta di applicare al gate una tensione  $V_{GS}$  positiva: in questo caso, andremmo a polarizzare direttamente la giunzione p<sup>+</sup>-n e quindi,

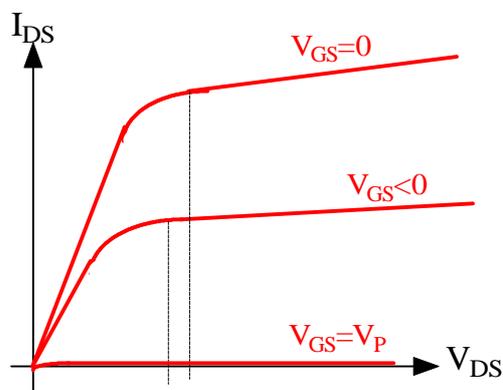
superato il valore  $V_\gamma$  di **accensione** di tale giunzione (che è di circa 0.5V), potremmo avere anche una corrente di gate elevata; il problema è che il dispositivo non è progettato per tollerare questa corrente, per cui correremmo il rischio di romperlo; questo per dire, quindi, che, nell'applicare la  $V_{GS}$  con polarità positiva, è sempre necessario evitare di superare il valore di accensione della giunzione p<sup>+</sup>-n;

- in secondo luogo, bisogna anche stare attenti al valore che si dà alla  $V_{GS}$  quando è negativa, cioè nel normale funzionamento del dispositivo a svuotamento: infatti, così come, in polarizzazione diretta, non bisogna superare il valore di accensione della giunzione, allo stesso modo non bisogna scendere al di sotto di quello di **rottura** della giunzione, in quanto, in caso contrario, potremmo avere un deterioramento irrimediabile del dispositivo; come minimo valore della  $V_{GS}$  è dunque sufficiente arrivare al valore  $V_P$  di pinch-off, in quanto, anche per valori ancora inferiori a  $V_P$ , il comportamento del dispositivo non cambia, visto che il canale è strozzato e la corrente è nulla.

In conclusione, quindi, diciamo che *l'intervallo entro cui è consigliabile far variare la tensione di gate  $V_{GS}$  è  $[V_P, V_\gamma]$ , dove ricordiamo ancora una volta che  $V_P$  ha segno negativo.*

## Caratteristica I-V alla porta di uscita

Una caratteristica senz'altro più importante della precedente è quella I-V relativa alla porta di uscita ed è quella che abbiamo tracciato prima per descrivere qualitativamente il funzionamento del JFET:



Abbiamo già parlato prima di questa caratteristica, per cui passiamo oltre.

## Transcaratteristica I-V

Un'altra importante caratteristica che possiamo tracciare per un JFET (come per un qualsiasi altro FET) è la cosiddetta **transcaratteristica (di uscita)**, nella quale riportiamo l'andamento della corrente di uscita  $I_{DS}$  in funzione della tensione di ingresso  $V_{GS}$  e in corrispondenza di un prefissato valore della tensione di uscita  $V_{DS}$ .

Così come abbiamo visto che le curve della  $I_{DS}$  in funzione di  $V_{DS}$  differiscono a seconda del valore della  $V_{GS}$ , in modo del tutto analogo, *le curve della  $I_{DS}$  in funzione della  $V_{GS}$  differiscono a seconda del valore della  $V_{DS}$* . Per esempio, supponiamo, come primo caso, di fissare per la tensione tra drain e source un valore costante  $V_{DS}=5V$ : questo valore è sufficientemente alto da garantirci che il JFET, quando va in conduzione, lavori nella **regione di saturazione**. In corrispondenza di questo valore, andiamo allora a vedere come varia la  $I_{DS}$  al variare della  $V_{GS}$ .

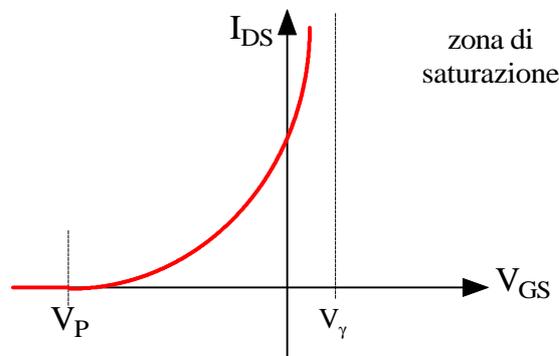
Abbiamo detto prima che il valore minimo di  $V_{GS}$  correntemente impiegato è il valore di pinch-off  $V_P$  (che ricordiamo essere negativo): per definizione, quando la tensione di gate ha questo valore, il canale è strozzato e quindi, quale che sia il valore della  $V_{DS}$ , la corrente è approssimativamente nulla. Possiamo dunque cominciare a tracciare la transcaratteristica indicando una corrente di drain nulla per valori di  $V_{GS}$  inferiori a  $V_P$ .

Non appena saliamo oltre questo valore, il dispositivo prende a condurre corrente in quanto il canale presenta una minima conduttanza di canale che aumenta all'aumentare della  $V_{GS}$ : avendo per ipotesi messo il dispositivo in saturazione, l'equazione secondo la quale varia la corrente è

$$I_{DS} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

Questa equazione indica che la  $I_{DS}$  aumenta, in modo quadratico, all'aumentare della  $V_{GS}$  (negativa); in corrispondenza del valore  $V_{GS}=0$ , la corrente vale  $I_{DSS}$  e poi continua a crescere se la  $V_{GS}$  passa a valori positivi (da prendere comunque inferiori al valore di 0.6V per non provocare l'accensione della giunzione di gate).

