

# BLOQUE TEMÁTICO B

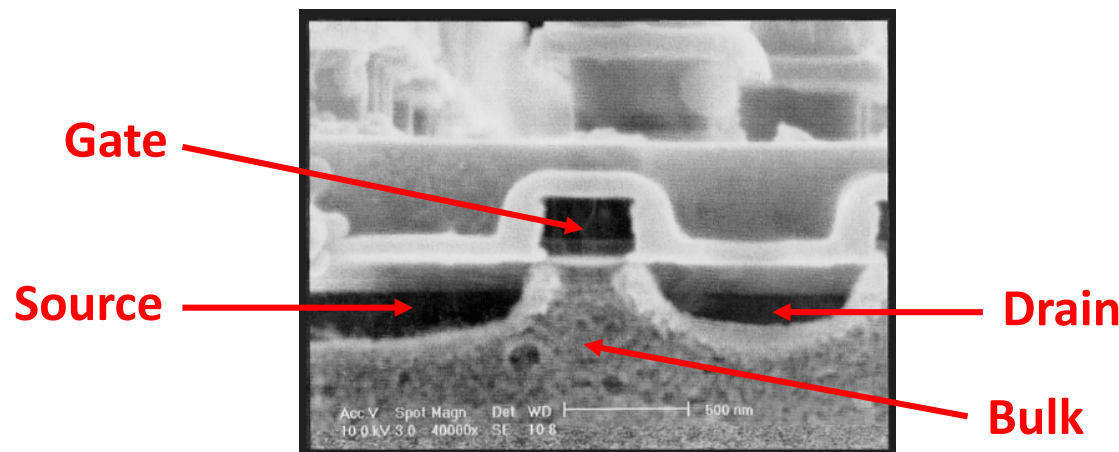
## TEMA II

### EL TRANSISTOR MOS:

### Estructura Física y Modelos de Circuito

# TRANSISTOR MOSFET

- El transistor de efecto de campo metal-oxido semiconductor o **MOSFET** (*Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect*) es en la actualidad el dispositivo más utilizado en el campo de la microelectrónica, tanto para aplicaciones analógicas como digitales.
- El primer MOSFET fue fabricado en 1960 en los Laboratorios Bell, en 1960.
- Es un elemento de cuatro terminales **Drenador** (*Drain*), **Puerta** (*Gate*), **Fuente** (*Source*) y **Substrato** (*Bulk*). El substrato suele estar conectado a la fuente o a las tensiones de alimentación.
- Existen dos tipos: MOSFET de canal N o NMOS y de canal P o PMOS.

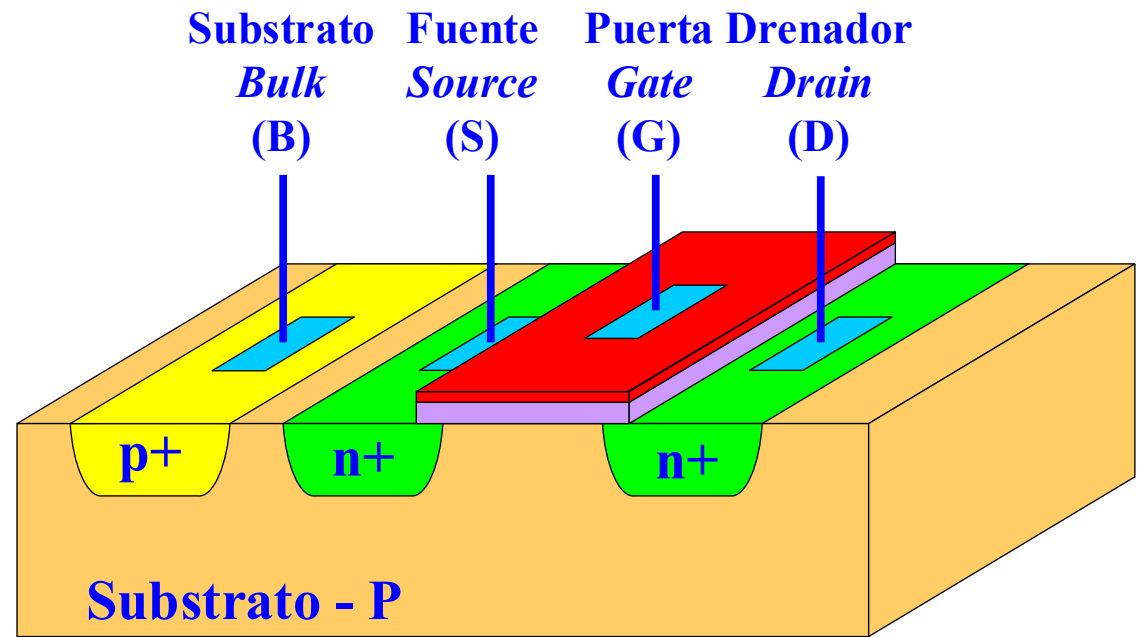
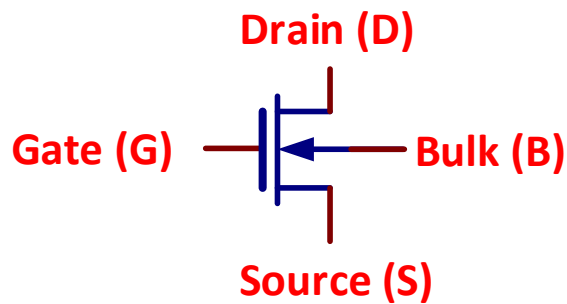


<https://www.researchgate.net>

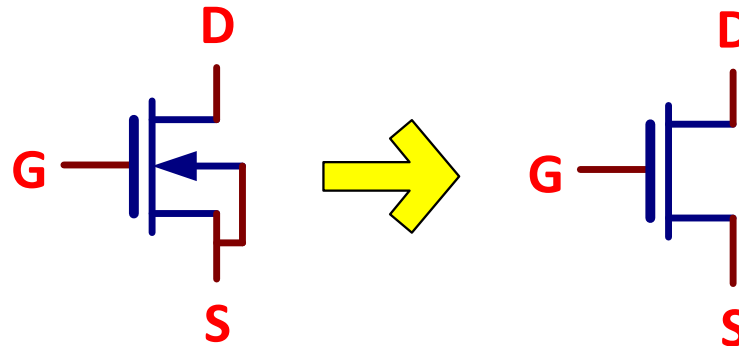
Microfotografía de un transistor MOSFET

# Transistor NMOS

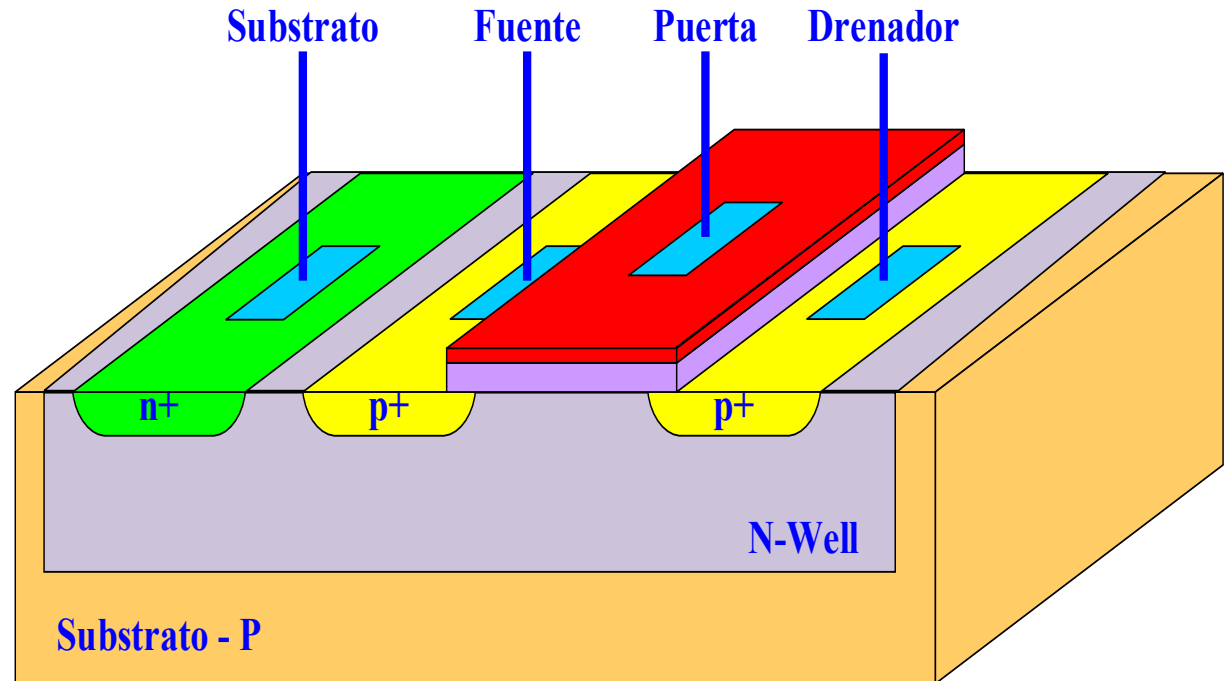
## ➤ Símbolo



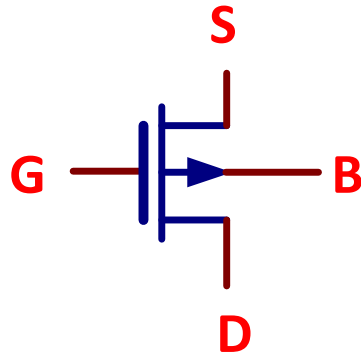
## ➤ Símbolo simplificado:



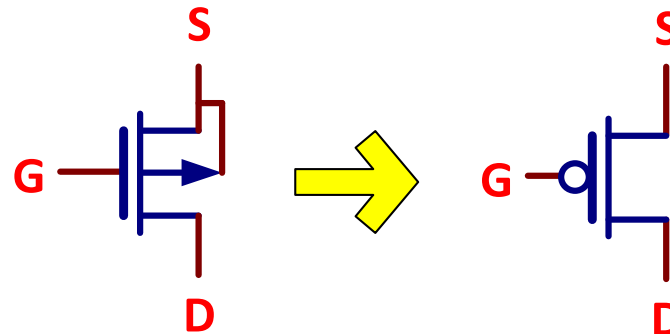
# Transistor PMOS



## ➤ Símbolo

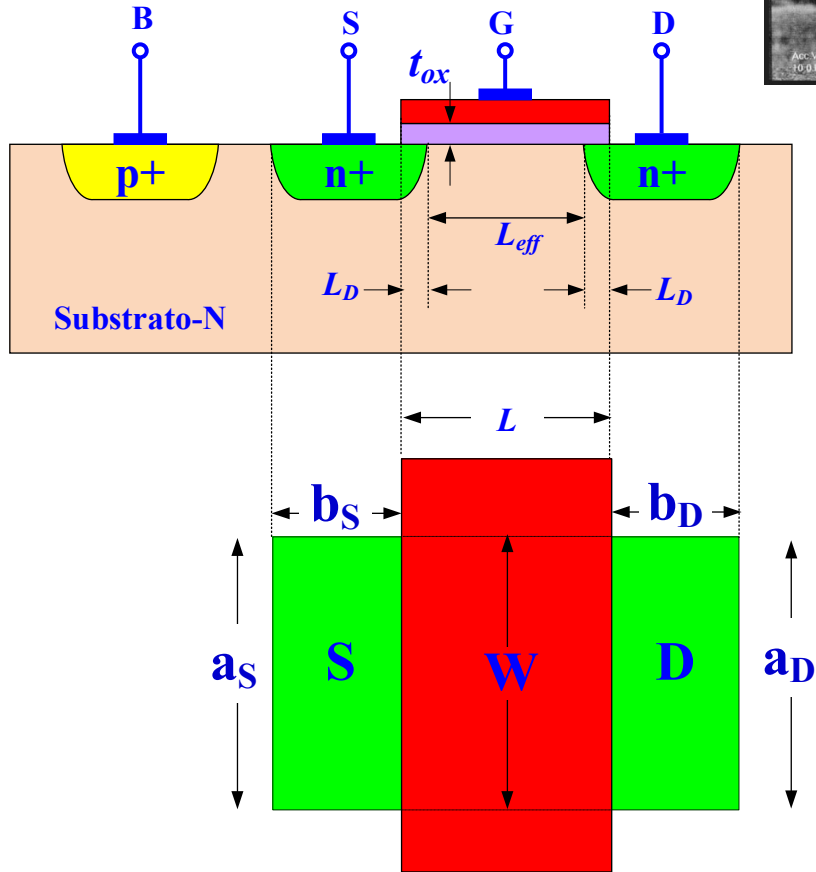
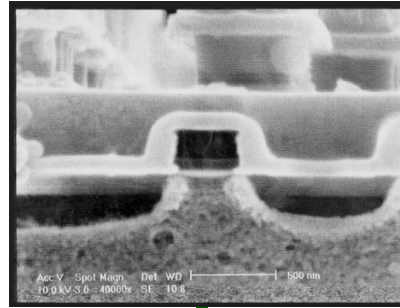


## ➤ Símbolo simplificado:

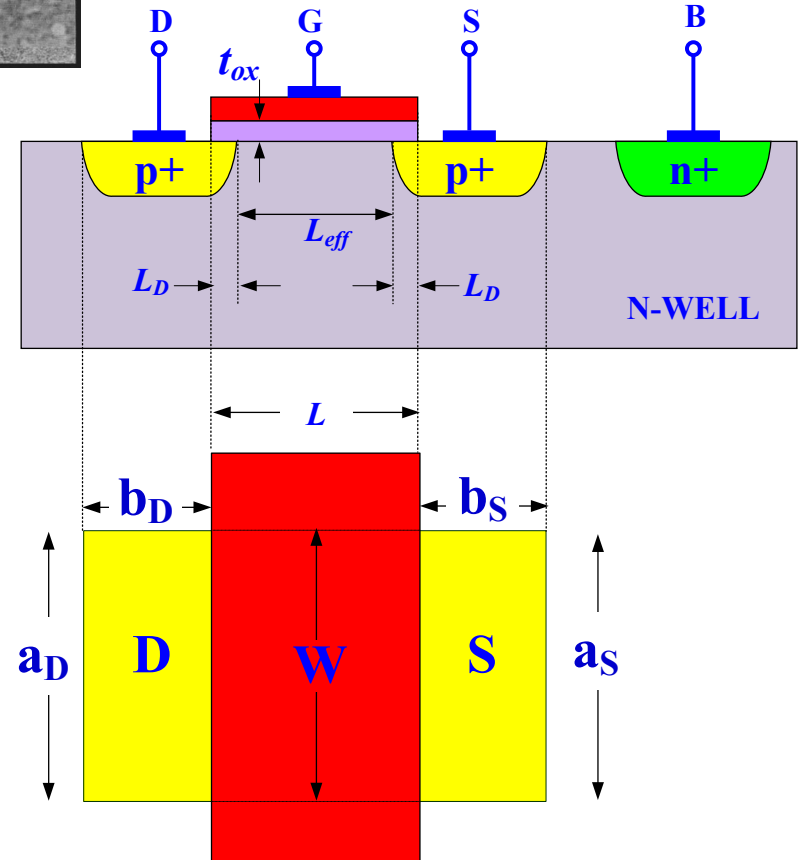


# GEOMETRÍA DEL TRANSISTOR MOSFET: LAYOUT

## NMOS



## PMOS



➤ **W y L**: anchura y longitud de la puerta.

➤ **L<sub>eff</sub>**: longitud efectiva.

➤ **L<sub>D</sub>**: longitud lateral.

$$\left. \begin{array}{l} L_{\text{eff}} \\ L_D \end{array} \right\} L_{\text{eff}} = L - 2 \cdot L_D$$

➤ **Relación geométrica** de la puerta del transistor:  $\frac{W}{L_{\text{eff}}}$

➤ **t<sub>ox</sub>**: Grosor de la capa de óxido fino de la puerta. Se suele expresar en Amstron o Å (Å = 10<sup>-10</sup>m)

- $C_{OX}$ : Capacidad de puerta por unidad de área

$$C_{OX} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}, \text{ siendo } \epsilon_{ox} = 3.97 \cdot \epsilon_0 = 3.5 \cdot 10^{-11} \text{ F / m}$$

Permitividad del vacío

- $C_g$ : Capacidad de la puerta del transistor

$$C_g = C_{OX} \cdot (W \cdot L)$$

- $A_S, P_S, A_D, \text{ y } P_{SD}$ : Área y perímetro de los terminales fuente (S) y drenador (D).

$$A_S = a_S \cdot b_S$$

$$P_S = 2 \cdot (a_S + b_S)$$

$$A_D = a_D \cdot b_D$$

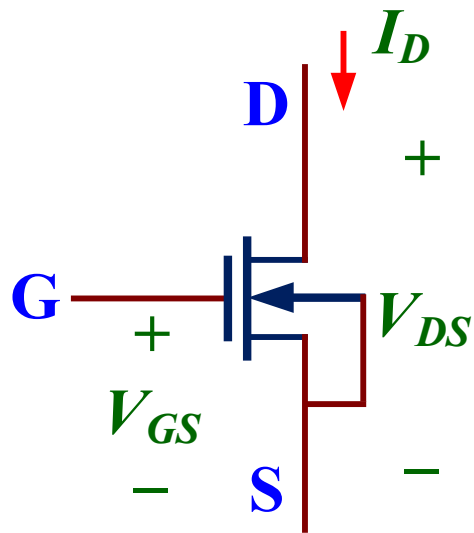
$$P_D = 2 \cdot (a_D + b_D)$$

Prob B.II.1

# CARACTERÍSTICAS I-V DE UN TRANSISTOR MOSFET

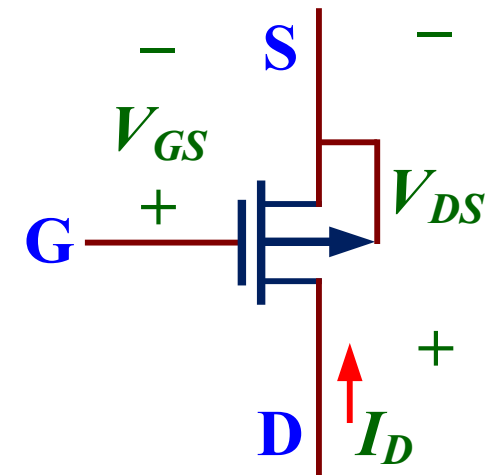
- Las características I-V de un transistor establece las relaciones entre las corrientes y tensiones en continua (DC) en sus terminales ( $V_{GS}$ ,  $V_{DS}$  e  $I_D$ ).

NMOS



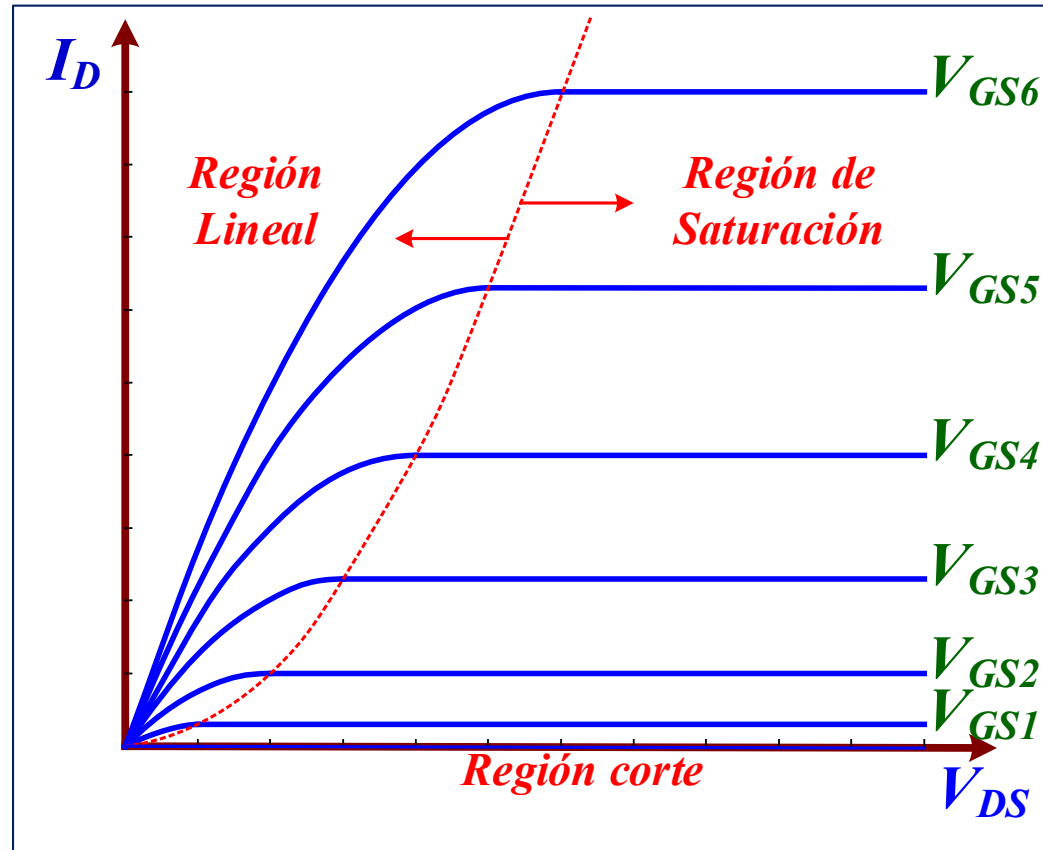
NMOS	PMOS
$I_D > 0$	$I_D < 0$
$V_{GS} > 0$	$V_{GS} < 0$
$V_{DS} > 0$	$V_{DS} < 0$

