

## **CAPÍTULO VI**

### **Estabilidad del punto de reposo**

## Estabilidad del punto de reposo

### 6.1.- Causas y efectos de la inestabilidad del punto de reposo.

La **inestabilidad** o **variación del punto de reposo** en un circuito amplificador con un transistor (bipolar o de efecto de campo) puede deberse a uno o más de los siguientes problemas:

- El reemplazo del transistor por otro de la misma familia en un circuito ya construido.
- El reemplazo de un componente del circuito de polarización por otro de iguales características nominales en un circuito ya construido.
- La utilización de transistores de la misma familia u otros componentes con iguales valores nominales, si se construyen varios equipos "iguales" o se los fabrica en serie en una línea de producción.
- Las variaciones térmicas que afecten a los dispositivos activos y pasivos en su trabajo normal durante el funcionamiento de un equipo ya construido.
- Otros parámetros externos a los dispositivos que incidan sobre los valores de las corrientes de reposo (variación en el valor de la fuente de alimentación) en un equipo ya construido.

Los **parámetros de los distintos componentes** –activos y pasivos- cuya **dispersión en sus valores de fabricación** o **variación con la temperatura** causan corrimientos en el punto de polarización son, entre otros:

- En **TBJ** :  $\beta_F$ ,  $I_S$ ,  $V_A$  (este último produce efectos de segundo orden).
- En **JFET** :  $I_{DSS}$ ,  $V_P$ ,  $\lambda$  (este último produce efectos de segundo orden).
- En **MOSFET**:  $k$ ,  $V_T$ ,  $\lambda$  y  $\gamma$  (estos dos últimos producen efectos de segundo orden).
- Dispersión del valor de resistores dentro de la banda especificada de tolerancia en su valor nominal o su variación térmica, que dependerá del tipo de material.
- Valor de fuentes de alimentación (estabilidad con el consumo de corriente, variación de tensión de línea o de baterías y variación térmica)

La **necesidad de estabilizar el punto de reposo**, es decir, **fijar el punto Q** de reposo en un **intervalo de variación acotado** ante cualquier variación de los parámetros citados que provoquen su inestabilidad (ya sea durante el funcionamiento del equipo –reemplazo de componentes o efectos de las variaciones de temperatura- o al fabricar

equipos de iguales características nominales, dentro de las tolerancias aceptadas), radica en el hecho de asegurar:

- **estabilidad en los parámetros de señal del amplificador**, dada la fuerte dependencia de los componentes del modelo de señal con la corriente de reposo, dentro de tolerancias admisibles para el correcto funcionamiento del circuito.
- que el dispositivo permanezca en la **zona de funcionamiento analógico-lineal** a pesar de las variaciones de los parámetros que fijan el punto Q, de modo que **la señal de salida no se vea recortada** para un valor de excursión mínima, que llamaremos **garantizable** y que estará fijada por las necesidades de funcionamiento.

En este último caso, cabe aclarar que los parámetros de señal del dispositivo -la transconductancia, por ejemplo- dependerán en gran medida del valor de la corriente de reposo, por lo que resulta lógico pensar que los amplificadores de alta amplificación de tensión, deberán estabilizar su corriente de reposo en forma exigida para evitar que, ante una variación de dicha corriente, varíe la transconductancia de su modelo de señal, varíe por lo tanto el valor de amplificación de tensión y la señal de salida pueda recortar -Fig. 6.1-.

Obviamente, si el amplificador posee alta amplificación de señal desde continua -**pequeños incrementos de continua**, que constituirán **la señal** en **amplificadores de continua**-, la amplificación para señales continuas será altamente afectada por la estabilidad del punto de reposo, a menos que se recurra a configuraciones circuitales especiales.

La **realimentación negativa para la corriente continua de polarización** constituye la herramienta que permite **acotar las variaciones en el valor de la corriente de reposo  $I_{CQ}$** , que es lo que se conoce como **estabilización del punto de trabajo en reposo Q**.

Cabe agregar que si bien, las variaciones con la temperatura de ciertos parámetros resultan contrarrestadas mediante este proceso de realimentación, el método para estabilizar las variaciones del punto de reposo debido a las variaciones con la temperatura consiste muchas veces en la introducción de un elemento o conjunto de elementos que actúen produciendo una variación con la temperatura igual (teóricamente) y contraria, a la producida por el dispositivo y/o circuito de polarización sobre el punto de reposo (compensación) o, **lo que es obligatorio en amplificadores de continua**, actuando de modo tal, que las variaciones térmicas del punto Q debidas a efectos no deseados por variaciones térmicas de parámetros del dispositivo o del circuito, sean mucho menores a las producidas por una señal incremental útil de continua.

La señal de continua, con los valores normalmente utilizados, podría producir una variación de señal útil de continua a la salida (por

¿Cuánta sea la necesidad de escribir en difícil?

1 sola  
oración  
LPQTP  
¿Quiénes?  
¿Sociedad?  
¿Cervantes?

ejemplo de la corriente continua del transistor) del mismo orden que produciría la variación térmica no deseada (o variación aleatoria o espurio de los parámetros de continua del circuito), de no existir los componentes agregados especialmente para resolver el problema.

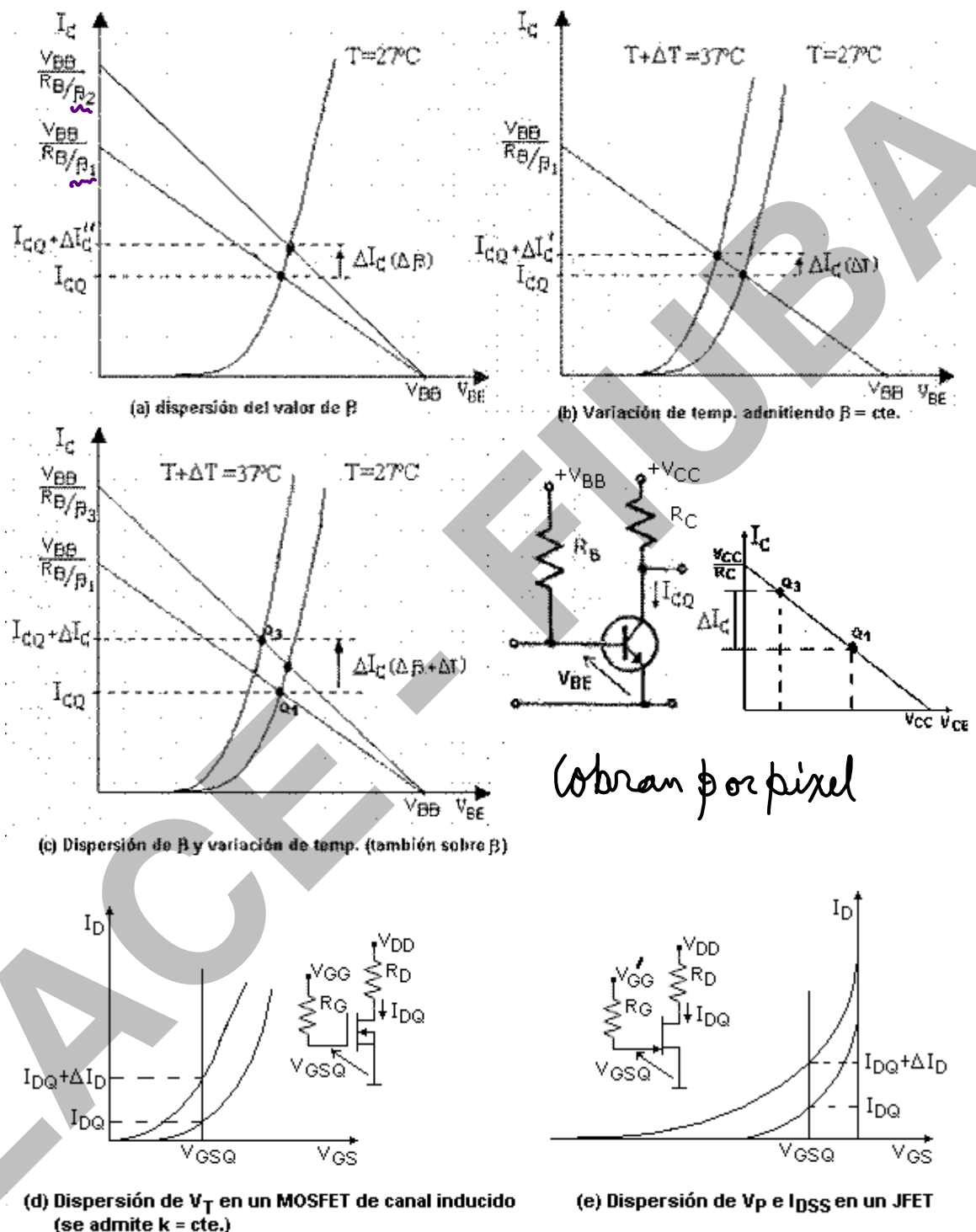


Fig. 6.1

## 6.2.- Soluciones a implementar

**Circuitos integrados:** Polarizar al dispositivo con una fuente de corriente constante que fije la corriente de reposo de salida ( $I_{CQ}$  o  $I_{DQ}$ ) – Fig. 6.2 (a) y 6.2 (b) -.