Possiamo perciò tracciare la transcaratteristica nel modo seguente:



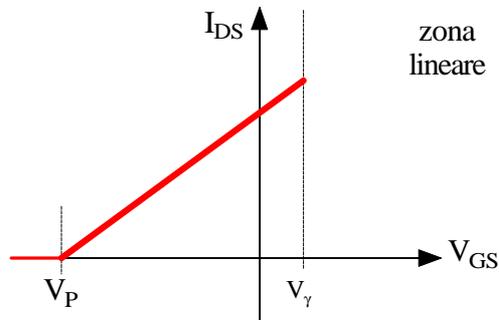
**N.B.** Eseguendo *simulazioni al calcolatore*, si è trovato che la transcaratteristica è praticamente sempre la stessa, quale che sia il valore della  $V_{DS}$ , a patto che il dispositivo lavori nella regione di saturazione: il motivo è evidentemente nel fatto che, nella espressione della  $I_{DS}$  in zona di saturazione, la  $V_{DS}$  non compare (almeno in prima approssimazione).

Tutto questo avviene, dunque, quando la  $V_{DS}$  è tale che il dispositivo lavori nella regione di saturazione. Vediamo invece come cambiano le cose quando il dispositivo lavora nella **zona lineare** (o zona di triodo).

Fissiamo perciò un valore basso della  $V_{DS}$ , ad esempio 100mV. Partendo sempre da  $V_{GS}=V_P<0$ , l'equazione da utilizzare per dedurre l'andamento della  $I_{DS}$  con la  $V_{GS}$  è questa volta quella relativa alla regione lineare, ossia

$$I_{DS} = \frac{2I_{DSS}}{V_P^2} \left[ (V_{GS} - V_P)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

Questa equazione mostra che la corrente è ancora una volta approssimativamente nulla quando  $V_{GS}=V_P$  e cresce, questa volta in modo lineare, man mano che la  $V_{GS}$  aumenta. La transcaratteristica è perciò fatta in questo modo:



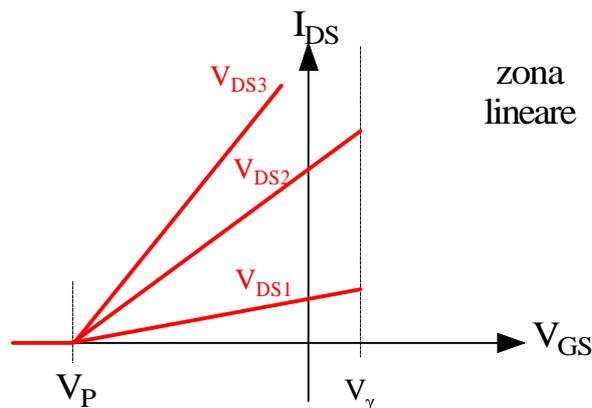
Possiamo subito fare alcune importanti osservazioni circa questo grafico:

- la prima è che proprio questo andamento perfettamente lineare della  $I_{DS}$  con la  $V_{GS}$  determina la denominazione di *regione lineare*;
- la seconda è che il valore che la corrente raggiunge in corrispondenza di  $V_{GS}=0V$ , è questa volta inferiore a quello che si aveva quando si era in saturazione: in quel caso, infatti, per  $V_{GS}=0V$  si otteneva  $I_{DS}=I_{DSS}$ , mentre questa volta si ottiene

$$I_{DS} = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} \left[ |V_P|V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

da cui si capisce che, ponendo  $V_{DS} \cong 0$ , il valore di corrente è effettivamente inferiore.

Infine, se andassimo a tracciare altre curve per valori via via crescenti della  $V_{DS}$ , avendo cura di rimanere sempre nella regione lineare, avremmo qualcosa del tipo seguente:



**N.B.** Le simulazioni al calcolatore, su JFET tipici, confermano pienamente questo risultato: finché il dispositivo lavora nella regione lineare, la transcaratteristica, pur rimanendo una retta, presenta una pendenza (e quindi una intercetta con l'asse delle ordinate) via via maggiore man mano che si fissa un valore crescente della  $V_{DS}$ .

## Transconduttanza $g_m$

Facendo riferimento alle transcaratteristiche I-V appena tracciate, è possibile definire un importante parametro (differenziale) relativo al funzionamento di un JFET: esso prende il nome di **transconduttanza** ed è definito analiticamente mediante la relazione

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right|_Q$$

In pratica, una volta fissato il punto di lavoro Q del dispositivo, ossia la terna di valori  $(V_{DS}, V_{GS}, I_{DS})$ , la transconduttanza misura la pendenza della transcaratteristica nel punto di lavoro considerato. Ad essere precisi, ciò che essa misura è la pendenza della curva che si ottiene linearizzando la transcaratteristica nell'intorno del punto di lavoro prescelto.

## Transconduttanza in zona di saturazione

E' chiaro che il valore della transconduttanza dipende dalla zona di funzionamento del dispositivo, ossia, a parità di  $V_{GS}$  e di  $I_{DS}$ , dal valore della  $V_{DS}$ .

Vediamo ad esempio quanto esso vale quando il dispositivo lavora in saturazione: avendo detto che l'espressione della corrente in questa regione di funzionamento è

$$I_{DS} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

deduciamo che la transconduttanza vale

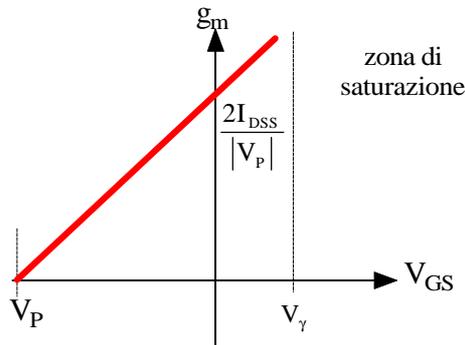
$$g_m = \frac{\partial}{\partial V_{GS}} \left( I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \right) = - \frac{2I_{DSS}}{V_P} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)$$

Ovviamente, come specificato dalla definizione, il valore da prendere per la  $V_{GS}$  è quello relativo al punto di lavoro prescelto, per cui concludiamo che

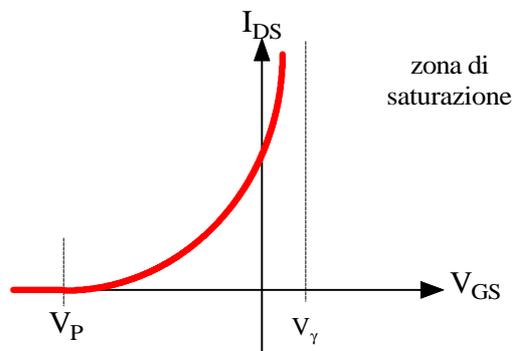
$$g_m = - \frac{2I_{DSS}}{V_P} \left( 1 - \frac{V_{GS}^Q}{V_P} \right) = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} \left( 1 + \frac{V_{GS}^Q}{|V_P|} \right)$$

dove il segno “-” iniziale scompare nel momento in cui la  $V_P$  viene presa con il suo segno, ossia appunto negativa.

