

Transistores unipolares de efecto de campo

Los transistores unipolares de efecto de campo o FET fueron los precursores del gran avance de la electrónica, al posibilitar la producción en grandes cantidades de este tipo de dispositivos.

Gracias a las mejoras que aportó respecto de los transistores bipolares, se pudieron realizar circuitos más rápidos, económicos y fiables. A principios de la década de los 50 nada hacía presagiar el influyente elemento que ideó W. B. Shockley.

Durante su evolución, han pasado desde los originales JFET, MESFET, NMOS–PMOS, hasta los actuales y versátiles CMOS.

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.

Contenido

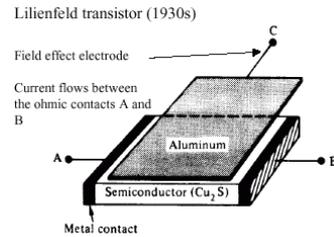
- 6.1 Reseña histórica
- 6.2 Conceptos básicos
- 6.3 El JFET. Constitución y funcionamiento
- 6.4 La transconductancia en un JFET
- 6.5 Modelo en pequeña señal del JFET
- 6.6 Otros efectos a tener en cuenta en los JFET
- 6.7 Polarización de los JFET
- 6.8 Ejercicios tipo
- 6.9 Problemas propuestos
- 6.10 Bibliografía

6.1 Reseña histórica

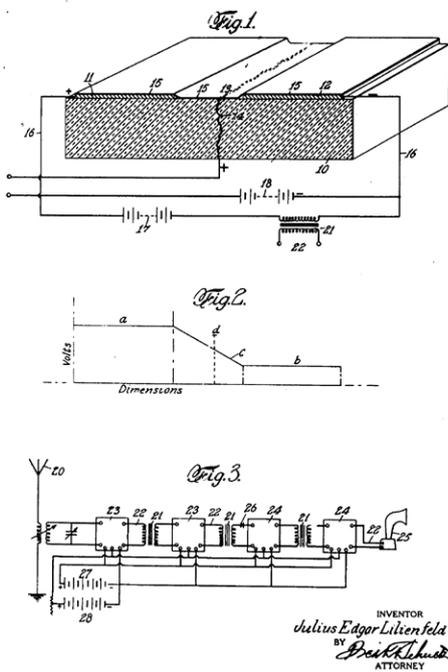


Julius Edgar Lilienfeld (1881-1963), nacido en Polonia y doctorado en física en 1905 en Berlín, emigró a USA en 1927 huyendo del antisemitismo nazi. En octubre de 1926 presentó una patente (1.745.175) como “**Method and apparatus for controlling electric currents**”, que sería el precursor de lo que hoy conocemos como transistor de unión FET, con el propósito

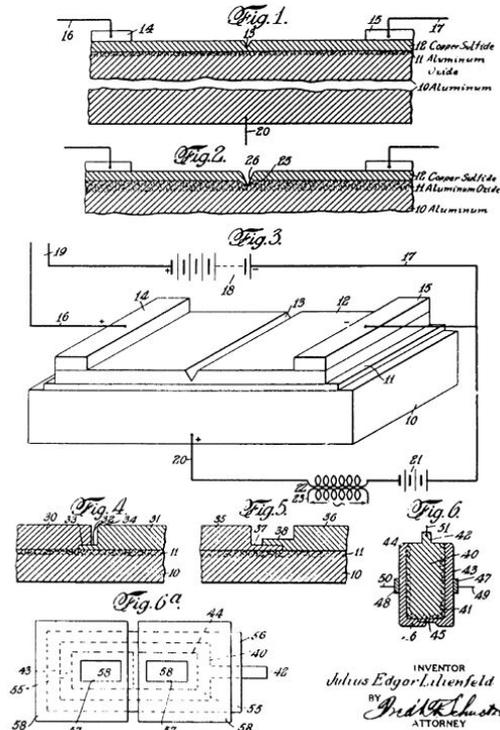
de utilizarle como amplificador. Dada la tecnología existente en aquellos años, no pudo conseguir un dispositivo utilizable para la fabricación industrial.



Jan. 28, 1930. J. E. LILIENFELD 1,745,175
METHOD AND APPARATUS FOR CONTROLLING ELECTRIC CURRENTS
Filed Oct. 8, 1926



March 7, 1933. J. E. LILIENFELD 1,900,018
DEVICE FOR CONTROLLING ELECTRIC CURRENT
Filed March 28, 1928 3 Sheets-Sheet 1



William Bradford Shockley (1910-1989). Físico estadounidense, nació en Londres de padres estadounidenses. Trabajó en los laboratorios de la Compañía Telefónica Bell desde 1936 hasta 1956. Sus investigaciones sobre los semiconductores le llevaron al desarrollo del transistor en 1948. Por esta investigación compartió en 1956 el **Premio Nobel de Física** con sus asociados John Bardeen y Walter H. Brattain. Posteriormente, Shockley desarrolló sus investigaciones para el perfeccionamiento de los transistores, que culminaron con la invención en 1952 del **transistor unipolar de efecto de campo**. Este fue el paso más importante para la fabricación de dispositivos en masa y a bajo coste. Recuérdese que los primeros transistores se realizaban a mano y de forma individual. Conjuntamente con otros hechos, en 1956, año en que fue nombrado director de la Shockley Transistor Corporation en Palo Alto, California, empezó a gestarse lo que hoy en día es Silicon Valley. La historia cuenta que la invención del transistor, denominado entonces “**Point contact germanium transistor**”, ocurrió el año 1948 sin embargo, fue el **16 de Diciembre de 1947** cuando Shockley, Bardeen y Brattain descubrieron este efecto. Dadas las especiales fechas, no se publicaron las investigaciones y logros conseguidos hasta meses después, tiempo que aprovecharon los “Bell Laboratories” para patentar estas ideas.

Recuérdese que los primeros transistores se realizaban a mano y de forma individual. Conjuntamente con otros hechos, en 1956, año en que fue nombrado director de la Shockley Transistor Corporation en Palo Alto, California, empezó a gestarse lo que hoy en día es Silicon Valley. La historia cuenta que la invención del transistor, denominado entonces “**Point contact germanium transistor**”, ocurrió el año 1948 sin embargo, fue el **16 de Diciembre de 1947** cuando Shockley, Bardeen y Brattain descubrieron este efecto. Dadas las especiales fechas, no se publicaron las investigaciones y logros conseguidos hasta meses después, tiempo que aprovecharon los “Bell Laboratories” para patentar estas ideas.

6.2 Conceptos básicos

Después de la invención del transistor, sucedieron rápidamente diferentes hechos que culminaron con la realización del transistor JFET por parte de Shockley. Éste, trabajando en secreto en el Laboratorio de su empresa, alejado de sus colegas Bardeen y Brattain que siguieron en Bell Laboratories, pretendía idear un dispositivo que se pudiese fabricar a nivel industrial, y no como hasta entonces que cada *transistor de punta de contacto* de Germanio se realizaba a mano. Tras unos años de ferviente investigación, aparecieron en el mercado diferentes dispositivos, más o menos relacionados entre sí, que solucionaron el inconveniente de la fabricación en grandes series.

Se podría considerar como válida la clasificación siguiente, a efectos de las diferentes familias que se obtuvieron.

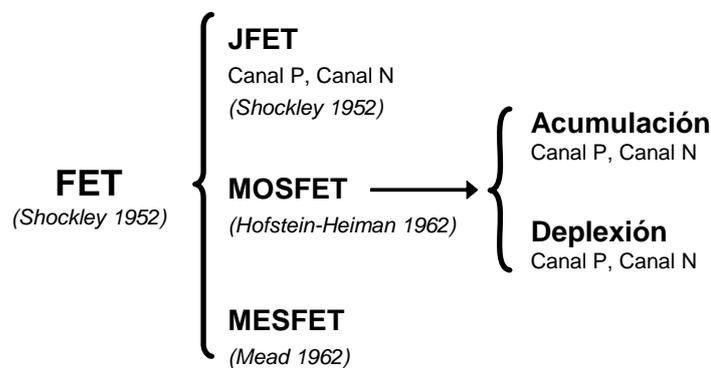


Figura 6.1: Clasificación constructiva de transistores

Estos dispositivos han sido los artífices de los circuitos digitales de alta velocidad y bajo consumo. Probablemente no existirían microprocesadores con las prestaciones actuales si no se hubiera desarrollado la tecnología MOS. En la actualidad se dispone de transistores de metal semiconductor *MESFET* y de arseniuro de Galio *GASFET* para aplicaciones de muy alta frecuencia. De igual manera para aplicaciones de potencia nació el FET de estructura vertical o VMOS.

