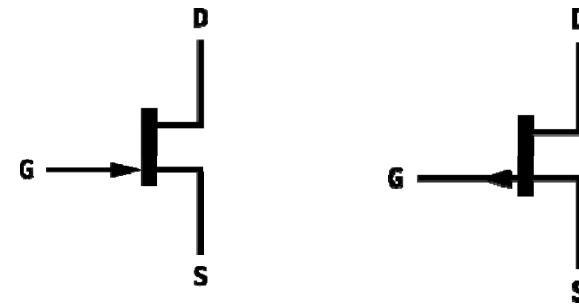
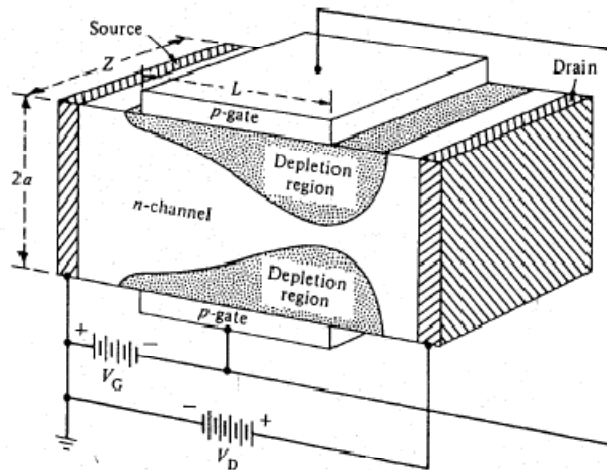


# TRANSISTOR J-FET

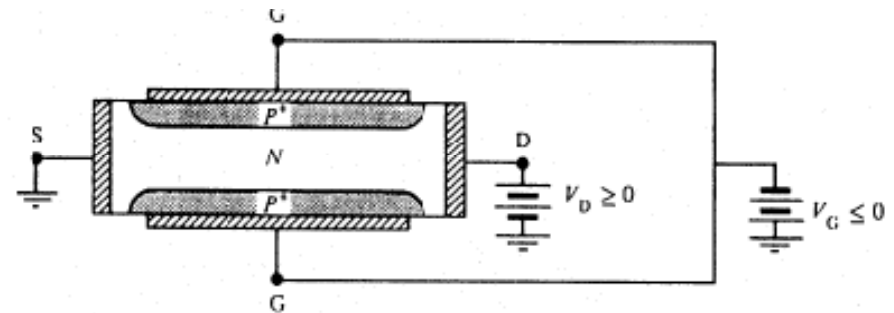
- Transistor de Juntura de Efecto de Campo
- Es unipolar con canal tipo n o tipo p
- Dopado Gate > dopado canal



