

Polarización de transistores y estabilidad

R. Carrillo, J.I. Huircan

Abstract—Se tienen tres formas básicas para la polarización de un BJT y un FET: polarización fija, autopolarización y polarización universal. Esto permite establecer el punto de trabajo o punto Q . Dado este punto, es posible diseñar. Para un circuito definido, es posible obtener el punto de operación. El punto Q puede variar por diversos factores, sobre todo térmico, lo que afecta I_{CQ} , V_{BE} y el parámetro β . Se define los factores de estabilidad, S_I , S_v y S_β que dan cuenta de la variación de I_{CQ} en base a los parámetros mencionados.

Index Terms—Polarización de Transistores

I. INTRODUCTION

¿Cuales son los valores más adecuados de corriente y voltaje para que el transistor trabaje correctamente en zona activa? Existe un único punto presente en las características de entrada y salida denominado punto Q (*Quiescent Point*), punto de trabajo o punto de reposo, el cual corresponde al punto de operación del circuito electrónico. Para ubicarlo se debe tener en cuenta el comportamiento estático del transistor (sin la presencia de señales de entrada o excitaciones).

- Si se conoce el punto Q , entonces se puede diseñar.
- Si se conoce el circuito, se puede determinar el punto Q .

El punto Q puede estar en la región de corte, saturación o región activa. Para establecer la operación del transistor, se debe utilizar una red de polarización, la cual estará conformada por una o dos fuentes de cc y distintos arreglos resistivos. Esta red permite que el transistor reciba los valores adecuados de voltaje y corriente en las junturas respectivas independiente del valor de las fuentes de cc disponible.

En los siguientes apartados se indican las diversas formas de polarizar tanto un el BJT como un FET, estableciendo los puntos de trabajo y condiciones de diseño. Finalmente, se analiza la estabilidad del punto Q y la forma básica de compensar variaciones de éste, debido a efectos térmicos.

II. CIRCUITOS DE POLARIZACIÓN Y PUNTO DE TRABAJO

A. Circuitos de Polarización fija para BJT

Sea el circuito de la Fig. 1. Planteando la LVK para la malla de entrada

$$V_{BB} = i_B R_B + v_{BE} \quad (1)$$

De (1) se obtiene la recta de carga (2) asociada a la malla de entrada, la cual se muestra en la Fig. 2a.

$$i_B = -\frac{v_{BE}}{R_B} + \frac{V_{BB}}{R_B} \quad (2)$$

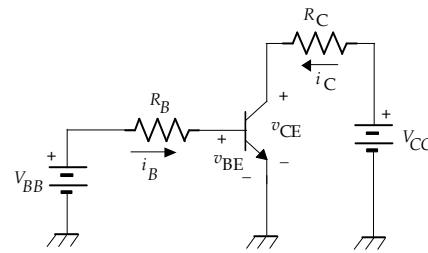


Fig. 1. Circuito de polarización Fija.

La intersección de (2) con la curva $i_B - v_{BE}$ define el valor de operación de la corriente de base (I_{BQ}).

Planteando la malla de salida se tiene

$$V_{CC} = i_C R_C + v_{CE} \quad (3)$$

Así de (3) se obtiene la recta de carga dada por (4).

$$i_C = -\frac{v_{CE}}{R_C} + \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (4)$$

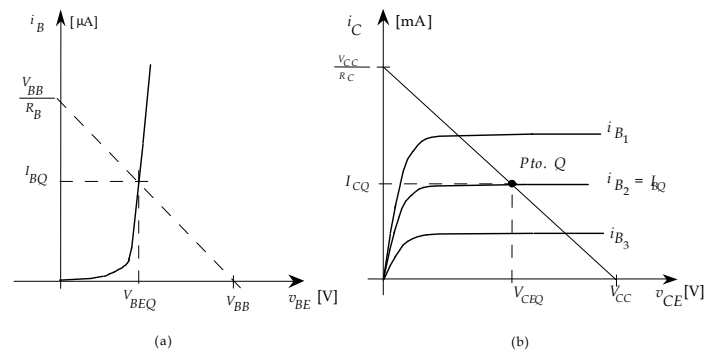


Fig. 2. (a) Curva de entrada. (b) Curva de salida

Dado que el transistor debe funcionar en zona activa se cumple que

$$i_C = \beta \cdot i_B \quad (5)$$

Por lo tanto, de acuerdo a (5) se tiene que para una corriente de base establecida $i_B = I_{BQ}$, la corriente de colector estará dada por $I_{CQ} = \beta \cdot I_{BQ}$. La intersección de (4) con las curvas de salida definen los posibles puntos de operación. Sin embargo, de acuerdo a la Fig. 2b se tiene que para la curva de i_C obtenida para $i_B = I_{BQ}$ se tendrá el único punto de operación (I_{CQ} , V_{CEQ}).

Considerando conocidos los valores de los resistores de la red de polarización, los parámetros del transistor para

su operación en cc β y $V_{BE(ON)}$ y considerando el funcionamiento en zona activa, se resuelve el sistema conformado por (1), (3) y (5) para determinar el punto de operación. De acuerdo a esto se tiene

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE(ON)}}{\frac{R_B}{\beta}} \quad (6)$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_C \quad (7)$$

Por otro lado, cuando se ha definido un punto Q arbitrario (I_{CQ} , V_{CEQ}), asumiendo el funcionamiento en zona activa, un voltaje de polarización V_{CC} dado y considerando $v_{BE} = V_{BE(ON)}$ es posible determinar los valores de R_B y R_C a través de (8) y (9).

$$R_B = \frac{V_{BB} - V_{BE(ON)}}{\frac{I_{CQ}}{\beta}} \quad (8)$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{I_{CQ}} \quad (9)$$

Este proceso será considerado como diseño de la red de polarización.

La desventaja de esta red de polarización es que mientras mayor V_{BB} entonces mayor I_{BQ} producido, luego el transistor puede entrar en la zona de saturación. Si el voltaje V_{BB} es pequeño y cercano o menor a $v_{BE} = V_{BE(ON)}$, el transistor podría estar en corte. Eventualmente este aspecto puede controlarse con valores grandes de R_B , sin embargo, los % de tolerancia de los valores de estos resistores pudieran hacer variar el punto de operación deseado, a pesar de estar en zona activa.

B. Circuito de polarización fija para JFET

Sea el circuito de la Fig. 3.

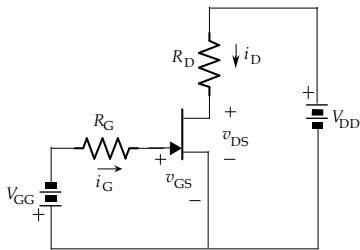


Fig. 3. Circuito de Polarización fija para el FET.

Para la malla de entrada, dado que $i_G = 0$ (la unión compuerta-fuente se encuentra inversamente polarizada) se tiene que

$$\begin{aligned} -V_{GG} &= i_G R_G + v_{GS} \\ v_{GS} &= -V_{GG} \end{aligned} \quad (10)$$

Para la malla de salida

$$V_{DD} = i_D R_D + v_{DS} \quad (11)$$

La expresión (12) derivada de (11) será la recta de carga de salida.

$$i_D = -\frac{v_{DS}}{R_D} + \frac{V_{DD}}{R_D} \quad (12)$$

La relación entre i_D y v_{GS} viene dada por la ecuación de Shockley

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_p}\right)^2 \quad (13)$$

Donde V_p es la tensión de estrangulamiento del canal (Pinch-off) e I_{DSS} la corriente de saturación máxima, datos provistos por el fabricante. La Fig. 4 muestra por un lado las curvas de salida $i_D - v_{DS}$, y en el otro lado la relación $i_D - v_{GS}$ dada por la ecuación de Shockley.

