

# Appunti di ELETTRONICA - Capitolo 7

## Parte I - Circuiti di polarizzazione

Necessità della polarizzazione.....	1
Scelta del punto di lavoro di un BJT .....	2
<i>La fuga termica</i> .....	3
Osservazione: coefficiente di temperatura in un BJT .....	4
Fattore di stabilità termica nei BJT .....	4
Circuiti di polarizzazione di un BJT.....	6
Circuito di polarizzazione a corrente di base prefissata.....	6
<i>Determinazione del punto di lavoro</i> .....	7
<i>Determinazione del fattore di stabilità termica</i> .....	8
Circuito di polarizzazione base-collettore .....	9
<i>Determinazione del punto di lavoro</i> .....	10
<i>Determinazione del fattore di stabilità termica</i> .....	11
Circuito di autopolarizzazione .....	11
<i>Determinazione del punto di lavoro</i> .....	12
<i>Determinazione del fattore di stabilità termica</i> .....	13
Osservazione.....	14
Impostazione della corrente di emettitore .....	15
Polarizzazione di un FET .....	16
Introduzione: la scelta del punto operativo .....	16
Circuiti di polarizzazione per un JFET a canale n.....	18
Circuito di polarizzazione per un JFET a canale p.....	20

### NECESSITÀ DELLA POLARIZZAZIONE

In questo capitolo vogliamo occuparci in modo dettagliato di quali sono i circuiti che conviene impiegare per *polarizzare* i dispositivi a tre terminali (in particolare JFET, MOSFET e BJT).

Intanto, “**polarizzare**” un dispositivo a tre terminali significa fissare, sia in ingresso sia in uscita, un “**punto operativo**” o “punto di lavoro” o “punto di riposo”, ossia una coppia costante di valori (tensione, corrente) alla quale il dispositivo viene portato a lavorare. Il modo con cui raggiungere questo obiettivo consiste nell’inserire il transistor in un circuito elettrico opportunamente progettato.

*La necessità e l’opportunità di polarizzare un dispositivo derivano da varie ragioni:*

- una prima considerazione riguarda il buon funzionamento del dispositivo stesso: esistono, infatti, dei limiti di corrente, tensione e potenza ammessi per ciascun tipo di dispositivo, per cui bisogna far in modo che le condizioni di funzionamento rispettino tali limiti.
- un secondo ordine di ragioni riguarda le prestazioni del circuito in cui il dispositivo è inserito. Ad esempio, nei circuiti amplificatori per piccoli segnali si usa posizionare il punto operativo Q, nella regione centrale delle caratteristiche e ciò per sfruttare al massimo il campo di funzionamento lineare del circuito, senza incorrere in effetti di saturazione e conseguente distorsione.

- se si considera poi, l'aspetto che riguarda il comportamento dei dispositivi nei confronti delle variazioni termiche, si vede che un punto operativo effettivo può risultare molto diverso da quello nominale calcolato, per effetto della traslazione delle caratteristiche con la temperatura interna di funzionamento del dispositivo stesso. Poiché i parametri differenziali dei modelli incrementali dei dispositivi variano con il punto di lavoro, le proprietà circuitali possono risultare molto diverse da quelle previste.

Nel seguito, mostreremo inoltre che *i due fattori che maggiormente influiscono sugli spostamenti del punto di lavoro sono la temperatura del dispositivo e la variazione della tensione di alimentazione del circuito in cui il dispositivo è inserito.*

## SCELTA DEL PUNTO DI LAVORO DI UN BJT

Cominciamo ad individuare quali sono i vincoli cui dobbiamo prestare maggiore attenzione nell'ideare un circuito di polarizzazione di un BJT: ci soffermiamo maggiormente su questo dispositivo, anziché sui FET, per il semplice motivo che, come vedremo, il BJT pone una serie di problemi (legati essenzialmente alla temperatura) che invece nei FET sono assenti.

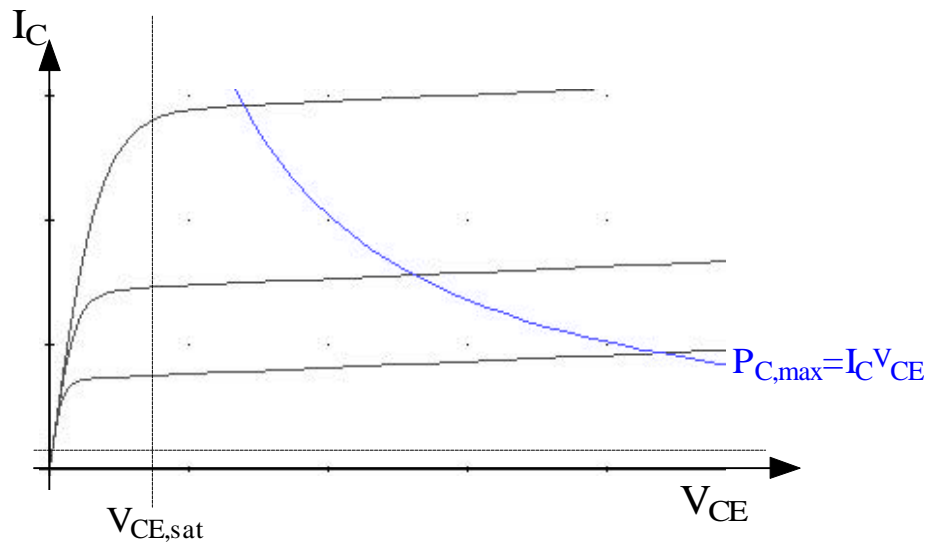
Il principale presupposto è quello per cui la polarizzazione ha come scopo primario quello di garantire che, anche e soprattutto in presenza del segnale da elaborare, il dispositivo rimanga a lavorare nella zona di funzionamento desiderata. Tuttavia, non basta questa semplice considerazione, in quanto, se quello fosse l'unico criterio di scelta del punto Q, noi avremmo sempre la più totale libertà di scelta: per esempio, dovendo sempre lavorare in ZAD, ci basterebbe prendere Q il più lontano possibile dalle zone di saturazione e interdizione, il che equivarrebbe a prendere una tensione  $V_{CE}$  molto elevata. In realtà non è così, in quanto ci sono da tenere in conto, per esempio, le limitazioni sui valori che possono assumere le tensioni e le correnti che interessano il dispositivo:

- in primo luogo, non dobbiamo superare un valore limite della tensione  $V_{CB}$  (che in ZAD è positiva e praticamente pari alla  $V_{CE}$ ) al fine di non incorrere nel fenomeno della rottura della giunzione base-collettore, che in ZAD è polarizzata inversamente: dato che  $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$  e dato che la  $V_{BE}$  è generalmente costante sul valore 0.7V, la limitazione sulla  $V_{CB}$  diventa ovviamente una limitazione sulla  $V_{CE}$ ;
- in secondo luogo, ci sono anche dei limiti imposti dalla massima potenza dissipabile: infatti, il transistor ed il suo contenitore vengono progettati in modo da poter dissipare una certa quantità massima di potenza; allora, se viene fatto funzionare in modo da dover dissipare una quantità maggiore di potenza, esso non ci riesce e quindi si brucia.

Soffermiamoci sul problema della massima dissipazione di potenza. La potenza assorbita da un transistor bipolare è data, in generale, dalla somma della potenza  $P_E = V_{BE} I_B$  assorbita dalla giunzione base-emettitore e della potenza  $P_C = V_{CB} I_C$  assorbita dalla giunzione di collettore; questo in generale, in quanto i bassi valori della  $V_{BE}$  e della  $I_B$  rendono praticamente trascurabile il termine  $P_E$  rispetto al termine  $P_C$ . Possiamo perciò dire, con buona approssimazione, che *i maggiori problemi di dissipazione di potenza in un BJT sono legati alla giunzione di collettore*. Possiamo inoltre affermare che, essendo  $V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} \cong V_{CE}$ , la potenza dissipata dal collettore è valutabile come

$$P_C = V_{CE} I_C$$

Allora, con riferimento alle caratteristiche di uscita del BJT nella configurazione ad emettitore comune, possiamo riportare la curva corrispondente a  $P_C = \text{cost}$  ed è ovvio che si tratterà di un ramo di iperbole:



Da questo grafico è evidente che noi possiamo scegliere la tensione  $V_{CE} = V_{BE} + V_{BC}$  e la corrente  $I_C$  solo a patto di non andare oltre la curva corrispondente alla  $P_{MAX}$ , che è la potenza massima che il dispositivo è in grado di dissipare. L'impossibilità di superare questa curva costituisce una rilevante limitazione della regione in cui noi possiamo fissare il nostro punto di lavoro.