PMOS



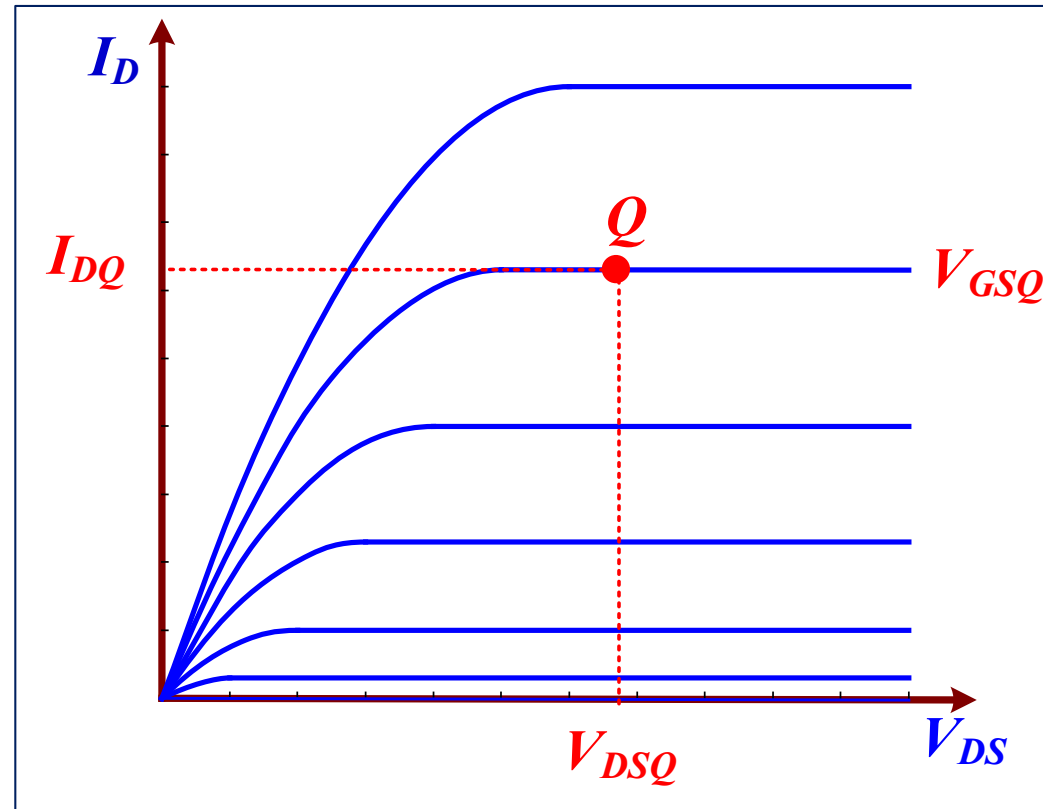


- Una representación gráfica que relaciona la  $V_{GS}$ ,  $V_{DS}$  e  $I_D$  define las características I-V del transistor donde se distinguen tres zonas de operación: **Región de corte, lineal y saturación.**



**Características I-V del transistor MOSFET**

- Se define **punto de trabajo** o punto Q (*Quiescent operating point*) de transistor a las tensiones y corrientes en DC en sus terminales. En un MOSFET está fijado por los valores  $V_{GSQ}$ ,  $I_{DQ}$  y  $V_{DSQ}$ .

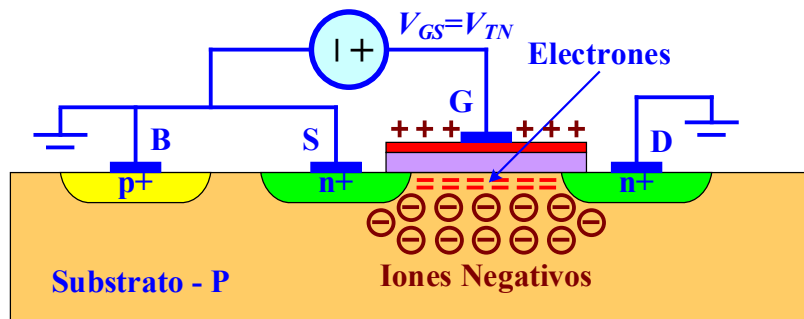
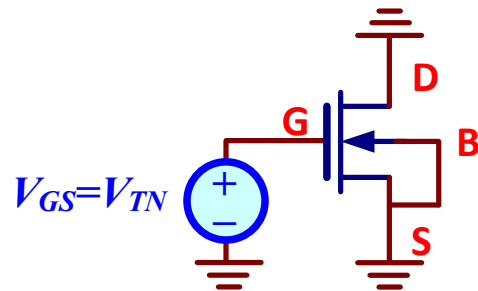


**Punto Q de un MOSFET**

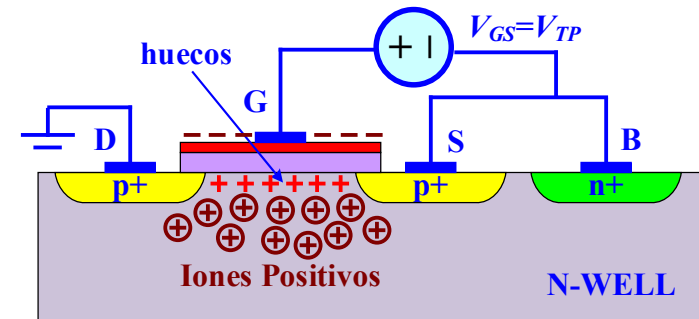
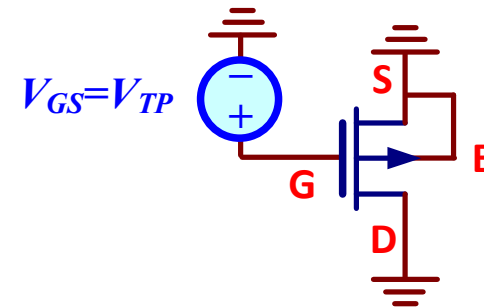
# Región Corte

En un MOSFET, el paso de corriente entre el drenador y fuente está controlado por la tensión de puerta, que tiene que tener un valor mínimo conocido como tensión umbral (*threshold*) o  $V_T$ . En transistor NMOS se expresa como  $V_{TN}$  y en PMOS como  $V_{TP}$ . La  $V_T$  es la tensión en la puerta del transistor mínima necesaria para crear canal de inversión que permite una corriente entre drenador y fuente. Es un parámetro característico del transistor.

## NMOS



## PMOS



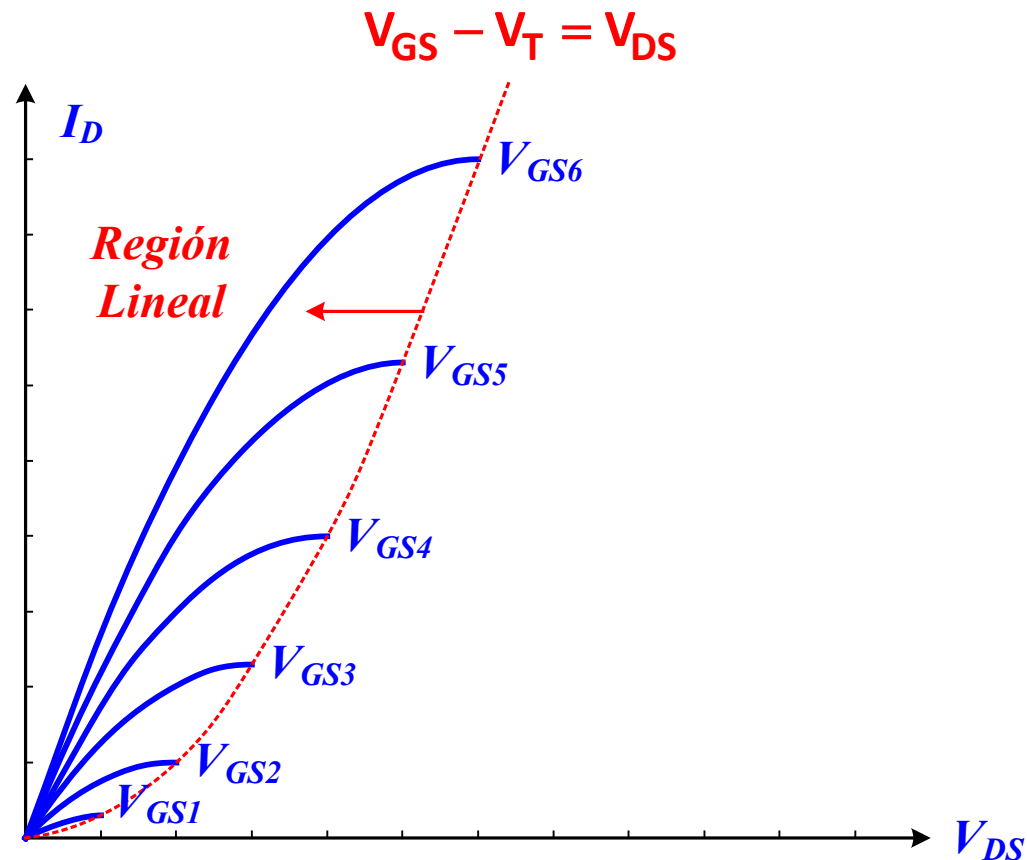
- En la **región de corte**, la corriente de drenador es nula ( $I_D=0$ ) ya que la tensión  $V_{GS}$  es inferior a la tensión *threshold* necesaria para crear el canal.
- Hay que tener en cuenta que  $V_{TN} > 0$  y  $V_{TP} < 0$ .

NMOS	PMOS
$V_{GS} < V_{TN}$	$V_{GS} > V_{TP}$
$I_D = 0$	$I_D = 0$

**Condiciones en la región de corte**

# Región Lineal

- En la **región de lineal** u óhmica el MOSFET se como un elemento resistivo controlado por la tensión  $V_{GS}$ .



➤ Ecuaciones características en la **región de lineal**.