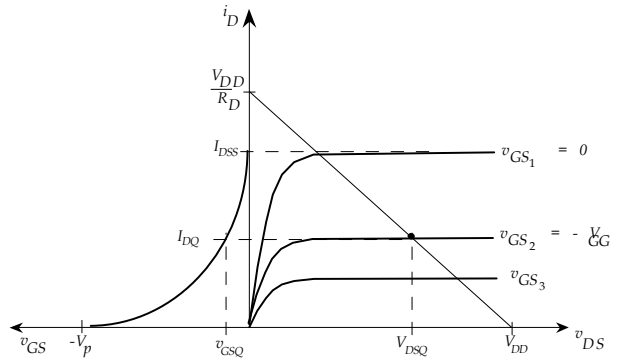


Fig. 4. Punto de trabajo del JFET.

La curva de la Fig. 4 relaciona la variable v_{GS} de entrada con las variables de salida (i_D y v_{DS}). En este caso, al definir $v_{GS} = V_{GSQ}$, conociendo los parámetros del FET, entonces (10) determina la corriente de operación $i_D = I_{DSQ}$ (o I_{DQ}). Por otro lado, para el valor de $V_{GSQ} = V_{GG}$, quedará establecida cual de las curvas de salida intersectada con la recta de carga entregará el punto de operación (I_{DSQ} , V_{DSQ}).

Para un circuito diseñado se puede obtener el punto de operación reemplazando los valores conocidos del circuito y el transistor en (13), (11).

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GG}}{V_p}\right)^2 \quad (14)$$

$$V_{DSQ} = V_{DD} - R_D I_{DQ} \quad (15)$$

Para un punto Q dado (I_{DQ} , V_{DSQ}), se determina R_D de (11), como

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_{DSQ}}{I_{DQ}} \quad (16)$$

De (13), se determina v_{GS} , luego de (10) se obtiene V_{GG} , con lo que el diseño queda terminado.

C. Circuito de Autopolarización para BJT

Sea el circuito de la Fig. 5. Planteando la LVK para la malla de entrada

$$V_{CC} = i_B R_B + v_{BE} \quad (17)$$

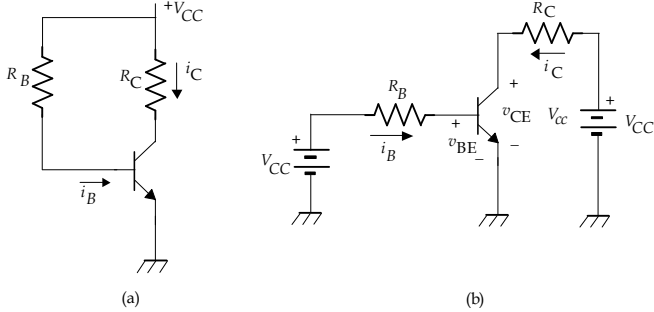


Fig. 5. Circuito de autopolarización.

Luego

$$i_B = -\frac{v_{BE}}{R_B} + \frac{V_{CC}}{R_B} \quad (18)$$

Para la malla de salida se tiene

$$V_{CC} = i_C R_C + v_{CE} \quad (19)$$

Donde la recta de carga será

$$i_C = -\frac{v_{CE}}{R_C} + \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (20)$$

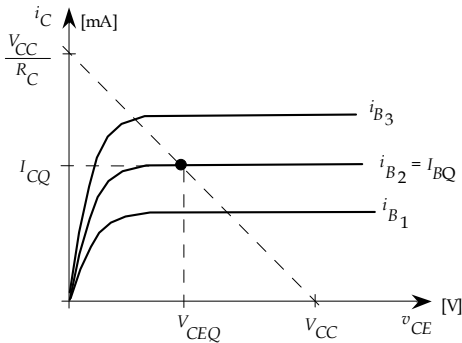


Fig. 6. Curva $i_C - v_{CE}$ del circuito de Autopolarización

Para un circuito diseñado, el punto de operación se determina a través de (5), (17) y (19).

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE(ON)}}{\frac{R_B}{\beta}} \quad (21)$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_C \quad (22)$$

Dicha solución corresponde a la intersección de la recta de carga (20) con la curva de salida indicada en la Fig. 6.

A veces es posible aproximar considerando un valor de R_B muy grande, de esta forma para R_B grande, $\frac{V_{BE}}{R_B}$ es

despreciable. Así $i_B \approx V_{CC} \frac{1}{R_B}$, luego para un punto Q dado, se tiene que $I_{CQ} = \beta \frac{V_{CC}}{R_B}$ así de acuerdo a (22) se tiene

$$V_{CEQ} = V_{CC} \left(1 - \beta \frac{R_C}{R_B} \right) \quad (23)$$

Al igual que en el circuito de polarización fija, dado el punto de operación, V_{CC} y la ganancia del transistor, se obtienen R_B y R_C a través de las siguientes ecuaciones. Note que la recta de carga se puede obtener de (19) y es idéntica al circuito de polarización fija.

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE(ON)}}{\frac{I_{CQ}}{\beta}} \quad (24)$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{I_{CQ}} \quad (25)$$

D. Circuito de autopolarización para JFET

La autopolarización permite mediante un resistor en la fuente, energizar el dispositivo, tal como se muestra en la Fig. 7. Planteando la LVK en la malla de entrada se tiene

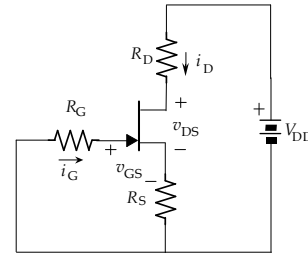


Fig. 7. Circuito de autopolarización para el JFET.

$$i_G R_G + v_{GS} + R_S i_D = 0 \quad (26)$$

$$i_D = -\frac{v_{GS}}{R_S} \quad (27)$$

Por otro lado, para la malla de salida

$$V_{DD} = v_{DS} + (R_D + R_S) i_D \quad (28)$$

Así la recta de carga de la salida será

$$i_D = \frac{V_{DD}}{R_D + R_S} - \frac{v_{DS}}{R_D + R_S} \quad (29)$$

Para la determinación del punto de operación, dados los valores de los resistores y los parámetros del JFET, mediante (27) y (7) se calcula V_{GSQ} e I_{DSQ} . Como es muestra en la gráfica de la Fig. 8 la recta de (27) intersecciona a la ecuación de Shockley. La resolución del sistema implica la obtención de una ecuación cuadrática ya sea para i_D o para v_{GS} . Como el sistema entrega dos soluciones para cada variable, ésta estará acotada para su funcionamiento en zona activa, es decir $0 < i_D < I_{DSS}$ y $v_p < v_{GS} < 0$.

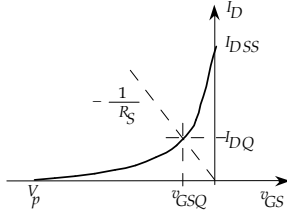


Fig. 8. Intersección ecuación de Shockley y la malla de entrada.

Una vez obtenido el valor de i_D se calcula v_{DS} mediante (28).