### La fuga termica

Ci si potrebbe chiedere, allora, cosa succede se dovessimo polarizzare il dispositivo in modo che la potenza da dissipare alla giunzione di collettore sia maggiore di quella che il dispositivo riesce effettivamente a dissipare. La risposta a questa domanda è legata alla stretta dipendenza che esiste, in un BJT, tra la corrente e la temperatura: se il collettore non riesce a dissipare tutta la potenza, ciò che non viene dissipato provoca un aumento della temperatura di funzionamento del collettore; ma il BJT presenta un coefficiente di temperatura positivo, il che significa che la corrente aumenta se la temperatura aumenta; ma, se aumenta la corrente di collettore, aumenta ancora la potenza che non viene dissipata e quindi aumenta ulteriormente la temperatura. Si innesca perciò un meccanismo a catena che, a meno di non staccare repentinamente l'alimentazione, provoca la bruciatura del dispositivo, il quale viene attraversato da una corrente che non è in grado di tollerare.

Questo fenomeno, detto di "**fuga termica**", è estremamente importante nello studio della polarizzazione dei BJT; esso è invece del tutto assente nei FET, nei quali invece il coefficiente di temperatura, almeno per elevati valori di corrente, risulta negativo: ciò significa che, in presenza di aumento di temperatura, la corrente diminuisce, il che può provocare un degrado delle prestazioni del dispositivo, ma senz'altro non ne determina la rottura.

**Osservazione: coefficiente di temperatura in un BJT**

Abbiamo appena detto che, *in un BJT, la corrente di collettore aumenta all'aumentare della temperatura*: questa potrebbe sembrare una osservazione quanto meno "anomala" considerando che l'equazione che fornisce la corrente di collettore in ZAD è

$$I_C = I_S e^{\frac{qV_{BE}}{kT}}$$

In base a questa relazione, sembrerebbe infatti che, aumentando T, la corrente debba diminuire. In realtà non è così, in quanto c'è da considerare la *dipendenza della corrente di saturazione  $I_S$  con la temperatura*:  $I_S$ , infatti, è direttamente proporzionale al quadrato della concentrazione intrinseca  $n_i$  dei portatori minoritari; dato che  $n_i$  dipende direttamente dalla temperatura, deduciamo che  $I_S$  è direttamente proporzionale al quadrato di T; tale dipendenza prevale su quella del termine esponenziale, il che fa' sì che  $I_C$  aumenti all'aumentare di T.

**Fattore di stabilità termica nei BJT**

A proposito del fenomeno della fuga termica nei BJT, un risultato importante che è stato trovato è il seguente: ***se si riesce a rendere stabile il circuito di polarizzazione nei confronti della variazione di  $I_{C0}$  (corrente inversa di collettore con l'emettitore aperto) con la temperatura, si ottiene stabilità del punto di lavoro rispetto alla temperatura.***

Da qui si intuisce l'opportunità di studiare a fondo la dipendenza di  $I_{C0}$  dalla temperatura. Si considera allora il cosiddetto "**fattore di stabilità termica**", definito dalla seguente relazione:

$$S = \frac{\partial I_C}{\partial I_{C0}}$$

Esso rappresenta dunque le variazioni di  $I_C$  dovute a variazioni di  $I_{C0}$ . E' ovvio che *quanto più grande è S, tanto più il circuito si comporta male all'aumentare della temperatura, in quanto le variazioni di  $I_C$  conseguenti agli aumenti di T risultano sempre maggiori.*

Quindi, nel progetto e nel dimensionamento di un circuito di polarizzazione di un BJT, uno degli obbiettivi da perseguire è quello di rendere S il più basso possibile.

Naturalmente, per capire come è possibile influire su S, è necessario trovarne una diversa rappresentazione analitica; per far questo, possiamo utilizzare il modello di Ebers-Moll relativo alla polarizzazione in zona attiva diretta: infatti, in questa condizione di polarizzazione, è facile trovare la relazione

$$I_C = \beta_F I_B + (\beta_F + 1) I_{C0}$$

la quale lega evidentemente  $I_C$  ad  $I_B$ . Se adesso deriviamo ambo i membri rispetto ad  $I_C$ , otteniamo

$$\frac{\partial I_C}{\partial I_C} = 1 = \beta_F \frac{\partial I_B}{\partial I_C} + (\beta_F + 1) \frac{\partial I_{C0}}{\partial I_C}$$

e questa può essere riscritta nella forma

$$\frac{\partial I_{C0}}{\partial I_C} = \frac{1 - \beta_F \frac{\partial I_B}{\partial I_C}}{\beta_F + 1}$$

Adesso, ricordando che  $S = \frac{\partial I_C}{\partial I_{C0}}$ , possiamo prendere il reciproco di ambo i membri (operazione non proprio corretta dal punto di vista matematico), in modo da ottenere per S l'espressione

$$S = \frac{\beta_F + 1}{1 - \beta_F \frac{\partial I_B}{\partial I_C}}$$

Questa è una espressione generale del fattore di stabilità termica che noi useremo d'ora in poi per lo studio dei circuiti di polarizzazione dei BJT. Si deduce, da quella relazione, che la  $I_B$  avrà una dipendenza dalla  $I_C$  secondo una relazione imposta dal particolare circuito di polarizzazione: il motivo è che le correnti  $I_B$  e  $I_C$  dipendono dal circuito di polarizzazione. Di conseguenza, il fattore S dipende dalla particolare rete di polarizzazione che si utilizza. Se vogliamo ottenere una polarizzazione stabile, dobbiamo scegliere una configurazione circuitale per la rete di polarizzazione tale da ottimizzare il fattore di stabilità termica, evitando così fenomeni di fuga termica.

In linea di massima, quella relazione ci dice un'altra cosa fondamentale: una volta fissato il guadagno  $\beta$  del BJT, S sarà tanto più piccolo, ossia il circuito sarà tanto più stabile dal punto di vista delle variazioni di temperatura, quanto più il termine  $\frac{\partial I_B}{\partial I_C}$  è negativo e grande in valore assoluto. Il

valore limite è evidentemente  $\frac{\partial I_B}{\partial I_C} = 0$ .

### **Osservazione**

Consideriamo nuovamente la relazione  $I_C = \beta_F I_B + (\beta_F + 1) I_{C0}$ . Questa relazione ci dice che la  $I_C$  è somma di due contributi, uno dovuto alla  $I_B$  e uno dovuto alla  $I_{C0}$ . In condizioni normali di temperatura, la corrente  $I_{C0}$  è solitamente dell'ordine di  $10^{-15}$ (A), mentre invece il termine  $\beta_F + 1$  è dell'ordine di  $10^2$ . Si deduce, da ciò, che, in condizioni normali di temperatura, il contributo maggiore ad  $I_C$  viene dal termine  $\beta_F I_B$ . Tuttavia, la corrente  $I_{C0}$  è quella senz'altro più sensibile alle variazioni di temperatura, per cui si deduce come i maggiori problemi per la stabilità della  $I_C$  vengano proprio dalla  $I_{C0}$ .

