

# CURSO DE MICROELECTRÓNICA PARTE II

## TEMA 2A LA FÍSICA DEL TRANSISTOR MOS

Dr. Yoanlys Hernández Barrios

Sección de Electrónica del Estado Sólido (SEES)

Departamento de Ingeniería Eléctrica (DIE)

CINVESTAV

# **EL TRANSISTOR MOS IDEAL**

# EL TRANSISTOR MOS IDEAL

El transistor más utilizado en la tecnología microelectrónica es el **TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO** que se basa en la estructura **Metal-Dieléctrico-Semiconductor (MDS)** o **Metal-Óxido-Semiconductor (MOS)**

Estos transistors se conocen como **MOSFET** (MOS Field-Effect-Transistor) o **TMOS**.

Usaremos este último término en este curso.



# EL TRANSISTOR MOS IDEAL

Para estudiar el comportamiento de este TMOS usaremos lo que se llama un **modelo núcleo** para los TMOS basado en las ecuaciones de **Pao-Sah**.

Este es un modelo físico básico del tipo  $V_T$  que sirvió para el desarrollo de los modelos de canal largo que se utilizaron inicialmente y tuvieron diferentes grados de precisión. Este es un modelo por partes, o sea,

- uno para la región subumbral,
- otro para la región sobreumbral lineal y
- otro para la región sobreumbral en saturación.

# TMOS PRINCIPIO DE OPERACIÓN

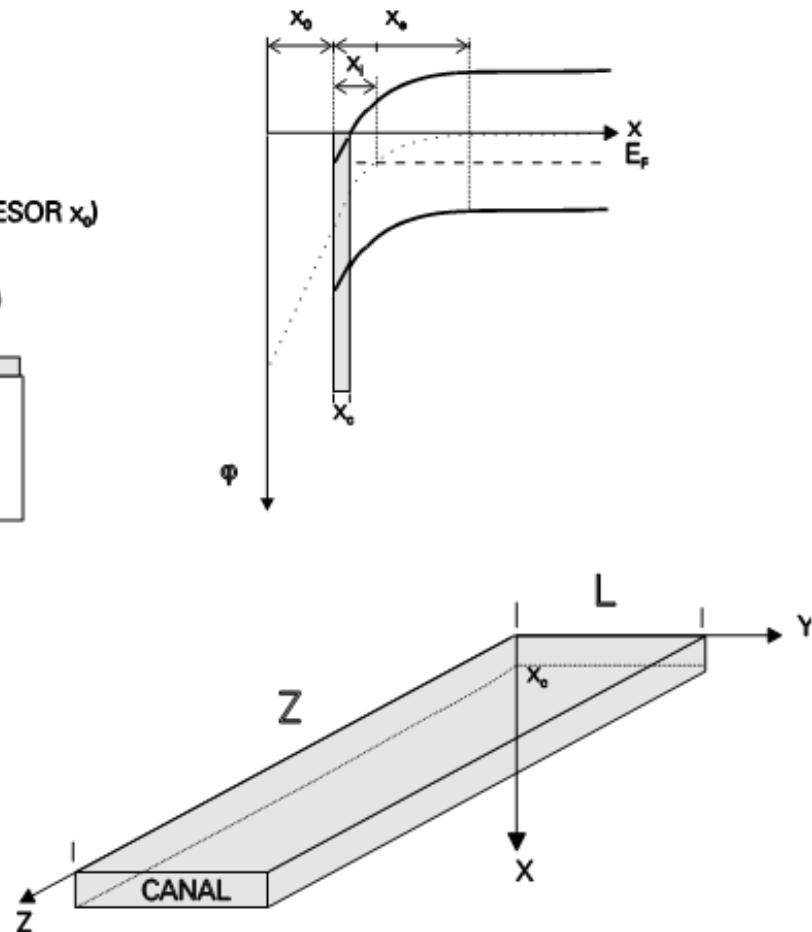
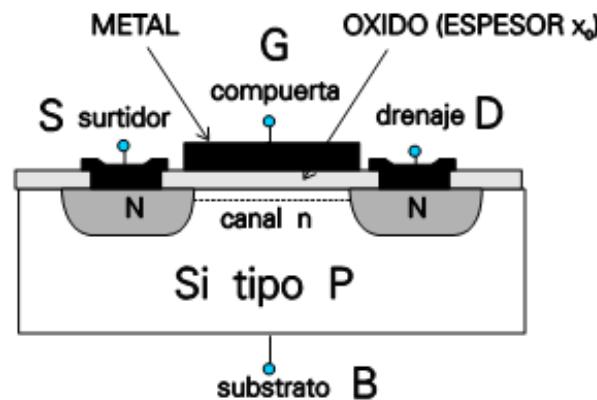
Las zonas principales de esta estructura del TMOS son:

$x_o$  - espesor de la capa de óxido;

$x_e$  - profundidad total de la zona empobrecida  
(zona de carga espacial **ZCE**);

$x_i$  - profundidad de la zona de inversión superficial;

$x_c$  - profundidad del canal.



# TMOS PRINCIPIO DE OPERACIÓN

## LOS 4 ELECTRODOS DEL TRANSISTOR:

El substrato **B** y el surtidor o fuente **S** se colocan a tierra.

El voltaje en la compuerta **G** controla la conducción en el semiconductor a lo largo de la interfaz.

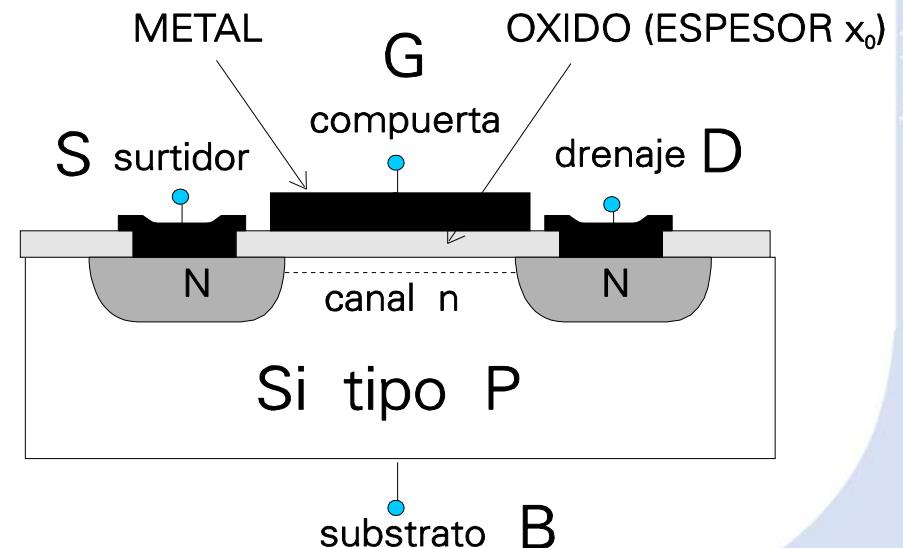
El potencial aplicado al drenaje **D** polariza en inversa a la unión **drenaje-canal** y **acelera los portadores**.

G – compuerta o **gate**

D – drenaje o **drain**

S – surtidor (fuente) o **source**

B – substrato o **bulk**



# TMOS PRINCIPIO DE OPERACIÓN

El canal presenta una resistencia de valor igual a:

$$R = \frac{L}{\sigma W x_c} = \frac{L}{q n \mu_n W x_c} = \frac{L}{Q_n \mu_n W}$$

donde

$\sigma = q n \mu_n$  es la conductividad del material;

$Q_n$  es la carga por unidad de área de los portadores en el canal;

$L$  es la longitud del canal;

$W$  es la anchura del canal;

$x_c$  es la profundidad del canal;

$\mu_n$  movilidad de electrones en el canal

Así, para pequeños voltajes de  $V_D$ , alrededor del origen, la característica I-V es lineal.