Símbolos: Canal n y p

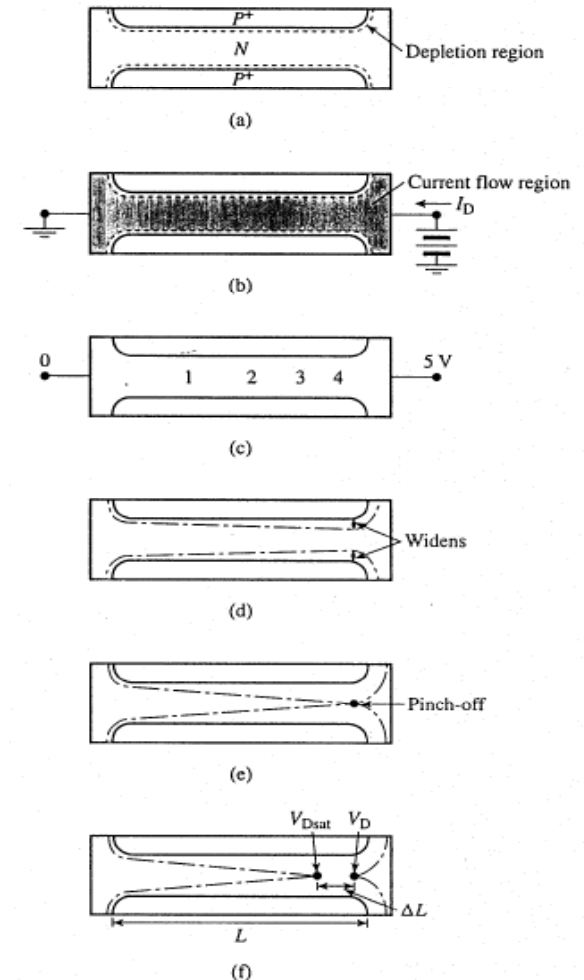
# Funcionamiento

- Con  $V_G = 0$  y  $V_D = 0$  habrá una pequeña zona de vaciamiento cuya penetración será mayormente sobre el canal por estar menos dopado.
- Con  $V_D > 0$  (pequeños valores), la situación en las zonas de vaciamiento no cambia demasiado. El canal se comporta como una resistencia.
- La  $I_D$  circulará de Source a Drain.



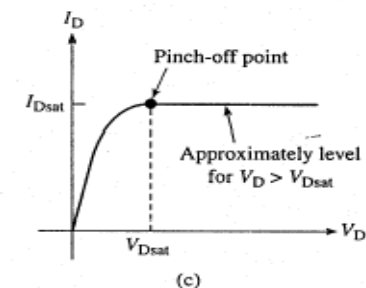
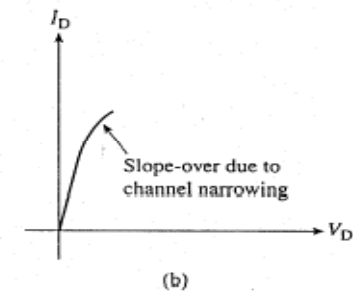
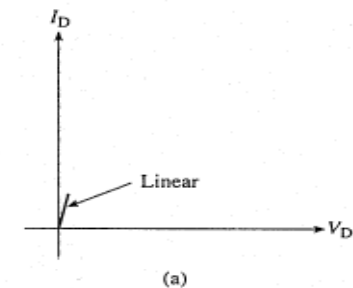
# Funcionamiento

- Valores más elevados de  $V_D$  producen una distribución de tensiones como en c).
- Cerca del Drain, la tensión inversa entre Gate y Drain es mayor y la zona de vaciamiento aumenta.
- El canal se angosta cerca del Drain.
- Si  $V_D$  es muy grande el canal se estrangula y la corriente no crece más (Pinch-Off).



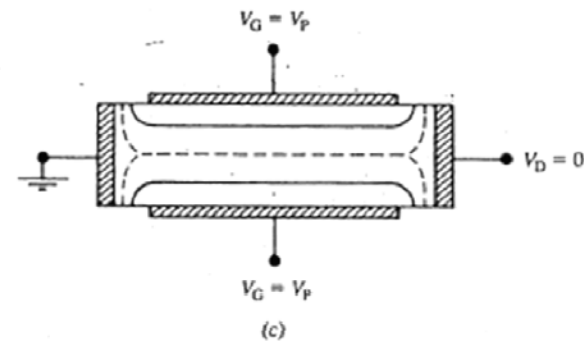
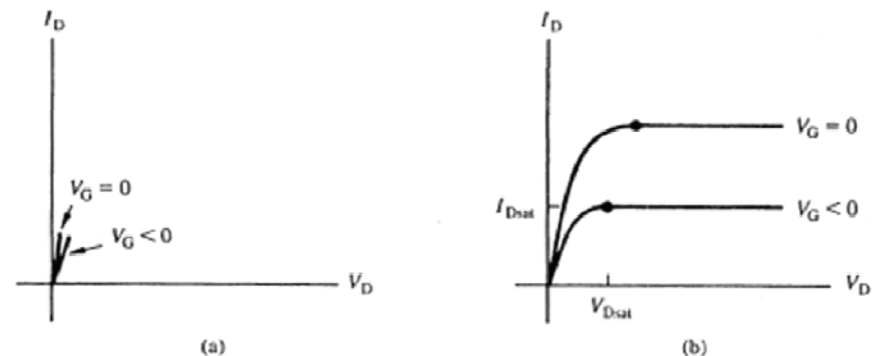
# Funcionamiento

- a) muestra la zona lineal con  $V_D$  bajo.
- b) corresponde a la disminución del canal (aumento de resistencia).
- En c) el canal se encuentra estrangulado y la corriente no crece más.