6.3 El JFET. Constitución y funcionamiento

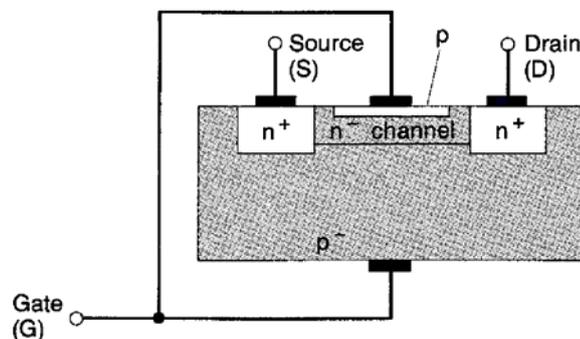


Figura 6.2: Distribución de las zonas de dopado del JFET

Constructivamente, el transistor unipolar de efecto de campo está formado por una sola capa de semiconductor de tipo N^- sobre un sustrato de tipo P^- . Se distingue el canal cuyo dopado es N^- y las conexiones al exterior denominadas *drenador* y *fuelle*, que son del tipo N^+ . Encima del canal, que conecta drenador y fuente, se ha difundido una capa adicional de tipo P . Las dos zonas dopadas tipo P se conectan conjuntamente y se llama terminal de *puerta*.

Su funcionamiento es algo diferente al del BJT. Como en cualquier unión P-N se forma una zona de agotamiento entre la puerta y el canal, debida a la recombinación producida durante la unión metalúrgica de ambas zonas. Si aplicamos tensión a algunos terminales del JFET, se producen ciertos fenómenos que nos resultarán de utilidad.

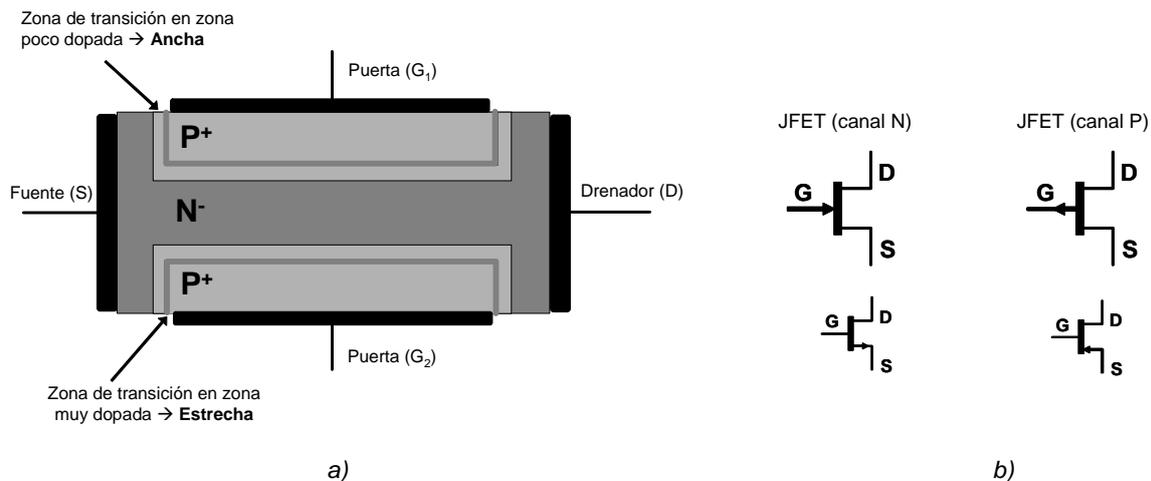


Figura 6.3: a) Zonas de dopado cercanas al canal, b) Símbolos esquemáticos del JFET

Si interconectamos los terminales puerta-fuente a masa y además, el drenador a una tensión positiva, obtendremos una tensión inversa aplicada a la zona de agotamiento entre drenador-puerta con una corriente de circulación pequeña. Por otro lado, si variamos esta tensión V_{DS} , provocaremos un cambio de tamaño de la zona de agotamiento y con ello la anchura del canal. Es decir, con esta técnica podremos *controlar la conductividad del canal*.

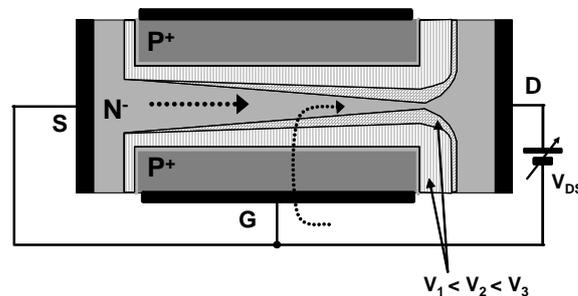


Figura 6.4: Crecimiento de las zonas de transición

Si continuamos aumentando la tensión de drenador, se agrandará más aún la zona de agotamiento, pudiendo suceder la estrangulación completa del canal.

Como el canal es de un único tipo de material, tendrá una resistencia determinada en función de la tensión que apliquemos (Evolución lineal). La curva que obtendríamos en estas condiciones está representada en la figura siguiente. En la cual, se muestra un comportamiento lineal, hasta que alcancemos ciertos valores de tensión en los cuales el crecimiento de corriente deja de ser proporcional. Este fenómeno se debe al estrechamiento del canal y consiguiente aumento de la resistencia del mismo (Evolución real).

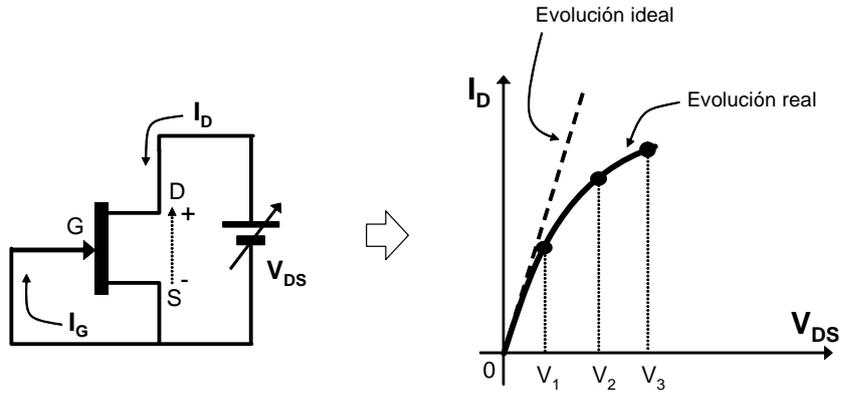


Figura 6.5: Zona óhmica de funcionamiento del JFET

Esta zona de comportamiento casi lineal, es parte de la curva característica del JFET, y es la que nos ofrece la posibilidad de utilizarle como resistencia variable con la tensión. A esta zona se le conoce como *zona óhmica* del JFET.

La otra corriente de circulación por el JFET de este montaje, corresponde con la corriente de puerta I_G , que es muy reducida, ya que corresponde con la corriente de pérdidas de una unión p-n inversamente polarizada. Por tanto, el error es mínimo si consideramos que la corriente de fuente es igual a la corriente de drenador ($I_S = I_D$).

Como se ha comentado, si continuamos aumentando la tensión V_{DS} y ésta alcanza cierto valor, el estrechamiento del canal se convierte en estrangulamiento del mismo. La tensión a la que esto sucede se llama *tensión de estrangulamiento* o "pinch off", V_P . Recordemos que, a través del canal siempre circulan portadores mayoritarios, que lo hacen por arrastre y debido al campo eléctrico creado por la tensión externa aplicada. Por tanto, la conducción en los JFET se debe a *portadores mayoritarios* no como en los BJT's.

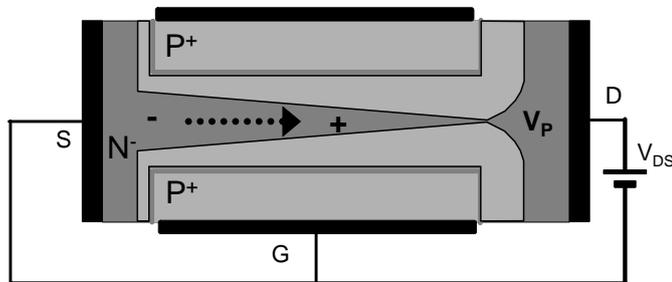


Figura 6.6: Tensión de estrangulamiento del canal, V_P

En estas circunstancias de estrangulamiento del canal, se esperaría que no pasasen portadores, sin embargo no es así. Circula una corriente de saturación y que es debida a portadores altamente energéticos que son capaces de atravesar la zona de agotamiento.

Además, la corriente será constante a partir de ese momento y se llama *corriente drenador-fuente de saturación*, I_{DSS} .

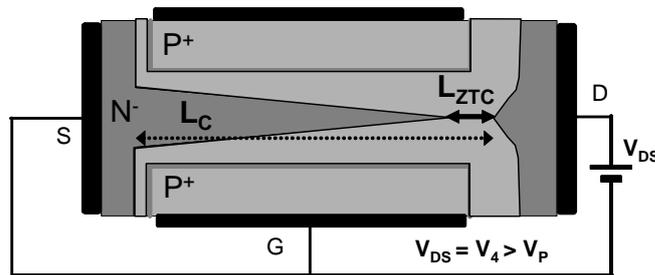


Figura 6.7: Comienzo de la zona de saturación

Esto se debe a que, al aplicar una tensión superior a la de estrangulamiento del canal, la zona de contacto o de transición del canal, L_{ZTC} , no crece proporcionalmente y, comparándola con la longitud total del canal es pequeña, L_C .