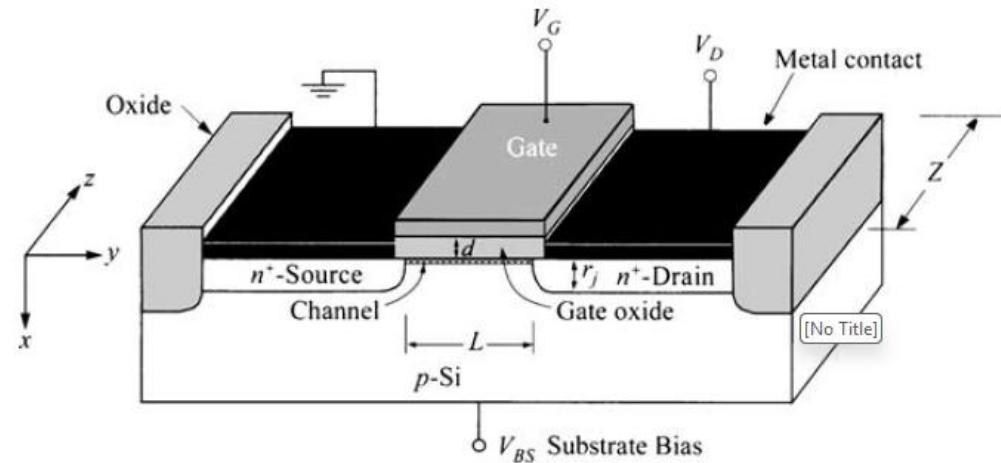
$$I_D \approx V_D / R$$

G – compuerta o **gate**

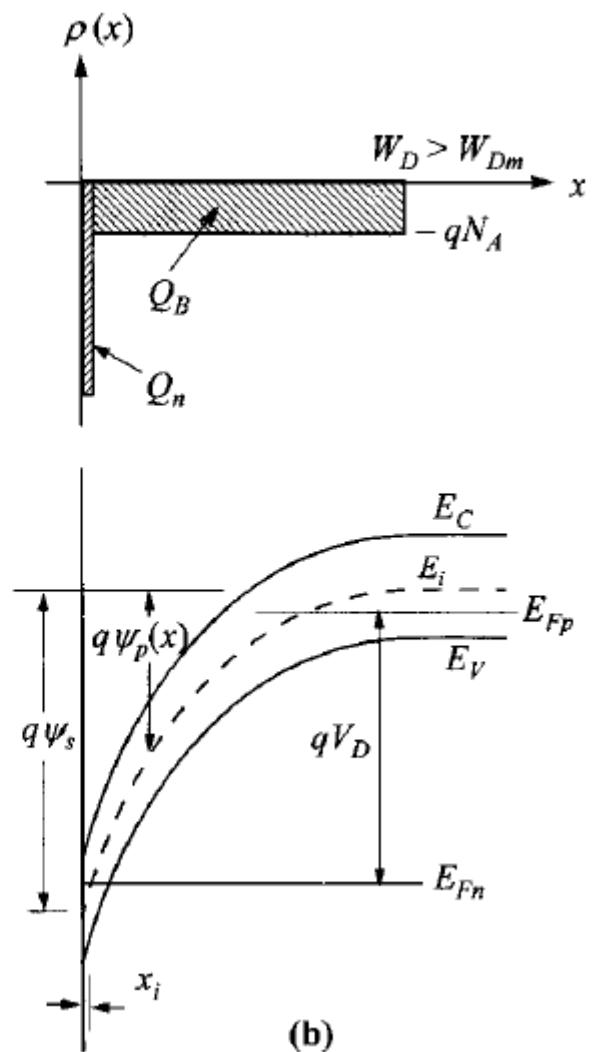
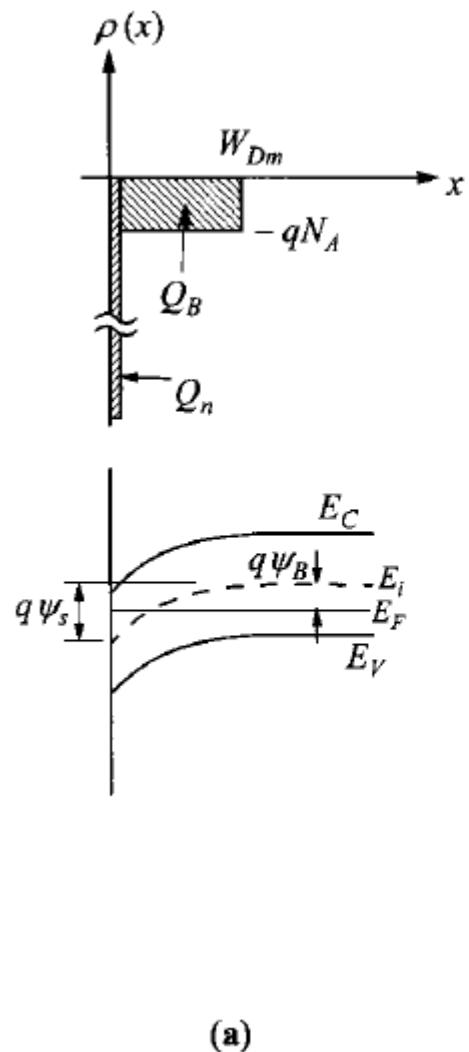