NMOS	PMOS
$V_{GS} \geq V_{TN}$	$V_{GS} \leq V_{TP}$
$V_{GS} - V_{TN} \geq V_{DS}$	$V_{GS} - V_{TP} \leq V_{DS}$

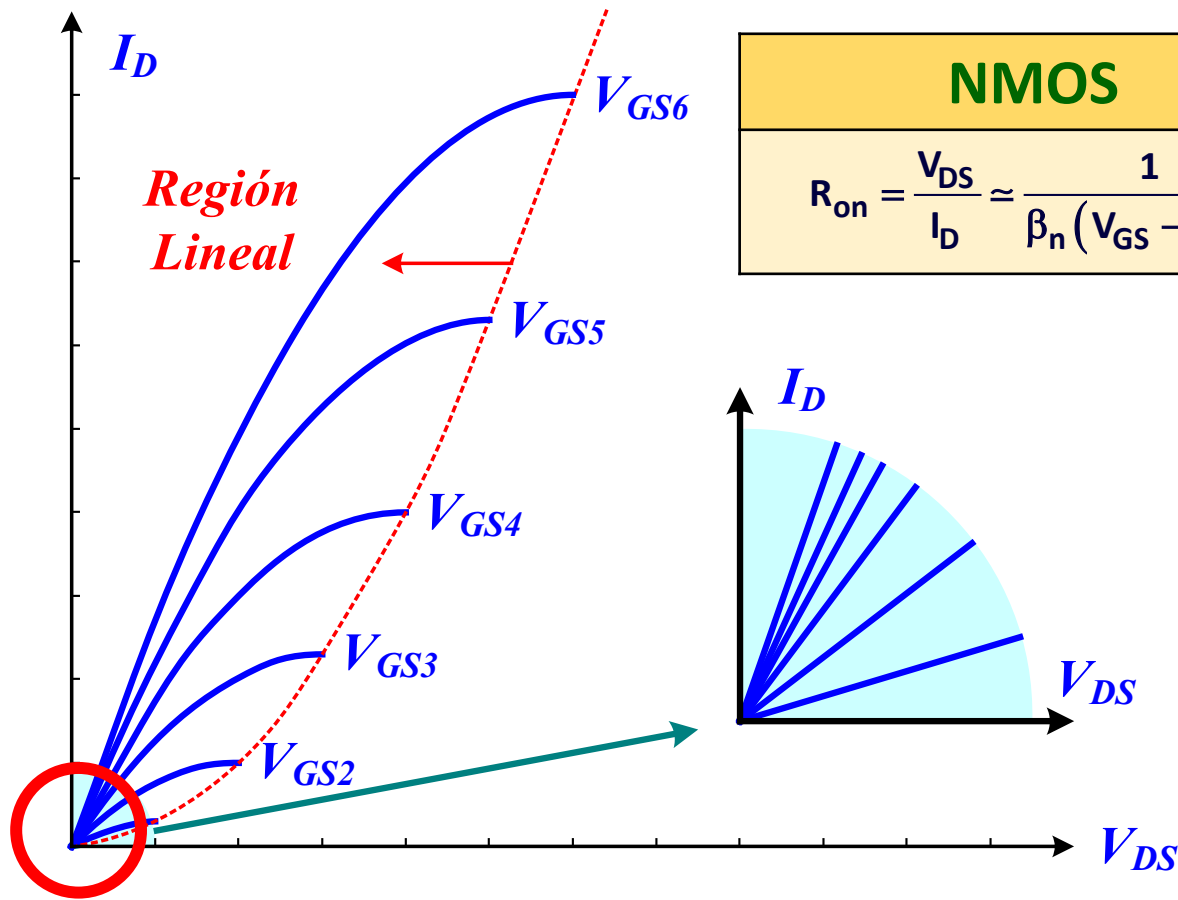
**Condiciones en la región lineal**

NMOS	PMOS
$I_D = \beta_n \left[ (V_{GS} - V_{TN}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$ $\beta_n = k'_n \frac{W}{L_{eff}} \quad \text{y} \quad k'_n = \mu_n C_{ox}$	$I_D = -\beta_p \left[ (V_{GS} - V_{TP}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$ $\beta_p = k'_p \frac{W}{L_{eff}} \quad \text{y} \quad k'_p = \mu_p C_{ox}$

**Características I-V en la región lineal**

siendo  $k'_n$ ,  $k'_p$ ,  $\mu_n$ , y  $\mu_p$  parámetros tecnológicos.

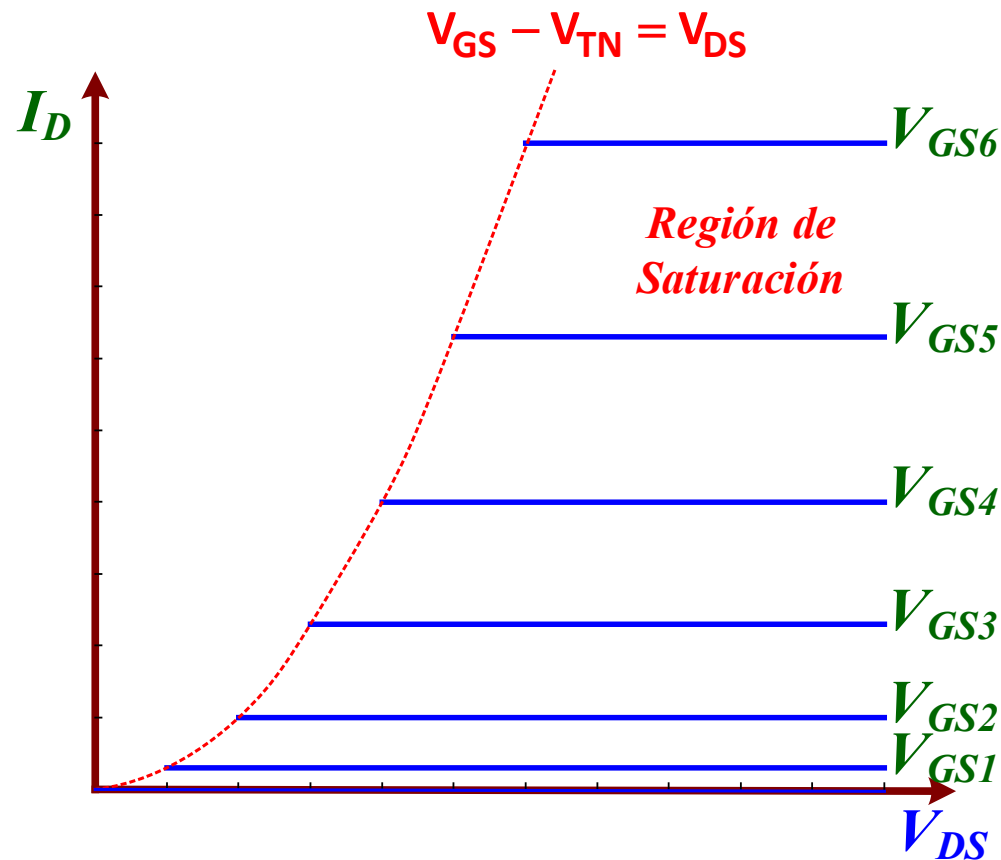
✓ **Región lineal: Resistencia controlada por tensión**



NMOS	PMOS
$R_{on} = \frac{V_{DS}}{I_D} \approx \frac{1}{\beta_n (V_{GS} - V_{TN})}$	$R_{on} = \frac{V_{DS}}{I_D} \approx \frac{1}{-\beta_p (V_{GS} - V_{TP})}$

# Región de Saturación: Modelo idealizado

- En la **región de saturación** la corriente  $I_D$  es constante fijado por el valor de  $V_{GS}$  pero independiente del valor de  $V_{DS}$ .





➤ Ecuaciones características en la **región de saturación**.

NMOS	PMOS
$V_{GS} \geq V_{TN}$	$V_{GS} \leq V_{TP}$
$V_{GS} - V_{TN} \leq V_{DS}$	$V_{GS} - V_{TP} \geq V_{DS}$

**Condiciones en la región de saturación**

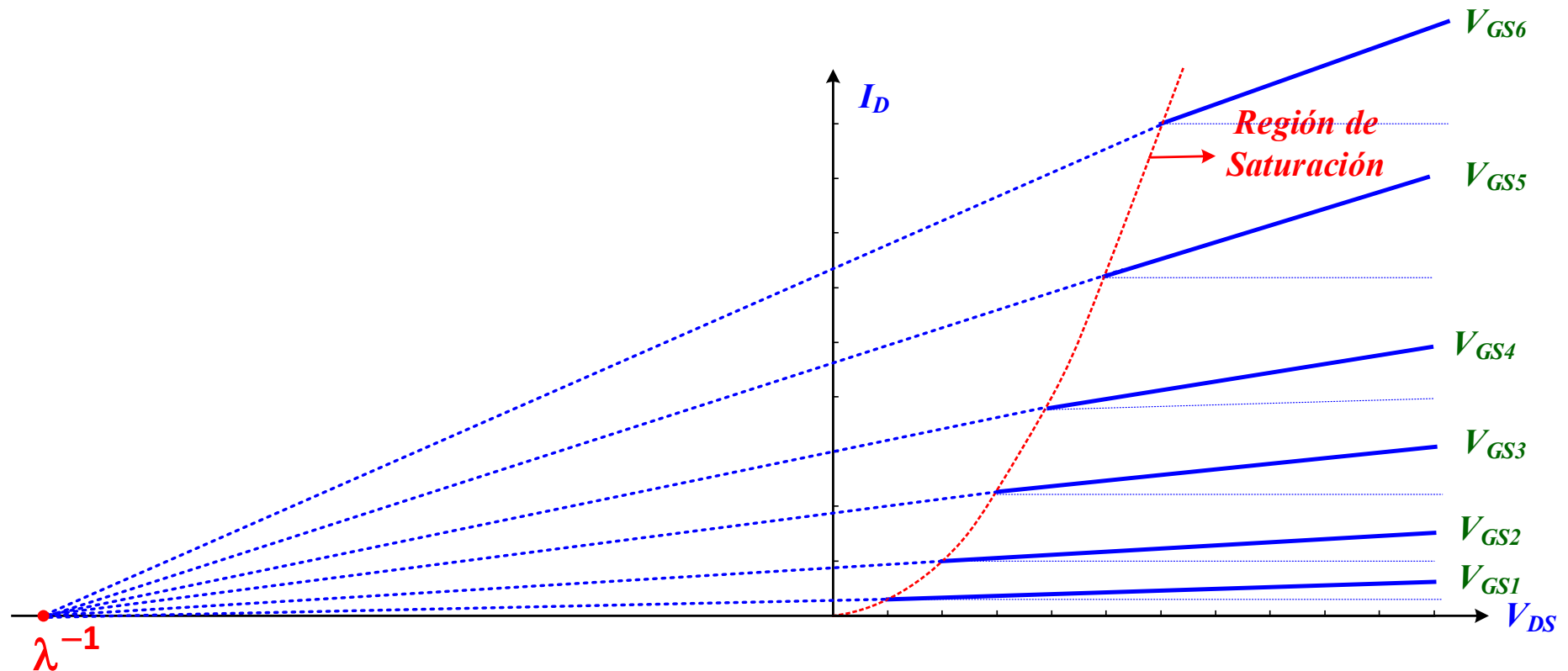
NMOS	PMOS
$I_D = \frac{1}{2} \beta_n (V_{GS} - V_{TN})^2$	$I_D = -\frac{1}{2} \beta_p (V_{GS} - V_{TP})^2$
$\beta_n = k'_n \frac{W}{L_{eff}} \quad \text{y} \quad k'_n = \mu_n C_{ox}$	$\beta_p = k'_p \frac{W}{L_{eff}} \quad \text{y} \quad k'_p = \mu_p C_{ox}$

**Características I-V en la región de saturación**

siendo  $k'_n$ ,  $k'_p$ ,  $\mu_n$ , y  $\mu_p$  parámetros tecnológicos.