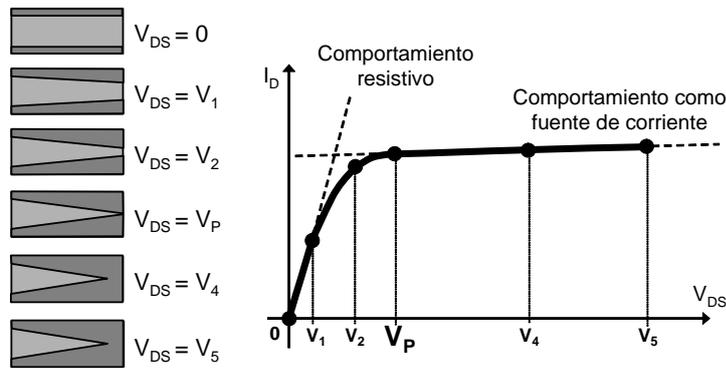


Figura 6.8: Modos de funcionamiento del JFET

A esta situación se la conoce como *hipótesis del canal largo*. Durante la cual, si continuamos aumentando la tensión de drenador, al permanecer la longitud del canal casi constante, la corriente no aumentará, obteniéndose de esta forma la citada corriente I_{DSS} .

Resumiendo, existen dos modos de trabajo en el JFET, el lineal u óhmico inicialmente y el de saturación posteriormente. Figura 6.8.

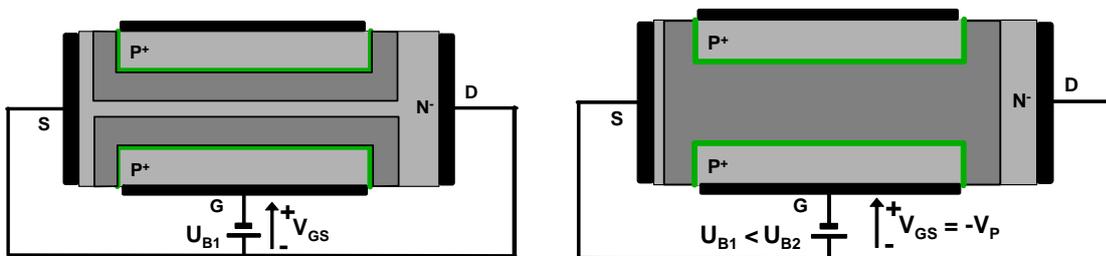


Figura 6.9: Efecto que provoca V_{GS} sin aplicación de V_{DS}

Si ahora anulamos la tensión V_{DS} y aplicamos la tensión V_{GS} hasta que alcance un valor negativo suficientemente grande, la zona de transición invade igualmente la totalidad del

canal, provocando su estrangulación. Este valor coincide con la *tensión de estrangulamiento del canal*, V_P , pero con el signo cambiado. Figura 6.9.

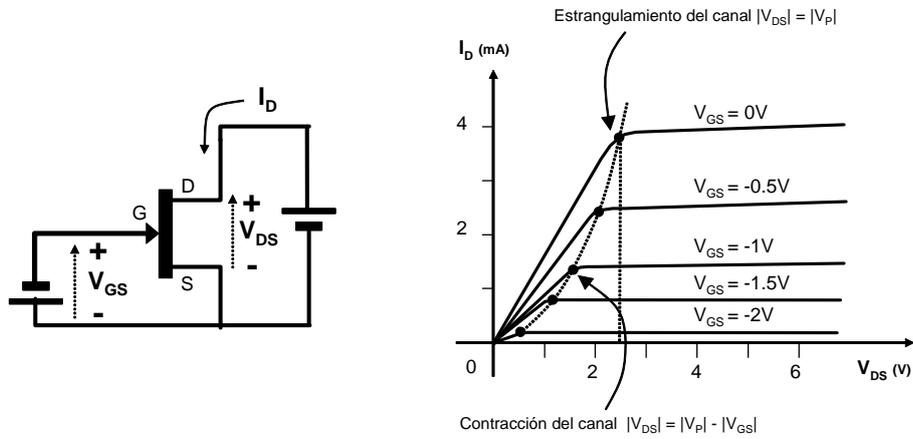


Figura 6.10: Curvas reales de salida del JFET Canal N

Si aplicamos las dos tensiones anteriores de forma simultánea, por un lado la tensión V_{GS} menor que cero y vamos aumentando la tensión V_{DS} , observamos que estrangulamos el canal a una tensión menor que con cada tensión por separado. A este fenómeno se le conoce como *contracción o estrechamiento del canal*.

Con el canal contraído, la estrangulación se produce a una tensión de

$$|V_{DS}| = |V_P| - |V_{GS}| \tag{6.1}$$

Si mantenemos el valor de V_{DS} y seguimos aumentando la tensión inversa V_{GS} , llegará un momento en el que estrangularemos completamente el canal. A partir de estos valores ya no habrá portadores suficientemente energéticos para atravesar la zona de agotamiento y el JFET estará cortado completamente. La tensión de puerta a la que se estrangula el canal completamente se llama *tensión de corte o extinción del JFET*, $V_{GS(OFF)}$.

$$|V_{GS(OFF)}| = |V_P| \tag{6.2}$$

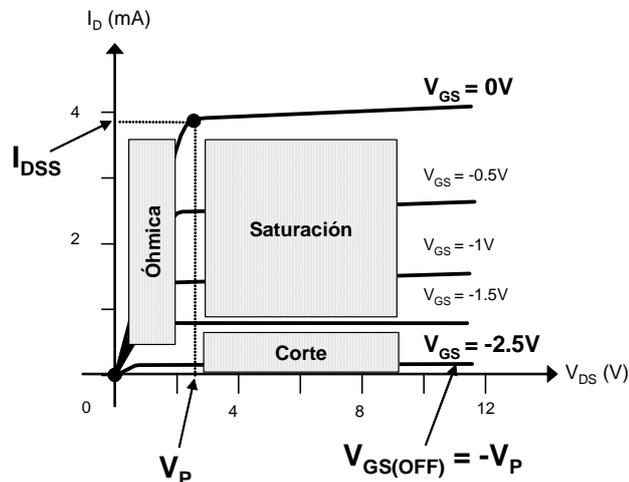


Figura 6.11: Zonas de trabajo y puntos conocidos del JFET Canal N

La ecuación empírica para obtener los valores de I_D en la zona de saturación se rige por la ecuación general para canal N o canal P, es decir

$$I_D = I_{DSS} \left(\frac{|V_P| - |V_{GS}|}{|V_P|} \right)^2 = I_{DSS} \left(1 - \frac{|V_{GS}|}{|V_P|} \right)^2$$

$$\boxed{I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{|V_{GS}|}{|V_{GS(OFF)}} \right)^2} \quad (6.3)$$

$$I_D^2 \frac{(R_S^2 I_{DSS})}{V_{GS(off)}^2} - I_D \left(1 + \frac{2 R_S I_{DSS}}{|V_{GS(off)}|} \right) + I_{DSS} = 0$$

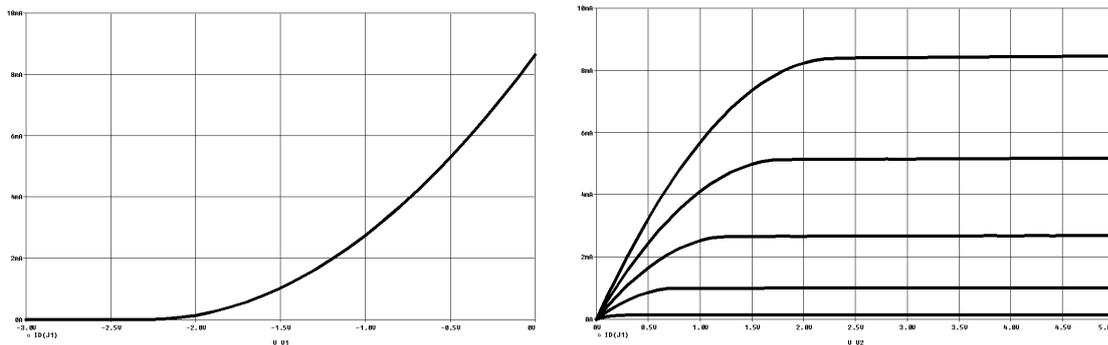
Al obtener dos resultados de esta ecuación deberemos tomar el que tenga sentido físico. Uno de los valores suele superar I_{DSS} . En otras ocasiones, obtenemos un valor de V_{GS} inferior a V_{GSoff} , para Canal N, lo cual tampoco tiene sentido físico.

Esta ecuación también se puede transformar en

$$\frac{I_D}{I_{DSS}} \approx \left(1 - \frac{|V_{GS}|}{|V_{GS(OFF)}|} \right)^2 \quad (6.4)$$

Que se conoce como *ecuación de Shockley* para el JFET.

En la mayoría de las hojas de los fabricantes aparecen los valores de I_{DSS} y $V_{GS(OFF)}$, con lo cual resulta sencillo dibujar la curva de transferencia de un JFET si no disponemos de la misma. Figura 6.12a.



a) Característica de transferencia

b) Curvas de drenador

Figura 6.12: Curvas del BF245B. JFET canal N

6.4 La transconductancia en un JFET

Los transistores BJT sustituyeron a las válvulas de vacío por su capacidad para amplificar/controlar mediante tensiones/corrientes pequeñas grandes cantidades de tensión o

corriente. Esta idea estaba expresada en los transistores bipolares mediante la ganancia de corriente en directa (β , h_{fe}), que como se recordará estaba definida como $\partial I_C / \partial I_B$.