Ricordiamo, infine, che si definiscono altri due coefficienti di stabilità termica per i BJT:

$$S' = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} \quad S'' = \frac{\Delta I_C}{\Delta \beta}$$

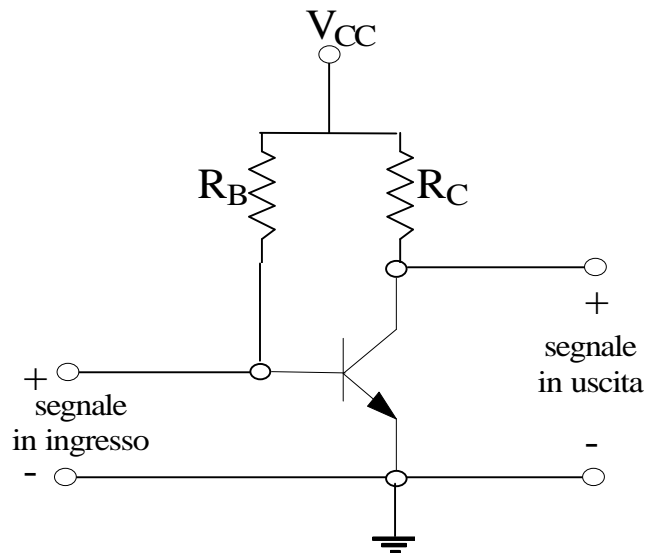
Questi coefficienti tengono conto del fatto che anche la  $V_{BE}$  ed il  $\beta$  del transistor sono sensibili alle variazioni di temperatura. Tuttavia, si verifica che la stabilità di  $I_{C0}$  (e quindi di  $I_C$ ) rispetto alla

temperatura implica automaticamente anche la stabilità di  $V_{BE}$  e  $\beta$  con la temperatura, per cui si ragiona solo in termini di  $S$ .

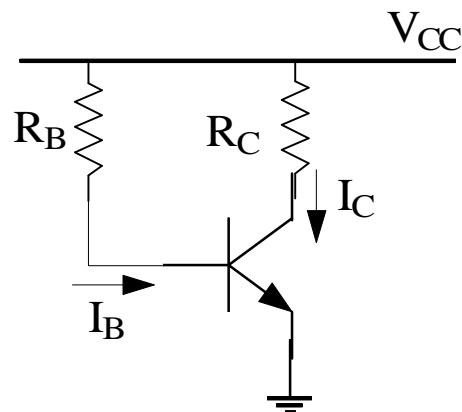
## Circuiti di polarizzazione di un BJT

### CIRCUITO DI POLARIZZAZIONE A CORRENTE DI BASE PREFISSATA

Cominciamo adesso a vedere quali sono i possibili circuiti da impiegare per la polarizzazione di un BJT. Il primo che esaminiamo è detto **a corrente di base prefissata** (in inglese si parla di **fixed bias**, che sta per *polarizzazione fissa*) ed è fatto nel modo seguente:



Si nota la presenza della porta alla quale viene applicato il segnale da trattare mediante il transistor e la porta alla quale tale segnale, una volta trattato, viene raccolto. A noi, però, non interessano, in questa sede, queste due porte, per cui le eliminiamo ridisegnando il circuito nel modo seguente:



Si tratta chiaramente di un circuito estremamente semplice che fa uso di una sola tensione di alimentazione e di due resistori: l'espressione "a corrente di base prefissata" deriva dal fatto che,

come vedremo tra un attimo, la corrente di base risulta praticamente costante al variare della  $I_C$ : questo comporta, a livello analitico, che  $\frac{\partial I_B}{\partial I_C} \cong 0$  e quindi che il fattore di stabilità termica sia

$$S \cong \beta_F + 1$$

Considerando che  $\beta_F$  assume solitamente un valore piuttosto grande, è ovvio che anche  $S$  risulta grande e questo è tutt'altro che un buon risultato. Quindi, questo tipo di circuito di polarizzazione determina una scarsa stabilità termica del punto di lavoro, specialmente se confrontato con i valori che vedremo per altri circuiti di polarizzazione.

### Determinazione del punto di lavoro

Andiamo comunque a vedere quanto vale il punto di lavoro del circuito, per poi ricavare in modo rigoroso quanto vale  $S$ .

La prima cosa da fare è applicare la LKT alla maglia di ingresso e a quella di uscita del circuito:

$$V_{CC} = R_B I_B + V_{BE}$$

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE}$$

Se facciamo la solita approssimazione di ritenere la  $V_{BE}$  costante in ZAD, possiamo ritenere che essa sia fissa sul valore di 0.7V: in tal modo, abbiamo che il punto di lavoro nelle caratteristiche di ingresso è approssimativamente quello individuato dalle coordinate

$$Q \left( V_{BE}, \underbrace{\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}}_{I_B} (A) \right)$$

E' subito venuto fuori il fatto per cui  $I_B$ , almeno in prima approssimazione, non dipende da  $I_C$ , mentre dipende (ovviamente) da  $V_{BE}$ , da  $V_{CC}$  e dalla resistenza  $R_B$  (che fa parte del circuito di polarizzazione).

Passiamo a vedere quanto valgono  $I_C$  e  $V_{CE}$ , che servono per individuare il punto di lavoro per le caratteristiche di uscita. Avendo preso

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

possiamo usare l'equazione di Ebers-Moll  $I_C = \beta_F I_B + (\beta_F + 1)I_{C0}$  ed ottenere che

$$I_C = \beta_F \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} + (\beta_F + 1)I_{C0}$$

Questa relazione, una volta fissato  $V_{BE}$ , ci dà il valore di  $I_C$ .

N.B. Facciamo osservare che, in prima approssimazione, la relazione  $I_C = \beta_F I_B + (\beta_F + 1)I_{C0}$ , fornita dal modello di Ebers-Moll può essere riscritta, nel funzionamento in zona attiva diretta, come  $I_C \cong \beta_F I_B$ , con conseguente semplificazione dei calcoli. Questa approssimazione sarà utilizzata in tutti i discorsi che seguiranno.

### Determinazione del fattore di stabilità termica

Adesso valutiamo  $S$ , includendo, però, a differenza di quanto fatto poco fa per la determinazione del punto di lavoro, la dipendenza della  $V_{BE}$  dalla  $I_C$ .

Abbiamo prima trovato che l'espressione generale di questo coefficiente è

$$S = \frac{\beta_F + 1}{1 - \beta_F \frac{\partial I_B}{\partial I_C}}$$

Dobbiamo allora calcolare quanto vale il termine  $\frac{\partial I_B}{\partial I_C}$ .

La corrente di base è risultata essere

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

Ricordando allora che  $V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right)$ , abbiamo che

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right)}{R_B} \xrightarrow{\text{derivando rispetto ad } I_C} \frac{\partial I_B}{\partial I_C} = \frac{-V_T \frac{I_S}{I_C} \frac{1}{I_S}}{R_B} = -\frac{V_T}{R_B I_C} = -\frac{1}{R_B g_m}$$

dove abbiamo sfruttato il fatto che la transconduttanza di un BJT vale  $g_m = I_C/V_T$ .

Sostituendo, infine, l'espressione appena trovata nella formula per ricavare  $S$ , concludiamo che

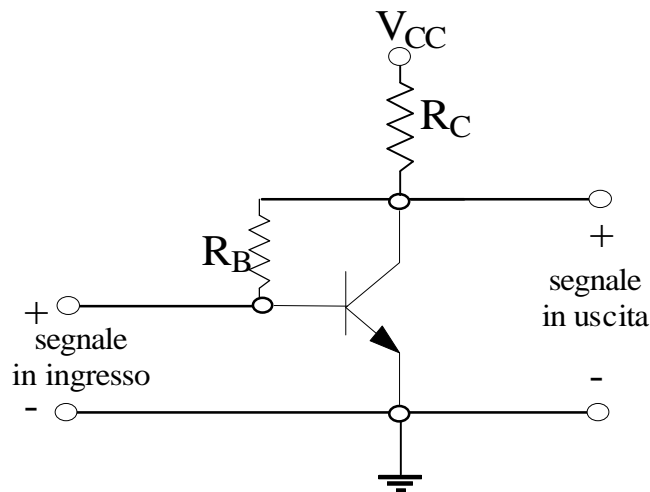
$$S = \frac{\beta_F + 1}{1 + \beta_F \frac{1}{R_B g_m}}$$

Il termine  $\beta_F \frac{1}{R_B g_m}$ , nonostante la presenza di  $\beta_F$  al numeratore, assume un valore abbastanza piccolo, tanto più piccolo quanto maggiore è il valore di  $R_B$ . Ciò comporta, come anticipato all'inizio, che  $S \cong \beta_F + 1$ , il che indica una pessima stabilità del punto operativo del BJT nei confronti delle variazioni di temperatura.