Es **solución básica en circuitos integrados** pero no en discretos o en casos particulares en algunas etapas integradas.

Como fijar la corriente de polarización de salida de un dispositivo amplificador exige que el o los componentes de polarización se encuentren ubicados de modo tal, que por ellos se pueda determinar una **ma-lla que contenga a la rama de control del dispositivo amplificador**, esta fuente de corriente deberá estar en los emisores o sources de los dispositivos activos por lo que, de acuerdo al análisis que se realizará oportunamente, su función también será la de **introducir una re-alimentación negativa** para las posibles variaciones de la continua de polarización, con la ventaja de tener un efecto mucho mayor (teniendo en cuenta que la fuente de corriente que se implemente forzosamente será una fuente real, con resistencia de salida no infinita).

**Circuitos discretos:** Para polarizar y estabilizar la corriente de reposo de salida [ $I_{CQ}$  o  $I_{DQ}$ ] en circuitos con transistores discretos, no resulta conveniente en general utilizar una fuente de corriente constante, ya que implicaría usar dos transistores para polarizar un tercero que sería el único útil como amplificador - Fig. 6.2 (b) -, añadiéndose la dificultad de tener que aparear a los dos transistores de la fuente para que la corriente que se desea obtener sea estable. Otra solución de este tipo sería utilizar un solo transistor discreto como fuente de corriente, que deberá estar a su vez realimentado para estabilizar su punto de reposo – Fig. 6.2 (c) -.

Resulta mucho más simple en la mayoría de los casos en que se utilicen transistores discretos, construir el circuito de polarización, con fuentes de tensión continua y resistores – Fig. 6.2 (d), 6.2 (e) y 6.2 (f) -. Las Fig. 6.2 (a), 6.2 (b), 6.2 (d) y 6.2 (f), indican en forma correlativa los mismos circuitos con transistores bipolar y MOSFET de canal inducido.

En el caso que el transistor amplificador sea un MOSFET de canal preformado o un JFET, si la fuente de corriente se construyese también con transistores del mismo tipo, el circuito (b) no serían utilizable para lograr lo deseado, dado que con JFET o MOSFET de canal preformado, el transistor con gate y drain en corto quedaría polarizado en la zona óhmica de trabajo. Sí podría utilizarse este circuito, con polarización por fuente de corriente, en el caso que esta fuente se construyera con TBJ o MOSFET de canal inducido. En la Fig. 6.2 (b) se incluye un JFET polarizado mediante una fuente de corriente construida con TBJ (esquema circuital muy usado en amplificadores operacionales de diseño bastante antiguo pero aun de uso estándar).

En los circuitos de polarización de las Fig. 6.2 (d) y 6.2 (e), no se puede utilizar JFET o MOSFET de canal preformado como transistor amplificador, pues no se podría ubicar su punto  $Q$  en la zona analógico-lineal. Un MOSFET de canal inducido se podría utilizar en la Fig. 6.2 (e), pero funcionaría cerca de la zona de características no horizontales, ya que en ese caso  $V_{DG}$  resultará negativa, debiendo ser su valor absoluto menor que  $V_T$  para estar en la zona lineal. Sólo el circuito Fig. 6.2 (f) resulta suficientemente versátil para ser utilizado con todos los cuatro tipos de transistores que se estudian en este capítulo, siempre que se acomoden convenientemente los valores de los resistores de polarización y de la tensión  $V_{BB}$ , la que se obtendrá normalmente como el equivalente de Thévenin de un divisor resistivo de base o gate, alimentado desde la fuente de alimentación  $V_{CC}$ .

En este caso, dado que la corriente de polarización de todos los dispositivos electrónicos amplificadores está principalmente determinada por **una malla que contiene a la rama de control** – diodo base-emisor en bipolares o rama gate-source en transistores de efecto de campo -, **despreciaremos en primera aproximación, la incidencia de la tensión entre los terminales de salida del dispositivo sobre la corriente de polarización**. Esto equivale a admitir que la característica estática de transferencia es única si el dispositivo se encuentra polarizado en su zona de trabajo como amplificador analógico-lineal o, lo que es equivalente, admitir que las características estáticas de salida son horizontales en la zona de trabajo.

Tomando como **característica estática de transferencia** a la corriente de salida en función de la tensión aplicada a la rama de control [ $I_C=f(V_{BE})$  en transistores bipolares e  $I_D=f(V_{GS})$  en los distintos tipos de transistores de efecto de campo], se **analizará cualitativamente cómo fijar la corriente de polarización en la malla de salida y lograr la estabilidad necesaria**, admitiendo que el dispositivo se encuentra trabajando **en modo analógico-lineal**.

Denominaremos **curva de polarización** al lugar geométrico de los posibles puntos de trabajo en reposo  $Q$  en el **plano de corriente de salida-tensión de control** que **responden al circuito externo de la malla que contiene a la rama de control** del dispositivo.

En la mayoría de los circuitos dicha malla está conformada por fuentes de tensión continua y resistores, por lo que la curva resultará una recta.

Dado que, de las cuatro variables terminales de la continua de polarización, se ha admitido que se despreciará los efectos de la tensión de salida sobre la corriente de polarización, no se tendrán en cuenta en este análisis ni  $V_{CE}$  ni  $V_{DS}$ , al solo efecto de analizar cómo se estabiliza la corriente de polarización.

En los **transistores de efecto de campo** tampoco se tendrá corriente de polarización de entrada (o ésta será despreciable en los

$V_{BE}$   
↓  
 $I_C$   
corta la  
base. Nada  
de  $V_{CE} \rightarrow I_C$

JFET), por lo que si la malla que contiene a la rama de control posee fuentes de continua y resistores sólo se tendrá dos variables -  $I_D$  y  $V_{GS}$  -. Por lo tanto, la recta de polarización será directamente una función  $I_D = f(V_{GS})$ , únicas dos variables a tenerse en cuenta para fijar la corriente de polarización del dispositivo activo, no siendo necesario introducir ninguna otra relación entre sus variables terminales. Por lo tanto, para estos tipos de transistores **la recta de polarización será independiente de parámetros del dispositivo**.

