

Transistores de Efecto de Campo

El fenómeno de modular la conductancia de un semiconductor por un campo eléctrico aplicado perpendicular a la superficie del semiconductor se denomina "**efecto de campo**". Los transistores basados en el efecto de campo (FET, *Field Effect Transistor*) son dispositivos en los cuales el control de la carga o de la corriente se efectúa mediante un campo eléctrico transversal que regula la conductancia entre los electrodos en una zona denominada canal.

El principio básico de funcionamiento de un dispositivo de efecto de campo es simple. El potencial aplicado al terminal denominado Puerta (G) controla la conductancia o resistencia de una región semiconductor denominada **canal** a través de la cual circulan portadores libres (electrones o huecos) desde un terminal denominado Fuente (S) hacia un terminal denominado Drenador (D). El ancho del canal se modula mediante el potencial aplicado a Puerta resultando en una variación de la corriente que circula por el mismo. Para que el dispositivo tenga un buen rendimiento (ganancia elevada) la Puerta debe estar muy bien aislada del canal. Según el tipo de aislamiento resultan diferentes tipos de dispositivos.

El JFET utiliza una juntura PN en polarización inversa para aislar la Puerta.

En el MESFET se utiliza una juntura Metal-Semiconductor.

En el MISFET un material aislante separa la Puerta del canal. Cuando el aislante utilizado es dióxido de Silicio (SiO₂) el dispositivo se denomina MOSFET.

Tipos de FET	{	JFET	Juntura PN
		MESFET	Metal-Semiconductor
		MOSFET	Metal-Oxido- Semiconductor

Los FETs son dispositivos unipolares porque el flujo de corriente está dominado por los portadores mayoritarios: electrones o huecos. Al ser un dispositivo unipolar puede funcionar a velocidades elevadas dado que la recombinación electrón-hueco no limita las características del dispositivo.

1- Transistor de efecto de campo de juntura (JFET). Análisis cualitativo.

La Figura 1 muestra un corte transversal y el símbolo esquemático de un JFET de canal N.

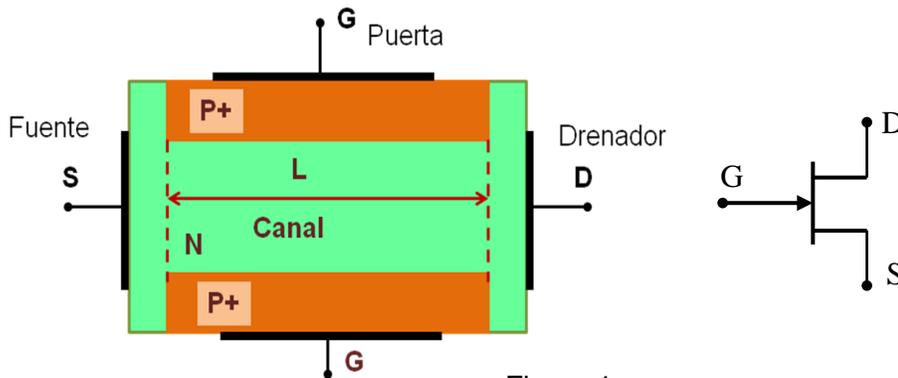


Figura 1

La región N entre las dos regiones P+ se denomina **canal**, cuya longitud es L.

En un JFET de canal N los electrones, portadores mayoritarios en la región semiconductor de tipo N, fluyen entre los terminales de fuente (S) y drenador (D), dado que este último se polariza positivo respecto a la fuente. Este movimiento de portadores origina la circulación de una corriente, de sentido convencional dirigido entre drenador y fuente, denominada I_{DS} .

Un JFET de canal P se construye sobre un semiconductor de tipo P sobre el cual se crean las dos regiones de tipo N+. Al polarizar el drenador negativo respecto a la fuente fluirán huecos por el canal entre fuente y drenador originando la corriente I_{DS} .

La Figura 2 a) muestra un JFET de canal N con potencial nulo aplicado a la puerta G y el terminal de fuente S conectado a tierra ($V_{GS} = 0$). Para un pequeño potencial positivo V_{DS} aplicado entre drenador y fuente fluirán electrones entre S y D circulando una corriente I_{DS} entre los terminales de D y S. El canal se puede modelizar como una barra semiconductor de tipo N de altura constante, comportándose como una resistencia o conductancia. La característica I_{DS} - V_{DS} para pequeños valores de V_{DS} es aproximadamente lineal como se ve en la Figura 2 b).

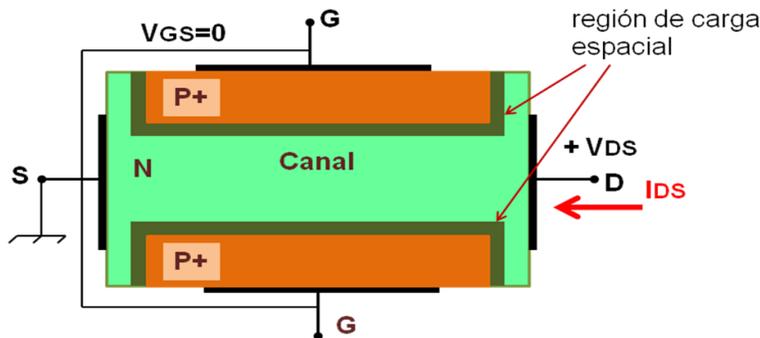


Figura 2 a)

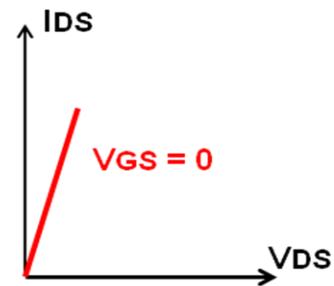


Figura 2 b)

Si se aplica un potencial negativo a la puerta respecto a fuente ($V_{GS} < 0$), la juntura P+N entre la puerta y el canal queda inversamente polarizada. La región de carga espacial aumenta y el canal disminuye su altura, aumentando la resistencia. La pendiente de la característica I_{DS} - V_{DS} decrece para pequeños valores de V_{DS} , como se muestra en las Figuras 3 a) y 3 b).

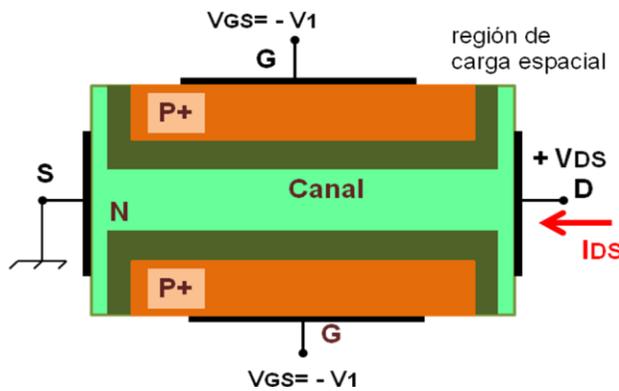


Figura 3 a)

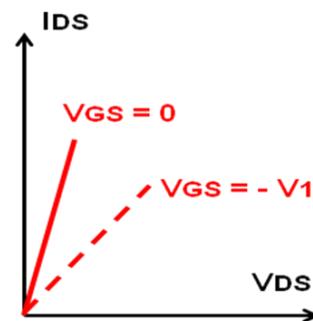


Figura 3 b)

Al aplicar a la puerta un potencial inverso lo suficientemente grande, la región de carga espacial sigue aumentando hasta llegar a cubrir completamente el canal, Figura 4 a).

El valor de tensión de puerta V_{GS} que produce esta condición se denomina V_{GSoff} en las hojas de datos del dispositivo y también tensión de contracción o de "pinchoff", $V_{GS} = V_p$.

En estas condiciones no hay portadores libres en el canal y por lo tanto $I_{DS} = 0$, Figura 4 b).

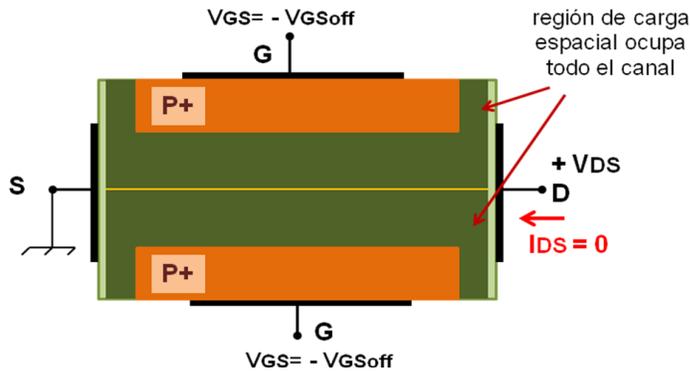


Figura 4 a)

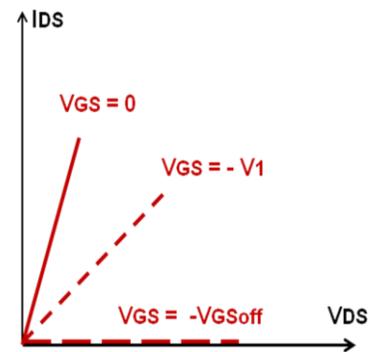


Figura 4 b)

La circulación de la corriente I_{DS} por el canal es controlada por la tensión aplicada a la puerta G (V_{GS}). El dispositivo se denomina normalmente conductor o en modo de agotamiento o vaciamiento. El canal está totalmente abierto para $V_{GS} = 0$ y se bloquea cuando $V_{GS} = V_{GSoff}$, valor negativo para un JFET de canal N.