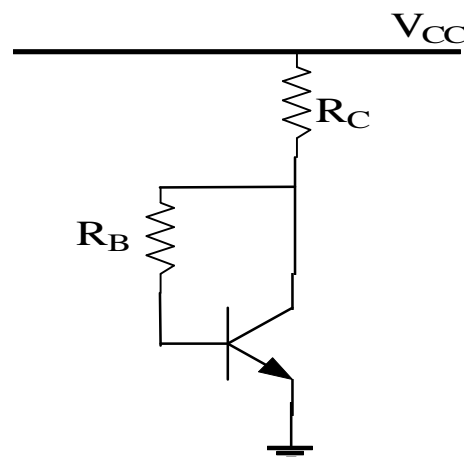


## CIRCUITO DI POLARIZZAZIONE BASE-COLLETTORE

Un piccolo passo avanti rispetto al circuito di polarizzazione a corrente di base prefissata si ottiene con quest'altro circuito:



Anche in questo caso, non siamo interessati alle porte di ingresso e di uscita del circuito, per cui lo ridisegniamo nel modo seguente:



La differenza con il circuito visto prima sta semplicemente nel fatto che la resistenza  $R_B$  adesso si trova tra i terminali di base e di collettore, mentre prima si trovava tra il terminale di base e l'alimentazione  $V_{CC}$ . Questo implica che la corrente che attraversa  $R_C$  non sia più solo  $I_C$ , ma sia  $I_C + I_B$ .

E' proprio questo fatto che determina la particolarità di questo circuito di polarizzazione: si tratta del fatto per cui il circuito utilizza il concetto della cosiddetta **“reazione”**. Vediamo allora di capire in cosa consiste questo termine.

Applicando la LKT alla maglia di ingresso del transistor otteniamo che

$$V_{CC} = R_C (I_C + I_B) + R_B I_B + V_{BE}$$

Applicando invece la LKT alla maglia di uscita, otteniamo che

$$V_{CC} = R_C (I_C + I_B) + V_{CE}$$

Sulla base di queste relazioni, possiamo capire cosa intendiamo per *reazione*: abbiamo detto che la corrente che attraversa il resistore  $R_C$  è la corrente  $I_C + I_B$ , mentre  $I_C$  è ovviamente la corrente che entra nel dispositivo attraverso il terminale di collettore; supponiamo, allora, che, ad un certo istante,  $I_C$  subisca un aumento, per esempio a seguito di un aumento di temperatura o di un aumento di  $\beta_F$ ; se aumenta  $I_C$ , aumenta anche la caduta di tensione  $R_C(I_C + I_B)$  sul resistore  $R_C$ , e quindi, perché continui ad essere verificata la relazione  $V_{CC} = R_C(I_C + I_B) + V_{CE}$ , la tensione  $V_{CE}$  deve necessariamente diminuire; ma, se diminuisce  $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$ , considerando che la  $V_{BE}$  è praticamente costante con  $I_C$ , diminuisce anche la  $V_{CB}$ ; questa è la tensione ai capi di  $R_B$ , per cui diminuisce anche  $I_B$ ; se diminuisce  $I_B$ , tende a diminuire anche  $I_C$ , che è legata (in ZAD) ad  $I_B$  dal fattore moltiplicativo  $\beta_F$ , e questa diminuzione compensa quindi l'aumento iniziale.

### Determinazione del punto di lavoro

Andiamo adesso a valutare il punto di lavoro ed il fattore di stabilità termica di questo circuito di polarizzazione: dalla LKT applicata alla maglia di ingresso noi otteniamo facilmente che

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - R_C I_C}{R_C + R_B}$$

Fissando per  $V_{BE}$  il solito valore costante 0.6 volt, possiamo trascurare  $V_{BE}$  rispetto a  $V_{CC}$ , per cui

$$I_B = \frac{V_{CC} - R_C I_C}{R_C + R_B}$$

Andando a sostituire l'espressione di  $I_B$  nella equazione di Ebers-Moll  $I_C = \beta_F I_B + (\beta_F + 1)I_{C0}$ , otteniamo

$$I_C = \beta_F \frac{V_{CC} - R_C I_C}{R_C + R_B} + (\beta_F + 1)I_{C0}$$

Quindi, dopo aver fissato  $V_{BE}$ , siamo riusciti a determinare il valore di  $I_C$ , in quanto in questa relazione non compaiono termini incogniti. Ovviamente, andando a sostituire nella relazione

$$I_B = \frac{V_{CC} - R_C I_C}{R_C + R_B}$$

otteniamo anche il valore di  $I_B$ .

Resta da determinare  $V_{CE}$  e lo facciamo applicando come al solito la LKT alla maglia di uscita del circuito: si ha che

$$V_{CC} = (I_C + I_B)R_C + V_{CE} \longrightarrow V_{CE} = V_{CC} - (I_C + I_B)R_C$$

Sostituendo i valori di  $I_B$  ed  $I_C$  otteniamo dunque anche  $V_{CE}$ .

## Determinazione del fattore di stabilità termica

Infine, andiamo a determinare quanto vale  $S$ . Ricordando che  $S$  è definito come la derivata di  $I_C$  rispetto ad  $I_{C0}$ , possiamo prendere la relazione

$$I_C = \frac{\beta_F V_{CC} + (\beta_F + 1)(R_C + R_B)I_{C0}}{R_B + (1 + \beta_F)R_C}$$

e derivare rispetto ad  $I_{C0}$  : otteniamo  $S = \frac{\partial I_C}{\partial I_{C0}} = \dots = \frac{\beta_F + 1}{1 + \beta_F \frac{R_C}{R_C + R_B}}$

Se è noto il guadagno del dispositivo, siamo in grado di calcolare  $S$  già da questa espressione. Tuttavia, è abbastanza evidente che, essendo  $\beta_F \gg 1$ , quella relazione può essere semplificata e riscritta nella forma

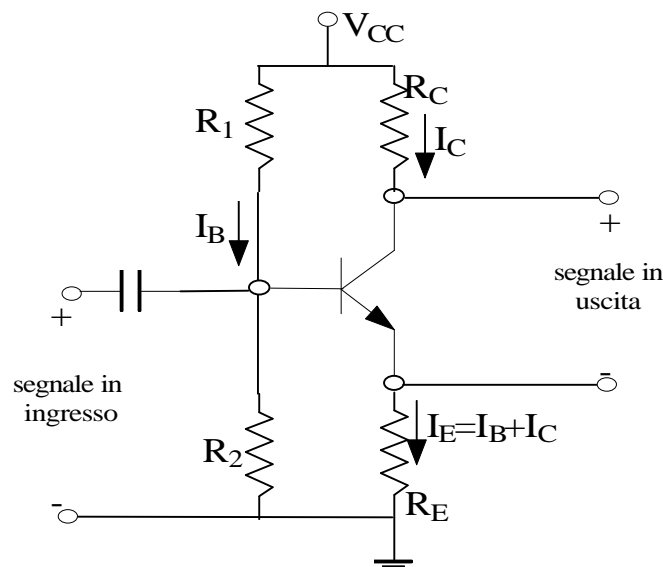
$$S \cong \frac{R_C + R_B}{R_C}$$

Questa relazione indica che, con buona approssimazione,  $S$  non dipende da  $\beta_F$  ma è legato solo ai valori delle resistenze di polarizzazione. Il fatto che  $S$  sia indipendente da  $\beta_F$  indica evidentemente una maggiore stabilità, visto che  $\beta_F$  è soggetto a variazioni. Inoltre, l'indipendenza da  $\beta_F$ , ossia l'indipendenza dalla natura del dispositivo, significa che noi possiamo fissare il valore di  $S$  semplicemente agendo sulle resistenze del circuito di polarizzazione.