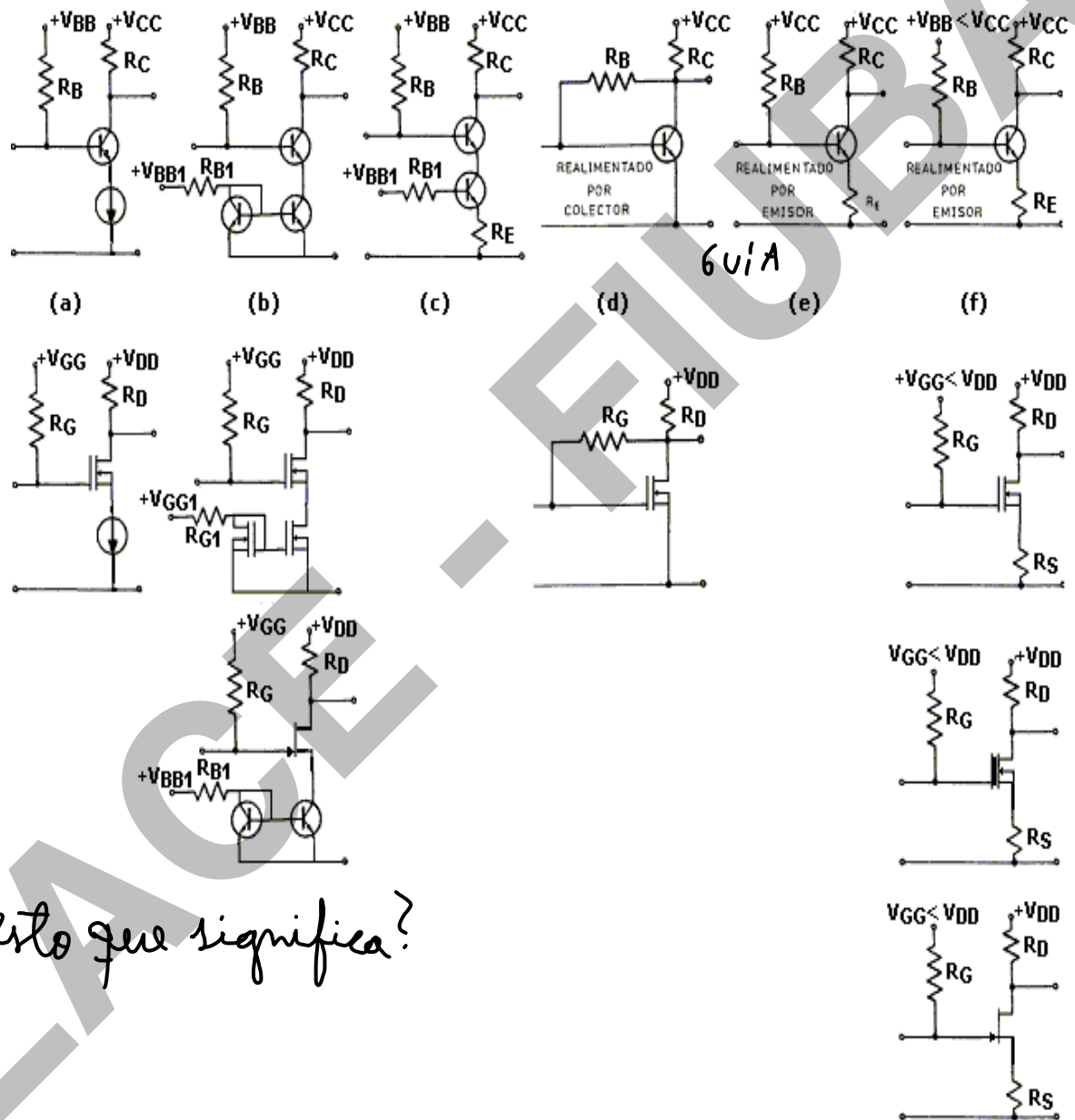


Fig. 6.2

En los transistores bipolares en cambio, existe una tercer variable a tener en cuenta: **la corriente de base no nula**. La corriente de base intervendrá en el planteo de la circulación por la malla que contiene a la

rama de control, por lo que en la ecuación de la recta de polarización  $I_C = f(V_{BE})$  deberá eliminarse la variable  $I_B$ , lo que sólo puede realizarse introduciendo un parámetro del propio transistor en la ecuación planteada, que en este caso podrá ser la relación existente entre  $I_C$  e  $I_B$ , **dependiente del dispositivo**.

Con estas consideraciones sólo quedan dos caminos para trazar una curva de polarización para un TBJ, y en ambas habrá que introducir una consideración adicional a su definición:

- vincular  $I_C$  e  $I_B$  a través del  $\beta_F$  y llegar a una ecuación de una **"recta de polarización  $I_C = f(V_{BE})$ "** que también **depende del dispositivo a través del valor de  $\beta_F$** .
- trazar la **recta de polarización** sobre la **característica estática de transferencia  $I_C = f(I_B)$** , donde aparecerá también otra variable del dispositivo -  $V_{BE}$  -, que eventualmente podrá eliminarse como variable asumiendo en primera aproximación la hipótesis de que la tensión del diodo base-emisor se mantiene constante e igual a la definida como tensión de barrera o umbral de un diodo sólido del material base que corresponda (por ejemplo,  $V_{BE} \cong 0,7V$  en silicio)

Para mantener la similitud de los planteos para los TBJ y todos los tipos de FET, se adoptará, para el transistor bipolar, la característica de transferencia correspondiente al plano  $I_C - V_{BE}$ , pero debiendo tenerse en cuenta que al tratar el problema de la dispersión de  $I_{DSS}$  y  $V_P$  en los JFET y de  $k$  y  $V_T$  en los MOSFET, se modifica **sólo** la característica de transferencia del dispositivo, **manteniéndose fija la recta de polarización**, al no depender de parámetros del mismo - Fig. 6.1 (d) y 6.1 (e) -, en tanto que **en los TBJ** tendremos que modificar nuestra definición de recta de polarización **incluyendo la posibilidad de su dependencia de con el factor  $\beta_F$** , cuando se analice la incidencia de su dispersión, manteniéndose la característica estática de transferencia  $I_C = f(V_{BE})$  fija, mientras no se tenga en cuenta la posible variación por dispersión de  $I_S$  - Fig. 6.1 (a), 6.1 (b) y 6.1 (c) -.

**Los efectos de la variación de los parámetros del dispositivo activo con la temperatura**, sólo se manifestará en los FET **sobre la característica de transferencia**, en tanto en los TBJ **se modificarán ambas curvas del diagrama  $I_C - V_{BE}$** , pues la característica de transferencia variará a través del valor de  $I_S$  y **la pendiente de la recta de polarización lo hará a través de las variaciones térmicas de  $\beta_F$** .

Normalmente en **circuitos discretos con transistores bipolares**, **la dispersión del valor de  $\beta_F$**  será dominante en cuanto a la estabilidad del punto Q, por lo que el **análisis gráfico** se realizará de manera muy simple como muestra la Fig. 6.1(a).

La curva de salida del FET no depende de los parámetros característicos del transistor, así q' queda igual ante un  $\Delta T$



Si puede despreciarse en primera aproximación la variación térmica de  $\beta_F$ , el efecto de la temperatura sólo se manifestará sobre la característica estática de transferencia  $I_C = f(V_{BE})$  principalmente a través de  $I_S$  (al aumentar la generación térmica de portadores y por ende la concentración de minoritarios), ya que el efecto opuesto que causa la variación de  $V_T = kT/q$  en la zona normal de trabajo de los transistores bipolares resulta despreciable.

La variación de la característica estática de transferencia  $I_C = f(V_{BE})$  al variar  $I_S$  con la temperatura en la zona normal de trabajo se manifiesta como un **desplazamiento de la curva hacia arriba** cuando la **temperatura aumenta**, pues se tendrán mayores valores absolutos de  $I_C$  a  $V_{BE} = \text{cte}$ , como se muestra en la Fig. 6.1 (b), manteniéndose casi paralela a sí misma, lo que permite interpretarlo como una **disminución del valor de la tensión de barrera o umbral**.