Para un punto Q dado (I_{DQ}, V_{DSQ}), conociendo los parámetros del JFET, el diseño se realiza determinando $R_D + R_S$ de (29), usando la relación (7), se obtiene v_{GS} lo cual mediante (27) se determina R_S .

$$R_D + R_S = \frac{V_{DD} - V_{DSQ}}{I_{DQ}}$$

$$v_{GS} = \left(1 - \sqrt{\frac{I_{DQ}}{I_{DSS}}}\right) V_p$$

$$R_S = -\frac{v_{GS}}{I_{DQ}}$$

E. Circuito de polarización universal para BJT

En los circuitos Fig. 1 y Fig. 5, R_B debe soportar toda la corriente, incluso mientras mayor es la polarización, mayor será la corriente pudiendo llegar a salirse de la zona activa. Para evitar esto, se propone el circuito de la Fig. 9 conocido como circuito de *Polarización Universal*.

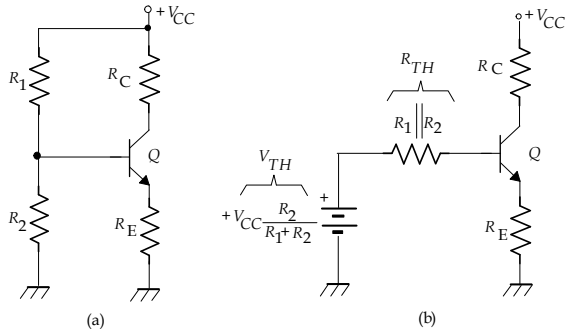


Fig. 9. (a) Circuito de polarización universal. (b) Equivalente.

Para la malla de entrada se tiene

$$V_{TH} = i_B R_{TH} + V_{BE(ON)} + i_E R_E \quad (30)$$

Donde

$$V_{TH} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = V_{CC} \frac{R_{TH}}{R_1} \quad (31)$$

$$R_{TH} = R_1 || R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (32)$$

Dado que $i_E = i_B + i_C$ e $i_C = \beta \cdot i_B$, entonces se tiene

$$V_{TH} = -\{R_E(\beta + 1) + R_{TH}\} i_B - V_{BE(ON)}$$

$$= -\frac{\{R_E(\beta + 1) + R_{TH}\}}{\beta} i_C - V_{BE(ON)} \quad (33)$$

Así se despeja la corriente de colector de operación

$$i_C = I_{CQ} = \beta \left(\frac{V_{TH} - V_{BE(ON)}}{R_{TH} + (\beta + 1) R_E} \right) \quad (34)$$

Para la malla de salida

$$V_{CC} = v_{CE} + R_E i_E + R_C i_C \quad (35)$$

Como $i_E = \frac{\beta+1}{\beta} i_C$, reemplazando en (35), se tiene

$$V_{CC} = v_{CE} + \left(R_E \frac{(\beta + 1)}{\beta} + R_C \right) i_C \quad (36)$$

Despejando V_{CEQ}

$$V_{CEQ} = V_{CC} - \beta \left(\frac{V_{TH} - V_{BE(ON)}}{R_{TH} + (\beta + 1) R_E} \right) R_C \quad (37)$$

Finalmente, obteniendo la recta de carga de (35), se tiene

$$i_C = -\frac{v_{CE}}{\left(\frac{\beta+1}{\beta} \right) R_E + R_C} + \frac{V_{CC}}{\left(\frac{\beta+1}{\beta} \right) R_E + R_C} \quad (38)$$

El punto de operación caerá sobre la recta de carga de acuerdo a la Fig. 10 que interseca la curva de corriente i_C , la que fue producida por i_B .

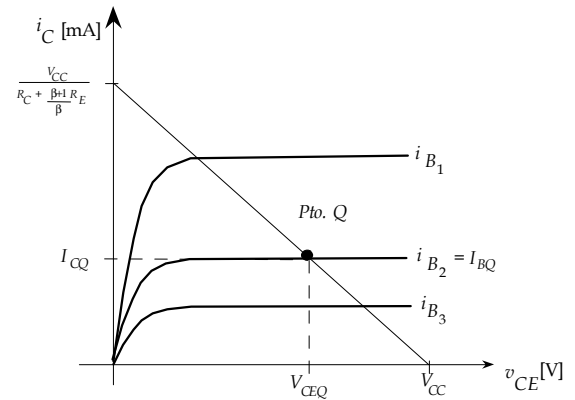


Fig. 10. Curva de salida del transistor.

Es posible realizar algunas aproximaciones considerando que si $V_{TH} \gg V_{BEQ}$, y R_{TH} es pequeño, entonces el punto Q es independiente del transistor, ya que

$$V_{CEQ} \approx V_{CC} - (R_E(\beta + 1) + \beta R_C) \left(\frac{V_{TH}}{(\beta + 1) R_E} \right) \quad (39)$$

Como $\beta \gg 1$, entonces

$$V_{CEQ} \approx V_{CC} - \left(\frac{R_E + R_C}{R_E} \right) V_{TH} = V_{CC} - \left(1 + \frac{R_C}{R_E} \right) V_{TH} \quad (40)$$

F. Circuito de polarización universal del MOSFET de emprobecimiento

Sea el circuito de la Fig. 11a, el cual es modificado a través del circuito de la Fig. 11b, en el cual se tiene

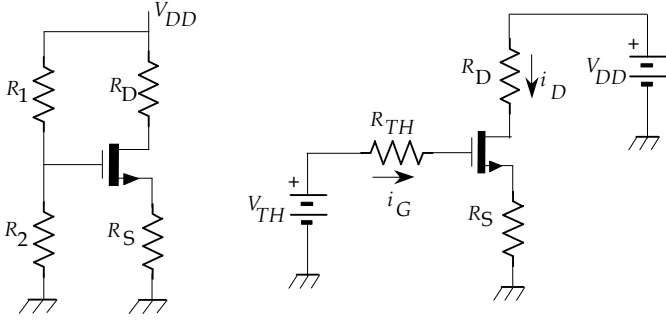


Fig. 11. Circuito de polarización universal para MOSFET canal n.

$$V_{TH} = V_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = V_{DD} \frac{R_{TH}}{R_1} \quad (41)$$

$$R_{TH} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (42)$$

Para la malla de entrada, dado que $i_G = 0$, se tiene

$$V_{TH} = v_{GS} + R_S i_D \quad (43)$$

Así se tiene la recta de carga de la malla de entrada

$$i_D = -\frac{1}{R_S} v_{GS} + \frac{V_{TH}}{R_S} \quad (44)$$

Para la malla de salida

$$V_{DS} = V_{DD} - (R_S + R_D) i_D \quad (45)$$

Como este transistor también usa la relación de Shockley para definir la corriente i_D , para obtener un diseño se deberá conocer el punto de operación y V_{DD} . Sin embargo, como faltan datos, se debe dar V_{TH} y R_{TH} del orden de los M Ω . De esta forma se obtienen

$$V_{GSQ} = \left(\sqrt{\frac{I_{DQ}}{I_{DSS}}} - 1 \right) V_p \quad (46)$$

$$R_S = \frac{V_{TH} - V_{GSQ}}{I_{DQ}} \quad (47)$$

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_{DSQ}}{I_{DQ}} - R_S \quad (48)$$

$$R_1 = V_{DD} \frac{R_{TH}}{V_{TH}} \quad (49)$$

Para un circuito dado, es posible trazar una recta de carga para la malla de entrada, la cual establece el punto Q , de acuerdo a la Fig. 12. Aquí se observa dos rectas para distintos V_{TH} que darán distintos puntos de operación I_{DQ} , V_{GSQ} .

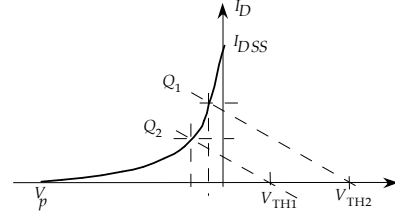


Fig. 12. Rectas de carga para distintos puntos Q .