Para obtener una medida de la amplificación posible con un JFET y poder compararla con la de los BJT, se introduce el parámetro g_m , que es la *transconductancia en directa*. Por definición, relaciona el cambio en la corriente de drenador y la tensión puerta-fuente. Esto se puede expresar como

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \approx \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \Bigg|_{V_{DS} = \text{Constante}} \quad (6.5)$$

Desarrollando esta ecuación, nos queda

$$g_m = \frac{\partial}{\partial V_{GS}} \left(I_{DSS} \left(1 - \frac{|V_{GS}|}{|V_{GS(OFF)}|} \right)^2 \right) = \frac{2 \cdot I_{DSS}}{|V_{GS(OFF)}|} \left(1 - \frac{|V_{GS}|}{|V_{GS(OFF)}|} \right) \quad (6.6)$$

Como se aprecia, la transconductancia o g_m , no permanece constante, ya que, es dependiente de la tensión V_{GS} . Su medida es el Siemens, aunque en la práctica, dado su pequeño valor, se emplea el μ Siemens o μ S.

Si definimos la transconductancia cuando la tensión $V_{GS} = 0$, nos queda

$$g_{m0} = - \frac{2 \cdot I_{DSS}}{V_{GS(OFF)}} \quad (6.7)$$

Como se comentó anteriormente, los datos para obtener g_{m0} , aparecen en la tabla de datos de los fabricantes, y es un valor constante.

La transconductancia quedaría entonces como

$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(OFF)}} \right) \quad (6.8)$$

Otro dato que se utiliza en el cálculo del JFET es la *resistencia dinámica en inverso*, r_{DS} , que se define como el inverso de la pendiente de la curva I_D y V_{DS} en la región de saturación, esto es

$$\frac{1}{r_{DS}} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \approx \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{DS}} \Bigg|_{V_{GS} = \text{Constante}} \quad (6.9)$$

Como la pendiente de esta curva es muy pequeña en la región de saturación, r_{DS} es grande. Figura 6.12b. Dado su alto valor, en los cálculos no simulados, este parámetro se suele despreciar.

6.5 Modelo en pequeña señal del JFET

Con la misma idea de linealización en torno al punto de trabajo de un BJT, en un JFET se sigue un procedimiento similar. Teniendo en cuenta que en un JFET $I_G \cong 0$, la ecuación de la corriente que tiene efecto es únicamente I_D , ya que $I_D = I_S$. Por tanto, la ecuación de partida para obtener el modelo es la siguiente

$$I_D = g_m V_{GS} + \frac{V_{DS}}{r_{DS}} \quad \rightarrow \quad I_D + \Delta I_D = g_m (V_{GS} + \Delta V_{GS}) + \frac{(V_{DS} + \Delta V_{DS})}{r_{DS}}$$

Tomando únicamente los incrementos, nos queda

$$\Delta I_D = g_m \Delta V_{GS} + \frac{1}{r_{DS}} \Delta V_{DS}$$

o bien, sustituyendo los incrementos por letras minúsculas para c.a., nos queda

$$i_D = g_m v_{GS} + \frac{1}{r_{DS}} v_{DS} \tag{6.11}$$

Esta ecuación conduce al circuito equivalente para c.a. mostrado en la figura 6.13a. Debido a que r_{DS} es muy grande, por lo general se puede utilizar el circuito simplificado de la figura 6.13b para determinar el funcionamiento en la región activa (zona de saturación) de un JFET. Nótese que la entrada está abierta ($I_G = 0$). La ecuación anterior se reduce entonces a

$$i_D = g_m v_{GS} \tag{6.12}$$

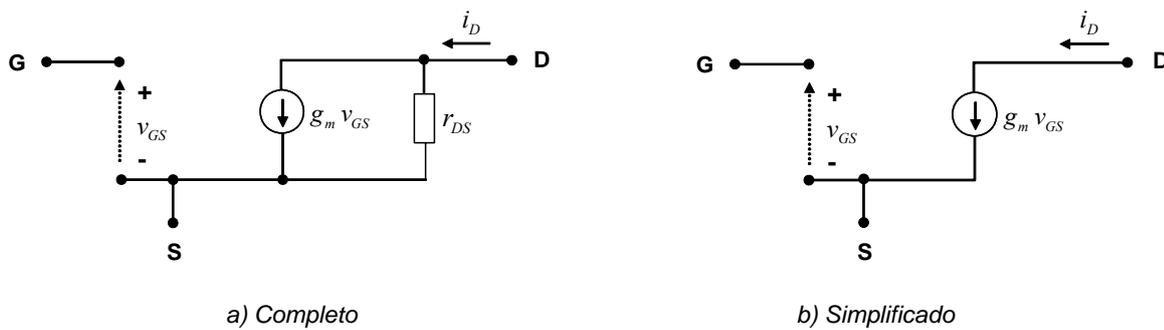


Figura 6.13: Modelo equivalente en pequeña señal de un JFET

Si partimos de los circuitos equivalentes de un BJT y un JFET y deseamos comparar las ganancias de tensión entre ambos, nos queda



$$A_v (BJT) = \frac{V_{Out}}{V_{In}} = -\frac{\beta i_B}{r_\pi i_B} r_{POL} = \frac{\beta}{r_\pi} r_{POL} \approx \frac{200}{3000} = 0.06 \text{ (décimas)}$$

$$A_v (JFET) = \frac{g_m V_{GS}}{V_{GS}} r_{POL} = g_m r_{POL} \approx \frac{2 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{6} \left(1 - \frac{3}{6}\right) = 0.0016 \text{ (centésimas)}$$

Es decir, los transistores BJT están más indicados para utilizarlos como amplificadores que los JFET.

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> • Son dispositivos con alta impedancia de entrada ($10^7\Omega$ a $10^{12}\Omega$). Debido a esto, se prefieren los FET a los BJT para la etapa de entrada de un amplificador. Puede ser utilizado como almacenador de carga. • Generan un nivel de ruido menor. Son más estables con la temperatura y más pequeños que los BJT. • Se comportan como resistencias variables controladas por tensión para valores pequeños de tensión drenador-fuente. • Al tener una $R_{DS(ON)}$ baja, los FET de potencia pueden disipar una potencia mayor y conmutar corrientes grandes. 	<ul style="list-style-type: none"> • Exhiben una respuesta en frecuencia pobre, debido a la alta capacidad de entrada. • Algunos tipos de FET presentan una linealidad muy pobre. • Se pueden dañar al manejarlos, por electricidad estática, debido a la puerta aislada que poseen.

Tabla 6.1: Ventajas e inconvenientes de los JFET

6.6 Otros efectos a tener en cuenta en los JFET

Afectación con la temperatura

Al igual que otros semiconductores, el JFET se ve afectado por la temperatura, aunque algo menos que los BJT, por tanto, debemos conocer estas variaciones para evitar que afecten al punto de funcionamiento de nuestros diseños. Los dos principales efectos producidos por la temperatura en los JFET son

- Un incremento de temperatura provoca una *disminución de la zona de agotamiento*, lo que provoca un aumento de la anchura del canal. Es decir, aumenta la corriente de drenador.
- Una disminución de la temperatura provoca una *reducción de la movilidad de los portadores mayoritarios*.

El primer efecto hace que la corriente I_D aumente con la temperatura, o dicho de otra manera, que $V_{GS(OFF)}$ aumente con la temperatura. Típicamente, $V_{GS(OFF)}$ tiene un coeficiente de temperatura de $+2.2\text{mV}/^\circ\text{C}$.

Por parte del segundo efecto, al reducirse la movilidad de los portadores por la disminución de la temperatura, se reduce la corriente de drenador.

Al producirse estos dos efectos de forma simultánea, significa que existirá un punto de operación en el que se cancelarán y las curvas del JFET no variarán con la temperatura. Esto ocurre para una tensión de puerta V_{GS} para la cual la corriente de drenador no depende de la temperatura. Este fenómeno se observa tanto en las curvas de drenador como en la curva de transconductancia y *es dependiente del modelo de JFET utilizado*. La tensión puerta-fuente a la que sucede este hecho, para el JFET de canal N BF245B, es la siguiente

$$V_{GS} = V_P - 1.3V \quad (6.13)$$

donde V_P es la tensión de estrangulamiento a 25°C. En la siguiente figura se muestra en línea continua las curvas de drenador a 25°C y en línea discontinua a 45°C.

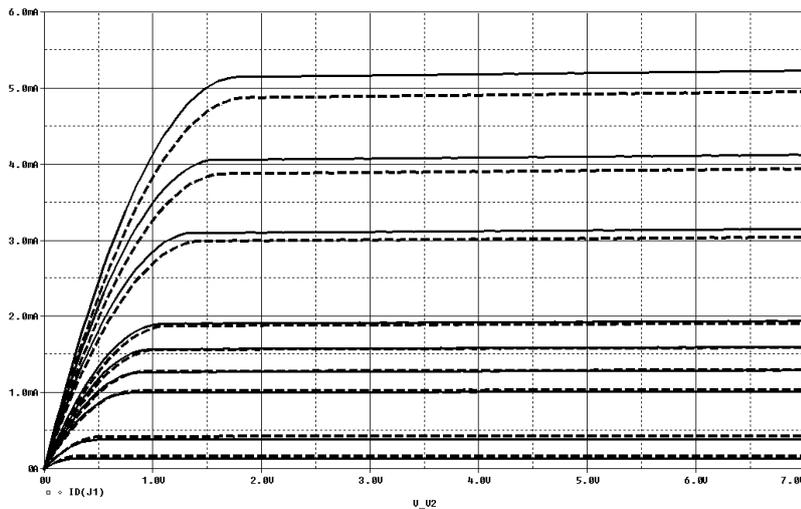


Figura 6.14: JFET BF245B. Efectos de temperatura para 25°C y 45°C

En la figura 6.14, se observa claramente que existe una tensión de puerta-fuente para la cual la corriente de drenador no varía con la temperatura. Además, se muestra un comportamiento de las curvas con coeficiente de temperatura negativo al principio, cero donde desaparece el efecto de temperatura y coeficiente de temperatura positivo para valores cercanos a la extinción del JFET.

