

TRANSISTORES EFECTO DE CAMPO

Introducción

El desempeño del *transistor efecto de campo (FET)* propuesto por W. Shockley en 1952, es diferente del desempeño del BJT. El parámetro de control para un FET es el *voltaje* en vez de la *corriente*.

El FET es un dispositivo unipolar, ya que la corriente existe tanto en forma de electrones como de huecos. En un FET de canal n, la corriente se debe a electrones, mientras que en un FET de canal p, se debe a huecos. Ambos tipos de FET se controlan por un voltaje entre la *compuerta* y la *fuentes*.

Al comparar el FET con el BJT se aprecia que el *drenaje* (D) es análogo al colector, en tanto que la *fuentes* (S) es análoga al emisor. Un tercer contacto, la *compuerta* (G), es análogo a la base. La fuente y el drenaje de un FET se pueden intercambiar sin afectar la operación del transistor.

VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL FET

- Ventajas:

1. Son dispositivos sensibles a la tensión con alta impedancia de entrada (10^7 a 10^{12} W). Ya que la impedancia de entrada es mayor que la de los BJT, se prefieren los FET a los BJT para la etapa de entrada a un amplificador multietapa.
2. Generan un nivel de ruido menor que los BJT.
3. Son más estables con la temperatura que el BJT.
4. Se comportan como resistores variables controlados por tensión para valores pequeños de tensión drenaje a fuente.
5. Puede ser utilizado como conmutador y como almacenador de carga ($\tau_{\text{entrada}} = R \cdot C$).
6. Los FET de potencia pueden disipar una potencia mayor y conmutar corrientes grandes.
7. Tamaño mucho más pequeño que los bipolares.

- Desventajas:

1. Exhiben una respuesta en frecuencia pobre debido a la alta capacitancia de entrada.
2. Algunos tipos de FET presentan una linealidad muy pobre.
3. Se pueden dañar al manejarlos debido a la electricidad estática.

TIPOS DE FET

Se consideran tres tipos principales de FET:

1. FET de unión (JFET).
2. FET metal óxido semiconductor de empobrecimiento (MOSFET de empobrecimiento).
3. FET metal óxido semiconductor de enriquecimiento (MOSFET de enriquecimiento).

FET DE UNIÓN (JFET)

La construcción básica del JFET de canal-n se muestra en la figura 1. Observe que la mayor parte de la estructura es el material tipo n que forma el canal entre las capas difundidas en material tipo p . El extremo superior del canal tipo n se conecta mediante contacto óhmico a la terminal denominada como *drenaje* (drain) (D), mientras que el extremo inferior del mismo material se conecta por medio de contacto óhmico a la terminal llamada la *fuelle* (source) (S). Los dos materiales tipo p se encuentran conectados juntos y al mismo tiempo hacia la terminal de *compuerta* (gate) (Q). Por tanto, *esencialmente* el drenaje y la fuente se conectan en esencia a los extremos del canal tipo n y la compuerta, a las dos capas del material tipo p . En ausencia de cualquiera de los potenciales aplicados, el JFET tiene dos uniones p-n bajo condiciones sin polarización. El resultado es una región de agotamiento en cada unión, como se ilustra en la figura 1, que se parece a la misma región de un diodo bajo condiciones sin polarización. Recuérdese también que una región de agotamiento es aquella región carente de portadores libres y por lo tanto incapaz de permitir la conducción a través de la región.

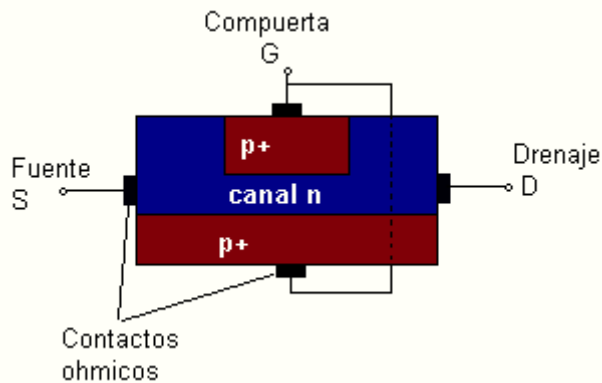


Figura 1. Estructura física de un JFET canal n.

En la figura 2 se ha aplicado un voltaje positivo V_{DS} y a través del canal y la compuerta se ha conectado en forma directa a la fuente para establecer la condición $V_{GS} = 0$ V. El resultado es que las terminales de compuerta y fuente se hallan al mismo potencial y hay una región de agotamiento en el extremo inferior de cada material p , semejante a la distribución de las condiciones sin polarización de la figura 1. En el instante que el voltaje $V_{DD} (= V_{DS})$ se aplica, los electrones serán atraídos hacia la terminal de drenaje, estableciendo la corriente convencional i_D con la dirección definida de la figura 2. La trayectoria del flujo de carga revela con claridad que las corrientes de fuente y drenaje son equivalentes ($i_D = I_S$). Bajo las condiciones que aparecen en la figura 2, el flujo de carga es relativamente permitido y limitado únicamente por la resistencia del canal n entre el drenaje y la fuente.

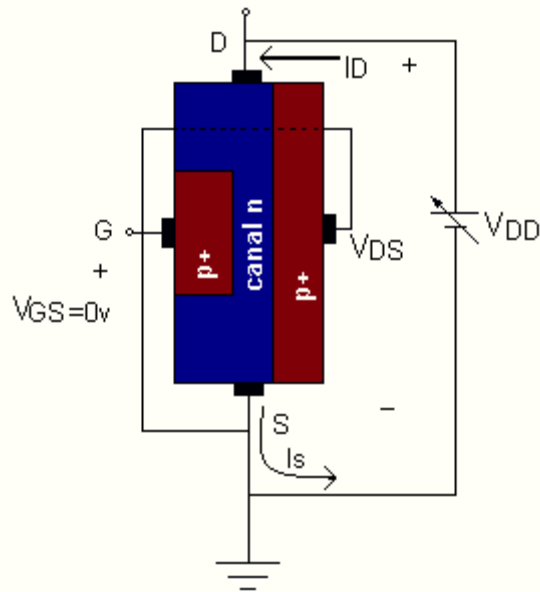


Figura 2. Operación del JFET en un circuito externo.

En cuanto el voltaje V_{DS} se incrementa de 0 V a unos cuantos voltios, la corriente aumentará según se determina por la ley de Ohm, y la gráfica de i_D contra V_{DS} aparecerá como se ilustra en la figura 3. La relativa linealidad de la gráfica revela que para la región de valores inferiores de V_{DS} la resistencia es esencialmente una constante. A medida que V_{DS} se incrementa y se aproxima a un nivel denominado como V_p en la figura 3, las regiones de agotamiento de la figura 2 se ampliarán, ocasionando una notable reducción en la anchura del canal. La reducida trayectoria de conducción causa que la resistencia se incremente, y provoca la curva en la gráfica de la figura 3. Cuanto más horizontal sea la curva, más grande será la resistencia, lo que sugiere que la resistencia se aproxima a "infinito" ohmiaje en la región horizontal. Si V_{DS} se incrementa hasta un nivel donde parezca que las dos regiones de agotamiento se "tocarían", como se ilustra en la figura 4, se tendría una condición denominada como *estrechamiento* (pinch-off). El nivel de V_{DS} que establece esta condición se conoce como el *voltaje de estrechamiento* ó *pellizco* y se denota por V_p , como se muestra en la figura 3. En realidad, el término "estrechamiento" es un nombre inapropiado en cuanto a que sugiere que la corriente i_D disminuye, al estrecharse el canal, a 0 A. Sin embargo, como se muestra en la figura 4, es poco probable que ocurra este caso, ya que i_D mantiene un nivel de saturación definido como I_{DSS} en la figura 3. En realidad existe todavía un canal muy pequeño, con una corriente de muy alta densidad. El hecho de que i_D no caiga por el estrechamiento y mantenga el nivel de saturación indicado en la figura 3 se verifica por el siguiente hecho: la ausencia de una corriente de drenaje eliminaría la posibilidad de diferentes niveles de potencial a través del canal de material n , para establecer los niveles de variación de polarización inversa a lo largo de la unión $p-n$. El resultado sería una pérdida de la distribución de la región de agotamiento, que ocasiona en primer lugar el estrechamiento.

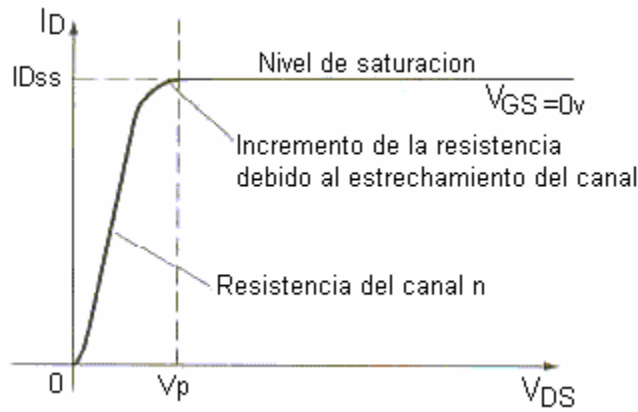


Figura 3. Característica i_D - V_{DS} para un JFET de canal n .

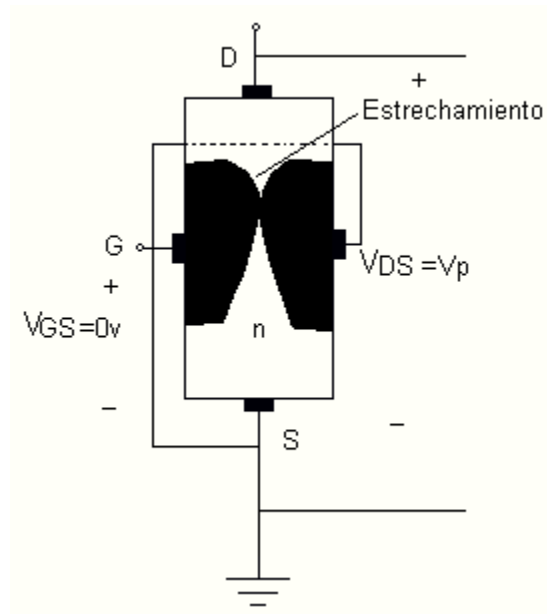


Figura 4. JFET en condición de estrechamiento.