Por otro lado, para un circuito diseñado es posible obtener el punto de operación a través de (7), (43) y (45).

G. Polarización del transistor pnp

Para el transistor pnp la red de polarización será de acuerdo a la mostrada en la Fig. 13. El planteamiento de las ecuaciones se realiza en forma idéntica al transistor npn, sin embargo, para este caso se usa la nomenclatura inversa en las variables de voltaje y se cambian los sentidos de las corrientes.

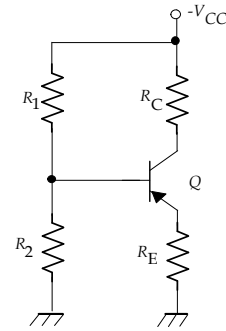


Fig. 13. Red de polarización para el pnp.

En el circuito de la Fig. 14a se muestra el equivalente y en el circuito de la Fig. 14b se indican las referencias de las variables. Se observa que las corrientes salen de la base y el colector. Las ecuaciones de acuerdo a la Fig. 14b, de la malla de entrada y salida serán

$$V_{TH} - i_B (R_1 || R_2) - v_{EB} - i_E R_E = 0 \quad (50)$$

$$i_E R_E + v_{EC} + i_C R_C - V_{CC} = 0 \quad (51)$$

Para zona activa, al igual que el transistor npn se tiene $i_C = \beta \cdot i_B$, $i_E = \frac{\beta+1}{\beta}$, luego para un $v_{EB} = V_{EB(ON)}$, se obtiene el punto de operación I_{CQ} y V_{ECQ} .

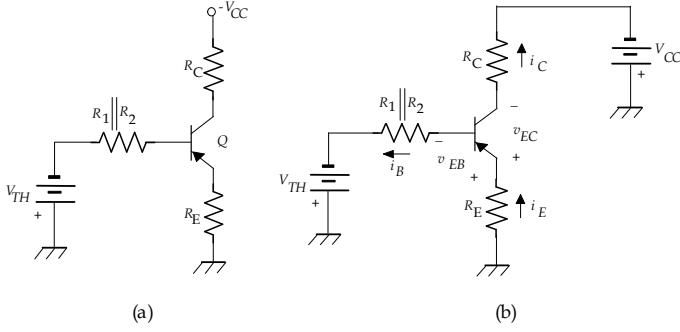


Fig. 14. (a) Red de polarización circuito equivalente. (b) Referencia de las variables.

III. POLARIZACIÓN UTILIZANDO DOS FUENTES

El transistor bipolar puede ser polarizado con dos fuentes, la configuración es indicada en la Fig. 15, tanto para el npn como para el pnp. Lo que aparentemente puede parecer distinto a lo revisado, no es más que una variación sutil que logra el mismo efecto de la red polarización universal revisada en apartados anteriores. Para el caso particular del transistor pnp de la Fig. 15b, se ha dibujado el circuito equivalente en la Fig. 15c. Se observa que es similar al circuito de la Fig. 14a ya que se mantiene el esquema del voltaje aplicado y la resistencia.

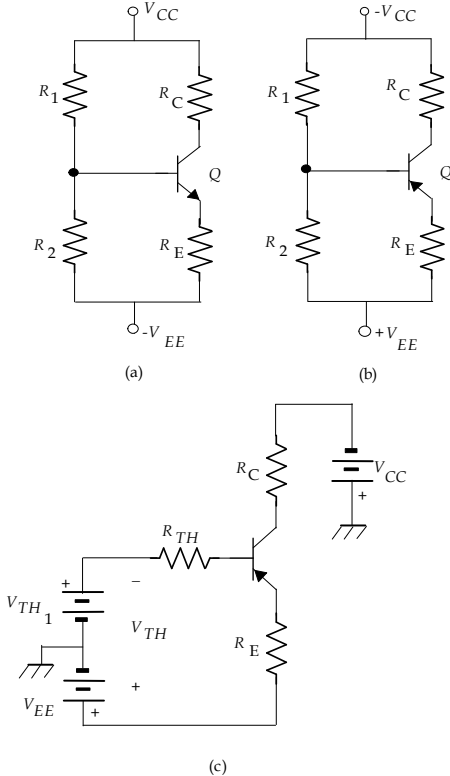


Fig. 15. Polarización alternativa con dos fuentes (a) npn. (b) pnp. (c) Circuito equivalente pnp.

Tomando el circuito de la Fig. 15b, se puede desarrollar el circuito equivalente con más detalle, lo que se logra

simplicando la configuración de acuerdo a la Fig. 16b, se observa que la red de entrada tiene la misma forma que la malla de entrada del circuito de polarización universal. En este caso, el V_{TH} calculado depende de V_{CC} y V_{EE} .

Planteando la malla de entrada y salida se tiene

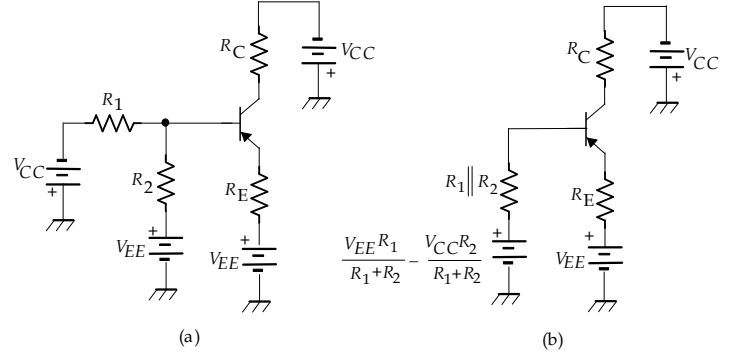


Fig. 16. (a) Separando fuentes. (b) Equivalente.

$$\frac{V_{EE}R_1}{R_1+R_2} - \frac{V_{CC}R_2}{R_1+R_2} = i_B(R_1||R_2) + v_{EB} + i_E R_E - V_{EE} \quad (52)$$

$$V_{EE} = i_E R_E + v_{EC} + i_C R_C - V_{CC} \quad (53)$$

De esta forma considerando zona activa donde $i_C = \beta i_B$ además de $i_E = \frac{\beta+1}{\beta} i_C$ se determina el punto de operación de acuerdo a las ecuaciones siguientes

$$i_C = \frac{\frac{V_{EE}R_1}{R_1+R_2} - \frac{V_{CC}R_2}{R_1+R_2} + V_{EE} - v_{EB}}{\left(\frac{R_1||R_2}{\beta} + \left(\frac{\beta+1}{\beta}\right)R_E\right)} \quad (54)$$

$$v_{EC} = V_{EE} + V_{CC} - i_C \left(\left(\frac{\beta+1}{\beta}\right)R_E + R_C \right) \quad (55)$$

La recta de carga se obtiene de (55) y se observa que cruza el eje de voltaje en el valor $V_{CC} + V_{EE}$.

IV. CIRCUITOS DE POLARIZACIÓN DEL MOSFET

En este apartado se revisan cinco circuitos de polarización del MOSFET de enriquecimiento (también llamado de Acumulación o Incremental). Tres de ellos son variantes del circuito de polarización universal y el último utiliza dos fuentes.

A. Polarización de MOSFET de Acumulación

El MOSFET canal n de enriquecimiento o incremental requiere un voltaje positivo en la compuerta lo cual puede ser implementado mediante un circuito similar al de polarización universal ya mostrado. La configuración se muestra en la Fig. 17a.