Questa equazione mostra dunque che *la transconduttanza, in zona di saturazione, aumenta linearmente con la tensione  $V_{GS}$ .*



Questo risultato è evidente se osserviamo la transcaratteristica del JFET nella regione di saturazione:



Si osserva infatti come la pendenza della curva vada aumentando man mano che la  $V_{GS}$  aumenta.

Spesso, è preferibile esprimere la  $g_m$  non in funzione della  $V_{GS}$ , ma in funzione della corrente  $I_{DS}$ : per fare questo, basta osservare che, dall'equazione

$$I_{DS} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

si ottiene che  $1 - \frac{V_{GS}}{V_P} = \sqrt{\frac{I_{DS}}{I_{DSS}}}$  e quindi, sostituendo nell'espressione della  $g_m$ , che

$$g_m = -\frac{2}{V_P} \sqrt{I_{DSS} I_{DS}^Q}$$

Questa equazione mostra dunque che *la transconduttanza aumenta all'aumentare della corrente di drain.* Tuttavia, si nota che  $g_m$  aumenta con la radice quadrata della  $I_{DS}$ , il che significa che un aumento consistente della  $I_{DS}$  non corrisponde ad un aumento altrettanto consistente della  $g_m$ , oppure, in altre parole, che *per aumentare la  $g_m$ , è necessario aumentare notevolmente la  $I_{DS}$ .*

L'ultima equazione ricavata mette anche in evidenza i valori massimi e minimi di  $g_m$ : il valore minimo è ovviamente zero e si ha quando è nulla la corrente; il valore

massimo, invece, si ottiene quando  $I_{DS}=I_{DSS}$  (ossia quando  $V_{GS}=0V$ ) ed è evidentemente pari a

$$(g_m)_{MAX} = -\frac{2I_{DSS}}{V_P}$$

## Transconduttanza in zona lineare

Fin qui, dunque, quello che accade alla transconduttanza nella regione di saturazione. Passiamo a vedere che cosa accade se il dispositivo lavora nella regione lineare: abbiamo detto che, in questa regione di funzionamento, l'equazione che fornisce il valore della corrente è

$$I_{DS} = \frac{2I_{DSS}}{V_P^2} \left[ (V_{GS} - V_P)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

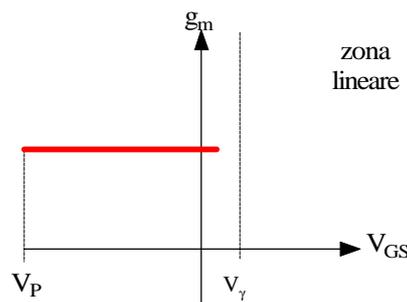
dal che si deduce che la transconduttanza vale

$$g_m = \frac{\partial}{\partial V_{GS}} \left[ \frac{2I_{DSS}}{V_P^2} \left( (V_{GS} - V_P)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right) \right] = \frac{2I_{DSS}}{V_P^2} V_{DS}$$

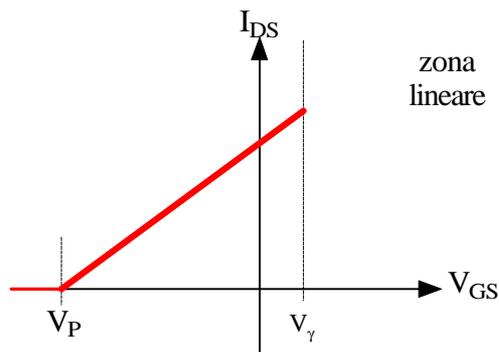
Il valore di  $V_{DS}$  da prendere è sempre quello relativo al punto di lavoro prescelto, per cui concludiamo che la transconduttanza di un JFET che lavora in regione lineare vale

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{V_P^2} V_{DS}^Q$$

Il risultato interessante evidenziato da questa relazione è che *in zona lineare*, la  $g_m$  non dipende dalla  $V_{GS}$ , mentre cresce al crescere della  $V_{DS}$ .



In termini di transcaratteristica  $I_{DS}-V_{GS}$ , questo risultato era stato già trovato: abbiamo infatti visto che, in zona lineare, la transcaratteristica è del tipo riportato nella figura seguente, per cui è evidente che la pendenza della curva è sempre la stessa quale che sia il valore della  $V_{GS}$ .



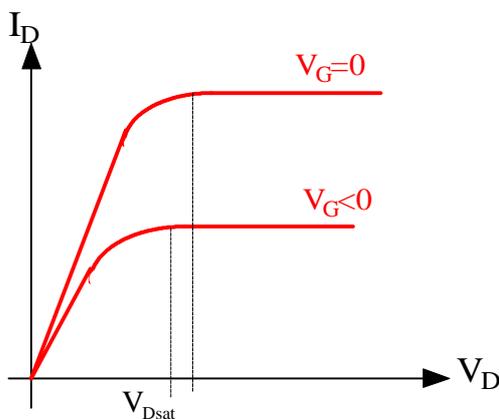
## Conduttanza di uscita $g_o$

Mentre la transconduttanza  $g_m$  esprime le variazioni della corrente di drain  $I_{DS}$  dovute a variazioni della tensione di gate  $V_{GS}$ , esiste un altro parametro fondamentale del JFET (come per tutti i FET d'altra parte), che prende il nome di **conduttanza di uscita** e che esprime le variazioni della corrente di drain  $I_{DS}$  dovute questa volta a variazioni della tensione di drain  $V_{DS}$ : la definizione analitica di questo parametro è quindi