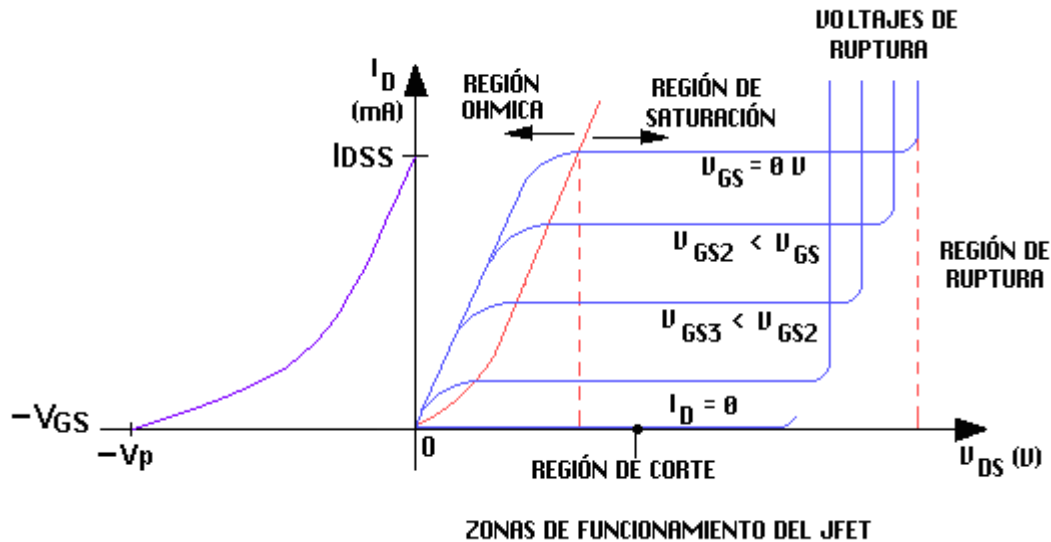
En la figura 5, se muestran las características de transferencia y las características i_D - v_{GS} para un JFET de canal n . Se grafican con el eje i_D común. Las características de transferencia se pueden obtener de una extensión de las curvas i_D - v_{DS} . Un método útil de determinar la característica de transferencia es con ayuda de la siguiente relación (ecuación de Shockley):

$$\frac{i_D}{I_{DSS}} \approx \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P}\right)^2 \quad (1)$$

Por tanto, sólo se necesita conocer I_{DSS} y V_p , y toda la característica queda determinada. Las hojas de datos de los fabricantes a menudo dan estos dos parámetros, por lo que se puede construir la característica de transferencia o utilizar la ecuación (1) directamente. Nótese que i_D se satura (es decir, se vuelve constante) conforme V_{DS} excede la tensión necesaria para que el canal se estreche. Esto se puede expresar como una ecuación para $V_{DS(sat)}$ para cada curva, como sigue:

$$V_{DS(sat)} = v_{GS} + V_p \quad (2)$$

Conforme V_{GS} se vuelve más negativo, el estrechamiento se produce a menores valores de V_{DS} y la corriente de saturación se vuelve más pequeña. La región útil para operación lineal es por arriba del estrechamiento y por debajo de la tensión de ruptura. En esta región, i_D está saturada y su valor depende de V_{GS} , de acuerdo con la ecuación (1) o con la característica de transferencia.



(a) Características de transferencia

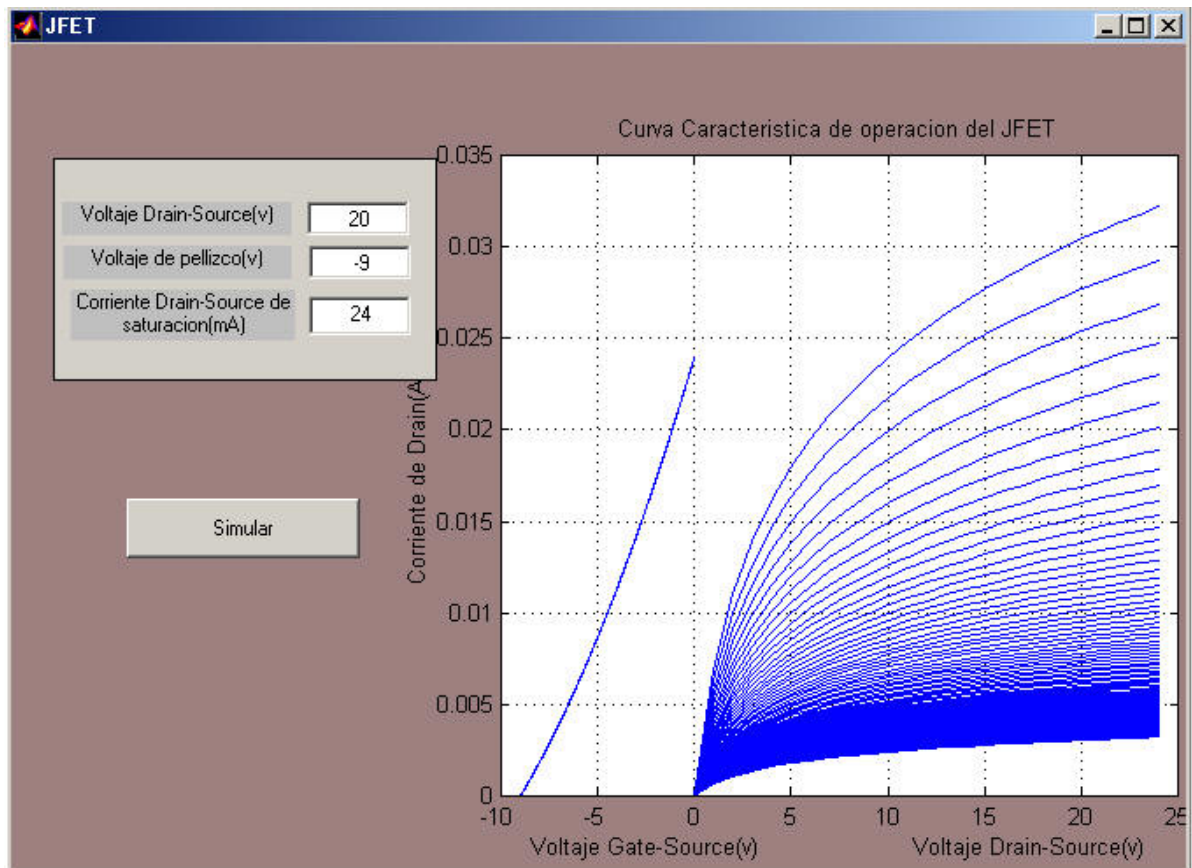
(b) Características $i_D - v_{GS}$

Figura 5. Características del JFET.

Nótese, de la figura 5, que conforme V_{DS} aumenta desde cero, se alcanza un punto de ruptura en cada curva, más allá del cual la corriente de drenaje se incrementa muy poco a medida que V_{DS} continua aumentando. El estrechamiento se produce en este valor de la tensión drenaje a fuente. Los valores de estrechamiento de la figura 5 están conectados con una curva roja que separa la región ohmica de la región activa. Conforme V_{DS} continua aumentando más allá del punto de estrechamiento, se alcanza un punto donde la tensión entre drenaje y fuente se vuelve tan grande que se produce *ruptura por avalancha*. En el punto de ruptura, i_D aumenta lo suficiente, con incrementos insignificantes en V_{DS} . Esta ruptura se produce en la terminal de drenaje de la unión compuerta-canal. Por tanto, se produce avalancha cuando la tensión drenaje-compuerta, V_{DG} , excede la tensión de ruptura (para $V_{GS}=0v$), para la unión pn. En este punto, la característica $i_D - v_{DS}$ exhibe la peculiar forma mostrada a la derecha de la figura 5.

Curva característica del JFET

A continuación se presenta un ejemplo de la curva de un JFET realizada en el programa MATLAB, como se puede observar el voltaje Drain-Source (V_{DS}) es de 20v, el voltaje de pellizco (V_p) es -9v y la corriente Drain-Source de saturación (I_{DSS}) es de 24mA, esto realizado para distintos voltajes de Gate-Source (V_{GS}).



MOSFET

Este FET se construye con la terminal de compuerta aislada del canal con el dieléctrico dióxido de silicio (SiO_2), y ya sea en modo de *empobrecimiento* o bien de *enriquecimiento*. A continuación se definen estos dos tipos.

MOSFET DE EMPOBRECIMIENTO

Las construcciones de los MOSFET de empobrecimiento de canal n y de canal p se muestran en las figuras 6 y 7, respectivamente. En cada una de estas figuras se muestran la construcción, el símbolo, la característica de transferencia y las características i_D - V_{GS} . El MOSFET de empobrecimiento se construye (como se muestra en la figura 6(a) para el canal n y en la figura 7(a) para el canal p) con un canal físico construido entre el drenaje y la fuente cuando se aplica una tensión, V_{DS} .

El MOSFET de empobrecimiento de canal n de la figura 6 se establece en un sustrato p, que es silicio contaminado de tipo p. Las regiones contaminadas de tipo n de la fuente y el drenaje forman conexiones de baja resistencia entre los extremos de canal n y los contactos de aluminio de la fuente (S) y el drenaje (D). Se hace una capa de silicio de SiO_2 , que es un aislante, en la parte superior del canal n, como se muestra en la figura 6(a). Se deposita una capa de aluminio sobre el aislante de SiO_2 para formar la terminal de compuerta (G). El desempeño del MOSFET de empobrecimiento, es similar al del JFET, como puede verse en las figura 6(c) y 7(c). El JFET se controla por la unión pn entre la compuerta y el extremo de drenaje del canal. No existe dicha unión en el MOSFET de enriquecimiento, y la capa de SiO_2 actúa como aislante. Para el MOSFET de canal n, mostrado en la figura 6, una V_{GS} negativa saca los electrones, de la región del canal, empobreciéndolo. Cuando V_{GS} alcanza V_p , el canal se estrecha. Los valores positivos de V_{GS} aumentan el tamaño del canal, dando

por resultado un aumento en la corriente de drenaje. Esto se indica en las curvas características de la figura 6(c).