De acuerdo al circuito equivalente de la Fig. 17b, se tiene que $V_{TH} = V_{DD} \frac{R_2}{R_1+R_2}$ y $R_{TH} = \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2}$. Planteando la malla de entrada y salida se obtiene (56) y (61).

$$V_{DD} = i_G R_{TH} + v_{GS} + i_D R_S \quad (56)$$

$$V_{DD} = i_D R_D + v_{DS} + i_D R_S \quad (57)$$

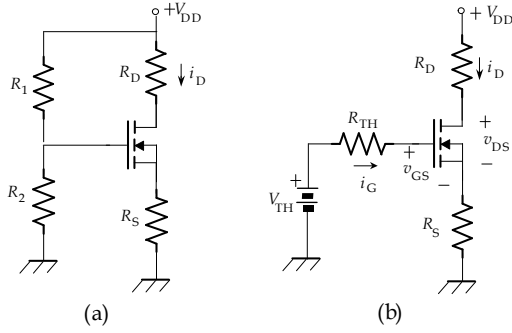


Fig. 17. (a) Configuración de polarización universal. (b) Equivalente.

Luego usando la ecuación de funcionamiento del MOSFET para zona activa, donde V_T es el voltaje umbral y K una constante de fabricación se completa el sistema de ecuaciones.

$$i_D = K (v_{GS} - V_T)^2 \quad (58)$$

Dado $i_G = 0$, la ecuación (57) se simplifica.

$$V_{DD} = v_{GS} + i_D R_S \quad (59)$$

De (57) se obtiene la recta de carga de salida $i_D = -\frac{v_{DS}}{R_D + R_S} + \frac{V_{DD}}{R_D + R_S}$. Para un circuito diseñado mediante (56), (58) y (59) se determina el punto de operación. En términos gráficos la Fig.18 muestra la curva de entrada y la curva de salida considerando la intersección de las rectas de carga que establecen el valor (V_{GSQ}, I_{DQ}) y luego (V_{DSQ}, I_{DQ}) .

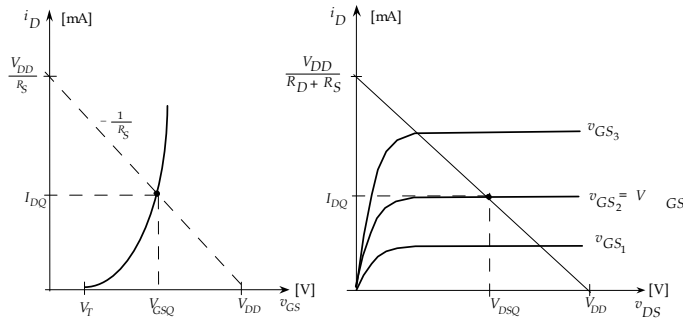


Fig. 18. Punto de operación del MOSFET. (a) Curva de entrada. (b) Curva de salida.

Para un punto de operación dado (I_{DSQ}, V_{DSQ}) , en conjunto con el voltaje umbral V_T y la constante K , el sistema (58) y (59) se determina R_S y v_{GS} . Finalmente usando (57) se determina R_D . Habitualmente se considera el R_{TH} con valores superiores a $1M\Omega$.

Una variante del circuito consiste en utilizar solo un resistor en la compuerta como se muestra en la Fig.19a.

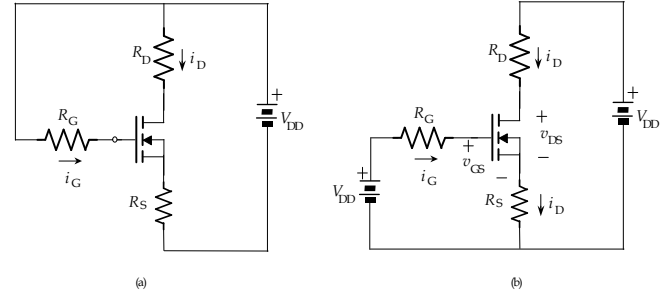


Fig. 19. (a) Polarización del MOSFET Incremental. (b) Equivalente.

Planteando la malla de entrada y la malla de salida en la Fig. 19b. se tiene

$$V_{DD} = i_G R_G + v_{GS} + i_D R_S \quad (60)$$

$$V_{DD} = i_D R_D + v_{DS} + i_D R_S \quad (61)$$

$$i_D = K (v_{GS} - V_T)^2 \quad (62)$$

Donde de (61) se obtiene la recta de carga de salida $i_D = -\frac{v_{DS}}{R_D + R_S} + \frac{V_{DD}}{R_D + R_S}$. Dado $i_G = 0$, el sistema se simplifica.

$$V_{DD} = v_{GS} + i_D R_S \quad (63)$$

Para un punto de operación dado (I_{DSQ}, V_{DSQ}) , en conjunto con el voltaje umbral V_T y la constante K , el sistema (62) y (63) se determina R_S y v_{GS} . Finalmente usando (61) se determina R_D .

B. Polarización alternativa de MOSFET de Acumulación

El circuito de la Fig.20a usa un divisor de voltaje para alimentar la compuerta sin embargo la fuente queda conectada a tierra.

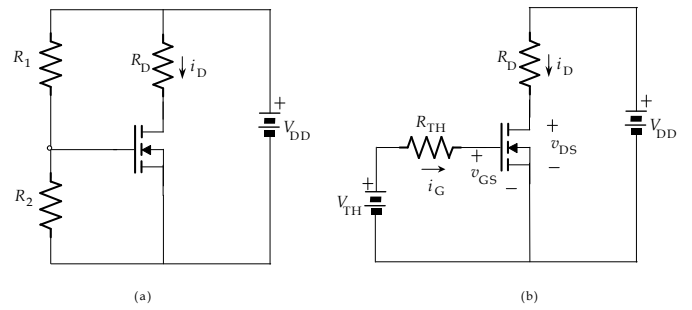


Fig. 20. Polarización alternativa.

Redibujando la malla de entrada, se tiene el circuito de la Fig. 20b. Planteando la malla de entrada

$$V_{TH} = i_G \cdot R_{TH} + v_{GS} \quad (64)$$

$$V_{DD} = i_D \cdot R_D + v_{DS} \quad (65)$$

Donde $V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}$ y $R_{TH} = R_1 || R_2$. Usando (59) el sistema queda completo. Luego, para el diseño será requerido un valor para R_{TH} , el cual acostumbra a establecer

en torno a $1M\Omega$. Dado que $i_G = 0$, el sistema se simplifica, pues $v_{GS} = V_{TH}$. Al igual que en la configuración anterior, son requeridas la constante K y el voltaje umbral V_T .

C. Polarización de MOSFET con dos fuentes

El circuito de la Fig. 21 presenta un esquema similar al de autopolarización del JFET ya que la compuerta no se energiza directamente con una fuente, sino que se hace aplicando voltaje a través de la fuente.

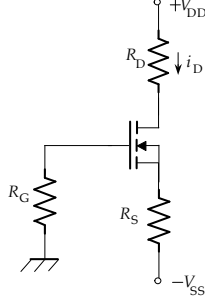


Fig. 21. Red de polarización del MOSFET con dos fuentes.

Las ecuaciones de la malla de entrada y salida son (66) y (67).

$$v_{GS} + i_D R_S = V_{SS} \quad (66)$$

$$V_{DD} = i_D (R_D + R_S) + v_{DS} \quad (67)$$

Incorporando (59) se determina el punto de operación.

D. Polarización del MOSFET sin resistencia en el drenador

Para el circuito de la Fig. 22a que es una variante de la red de polarización universal se ha eliminado el resistor R_D , haciendo que R_S maneje todo el voltaje de V_{DD} .