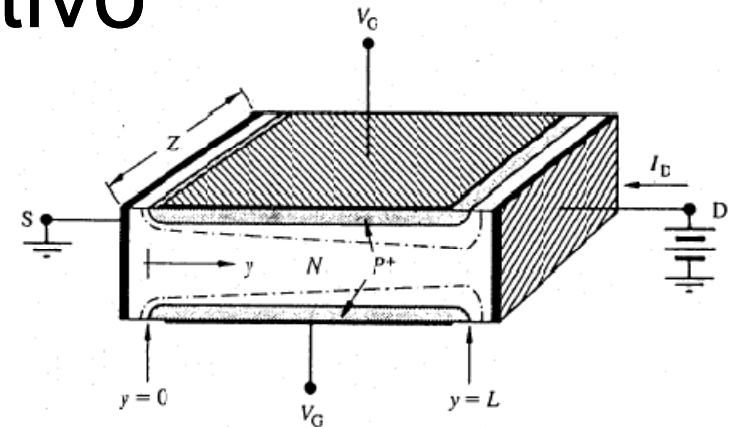
# Funcionamiento

- Para  $V_G < 0$  se obtienen las curvas mostradas.
- Para  $V_G$  cada vez más negativa, la zona de vaciamiento se ensancha y aumenta la resistencia del canal.
- La corriente de Drain se hace cada vez menor.
- La máxima conducción se tiene con  $V_G = 0$ .
- Para  $V_G = V_P$  el canal se cierra completamente (saturación).
- No confundir saturación del canal con saturación en un BJT !!!!

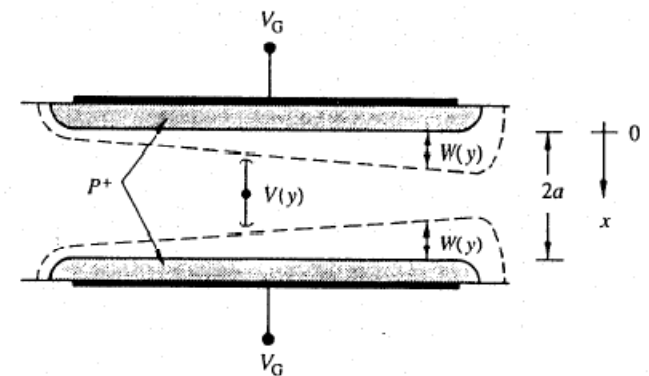


## Análisis cuantitativo

- Eje horizontal  $y$  representa la dirección del canal.  $y=L$  es el largo total del canal.
- $2a$  es la distancia entre ambos Gates.
- $Z$  es el ancho del canal.
- La penetración de las zonas de vaciamiento ocurre solamente hacia el lado del canal debido a la relación de dopados.
- $v(y)$  es el potencial eléctrico.
- $w(y)$  es el ancho de la zona de vaciamiento en función de la ubicación sobre el eje  $y$ .
- No hay caídas de tensión desde los contactos S y D hasta  $y=0$  o  $y=L$ .
- Solamente hay conducción de corriente por la zona fuera de vaciamiento.
- $L \gg a$



(a)



(b)

## Análisis cuantitativo

- Si consideramos  $0 < V_D < V_{DSat}$  y  $0 > V_G > V_P$ , la densidad de corriente dentro del canal vendrá dada por la ecuación:

$$\mathbf{J}_N = q\mu_n n \mathcal{E} + qD_N \nabla n$$

- Como solamente se considera circulación en el eje y, no habrá gradientes de concentración de portadores en esta dirección, por lo cual la componente de difusión puede despreciarse:

$$J_N = J_{Ny} = q\mu_n N_D \mathcal{E}_y = -q\mu_n N_D \frac{dV}{dy}$$

- La corriente se obtiene en función del área transversal del canal:

$$\begin{aligned} I_D &= - \int \int J_{Ny} dx dz = -Z \int_{W(y)}^{2a-W(y)} J_{Ny} dx = 2Z \int_{W(y)}^a q\mu_n N_D \frac{dV}{dy} dx \\ &= 2qZ\mu_n N_D a \frac{dV}{dy} \left(1 - \frac{W}{a}\right) \end{aligned}$$