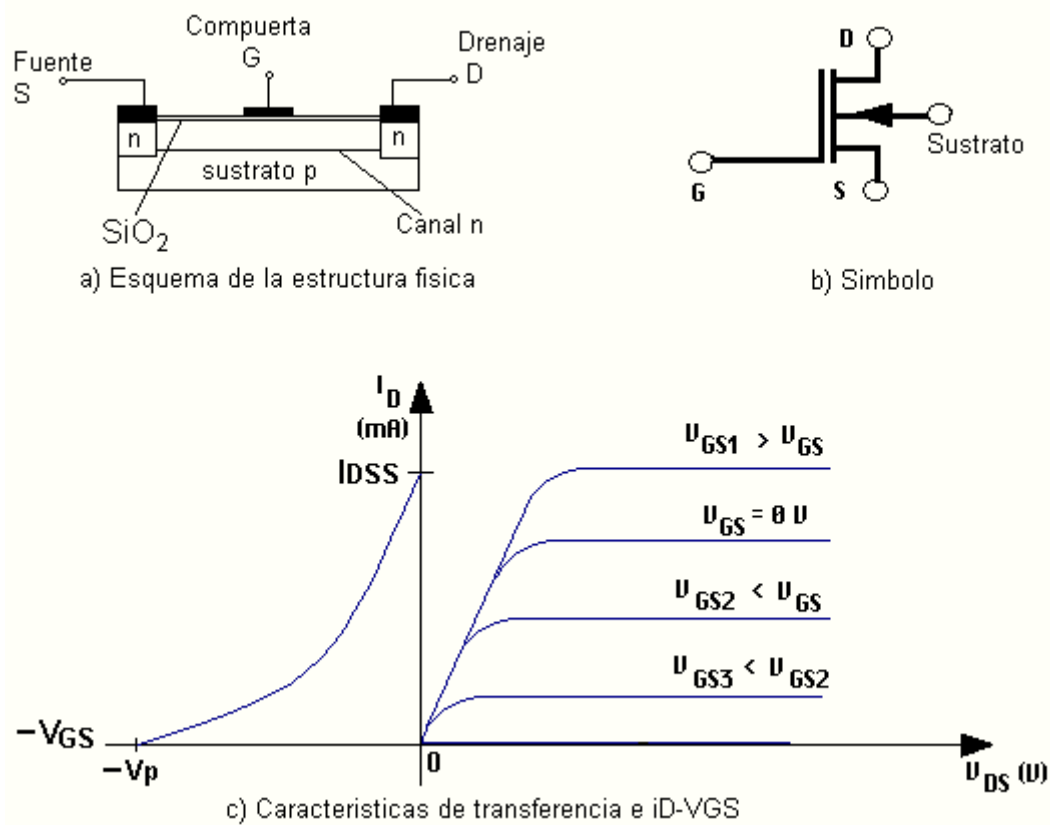


Figura 6. MOSFET de empobrecimiento de canal n.

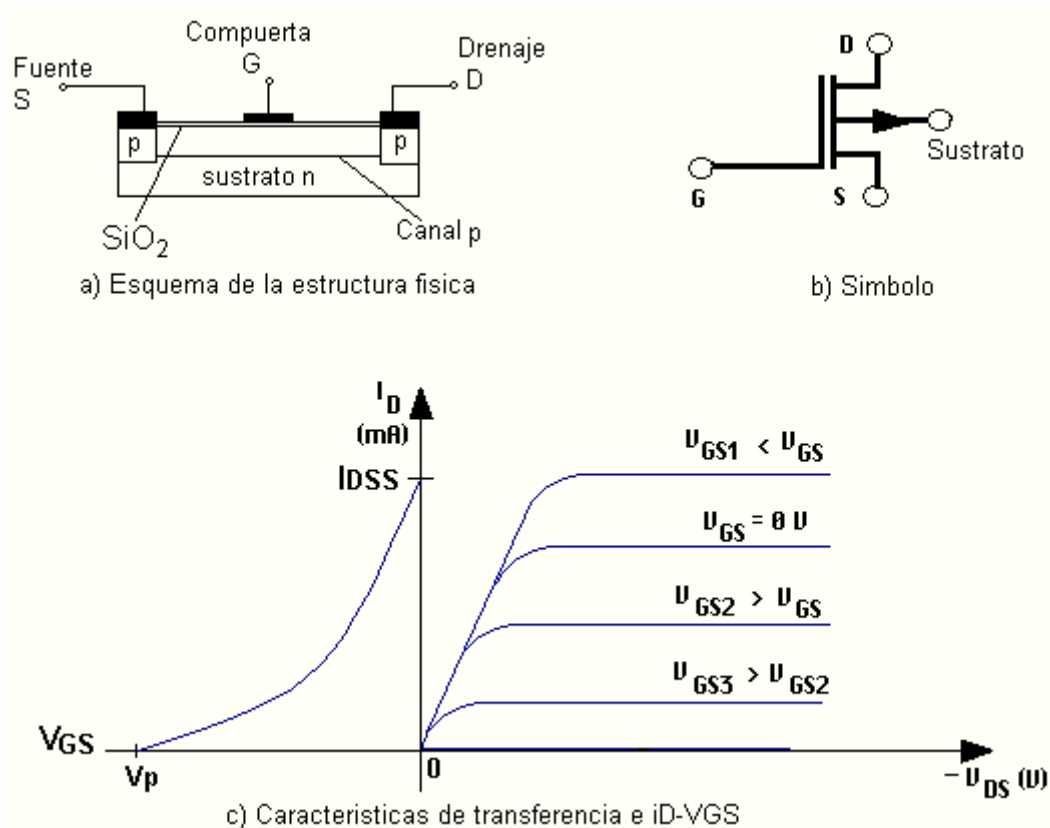


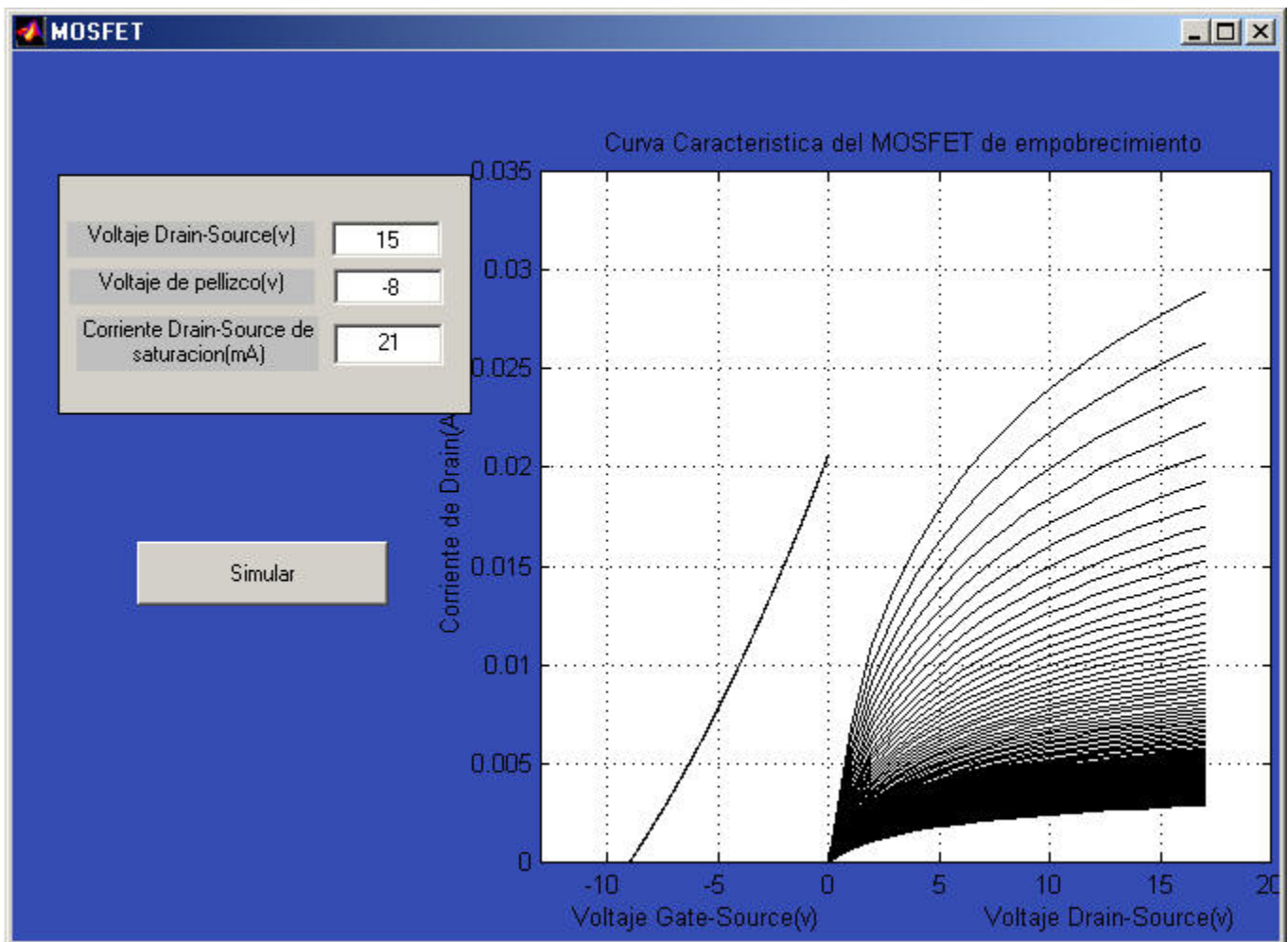
Figura 7. MOSFET de empobrecimiento de canal p.

Nótese que el MOSFET de empobrecimiento puede operar tanto para valores positivos como negativos de V_{GS} . Se puede utilizar la misma ecuación de Shockley (ec.1) a fin de aproximar las curvas para valores negativos de V_{GS} . Obsérvese, sin embargo que la característica de transferencia continua para valores positivos de V_{GS} . Como la compuerta esta aislada del canal, la corriente de compuerta es sumamente pequeña (10^{-12} A) y V_{GS} puede ser de cualquier polaridad.

Como puede verse en las figuras 6(b) y 7(b), el símbolo para el MOSFET posee una cuarta terminal, el *sustrato*. La flecha apunta hacia adentro para un canal n y hacia afuera para un canal p. El MOSFET de empobrecimiento de canal p, que se muestra en la figura 7, es igual que el de la figura 6, excepto que se invierten los materiales n y p al igual que las polaridades de las tensiones y corrientes.

Curva característica del MOSFET de empobrecimiento

A continuación se presenta un ejemplo de la curva de un MOSFET de empobrecimiento canal n realizada en el programa MATLAB, como se puede observar el voltaje Drain-Source (V_{DS}) es de 15v, el voltaje de pellizco (V_p) es -8v y la corriente Drain-Source de saturación



(I_{DSS}) es de 21mA, esto realizado para distintos voltajes de Gate-Source (V_{GS}).

CIRCUITO EQUIVALENTE g_m Y r_{DS}

Para obtener una medida de la amplificación posible con un JFET, se introduce el parámetro g_m , que es la *transconductancia en directo*. Este parámetro es similar a la ganancia de corriente (o hfe) para un BJT. El valor de g_m , que se mide en Siemens (S), es una medida del cambio en la corriente de drenaje para un cambio en el voltaje compuerta-fuente. Esto se puede expresar como

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \approx \frac{\Delta i_D}{\Delta v_{GS}} \Big|_{V_{DS} = \text{constante}} \quad (4)$$

La transconductancia, g_m , no permanece constante si cambia el punto Q. Esto se puede ver por la determinación geométrica de g_m a partir de las curvas de transferencia características. Conforme cambia i_D , varía la pendiente de la curva de transferencia característica de la figura 5, cambiando por tanto g_m .