Un'altra cosa che si osserva è la seguente: se  $R_C$  è piccola, si ha che  $S \cong \beta_F + 1$ , il che non è consigliabile, in quanto la retroazione risulterebbe pregiudicata: quindi, volendo utilizzare questo circuito di polarizzazione, bisogna rassegnarsi a prendere  $R_C$  sufficientemente elevata. Questo inconveniente viene eliminato nel circuito di polarizzazione che faremo vedere nel prossimo paragrafo.

## CIRCUITO DI AUTOPOLARIZZAZIONE

Dall'esame dell'ultimo circuito si nota dunque che lo scopo da perseguire è quello di rendere il BJT quanto più reattivo possibile nei confronti delle variazioni della  $I_C$ . Questo scopo si raggiunge con il seguente circuito di polarizzazione:



(la capacità posta sul terminale di base è una capacità di disaccoppiamento, la cui funzione sarà più chiara in seguito).

Anche in questo caso il circuito sfrutta il principio della retroazione, ossia fa uso di un elemento circuitale, che in questo caso è il resistore  $R_E$ , che è comune alle maglie di ingresso e di uscita del BJT.

Vediamo a livello qualitativo come funziona la retroazione: la corrente che entra dal terminale di collettore è la corrente  $I_C$  che attraversa il resistore  $R_C$ ; la corrente in uscita dal terminale di emettitore è la corrente  $I_E = I_C + I_B$ . Supponiamo che  $I_C$  aumenti all'interno del BJT a causa del solito aumento di temperatura al collettore; aumentando  $I_C$ , aumenta la corrente  $I_E = I_C + I_B$  in uscita dal terminale di emettitore e quindi aumenta la caduta di tensione  $I_E R_E$  sul resistore  $R_E$ ; dire che aumenta la caduta su  $R_E$  equivale a dire che aumenta la tensione tra l'emettitore e la massa, il che implica, essendo costante la  $V_{CC}$ , che debba diminuire la  $V_{BE}$ ; ma se diminuisce  $V_{BE}$ , diminuisce anche la corrente  $I_C$ , compensando ancora una volta l'aumento iniziale.

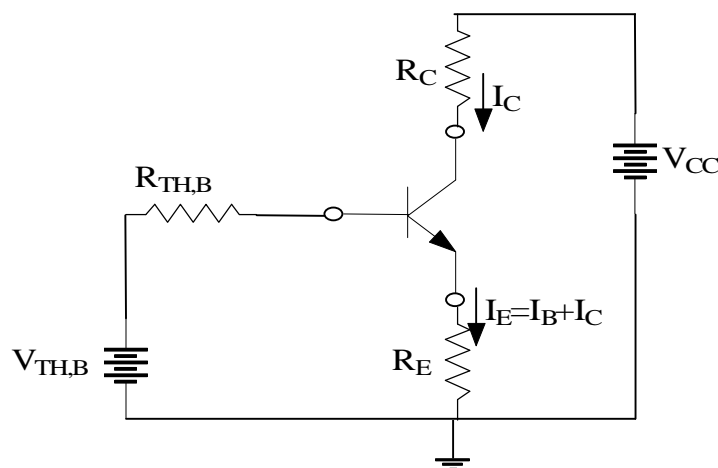
### Determinazione del punto di lavoro

Andiamo allora a determinare il punto di lavoro di questo circuito e successivamente il fattore di stabilità termica. Un modo molto comodo di procedere, in casi come questo, è quello di sostituire alla rete di polarizzazione vista dai morsetti base-massa il suo equivalente di Thevenin. Applicando il teorema di Thevenin alla porta costituita dal terminale di base e dalla massa, abbiamo quanto segue:

$$V_{TH,B} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

$$R_{TH,B} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Il circuito di polarizzazione che si ottiene è dunque il seguente:



Applicando adesso la LKT alla maglia di ingresso del circuito, otteniamo

$$V_{TH,B} - (I_B + I_C)R_E - V_{BE} - R_{TH,B}I_B = 0 \longrightarrow I_B = \frac{V_{TH,B} - R_E I_C - V_{BE}}{R_E + R_{TH,B}}$$

Andando quindi a sostituire nella equazione di Ebers-Moll  $I_C = \beta_F I_B + (\beta_F + 1)I_{C0}$ , otteniamo che

$$I_C = \beta_F \frac{V_{TH,B} - R_E I_C - V_{BE}}{R_E + R_{TH,B}} + (\beta_F + 1)I_{C0}$$

Questa può anche essere riscritta nel modo seguente:

$$I_C = \frac{\beta_F \frac{V_{TH,B} - V_{BE}}{R_E + R_{TH,B}} + (\beta_F + 1)I_{C0}}{1 + \frac{\beta_F R_E}{R_E + R_{TH,B}}}$$

A questo punto, se fissiamo il valore di  $V_{BE}$  (per esempio il solito 0.6 volt se dobbiamo lavorare in ZAD), il valore di  $I_C$  è univocamente determinato e quindi, utilizzando la relazione

$$I_B = \frac{V_{TH,B} - R_E I_C - V_{BE}}{R_E + R_{TH,B}}$$

risulta univocamente determinato anche il valore di  $I_B$ . Ci resta da determinare  $V_{CE}$ ; lo facciamo semplicemente applicando la LKT alla maglia di uscita: si ottiene

$$V_{CC} - R_E (I_C + I_B) - V_{CE} - R_C I_C = 0 \longrightarrow V_{CE} = V_{CC} - (R_E + R_C)I_C - R_E I_B$$

Sostituendo i valori di  $I_C$  ed  $I_B$ , otteniamo  $V_{CE}$ .

### ***Determinazione del fattore di stabilità termica***

Andiamo ora a determinare il fattore di stabilità termica  $S$ : lo facciamo ricordando che vale la relazione generale

$$S = \frac{\beta_F + 1}{1 - \beta_F \frac{\partial I_B}{\partial I_C}}$$

per cui possiamo prima calcolarci  $\frac{\partial I_B}{\partial I_C}$  per poi andare a sostituire.

Allora, dato che

$$I_B = \frac{V_{TH,B} - R_E I_C - V_{BE}}{R_E + R_{TH,B}}$$

abbiamo che

$$\frac{\partial I_B}{\partial I_C} = \frac{\partial}{\partial I_C} \left[ \frac{V_{TH,B} - R_E I_C - V_{BE}}{R_E + R_{TH,B}} \right] = \frac{-R_E}{R_E + R_{TH,B}} < 0 \longrightarrow \boxed{S = \frac{\beta_F + 1}{1 + \frac{\beta_F}{1 + \frac{R_{TH,B}}{R_E}}}}$$

Il vantaggio di questo circuito rispetto al precedente è dunque l'indipendenza di S dalla resistenza  $R_C$ , la quale quindi può anche assumere valori non troppo elevati.

Allo stesso tempo, se facciamo in modo che  $\frac{R_{TH,B}}{R_E} \rightarrow 0$ , è ovvio che il valore di S tende ad 1, ossia al valore migliore possibile.

Perché quel rapporto tenda a 0, è chiaro che dobbiamo prendere  $R_E$  molto grande e  $R_{TH,B}$  molto piccola. Tuttavia, per motivi che saranno evidenziati in seguito, è opportuno mantenere  $R_E$  sul valore di qualche centinaio di ohm, per cui è necessario fare davvero piccola la  $R_{TH,B}$ . Allora, avendo trovato prima che

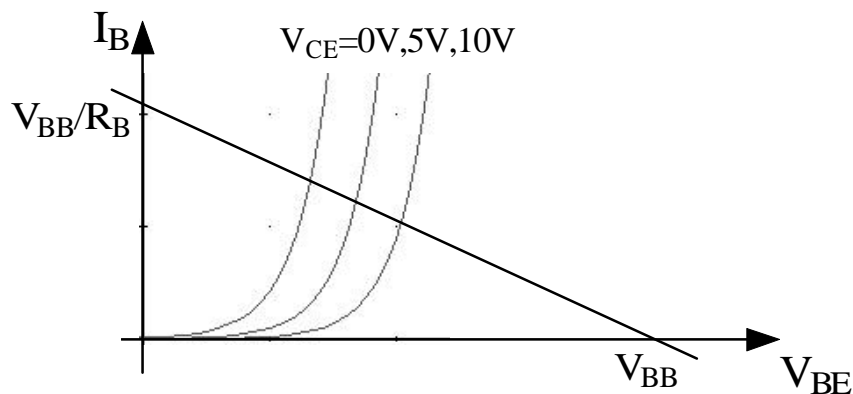
$$R_{TH,B} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1}}$$

è chiaro che  $R_{TH,B}$  sarà tanto più piccola quanto più piccoli sono i valori di  $R_1$  e  $R_2$ . Qui però sorge un problema: se riduciamo queste due resistenze, esse risultano percorse da una corrente molto elevata e questo comporta una notevole dissipazione di potenza, cosa che invece è sempre da evitare (specialmente nei circuiti in cui si vuole realizzare un basso consumo di energia).