Consideremos ahora el caso de $V_{GS} = 0$ con V_{DS} aumentando su valor en forma positiva. Como se dijo antes, para pequeños valores de V_{DS} el comportamiento es aproximadamente lineal. Aumentando más el valor de V_{DS} la juntura puerta-canal se polariza en inversa en las cercanías de drenador, de modo que la región de carga espacial se extiende más en esta zona que en las cercanías de la fuente, Figura 5 a). El canal se comporta como un resistor cuya resistencia efectiva se incrementa cuando aumenta el ancho de la región de agotamiento produciendo un decrecimiento en la pendiente de la característica I_{DS} - V_{DS} , Figura 5 b). La resistencia efectiva del canal varía sobre la longitud L del canal y la caída de potencial a través del canal se vuelve dependiente de la posición, entre los terminales de fuente y drenador.

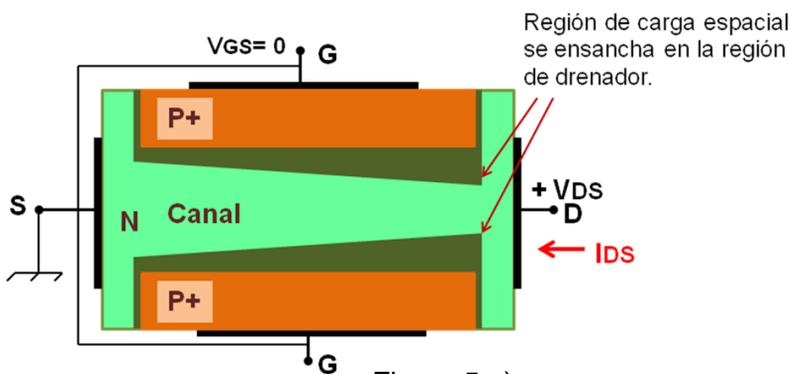


Figura 5 a)

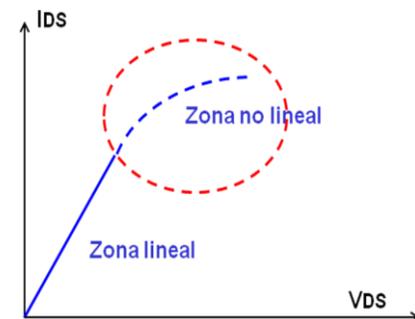


Figura 5 b)

Al seguir aumentando la tensión drenador-fuente, las regiones de carga espacial pueden llegar a unirse en el extremo del canal cercano a drenador, Figura 6 a). Cualquier incremento posterior en el potencial VDS no causará un incremento significativo de la corriente IDS. Se dice que el canal se encuentra en condiciones de *pinch-off* en el extremo de drenador. La tensión VDS en el punto de pinch-off se denomina VDSsat.

Para VDS > VDSsat el transistor se dice que está en la zona de saturación y la corriente de drenador IDS, para el caso ideal, es independiente de la tensión VDS, Figura 6 b).

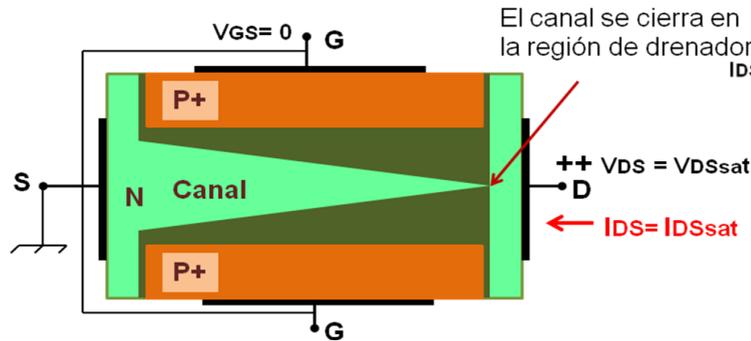


Figura 6 a)

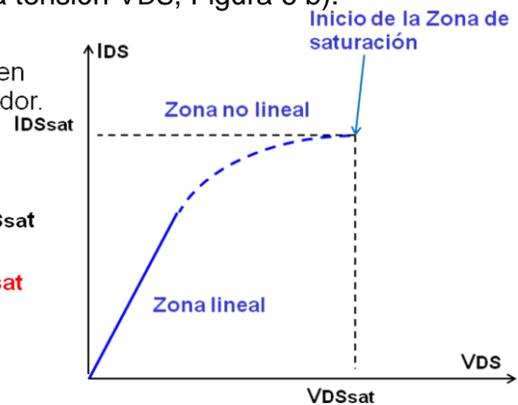


Figura 6 b)

Si bien parecería que el estrangulamiento del canal anularía cualquier flujo de corriente de drenador IDS, esto no sucede. En este caso, el canal N y el drenador están ahora separados por una región de carga espacial que tiene una longitud ΔL , como se ve en la Figura 7 a).

Los electrones se mueven a través del canal desde el terminal de fuente y son inyectados en la región de carga espacial, donde sujetos a la acción del elevado campo eléctrico E presente, son barridos hacia el drenador. Si $\Delta L \ll L$, el campo eléctrico en la región del canal N permanecerá aproximadamente constante a partir de VDSsat ($E_{canal} \cong V_{DSsat} / L$), y la corriente IDS se mantiene constante para un dispositivo ideal, Figura 7 b).

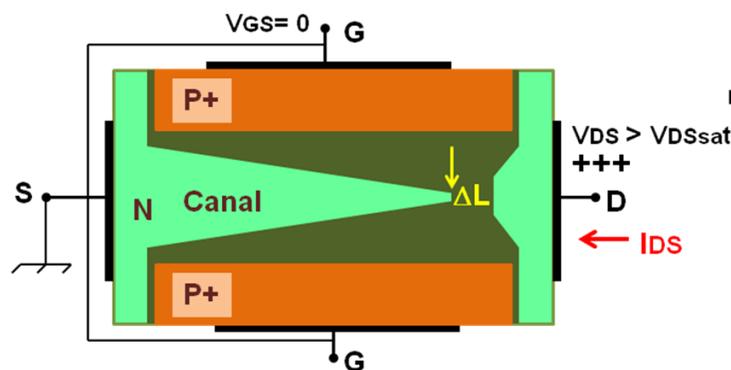


Figura 7 a)

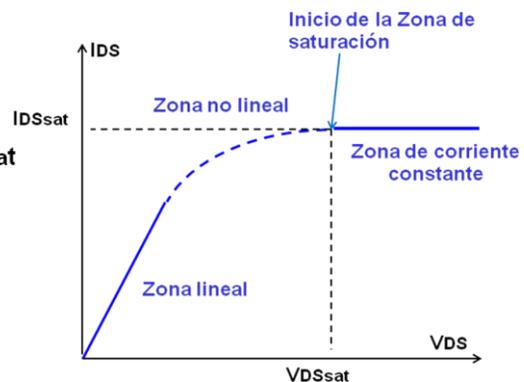


Figura 7 b)

El mismo análisis es válido para $V_{GS} < 0$. La característica representada por IDS-VDS para distintos valores VGS se denomina **característica de salida** (o drenador), Figura 8 (JFET de canal N).

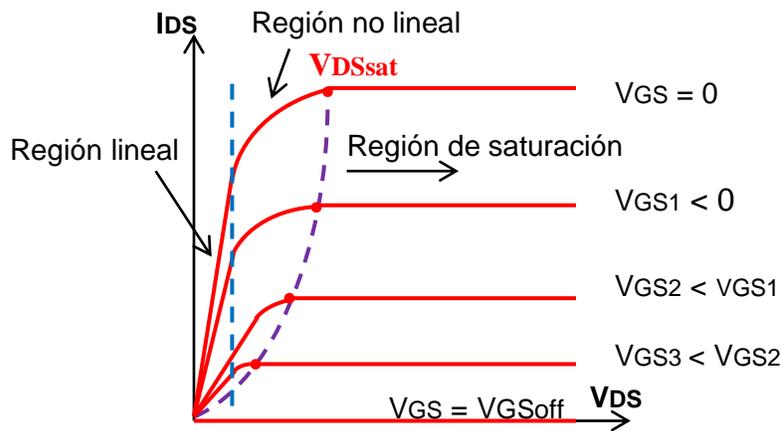


Figura 8: característica de salida

La tensión V_{GS} es el parámetro de la familia de curvas que se obtiene.