Se puede encontrar la transconductancia derivando la ecuación (1), lo cual queda

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} = \frac{2I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)}{-V_p} \quad (5)$$

Si se define

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

que es la transconductancia en $V_{GS}=0$. Se puede definir la transconductancia por

$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right) \quad (6)$$

La *resistencia dinámica en inverso*, r_{DS} , se define como el inverso de la pendiente de la curva i_D - V_{DS} en la región de saturación:

$$\frac{1}{r_{DS}} = \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \approx \frac{\Delta i_D}{\Delta v_{DS}} \Big|_{\Delta V_{GS} = \text{constante}} \quad (7)$$

Como la pendiente de esta curva es muy pequeña en la región activa (ver figura 3), r_{DS} es grande.

Se desarrolla un circuito equivalente en C.A. para un JFET del mismo modo que para el BJT, con la expresión

$$\Delta i_D = \frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}} \Delta V_{GS} + \frac{\partial i_D}{\partial V_{DS}} \Delta V_{DS} \quad (8)$$

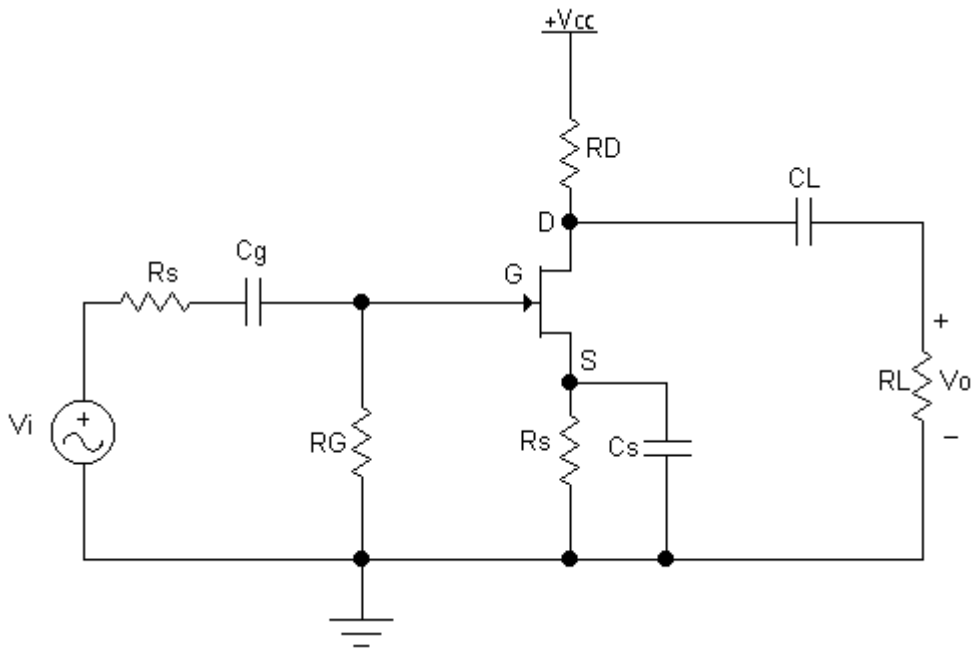


Figura 9. Source Común

Para el circuito de la figura 9, sabiendo que la $I_G=0$, para los FET, se tiene una ecuación para determinar la polarización D.C:

$$V_{GS} + i_D * R_s = 0 \quad (10)$$

Luego se procede a obtener I_{DQ} y V_{GSQ} , lo cual se puede hacer de una manera gráfica o matemáticamente, aquí se realizara de las dos maneras para observar la aproximación del método gráfico (el cual es mas corto) al matemático. Esto se explicara a través de un ejemplo:

Hallar V_{GSQ} , I_{DQ} y g_m , si $I_{DSS}=6\text{mA}$, $V_p=-6\text{v}$, $V_{cc}=18\text{v}$, $R_g=1\text{K}\Omega$, $R_G=1\text{M}\Omega$, $R_s=1.2\text{K}\Omega$, $R_D=3\text{K}\Omega$, $R_L=3,9\text{K}\Omega$ y $r_{DS}=100\text{K}\Omega$:

Partiendo de la ecuación (10), si $V_{GS}=0 \Rightarrow I_D=0$ y si $V_{GS}= -6\text{V} \Rightarrow I_D=(6\text{v}/1.2\text{K}\Omega)=5\text{mA}$, lo cual genera una recta que comienza en el origen y termina en el punto donde intercepta $V_{GS}=-6\text{v}$ e $I_D=5\text{mA}$. Después se traza una curva que va desde el voltaje de pellizco ($V_p=-6\text{v}$), hasta la corriente Drain-Source de saturación ($I_{DSS}=6\text{mA}$), y las coordenadas del punto donde corte la recta y la curva, generan a I_{DQ} y V_{GSQ} (figura 10):

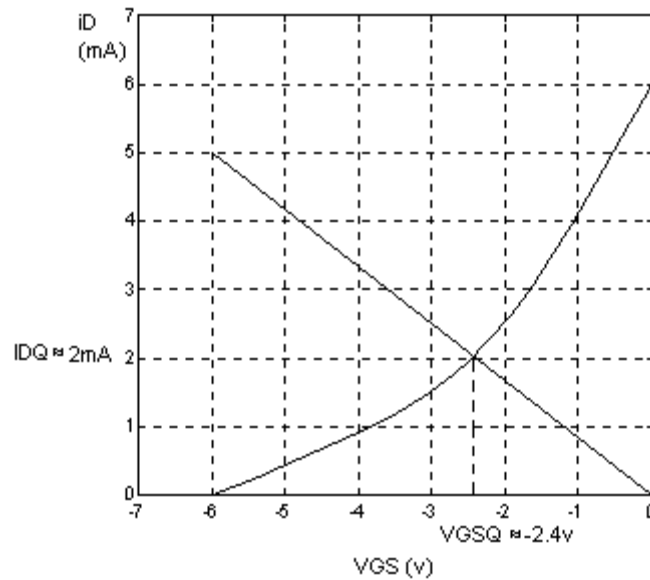


Figura 10. Método gráfico para hallar punto Q.

La figura 10 da como resultado aproximado a $I_{DQ} \approx 2\text{mA}$ y $V_{GSQ} \approx -2.4\text{ V}$, ahora se compararan estos resultados con los que se van ha obtener matemáticamente:

De la ecuación (1):

$$\frac{i_D}{I_{DSS}} \approx \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P}\right)^2$$

y reemplazando $V_{GS} = -I_D \cdot R_S$ de la ecuación (10), se tiene:

$$i_D = I_{DSS} \left(1 + \frac{i_D \cdot R_S}{V_P}\right)^2$$

Como se puede observar queda una ecuación cuadrática en función de i_D , la cual arroja dos valores, de los cuales se escoge el más coherente debido a que i_D no puede ser mayor que I_{DSS} ; por lo que $i_{DQ} = 2.06\text{mA}$ y $V_{GSQ} = -i_{DQ} \cdot 1.2\text{K}\Omega = -2.47\text{ V}$ debido a la ecuación (10). Por lo tanto los valores dados gráficamente son muy aproximados a los obtenidos matemáticamente.

Ahora para hallar g_m , se utiliza la ecuación (5), por lo que:

$$g_m = \frac{-2 \cdot 6\text{mA}}{-6\text{V}} \left(1 - \frac{-2.4}{-6}\right) = 1.2\text{ mS}$$

Ahora se hallara el equivalente de este circuito en A.C:

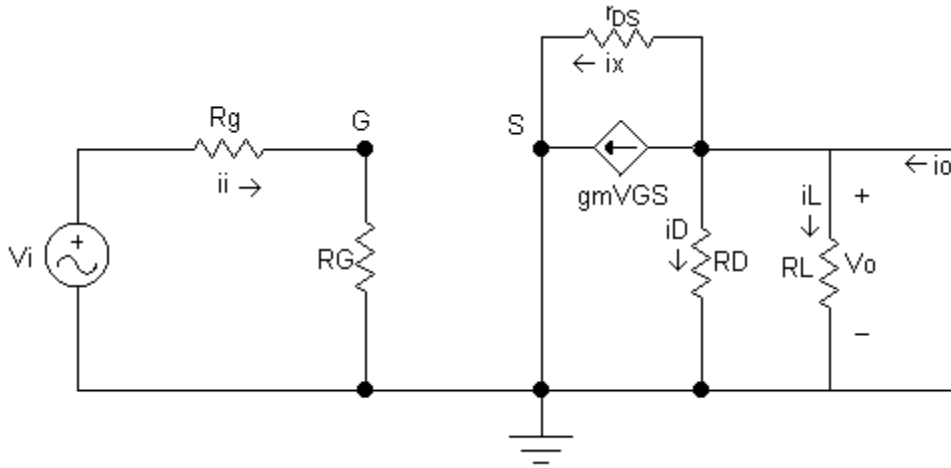


Figura 11. Equivalente A.C

Como se sabe los condensadores de paso y el de source son corto circuito en A.C, por lo que el circuito queda como el de la figura 11. Ahora se procede a hallar los parámetros para esta configuración como lo son: Z_i , A_v , Z_o y A_i , por tanto:

$$Z_i = \frac{V_i}{i_i},$$

$$V_i = i_i(R_G + R_g),$$

$$Z_i = (R_G + R_g)$$

ya que R_g es muy pequeño comparado con R_G se tiene que $Z_i \approx 1M\Omega$.

$$A_v = \frac{V_o}{V_i}$$

y como $V_i \approx V_{GS}$, se tiene que:

$$-i_x = g_m V_{GS} + i_D + i_L, \Rightarrow$$

$$-\frac{V_o}{r_{DS}} = g_m V_i + \frac{V_o}{R_D} + \frac{V_o}{R_L}, \Rightarrow$$

$$V_o = -g_m V_i * (r_{DS} // R_D // R_L) \Rightarrow$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -g_m * (r_{DS} // R_D // R_L) \Rightarrow$$

$$A_v = -1.2mS * (100K // 3K // 3.9K) = -2$$

Ahora,

$$A_i = \frac{i_L}{i_i}$$

$$i_i = \frac{V_i}{R_G}$$

$$i_L = -i_X - g_m V_{GS} - i_D \Rightarrow$$

$$i_L = -\frac{V_O}{R_D} - \frac{V_O}{r_{DS}} - g_m V_{GS},$$

$$\text{como } V_O = -g_m V_i * (r_{DS} // R_D // R_L) \text{ y si } k = (r_{DS} // R_D // R_L) \Rightarrow$$

$$i_L = g_m V_i * k \left(\frac{1}{R_D} + \frac{1}{r_{DS}} \right) - g_m V_i \Rightarrow$$

$$i_L = g_m V_i \left(k \left(\frac{1}{R_D} + \frac{1}{r_{DS}} \right) - 1 \right) \Rightarrow$$

$$A_i = \frac{g_m V_i \left(k \left(\frac{1}{R_D} + \frac{1}{r_{DS}} \right) - 1 \right)}{\frac{V_i}{R_G}} = -513$$

Para $Z_o \Rightarrow$

$$Z_o = \left. \frac{V_o}{i_o} \right|_{V_i=0}$$

$$i_o = i_D + i_L + i_X + g_m V_{GS} \Rightarrow$$

$$\text{y ya que } V_{GS} = V_i = 0 \Rightarrow$$

$$i_o = \frac{V_o}{R_D} + \frac{V_o}{R_L} + \frac{V_o}{r_{DS}} \Rightarrow$$

$$Z_o = \frac{V_o}{i_o} = (R_D // R_L // r_{DS})$$

Por lo que $Z_o = 1667\Omega$.