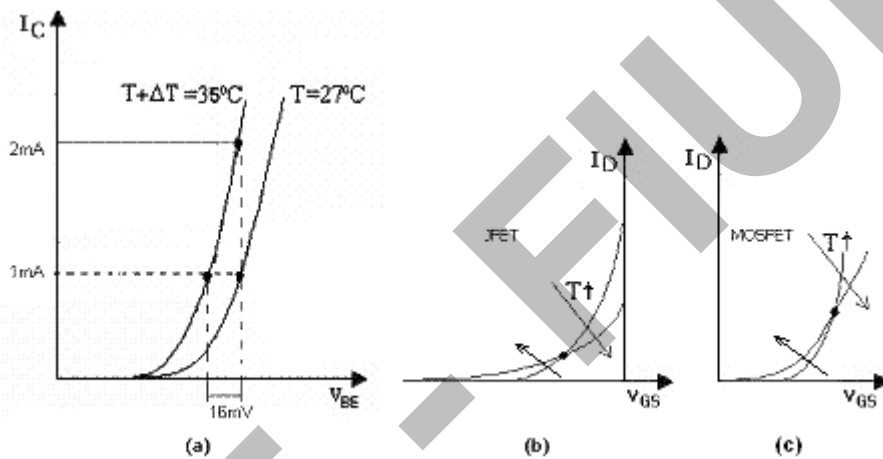


Fig. 6.3

Teniendo en cuenta valores constructivos usuales, puede admitirse que el valor de la corriente de colector  $I_C$  se duplica aproximadamente cada  $8^\circ\text{C}$  de aumento de temperatura, considerando valores de  $\Delta I_C$  a  $V_{BE} = \text{cte}$ . en los alrededores de la temperatura ambiente normal, lo que equivale a un **corrimiento negativo** en el valor de  $V_{BE}$  a  $I_C = \text{cte}$ . de  $\Delta V_{BE} = -2\text{ mV por cada grado centígrado de aumento de temperatura}$ . La Fig. 6.3 (a) muestra el dibujo de dos características estáticas de transferencia  $I_C = f(V_{BE})$  con la temperatura como parámetro, para  $27^\circ\text{C}$  y  $35^\circ\text{C}$ , donde se ve claramente que  $I_{CQ}$  se duplica a  $V_{BE} = \text{cte}$ . y  $\Delta V_{BE} = -16\text{ mV}$  a  $I_C = \text{cte}$  (no confundir con la variación de  $V_{BE}$  necesaria para que el valor de  $I_C$  se duplique a temperatura constante -  $\Delta V_{BE} = -17\text{ mV}$ ).

En el caso de los **transistores de efecto de campo de juntura**, un **aumento de la temperatura** provocará una **disminución de  $I_{DSS}$**  (al disminuir la movilidad) y **un aumento en valor absoluto de  $V_P$**  (al aumentar los minoritarios por generación térmica, disminuye el ancho de la zona desierta, y se debe aumentar en valor absoluto la tensión  $V_{GS}$  necesaria para estrangular el canal).

FM Resumen: 1) BJT:  $T \uparrow \Rightarrow I_S \uparrow \Rightarrow I_C \uparrow$  a  $V_{BE} \text{ cte}$

2) MOS:  $T \uparrow \Rightarrow V_{THRESH} \uparrow, \mu \downarrow \rightarrow I_D \downarrow$  a  $V_{GS} \text{ cte}$

Para los **transistores de efecto de campo de compuerta aislada (MOSFET)**, un **aumento de la temperatura** provocará la **disminución de  $V_T$**  (al aumentar la generación, aumentará la concentración de portadores minoritarios con lo que resultará necesaria una menor tensión  $V_{GS}$  para formar el canal) y **disminuirá el  $k$**  (al disminuir la movilidad). En todos los FET, **existirá un punto de variación nula de  $I_{DQ}$** , tal como se muestra en las Fig. 6.3 (b) y 6.3 (c).

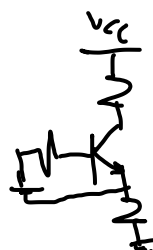
### 6.3.- Análisis general de las diferentes variantes posibles para polarizar y estabilizar los distintos dispositivos amplificadores

En la Fig. 6.4 se muestran, sobre el plano de las características de transferencia  $I - V$  de cada tipo de dispositivo activo, las distintas rectas de polarización posibles para un transistor y su incidencia en la estabilización del punto de reposo, teniendo en cuenta la **dispersión extrema de alguno de sus parámetros** (máxima dispersión que prevén las hojas de características brindadas por el fabricante para dispositivos discretos). Se admite para simplificar el **primer análisis** que se mantiene la **temperatura constante**. **Para realizar el análisis de la estabilidad, se consideró el mismo punto  $Q$  para el ejemplar de transistor que se tomó como referencia** (ubicado en una de sus características extremas), haciendo pasar por allí, todas las posibles rectas de polarización. Partiendo de esa condición, **se analiza dónde cortan dichas rectas a la otra característica extrema** correspondiente a **un ejemplar de transistor del mismo código** – en el caso de transistores discretos - o de acuerdo a la tecnología utilizada para construir un determinado circuito integrado.

Las rectas de polarización trazadas para los cuatro tipos de dispositivo que se muestran en la Fig. 6.4 corresponden, para simplificar este análisis conjunto, a circuitos donde **se utiliza una única fuente de alimentación de la malla de salida de signo positivo respecto a común** (suponiendo transistores NPN o canales N).

Se admite que el emisor (source) va conectado a común, ya sea directamente o a través de una resistencia  $R_E$  ( $R_S$ ) y que la fuente de polarización de la malla de control, cuando corresponda, se ubica en general entre el electrodo de base (gate) en serie con  $R_B$  ( $R_G$ ) y el terminal de emisor (source) directamente, o en el otro extremo de la resistencia  $R_E$  ( $R_S$ ), cuando corresponda, de modo que su signo resulte fácil de interpretar, a la vez de corresponderse con la abscisa al origen de las rectas de polarización trazadas.

En este caso particular, en que hay una única fuente de alimentación en la malla de salida y con signo tal que debe conectarse al colector o drenaje directamente o a través de las resistencias de polarización  $R_C$  o  $R_D$ , la fuente de polarización de la malla de control, también queda referida a común.



Para facilitar la identificación se usarán en resistores y fuentes de continua un número de subíndice tal como la rectas de la Fig. 6.4.

Se han utilizado los mismos números de las rectas de polarización para el JFET y los MOSFET de canal inducido y preformado, de modo de resaltar la similitud de los circuitos de polarización de un JFET y un MOSFET de canal preformado trabajando con el punto  $Q$  en la zona de empobrecimiento del canal, y la similitud de un MOSFET de canal inducido y de uno preformado trabajando con el punto  $Q$  en la zona de enriquecimiento del canal.

En la Fig. 6.4 se han trazado las características de transferencia extremas que se supone corresponden a los valores máximos y mínimos que pueden adoptar los parámetros de algunos de los transistores de un determinado código. Nos referiremos normalmente a valores absolutos para indicar los valores extremos de los parámetros cuya dispersión se tiene en cuenta de modo de evitar confusiones.