La característica I_{DS} - V_{DS} en la **zona de saturación** se representa por una ecuación empírica que coincide bastante bien con las características reales del dispositivo.

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

Esta ecuación que relaciona la corriente I_{DS} con la tensión V_{GS} representa la denominada **característica de transferencia** del dispositivo, Figura 9.

I_{DSS} : corriente de saturación para $V_{GS} = 0$

V_{GSoff} : tensión de *pinchoff* en puerta, también denominada V_p (V_{GSoff} en las hojas de datos)

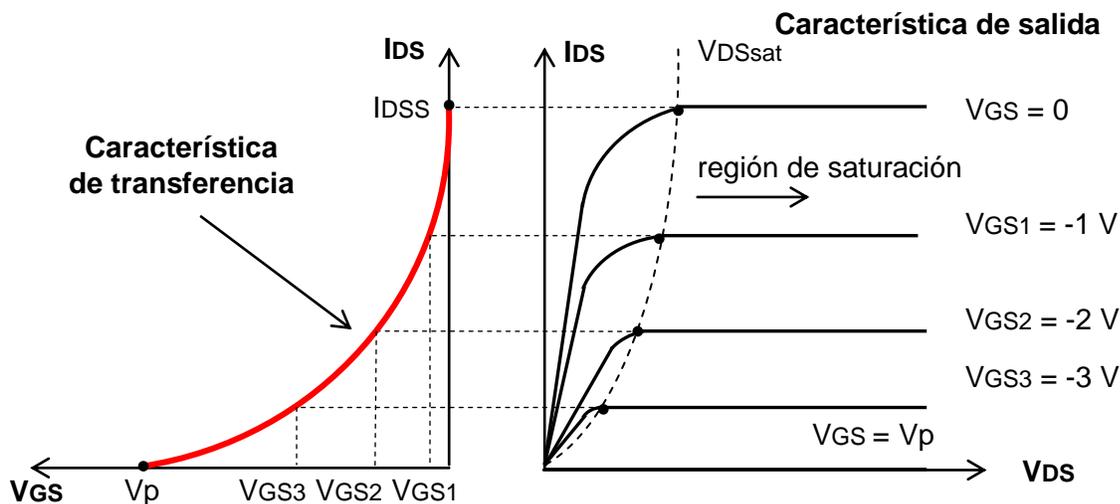


Figura 9

La Figura 10 muestra las características de salida de un JFET real. Puede observarse que para cierto valor de la tensión de drenador se produce la ruptura por avalancha, limitando la máxima

tensión utilizable. Se especifica la tensión de ruptura entre drenador y fuente con la puerta cortocircuitada con fuente: BV_{DS0} (20 V- 50 V).

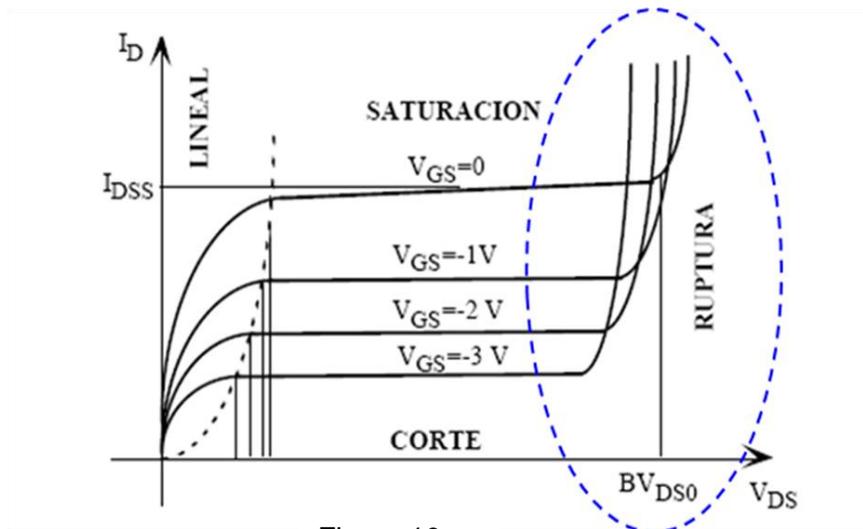


Figura 10

2- Polarización del JFET

El punto de reposo Q define una región que podrá utilizarse para la amplificación de una señal, por lo cual su ubicación sobre las características no podrá ser cualquiera y además, no se deberán superar los regímenes máximos de operación del dispositivo fijados por el fabricante en las hojas de datos.

2.1- Circuito de polarización fija

El circuito de polarización fija, mostrado en la Figura 11, es el más simple que puede realizarse. Su análisis puede hacerse por dos tipos de métodos: analítico y gráfico.

En ambos métodos la caída de potencial en el resistor R_G puede considerarse aproximadamente nula, debido a que la juntura puerta-fuente (V_{GS}) está polarizada en forma inversa circulando una corriente muy pequeña I_{GSS} (del orden del pA o menor). El resistor R_G debe estar presente para asegurar que la tensión de entrada de señal v_i aparezca a la entrada del amplificador para el análisis en alterna.

A partir de la característica de salida, $I_{DS}-V_{DS}$, el punto de reposo estático Q se establece por la intersección de la recta de carga estática dada por:

$$V_{DD} = I_{DS} R_D + V_{DS}$$

y la tensión

$$V_{GS} = V_{GG}$$

como puede verse en la Figura 12.

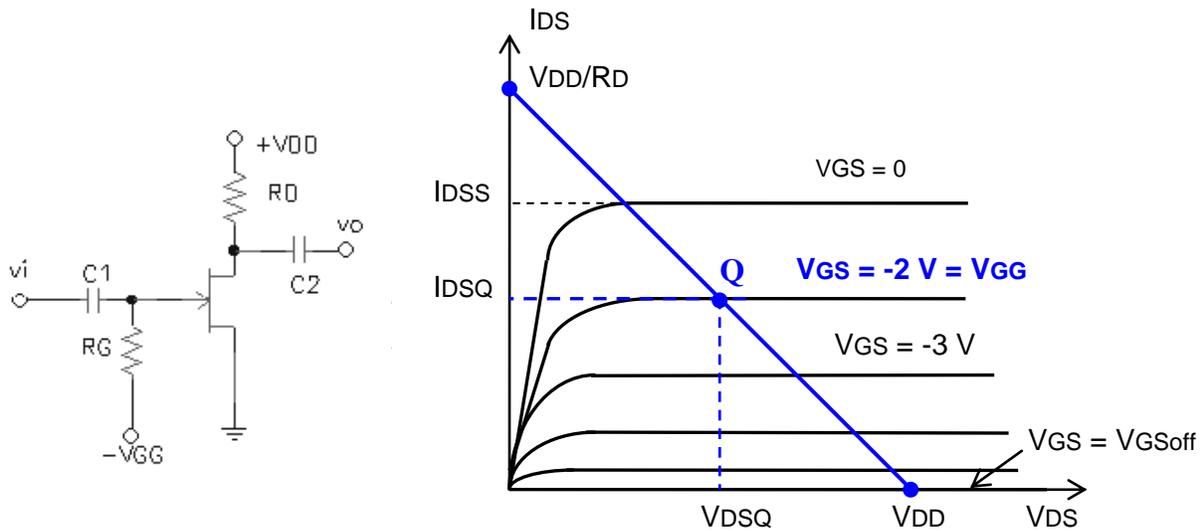


Figura 11

Figura 12

El punto de reposo estático Q también puede obtenerse en forma gráfica de la característica de transferencia $I_{DS}-V_{GS}$. Como se dijo anteriormente, considerando que $I_{GSS} \cong 0$ A, la caída de tensión sobre R_G será $V_{RG} = I_{GSS} R_G \cong 0$ V, permitiendo realizar el circuito equivalente mostrado en la Figura 13. En el mismo se aprecia que la juntura puerta-fuente (G-S) queda inversamente polarizada a través de la fuente V_{GG} , dado que al aplicar ley de Kirchoff resulta:

$$V_{GS} = -V_{GG}$$

En la intersección de la característica $I_{DS}-V_{GS}$ y la recta determinada por $V_{GS} = -V_{GG}$ se obtiene el punto de reposo estático Q, como se ve en la Figura 14.