## Región de Saturación: Modulación de la longitud de canal

- En el MOSFET, la distribución de portadores en la región de drenador se produce un agotamiento del canal que limita su longitud efectiva y que introduce una dependencia de la  $I_D$  con la  $V_{DS}$  a través de la tensión Early ( $\lambda^{-1}$ ).



- El parámetro  $\lambda$  introduce una pendiente de las curvas I-V en la región de saturación que se modelan como:

NMOS	PMOS
$I_D = \frac{1}{2} \beta_n (V_{GS} - V_{TN})^2 (1 + \lambda_n V_{DS})$	$I_D = -\frac{1}{2} \beta_p (V_{GS} - V_{TP})^2 (1 - \lambda_p V_{DS})$

### Características I-V en la región de saturación con modulación de canal

- El efecto de la modulación de canal introduce una complejidad de análisis cuyo uso solo está recomendado cuando se desea precisión analítica en el resultado.

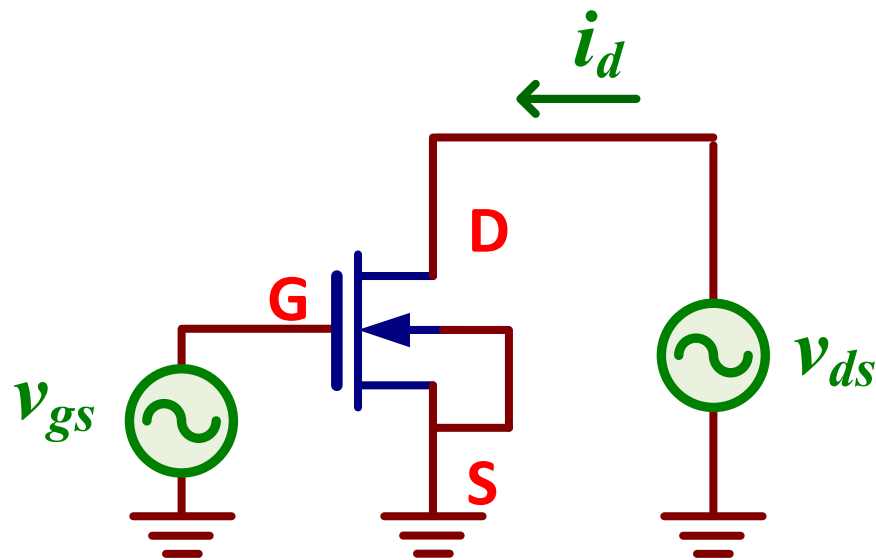
# Características I-V: Tabla resumen

$I_D > 0, V_{GS} > 0, V_{DS} > 0, V_{TN} > 0$ $\beta_n = k'_n \frac{W}{L_{eff}}$ y $L_{eff} = L - 2 \cdot LD$	$I_D < 0, V_{GS} < 0, V_{DS} < 0, V_{TP} < 0$ $\beta_p = k'_p \frac{W}{L_{eff}}$ y $L_{eff} = L - 2 \cdot LD$
$V_{GS} < V_{TN}$	$V_{GS} > V_{TP}$
$I_D = 0$	$I_D = 0$
$V_{GS} \geq V_{TN} \quad V_{GS} - V_{TN} \geq V_{DS}$	$V_{GS} \leq V_{TP} \quad V_{GS} - V_{TP} \leq V_{DS}$
$I_D = \beta_n \left[ (V_{GS} - V_{TN}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$	$I_D = -\beta_p \left[ (V_{GS} - V_{TP}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$
$V_{GS} \geq V_{TN} \quad V_{GS} - V_{TN} \leq V_{DS}$	$V_{GS} \leq V_{TP} \quad V_{GS} - V_{TP} \geq V_{DS}$
$\lambda_n V_{DS} \ll 1 \left\{ \begin{array}{l} I_D = \frac{1}{2} \beta_n (V_{GS} - V_{TN})^2 \\ V_{GS} = V_{TN} + \sqrt{\frac{2 \cdot I_D}{\beta_n}} \end{array} \right.$	$-\lambda_p V_{DS} \ll 1 \left\{ \begin{array}{l} I_D = -\frac{1}{2} \beta_p (V_{GS} - V_{TP})^2 \\ V_{GS} = V_{TP} - \sqrt{\frac{2 \cdot I_D}{\beta_p}} \end{array} \right.$
$I_D = \frac{1}{2} \beta_n (V_{GS} - V_{TN})^2 (1 + \lambda_n V_{DS})$ $V_{GS} = V_{TN} + \sqrt{\frac{2 \cdot I_D}{\beta_n (1 + \lambda_n V_{DS})}}$	$I_D = -\frac{1}{2} \beta_p (V_{GS} - V_{TP})^2 (1 - \lambda_p V_{DS})$ $V_{GS} = V_{TP} - \sqrt{\frac{2 \cdot I_D}{\beta_p (1 - \lambda_p V_{DS})}}$

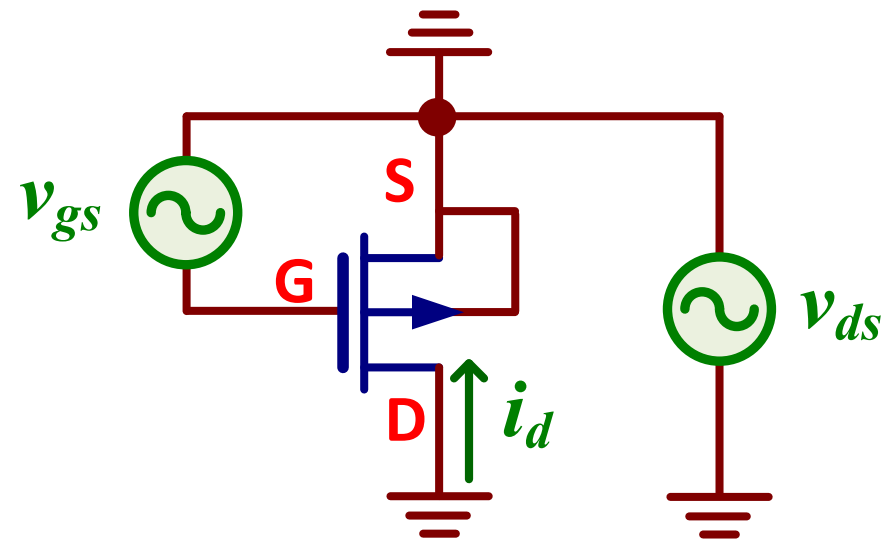
Prob B.II.2

# MODELO DE PEQUEÑA SEÑAL EN BAJA FRECUENCIA

- Los transistores MOSFET se comportan como un circuito lineal cuando se aplican señales de pequeño valor (**pequeña señal**). Para ello, su punto de trabajo Q debe estar situado en la **región de saturación**.

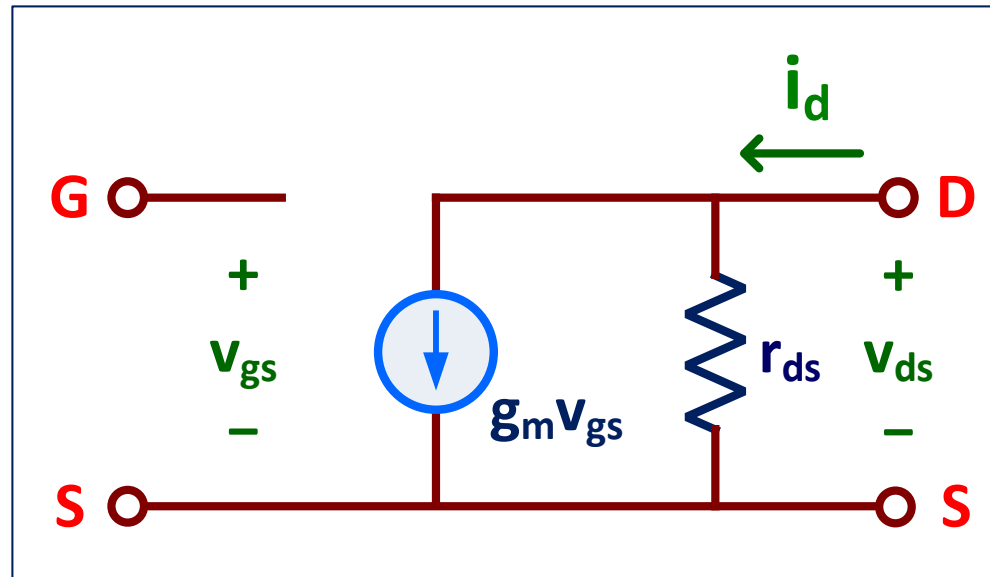


NMOS



PMOS

- El modelo equivalente o **modelo de pequeña señal** simple es el modelo más adecuado para caracterizar el comportamiento de un transistor MOSFET a componentes de pequeña señal.