$$g_o = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_Q$$

Ovviamente, così come la  $g_m$  poteva essere visualizzata nel piano  $(V_{GS}, I_{DS})$ , la conduttanza di uscita può essere visualizzata nel piano  $(V_{DS}, I_{DS})$ : fissato il punto di lavoro  $Q$  e linearizzata la caratteristica  $I_{DS}(V_{DS})$  (presa per un prefissato valore di  $V_{GS}$ ) nell'intorno di  $Q$ , la conduttanza di uscita rappresenta la pendenza della curva nel punto  $Q$ : all'aumentare della pendenza, aumenta la conduttanza di uscita (o, ciò che è lo stesso, diminuisce la resistenza di uscita  $r_o$ , pari al reciproco di  $g_o$ ).

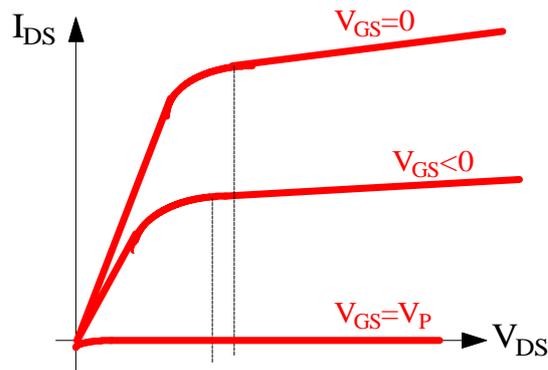
Da questa considerazione scaturisce un'altra abbastanza evidente: abbiamo detto che, facendo una analisi approssimata del comportamento di un JFET, le sue caratteristiche di uscita risultano essere del tipo



E' evidente, allora, che, mentre nella regione di triodo (cioè per  $V_{DS}$  bassa) le curve della corrente hanno una pendenza anche elevata e quindi un valore elevato

di  $g_o$ , al contrario, nella regione di corrente costante, tali curve sono orizzontali, ossia a pendenza nulla, per cui risulta nulla anche  $g_o$  (oppure, ciò che è lo stesso, risulta infinita la resistenza di uscita  $r_o$ ).

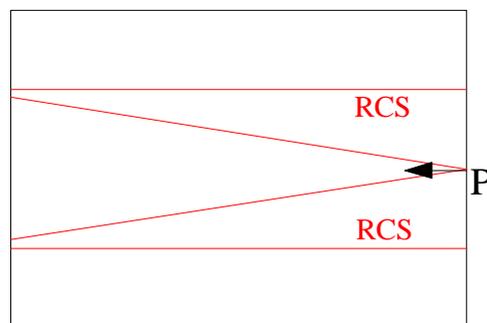
Questa, come detto, è una analisi approssimata, in quanto abbiamo accennato al fatto che, in realtà, anche nella regione di corrente costante, la corrente continua ad aumentare, sia pure leggermente, all'aumentare della tensione: ciò comporta che le curve non siano perfettamente orizzontali e che quindi si abbia un valore non nullo, per quanto piccolo, di  $g_o$  (ossia anche un valore molto grande, ma non infinito, di  $r_o$ ):



## Effetto della modulazione della lunghezza di canale

Dobbiamo ora spiegare nel dettaglio per quale motivo la corrente  $I_{DS}$  continua a crescere con la tensione  $V_{DS}$  anche nella regione di saturazione, ossia anche dopo che il canale ha subito il pinch-off.

Abbiamo detto che la tensione che maggiormente influisce sullo svuotamento del canale è la tensione di gate  $V_{GS}$ , la quale regola l'estensione delle RCS che si affacciano sul canale stesso. Abbiamo però detto che anche la  $V_{DS}$  ha una sia pur minore influenza sullo svuotamento del canale: nel momento in cui si raggiunge il pinch-off, cosa che avviene prima in corrispondenza della sezione di drain (in quanto è lì che c'è la tensione inversa maggiore), è chiaro che, aumentando ancora la  $V_{DS}$ , il punto di pinch-off (ossia il punto in cui le due RCS si toccano) va via via spostandosi dal drain verso il source:



In pratica, con riferimento alla figura appena riportata, all'aumentare della  $V_{DS}$ , il punto P di contatto delle due RCS si sposta verso sinistra, cioè appunto dal drain verso il source. Questo comporta che l'estensione della regione di canale aperta alla conduzione vada via via diminuendo; ciò che invece non diminuisce è la tensione applicata ai capi di tale regione, in quanto la caduta di tensione nella regione

ancora non svuotata è senz'altro trascurabile: allora, se la lunghezza del canale diminuisce, ma rimane costante la tensione applicata ai suoi capi, aumenta il campo elettrico all'interno di questa regione e quindi aumenta la corrente.

Ecco dunque spiegato il fatto per cui, anche dopo aver raggiunto il pinch-off del canale, ossia anche dopo aver superato il valore  $V_{DS,sat}$ , la corrente continua ad aumentare se aumenta la  $V_{DS}$ .

Da un punto di vista analitico, è possibile includere questo effetto, denominato **modulazione della lunghezza di canale**, nell'equazione che fornisce la corrente nella regione di saturazione: tale equazione diventa infatti

$$I_{DS} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

ed è evidente che essa prevede una dipendenza lineare della  $I_{DS}$  dalla  $V_{DS}$  secondo il parametro  $\lambda$ , che prende il nome di **parametro della modulazione della lunghezza di canale**.