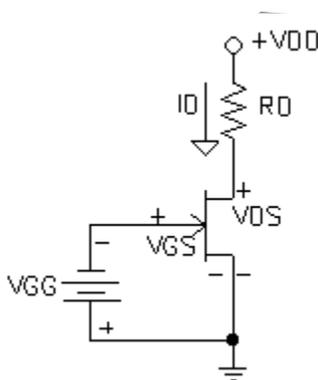


Figura 13

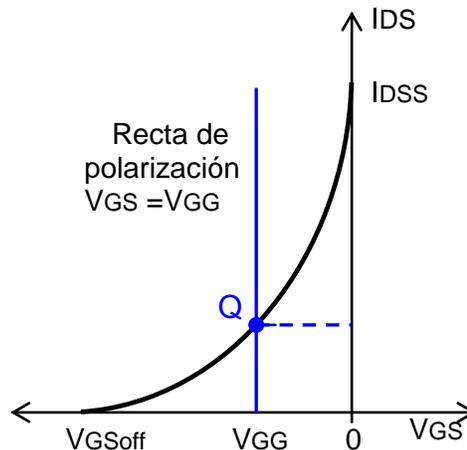


Figura 14

Para obtener el punto de reposo estático Q en forma analítica se aplica la ecuación que relaciona la corriente de drenador I_{DS} con la tensión de polarización puerta-fuente V_{GS} ,

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

válida en la zona de saturación del dispositivo:

En la cual: $V_{GS} = -V_{GG}$

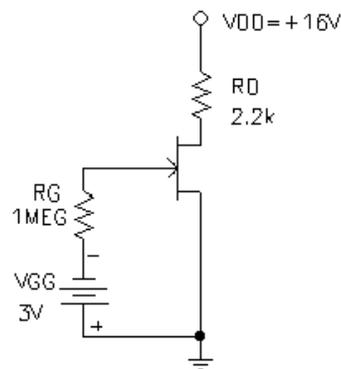
Reemplazando y resolviendo el sistema se obtiene el valor de I_{DS} . De la resolución de la malla de salida se obtiene en valor de V_{DS} :

$$V_{DS} = V_{DD} - I_{DS} R_D$$

Ejemplo 1:

Para el circuito de polarización fija mostrado en la figura:

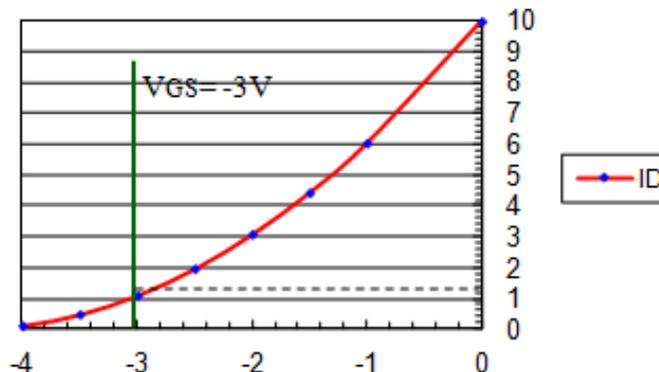
- a) Calcular el punto Q analíticamente
- b) Calcular el punto Q gráficamente



- a) Para la resolución analítica utilizamos la ecuación de la característica de transferencia con $I_{DSS} = 10 \text{ mA}$ y $V_p = -4.5\text{V}$, considerando $I_{GSS} \cong 0$ resulta $V_{GS} = -3\text{V}$, entonces:
- b) Para la resolución gráfica representamos la ecuación de la característica de transferencia, luego ubicamos la recta de carga $V_{GS} = -3\text{V}$ y en la intersección con la curva de I_{DS} obtendremos el punto Q.

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D = 16\text{V} - 1.11 \text{ mA} (2.2 \text{ K}\Omega) = 13.56 \text{ V}$$

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}} \right)^2 = 10 \text{ mA} \left(1 - \frac{-3\text{V}}{-4.5\text{V}} \right)^2 = 1.11 \text{ mA}$$



Del gráfico se obtiene $I_{DS} \cong 1.2 \text{ mA}$, valor que se encuentra dentro del límite de resolución que permite este procedimiento gráfico.

2.2- Circuito de autopolarización

El circuito de autopolarización establece el punto de reposo Q por medio de la tensión que cae en el resistor R_S que se conecta en el terminal de fuente eliminando la necesidad de utilizar la fuente VGG, Figura 15.

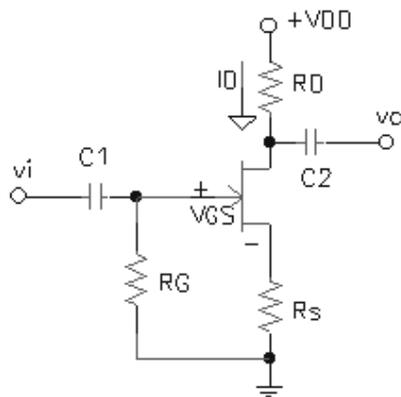


Figura 15

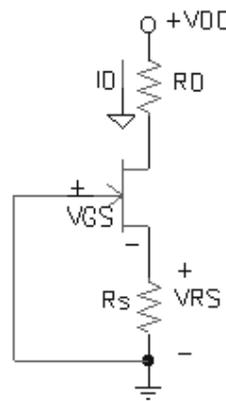


Figura 16

Realizando un análisis similar al circuito de polarización fija para el cual se ha considerado $I_{GSS} \cong 0 \text{ A}$, y en consecuencia $V_{RG} = I_{GSS} R_G \cong 0 \text{ V}$, resulta el circuito simplificado de la Figura 16. Para este caso, en el circuito de la malla de entrada:

$$V_{GS} = - I_{DS} R_S$$

La tensión de polarización puerta-fuente (V_{GS}) resulta ser una función de la corriente de polarización I_{DS} . La ecuación anterior determina una recta que pasa por el origen de coordenadas en el plano de la característica de transferencia I_{DS} - V_{GS} .

En forma gráfica, el punto de reposo Q se establece en la intersección de la característica I_{DS} - V_{GS} con la recta de polarización $V_{GS} = - I_{DS} R_S$ representada sobre la característica anterior como se muestra en la Figura 17.

En la Figura 18 se indica la dependencia del punto de reposo Q sobre el valor de R_S al cambiar la pendiente de la recta de polarización $V_{GS} = - I_{DS} R_S$.

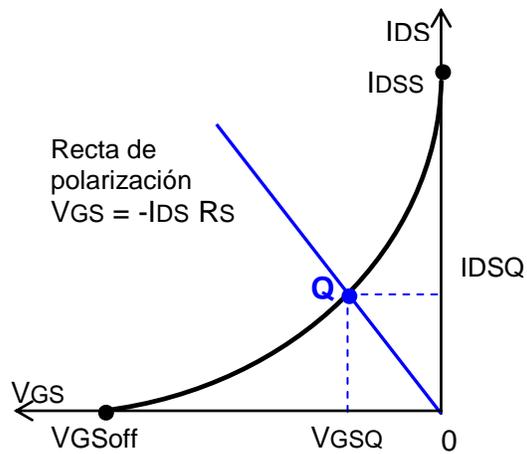


Figura 17

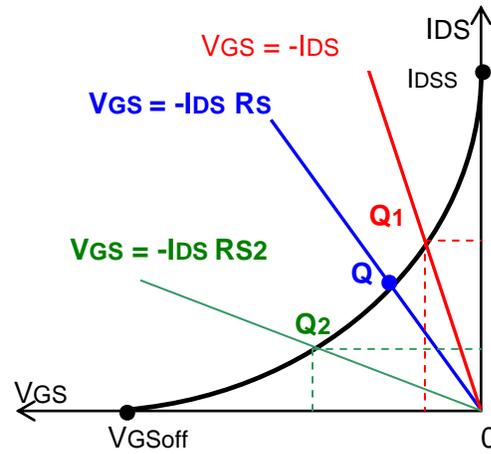


Figura 18

Para resolver el sistema en forma analítica se combinan las ecuaciones:

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

$$V_{GS} = - I_{DS} R_S$$

Resultando:

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

Al desarrollar los términos resulta una ecuación cuadrática en I_{DS} de la forma:

$$I_{DS}^2 + K_1 I_{DS} + K_2 = 0$$

Si bien se obtienen dos valores que satisfacen la ecuación I_{DS1} e I_{DS2} , sólo uno de ellos tiene significado físico y es aquel que satisface la relación $|V_{GS}| = | - I_{DS} R_S | < |V_{GSoff}|$.