**Modelo simplificado de pequeña señal de un MOSFET**

- La impedancia de entrada es  $\infty$
- La corriente de salida ( $i_d$ ) se expresa:  $i_d = g_m v_{gs} + \frac{v_{ds}}{r_{ds}}$ 
  - $g_m$  o transconductancia
  - $r_{ds}$  o resistencia de salida

## ✓ Transconductancia o $g_m$

➤ Se define el parámetro de transconductancia o  $g_m$  como

$$g_m \equiv \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DSQ}}$$

➤ Cálculo de  $g_m$

$$\text{NMOS} \begin{cases} I_D = \frac{1}{2} \beta_n (V_{GS} - V_{TN})^2 (1 + \lambda_n V_{DS}) \\ g_m \equiv \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DSQ}} = \beta_n (V_{GS} - V_{TN}) (1 + \lambda_n V_{DS}) = \sqrt{2\beta_n I_D (1 + \lambda_n V_{DS})} \underset{\lambda_n V_{DS} \ll 1}{\approx} \sqrt{2\beta_n I_D} \end{cases}$$

$$\text{PMOS} \begin{cases} I_D = -\frac{1}{2} \beta_p (V_{GS} - V_{TP})^2 (1 - \lambda_p V_{DS}) \\ g_m \equiv \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DSQ}} = -\beta_p (V_{GS} - V_{TP}) (1 - \lambda_p V_{DS}) = \sqrt{-2\beta_p I_D (1 - \lambda_p V_{DS})} \underset{\lambda_p V_{DS} \ll 1}{\approx} \sqrt{-2\beta_p I_D} \end{cases}$$

✓ Resistencia de salida o  $r_{ds} = g_{ds}^{-1}$

➤ Se define la admitancia de salida o  $g_{ds}$  como

$$g_{ds} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GSQ}}$$

Sin embargo, por comodidad se opera con la resistencia  $r_{ds} = g_{ds}^{-1} = 1/g_{ds}$

➤ Cálculo de  $r_{ds}$

$$\text{NMOS} \begin{cases} I_D = \frac{1}{2} \beta_n (V_{GS} - V_{TN})^2 (1 + \lambda_n V_{DS}) \\ r_{ds} = \left. \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_D} \right|_{V_{GSQ}} = \frac{1}{\frac{1}{2} \beta_n (V_{GS} - V_{TH})^2 \lambda_n} = \frac{1 + \lambda_n V_{DS}}{\lambda_n I_D} \approx \frac{1}{\lambda_n I_D} \quad \text{si } \lambda_n V_{DS} \ll 1 \end{cases}$$

$$\text{PMOS} \begin{cases} I_D = -\frac{1}{2} \beta_p (V_{GS} - V_{TP})^2 (1 - \lambda_p V_{DS}) \\ r_{ds} = \left. \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_D} \right|_{V_{GSQ}} = \frac{-1}{\frac{1}{2} \beta_p (V_{GS} - V_{TP})^2 \lambda_p} = -\frac{1 - \lambda_p V_{DS}}{\lambda_p I_D} \approx -\frac{1}{\lambda_p I_D} \quad \text{si } \lambda_p V_{DS} \ll 1 \end{cases}$$

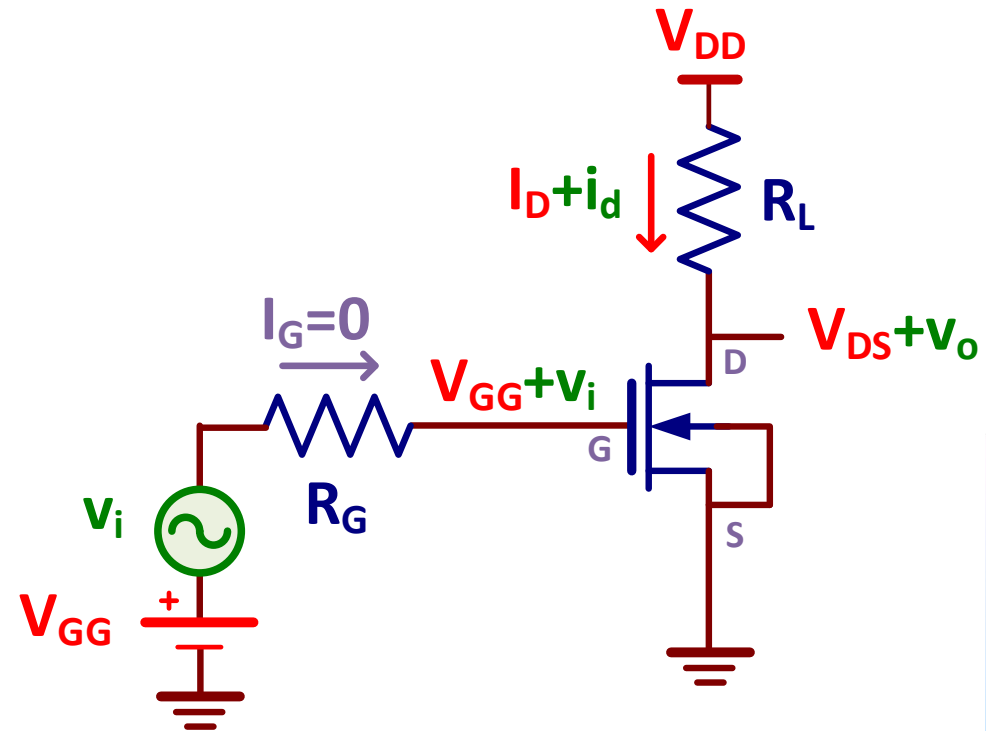


# Parámetros de pequeña señal: Tabla resumen

	NMOS	PMOS
<b>g<sub>m</sub></b> Transconductancia	$\frac{\beta_n (V_{GS} - V_{TN})(1 + \lambda_n V_{DS})}{\sqrt{2\beta_n I_D (1 + \lambda_n V_{DS})}}$	$\frac{-\beta_p (V_{GS} - V_{TP})(1 - \lambda_p V_{DS})}{\sqrt{-2\beta_p I_D (1 - \lambda_p V_{DS})}}$
	<p>Aproximación <math>\lambda_n V_{DS} \ll 1</math></p> $\frac{\beta_n (V_{GS} - V_{TN})}{\sqrt{2\beta_n I_D}}$	<p>Aproximación <math>-\lambda_p V_{DS} \ll 1</math></p> $\frac{-\beta_p (V_{GS} - V_{TP})}{\sqrt{-2\beta_p I_D}}$
<b>r<sub>ds</sub></b> Resistencia de salida	$\frac{1 + \lambda_n V_{DS}}{\lambda_n I_D}$	$\frac{1 - \lambda_p V_{DS}}{\lambda_p I_D}$
	<p>Aproximación <math>\lambda_n V_{DS} \ll 1</math></p> $\frac{1}{\lambda_n I_D}$	<p>Aproximación <math>-\lambda_p V_{DS} \ll 1</math></p> $\frac{1}{\lambda_p I_D}$

# ANÁLISIS DE UN AMPLIFICADOR: CASO PRÁCTICO

- En un amplificador hay fuentes **DC**  $\{V_{DD}, V_{GG}\}$  y fuentes **AC** o de pequeña señal  $\{v_s\}$ . Por ello, un transistor presenta tensiones y corrientes **DC**  $\{V_{GG}, V_{DS}, I_D\}$  y de pequeña señal o **AC**  $\{v_i, i_d, v_o\}$ , superpuestas.
- La corriente de puerta por el transistor NMOS es nula ( $I_G=0$ ).



Esquema de un amplificador

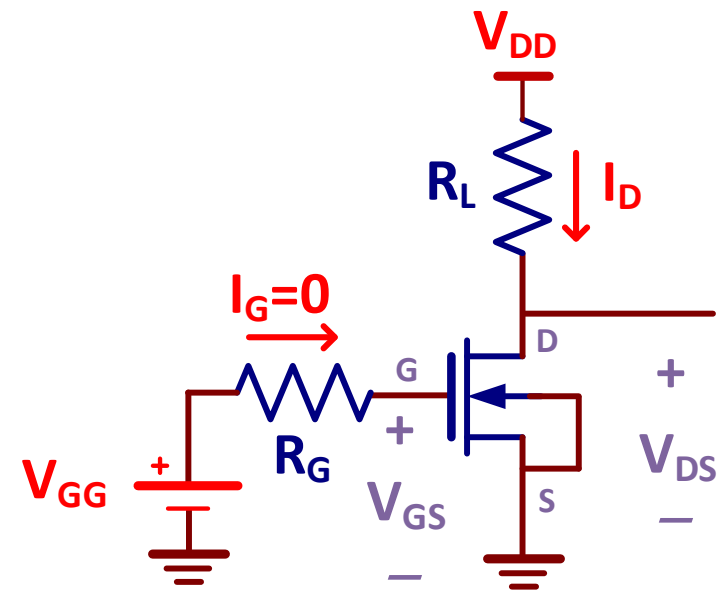
- **Componentes DC.** Proporcionan energía al transistor a través de fuentes DC. Fijan el punto de trabajo del transistor en la región de saturación.
- **Componentes AC o de pequeña señal.** El transistor tiene un comportamiento lineal y puede ser reemplazado por su modelo equivalente de pequeña señal.
- Las componentes **AC** son más pequeñas que las **DC**. Es decir

$$\begin{aligned} I_D &\gg i_d \\ V_{DS} &\gg v_{ds} \\ V_{GG} &\gg v_i \end{aligned}$$

- El análisis de un amplificador exige estudiar por separado el comportamiento del circuito a componentes **DC** y de **AC**, al ser las técnicas de análisis totalmente diferentes.

# Análisis DC

- Únicamente se consideran componentes **DC** del amplificador.
- Los generadores de **AC** o pequeña señal deben ser anulados:
  - ✓ Fuentes de tensión AC → Se sustituyen por cortocircuitos.
  - ✓ Fuentes de corriente AC → Se sustituyen por circuitos abiertos.
- Los transistores deben operar en la región de saturación.
- **OBJETIVO:** Calcular su punto de trabajo del transistor  $\{I_{DQ}, V_{GSQ}, V_{DSQ}\}$



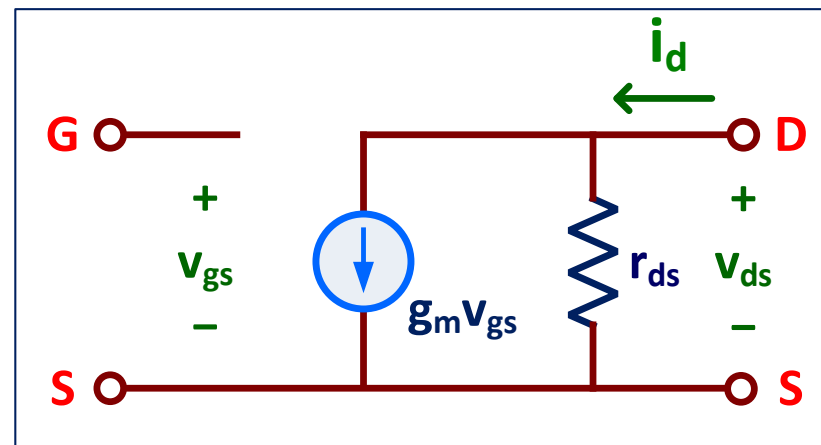
Modelo equivalente DC

# Análisis AC o de pequeña señal

## ✓ Paso 1: Obtener el modelo equivalente de pequeña señal del transistor

➤ A partir del cálculo de punto de trabajo del transistor se obtiene los parámetros de pequeña señal del transistor:

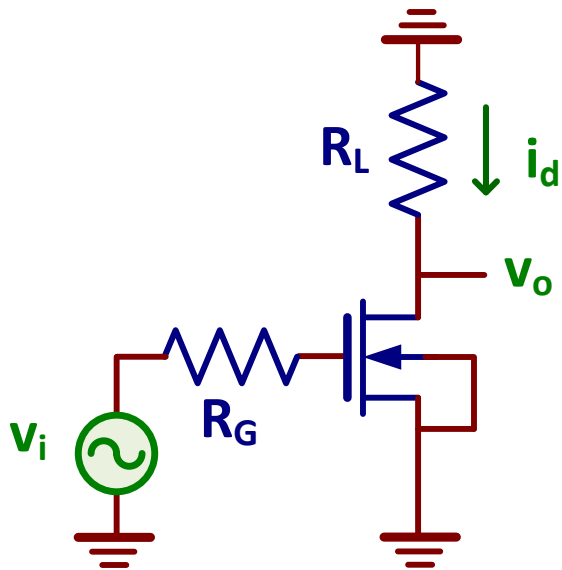
- Parámetro de transconductancia o  $g_m$
- Resistencia de salida o  $r_{ds}$