## Análisis cuantitativo

$$\int_0^L I_D dy = I_D L = 2qZ\mu_n N_D a \int_{V(0)=0}^{V(L)=V_D} \left[ 1 - \frac{W(V)}{a} \right] dV$$

$$I_D = \frac{2qZ\mu_n N_D a}{L} \int_0^{V_D} \left[ 1 - \frac{W(V)}{a} \right] dV$$

- Obtener  $W(V)$  no es tarea sencilla por tratarse de una dependencia bidimensional ( $x$  e  $y$ ). El hecho de considerar  $L \gg a$  permite obtener una expresión unidimensional despreciando la variación del potencial sobre el eje  $y$  ( $dV/dy$ ) por ser de mucha menor magnitud que sobre el eje  $x$ , obteniendo entonces:

$$W(V) \cong \left[ \frac{2K_S \epsilon_0}{qN_D} (V_{bi} - V_A) \right]^{1/2} = \left[ \frac{2K_S \epsilon_0}{qN_D} (V_{bi} + V - V_G) \right]^{1/2}$$

$V_A = V_G - V(y)$  Potencial aplicado en la juntura en función de la posición y

$V_{bi}$  = Potencial de contacto de la juntura (built in).



## Análisis cuantitativo

- Sabemos que  $W \rightarrow a$  cuando  $V_D=0$  y  $V_G=V_P$  (canal cerrado por completo), por lo cual se puede reemplazar:

$$a = \left[ \frac{2K_S \epsilon_0}{qN_D} (V_{bi} - V_P) \right]^{1/2} \quad \frac{W(V)}{a} = \left( \frac{V_{bi} + V - V_G}{V_{bi} - V_P} \right)^{1/2}$$

- Sustituyendo esta expresión en la antes obtenida y resolviendo la integración, llegamos a:

$$I_D = \frac{2qZ\mu_n N_D a}{L} \left\{ V_D - \frac{2}{3} (V_{bi} - V_P) \left[ \left( \frac{V_D + V_{bi} - V_G}{V_{bi} - V_P} \right)^{3/2} - \left( \frac{V_{bi} - V_G}{V_{bi} - V_P} \right)^{3/2} \right] \right\}$$

for  $0 \leq V_D \leq V_{Dsat}; \quad V_P \leq V_G \leq 0$

- Para el caso de  $V_D > V_{Dsat}$ , se considera  $I_D = I_{Dsat}$

$$I_{Dsat} = \frac{2qZ\mu_n N_D a}{L} \left\{ V_{Dsat} - \frac{2}{3} (V_{bi} - V_P) \left[ \left( \frac{V_{Dsat} + V_{bi} - V_G}{V_{bi} - V_P} \right)^{3/2} - \left( \frac{V_{bi} - V_G}{V_{bi} - V_P} \right)^{3/2} \right] \right\}$$

- El primer término (fuera de las llaves) representa la conductancia ( $g_0$ ) del canal como si no hubiese zona de vaciamiento.

## Análisis cuantitativo

- Sabiendo además que:

$$V_{Dsat} = V_G - V_P$$

- Puede reescribirse  $I_{Dsat}$  en función de  $V_G$ :

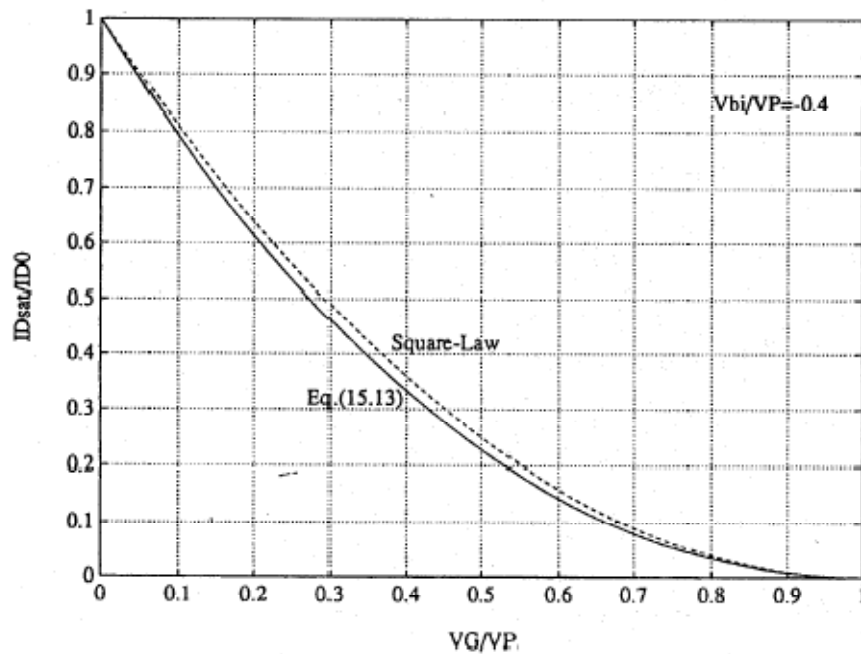
$$I_{Dsat} = \frac{2qZ\mu_n N_D a}{L} \left\{ V_G - V_P - \frac{2}{3} (V_{bi} - V_P) \left[ 1 - \left( \frac{V_{bi} - V_G}{V_{bi} - V_P} \right)^{3/2} \right] \right\}$$