Este fenómeno también se observa en las curvas de transconductancia para el mismo JFET a 25°, 55° y 150°C. La línea continua corresponde a 25°C, la punteada a 55°C y la de guiones a 150°C. El punto de corte de las tres gráficas corresponde, aplicando la ecuación 6.13, a una V_{GS} de $1.4V = 2.7V - 1.3V$. Figura 6.15.

Otro parámetro que se ve afectado por la temperatura es la generación de portadores minoritarios en la zona de agotamiento. Estos portadores son los responsables de la corriente de pérdidas de puerta, I_{GSS} . Esta corriente es equivalente a la corriente de puerta estando cortocircuitados drenador y fuente. Al igual que en cualquier otra unión p-n inversamente polarizada, la corriente de conducción en inversa se duplica cada 10°C.

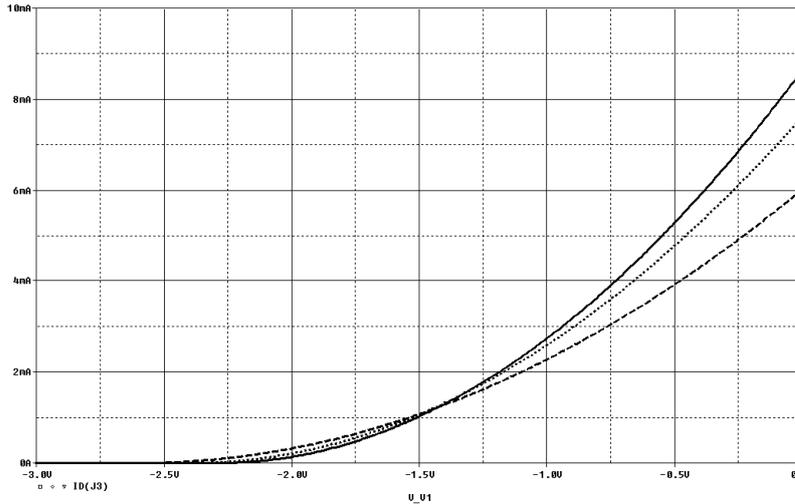


Figura 6.15: JFET BF245B. Efectos de temperatura sobre la curva de g_m

Capacidades parásitas

El transistor de efecto de campo se ve afectado por efectos capacitivos entre sus tres terminales, al igual que sucede en el BJT en menor cuantía. Para el JFET tendremos unas capacidades asociadas con las uniones inversamente polarizadas y que, en función de sus terminales, se denominan C_{dg} y C_{gs} . Por último, existe una capacidad asociada al canal, C_{ds} , que se debe generalmente a la fabricación del componente sobre la oblea.

Los fabricantes suelen medir tres capacidades diferentes a las que acabamos de definir, que son, la capacidad de entrada con la salida en cortocircuito para corriente alterna, C_{iss} o *capacidad de entrada*; la capacidad de salida con la entrada en corto para corriente alterna, C_{oss} o *capacidad de salida* y por último, la capacidad inversa de transferencia o C_{rss} . Los valores típicos de estas capacidades suelen estar entre 1pF y 8pF medidas a 1MHz.

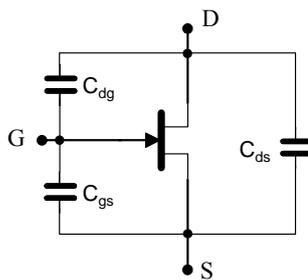


Figura 6.16: Capacidades parásitas de los JFET entre terminales

Se puede deducir fácilmente la relación entre las capacidades existentes entre terminales y las capacidades ofrecidas por los fabricantes. Estas relaciones son

$$C_{dg} = C_{rss}$$

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{dg} = C_{iss} - C_{rss}$$

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{dg} = C_{oss} - C_{rss}$$

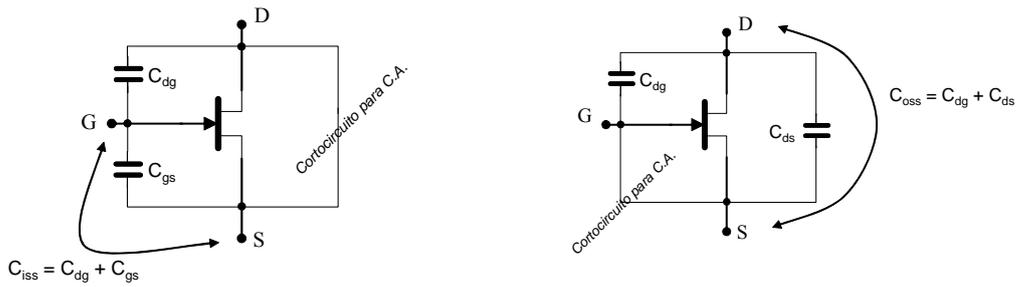


Figura 6.17: Capacidades parásitas de los JFET ofrecidas por los fabricantes

Hoja de características del BF245B

PIN	SYMBOL	DESCRIPTION
1	d	drain
2	s	source
3	g	gate

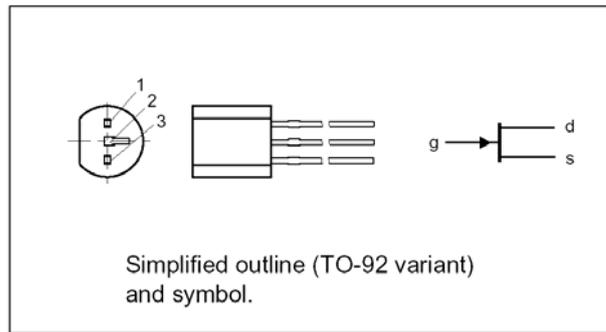


Tabla 6.2: Distribución de terminales de un JFET BF245

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
V_{DS}	drain-source voltage		–	–	± 30	V
V_{GSoff}	gate-source cut-off voltage	$I_D = 10 \text{ nA}; V_{DS} = 15 \text{ V}$	–0.25	–	–8	V
V_{GS0}	gate-source voltage	open drain	–	–	–30	V
I_{DSS}	drain current BF245A BF245B BF245C	$V_{DS} = 15 \text{ V}; V_{GS} = 0$	2 6 12	– – –	6.5 15 25	mA mA mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} = 75 \text{ }^\circ\text{C}$	–	–	300	mW
$ y_{fs} $	forward transfer admittance	$V_{DS} = 15 \text{ V}; V_{GS} = 0;$ $f = 1 \text{ kHz}; T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	3	–	6.5	mS
C_{rs}	reverse transfer capacitance	$V_{DS} = 20 \text{ V}; V_{GS} = -1 \text{ V};$ $f = 1 \text{ MHz}; T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	–	1.1	–	pF

Tabla 6.3: Datos de referencia rápida de un JFET BF245

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{DS}	drain-source voltage		–	± 30	V
V_{GDO}	gate-drain voltage	open source	–	–30	V
V_{GSO}	gate-source voltage	open drain	–	–30	V
I_D	drain current		–	25	mA
I_G	gate current		–	10	mA
P_{tot}	total power dissipation	up to $T_{amb} = 75\text{ }^\circ\text{C}$;	–	300	mW
		up to $T_{amb} = 90\text{ }^\circ\text{C}$; note 1	–	300	mW
T_{stg}	storage temperature		–65	+150	$^\circ\text{C}$
T_j	operating junction temperature		–	150	$^\circ\text{C}$

Tabla 6.4: Valores límite de un JFET BF245

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
$V_{(BR)GSS}$	gate-source breakdown voltage	$I_G = -1\text{ }\mu\text{A}$; $V_{DS} = 0$	–30	–	V
V_{GSoff}	gate-source cut-off voltage	$I_D = 10\text{ nA}$; $V_{DS} = 15\text{ V}$	–0.25	–8.0	V
V_{GS}	gate-source voltage BF245A BF245B BF245C	$I_D = 200\text{ }\mu\text{A}$; $V_{DS} = 15\text{ V}$	–0.4	–2.2	V
			–1.6	–3.8	V
			–3.2	–7.5	V
I_{DSS}	drain current BF245A BF245B BF245C	$V_{DS} = 15\text{ V}$; $V_{GS} = 0$; note 1	2	6.5	mA
			6	15	mA
			12	25	mA
I_{GSS}	gate cut-off current	$V_{GS} = -20\text{ V}$; $V_{DS} = 0$	–	–5	nA
		$V_{GS} = -20\text{ V}$; $V_{DS} = 0$; $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	–	–0.5	μA