DRAIN COMÚN

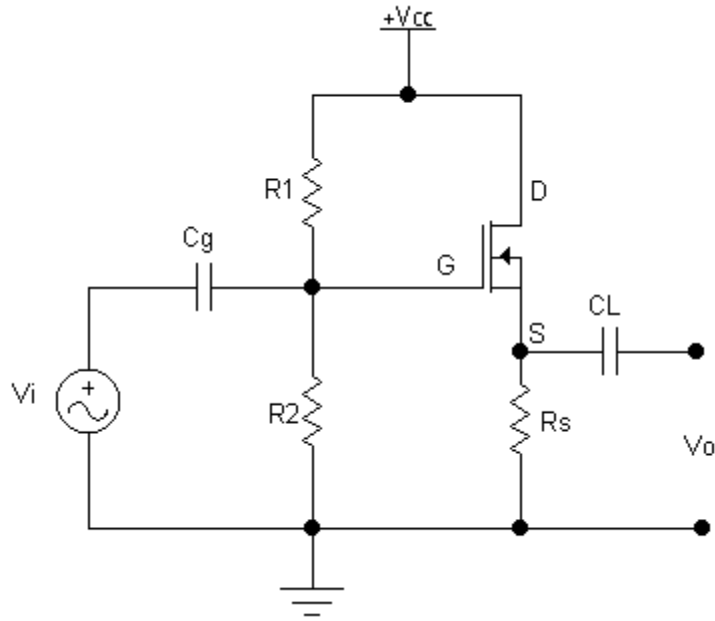


Figura 12. Drain Común

Las ecuaciones para determinar la polarización D.C, son:

$$V_G = \frac{V_{cc} * R_2}{R_1 + R_2} \quad (11)$$

$$-V_G + V_{GS} + i_D * R_s = 0 \quad (12)$$

Luego se procede a obtener I_{DQ} y V_{GSQ} , en este caso se utiliza la manera gráfica, la cual es menos dispendiosa y muy aproximada. Esto se explicara a través de un ejemplo:

Hallar V_{GSQ} , I_{DQ} y g_m , si $I_{DSS}=12mA$, $V_p=-3v$, $V_{cc}=20v$, $R_1=91M\Omega$, $R_2=10M\Omega$, $R_s=1.1K\Omega$ y $r_{DS}=45K\Omega$:

Partiendo de la ecuación (11), se tiene:

$$V_G = \frac{20v * 10M}{10M + 91M} = 1.98v$$

y la ecuación (12) se convertirá en:

$$-1.98v + V_{GS} + i_D * 1.1k = 0$$

Si $V_{GS}=0 \Rightarrow i_D = (1.98/1.1k\Omega)=1.88mA$ y si $i_D=0 \Rightarrow V_{GS} = 1.98v$.

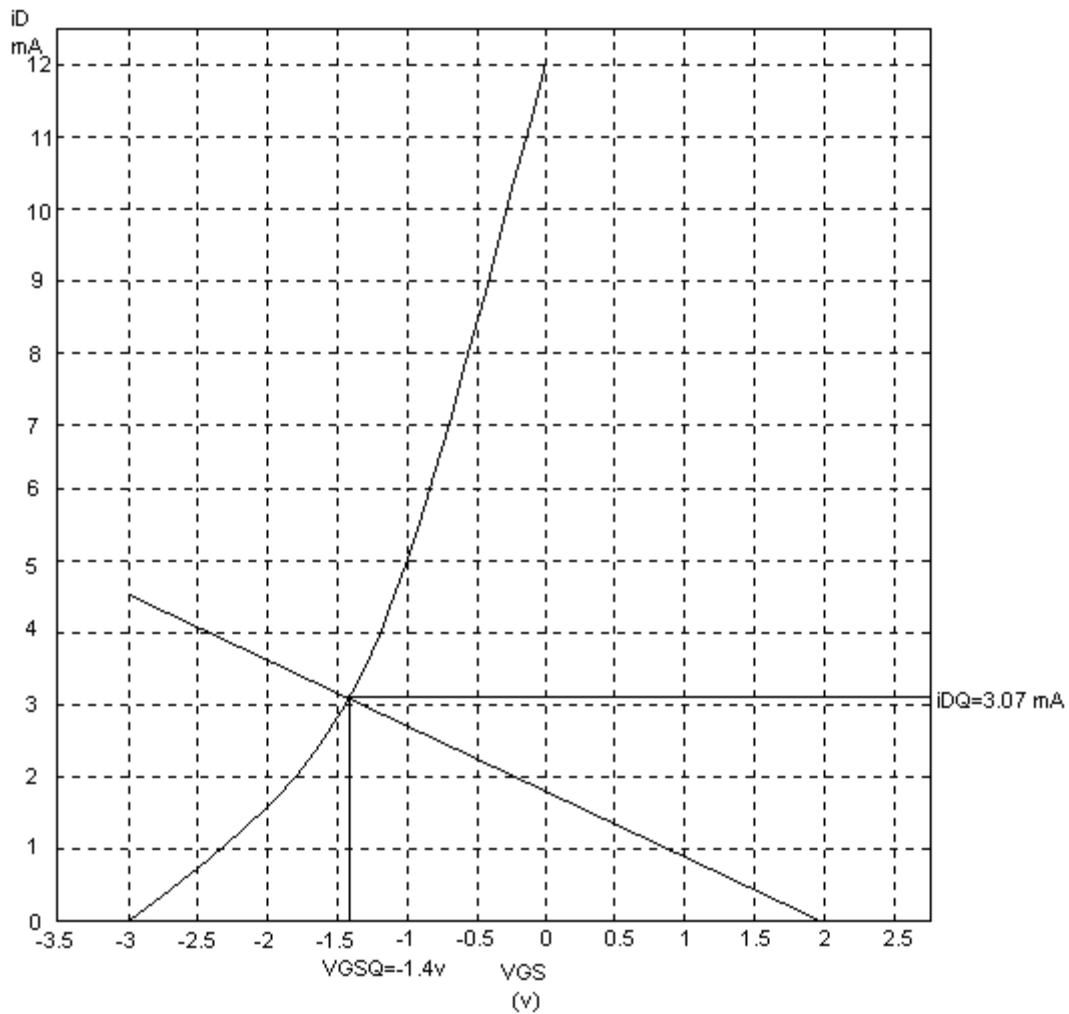


Figura 13. Método gráfico para hallar punto Q.

La figura 13 da como resultado aproximado a $I_{DQ} \approx 3.07$ mA y $V_{GSQ} \approx -1.4$ V, ahora se halla g_m , utilizando la ecuación (5), por lo que:

$$g_m = \frac{-2 * 12 \text{ mA}}{-3 \text{ V}} \left(1 - \frac{-1.4}{-3} \right) = 4.26 \text{ mS}$$

Ahora se hallara el equivalente de este circuito en A.C:

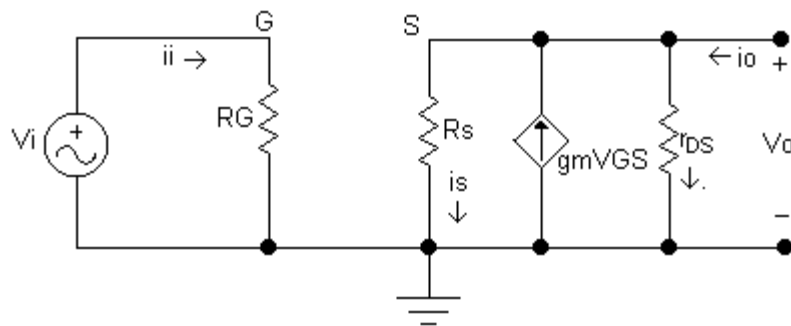


Figura 14. Equivalente A.C

En el circuito de la figura 14, $R_G = R_1 // R_2 \approx 9 \text{ M}\Omega$. Ahora se procede a hallar los parámetros para esta configuración como lo son: Z_i , A_v , Z_o y A_i , por tanto:

Como $V_i = i_i \cdot R_G \Rightarrow$

$$Z_i = \frac{V_i}{i_i} = R_G = 9M$$

ya que $V_o = V_{RS} \Rightarrow$

$$V_{RS} = R_S \left(g_m V_{GS} - \frac{V_{RS}}{r_{DS}} \right) \Rightarrow$$

$$V_{RS} \left(1 + \frac{R_S}{r_{DS}} \right) = R_S * g_m V_{GS} \Rightarrow$$

como $V_{RS} = V_o \Rightarrow$

$$V_o = \frac{R_S * g_m V_{GS}}{1 + \frac{R_S}{r_{DS}}} \Rightarrow$$

y como $V_i = V_{GS} + V_{RS} \Rightarrow$

$$V_i = V_{GS} + \frac{R_S * g_m V_{GS}}{1 + \frac{R_S}{r_{DS}}} \Rightarrow$$

$$V_i = V_{GS} \left(1 + \frac{R_S * g_m}{1 + \frac{R_S}{r_{DS}}} \right) \Rightarrow$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{R_S * g_m V_{GS}}{1 + \frac{R_S}{r_{DS}}}}{V_{GS} \left(1 + \frac{R_S * g_m}{1 + \frac{R_S}{r_{DS}}} \right)} = 0.820$$