Una vez seleccionado el valor adecuado de la malla de salida se obtiene en valor de V_{DSQ} :

$$V_{DS} = V_{DD} - I_{DS} R_D - I_{DS} R_S$$

2.3- Circuito de polarización por divisor de tensión en puerta

Es una disposición circuital del mismo tipo que la aplicada al transistor bipolar de unión. El circuito tiene la estructura mostrada en la Figura 19, en la cual se observa una red de polarización en puerta constituida por VDD, R1 y R2. Dado que la corriente de puerta $I_{GS} \cong 0$ puede hallarse el circuito equivalente de Thevenin entre la puerta y tierra resultando el circuito de la Figura 20, donde:

$$V_T = V_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_T = R_1 // R_2$$

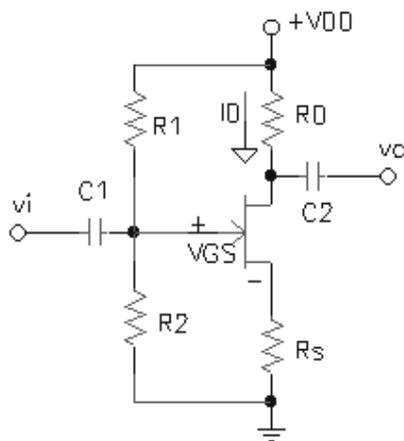


Figura 19

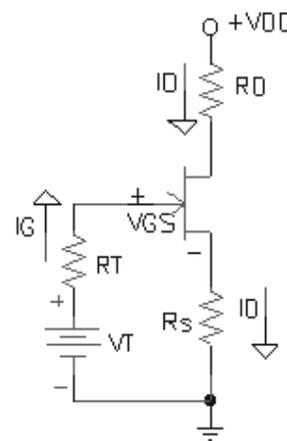


Figura 20

Con la suposición inicial $I_{GS} \cong 0$ A, la caída de tensión $V_{RT} = I_{GS} R_T \cong 0$ V, con lo cual para la malla de entrada resulta, aplicando ley de Kirchhoff:

$$V_T - V_{GS} - I_{DS} R_S = 0$$

$$V_{GS} = V_T - I_{DS} R_S$$

La ecuación anterior sobre la característica I_{DS} - V_{GS} representa la ecuación de una recta (recta de polarización) que no pasa por el origen. Como para determinar una recta necesitamos conocer dos puntos particulares de la misma se tiene que para:

$$V_{GS} = 0, I_{DS} = V_T / R_S$$

$$I_{DS} = 0, V_{GS} = V_T$$

En la intersección de la recta de polarización con la característica I_D - V_{GS} se obtiene el punto de reposo Q, Figura 21.

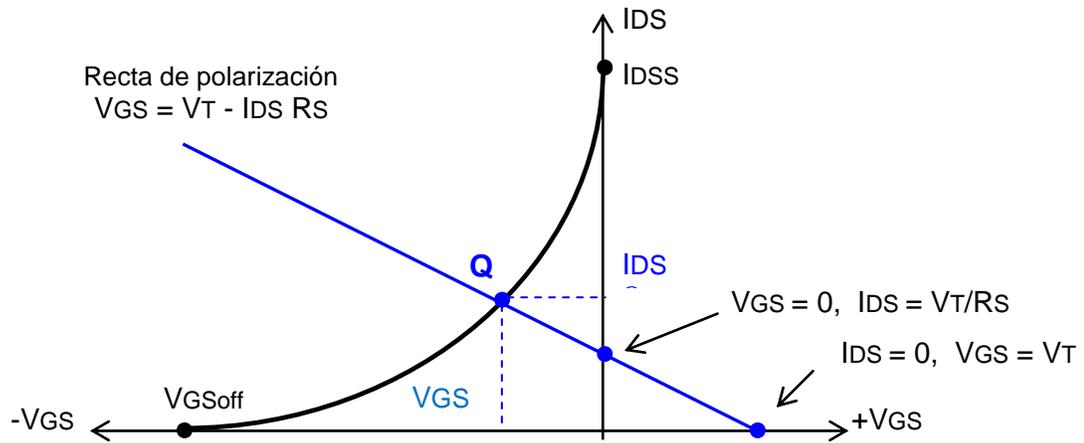


Figura 21

Debido a que la intersección con el eje de ordenadas está dada por: $I_{DS} = V_T/R_S$, y V_T está fijado por la red de polarización de entrada el valor del resistor R_S fija la pendiente de la recta de polarización y por lo tanto, la ubicación del punto de reposo Q como se muestra en la Figura 22.

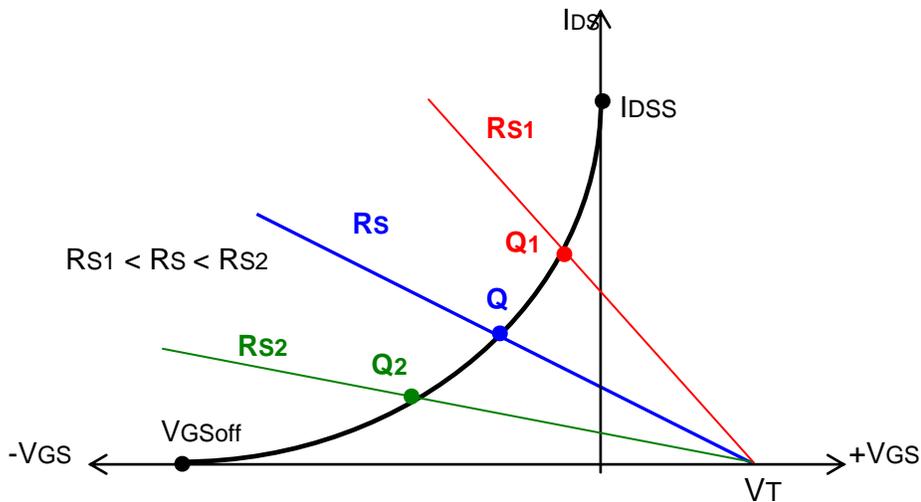


Figura 22

Podemos hallar la solución analítica combinando las ecuaciones:

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

$$V_{GS} = V_T - I_{DS} R_S$$

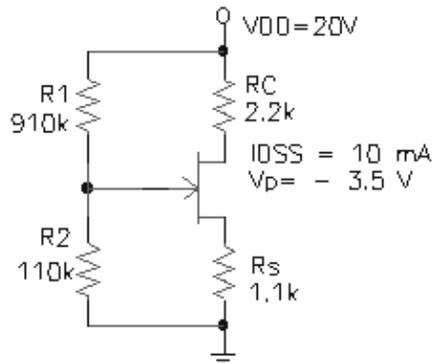
resultando:

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_T - I_{DS} R_S}{V_{GSoff}} \right)^2$$

Nuevamente, resolviendo esta ecuación se obtendrán dos valores, teniendo solamente significado físico aquel que cumple con la condición $|V_{GS}| < |V_{GSoff}|$.

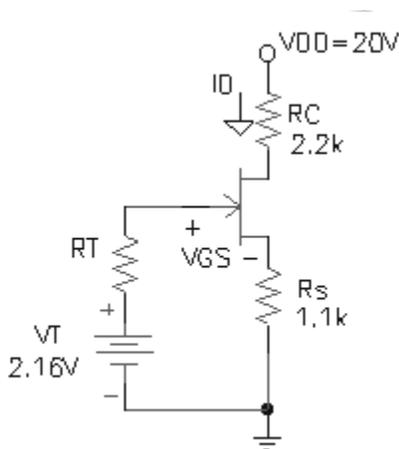
Ejemplo 2:

Para el siguiente circuito calcular el punto de reposo Q en forma analítica.



Calculamos el circuito equivalente de Thevenin visto desde la puerta:

$$V_T = \frac{20\text{ V}}{910\text{K}\Omega + 110\text{K}\Omega} 110\text{K}\Omega \cong 2.16\text{ V}, \quad R_T = R1//R2 = 98.3\text{ K}\Omega$$



$$V_{GS} = V_T - I_D R_S = 2.16\text{ V} - I_D 1.1\text{K}\Omega$$

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \left(\frac{V_T - I_D R_S}{V_{GSoff}} \right) \right)^2$$

$$I_D = 10\text{ mA} \left(1 - \left(\frac{2.16\text{ V} - I_D 1.1\text{K}\Omega}{-3.5\text{ V}} \right) \right)^2$$

Resolviendo la ecuación de segundo grado resultante se obtienen:

$$I_{D1} = 7.98\text{ mA}, \quad I_{D2} = 3.31\text{ mA}$$

Para encontrar el valor que satisface las condiciones del circuito:

$$V_{GS1} = 2.16\text{ V} - 7.98\text{ mA} \cdot 1.1\text{ K}\Omega \cong -6.6\text{ V} < V_{GSoff}, \text{ no tiene significado físico}$$

$$V_{GS2} = 2.16\text{ V} - 3.31\text{ mA} \cdot 1.1\text{ K}\Omega \cong -1.48\text{ V} > V_{GSoff}$$

Por lo tanto el punto Q queda definido por $I_{DS} = 3.31 \text{ mA}$, $V_{GS} = -1.48 \text{ V}$
 El valor de V_{DS} resulta resolviendo la malla de salida:

$$V_{DS} = 20 \text{ V} - I_{DS} (R_D + R_S) \cong 9 \text{ V}$$

2.4- Polarización teniendo en cuenta la dispersión en los dispositivos

El JFET es un dispositivo que presenta una amplia dispersión de valores en los parámetros característicos: V_p ($V_{p\text{máx}}$, $V_{p\text{mín}}$) e I_{DSS} ($I_{DSS\text{máx}}$, $I_{DSS\text{mín}}$). Se presenta entonces una variación en la característica de transferencia como la mostrada en la Figura 23 para el caso de polarización fija $V_{GS} = V_{GG}$.