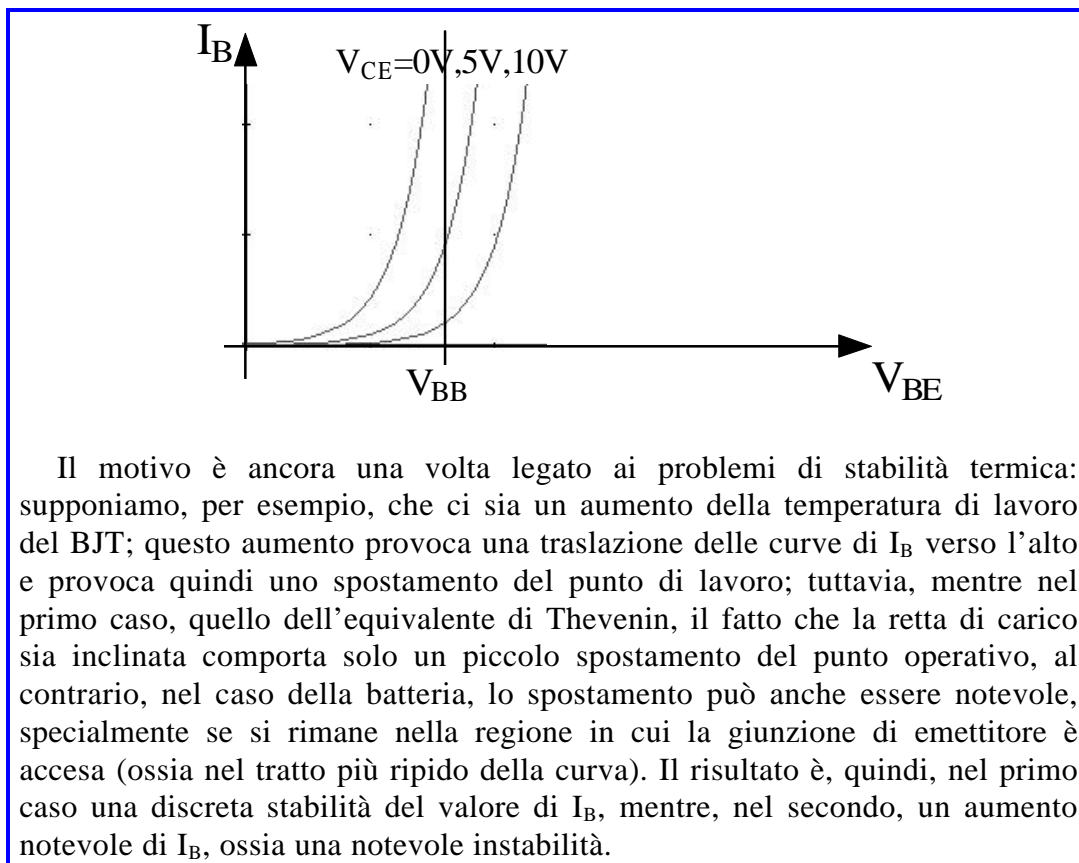
Questo ostacolo comporta che *la condizione  $S=1$ , nella realtà, non sia comunque raggiungibile anche con il circuito di autopolarizzazione*. Dovremo sempre accontentarci di valori maggiori di 1.

### Osservazione

Nel circuito di autopolarizzazione appena esaminato, si è visto che il punto operativo in ingresso, ossia nel piano  $(V_{BE}, I_B)$ , viene imposto mediante un equivalente di Thevenin, ossia, da un punto di vista grafico, intersecando la caratteristica di ingresso del BJT con una retta obliqua:



Ci si potrebbe allora chiedere per quale motivo si usa la resistenza  $R_B$ , visto che il punto operativo si otterrebbe anche usando solo la batteria:



## IMPOSTAZIONE DELLA CORRENTE DI EMETTITORE

Volendo fare dunque un riepilogo di quanto abbiamo visto fino ad ora a proposito della polarizzazione di un BJT, possiamo dire quanto segue:

- il primo modo di effettuare la polarizzazione è consistito nel fissare la corrente di base  $I_B$ , come accade nel *circuito a corrente di base prefissata*: fissare la  $I_B$  significa fissare un punto di lavoro sulle caratteristiche di ingresso del BJT e quindi fissare anche un'unica curva, tra le caratteristiche di uscita, da intersecare con la retta di carico della maglia di uscita al fine di ottenere il punto di lavoro in uscita;
- il secondo modo è consistito, invece, nel fissare la tensione  $V_{BE}$ , come accade nel *circuito di autopolarizzazione*: anche in questo caso, un valore imposto della  $V_{BE}$  significa, praticamente, un valore imposto del punto di lavoro in ingresso e quindi la possibilità di individuare un'unica caratteristica di uscita.

Nei paragrafi precedenti, abbiamo però visto quali inconvenienti siano presentati da queste due soluzioni: fissando la corrente di base, si ha una pessima stabilità del punto di lavoro nei confronti delle variazioni della temperatura; fissando la tensione  $V_{BE}$ , invece, la stabilità termica si ottiene solo a scapito della dissipazione di potenza. Queste considerazioni suggeriscono di ideare qualche altro metodo per polarizzare un BJT. Allora, l'unica grandezza che non abbiamo ancora provato a fissare è la corrente di emettitore: è chiaro, infatti, che fissare la corrente di emettitore equivale a fissare quella di collettore, almeno quando il BJT funziona in ZAD, in quanto le due correnti sono legate

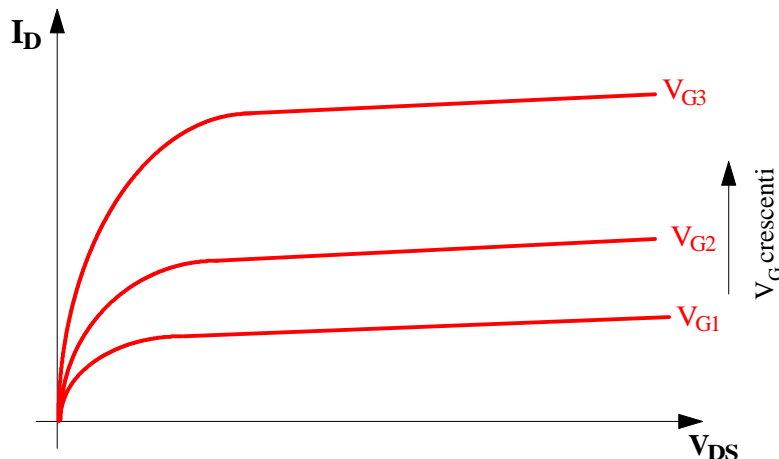
dalla nota relazione  $I_C = \frac{\beta}{\beta+1} I_E$ .

N.B. E' chiaro che, per polarizzare un BJT, non possiamo certamente fissare il valore della tensione  $V_{CE}$ : infatti, in generale, l'uscita di un circuito impiegante un BJT viene presa al collettore quando l'emettitore è a massa, oppure viene presa proprio tra collettore ed emettitore quando la tensione di emettitore non è nulla.