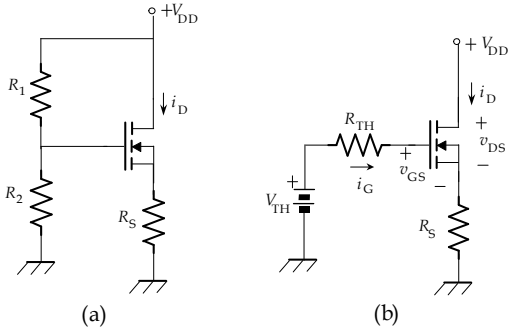


Fig. 22. (a) Circuito de polarización sin R_D . (b) Equivalente.

Planteando la malla de entrada y salida se obtiene las ecuaciones (68) y (69), luego mediante la ecuación (59) se resuelve el sistema obteniendo el punto de operación.

$$V_{DD} = i_G R_{TH} + v_{GS} + i_D R_S \quad (68)$$

$$V_{DD} = v_{DS} + i_D R_S \quad (69)$$

V. DETERMINACIÓN DEL PUNTO DE TRABAJO

Example 1: Sea el circuito de autopolarización del JFET de la Fig. 23. Considerando $V_p = -4V$, $I_{DSS} = 5mA$, considerando $V_{DD} = 12V$, determinar i_D , v_{DS} y v_{GS} . De la ecuación en la malla de entrada se tiene

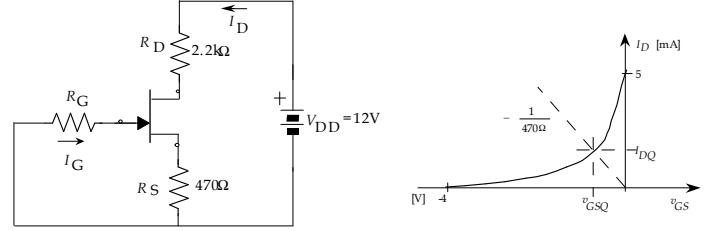


Fig. 23. Análisis de circuito autopolarizado.

$$i_D = -\frac{v_{GS}}{470\Omega} \quad (70)$$

Luego, usando la ecuación de de Shockley

$$i_D = 5mA \left(1 - \frac{v_{GS}}{-4V}\right)^2 \quad (71)$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones se tiene que $v_{GS} = -1.17V = V_{GSQ}$ e $i_D = 2.5mA = I_{DQ}$, por lo tanto de (28) se determina $v_{DS} = 12 - 2.5mA(2.2k\Omega + 470\Omega) = 5.33V = V_{DSQ}$.

Example 2: Para el circuito de polarización universal de la Fig. 24a, determine el punto Q .

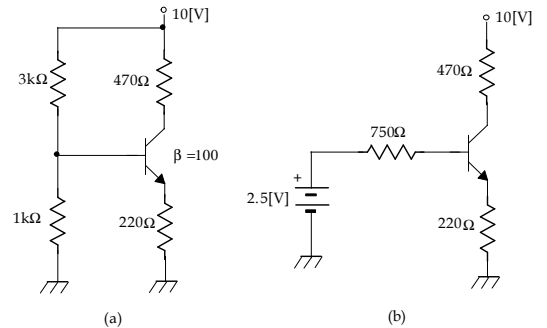


Fig. 24. (a) Circuito Polarizado. (b) Equivalente.

Planteando la LVK en la malla de entrada en el circuito de la Fig. 24b.

$$2.5V = i_B 750\Omega + v_{BE} + i_E 220\Omega \quad (72)$$

Para la malla de salida se tiene

$$10V = i_C 470\Omega + v_{CE} + i_E 220\Omega \quad (73)$$

Como $i_C = \beta \cdot i_B$, e $i_E = i_B + i_C$

$$2.5V - 0.7V = i_C \left(\frac{750\Omega}{100} + \frac{101}{100} \cdot 220\Omega \right) \quad (74)$$

Así $i_C = 7.84mA = I_{CQ}$ y $v_{CE} = 4.57V = V_{CEQ}$.

Example 3: Sea el circuito de la Fig. 25. Considerando $K = 0.125 \frac{mA}{V^2}$ y $V_T = 2.24V$.

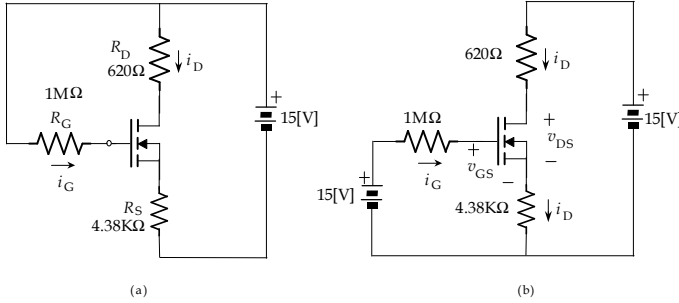


Fig. 25. Polarización del MOSFET.

Planteando la malla de entrada y la malla de salida.

$$15V = i_G 1M\Omega + v_{GS} + i_D 4.38k\Omega$$

$$15V = i_D 620\Omega + v_{DS} + i_D 4.38k\Omega$$

La ecuación del MOSFET será

$$i_D = 0.125 \frac{mA}{V^2} (v_{GS} - 2.24V)^2$$

Considerando $i_G = 0$, reemplazando i_D en la malla de entrada se obtiene la ecuación cuadrática.

$$15V = v_{GS} + \left(0.125 \left[\frac{mA}{V^2} \right] (v_{GS} - 2.24V)^2 \right) (4.38k\Omega)$$

Resolviendo para la variable indicada se tiene $v_{GS} = -3.59V$, $v_{GS} = 6.24V$, se descarta el primer valor debido a que es menor que V_T . De esta forma $I_D = 2mA = I_{DQ}$, $v_{DS} = 5V = V_{DSQ}$. El punto de operación se muestra en las curvas de la Fig. 26.

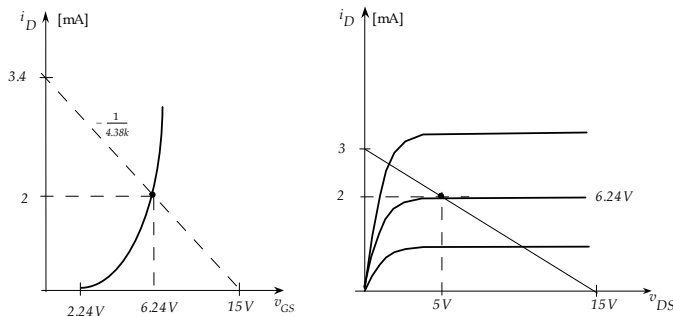


Fig. 26. Punto de operación del circuito.

VI. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD DE LA POLARIZACIÓN Y COMPENSACIÓN TÉRMICA

A. Inestabilidad del Punto de Trabajo

El punto Q es crítico en un BJT y debe mantenerse fijo. Sin embargo, un cambio del elemento activo o variación en las condiciones ambientales (variaciones de la temperatura) producirán un desplazamiento del punto de operación. Las variables afectadas son la corriente de saturación inversa, I_{CO} (también llamada corriente de fuga ó I_{CBO}), el voltaje V_{BE} y la ganancia de corriente β . En la tabla I, se muestran los parámetros típicos de un BJT y su variación respecto de la T° .

TABLE I
PARAMETROS TÍPICOS DE UN BJT DE SILICIO.