Facciamo comunque osservare una cosa: è intuitivo rendersi conto che *l'effetto della modulazione della lunghezza di canale è tanto meno marcato quanto più lungo è il canale del dispositivo*. Infatti, una stessa variazione  $\Delta L$  della lunghezza  $L$  del canale è più sentita se  $L$  è piccola, mentre è più o meno trascurabile se  $L$  è grande. Considerando, allora, che i JFET sono generalmente dispositivi a canale lungo, possiamo dedurre che questo effetto sia abbastanza trascurabile in questi dispositivi. Lo stesso non potremo dire, invece, nei MOSFET, che sono dispositivi a canale corto e quindi risentono maggiormente delle variazioni di  $L$ .

## Conduttanza di uscita in zona di saturazione

Il fatto di considerare la modulazione della corrente anche in zona di saturazione comporta, come detto in precedenza, che la conduttanza di uscita non sia più nulla in questa regione. Andiamo perciò a trovarci una sua espressione.

Applicando semplicemente la definizione, abbiamo che

$$g_o = \frac{\partial}{\partial V_{DS}} \left( I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 (1 + \lambda V_{DS}) \right) = \underbrace{I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2}_{\cong I_{DS}^0} \lambda$$

Confrontando questa espressione con quella della corrente di drain e tenendo conto che  $\lambda$  ha un valore molto piccolo nei JFET, possiamo concludere che

$$\boxed{g_o = \lambda I_{DS}^0}$$

Questa formula ci dice un'altra cosa molto importante:  $g_o$  aumenta all'aumentare della corrente nel punto di polarizzazione, il che significa che *la pendenza delle curve della corrente, nella regione di saturazione, aumenta all'aumentare della corrente*.

Questa è una osservazione importante, in quanto ci dice che, per bassi valori di corrente, considerando che  $\lambda$  è piccolo, l'effetto della modulazione della lunghezza di canale può essere realmente trascurato, mentre questo è sempre meno lecito man mano che la corrente aumenta.

## Conduttanza di uscita in zona lineare: JFET come resistore variabile

Dopo aver calcolato la conduttanza di uscita nella regione di saturazione, possiamo valutarla anche nella regione lineare: l'espressione della corrente in questa regione è

$$I_{DS} = \frac{2I_{DSS}}{V_P^2} \left[ (V_{GS} - V_P)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

per cui la conduttanza di uscita vale

$$g_{DS} = \frac{\partial}{\partial V_{DS}} \left( \frac{2I_{DSS}}{V_P^2} \left( (V_{GS} - V_P)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right) \right) = \frac{2I_{DSS}}{V_P^2} ((V_{GS} - V_P) - V_{DS})$$

dove abbiamo usato il pedice "DS", al posto del pedice "O", per distinguere quello che stiamo ricavando ora da quello che abbiamo ricavato nella regione di saturazione.

Nel caso in cui possiamo ritenere la  $V_{DS}$  trascurabile rispetto agli altri termini, possiamo scrivere che

$$g_{DS} = \frac{2I_{DSS}}{V_P^2} (V_{GS} - V_P)$$

oppure anche che

$$g_{DS} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)$$

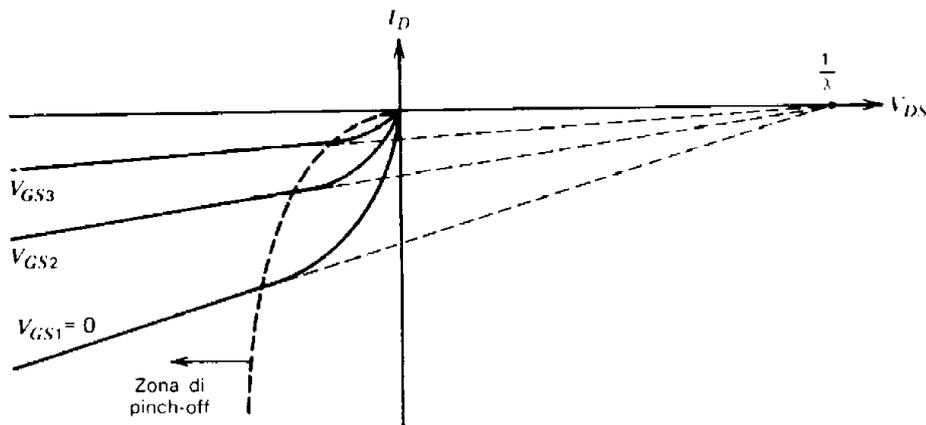
Questa relazione mette in evidenza che il valore massimo della  $g_{DS}$  vale  $G_O = 2I_{DSS}/|V_P|$  e si ottiene quando  $V_{GS}=0$ : possiamo allora riscrivere quella nella forma

$$g_{DS} = G_O \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)$$

Questa relazione ha una notevole importanza pratica: infatti, è chiaro che, se fissiamo un valore basso della  $V_{DS}$ , abbiamo che il JFET, visto dai morsetti di drain e di source, si comporta come un resistore lineare, controllato in tensione, di conduttanza pari proprio alla conduttanza di uscita  $g_{DS}$ ; essendo questa conduttanza variabile con la  $V_{GS}$ , possiamo agire sulla  $V_{GS}$  per variare il valore della conduttanza, ossia possiamo impiegare il JFET come un resistore lineare a resistenza variabile (elettronicamente), il che è di notevole importanza per le applicazioni circuitali di questo tipo di dispositivo.