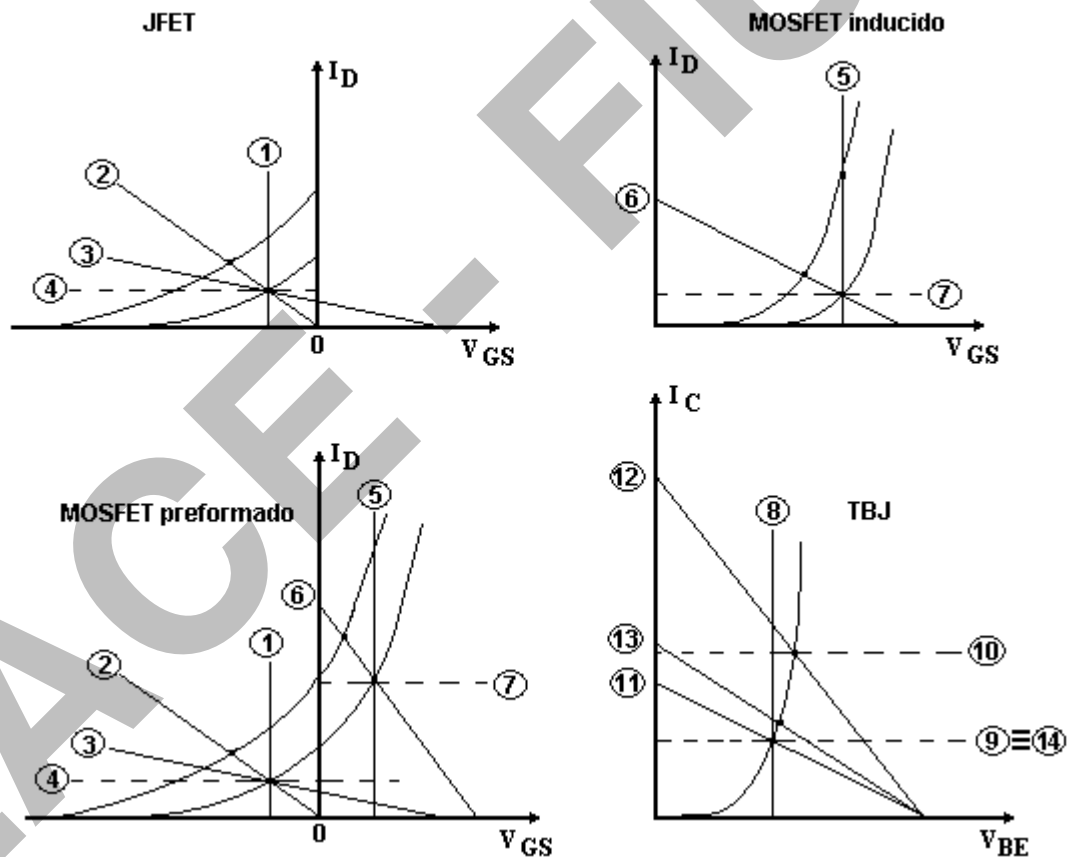


Fig. 6.4

En los JFET,  $I_{DSS}$  y  $V_P$  dependen simultáneamente en una relación potencial del espesor del canal totalmente abierto, por lo que sus valores absolutos varían en el mismo sentido: ambos aumentan o disminuyen simultáneamente al cambiar el ejemplar de transistor, tal como se indican las posibles características extremas en la Fig. 6.4.

En los MOSFET, no resulta tan simple poder distinguir la forma en que varían por dispersión los dos parámetros fundamentales involucrados,  $k$  y  $V_T$ . Sin embargo, lo más probable es que mientras  $V_T$  disminuye en valor absoluto en un MOS canal inducido o aumenta su valor absoluto en un transistor de canal preformado, el valor de  $k$  aumenta en valor absoluto. Aceptando esta suposición, por ejemplo, para un MOSFET canal N inducido, mientras  $V_T$  disminuye su valor, la pendiente de la curva cuadrática aumenta al aumentar el coeficiente  $k$ .

Para el transistor bipolar, un incremento de  $\beta_F$  se manifestará empujándose más la recta de polarización.

#### 6.4.- Componentes circuitales que permiten obtener las distintas rectas de polarización

JFET:

- 1) Polarización mediante una fuente  $V_{GG1} = V_{GSQ}$  – *polarización fija* - entre gate y común, directa o a través de una resistencia  $R_G$ .
- 2) **Polarización con resistencia en source**,  $R_{S2}$ , conectada entre el electrodo de source del transistor y común - que provee una realimentación por source para la continua de polarización - y el gate conectado a común directamente o a través de una resistencia de gate,  $R_G$ . La traza de la recta de polarización  $I_D = f(V_{GS})$ , obtenida a partir de la circulación por la malla que contiene a la rama de control será, en este caso, una recta que pasa por el origen, de pendiente  $-1/R_{S2}$ .
- 3) *Polarización con resistencia de source  $R_{S3}$  y una tensión  $V_{GG3} > 0$*  con su terminal positivo conectado al gate directamente o a través de una resistencia de gate,  $R_G$ , y con el negativo conectado directamente a común. La traza de la recta de polarización será, en este caso, una recta que tendrá como abscisa al origen  $V_{GS} = + V_{GG3}$ , pendiente  $-1/R_{S3}$  y ordenada al origen  $V_{GG3}/R_{S3}$ . Del gráfico se desprende que al pasar las rectas (2) y (3) por el mismo punto  $Q$  del transistor con la misma característica extrema, la recta (3) tendrá menor pendiente que la (2), para lo cual deberá ser  $R_{S3} > R_{S2}$ . Cómo la tensión de alimentación de la malla de drain,  $V_{DD}$ , se debe repartir entre la resistencia de drain, la rama drain-source,  $V_{DSQ}$ , y la resistencia polarizadora de realimentación,  $R_{S3}$ , para que el transistor quede polarizado en su zona analógico-lineal, resulta claro que siempre deberá ser  $V_{GG3} < V_{DD}$ . Además, dado que  $V_{GSQ3}$  es negativo para el JFET canal N,  **$V_{GG3}$  será menor que la tensión  $I_{DQ} \cdot R_S$ .**
- 4) **Polarización mediante una fuente de corriente de valor  $I_{O4} = I_{DQ}$  en source** conectada entre source y común con el sentido de  $I_{SQ}$  saliente por source y el gate conectado a una fuente de tensión positiva con respecto a común,  $V_{GG4}$ , que permita que el generador real de corriente posea su transistor de salida trabajando en modo activo y pueda asegurarse al

mismo tiempo el valor de  $V_{GSQ4}$  necesario para obtener el  $I_{DQ}$  adoptado. Dado que el signo de  $V_{GSQ4}$  es negativo para el JFET canal N,  **$V_{GG4}$  será menor que la tensión prevista entre terminales de la fuente de corriente.** Por las mismas razones expuestas en el caso de la recta (3), también deberá cumplirse que sea  $V_{GG4} < V_{DD}$  (la fuente de corriente deberá tener entre sus terminales una tensión continua de las mismas características que la que cae sobre  $R_{S3}$ ).

MOSFET canal inducido:

- 5) Polarización fija mediante una fuente  $V_{GG5} = V_{GSQ} > V_T$ .
- 6) Polarización con tensión de gate,  $V_{GG6}$  y resistencia de source  $R_{S6}$ . De acuerdo a la convención adoptada sobre el modo de conectar las resistencias y fuentes de polarización, la recta de polarización en este caso, tendrá como abscisa al origen  $V_{GS} = +V_{GG6}$ , pendiente  $-1/R_{S6}$  y ordenada al origen  $V_{GG6}/R_{S6}$ . Por las razones indicadas para la recta (3) en el JFET, en este caso también deberá ser  $V_{GG6} < V_{DD}$ .
- 7) Polarización mediante una fuente de corriente de valor  $I_{O7} = I_{DQ}$  en source, de manera análoga a la indicada para el caso (4) del JFET. Puede desprenderse fácilmente que la diferencia con aquel estará en el valor de  $V_{GG7}$ , que en este caso deberá proveer una tensión positiva  $V_{GSQ7}$  que se sumará aritméticamente a la tensión entre terminales de la fuente de corriente. De acuerdo con las razones indicadas en el caso (4) del JFET, también deberá cumplirse que sea  $V_{GG7} < V_{DD}$ .

MOSFET canal preformado:

- 1) Polarización fija mediante una fuente  $-V_T < V_{GG1} = V_{GSQ}^- < 0$ , con el punto Q en la zona de trabajo por empobrecimiento -.
- 2) Polarización con resistencia en source,  $R_{S2}$ , y el gate conectado a común, directo o a través de una resistencia de gate.
- 3) Polarización con resistencia de source  $R_{S3}$  y una tensión  $V_{GG3} > 0$  en gate, que posean las mismas particularidades que la recta (3) trazada para el JFET.
- 4) Polarización mediante una fuente de corriente de valor  $I_{O4} = I_{DQ}$  en source.
- 5) Polarización mediante una fuente  $V_{GG5} = V_{GSQ}^+ > 0$  –polarización fija con el punto Q en la zona de trabajo por enriquecimiento -.
- 6) Polarización con tensión de gate,  $V_{GG6}$  y resistencia de source,  $R_{S6}$ , con las mismas especificaciones que en el MOSFET canal inducido.
- 7) Polarización mediante una fuente de corriente de valor  $I_{O7} = I_{DQ}$  en source y las mismas consideraciones que en el MOSFET canal inducido.