$T[^\circ C]$	$I_{CO}[nA]$	β	$V_{BE}[V]$
-65	0.2×10^{-3}	20	0.85
25	0.1	50	0.65
100	20	80	0.48
175	3.3×10^3	120	0.3

Para un BJT, al aumentar la T° , se produce un aumento en la corriente de colector I_C y β , lo que implica un corrimiento del punto de operación. Esto producirá un aumento en I_{CO} , la que se puede duplicar cada 10° de aumento de T° . Así, la corriente de colector se expresa como

$$I_{CQ} = f(V_{BE}, I_{CO}, \beta, \dots) \quad (75)$$

Luego la variación de la corriente de reposo será

$$\Delta I_{CQ} = \frac{\partial I_{CQ}}{\partial I_{CO}} \Delta I_{CO} + \frac{\partial I_{CQ}}{\partial V_{BE}} \Delta V_{BE} + \frac{\partial I_{CQ}}{\partial \beta} \Delta \beta + \dots \quad (76)$$

Para medir la variación del punto de reposo se definen los factores de estabilidad.

$$S_I = \frac{\partial I_{CQ}}{\partial I_{CO}} \quad : \text{Factor de estabilidad de la corriente } I_{CO}$$

$$S_V = \frac{\partial I_{CQ}}{\partial V_{BE}} \quad : \text{Factor de estabilidad del voltaje (respecto de } V_{BE})$$

$$S_\beta = \frac{\partial I_{CQ}}{\partial \beta} \quad : \text{Factor de estabilidad de } \beta$$

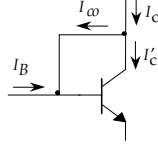
La variación total de la I_C en torno a Q estará dada por

$$\Delta I_{CQ} = S_I \Delta I_{CO} + S_V \Delta V_{BE} + S_\beta \Delta \beta + \dots \quad (77)$$

Un circuito será estable cuando su factor de estabilidad sea pequeño, por lo cual, el punto de Q no debería variar.

B. Factor de estabilidad S_I

El factor S_I es uno de los más recurrentes, este depende de la corriente I_{CO} la cual se modelará como se indica en la Fig. 27. En el dispositivo la conexión entre colector y emisor no representa un cortocircuito, sino una corriente de un valor I_{CO} que circula por la rama.

Fig. 27. Modelación de la corriente I_{CO} .

Planteando la LCK en el colector del transistor se tiene

$$I_{CQ} = I_{CO} + I'_{CQ} \quad (78)$$

Pero $I'_{CQ} = \beta(I_{BQ} + I_{CO})$, así la corriente de colector será

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} + (\beta + 1) I_{CO} \quad (79)$$

B.1 Factor S_I para el circuito de Autopolarización

Sea el circuito de autopolarización de la Fig. 5a. Dado que la corriente de base será

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE(ON)}}{R_B}$$

Entonces reemplazando en (79) se tiene

$$I_{CQ} = \beta \left(\frac{V_{CC} - V_{BE(ON)}}{R_B} \right) + (\beta + 1) I_{CO} \quad (80)$$

Luego el factor S_I estará dado por

$$S_I = \frac{\partial I_{CQ}}{\partial I_{CO}} \approx \beta + 1 \quad (81)$$

Como el factor de estabilidad depende de β , si éste es muy grande, S_I también lo será haciendo que la variación de I_{CQ} se incremente.

B.2 Factor S_I para el circuito de Polarización Universal

Sea el circuito de la Fig. 9a, dada la ecuación (30), se determina la corriente de colector en el punto Q, considerando I_{CO} de la ecuación (79) y además $V_{BB} = V_{TH}$ y $R_B = R_{TH}$.

$$\begin{aligned} V_{BB} - V_{BE} &= I_{BQ} R_B + (\beta + 1) (I_{BQ} + I_{CO}) R_E \\ &= I_{BQ} (R_B + (\beta + 1) R_E) + (\beta + 1) I_{CO} R_E \end{aligned} \quad (82)$$

Reemplazando I_{BQ} en función de I_{CO} , despejando I_{CQ}

$$\begin{aligned} I_{CQ} &= \frac{\beta (V_{BB} - V_{BE})}{R_B + (\beta + 1) R_E} + \\ &\quad \frac{-\beta (\beta + 1) I_{CO} R_E + (\beta + 1) I_{CO} (R_B + (\beta + 1) R_E)}{R_B + (\beta + 1) R_E} \\ &= \frac{\beta (V_{BB} - V_{BE}) + (\beta + 1) I_{CO} [R_B + R_E]}{R_B + (\beta + 1) R_E} \end{aligned} \quad (83)$$

Luego, derivando respecto de I_{CO}

$$S_I = \frac{\partial I_{CQ}}{\partial I_{CO}} = \frac{(\beta + 1) (R_B + R_E)}{(\beta + 1) R_E + R_B} = \frac{R_B + R_E}{R_E + \frac{R_B}{(\beta + 1)}} \quad (84)$$

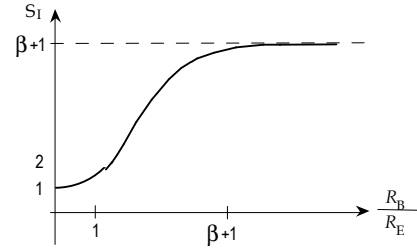
Para $\beta \gg 1$, se tiene

$$S_I \approx 1 + \frac{R_B}{R_E} \quad (85)$$

El factor de estabilidad es independiente de β .

C. Valores de los factores de estabilidad

Considerando que S_I está dado por (84), se realiza la curva de la Fig. 28.

Fig. 28. Variación de S_I respecto de $\frac{R_B}{R_E}$.

Se puede establecer que si $R_E \rightarrow 0$, el factor tiende a $\beta + 1$, lo cual hace que sea grande. Si $R_E \neq 0$, se tiene que el factor de estabilidad disminuye. El valor mínimo ocurre cuando $R_B < R_E$, será el mejor valor de estabilidad, pero la polarización resultará no ser la adecuada, de esta forma, existe un compromiso entre el factor de estabilidad y la polarización.

La consideración $R_B \leq 0.1\beta R_E$ ó $\frac{R_B}{R_E} \leq 0.1\beta$, establece una relación entre los resistores menor al 10% de β , lo cual permite obtener un factor más pequeño de estabilidad. De esta forma se puede estimar que para un valor de $S_I \leq 5$, se tendrá como consecuencia una variación del punto Q menor al 5%.

D. Técnicas de compensación ante variaciones de la T°

Sea el circuito de la Fig. 29, el cual contiene un diodo en la malla de entrada. Para este caso se analizará la variación de I_C bajo la influencia de la Temperatura.

Considerando que el diodo en conducción tiene una resistencia despreciables respecto de R_2 pero incorpora el voltaje umbral V_γ , se determina el V_{TH} .

$$V_{TH} = \frac{V_{CC} R_2 + V_\gamma R_1}{R_1 + R_2} \quad (86)$$

Luego de la malla de entrada se obtiene la corriente de base

$$\begin{aligned} I_{BQ} &= \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH} + (\beta + 1) R_E} \\ &= \frac{1}{R_{TH} + (\beta + 1) R_E} \left(\frac{V_{CC} R_2 + V_\gamma R_1}{R_1 + R_2} - V_{BE} \right) \end{aligned} \quad (87)$$

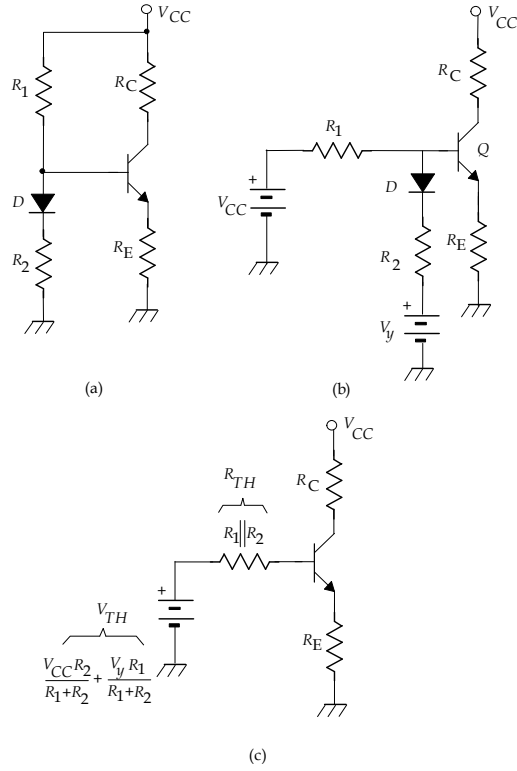


Fig. 29. (a) Circuito con diodo compensador. (b) Moviendo las fuentes. (b) Circuito equivalente.