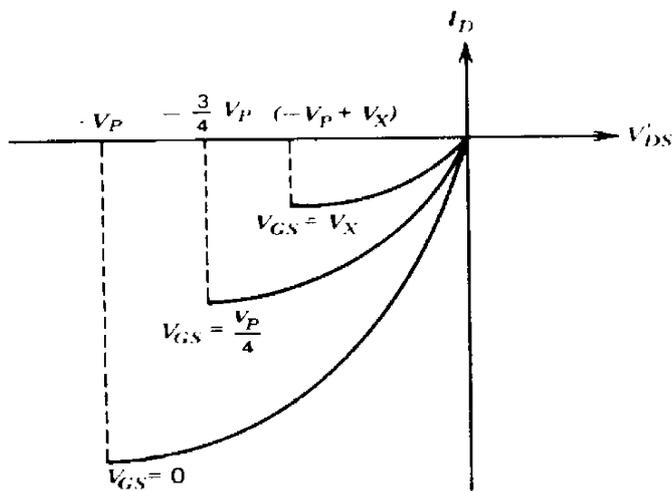
## Caratteristiche statiche di un JFET a canale p

Nella figura seguente sono riportate le **caratteristiche statiche** complete di un JFET a canale p:



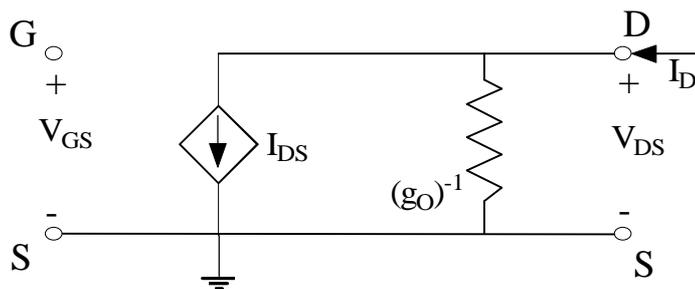
Ricordiamo che, per un JFET a canale p, le condizioni di polarizzazione sono tali per cui  $V_{GS} > 0$  e  $V_{DS} < 0$ .

Nella prossima figura sono invece riportate queste stesse caratteristiche, ma con riferimento in particolare a ciò che avviene prima del pinch-off del canale:



## Modello statico del JFET per grandi segnali

In base alle considerazioni fatte fino ad ora, deduciamo che, a prescindere dalla regione di funzionamento del JFET, possiamo utilizzare, per esso, il seguente **circuito equivalente**:



Questo è un circuito equivalente, valido per grandi segnali ed in regime statico, ossia per segnali applicati aventi ampiezza generica e, soprattutto, bassa frequenza. L'equazione che descrive la corrente  $I_{DS}$  erogata dal generatore pilotato di corrente dipende dalla regione di funzionamento, come ampiamente detto in precedenza.

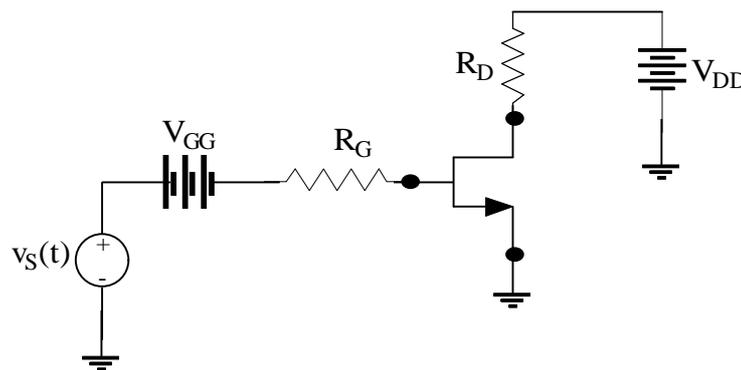
Facciamo osservare che il terminale di gate è stato considerato *isolato*, in accordo al fatto che la corrente di gate viene trascurata.

Sottolineiamo, inoltre, che questo circuito è abbastanza simile a quello che esamineremo per piccoli segnali e medie frequenze, per cui sarà importante, quando vedremo questo secondo circuito, individuare le differenze tra i due.

## Circuito invertitore a JFET

### Introduzione

Una applicazione molto semplice di un JFET (e vedremo anche di un MOSFET) è quella che si ottiene mediante il circuito seguente:



Questo circuito, per un motivo che sarà chiaro più avanti, prende il nome di **circuito invertitore** e può essere impiegato sia nel funzionamento analogico, usandolo come amplificatore, sia nel funzionamento digitale, usandolo come porta logica NOT.

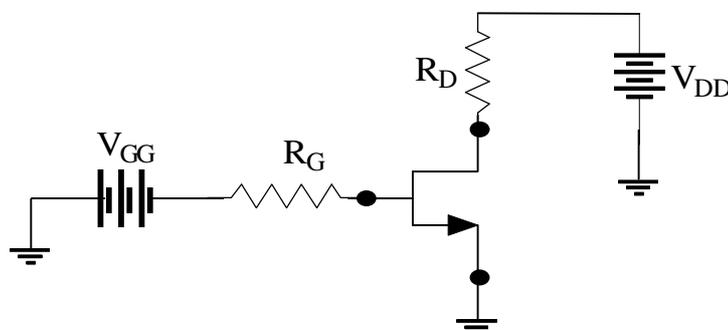
Si distinguono, nel circuito, due generatori di tensione costante ed un generatore di tensione variabile: i primi due, unitamente alle resistenze  $R_G$  ed  $R_D$ , costituiscono il *circuito di polarizzazione* del JFET; il generatore  $v_s(t)$  rappresenta invece il segnale variabile (onda quadra, sinusoidale o quant'altro) che intendiamo applicare al circuito.

Vogliamo studiare questo circuito e, in particolare, vogliamo ricavare sia il *punto operativo* sia l'andamento della tensione  $V_{DS}$  (tensione di uscita) in funzione della tensione  $V_{GS}$  (tensione di ingresso).

## Determinazione del punto operativo

Cominciamo con la determinazione del punto operativo del circuito prima descritto.