## Polarizzazione di un FET

### INTRODUZIONE: LA SCELTA DEL PUNTO OPERATIVO

Consideriamo un generico transistor ad effetto di campo, sia esso un JFET o un MOSFET. La prima cosa da individuare è la regione, sulle caratteristiche statiche, in cui è opportuno polarizzare il dispositivo per impiegarlo in una generica applicazione analogica (ben diverso è, invece, il discorso sulle applicazioni digitali, che non ci interessano) Allora, se consideriamo un **MOSFET a canale n ad arricchimento**, sappiamo che le caratteristiche statiche di uscita (non interessano quelle di ingresso, che si riducono ad un semplice punto corrispondente alla  $V_{GS}$  da noi fissata e a  $I_G=0$ ) sono fatte nel modo seguente:



Nella quasi totalità della applicazioni analogiche, un FET va polarizzato nella **zona di saturazione** (o zona di corrente costante), per cui la prima regione di funzionamento che possiamo senz'altro escludere è la regione lineare (o regione di triodo): per ogni valore della  $V_{GS}$  da noi fissata, il MOSFET lavora in saturazione a patto che  $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$  (dove ricordiamo che  $V_T$  è la tensione di soglia, positiva, del dispositivo), per cui la prima porzione di piano da escludere è quella corrispondente, per ogni valore della  $V_{GS}$ , a valori di  $V_{DS}$  inferiori a  $V_{GS} - V_T$ .

Un'altra vincolo da rispettare è costituito dal valore massimo  $V_{DS,max}$  della tensione  $V_{DS}$  che il dispositivo può tollerare, per cui escludiamo anche i punti a destra di questo valore.

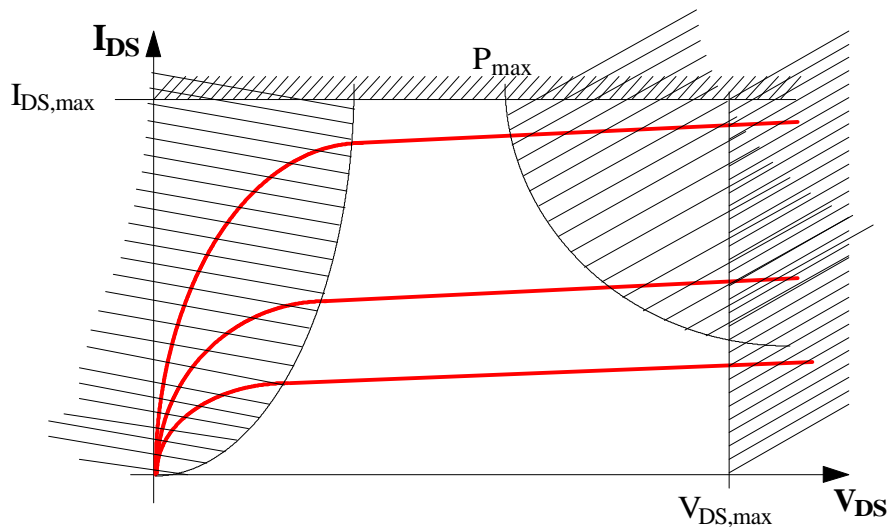
In modo del tutto analogo, c'è anche un valore massimo  $I_{DS,max}$  della corrente drain-source che il dispositivo può tollerare, per cui escludiamo i punti oltre questo valore.

Infine, l'ultimo vincolo da rispettare riguarda la capacità di dissipazione di potenza del dispositivo: mentre non ci sono problemi in ingresso, dove  $I_G=0$  e dove quindi la potenza assorbita è nulla, in uscita il dispositivo assorbe una potenza  $P = V_{DS} I_{DS}$  e deve anche dissiparla; esso, però, ha un limite  $P_{MAX}$  di potenza dissipabile, il che significa che deve necessariamente risultare  $P < P_{MAX}$ : dato che la



curva  $P_{MAX} = V_{DS} I_{DS}$  rappresenta un ramo di iperbole nel piano  $I_{DS}$ - $V_{DS}$ , abbiamo dunque una ulteriore limitazione sui punti di lavoro accessibili.

In definitiva, quindi, la regione nella quale dobbiamo scegliere il punto di lavoro del MOSFET è quella indicata nella figura seguente (si tratta della regione non tratteggiata):



Anche in questa regione “disponibile” non siamo comunque totalmente liberi nel posizionamento del punto operativo, in quanto c’è un altro vincolo importante: il punto operativo è individuato dalla intersezione tra la caratteristica I-V del dispositivo e la **retta di carico** che rappresenta la porzione di circuito a cui il dispositivo è connesso tramite i due terminali di uscita (vale a dire drain e source nel caso di un FET). *E’ necessario che la retta di carico (sulla quale si troverà il punto operativo) non intersechi mai l’iperbole di massima dissipazione di potenza:* infatti, se così non fosse, potrebbe capitare, per qualche particolare condizione operativa, che il punto operativo, spostandosi lungo la retta, vada oltre  $P_{MAX}$ , ossia nella zona in cui il dispositivo non riesce a dissipare tutta la potenza che dovrebbe dissipare, con danni facilmente immaginabili sul dispositivo.

Sottolineiamo che questo vincolo sulla posizione della retta di carico è chiaramente valido per un FET come anche per un BJT: non ne abbiamo parlato, nel paragrafo sui criteri generali della polarizzazione di un BJT, in quanto era opportuno chiarire prima il concetto di retta di carico e di punto operativo ottenuto come intersezione della retta di carico con la caratteristica I-V del dispositivo.

*Accertati dunque questi vincoli, la scelta del punto operativo può essere fatta, a questo punto, sulla base delle caratteristiche del segnale che intendiamo applicare in ingresso al dispositivo (un’onda sinusoidale, un’onda triangolare e così via).* Per esempio, facendo riferimento al circuito invertitore descritto in precedenza, sappiamo già che, affinché il circuito svolga la sua azione invertente (ed eventualmente amplificatrice) senza distorcere il segnale, è necessario che il punto operativo, anche e soprattutto in presenza del segnale alternato, rimanga costantemente in regione di corrente costante.

Non è ancora finita, in quanto il punto di lavoro ha una posizione che non dipende solo dal tipo di segnale applicato in ingresso; al contrario, è necessario garantire la stabilità del punto di lavoro anche rispetto alle seguenti cause perturbanti:

- variazioni di temperatura: così come abbiamo visto per i BJT, le caratteristiche statiche dei FET variano al variare della temperatura, il che significa che, a parità di segnali applicati al dispositivo, una variazione della **temperatura di funzionamento** (cioè, in definitiva, della temperatura delle giunzioni) provoca uno spostamento del punto di lavoro. C’è comunque da dire che, nei FET, la situazione è migliore rispetto ai BJT, per il semplice fatto

che questi dispositivi hanno un coefficiente di temperatura negativo, al contrario dei BJT: questo significa che, in presenza di un aumento di temperatura, mentre nei BJT la corrente aumenta (col rischio di innescare il fenomeno della fuga termica), nei JFET la corrente diminuisce, il che, pur variando il comportamento del dispositivo, esclude però che il dispositivo possa subire dei danni;

N.B. Ricordiamo che il motivo per cui i FET hanno un coefficiente di temperatura negativo è che la corrente dipende direttamente dalla mobilità degli elettroni e tale mobilità notoriamente diminuisce all'aumentare della temperatura, in quanto risente maggiormente dei fenomeni di disturbo da parte del reticolo cristallino e degli atomi droganti. Al contrario, i BJT hanno un coefficiente di temperatura positivo in quanto la corrente inversa di saturazione  $I_S$  dipende direttamente dal quadrato della concentrazione intrinseca di portatori, la quale notoriamente aumenta all'aumentare della temperatura (a causa dell'aumento del fenomeno della generazione termica e della riduzione del gap di banda proibita).