TBJ:

- 8) Polarización fija mediante una fuente  $V_{BB8} = V_{BEQ}$ .
- 9) **Polarización mediante una fuente de corriente en la base, de valor  $I_{O9} = I_{BQ}^*$** , utilizando un ejemplar de transistor de valor  $\beta_F = \beta_{Fmín}$  – polarización con corriente de base fija, circuito conocido como polarización fija -.
- 10) Polarización mediante una fuente de corriente en la base, del mismo valor que en la recta horizontal (9)  $I_{O10} = I_{O9} = I_{BQ}^*$ , pero utilizando un ejemplar de transistor del mismo código que el anterior con el valor  $\beta_F = \beta_{Fmáx}$  especificado en sus hojas de datos. Se desprende por observación de la figura, que las rectas horizontales (9) y (10) corresponden a un mismo circuito polarizado con corriente en la base constante, si se reemplaza un transistor de la familia utilizada de  $\beta_{Fmín}$  por otro de  $\beta_{Fmáx}$ .
- 11) **Polarización con una fuente de tensión de base de valor  $V_{BB11}$  en serie con una resistencia de base de valor  $R_{B11}$** . El terminal positivo de la fuente se aplicará al electrodo de base a través de la resistencia  $R_{B11}$ , en tanto que el negativo irá directamente a común. Si se utiliza un ejemplar de transistor de valor  $\beta_F = \beta_{Fmín}$ , la abscisa al origen corresponderá a  $V_{BE} = V_{BB11}$ , la pendiente será  $-\beta_{Fmín} / R_{B11}$  y la ordenada al origen,  $\beta_{Fmín} \cdot V_{BB11} / R_{B11}$ . Dado que de la circulación por la malla que contiene a la rama de control es  $I_{BQ} = I_{BQ}^* = (V_{BB11} - V_{BE}) / R_{B11}$ , resulta que si puede admitirse  $V_{BE} \ll V_{BB11}$ , **la corriente  $I_{BQ}$  resulta constante – independiente del valor de  $\beta_F$  –**, por lo que equivale al caso de la recta (10).
- 12) Resulta el mismo caso que la recta de polarización (11), con los mismos valores de  $V_{BB}$  y  $R_B$ , pero si se reemplaza el transistor de  $\beta_{Fmín}$  por otro de la misma familia que posea un  $\beta_F$  del otro valor extremo -  $\beta_{Fmáx}$  -, por lo que son válidas las mismas observaciones realizadas al comparar las rectas (9) y (10). También en este caso, al reemplazar un ejemplar de transistor de  $\beta_F = \beta_{Fmín}$  por otro de  $\beta_{Fmáx}$ , se tendrá el mismo valor de  $\Delta I_{CQ}$ , al haber fijado el mismo valor de  $I_{CQ}$  para el  $\beta_{Fmín}$  en los dos casos (9) y (11).
- 13) **Polarización del TBJ mediante una fuente de tensión de base de valor  $V_{BB13} = V_{BB11}$  en serie con una resistencia de base de valor  $R_{B13}$**  conectadas de la misma forma que en el caso (11), pero **agregando una resistencia de realimentación por emisor para la continua de polarización, de valor  $R_{E13}$** , conectada entre el terminal de emisor y común. Los valores de estos resistores serán tales que, para el ejemplar de  $\beta_{Fmín}$  del TBJ utilizado, **se tenga la misma recta de polarización que en el caso (11)**. Para ello se establece que el valor de  $[(R_{B13} / \beta_{Fmín}) + R_{E13}]$  sea el mismo que el de  $R_{B11} / \beta_{Fmín}$  correspondiente a la recta (11) y resultará que también el valor de  $I_{CQ} = I_{CQmín}$  será el mismo para los dos casos. Sin embargo, la recta (11) tendrá ahora como pendiente  $-1 / [(R_{B13} / \beta_{Fmín}) +$

EJERCICIO  
3-B? ←

DIBUJA EL  
CIRCUITO  
LPQ7D



$R_{E13}$ ], su abscisa al origen será  $V_{BE}=V_{BB13}=V_{BB11}$  y su ordenada al origen  $(V_{BB11} - V_{BE}) / [(R_{B13}/\beta_{Fmin}) + R_{E13}]$ . La recta de polarización (13) surgirá manteniendo los mismos valores indicados para las rectas (11) y (12), pero con la resistencia  $R_{E13}$  conectada y un valor de  $R_{B13} < R_{B11}$  para que se tenga el mismo  $I_{CQmin}$ . Al variar el ejemplar del transistor utilizado, de modo de tener uno con el otro valor extremo de  $\beta_F - \beta_{Fmax}$ , al circular por la malla de entrada se tendrá una función cuya gráfica será la recta (13), que al ser  $V_{BB13} = V_{BB11}$ , tendrán la misma abscisa al origen que las rectas (12) y (13) pero mayor ordenada al origen que la recta (11) y menor que la (12), pues la resistencia fija en el emisor del transistor -  $R_{E13}$  - "apantallará" la variación de  $\beta_F$  desde su valor extremo mínimo a su valor máximo y por lo tanto se tendrá una menor variación en la pendiente de la recta.

- 14) Polarización mediante una fuente de corriente de valor  $I_{O14} = I_{CQ}$  en emisor, conectada entre emisor y común con el sentido de  $I_{EQ}$  saliente por emisor, y la base conectada a una fuente de tensión positiva con respecto a común,  $V_{BB14}$ , a través de una resistencia,  $R_{B14}$ , que permita que el generador real de corriente posea su transistor de salida trabajando en modo activo y pueda asegurarse al mismo tiempo el valor de  $V_{BE}$  necesario. Dado que se ha supuesto que el punto de trabajo Q, adoptado para el ejemplar de TBJ con  $\beta_{Fmin}$ , es el de referencia para todos los posibles circuitos de polarización -asociado cada uno de ellos a una recta de polarización que surge de la circulación correspondiente por la malla de entrada-, esta recta, (14), coincidirá con la (9). Sin embargo, en este caso, al variar  $\beta_F$  la recta no se modificará, es decir la recta de polarización identificada como (14)  $\equiv$  (9) corresponderá tanto al  $\beta_{Fmin}$  como al  $\beta_{Fmax}$ .

## 6.5.- Estabilidad alcanzada mediante las distintas formas de polarización

Observando la Fig. 6.4, para el caso del JFET, queda claro que mediante la recta (1) – polarización fija – se tiene la máxima variación de la corriente de reposo al pasar del ejemplar de transistor de mínimos valores absolutos de  $V_P$  e  $I_{DSS}$  a otro ejemplar con valores máximos. Dicha variación se reduce al agregar una resistencia de source con el gate a común – directamente o a través de una resistencia de gate - (2) y más aún al agregar una *variable de ajuste extra* con la fuente  $V_{GG3} > 0$  (3). Obviamente cualquier recta de polarización con una abscisa al origen negativa entre 0 y  $V_{GSQ}$  logrará una estabilidad mayor que en polarización fija, pero en casos prácticos, no tendría sentido agregar esta fuente negativa cuando polarizando tal como lo indica la recta (2) – sin agregado de fuentes - se obtiene una estabilidad mayor.

En el MOSFET de canal inducido, la recta (5) –polarización fija- es la que muestra la mayor variación de corriente de reposo, atenuándose al agregarse la resistencia de source junto con la fuente  $0 < V_{GG6} < V_{DD}$ , siendo esta última una condición necesaria para evitar que el FET no se encuentre fuera de la zona de modo de trabajo analógico.

La misma historia  
de siempre,  $R_E$   
me independiza  
de  $\beta$

En el MOSFET de canal preformado se alcanzan conclusiones similares a los transistores anteriores, de acuerdo a la zona de trabajo en que se encuentre (empobrecimiento o enriquecimiento).

En el caso del TBJ, tanto mediante la recta (8) – polarización a tensión base-emisor constante -, como mediante las rectas (9)-(10) y (11)-(12) que son equivalentes a los efectos de la variación de  $\beta_F$  - polarización mediante una fuente de corriente de base constante, conocida como polarización fija en transistores bipolares - no existirá ningún tipo de estabilización y la *variación de  $I_{CQ}$ , será la misma para cualquiera de las tres formas de polarizar indicadas* al trazar estas rectas. En el caso de la recta (8), dada la relación exponencial entre la corriente de salida y la tensión de entrada, resulta muy dificultoso fijar en la práctica una tensión base-emisor con una sensibilidad menor al mV -.