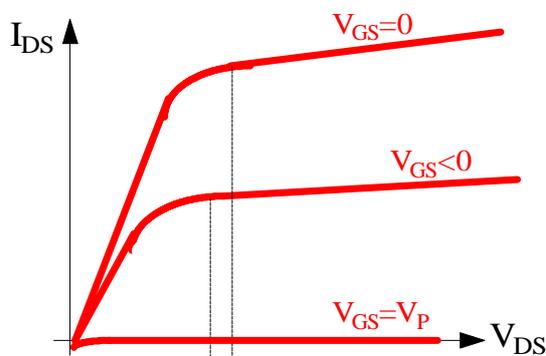
Ovviamente, non ci interessa, per il momento, il segnale  $v_s(t)$ , per cui ci concentriamo sul circuito seguente:



Innanzitutto, essendo il JFET un elemento a tre terminali (ossia, circuitalmente, un biporta), dovremmo individuare due distinti punti, uno sulla caratteristica di ingresso (cioè sulle curve di  $I_G$  in funzione di  $V_{GS}$ ) e l'altro sulla caratteristica di uscita (cioè sulle curve della  $I_{DS}$  in funzione della  $V_{DS}$ ). In realtà, invece, ci basta considerare quello sulla caratteristica di uscita, per il semplice fatto che sappiamo di poter ritenere nulla la corrente di gate, almeno finché la tensione  $V_{GS}$  non supera il valore di accensione della giunzione di gate (che è dell'ordine di 0.6V): infatti, se  $I_G=0$ , non c'è corrente in  $R_G$ , per cui non c'è caduta di tensione su tale resistore e quindi il punto di lavoro nel piano  $(V_{GS}, I_{GS})$  corrisponde semplicemente al punto  $(V_{GG}, 0)$ .

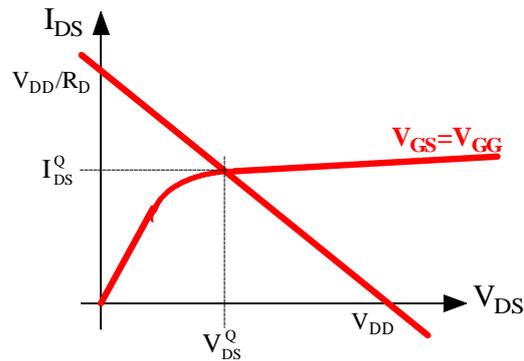
**N.B.** Sottolineiamo sin da ora che il fatto di poter ritenere nulla la  $I_G$  è di grande vantaggio nelle applicazioni, in quanto permette di *trascurare ciò che succede alla porta di uscita del JFET*; lo stesso non accadrà nei transistori bipolari, nei quali invece la corrente di controllo (che è la corrente di base) non è nulla e impone quindi delle considerazioni in più.

Passiamo ora a individuare il punto operativo alla porta di uscita. Le curve della corrente  $I_{DS}$  in funzione della tensione  $V_{DS}$  sono state descritte già in precedenza e sono qui di seguito riportate:



La prima cosa da fare è individuare la curva che ci interessa: evidentemente, sarà quella in corrispondenza di  $V_{GS}=V_{GG}$  e, per esempio, supponiamo che si tratti della curva centrale tra quelle indicate nella figura.

A questo punto, per individuare il punto operativo  $Q$ , è sufficiente intersecare tale curva con la *retta di carico* corrispondente al circuito connesso alla porta di uscita:



Facciamo osservare che si tratta di una retta in quanto si tratta di un *equivalente di Thevenin*, cioè di una serie tra un resistore ed un generatore di tensione. Nel caso questa porzione di circuito fosse stata più complessa, comprendendo però sempre solo elementi lineari, l'avremmo dovuta prima trasformare nel suo equivalente di Thevenin.

Ad ogni modo, abbiamo ricavato il punto operativo del JFET e quindi dell'intero circuito. Si tratta, però, di un procedimento grafico: se vogliamo fare una analisi anche minimamente dettagliata, abbiamo bisogno di fare qualche calcolo: dobbiamo cioè mettere a sistema l'equazione della corrente  $I_{DS}$  nel JFET con l'equazione della retta di Thevenin.

Qui subentra la complicazione, già accennata in precedenza, del fatto che, nel JFET come nel MOSFET, ci sono due diverse equazioni della corrente a seconda di quale sia la regione di funzionamento del dispositivo: allora, dovremo necessariamente fare una ipotesi iniziale su quale sia la regione di funzionamento, usare la corrispondente equazione, trovare il punto di lavoro e poi verificare se esso sia congruente con l'ipotesi di partenza; se lo è, il risultato è corretto; se non lo è, significa che la regione di funzionamento non è quella ipotizzata, per cui è necessario rifare i conti con l'altra equazione.

Osserviamo, tuttavia, che, salvo questa complicazione, avendo a che fare con un JFET (o anche con un MOSFET), i conti sono senz'altro più semplici rispetto a quando avevamo a che fare con i diodi: infatti, mentre, in quel caso, il sistema da risolvere era di tipo trascendente (a causa della presenza dei termini esponenziali) e richiedeva quindi l'uso di metodi numerici difficilmente applicabili manualmente, al contrario, in presenza di un FET, il sistema è comunque algebrico lineare, per cui i conti possono essere fatti facilmente anche a mano.

## Caratteristica di trasferimento in tensione

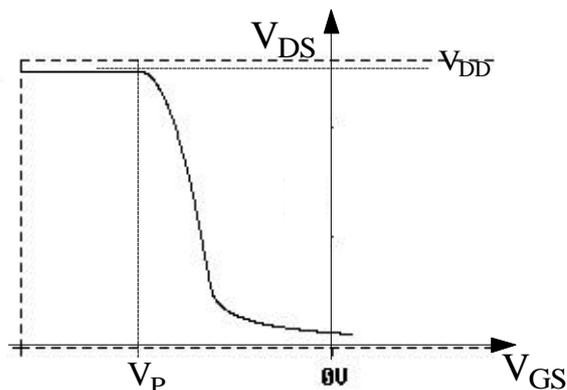
Il passo successivo della nostra analisi sul circuito invertitore consiste nel trovare quale relazione intercorre tra la tensione di ingresso  $V_{GS}$  e la tensione in uscita  $V_{DS}$ . *L'unico modo per trovare questa relazione è di costruire, per punti, un grafico della  $V_{DS}$  in funzione della  $V_{GS}$ .* Ovviamente, il fatto che il grafico vada costruito per punti comporta che esso venga ricavato per via essenzialmente qualitativa, mentre, per maggiori dettagli, è necessario ricorrere a misure sperimentali oppure a simulazioni tramite il calcolatore.