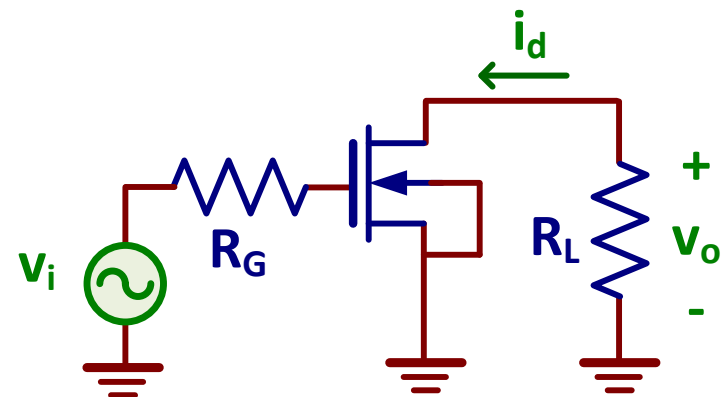
Modelo de pequeña señal del transistor

## ✓ Paso 2: Obtener el circuito equivalente en AC del amplificador

- Únicamente se consideran generadores **AC** del amplificador.
- Los generadores de **DC** deben ser anulados:
  - ✓ Fuentes de tensión DC → Se sustituyen por cortocircuitos.
  - ✓ Fuentes de corriente DC → Se sustituyen por circuitos abiertos.



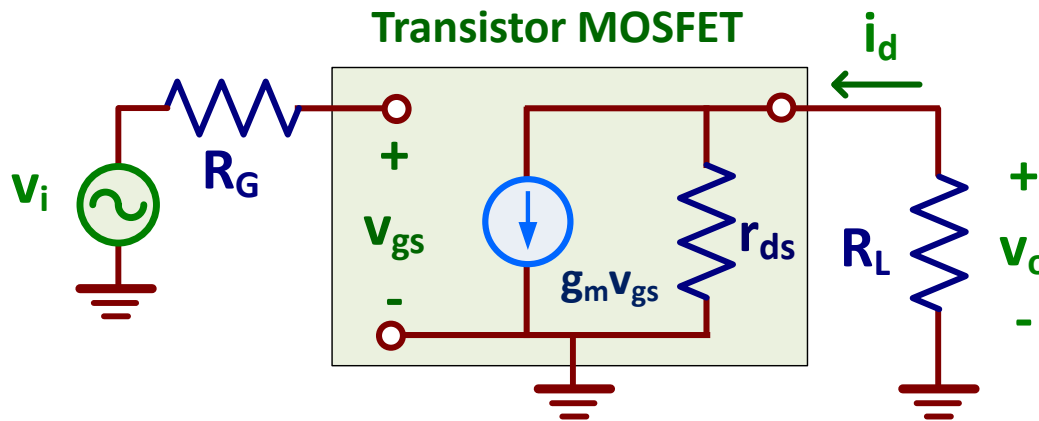
Modelo equivalente AC



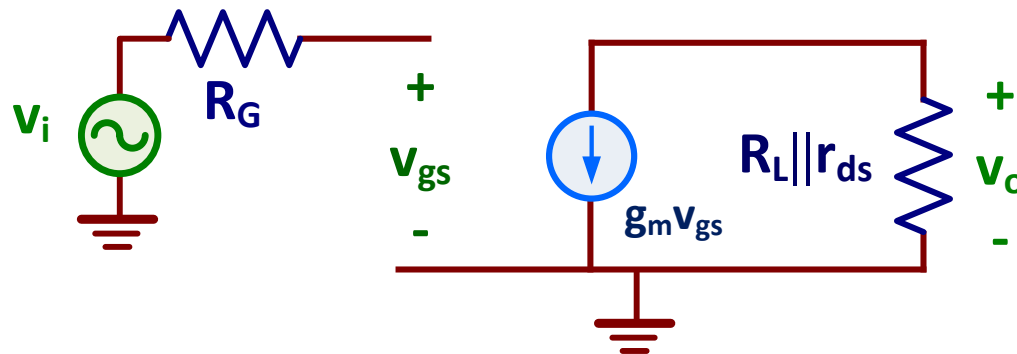
Modelo equivalente AC reordenado

### ✓ Paso 3: Obtener el modelo de pequeña señal del amplificador

- Reemplazar el transistor por su modelo de pequeña señal.



Modelo equivalente de pequeña señal del amplificador



Modelo equivalente de pequeña señal del amplificador simplificado

## ✓ Paso 4: Obtener el modelo equivalente en tensión del amplificador

- Realizar el análisis del modelo equivalente de pequeña señal del amplificador
- Por inspección del circuito, fácilmente se puede extraer las siguientes ecuaciones:

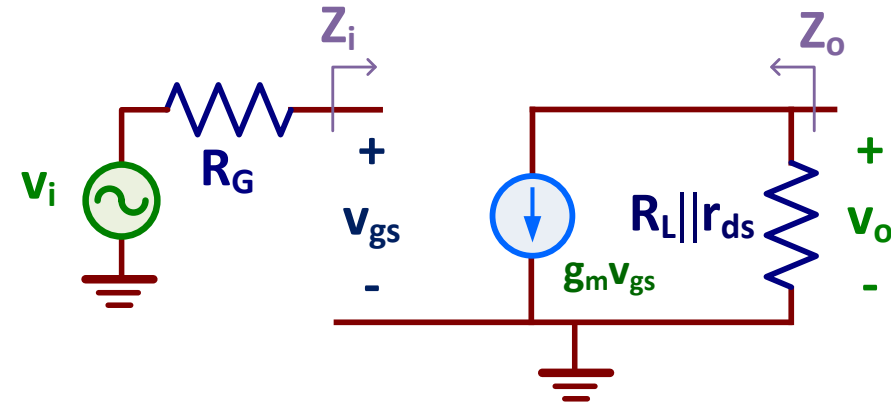
$$v_i = v_{gs}$$

$$v_o = -g_m v_{gs} \cdot (R_L || r_{ds})$$

- Por consiguiente, la ganancia de tensión del amplificador  $A_V = v_o/v_i$  vale

$$A_V = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_m v_{gs} \cdot (R_L || r_{ds})}{v_{gs}} = -g_m \cdot (R_L || r_{ds})$$

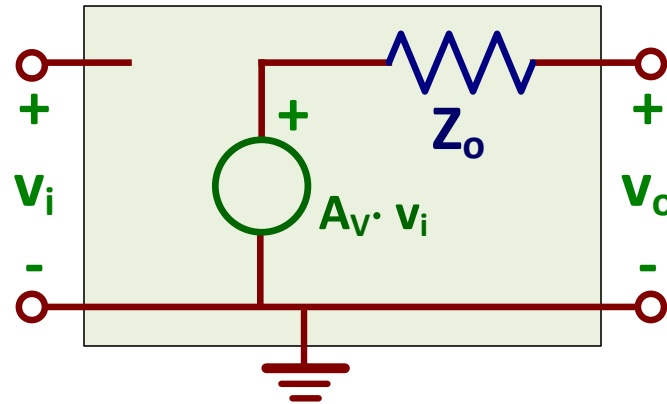
- La impedancia de entrada  $Z_i = \infty$  y la de salida  $Z_o = R_L || r_{ds}$ .



Modelo equivalente de pequeña señal del amplificador



- Como resultado se obtiene el **modelo equivalente en tensión** del amplificador que modela su comportamiento a componentes de pequeña señal.



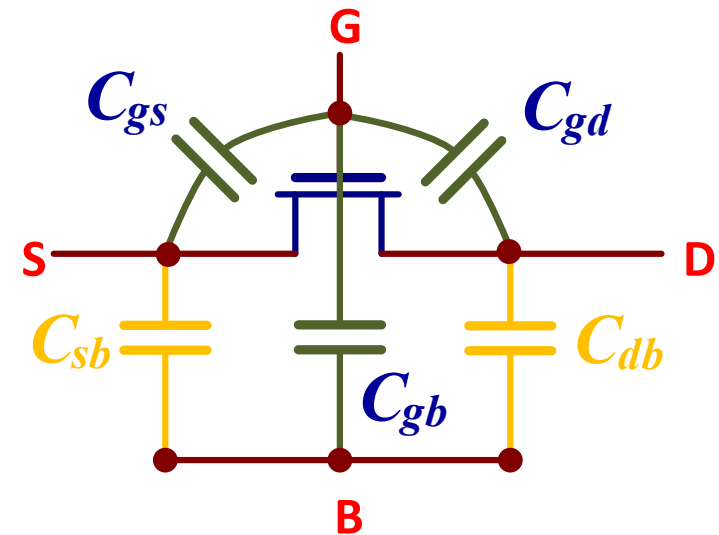
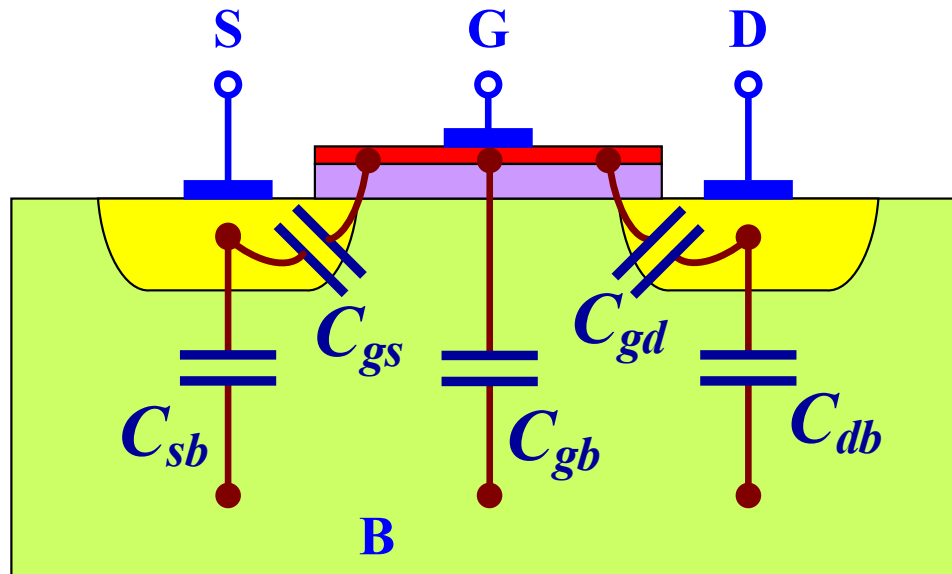
Modelo equivalente en tensión del amplificador