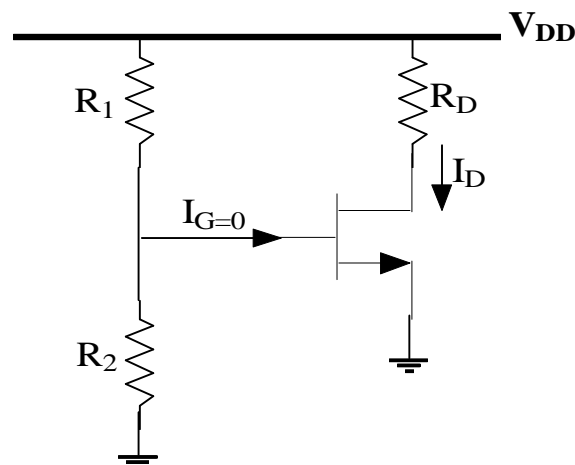
- invecchiamento dei componenti: con l'uso e con il tempo, i componenti sono soggetti ad invecchiamento, per cui possono presentare un comportamento reale diverso da quello previsto teoricamente;
- dispersioni dei parametri caratteristici degli stessi dispositivi: i valori numerici dei parametri caratteristici dei dispositivi vengono solitamente forniti dagli stessi costruttori, ma non sotto forma di valori precisi, bensì sotto forma di intervalli, più o meno larghi, entro i quali questi valori possono variare.

Concludiamo ricordando che il discorso appena fatto vale perfettamente per un MOSFET come per un JFET, in quanto sappiamo che le caratteristiche statiche di uscita sono praticamente identiche e che anche alcuni meccanismi di funzionamento sono in comune ai due tipi di dispositivi.

## CIRCUITI DI POLARIZZAZIONE PER UN JFET A CANALE N

Le considerazioni del paragrafo precedente sono valide per un MOSFET così come per un JFET. Andiamo allora ad esaminare alcuni dei circuiti realmente impiegati per la polarizzazione dei JFET.

Consideriamo in particolare un **JFET a canale n a svuotamento** (le cui caratteristiche statiche di uscita sono praticamente identiche a quelle di un MOSFET a canale n ad arricchimento con quello considerato nel paragrafo precedente). Un buon circuito di polarizzazione per questo dispositivo è il seguente:



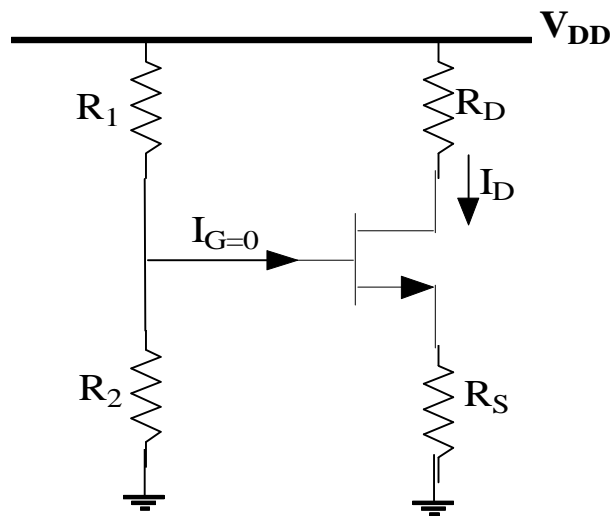
In questo circuito, sfruttando il fatto per cui il FET non assorbe corrente di gate (almeno in prima approssimazione), è possibile fissare, in modo del tutto arbitrario, la tensione  $V_{GS}$  semplicemente dimensionando il partitore di tensione costituito da  $V_{DD}$  e dalle resistenze  $R_1$  ed  $R_2$ :

$$V_{GS} = V_G = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}$$

Fissare la  $V_{GS}$  significa fissare una sola tra le caratteristiche di uscita del dispositivo, per cui il punto di lavoro si potrà poi determinare semplicemente dimensionando l'alimentazione  $V_{DD}$  e la  $R_D$  in modo che la retta di carico abbia la posizione e la pendenza desiderata.

L'inconveniente, tutt'altro che trascurabile, di questo circuito è che esso non garantisce una buona stabilità del punto di lavoro con la temperatura: se aumenta la temperatura, le caratteristiche di uscita traslano verso il basso e lo stesso accade quindi per il punto operativo.

E' possibile ovviare a questo inconveniente inserendo semplicemente una resistenza  $R_S$  tra il source e la massa:



Si ottiene, in questo modo, il **circuito di autopolarizzazione** visto anche per i BJT e, in effetti, il principio di fondo è ancora una volta quello di applicare il concetto di reazione: infatti, applicando la LKT si ottiene evidentemente che

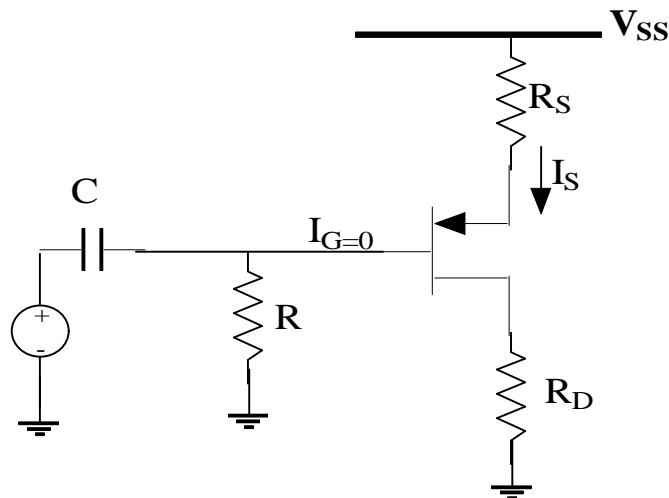
$$V_{GS} = V_G - V_S = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD} - R_S I_D$$

Si osserva dunque che *la tensione di ingresso  $V_{GS}$  è adesso funzione anche di una grandezza di uscita come la corrente di drain*; in particolare, si verifica quanto segue: supponiamo che, a causa di un aumento di temperatura interna del JFET, si verifichi un abbassamento della corrente di drain  $I_D$ ; se diminuisce  $I_D$  (che è pari a  $I_S$ ), in base a quella relazione diminuisce la caduta di tensione  $R_S I_D$  su  $R_S$  e quindi la  $V_{GS}$  aumenta; ma un aumento di  $V_{GS}$ , essendo ormai fissa la retta di carico e nell'ipotesi che il punto di lavoro sia in zona di saturazione, comporta un aumento della  $I_D$ , il quale aumento compensa la diminuzione iniziale.

Questo è appunto il concetto di **reazione**: si verifica una reazione del circuito di uscita su quello di ingresso e, in particolare, si tratta di una reazione negativa, in quanto induce una riduzione di una grandezza in conseguenza di un aumento iniziale della stessa grandezza.

## CIRCUITO DI POLARIZZAZIONE PER UN JFET A CANALE P

Consideriamo adesso un **JFET a canale p a svuotamento**: in questo caso, la rete di polarizzazione deve essere tale da garantire una tensione  $V_{GS}$  negativa. Per ottenere questo risultato, si può usare il circuito seguente:



In questo circuito, il generatore  $V_{IN}$  schematizza il segnale di ingresso: tale segnale (che, per esempio, può provenire da un altro circuito e non necessariamente da un generatore) arriva al gate del dispositivo privato della sua componente continua a causa della presenza della capacità  $C$  (detta **capacità di accoppiamento**), la quale, se sufficientemente elevata, si comporta da circuito aperto per un segnale continuo e come cortocircuito per uno alternato.

Si fa dunque in modo che risulti  $V_G=0$  usando una resistenza  $R$  molto elevata che effettua il collegamento del gate con la massa: la resistenza fa' in modo che non passi corrente tra la massa ed il gate. Applicando allora la LKT, si osserva che

$$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - R_S I_D = -R_S I_D$$

da cui consegue che  $V_{GS} < 0$ .

Il circuito appena esaminato non crea grossi problemi di stabilità, ma, come si vedrà in seguito, presenta l'inconveniente per cui la  $R_S$  degrada le prestazioni del FET.

Autore: **SANDRO PETRIZZELLI**  
e-mail: [sandry@iol.it](mailto:sandry@iol.it)  
sito personale: <http://users.iol.it/sandry>  
succursale: <http://digilander.iol.it/sandry1>