Cominciamo la nostra analisi dal caso in cui  $V_{GS} = V_{GG} \leq V_P$ , dove ricordiamo ancora una volta che  $V_P$  è negativa: se la tensione di gate non supera il valore di pinch-off,

la corrente di drain  $I_{DS}$  è nulla; se è nulla questa corrente, non c'è caduta di tensione sul resistore  $R_D$  e quindi la tensione  $V_{DS}$  coincide con la tensione  $V_{DD}$ .

Nel momento in cui la  $V_{GS}$  supera la  $V_P$ , il JFET entra in conduzione: ciò significa che adesso la  $I_{DS}$  non è più nulla, per cui non è nulla la caduta di tensione su  $R_D$  e quindi la  $V_{DS}$  prende a diminuire rispetto al valore  $V_{DD}$ . Il modo con cui la  $I_{DS}$  aumenta, e quindi con cui la  $V_{DS}$  diminuisce, si ricava per punti dalle caratteristiche di uscita del JFET, individuando come varia il punto operativo  $Q$  man mano che la  $V_{GS}$  diventa sempre meno negativa.

Limitando l'escursione della  $V_{GS}$  al valore, positivo, di 0.6V, si trova, per punti, qualcosa del tipo seguente:

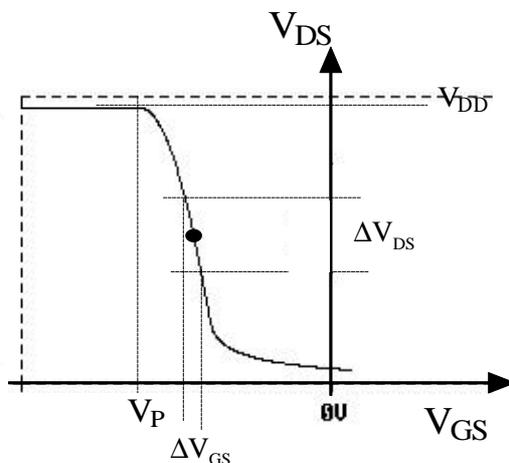


Questa curva presenta una peculiarità evidente: man mano che la tensione di ingresso  $V_{GS}$  aumenta (in quanto diventa sempre meno negativa), la tensione di uscita  $V_{DS}$  diminuisce e viceversa. Questo è il motivo per cui quella caratteristica si dice di tipo "invertente" e quindi anche il motivo per cui il circuito esaminato prende il nome di **invertitore**.

## Funzionamento analogico: amplificatore di tensione

Vediamo come può essere impiegato un circuito invertitore come amplificatore.

Supponiamo, intanto, che il punto operativo impostato mediante le tensioni di polarizzazione sia quello indicato nella figura seguente:



Se sovrapponiamo, al segnale continuo in ingresso al JFET, un segnale variabile (di piccola ampiezza), questo segnale produrrà delle escursioni del punto di lavoro nell'intervallo  $\Delta V_{GS}$  indicato nella figura; in corrispondenza di tali variazioni, si genera una escursione della tensione di uscita pari a  $\Delta V_{DS}$ . Ma, dalla figura è evidente che  $\Delta V_{DS} > \Delta V_{GS}$ , il che significa che, in uscita, otteniamo una *amplificazione di tensione*.

Possiamo dunque dire che, *polarizzando il JFET nel tratto intermedio di quella caratteristica di trasferimento, possiamo impiegare il dispositivo come amplificatore*.

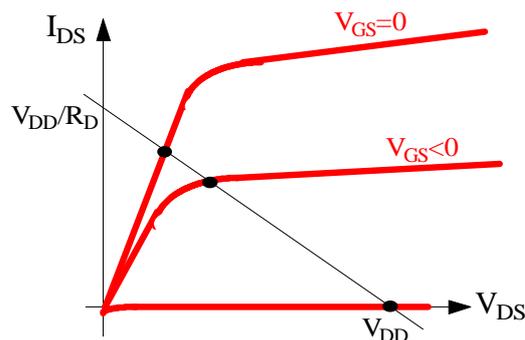
## Guadagno di tensione

Ci chiediamo come si possa dimensionare il circuito invertitore in modo da ottenere il guadagno migliore possibile.

E' subito evidente che *il guadagno sarà tanto maggiore quanto maggiore è la pendenza del tratto di caratteristica di trasferimento nel quale viene preso il punto di lavoro*. Dobbiamo dunque trovare il modo di aumentare quanto più è possibile tale pendenza.

E' utile, per rispondere a questa domanda, rivedere il modo con cui si ottiene per punti la caratteristica di trasferimento trovata prima.

Le caratteristiche di uscita, intersecate con la retta di carico della porta di uscita, sono le seguenti:



Man mano che la  $V_{GS}$  aumenta, la curva della corrente "sale" e quindi il punto di lavoro si posta verso sinistra, ossia verso valori via via inferiori della tensione  $V_{DS}$  e via via crescenti della  $I_{DS}$ . Prendendo i vari punti di lavoro (ossia leggendo i vari valori della  $V_{DS}$ ), si può costruire la caratteristica di trasferimento illustrata prima.

E' chiaro, allora, che *le variazioni di tensione  $V_{DS}$ , corrispondenti a variazioni di  $V_{GS}$ , saranno tanto più marcate quanto maggiore è la pendenza della retta di carico (ossia quanto maggiore è  $R_D$ ) e, inoltre, quanto maggiori sono le variazioni di  $I_{DS}$  con  $V_{GS}$  (ossia quanto maggiore è la transconduttanza)*.

Quindi, per aumentare il guadagno di tensione, è necessario aumentare o la  $R_D$  o la  $g_m$  o, ovviamente, entrambe. Questo fatto verrà confermato anche quando esamineremo più dettagliatamente il comportamento del JFET come amplificatore di piccolo segnale.

Autore: **Sandro Petrizzelli**

e-mail: [sandry@iol.it](mailto:sandry@iol.it)

sito personale: <http://users.iol.it/sandry>