Evidentemente, la solución resulta de agregar una resistencia en emisor – realimentación por emisor – rectas (9)-(13) o polarizar de forma tal que entre en juego en la obtención de  $I_{CQ}$  la corriente de colector – realimentación por colector -. Dado que debe incluirse en el análisis la corriente de base, será necesario atenuar la influencia de la variación de  $\beta_F$  reduciendo el valor de  $R_B$  frente a  $R_E$  (o  $R_C$ , según la forma de realimentar). Si  $R_B$  se encuentra conectada entre  $V_{CC}$  y base, la reducción de  $R_B$  provocará un desplazamiento del punto de reposo hacia la zona de saturación y en el caso de que la señal se aplique entre base y emisor (común para la señal), una reducción importante de la resistencia de entrada. Tampoco convendría aumentar mucho  $R_E$ , ya que la caída de tensión de reposo en  $R_E$  no es útil y, si se mantuviese la misma  $I_{CQ}$ , tendería a saturación al aumentar la caída sobre  $R_E$  y reducirse  $V_{CEQ}$ .

Resulta conveniente entonces tener *otra variable extra* para poder *fijar uno de los puntos de polarización extremos* y al mismo tiempo establecer cuantitativamente *la estabilidad del punto de reposo* requerida  $-\Delta I_{CQ}/I_{CQmin}$ -. Esta variable es una fuente  $V_{BB}$  de polarización de base *distinta* de  $V_{CC}$ . Esta fuente puede obtenerse fácilmente mediante un divisor resistivo de base, como se ve en la Fig. 6.5, donde el equivalente Thévenin del divisor, *a los efectos de la base*, será la  $V_{BB}$  y  $R_B$  indicadas. Cabe aclarar que el conectar  $R_B$  entre la base y  $V_{CC}$  no es prohibitivo y puede resultar aceptable de acuerdo con los requerimientos de estabilidad deseados. De igual forma puede obtenerse el  $V_{GG}$  en un FET.

Observando las rectas (4), (7) y (14) de la Fig. 6.4, Evidentemente para lograr una estabilidad infinita ( $\Delta I_{CQ} = 0$ ) habría que polarizar mediante una *fuerza de corriente ideal* desde emisor o source a común.

Si se quiere mantener  $I_{CQ} = cte.$ , realimentando por emisor, al disminuir  $I_{CQ}$  (por ejemplo por reemplazo del transistor por otro de la misma familia con  $\beta_F$  menor), debería aumentar  $R_E$ . Esto implicaría contar con un dispositivo que presentara una  $R_E$  equivalente para la continua de polarización que fuese variable ante los extremos de cambio de

Así cualquiera  
estabiliza



$I_{CQ}$ , de modo tal de mantenerla constante, a costa de aumentar la caída de tensión  $V_E$  – Fig. 6.6 (a)

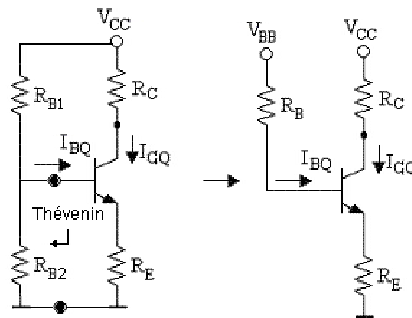


Fig. 6.5

Una característica  $I_C - V_E$  como la indicada, se asemeja a la de salida de un TBJ ideal a  $V_{BE} = cte$ . Para  $V_{CE} > 0,7V$  – Fig. 6.6(b)

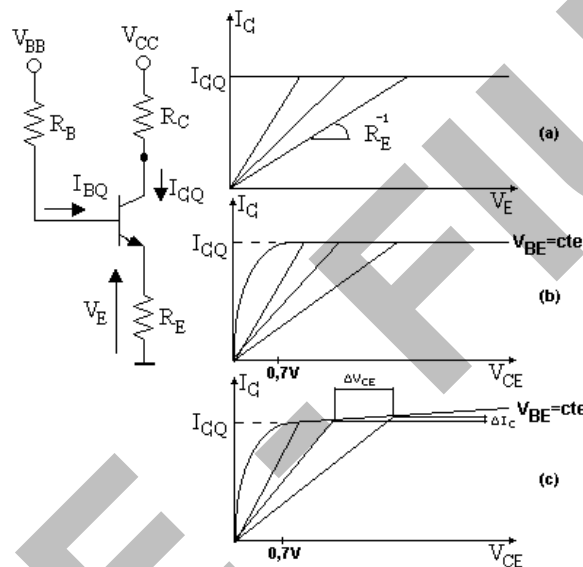


Fig. 6.6

Hasta aquí se ha admitido un transistor ideal que se comportaría como una fuente de corriente ideal para continua, mientras se encuentre en la zona de funcionamiento analógico lineal, al haber despreciado el efecto Early. Si se considera la característica real de salida a  $V_{BE} = cte$  - que posee una pendiente  $\Delta I_C / \Delta V_{CE} |_{V_{BE}=cte} = 1/r_o$  -, el transistor se comportaría como una *fuentes de corriente real* de resistencia de Norton equivalente  $r_o$  – Fig. 6.6 (c) - Es decir que a los efectos de los incrementos de corriente continua de polarización, el transistor presentaría una resistencia  $r_o$  (de realimentación, equivalente a la  $R_E$ ) conectada a común. Obviamente, el mismo análisis puede realizarse para los FET.

Si se requiere polarizar un transistor capaz de amplificar señales de continua, de nivel suficientemente bajo como para poder admitir funcionamiento lineal (una señal de excitación en forma de escalón, aplicada a partir del valor de tensión o corriente de polarización de entrada), se deberá tener en cuenta que en este caso – *amplificadores de continua* -, los efectos de la realimentación por source o emisor. El efecto de la realimentación deberá ser muy distinto **para los incrementos de la continua de polarización no deseados**, que justamente se

pretenden eliminar con la polarización estabilizada, y **para los incrementos de señal útil de continua**, que es la que se desea amplificar.

El corrimiento térmico de  $V_{BE}$  posee una influencia de mucha gravitación en amplificadores de continua, lo que la hace crítica en circuitos integrados analógicos, aunque de escaso peso en circuitos con acoplamiento capacitivo discretos o en integrados de muy baja amplificación y/o número de etapas.

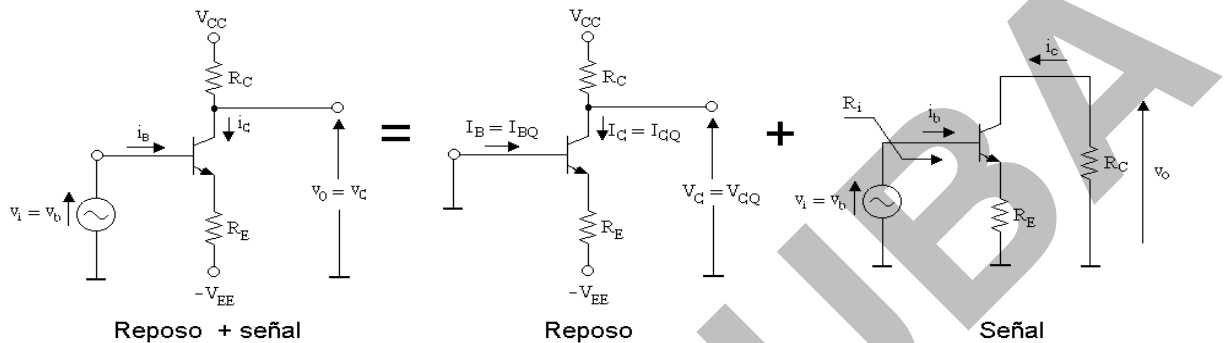


Fig. 6.7

Por ejemplo, para el amplificador de continua de la Fig. 6.7, el estudio de su comportamiento puede realizarse, al igual que en amplificadores de frecuencias medias, mediante la determinación de las condiciones de reposo, agregándole a estos valores los incrementos de señal, sean de continua o alternos, (obtenidos a partir del modelo incremental) para obtener los valores totales de tensiones y corrientes.