Para $Z_o \Rightarrow$

$$Z_o = \frac{V_o}{i_o} \Big|_{V_i=0}$$

$$i_0 = \frac{V_O}{r_{DS}} - g_m V_{GS} + \frac{V_O}{R_S} \Rightarrow$$

$$i_0 = V_O \left(\frac{1}{r_{DS}} + \frac{1}{R_S} \right) - g_m (V_i - V_O) \Rightarrow$$

$$i_0 = V_O \left(\frac{1}{r_{DS}} + \frac{1}{R_S} + g_m \right) \Rightarrow$$

$$Z_0 = \frac{V_O}{i_0} = r_{DS} // R_S // (1/g_m) = 192.6 \Omega$$

$$A_i = \frac{i_S}{i_i} \Rightarrow$$

$$i_S = g_m V_{GS} - \frac{V_{RS}}{r_{DS}}, \text{ e } i_i = \frac{V_i}{R_G} \text{ y ya que } V_i = V_{GS} + V_O \Rightarrow$$

$$\frac{i_S}{i_i} = \frac{g_m V_{GS} - \frac{V_O}{r_{DS}}}{\frac{V_{GS} + V_{RS}}{R_G}} \text{ y como } V_O = \frac{R_S * g_m V_{GS}}{1 + \frac{R_S}{r_{DS}}} \Rightarrow$$

$$\frac{i_S}{i_i} = \frac{R_G \left(g_m V_{GS} - \frac{R_S * g_m V_{GS}}{1 + \frac{R_S}{r_{DS}}} \right)}{V_{GS} + \frac{R_S * g_m V_{GS}}{1 + \frac{R_S}{r_{DS}}}} \Rightarrow$$

$$A_i = \frac{R_G V_{GS} \left(g_m - \frac{R_S * g_m}{r_{DS} + R_S} \right)}{V_{GS} \left(1 + \frac{R_S * g_m}{1 + \frac{R_S}{r_{DS}}} \right)} = 6719$$

GATE COMÚN

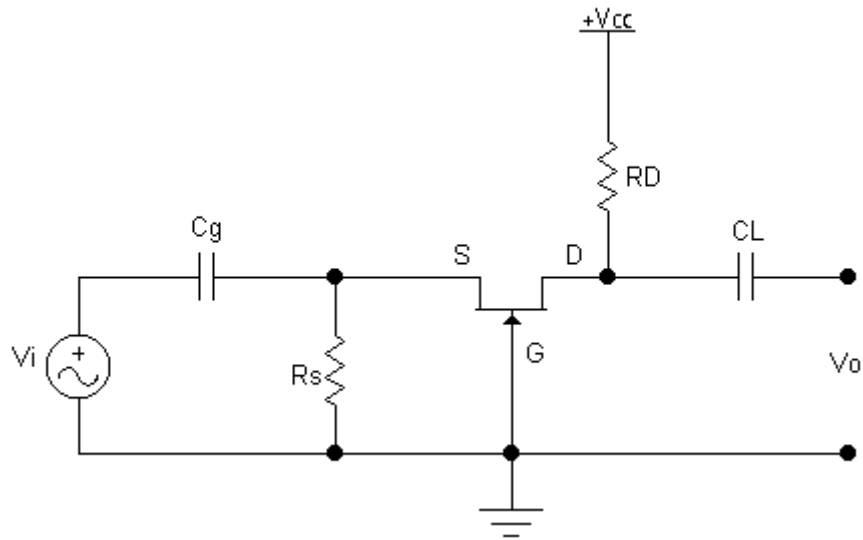


Figura 15. Gate Común

Las ecuación que determina la polarización D.C, es:

$$\begin{aligned} -V_{SG} + i_D * R_s &= 0 \\ \text{y como } -V_{SG} &= V_{GS} \Rightarrow \\ V_{GS} + i_D * R_s &= 0 \end{aligned} \quad (13)$$

Luego se procede a obtener I_{DQ} y V_{GSQ} , gráficamente. Esto se explicara a través de un ejemplo:

Hallar V_{GSQ} , I_{DQ} y g_m , si $I_{DSS}=8\text{mA}$, $V_p=-2.8\text{v}$, $V_{CC}=15\text{v}$, $R_s=1\text{K}\Omega$, $R_D=3.3\text{K}\Omega$ y $r_{DS}=33\text{K}\Omega$:

Partiendo de la ecuación (13), se tiene:

$$V_{GS} + i_D * 1\text{K} = 0$$

Si $V_{GS}=-2.8\text{v} \Rightarrow i_D = (2.8/1\text{k}\Omega)=2.8\text{mA}$ y si $i_D=0 \Rightarrow V_{GS}=0\text{v}$.

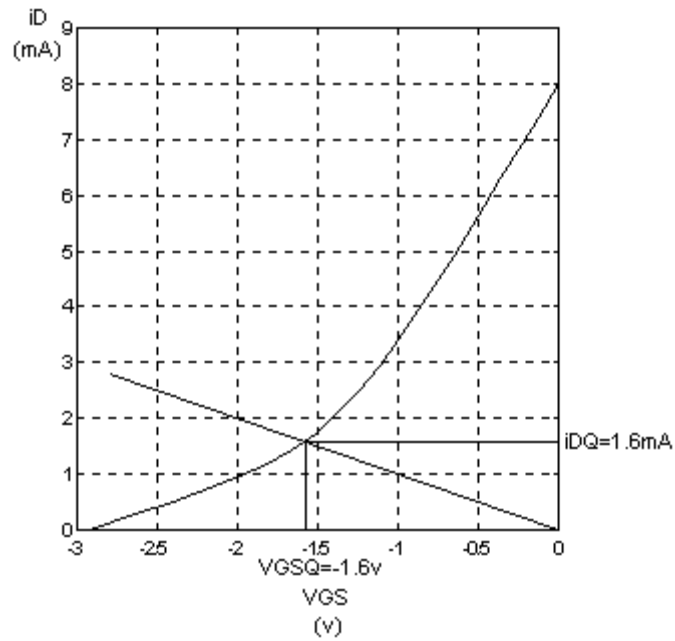


Figura 16. Método gráfico para hallar punto Q.

La figura 16 da como resultado aproximado a $I_{DQ} \approx 1.6\text{mA}$ y $V_{GSQ} \approx -1.6\text{V}$, ahora se halla g_m , utilizando la ecuación (5), por lo que:

$$g_m = \frac{-2 * 8\text{mA}}{-2.8\text{V}} \left(1 - \frac{-1.6}{-2.8} \right) = 2.44\text{mS}$$

Ahora se hallara el equivalente de este circuito en A.C:

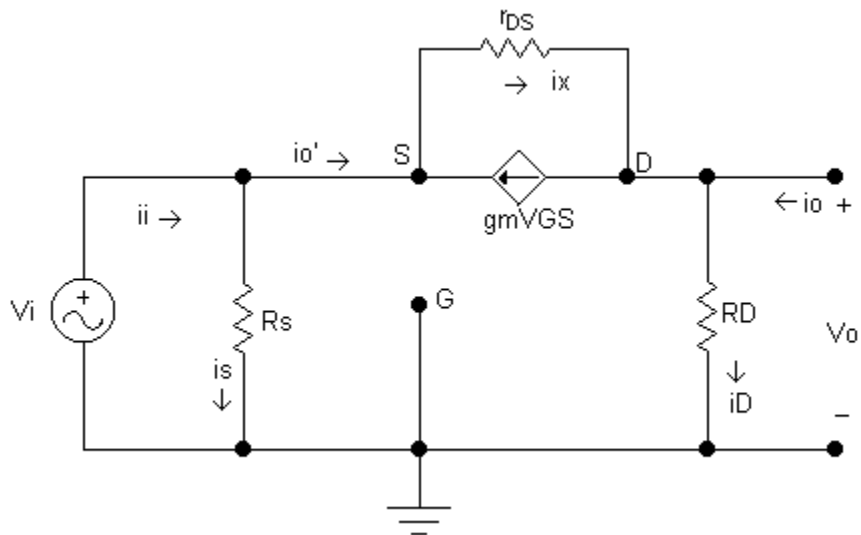


Figura 17. Equivalente A.C

Ahora se procede a hallar los parámetros para esta configuración como lo son: Z_i , A_v , Z_o y A_i , por tanto:

$$Z_i = \frac{V_i}{i_i} = R_s = 1\text{K}$$

Para Av se tiene:

$$V_O = i_D R_D, \quad V_i = -V_{GS} \text{ y como } V_i = V_{RS} \Rightarrow$$

$$V_{RS} = -V_{GS} \cdot$$

$$i_D = \frac{V_{RS} - V_O}{r_{DS}} - g_m V_{GS} \Rightarrow$$

$$i_D = \frac{V_i}{r_{DS}} - \frac{V_O}{r_{DS}} + g_m V_i \Rightarrow$$

$$\frac{V_O}{R_D} + \frac{V_O}{r_{DS}} = V_i \left(\frac{1}{r_{DS}} + g_m \right) \Rightarrow$$

$$A_v = \frac{V_O}{V_i} = \frac{\frac{1}{r_{DS}} + g_m}{\frac{1}{R_D} + \frac{1}{r_{DS}}} = 7.41$$

$$Z_0 = \left. \frac{V_0}{i_0} \right|_{V_i=0}$$

$$i_0 = i_D + g_m V_{GS} + \frac{V_O - V_{RS}}{r_{DS}} \Rightarrow$$

$$i_0 = \frac{V_O}{R_D} + g_m V_i + \frac{V_O - V_i}{r_{DS}} \Rightarrow$$

$$i_0 = V_O \left(\frac{1}{R_D} + \frac{1}{r_{DS}} \right) \Rightarrow$$

$$Z_0 = \frac{V_O}{i_0} = R_D // r_{DS} = 3K$$

$$A_i = \frac{i'_0}{i_i}$$

$$i_i = i'_0 + i_s \text{ y como}$$

$$i'_0 = \frac{V_{RS} - V_O}{r_{DS}} - g_m V_{GS} \Rightarrow$$

$$i'_0 = V_{RS} \left(\frac{1}{r_{DS}} + g_m \right) - \frac{V_O}{r_{DS}} \text{ y ya que } i_D = i'_0 \Rightarrow$$

$$i'_0 = i_s R_S \left(\frac{1}{r_{DS}} + g_m \right) - \frac{i'_0 R_D}{r_{DS}} \Rightarrow$$

$$i'_0 = i_i R_S \left(\frac{1}{r_{DS}} + g_m \right) - i'_0 R_S \left(\frac{1}{r_{DS}} + g_m \right) - \frac{i'_0 R_D}{r_{DS}} \Rightarrow$$

$$A_i = \frac{i'_0}{i_i} = \frac{R_S \left(\frac{1}{r_{DS}} + g_m \right)}{1 + \frac{R_S}{r_{DS}} + R_S * g_m + \frac{R_D}{r_{DS}}} = 0.692$$

DISEÑO DE AMPLIFICADORES CON JFET Y MOSFET DE EMPOBRECIMIENTO

DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR FUENTE COMÚN

Los amplificadores se diseñan para cumplir requerimientos de ganancia si las especificaciones deseadas están dentro de la categoría del transistor. Por lo general, se especifican la fuente de tensión, la resistencia de carga, la ganancia de tensión y la resistencia de entrada (o ganancia de corriente). El problema aquí es seleccionar los valores de las resistencias R1, R2, RD y RS (figura 18), conforme los pasos del procedimiento. Este procedimiento supone que se ha seleccionado un dispositivo y que sus características son conocidas, al menos Vp e IDSS.