- Una aproximación empírica muy utilizada en la práctica es:

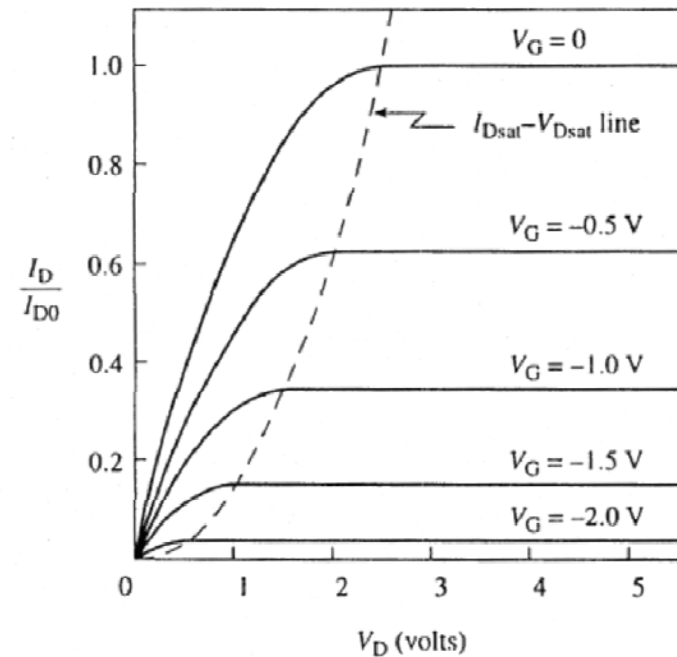
$$I_{Dsat} = I_{D0} (1 - V_G/V_P)^2$$

Donde  $I_{D0}$  es la corriente de saturación para  $V_G = 0$

# Curvas V-I



Comparación entre ecuación exacta y aproximación cuadrática

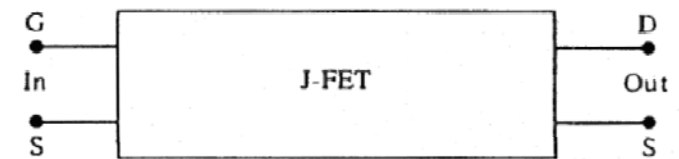


Curvas de salida  $I_D$  vs  $V_D$  para  $V_P = -2.5V$

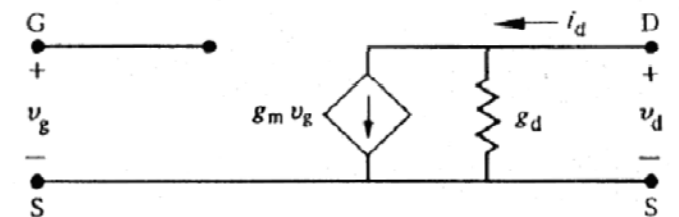
Introducción a la Electrónica

## Modelo de pequeña señal

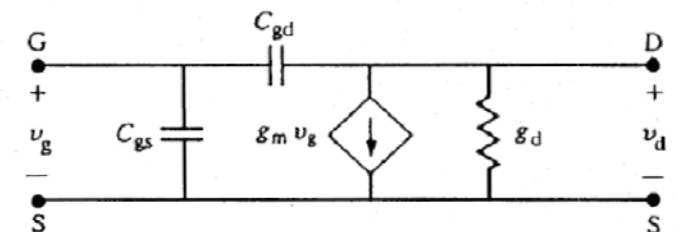
- Se puede modelar el transistor J-FET como un cuadripolo con un puerto de entrada y uno de salida, con parámetros incrementales alrededor del punto de trabajo.
- El puerto de entrada consiste en una juntura polarizada en inversa.
- Fuente de corriente controlada por tensión y conductancia que representa la regulación sobre la salida.