Tabla 6.5: Características estáticas de un JFET BF245

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
C_{is}	input capacitance	$V_{DS} = 20\text{ V}$; $V_{GS} = -1\text{ V}$; $f = 1\text{ MHz}$	–	4	–	pF
C_{rs}	reverse transfer capacitance	$V_{DS} = 20\text{ V}$; $V_{GS} = -1\text{ V}$; $f = 1\text{ MHz}$	–	1.1	–	pF
C_{os}	output capacitance	$V_{DS} = 20\text{ V}$; $V_{GS} = -1\text{ V}$; $f = 1\text{ MHz}$	–	1.6	–	pF
g_{is}	input conductance	$V_{DS} = 15\text{ V}$; $V_{GS} = 0$; $f = 200\text{ MHz}$	–	250	–	μS
g_{os}	output conductance	$V_{DS} = 15\text{ V}$; $V_{GS} = 0$; $f = 200\text{ MHz}$	–	40	–	μS
$ y_{fs} $	forward transfer admittance	$V_{DS} = 15\text{ V}$; $V_{GS} = 0$; $f = 1\text{ kHz}$	3	–	6.5	mS
		$V_{DS} = 15\text{ V}$; $V_{GS} = 0$; $f = 200\text{ MHz}$	–	6	–	mS
$ y_{rs} $	reverse transfer admittance	$V_{DS} = 15\text{ V}$; $V_{GS} = 0$; $f = 200\text{ MHz}$	–	1.4	–	mS
$ y_{os} $	output admittance	$V_{DS} = 15\text{ V}$; $V_{GS} = 0$; $f = 1\text{ kHz}$	–	25	–	μS
f_{gfs}	cut-off frequency	$V_{DS} = 15\text{ V}$; $V_{GS} = 0$; $g_{fs} = 0.7$ of its value at 1 kHz	–	700	–	MHz
F	noise figure	$V_{DS} = 15\text{ V}$; $V_{GS} = 0$; $f = 100\text{ MHz}$; $R_G = 1\text{ k}\Omega$ (common source); input tuned to minimum noise	–	1.5	–	dB

Tabla 6.6: Características dinámicas de un JFET BF245

6.7 Polarización de los JFET

Autopolarización

Con esta disposición de resistencias conseguimos polarizar el JFET de una manera sencilla, económica y sin complicaciones en su obtención de valores.

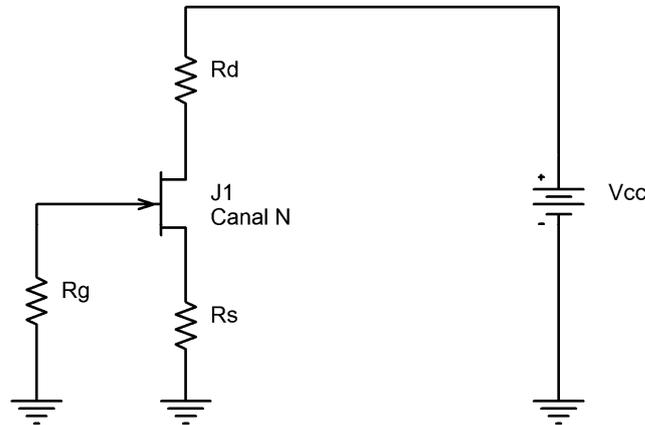


Figura 6.18: Circuito de autopolarización de un JFET

Para obtener la tensión entre puerta y fuente utilizaremos la siguiente ecuación

$$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - (I_D R_S) = -I_D R_S \quad (6.14)$$

Si operamos con la ecuación 6.3, nos queda

$$I_D = I_{DSS} \left(I - \frac{|V_{GS}|}{|V_{GS(OFF)}|} \right)^2 = I_{DSS} \left(I + \left(\frac{V_{GS}}{V_{GS(OFF)}} \right)^2 - 2 \frac{|V_{GS}|}{|V_{GS(OFF)}|} \right)$$

Sustituyendo en esta ecuación los valores de la ecuación 6.14, nos queda

$$I_D = I_{DSS} \left(I + \frac{(I_D R_S)^2}{V_{GS(OFF)}^2} - \frac{2 I_D R_S}{|V_{GS(OFF)}|} \right) \quad (6.15)$$

Resolviendo esta ecuación de segundo grado, obtendremos dos valores de I_D , uno de ellos lo deberemos despreciar, ya que no tendrá sentido físico para el circuito.

Polarización por divisor de tensión

Para mejorar la dispersión de características de los JFET, se puede utilizar la polarización por divisor de tensión, también llamada de cuatro resistencias o, por comparación con la polarización de los BJT, polarización de fuente.

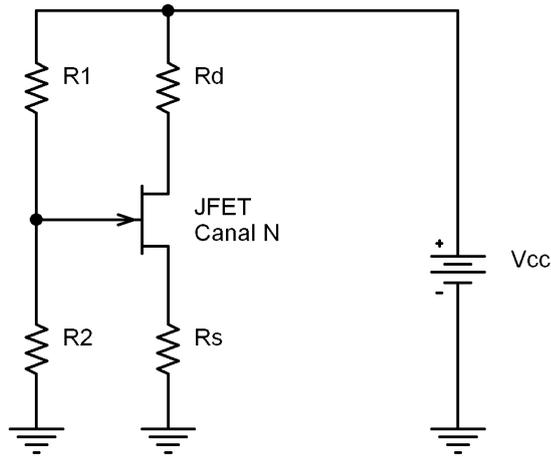


Figura 6.19: Polarización por división de tensión de un JFET

Para calcular esta polarización, seguimos con el procedimiento habitual, es decir, calculamos la tensión puerta-fuente y posteriormente, la corriente de drenador. Por tanto, la tensión V_{GS} valdrá, utilizando el equivalente Thevenin

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_{TH} - I_D \cdot R_S \quad (6.16)$$

Siendo V_{TH}

$$V_{TH} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (6.17)$$

A partir de aquí seguiríamos con el procedimiento habitual de cálculo.

$$I_D^2 \left(\frac{R_S^2 I_{DSS}}{V_{GS(off)}^2} \right) - I_D \left(I + \frac{2 I_{DSS} R_S}{|V_{GS(off)}|} - \frac{2 V_{TH} I_{DSS} R_S}{V_{GS(off)}^2} \right) + \left[I_{DSS} \left(I + \frac{V_{TH}^2}{V_{GS(off)}^2} - \frac{2 V_{TH}}{|V_{GS(off)}|} \right) \right] = 0$$

Para obtener la recta de carga en este circuito utilizaremos la curva de transferencia del JFET. Debido a la dispersión de características de la mayoría de los JFET, nos saldrían dos puntos de trabajo. Según la tabla 6.3, $V_{GS(OFF)}$ puede estar entre dos valores muy diferentes entre sí (-0.25V y -8V). Como es de suponer, esto acarreará dificultades en el cálculo exacto del punto de polarización del circuito. Esta polarización de divisor de tensión atenúa en gran medida esta dispersión, que afecta en mayor medida a las configuraciones de *autopolarización*.

El punto de partida de V_{GS} , con signo positivo, será el valor de la tensión Thevenin en continua, es decir, aplicando la ecuación 6.17. Y el corte con el eje de ordenadas (I_D) será el definido por el valor de $V_{GS} = 0V$ y la resolución de la ecuación 6.16, es decir

$$0 = V_{TH} - I_D \cdot R_S$$

$$I_D = \frac{V_{TH}}{R_S} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{(R_1 + R_2) R_S} \quad (6.18)$$

Desde el punto de vista gráfico, las curvas quedarían de la siguiente manera

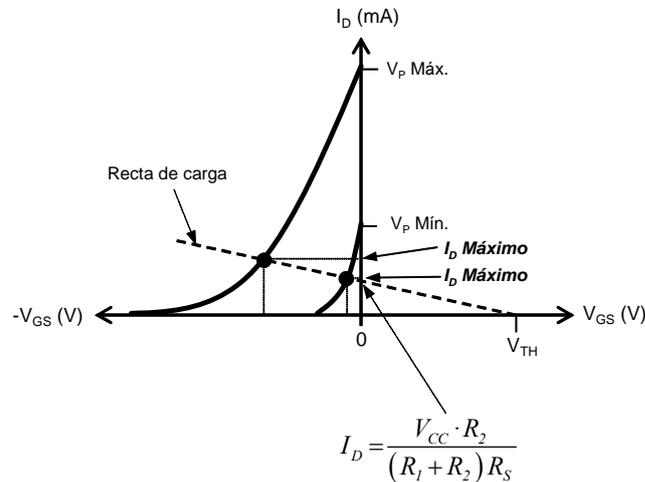


Figura 6.20: Recta de carga y dispersión de características de I_D

Dependiendo de la inclinación de la recta de carga, el corte con las dos curvas de transferencia será mayor o menor. Para esta polarización, como se muestra, la diferencia no es muy acusada, es decir, la estabilidad de la corriente de drenador es de tipo medio.

Fuente de corriente

Esta disposición es bastante sencilla y está basada en la explicación de las propias curvas de JFET sin tensión entre puerta y fuente, es decir con $V_{GS} = 0V$, apartado 6.2. La curva del JFET en estas circunstancias tiene un comportamiento resistivo hasta alcanzar el punto de estrangulamiento o V_P . A partir de aquí la corriente que atraviesa el JFET es prácticamente constante, *hipótesis de canal largo*.