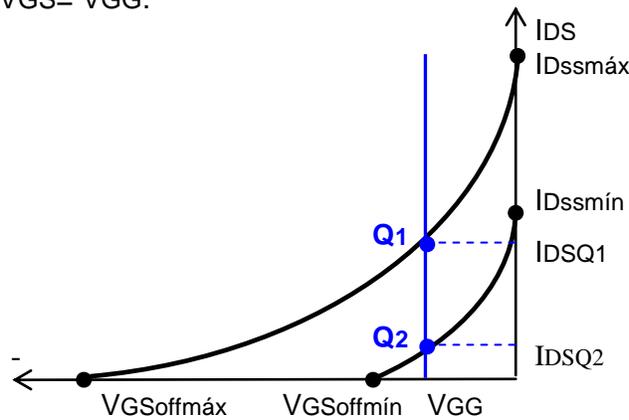


Figura 23

Como se ve en la Figura 23 el cambio en la corriente de polarización ΔI_{DSQ} puede ser bastante apreciable:

$$\Delta I_{DSQ} = I_{DSQ1} - I_{DSQ2}$$

Una reducción de estos límites puede obtenerse al utilizar el circuito de autopolarización con valores adecuados de R_S , como se muestra en la Figura 24.

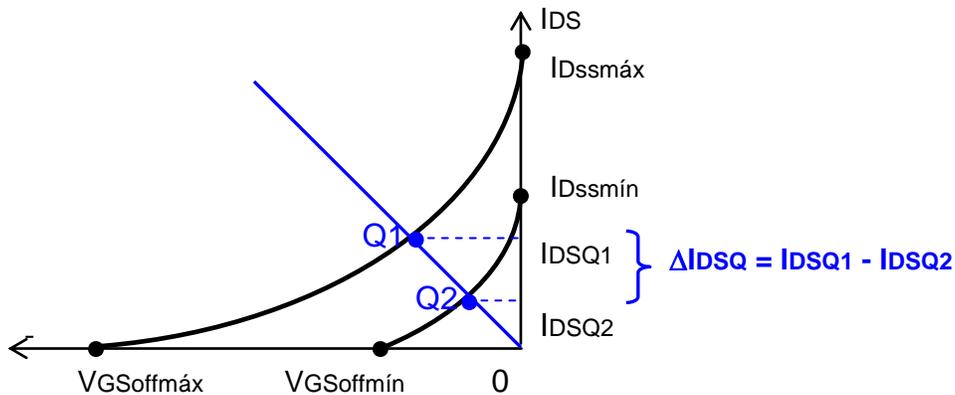


Figura 24

El circuito de polarización más apropiado para minimizar la dispersión en las características del dispositivo es el circuito con divisor de tensión en puerta como muestra la Figura 25, por lo que es el más utilizado en las aplicaciones prácticas.

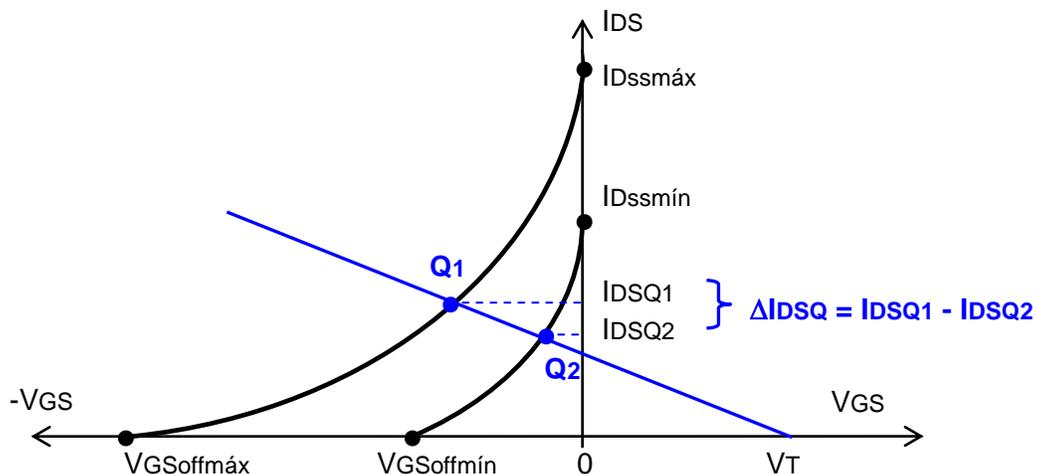


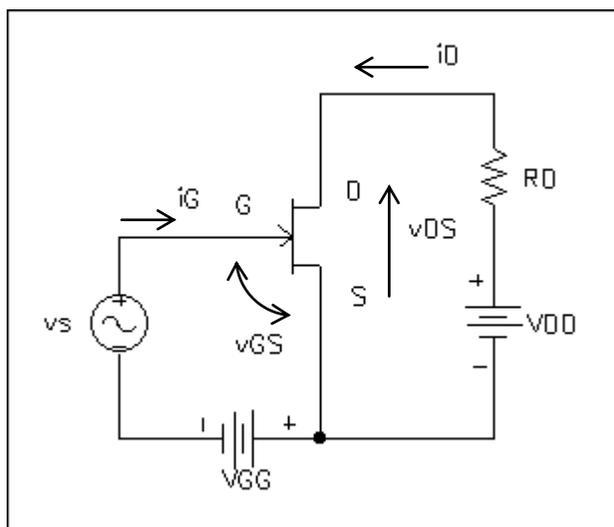
Figura 25

3- Análisis en pequeña señal del JFET

Una de las aplicaciones más comunes del transistor de efecto de campo JFET es como dispositivo amplificador. Una tensión variable en el tiempo aplicada al electrodo de puerta G (electrodo de control), producirá una tensión y una corriente, también variables en el tiempo, en el electrodo de salida (drenador) pero de mayor amplitud, obteniéndose una cierta ganancia de potencia.

3.1- El JFET como amplificador

La Figura 26 muestra el circuito básico de un amplificador con JFET en el cual se aplica una señal senoidal: $v_s = V_{máx} \sin \omega t$.



Las corrientes y tensiones en el circuito quedan expresadas por las componentes totales (continua más alterna):

$$v_{DS} = V_{DS} + v_d$$

$$v_{GS} = V_{GS} + v_g$$

$$i_{DS} = I_{DS} + i_d$$

$$i_G = I_G + i_g \cong 0$$

Figura 26

En funcionamiento normal, la unión puerta-canal está polarizada inversamente de modo que se puede despreciar el efecto de la corriente i_G . La conexión mostrada en la Figura 26 se denomina conexión de fuente común ya que se pueden observar dos mallas: una de entrada y otra de salida que tienen en común el electrodo de fuente.

Para la malla de entrada:

$$i_G \cong 0$$

$$v_{GS} = v_s - V_{GG}$$

y para la malla de salida:

$$V_{DD} = i_{DS} R_D + v_{DS}$$

Además, el transistor impone la relación:

$$i_{DS} = f(v_{GS}, v_{DS})$$

expresada gráficamente por la característica de salida.

La Figura 27 muestra el análisis del funcionamiento sobre la característica de salida a partir del trazado de la recta de carga estática determinada por la ecuación:

$$V_{DD} = I_{DS} R_D + V_{DS}$$

cuyas intersecciones con los ejes son:

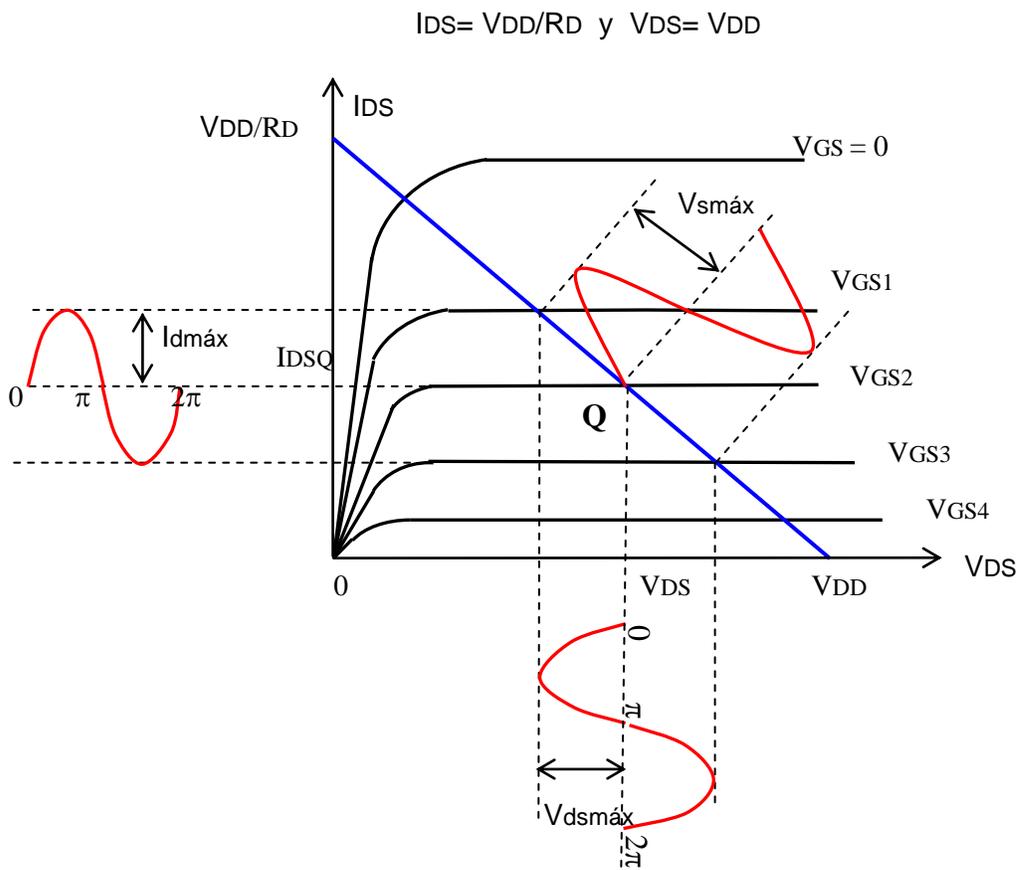


Figura 27

$$A_v = \frac{v_{ds}}{v_s} = \frac{V_{ds\text{m}\acute{a}\text{x}}}{V_{s\text{m}\acute{a}\text{x}}}$$