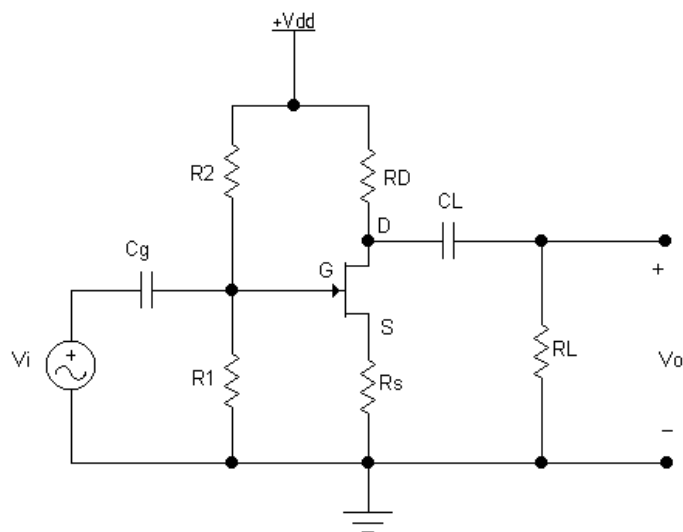


Figura 18. Amplificador JFET FC

Los pasos a seguir son:

Paso 1. Seleccionar un punto Q en la porción más lineal de las curvas características del JFET. Esto identifica V_{DSQ} , V_{GSQ} , I_{DQ} y g_m .

Paso 2. Escribir la ecuación en cd que obtiene la ecuación de la ley de Kirchhoff en el lazo drenaje-fuente,

$$V_{DD} = V_{DSQ} + (R_S + R_D)I_{DQ} \quad (14)$$

Despejando nos queda una ecuación con dos incógnitas, R_S y R_D .

Paso 3. Se halla la ganancia de tensión (A_v), se despeja R_S de la ecuación (14) y se reemplaza en la ecuación de la ganancia de tensión (A_v). La resistencia R_D , es la única incógnita en esta ecuación, al despejarla se obtiene una ecuación cuadrática con dos soluciones, una positiva y una negativa.

Paso 4. Se despeja R_S de la ecuación (14), por lo que faltaría encontrar solamente R_1 y R_2 .

Paso 5. Escribir la ecuación en cd para el lazo compuerta-fuente:

$$V_{GG} = V_{GSQ} + I_{DQ}R_S \quad (15)$$

La tensión V_{GSQ} es de polaridad opuesta a V_{DD} . Por tanto, el termino $I_{DQ}R_S$ debe ser de mayor magnitud que V_{GSQ} . De otra forma, V_{GG} tendrá polaridad opuesta a la de V_{DD} , lo cual no es posible.

Paso 6. Se despeja ahora R_1 y R_2 suponiendo que la V_{GG} encontrada en el paso 5 tiene la misma polaridad que V_{DD} . Estos valores se despejan de las ecuaciones del equivalente Thevenin en el circuito de polarización:

$$V_{GG} = \frac{V_{DD} * R_1}{R_1 + R_2} \quad (16)$$

$$R_G = R_1 // R_2 \quad (17)$$

Paso 7. Si V_{GG} tiene la polaridad opuesta a V_{DD} , no es posible despejar R_1 y R_2 . La forma practica de proceder es utilizando el circuito de polarización fija, o sea se hace $V_{GG}=0v$. Entonces $R_2 \mu$. Como V_{GG} esta especificado en la ecuación (15), ahora el valor previamente calculado de R_S necesita modificarse. En la figura 19, donde se utiliza un condensador para poner en cortocircuito una parte de R_S , se desarrolla un nuevo valor de R_S como sigue:

$$V_{GG} = 0 = V_{GSQ} + I_{DQ}R_{S_{cd}} \Rightarrow$$
$$R_{S_{cd}} = \frac{-V_{GSQ}}{I_{DQ}}$$

El valor de $R_{S_{cd}}$ es $R_{S1} + R_{S2}$ y el valor de $R_{S_{ca}}$ es R_{S1} . Ahora que se tiene una nueva $R_{S_{cd}}$, se deben repetir varios pasos.

Paso 8. Determinar R_D utilizando la ecuación para el lazo drenaje-fuente, así que la ecuación (15) va a quedar en función de R_D y R_{Scd} , y como ya se conoce R_{Scd} se puede despejar R_D . Con el nuevo valor de R_D .

Paso 9. Se halla la ganancia de tensión (A_v) y se despeja de esta R_{Sca} .

Paso 10. Supóngase que R_{Sca} es positiva pero mayor que R_{Scd} . El amplificador no puede diseñarse con la ganancia de tensión y el punto Q seleccionados. Se debe elegir un nuevo punto Q y regresar al paso 1.

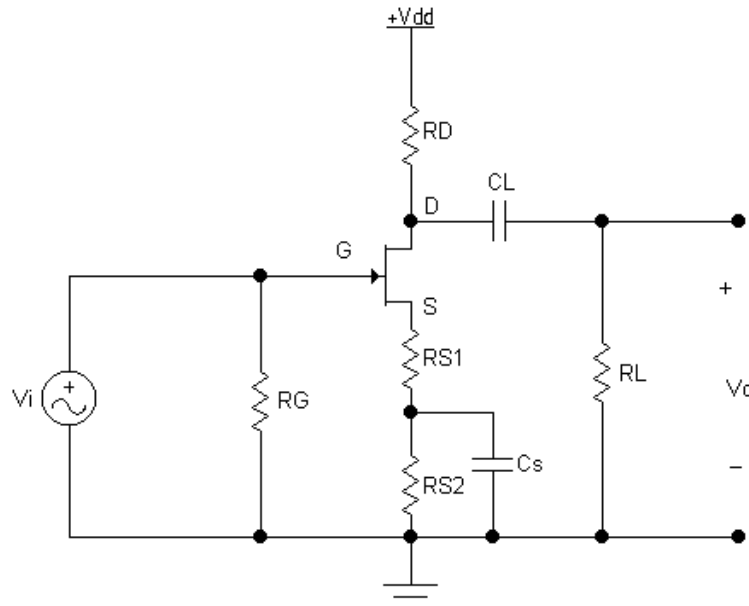


Figura 19. Diseño de un JFET con condensador en paralelo con el resistor de fuente.

A continuación se expondrá un breve ejemplo para aclarar los conceptos.

EJEMPLO

Diseñe un amplificador JFET F.C. que tenga $R_L=10K\Omega$, $V_{DD}=12v$, $R_{ent}=500K\Omega$ y $A_v=-2$, para un punto Q en $V_{DSQ}=7v$, $V_{GSQ}=-1.2v$, $I_{DQ}=0.5mA$ y $g_m=3330\mu s$.

De la figura 18 y ecuación (14), se tiene:

$$12v = 7v + I_{DQ}(R_D + R_s) \Rightarrow$$

$$R_D + R_s = \frac{5v}{0.5mA} \Rightarrow$$

$$R_D + R_s = 10K$$

Ahora se halla A_v :

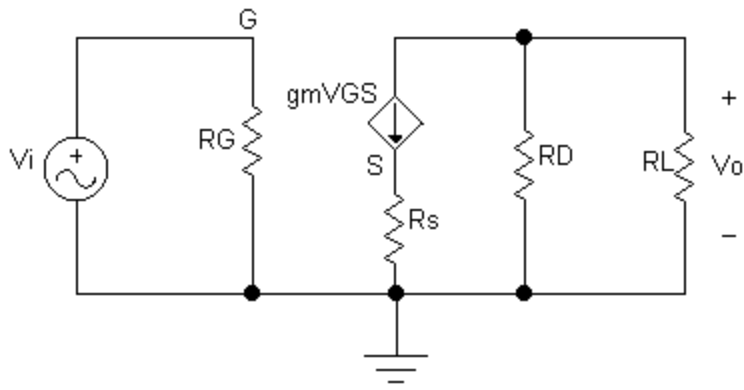


Figura 20. Circuito equivalente de la figura 18.

$$V_i = V_{GS} + V_{RS},$$

$$V_{RS} = g_m V_{GS} R_s \Rightarrow$$

$$V_i = V_{GS} (1 + g_m R_s)$$

y además,

$$V_o = -g_m V_{GS} (R_D // R_L) \Rightarrow$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-g_m V_{GS} (R_D // R_L)}{V_{GS} (1 + g_m R_s)}$$

$$\text{como } A_v = -2 \Rightarrow$$

$$2 + 2g_m R_s = \frac{g_m R_D R_L}{R_D + R_L} \Rightarrow$$

$$(R_D + R_L)(2 + 2g_m R_s) = g_m R_D R_L$$

multiplicando y reemplazando se obtiene:

$$2R_D + 2R_L + 2g_m(10K - R_D)R_D + 2g_m(10K - R_D)R_L = g_m R_D R_L \Rightarrow$$

$$-6.66 \times 10^{-3} R_D^2 - 31.3 R_D + 686K = 0$$

Resolviendo la ecuación cuadrática, se encuentra que la raíz positiva es $R_D = 8067.6\Omega$ por lo que $R_S = 10K\Omega - R_D = 1.932K\Omega$

Luego la ecuación en cd para el lazo compuerta-fuente, según la ecuación (15) es:

$$V_{GG} = V_{GSQ} + I_{DQ} R_s \Rightarrow$$

$$V_{GG} = -1.2v + 0.5mA * 1.932K \Rightarrow$$

$$V_{GG} = -0.233v$$

Como V_{GG} no es del mismo signo que V_{DD} , no sirve por lo que se tiene que igualar a cero y seguir con el siguiente procedimiento:

$$V_{GG} = 0 = V_{GSQ} + I_{DQ} R_{s_{cd}} \Rightarrow$$

$$R_{s_{cd}} = \frac{1.2v}{0.5mA} = 2.4K\Omega$$

Y ya que $R_D + R_S = 10\text{K}\Omega$, el nuevo R_D es:

$$R_D = 10\text{K}\Omega - 2.4\text{K}\Omega = 7.6\text{K}\Omega$$

Debido a que la ganancia de tensión A_v para el circuito de la figura 20 como para el circuito de la figura 21 se obtiene de la misma manera, entonces:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-g_m V_{GS} (R_D // R_L)}{V_{GS} (1 + g_m R_{S_{ca}})}$$

$$\text{como } A_v = -2 \Rightarrow$$

$$2 + 2g_m R_{S_{ca}} = \frac{g_m R_D R_L}{R_D + R_L} \Rightarrow$$

$$R_{S_{ca}} = \frac{g_m R_D R_L - 2R_D - R_L}{2g_m R_D + 2g_m R_L} \Rightarrow$$

$$R_{S_{ca}} = 1.859\text{K}$$

Si nos remitimos al circuito de la figura 19, se deduce que $R_{S1} = R_{S_{ca}} = 1.859\text{K}\Omega$ y $R_{S2} = R_{S_{cd}} - R_{S1} = 541\Omega$.

DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DRAIN COMÚN

Se tiene que especificar las siguiente cantidades: ganancia de corriente (A_i), resistencia de carga (R_L) y V_{DD} . Se puede especificar la resistencia de entrada (R_{ent}) en lugar de la ganancia de corriente (A_i). Con A_i (o R_{ent}) especificados, se tienen tres ecuaciones (dos ecuaciones de lazo y la ecuación para A_i) con tres incógnitas, R_1 , R_2 y R_S . Ver figura 21.

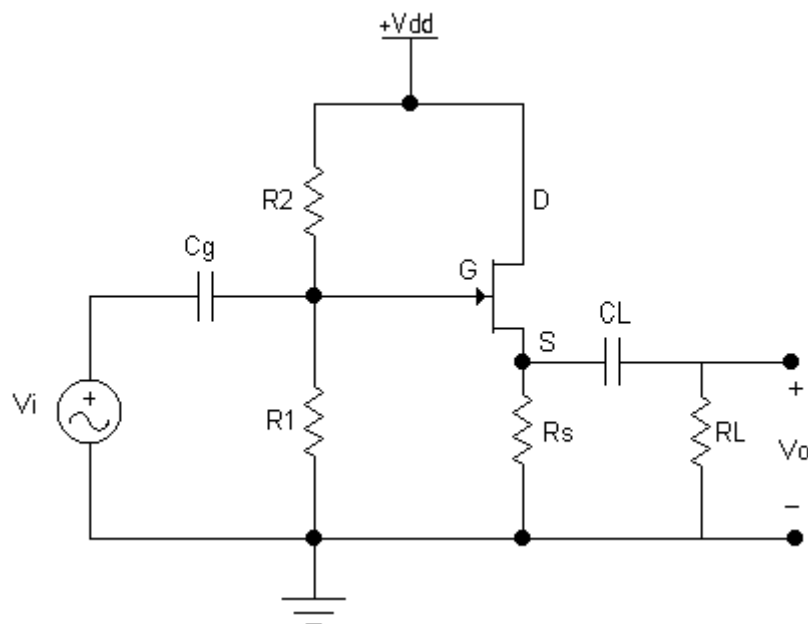


Figura 21. Amplificador JFET Drain Común.

Si se especifican tanto R_{ent} como A_i , se tienen cuatro ecuaciones y sólo tres incógnitas. Con una ecuación más que el número de incógnitas, en general no es posible encontrar una solución sin modificar el circuito. En dichos casos, se introduce un condensador de paso a

través de una porción de R_S , como se muestra en la figura 22. Con ese cambio, se tienen cuatro incógnitas, R_1 , R_2 , R_{S1} y R_{S2} , por lo que el circuito se puede resolver.

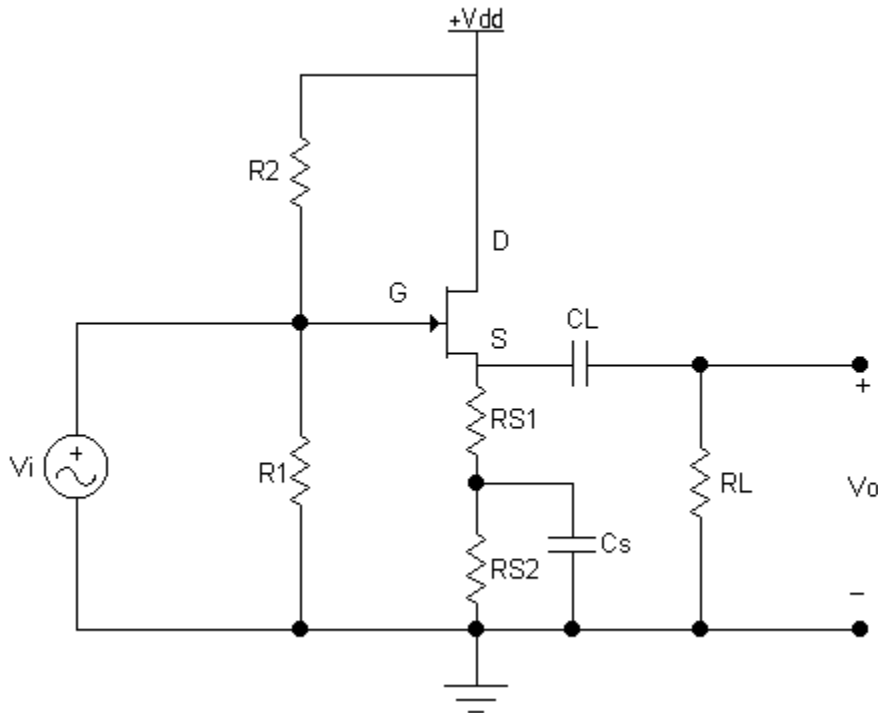


Figura 22. Amplificador Drain Común, con condensador de paso.

Paso 1. Seleccione un punto Q en el centro de las curvas características del FET. Este paso determina V_{DSQ} , V_{GSQ} , I_{DQ} y g_m .

Paso 2. Escriba la ecuación alrededor del lazo drenaje a fuente.

$$V_{DD} = V_{DSQ} + R_S I_{DQ} \quad (18)$$

de la cual se encuentra el valor de R_S para R_S ,

$$R_{S_{cd}} = \frac{V_{DD} - V_{DSQ}}{I_{DQ}} \quad (19)$$

Paso 3. Encuentre R_{Sca} , de la ecuación que obtenga de ganancia de corriente, donde $R_G = R_{ent}$. Si se especifica la resistencia de entrada, hágase $R_{Sca} = R_{Scd} = R_S$ y calcúlese la resistencia de entrada mediante la ecuación que despeja a R_{Sca} en función de la A_i . Si la resistencia de entrada no es suficientemente grande, puede ser necesario cambiar la ubicación del punto Q.

Si se especifica R_{ent} , es necesario calcular R_{Scd} de la ecuación (19) y R_{Sca} de la ecuación que despeja a R_{Sca} en función de la A_i . En esos casos, R_{Sca} es diferente de R_{Scd} , por lo que se provoca un cortocircuito en parte de R_S con un condensador.

Paso 4. Determine V_{GG} utilizando la ecuación

$$V_{GG} = V_{GSQ} + I_{DQ} R_S$$

No se produce inversión de fase en un amplificador FET fuente-seguidor y, por lo general, V_{GG} es de la misma polaridad que la fuente de alimentación.

Paso 5. Determine los valores de R_1 y R_2 de las ecuaciones (16) y (17), y recuérdese que $R_{Scd}=R_{S1}+R_{S2}$ y $R_{Sca}=R_{S1}+R_{S2}$ (figura 24). Por otra parte, si R_{Sca} es mayor que R_{Scd} , el punto Q se debe cambiar de posición.

EJEMPLO

Diseñe un amplificador JFET Drain Común con las siguientes características: $A_i=12$, $R_L=400\Omega$, $I_{DSS}=20mA$, $V_p=-6.67V$ y $V_{DD}=12V$.

Se selecciona el punto Q como sigue, ya que esta la zona del centro de las curvas características del FET:

$$I_{DQ} = \frac{I_{DSS}}{2} = 10mA,$$

$$V_{DSQ} = \frac{V_{DD}}{2} = 6V,$$

$$V_{GSQ} = (0.3)(-6.67) = -2V,$$

$$g_m = \frac{1.42I_{DSS}}{V_p} = 4.26mS$$

De la figura 21 se obtiene:

$$V_{DD} = V_{DSQ} + R_s I_{DQ} \Rightarrow$$

$$R_s = \frac{12V - 6V}{10mA} = 600\Omega$$

Ahora se halla el circuito equivalente de la figura 21, el cual se muestra en la figura 23, para obtener la A_i en función de R_G y poder despejar esta última:

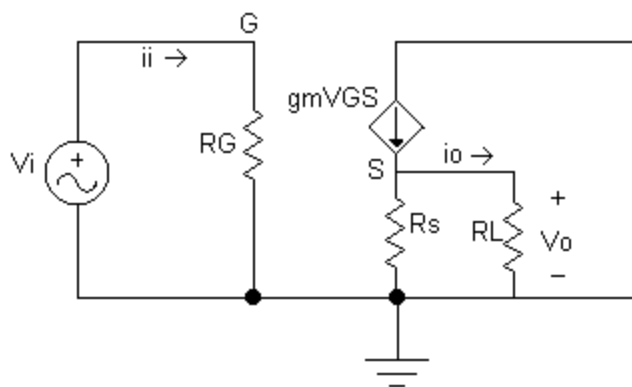


Figura 23. Circuito equivalente de la figura 21.

$$V_i = V_{GS} + V_o,$$

$$V_o = g_m V_{GS} (R_s // R_L) \Rightarrow$$

$$V_i = V_{GS} + g_m V_{GS} (R_s // R_L) \Rightarrow$$

$$V_i = V_{GS} (1 + g_m (R_s // R_L)),$$

$$\text{y como } i_i = \frac{V_i}{R_G} \Rightarrow$$

$$i_i = \frac{V_{GS} (1 + g_m (R_s // R_L))}{R_G},$$

$$\text{y ya que } i_o = \frac{V_o}{R_L} = \frac{g_m V_{GS} (R_s // R_L)}{R_L} \Rightarrow$$

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{g_m (R_s // R_L) R_G}{R_L (1 + g_m (R_s // R_L))} \Rightarrow$$

$$R_G = A_i \frac{R_L (1 + g_m (R_s // R_L))}{g_m (R_s // R_L)} = 9.5K$$

De la siguiente ecuación se tiene:

$$V_{GG} = V_{GSQ} + I_{SQ} R_s \Rightarrow$$

$$V_{GG} = -2V + 10mA(600\Omega) \Rightarrow$$

$$V_{GG} = 4V$$

Por ultimo se despeja R1 y R2 de las ecuaciones (16) y (17), por lo tanto:

$$R1 = \frac{R_G}{1 - \frac{V_{GG}}{V_{DD}}} = 14.25K,$$

$$R2 = \frac{R_G V_{DD}}{V_{GG}} = 28.5K$$

BIBLIOGRAFIA

<http://ieee.udistrital.edu.co/concurso/electronica2/disenio.htm>