El único cuidado que deberemos tener es mantener la tensión V_{DS} por encima del valor V_P . Este valor de estrangulamiento viene especificado en las hojas de datos del componente como $V_{GS(OFF)}$. Aunque expresado como un valor negativo para un JFET canal N, se tomará la cantidad en positivo, ya que, como se comentó, $V_{GS(OFF)} = -V_P$. La corriente de drenador de saturación I_{DSS} también aparece como dato del fabricante.

Por tanto, teniendo en cuenta la malla de drenador-fuente, el máximo valor que podremos utilizar de R_{Load} será de

$$V_{CC} = R_{Load} \cdot I_{DSS} + V_{DS} = R_{Load} \cdot I_{DSS} + V_P = R_{Load} \cdot I_{DSS} - V_{GS(OFF)}$$

$$R_{Load}_{Máximo} = \frac{V_{CC} - V_P}{I_{DSS}} \quad (6.19)$$

Con lo cual, R_{Load} podrá variar desde cero Ohmios hasta el que se obtenga en la ecuación 6.19 como máximo.

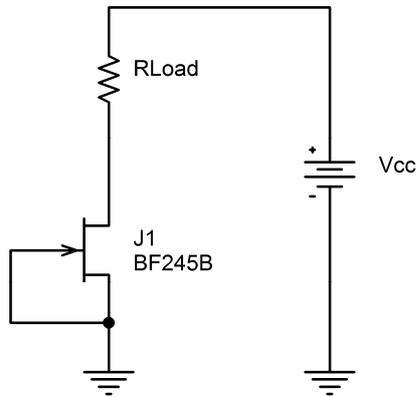


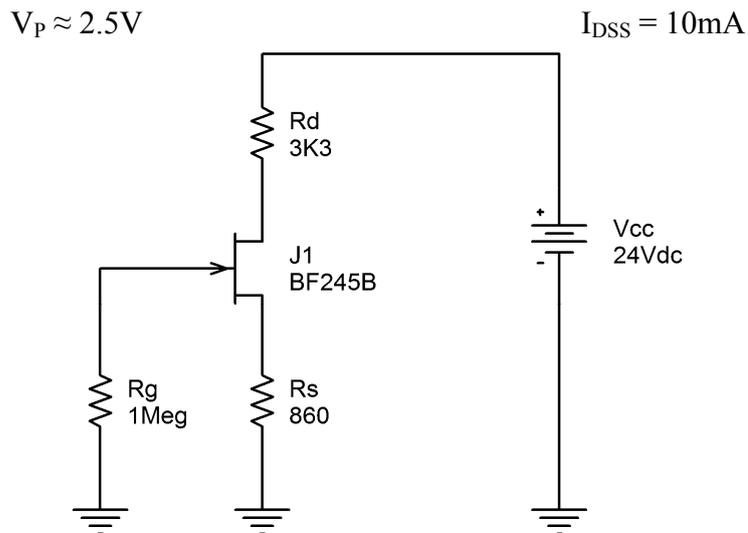
Figura 6.21: Fuente de corriente constante ($I_D = I_{DSS}$)

6.8 Ejercicios tipo

6.8.1 Calcular, para el circuito de autopolarización de la figura, la tensión V_{GS} y el valor de la corriente de drenador.

--- 000 ---

Utilizando las ecuaciones 6.14 y 6.15, podremos calcular la tensión V_{GS} y el valor de I_D . Por otro lado, conocemos los siguientes datos para el BF245B.



Sustituyendo datos en la ecuación 6.15, nos queda

$$I_D = I_{DSS} \left(1 + \frac{(I_D R_S)^2}{(V_{GS(OFF)})^2} - \frac{2 I_D R_S}{V_{GS(OFF)}} \right) = 0.01 \left(1 + \frac{(I_D 860)^2}{2.5^2} - \frac{2 I_D 860}{2.5} \right)$$

$$1183.36 I_D^2 - 7.88 I_D + 0.01 = 0$$

Resolviendo esta ecuación, obtenemos

$$I_{D1} = 4.952 \text{mA}$$

$$I_{D2} = 1.706 \text{mA}$$

Con estos datos, no es posible saber con seguridad cual será el valor con sentido físico y cual no. La mayoría de las veces uno de estos valores supera la corriente de drenador de saturación, $I_{DSS} = 10 \text{mA}$.

Calculando ahora los valores de V_{GS} mediante la ecuación 6.14, nos queda

$$V_{GS1} = -I_D R_S = -0.004952 \cdot 860 = -4.258 \text{V} \quad \times$$

$$V_{GS2} = -I_D R_S = -0.001706 \cdot 860 = -1.467 \text{V} \quad \checkmark$$

El valor de $V_{GS1} = -4.258 \text{V}$ no es posible, ya que supera ampliamente el valor de estrangulamiento del canal, $V_{GSoff} = -2.5 \text{V}$.

Para averiguar el valor de la tensión V_{DS} a la cual el JFET entrará en zona de saturación, teniendo en cuenta la *contracción del canal*, tendremos

$$|V_{DS}| = |V_P| - |V_{GS2}| = 2.5 - 1.467 = \mathbf{1.033 \text{V}}$$

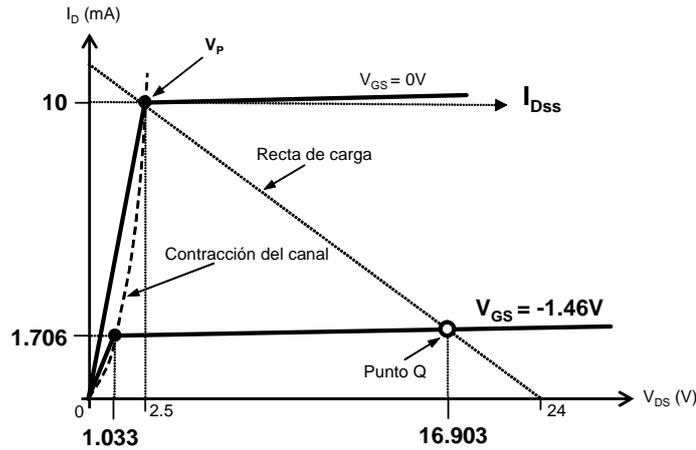
Si operásemos en esta ecuación con el valor de V_{GS1} , obtendríamos un valor de V_{DS} negativo, que igualmente, no tendría sentido en el circuito.

Si calculamos ahora la tensión existente entre drenador-fuente, para averiguar en la zona en la que está trabajando el JFET, al aplicar Kirchoff a la malla de drenador, nos queda

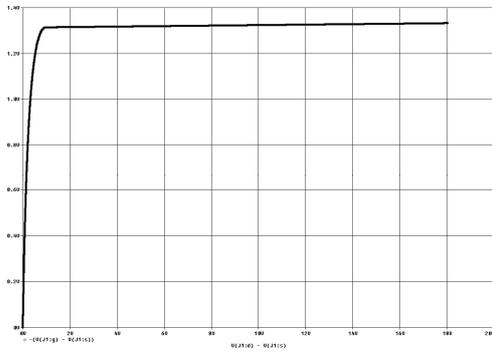
$$V_{DS} = V_{CC} - I_D (R_D + R_S) = 24 - 7.096 = \mathbf{16.903 \text{V}}$$

Este valor es muy superior al de comienzo de zona de saturación, $V_{DS} = 1.033 \text{V}$. Por tanto, el JFET **está trabajando en zona de saturación**.

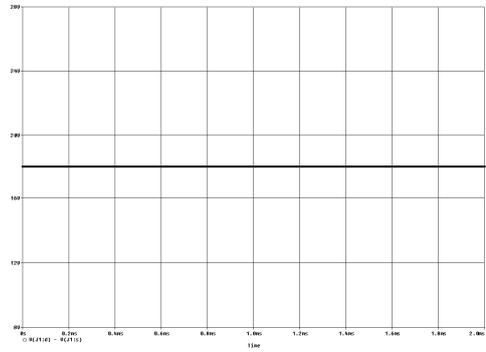
De forma gráfica, sobre las curvas de drenador, los datos del circuito quedarían de la siguiente forma



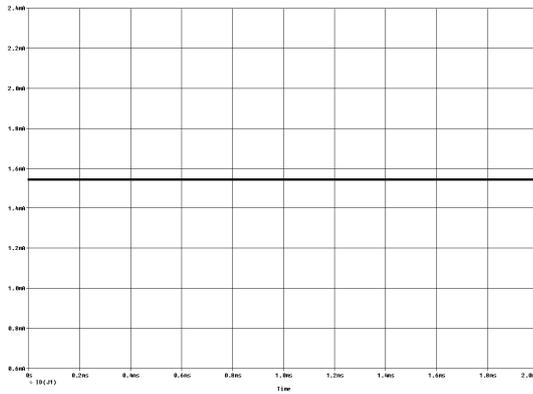
La simulación del circuito ofrece las gráficas siguientes



$V_{GS} = -1.32V$



$V_{DS} = 18V$



$I_D = 1.54mA$

6.8.2 Calcular una fuente de corriente constante de 10mA mediante JFET. Comprobar su funcionamiento para diferentes valores de resistencia de carga.