Se define la amplificación de tensión A_v como la relación entre los valores instantáneos de v_{ds} y v_s , o como el cociente entre sus valores máximos:

Dado que el valor de $V_{s\text{m}\acute{a}\text{x}}$ es dato, el valor de $V_{ds\text{m}\acute{a}\text{x}}$ se puede obtener gráficamente determinando la tensión entre D y S producida la variación de v_s .

En la definición anterior debe considerarse el hecho que existe un desfase de 180° entre las variaciones de v_{GS} y v_{DS} , razón por la cual la amplificación de tensión resultará un número negativo.

3.2- Modelo equivalente de señal

La componente total de la corriente de drenador i_{DS} es función de la tensión puerta-fuente (v_{GS}) y de la tensión drenador-fuente (v_{DS}) y puede expresarse por la relación:

$$i_{DS} = f(v_{GS}, v_{DS})$$

Para desarrollar un modelo de pequeña señal desarrollamos en Serie de Taylor la ecuación anterior.

$$i_D = f(v_{GS}, v_{DS}) + \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{V_{DS}} \Delta v_{GS} + \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right|_{V_{GS}} \Delta v_{DS} + \dots$$

Se consideran los términos de primer orden y se desprecian los de orden superior.

Teniendo en cuenta que $i_{DS} = I_{DQ} + i_d$, resulta:

$$i_d = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{V_{DS}} \Delta v_{GS} + \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right|_{V_{GS}} \Delta v_{DS}$$

$$i_d = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{V_{DS}} v_{gs} + \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right|_{V_{GS}} v_{ds}$$

La ecuación anterior puede reescribirse:

$$i_d = g_m v_{gs} + g_d v_{ds}$$

Esta ecuación puede ser representada por el circuito mostrado en la Figura 28, que es un circuito del tipo equivalente Norton.

Se definen:

g_m : transconductancia directa en fuente común

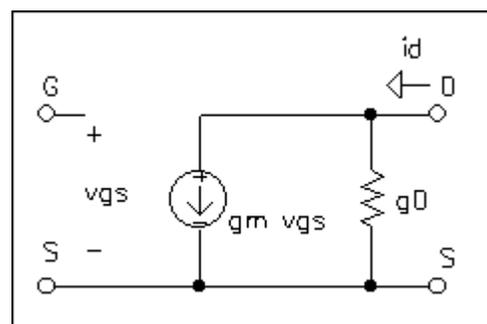


Figura 28

gd: conductancia de salida

Se considera que la resistencia de entrada puerta-fuente es infinita debido a la polarización inversa de la fuente. Del mismo modo se supone una resistencia infinita entre puerta y drenador.

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{V_{DS}} \quad \text{y} \quad g_d = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right|_{V_{GS}}$$

- Cálculo de gm

Por definición:

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{V_{DS}} \cong \left. \frac{\Delta i_D}{\Delta v_{GS}} \right|_{V_{DS}} = \left. \frac{i_d}{v_{gs}} \right|_{V_{DS}}$$

De las relaciones anteriores surge que gm es la pendiente de la característica de transferencia en el punto de reposo Q, Figura 29. Para cualquier punto Q el valor de gm puede determinarse seleccionando un incremento finito ΔVGS (o ΔIDS) y luego encontrar la variación correspondiente ΔIDS (o ΔVGS) según corresponda.

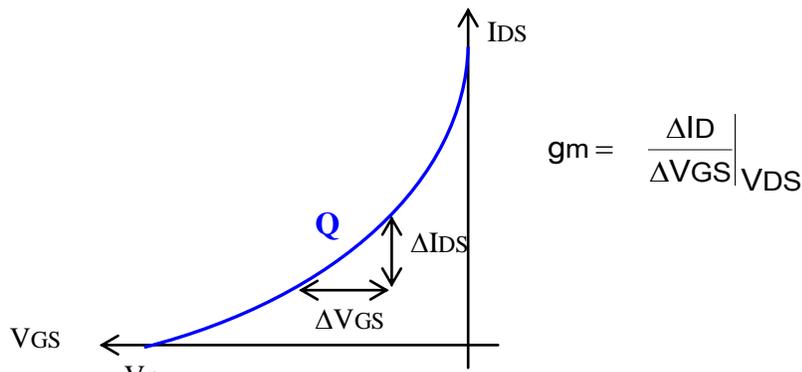


Figura 29

El procedimiento gráfico anterior queda limitado a la exactitud de la gráfica realizada. Se puede obtener el valor de gm por un procedimiento matemático teniendo en cuenta que la tangente que pasa por un punto es igual a la derivada de la función en dicho punto. En las hojas de datos de los dispositivos gm suele denominarse yfs, donde la y indica que es un parámetro de admitancia de transferencia directa (f: forward) conectado en configuración de fuente común (s: source). El valor de gm dependerá del punto Q.

$$i_D = g_m v_{GS} + \frac{1}{r_d} v_{DS} = 0$$

$$g_m = \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \right|_Q = \left. \frac{dI_D}{dV_{GS}} \right|_Q = \frac{d}{dV_{GS}} \left[I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2 \right]$$

- Cálculo de g_d

Como se vio anteriormente se define la conductancia de salida g_d :

$$g_d = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right|_{V_{GS}}$$

$$g_m = -2 \frac{I_{DSS}}{V_p} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right) = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)$$

$$g_{m0} = -2 \frac{I_{DSS}}{V_p}$$

Puede también considerarse la resistencia de salida $r_d = 1/g_d$. Realizando un análisis similar al realizado para g_m , puede considerarse:

$$r_d = \left. \frac{\Delta v_{DS}}{\Delta I_D} \right|_Q$$

Puede definirse la resistencia de salida r_d como la pendiente de la característica de salida en el punto de reposo Q. Si la característica es ideal, las curvas de salida son horizontales y la resistencia de salida será infinita. En un transistor real, las características no son totalmente horizontales y se podrá aplicar un procedimiento gráfico similar al usado en el cálculo de g_m , pero el error será mucho mayor. En general se utilizan los valores obtenidos de las hojas de datos donde generalmente figura como y_{os} [μS], donde la y indica que es un parámetro de admitancia de salida (o: *output*) conectado en configuración de fuente común (s: *source*). Valores típicos de r_d se encuentran en el rango de 20 K Ω a 100 K Ω .

- El factor de amplificación μ

El circuito Norton de la Figura 28 se puede transformar en el circuito Thevenin de la Figura 30.

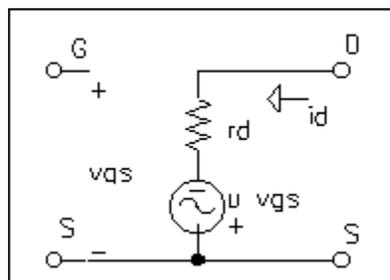


Figura 30

El factor $\mu = g_m r_d$ se denomina factor de amplificación.

3.3- Tipos de amplificadores con JFET

El transistor de efecto de campo JFET puede ser utilizado como amplificador conectándolo en tres tipos de configuraciones: fuente común (SC), drenador común (DC) o puerta común (GC),

según cual sea el electrodo común a las mallas de entrada y de salida. La Figura 31 muestra un esquema de estas configuraciones en las cuales, por comodidad, se ha omitido el circuito de polarización.