Prob B.II.4

Prob B.II.5

# MODELO DE PEQUEÑA SEÑAL EN ALTA FRECUENCIA

## ➤ Principales capacidades de un transistor:



✓ Capacidades asociadas a la puerta:  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$  y  $C_{gb}$

✓ Capacidades asociadas a los terminales drenador y fuente:  $C_{sb}$  y  $C_{db}$

➤ Capacidades asociadas a la puerta de un transistor:

$$C_{gb} = C_{gb0} \cdot L_{\text{eff}}$$

$$C_{gs} = \frac{2}{3} C_{\text{OX}} \cdot W \cdot L_{\text{eff}} + C_{gs0} \cdot W$$

$$C_{gd} = C_{gd0} \cdot W$$

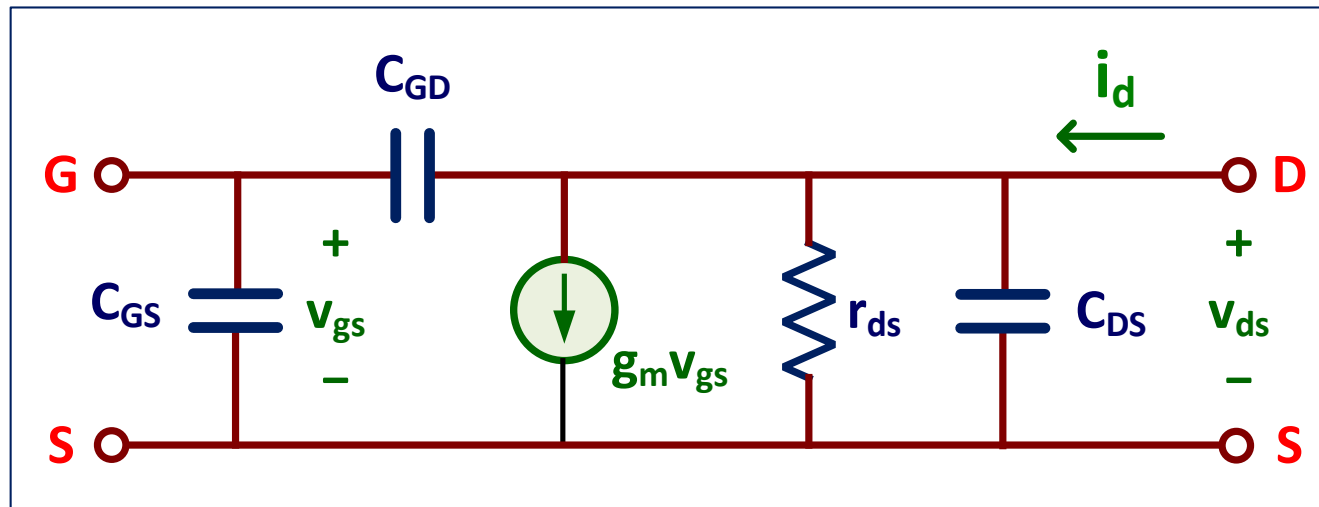
➤ Capacidades de terminales drenador y fuente:

$$C_{sb} = \frac{C_j A_S}{\left(1 + (V_{SB}/\phi_B)\right)^{m_j}} + \frac{C_{jsw} P_S}{\left(1 + (V_{SB}/\phi_B)\right)^{m_{jsw}}}$$

$$C_{db} = \frac{C_j A_D}{\left(1 + (V_{DB}/\phi_B)\right)^{m_j}} + \frac{C_{jsw} P_D}{\left(1 + (V_{DB}/\phi_B)\right)^{m_{jsw}}}$$

# Modelos de pequeña señal y alta frecuencia

## ➤ Modelo simplificado de pequeña señal y alta frecuencia



$$C_{GS} = C_{gs} + C_{gb}$$

$$C_{GB} = C_{gd}$$

$$C_{DS} = C_{db}$$

Modelo de pequeña señal y alta frecuencia de un MOSFET

➤ Estas capacidades limitan la respuesta en frecuencia de un amplificador.

# MODELO LEVEL=1 DE SPICE PARA EL MOSFET

## ➤ Modelo SPICE para NMOS:

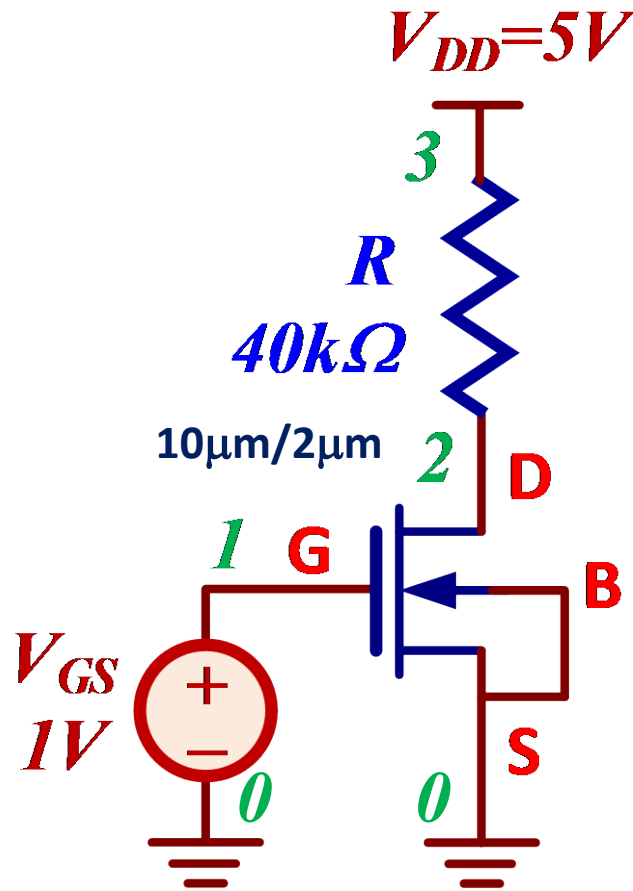
```
.MODEL CMOSN NMOS LEVEL=1 VTO=0.8 KP=112u LAMBDA=0.01  
+ GAMMA=0.4 PB=0.8 PHI=0.62  
+ LD=0.1u TOX=1E-10  
+ CGSO=2.8E-10 CGDO=2.8E-10 CGBO=2.8E-10 CJ=1E-04  
+ CJSW=2.1E-10 MJ=0.6 MJSW=0.2
```

## ➤ Modelo SPICE para PMOS:

```
.MODEL CMOSP PMOS LEVEL=1 VTO=-0.9 KP=43u LAMBDA=0.02  
+ GAMMA=0.4 PB=0.8 PHI=0.62  
+ LD=0.1u TOX=0.9E-10  
+ CGSO=3.2E-10 CGDO=3.2E-10 CGBO=3.2E-10 CJ=1.2E-04  
+ CJSW=2.3E-10 MJ=0.6 MJSW=0.2
```

# Ejemplo de descripción nodal (netlist) en Spice

Fichero de texto con descripción SPICE



\*\* Descripción circuital

```
M1 2 1 0 0 CMOSN L=2u W=10u
R 3 2 40k
VGS 1 0 1V
VDD 3 0 5V
```

\*\* Modelo del transistor NMOS

```
.MODEL CMOSN NMOS LEVEL=1
+ VTO=0.8 KP=112u LAMBDA=0.01
+ GAMMA=0.4 LD=0.1u PB=0.8 TOX=1E-10
+ CGS0=2.8E-10 CGD0=2.8E-10 CGB0=2.8E-10
+ CJ=1E-04 CJSW=2.1E-10 MJ=0.6 MJSW=0.2
```

## Parámetros relativos a $V_T$

Símbolo	Spice	Default	Típico	Unidad
$V_{TN}/V_{TP}$	<b>VTO</b>	<b>1</b>	<b>0.8/-0.9</b>	<b>V</b>
$\gamma$	<b>GAMMA</b>	<b>0</b>	<b>0.4</b>	<b>V<sup>1/2</sup></b>
$2 \phi_F $	<b>PHI</b>	<b>0.65</b>	<b>0.58</b>	<b>V</b>

$$\text{TEÓRICO} \begin{cases} \text{NMOS: } V_{TN} = V_{TN0} + \gamma_n \left( \sqrt{2\Phi_F + V_{SB}} - \sqrt{2\Phi_F} \right), & V_{SB} \geq 0 \\ \text{PMOS: } V_{TP} = V_{TP0} - \gamma_p \left( \sqrt{2\Phi_F - V_{SB}} - \sqrt{2\Phi_F} \right), & V_{SB} \leq 0 \end{cases}$$

$$\text{SPICE} \begin{cases} \text{NMOS: } V_{TN} = V_{TO} + \text{GAMMA} \left( \sqrt{\text{PHI} + V_{SB}} - \sqrt{\text{PHI}} \right), & V_{SB} \geq 0 \\ \text{PMOS: } V_{TP} = V_{TO} - \text{GAMMA} \left( \sqrt{\text{PHI} - V_{SB}} - \sqrt{\text{PHI}} \right), & V_{SB} \leq 0 \end{cases}$$

## Parámetros relativos a la I-V y a la transconductancia

Símbolo	Spice	Default	Típico	Unidad
$k_n/k_p$	<b>KP</b>	20E-6	112/43 E-6	$A/V^2$
$t_{ox}$	<b>TOX</b>	1E-7	40E-9	m
<b>LD</b>	<b>LD</b>	0	0.1E-6	m
$\lambda_n/\lambda_p$	<b>LAMBDA</b>	0	0.01/0.02	$V^{-1}$
<b>LD</b>	<b>LD</b>	0	2.5E-7	m
$\mu_n/\mu_p$	<b>UO</b>	600	580/180	$cm^2/Vs$

$$L_{eff} = L - 2 \cdot LD$$

$$KP = UO \frac{\epsilon_{ox}}{TOX} = UO \cdot C_{ox}$$

$$\epsilon_{ox} = 3.97 \cdot \epsilon_0 = 3.5 \cdot 10^{-11} F / m$$



## Parámetros relativos a las capacidades

Símbolo	Spice	Default	Típico	Unidad
$C_{gs0}$	<b>CGS0</b>	0	4E-10	F/m
$C_{gb0}$	<b>CGBO</b>	0	4E-10	F/m
$C_{gd0}$	<b>CGDO</b>	0	4E-10	F/m
$C_j$	<b>CJ</b>	0	3E-4	F/m <sup>2</sup>
$C_{jsw}$	<b>CJSW</b>	0	2.5E-10	F/m
$\phi_B$	<b>PB</b>	0.8	0.5	V
$m_j/m_{jsw}$	<b>MJ, MJSW</b>	0.5/0.5	0.5/0.5	

Prob B.II.6