La aplicación del modelo incremental de bajas frecuencias resulta válido, dado que la *variación* del punto de reposo o un incremento de señal continua como entrada, resultan variaciones de tensión continua en régimen estacionario, aplicables con cierta aproximación, al modelo lineal del amplificador en ausencia de efectos reactivos. Tener en cuenta que, al aplicar el modelo incremental, para los incrementos de la continua de polarización, el error cometido será muy superior que el que se tiene al aplicarlo para la señal de bajo nivel, ya que normalmente las variaciones de continua espurias o no deseadas serán mucho mayores y la validez de aplicar un modelo lineal se aproximará mucho menos a los valores reales obtenidos por medición. Se da por supuesto que para aplicar el modelo incremental para variaciones de continua, se consideren extinguidos los transitorios debidos a las capacitancias parásitas del dispositivo activo y del circuito y se admite que no existen capacitores en serie con el camino útil de la señal.

En la Fig. 6.8 se observa el efecto de un incremento  $\Delta v_i = v_i = +20mV.u(t)$  como un desplazamiento de la recta de polarización por variación de su abscisa al origen. Puede observarse que, a temperatura constante (de  $27^\circ C$ , por ejemplo) dado que la característica de transferencia es una función exponencial, el incremento de la tensión base-emisor  $\Delta V_{BE}/v_i$  debido a la aplicación de  $v_i$  resulta mucho menor que esta, cayendo la mayor parte sobre  $R_E$ . Por lo tanto  $\Delta i_C \cong v_i / R_E$ .

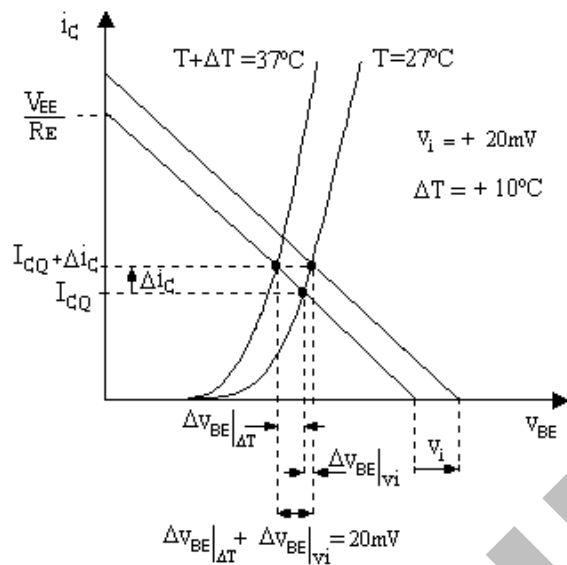


Fig. 6.8

Asimismo, si se produce una variación en la temperatura, aplicando el modelo incremental, puede determinarse el corrimiento en los valores de reposo. Por ejemplo, si  $v_i = 0$ , se pueden obtener los nuevos valores extremos de  $I_{CQ}$ ,  $V_{CQ}$  y el  $\Delta V_{OQ}$ , si la temperatura ambiente varía de 27°C a 37°C (10°C de incremento) - un  $\Delta V_{BE}/I_C = cte = -20 \text{ mV}$  -.

El corrimiento del punto de reposo si la temperatura aumenta 10°C puede interpretarse como un desplazamiento de la característica de transferencia.

Si se admite que  $\Delta V_{BE}/\Delta T|_{I_C=cte.} = -2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$  y que  $V_{BEQ} = 0,7 \text{ V}$  a 27°C, los desplazamientos relativos de las rectas y las exponenciales serían iguales y el incremento  $\Delta I_{CQ}$  correspondiente al punto de polarización será idéntico al  $\Delta I_C$  debido a la señal.

Es importante remarcar que el valor de  $\Delta V_{BE} = v_{be}$  producido por la señal  $v_i$  es muy inferior al  $\Delta V_{BE}$  térmico a  $I_C = cte.$  y que en ambos casos la suma de la  $\Delta V_{BEQ}$  y  $\Delta V_{RE}$  en polarización y  $\Delta V_{BE}$  y  $\Delta V_{RE}$  en señal, en valor absoluto, suman 20mV.

El corrimiento del punto de reposo por efectos de la variación térmica en un amplificador que puede amplificar también incrementos de continua, se manifiesta directamente como un incremento de continua a la salida dado que no hay en el circuito capacitores de acople ni desacople, *no distinguiéndose la posible variación de continua de la salida, debida a variaciones no deseadas de los parámetros del circuito que inciden sobre la continua de polarización, respecto de la de a una señal útil de continua.*

La única alternativa para solucionar los problemas planteados de modo de poder construir amplificadores de pequeños incrementos de tensión continua sin que se vean afectados por la variación térmica de  $V_{BE}$ , consiste en lograr que *la amplificación de tensión para la señal útil  $v_i$  sea mucho mayor* que la relación  $\Delta V_{OQ}/\Delta V_{BEQ}$  para las variaciones de la tensión de barrera  $V_{BE}$  con la temperatura.

Para señales alternas puede lograrse dentro de ciertos límites, ya que basta desacoplar  $R_E$  totalmente o en parte. *No se puede eliminar la realimentación para señal continua debida a  $R_E$  mediante un capacitor*, como sí puede hacerse en amplificadores de frecuencias medias, ya que se está trabajando con señales que son incrementos de continua. Se deberá utilizar entonces un elemento no lineal conectado entre emisor y común que se comporte del siguiente modo:

Ante variaciones de temperatura, la corriente a través de este elemento no lineal deberá modificarse del mismo modo que lo hace la corriente de colector del transistor. Es decir que la variación de la tensión de emisor del transistor sin dicho elemento no lineal en el circuito no se verá modificada al conectarlo. Se podría decir que ante variaciones térmicas, el amplificador "no ve" al elemento no lineal, o sea, éste presenta al amplificador una resistencia muy elevada.

Al aplicarse una señal útil en la entrada del amplificador, el elemento no lineal presentará a éste una resistencia muy baja. Es decir que la variación de la tensión de emisor del transistor sin este elemento no lineal en el circuito, se modificará en forma apreciable al conectarlo.

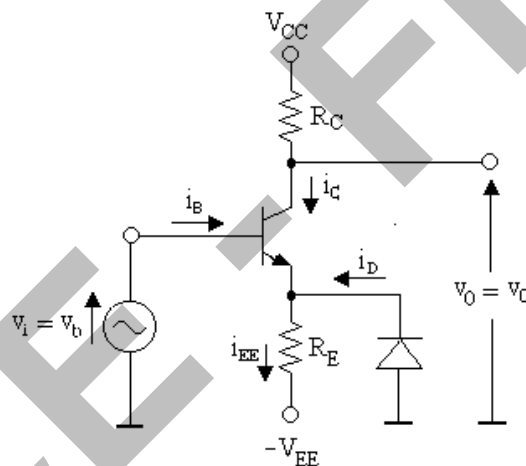


Fig. 6.9

Este elemento no lineal, que debe comportarse con variaciones de corriente idénticas a las del transistor resultará ser un diodo, como se ve en la figura 8.9. Este diodo, acoplado al emisor del transistor, deberá ser, en teoría, de características exactamente iguales a la juntura emisor-base ( $I_{SD} = I_{STr}$ ). Se polariza al transistor y al diodo mediante una fuente  $V_{EE}$  y un resistor  $R_E$  relativamente altos, de modo de minimizar la variación relativa  $\Delta I_{CQ} / I_{CQ}$  por efectos térmicos sobre  $V_{BE}$ . Para la señal útil  $v_i$ , el circuito presentará una resistencia equivalente de emisor resultante del paralelo entre  $R_E$  y la resistencia dinámica del diodo,  $r_d$ , que normalmente será mucho menor que  $R_E$  y por ende la amplificación de tensión para la señal  $v_o / v_i$  será muy superior a la que se obtendría en ausencia del diodo. Es decir que, la amplificación de tensión para la señal útil  $v_i$ ,  $\Delta v_o / \Delta v_i$ , resulta mucho mayor que la relación  $\Delta V_{OQ} / \Delta V_{BEQ}$  para las variaciones de la tensión de barrera  $V_{BE}$  con la temperatura.

FALORA ESTO DEL DIODO. Dicho sea de paso, esta gente hace lo q quiere con las comas