(a)



(b)



(c)

## Modelo de pequeña señal

- Cuando se agregan los valores de AC ( $i_d$ ,  $v_g$ ,  $v_d$ ) sobre los de DC, la corriente de Drain se modifica a:

$$I_D = I_D(V_G, V_D) + i_d$$

- Si expandimos en series de Taylor el término  $I_D(V_D + v_d, V_G + v_g)$  alrededor del punto de DC, y tomamos sólo los términos de 1° orden, tendremos:

$$I_D(V_D + v_d, V_G + v_g) = I_D(V_D, V_G) + \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_D} \right|_{V_G} v_d + \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_G} \right|_{V_D} v_g$$

## Modelo de pequeña señal

- Sustituyendo en la ecuación de  $i_d$  obtenemos:

$$i_d = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_D} \right|_{V_G} v_d + \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_G} \right|_{V_D} v_g$$

- Ambos términos representan conductancias y se las denomina:

$$g_d \equiv \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_D} \right|_{V_G=\text{constant}} \quad g_m \equiv \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_G} \right|_{V_D=\text{constant}}$$

$g_d$  = Conductancia de salida. Representa la dependencia con la tensión de Drain.

$g_m$  = Transconductancia entre entrada y salida. Representa la ganancia del dispositivo en función de la tensión de Gate

## Modelo de pequeña señal

<i>Below pinch-off (<math>V_D \leq V_{Dsat}</math>)</i>	<i>Above pinch-off (<math>V_D \geq V_{Dsat}</math>)</i>
$g_d = G_0 \left[ 1 - \left( \frac{V_D + V_{bi} - V_G}{V_{bi} - V_P} \right)^{1/2} \right]$ $g_m = G_0 \left[ \left( \frac{V_D + V_{bi} - V_G}{V_{bi} - V_P} \right)^{1/2} - \left( \frac{V_{bi} - V_G}{V_{bi} - V_P} \right)^{1/2} \right]$	$g_d = 0$ $g_m = G_0 \left[ 1 - \left( \frac{V_{bi} - V_G}{V_{bi} - V_P} \right)^{1/2} \right]$

- Teniendo en cuenta la resistencia de salida finita en la región de saturación:

$$I_D = I_{D0} \left( 1 - \frac{V_G}{V_P} \right)^2 (1 + \lambda V_D)$$

- $\lambda$  = factor de modulación de canal

# Modelo de alta frecuencia

- El modelo de alta frecuencia incluye las capacidades asociadas a las junturas. Aquí todas las junturas se encuentran polarizadas en inversa, por lo cual sólo hay capacidades de vaciamiento y no difusión.
- Como se trata de una capacidad distribuida entre Gate-Source y Gate-Drain, el modelo de pequeña señal parte esta capacidad total y asigna una hacia el Source y otra hacia el Drain, como se mostró en el modelo original.



# Polarización

- Sea  $\lambda=0$ ,  $V_P=-1V$  e  $I_{D0}=5mA$
- La tensión Gate-Source viene dada por:

$$V_{GS} = -I_D R_S$$

- Suponiendo que está en región de saturación, resolvemos la ecuación cuadrática (con  $V_{GS}$  dado por la expresión anterior):

$$I_D = I_{D0} (1 - V_{GS} / V_P)^2$$

- Los resultados son: 1.558mA y 0.642mA. La 1º solución se descarta, pues  $V_{GS}$  sería  $> V_P$ .
- Luego la solución es  $I_D = 0.642mA$ .
- Con este resultado se verifica que efectivamente se encuentre saturado; es decir  $V_{DS} > V_{DSAT}$ .