--- 000 ---

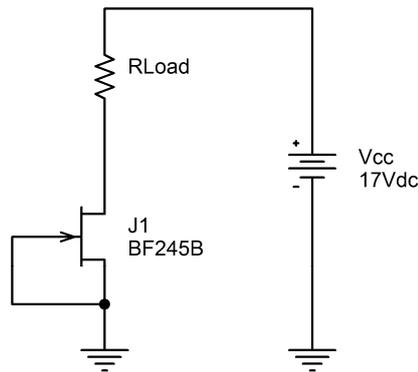
La corriente que será capaz de suministrar corresponde con la corriente de saturación del JFET, I_{DSS} , que para nuestro caso, el fabricante indica un valor de $9.48mA$ (media geométrica de los datos de la tabla 6.3 correspondientes a I_{DSS}).

El único cuidado que deberemos llevar será conseguir una tensión drenador-fuente mayor que la tensión de estrangulamiento, V_P o $V_{GS(OFF)}$, dado que $V_{GS} = 0$.

Utilizando la malla de drenador nos queda

$$V_{CC} = I_D \cdot R_{Load} + V_{DS}$$

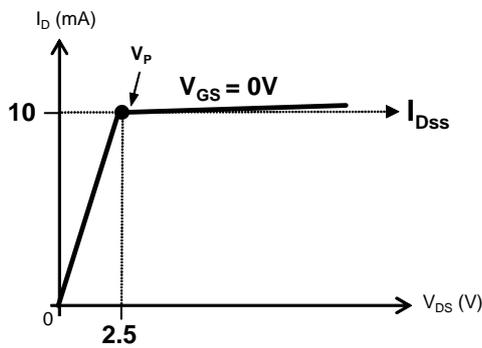
Teniendo en cuenta los datos ofrecidos por el fabricante $V_{DS} = V_P = -V_{GS(OFF)} = 2.5V$, la corriente de saturación $I_{DSS} = 9.48mA$ y lo citado anteriormente. Al sustituir en la ecuación anterior, obtendremos el máximo valor de R_{Load} que podremos utilizar. El valor mínimo será de cero Ohmios.



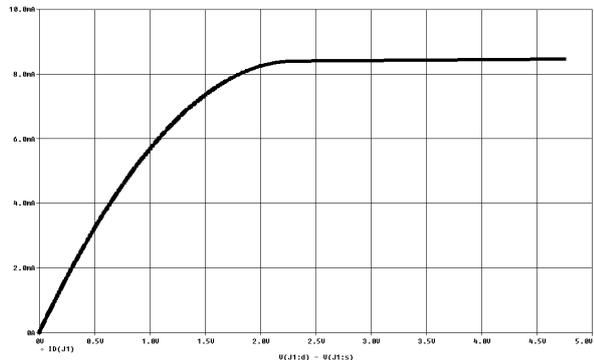
$$R_{Load(Max)} = \frac{V_{CC} - V_{DS}}{I_{DSS}} = \frac{17 - 2.5}{0.00948} = 1530 \Omega$$

Si la resistencia estuviese fijada con anterioridad, podríamos calcular el circuito modificando el valor de la tensión de alimentación.

Al simular el circuito, la gráfica que nos resulta es la siguiente



Gráfica esperada



Gráfica simulada: $V_{GS} = 0V$, $I_D = 8.4mA$, $V_P = 2.3V$

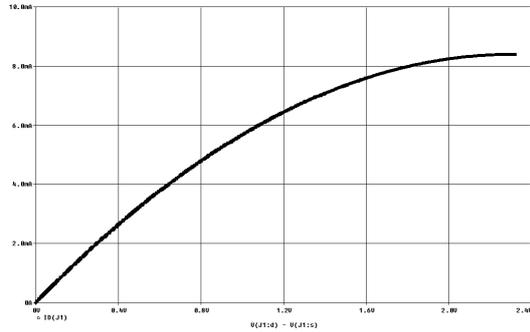
Los datos que toma el programa para la simulación son:

$$I_{DSS} = 8.4mA$$

$$V_{GS(OFF)} = -2.3V$$

Al sustituir estos datos en las ecuaciones anteriores, se acercan mucho más a los valores esperados.

$$R_{Load(Max)} = \frac{17 - 2.3}{0.0084} = 1750 \Omega$$



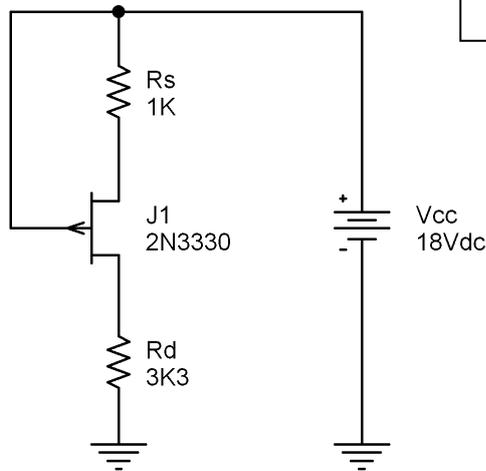
6.9 Problemas propuestos

6.9.1 Calcular, para el circuito de la figura, la tensión V_{GS} y el valor de la corriente de drenador.

Utilizar los valores del fabricante siguientes:

$$V_{GS(OFF)} = +2.3V$$

$$I_{DSS} = 8.4mA$$



$$\begin{aligned} V_{GS} &= 1.63V \\ I_D &= 1.63mA \\ 1587.9I_D^2 - 7.73I_D + 0.0084 &= 0 \end{aligned}$$

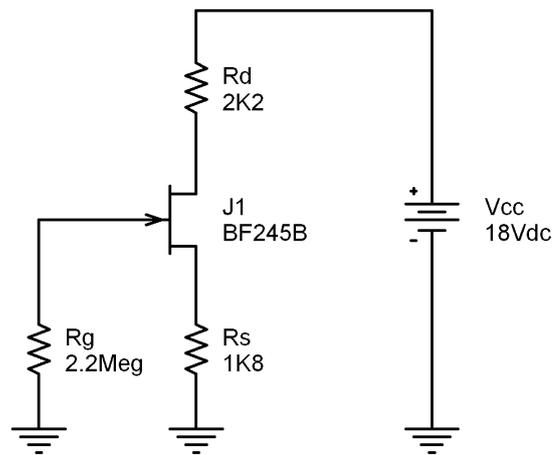
6.9.2 Para el circuito anterior, calcular la contracción del canal producida al ser $V_{GS} \neq 0$. ($|V_{DS}| = -0.668V$)

6.9.3 Calcular, para el circuito de la figura, en cual zona está trabajando el JFET. Utilizar los valores del fabricante siguientes:

$$V_{GS(OFF)} = -3V$$

$$I_{DSS} = 9mA$$

$$\begin{aligned} V_{DS} &= 11.11V \text{ (Saturación)} \\ 1000I_D^2 - 6.33I_D + 0.009 &= 0 \end{aligned}$$



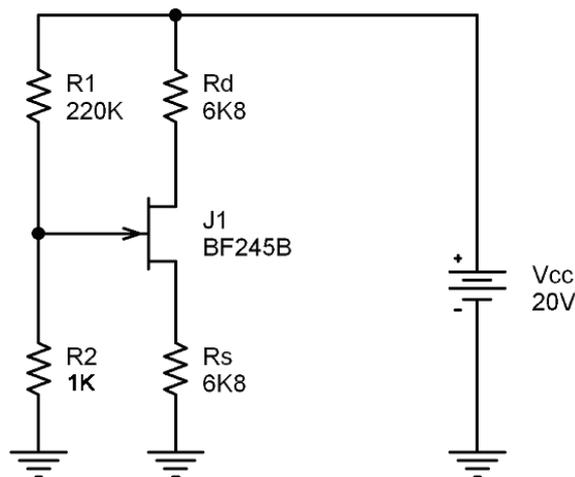
6.9.4 Calcular, para el circuito de la figura, en cual zona está trabajando el JFET. Represente la recta de carga del circuito. Utilizar los valores del fabricante siguientes:

$$V_{GS(OFF)} = -2.5V$$

$$I_{DSS} = 15mA$$

$$V_{DS} = 15.89V \text{ (Saturación)}$$

$$110976I_D - 79.64I_D + 0.0139 = 0$$



6.10 Bibliografía

1. Malik, Norbert R., *Circuitos Electrónicos. Análisis, Simulación y Diseño*, Prentice Hall, 1999, ISBN: 84-89660-03-4.
2. Savant, Jr., C. J., Roden, Martin S., Carpenter, Gordon L., *Diseño Electrónico. Circuitos y Sistemas*. Addison-Wesley Iberoamericana, 1992, ISBN: 0-201-62925-9.
3. Hambley, Allan R., *Electrónica*, Prentice-Hall, 2000, ISBN: 84-205-2999-0.
4. E. Sanchís, *Transistores Unipolares*, Dpto. de Ingeniería Electrónica, Universidad de Politécnica de Valencia, 2002.
5. J. Sebastián Zúñiga, *Introducción a la Electrónica de dispositivos: Transistores JFET*, Dpto. de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, de Computadores y de Sistemas, Universidad de Oviedo, 2003.