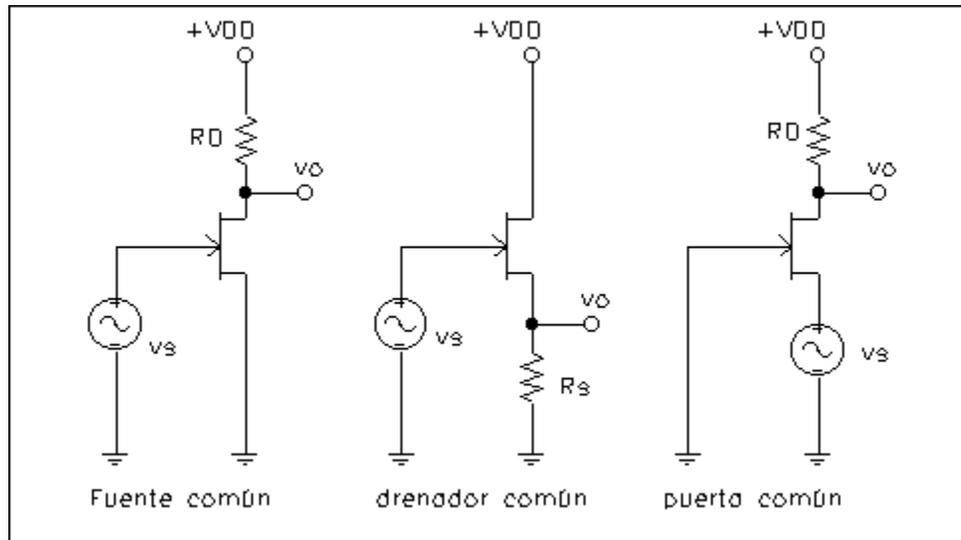


Figura 31

- Amplificador fuente común (caso general $R_S \neq 0$)

La Figura 32 a) muestra el esquema básico de un amplificador fuente común en el cual se considera la resistencia de autopolarización R_S . En la Figura 32 b) se muestra el circuito equivalente de señal utilizando el modelo de generador de tensión.

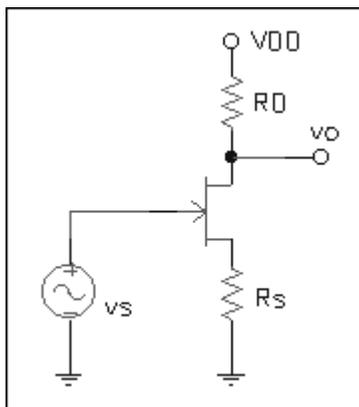


Figura 32 a)

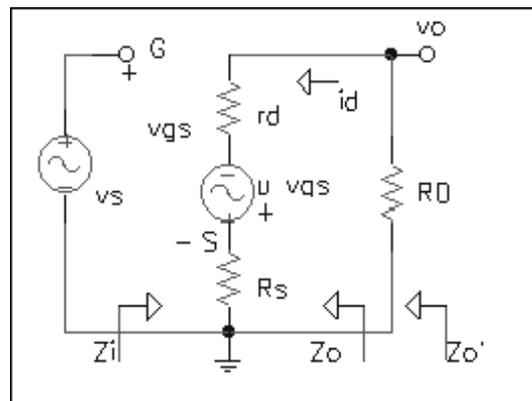


Figura 32 b)

- Amplificación de tensión: $A_v = v_o/v_s$

Resolviendo el circuito de la figura 32 b) se tiene:

$$i_d = \frac{\mu v_{gs}}{r_d + R_D + R_S} ; \quad v_o = -i_d R_D ; \quad v_{gs} = v_s - i_d R_S$$

$$i_d = \frac{\mu v_s}{r_d + R_D + R_S(1 + \mu)}$$

$$v_o = - \frac{\mu v_s}{r_d + R_D + R_S(1 + \mu)} R_D$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = - \frac{\mu R_D}{r_d + R_D + R_S(1 + \mu)}$$

Como puede verse la salida está desfasada 180° respecto a la entrada, y además, la presencia de R_S (necesaria para la polarización del circuito) disminuye el valor de la amplificación en un factor que puede ser importante. Para eliminar el efecto de R_S en alterna se coloca un capacitor C_S en paralelo con R_S , de modo que la impedancia del conjunto tienda a cero (se comporte como cortocircuito) a la frecuencia que se desea amplificar.

- Impedancia de entrada Z_i

Para el circuito mostrado $Z_i \rightarrow \infty$ porque la corriente de señal $i_{GS} \rightarrow 0$. En la práctica $Z_i \neq \infty$ porque aparece entre la puerta y tierra la resistencia de polarización R_G que conviene sea de valor elevado.

- Impedancia de salida Z_o

Para calcular la impedancia de salida Z_o puede usarse el Corolario de los teoremas de Thevenin y Norton:

$$Z_o = \frac{v_{ca} \text{ (tensión a circuito abierto)}}{i_{cc} \text{ (corriente de cortocircuito)}} = \frac{\lim_{R_D \rightarrow \infty} v_o}{\lim_{R_D \rightarrow 0} \frac{v_o}{R_D}} = \frac{\lim_{R_D \rightarrow \infty} A_v v_s}{\lim_{R_D \rightarrow 0} \frac{A_v v_s}{R_D}}$$

$$v_{ca} = \lim_{R_D \rightarrow \infty} - \frac{\mu v_s}{r_d + R_D + R_S(1 + \mu)} R_D = - \mu v_s$$

$$i_{cc} = \lim_{R_D \rightarrow 0} - \frac{\mu v_s}{r_d + R_D + R_S(1 + \mu)} = \frac{- \mu v_s}{r_d + R_S(1 + \mu)}$$

$$Z_o = \frac{- \mu v_s}{\frac{- \mu v_s}{r_d + R_S(1 + \mu)}} = r_d + R_S(1 + \mu)$$

Si se coloca un capacitor Cs en paralelo con Rs, las expresiones anteriores se modifican:

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = - \frac{\mu R_D}{r_d + R_D} = - \frac{g_m r_d R_D}{r_d + R_D} = - g_m (r_d // R_D)$$

$$Z_o = r_d$$

$$Z_o' = Z_o // R_D$$

$$Z_o' = r_d // R_D$$

- **Amplificador drenador común** (o seguidor de fuente)

La figura 33 a) muestra el esquema básico del amplificador drenador común y en la Figura 33 b) se muestra el circuito equivalente de señal.

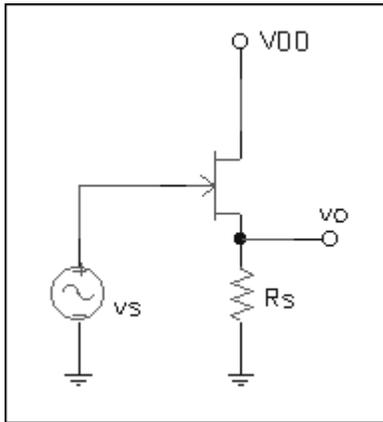


Figura 33 a)

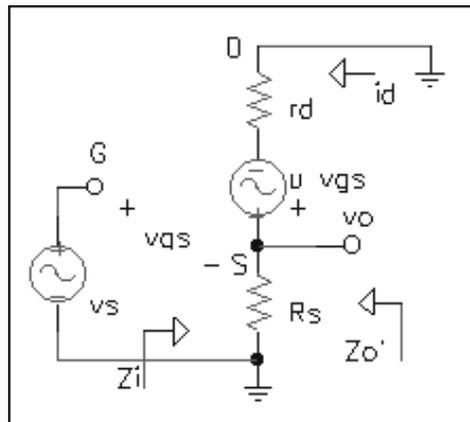


Figura 33 b)

- **Amplificación de tensión: $A_v = v_o/v_s$**

$$i_d = \frac{\mu v_{gs}}{r_d + R_S} ; v_o = i_d R_S ; v_{gs} = v_s - i_d R_S$$

Resolviendo el circuito de la Figura 33 b) se tiene:

$$v_o = \frac{\mu v_{gs}}{r_d + R_S} R_S ; v_s = v_{gs} \frac{[r_d + R_S (1 + \mu)]}{r_d + R_S}$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{\frac{\mu v_{gs}}{r_d + R_S} R_S}{v_{gs} \frac{[r_d + R_S (1 + \mu)]}{r_d + R_S}} = \frac{\mu R_S}{r_d + R_S (1 + \mu)}$$

Si $R_s (1 + \mu) \gg r_d$ resulta $A_v \approx 1$, ya que:

$$A_v \rightarrow \frac{\mu}{\mu + 1} \cong 1$$

La salida sigue a la entrada y por eso la configuración se suele denominar seguidor de fuente. No hay desfase entre salida y entrada.

- Impedancia de entrada Z_i

Para el circuito $Z_i \rightarrow \infty$ porque la corriente de señal $i_{GS} \rightarrow 0$. En la práctica $Z_i = R_G$.

- Impedancia de salida Z_o

$$Z_o = \frac{v_{ca}}{i_{cc}} = \frac{\lim_{R_s \rightarrow \infty} v_o}{\lim_{R_s \rightarrow 0} \frac{v_o}{R_s}} = \frac{\lim_{R_s \rightarrow \infty} A_v v_s}{\lim_{R_s \rightarrow 0} \frac{A_v v_s}{R_s}} = \frac{r_d}{1 + \mu}$$