Como $I_{CQ} = \beta I_{BQ}$, y considerando que $R_1 \gg R_2$, entonces se obtiene la variación de I_{CQ} respecto de la temperatura a través de la derivada.

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_{CQ}}{\partial T^\circ} &= \frac{1}{R_{TH} + (\beta + 1)R_E} \beta \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{dV_\gamma}{dT^\circ} - \frac{dV_{BE}}{dT^\circ} \right) \\ &\approx \frac{1}{R_{TH} + (\beta + 1)R_E} \beta \left(\frac{dV_\gamma}{dT^\circ} - \frac{dV_{BE}}{dT^\circ} \right) \end{aligned} \quad (88)$$

Luego, para atenuar el efecto de la variación del punto Q debido a la temperatura, deben ubicarse un diodo y un transistor con características térmicas similares.

VII. DISEÑO CONSIDERANDO EL FACTOR DE ESTABILIDAD

Sea el circuito de la Fig. 9. Para un punto de operación de $I_{CQ} = 10mA$, $V_{CEQ} = 4V$ y $V_{BE(ON)} = 0.7V$, dado $V_{CC} = 10V$ y $S_I = 4$, diseñe.

Para la malla de entrada se tiene

$$\begin{aligned} V_{TH} &= i_B R_{TH} + V_{BE(ON)} + i_E R_E \\ &= \frac{10mA}{100} R_{TH} + 0.7V + 10mA \cdot 1.01 R_E \end{aligned} \quad (89)$$

Y para la malla de salida

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_C R_C + V_{CEQ} + I_E R_E \\ 10V &= 10mA \cdot R_C + 4V + 10mA \cdot 1.01 R_E \end{aligned} \quad (90)$$

Considerando la estabilidad

$$\begin{aligned} 4 &= 1 + \frac{R_{TH}}{R_E} \\ R_{TH} &= 3R_E \end{aligned} \quad (91)$$

Como $V_{TH} = \frac{V_{CC} R_{TH}}{R_1}$, entonces de (89) y (90) se llega a

$$\begin{aligned} \frac{3V_{CC} R_E}{R_1} &= 0.3mA \cdot R_E + 0.7V + 10mA \cdot 1.01 R_E \\ \frac{6V}{10mA} &= 6k\Omega = R_C + 1.01 R_E \end{aligned} \quad (93)$$

Sin embargo, falta una ecuación. Se podría dar un valor para $R_{TH} = 2k\Omega$, luego se tiene

$$R_E = 666\Omega \quad (94)$$

$$R_C = 6k\Omega - 1.01(666\Omega) = 5.327k\Omega \quad (95)$$

De (31) se obtiene $R_1 = 2.62k\Omega$, luego de (32) se obtendrá $R_2 = 8.5k\Omega$.

VIII. CONDICIONES ADICIONALES PARA DISEÑO EN EL PUNTO Q

A. Valor de $\beta \gg 1$

El diseño de la red de polarización se simplifica considerando que $I_C \approx I_E$, dado que los valores de β , suelen ser superiores a 100. Así se tiene

$$V_{CC} = I_C (R_C + R_E) + V_{CE} \quad (96)$$

Esto simplifica el planteamiento pero igual siguen faltando datos para completar el diseño (S_I, R_{TH}, R_E, V_{TH}).

B. Corriente de base 10% de la corriente del divisor $R_1 - R_2$

Se puede suponer que sólo el 10% de la corriente proveniente del equivalente R_B o R_{TH} irá a la base, el otro 90% se derivará a R_2 , así, la corriente en R_B debe ser por lo menos 10 veces más grande que la corriente en la base. Para lograr esto se establece que $R_B \leq 0.1\beta R_E$, lo que asegura mayor estabilidad en la polarización. Sea el voltaje en la base

$$I_{R2} R_2 = V_{BE} + (\beta + 1) I_B R_E$$

$$\text{Como } R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$I_{R2} \left(R_B \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \right) = V_{BE} + (\beta + 1) I_B R_E$$

$$R_B = \frac{V_{BE}}{I_{R2} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)} + \frac{(\beta + 1) I_B R_E}{I_{R2} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)}$$

Si $\beta \gg 1$ entonces $\beta \approx \beta + 1$. Si $R_1 \gg R_2$ entonces $\left(\frac{R_1+R_2}{R_1}\right) \approx 1$. Haciendo V_{BE} despreciable se tiene

$$R_B \approx \frac{\beta I_B R_E}{I_{R2}}$$

Luego si $10I_B = I_{R1}$ entonces en estricto rigor $9I_B = I_{R2}$. De esta forma I_{R1} es l evemente mayor que I_{R2} , pero al establecer que la corriente por el divisor es el 10% de la corriente de base, lo que se esta diciendo es que $10I_B = I_{R1} \approx I_{R2}$ por lo tanto al reemplazar I_{R2} se tiene que

$$R_B \approx 0.1\beta R_E$$

Finalmente si las corriente por R_1 y R_2 respectivamente son

$$I_{R1} = \frac{V_{CC} - V_{BE} - I_E R_E}{R_1} \quad (97)$$

$$I_{R2} = \frac{V_{BE} + (\beta + 1) I_B R_E}{R_2} \quad (98)$$

Entonces, si $I_{R1} = I_{R2} = 10I_B$, se puede establecer que

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{BE} - I_E R_E}{10I_B} \quad (99)$$

$$R_2 = \frac{V_{BE} + (\beta + 1) I_B R_E}{10I_B} \quad (100)$$

IX. CONCLUSIONES

Tanto el BJT como el FET tienen redes de polarización similares. Para determinar el punto Q , es necesario plantear la malla de salida y la malla de entrada en cada una de las configuraciones. Para el JFET y el MOSFET de empobrecimiento, se usa la ecuación de Shockley, conociendo el V_p (V_{GSOFF}) e I_{DSS} .

Para establecer un punto de trabajo (diseño en corriente continua), se definen los valores de V_{CEQ} e I_{CQ} (I_{BQ}) para el caso del BJT y V_{DSQ} e I_{DSQ} (V_{GSQ}) para el JFET, pero pueden requerirse datos adicionales, tales como los voltajes disponibles para polarización y/o valores para los R_{TH} o R_B de las configuraciones.

La polarización del BJT puede ser afectada por variaciones térmicas, un elemento muy utilizado para diseño es el factor de estabilidad de la corriente, S_I .

REFERENCES

- [1] Savant, C. Roden, M, Carpenter, G. 1992 *Diseño Electrónico*. Adisson-Wesley
- [2] Millman, J., Halkias, C. 1976. *Electrónica Integrada*. McGraw-Hill
- [3] Boylestad, R., Nashelsky, L. 1989. *Electrónica: Teoría de Circuitos*. Prentice-Hall.