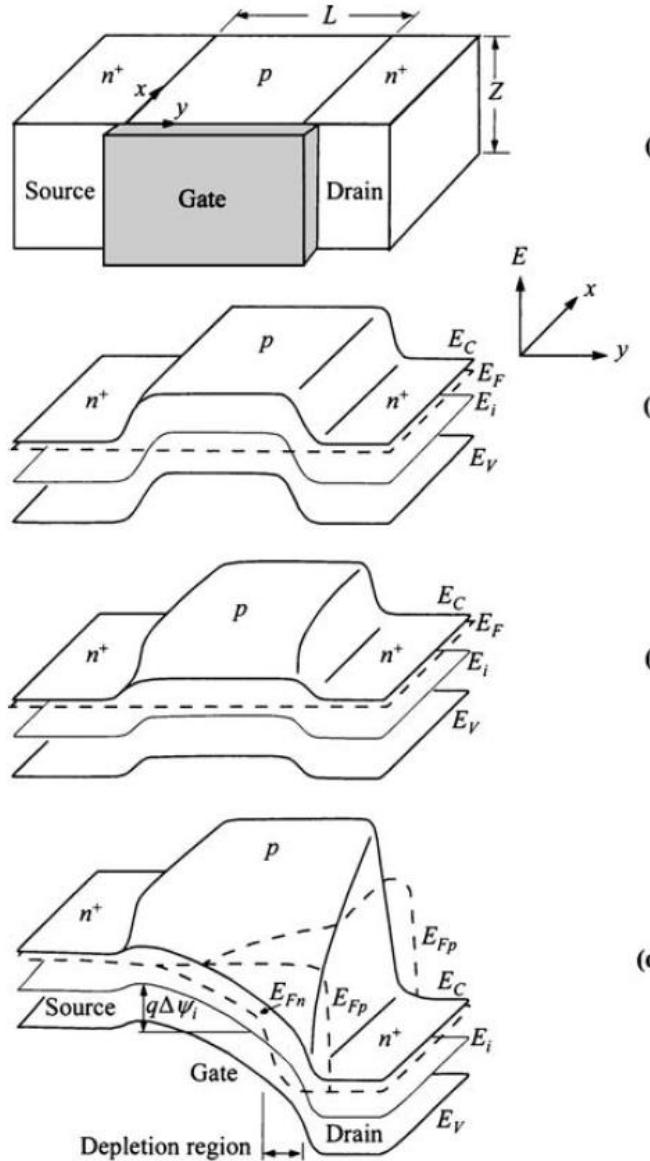
D – drenaje o **drain**

S – surtidor (fuente) o **source**

B – substrato o **bulk**



# TMOS PRINCIPIO DE OPERACIÓN



# TMOS PRINCIPIO DE OPERACIÓN

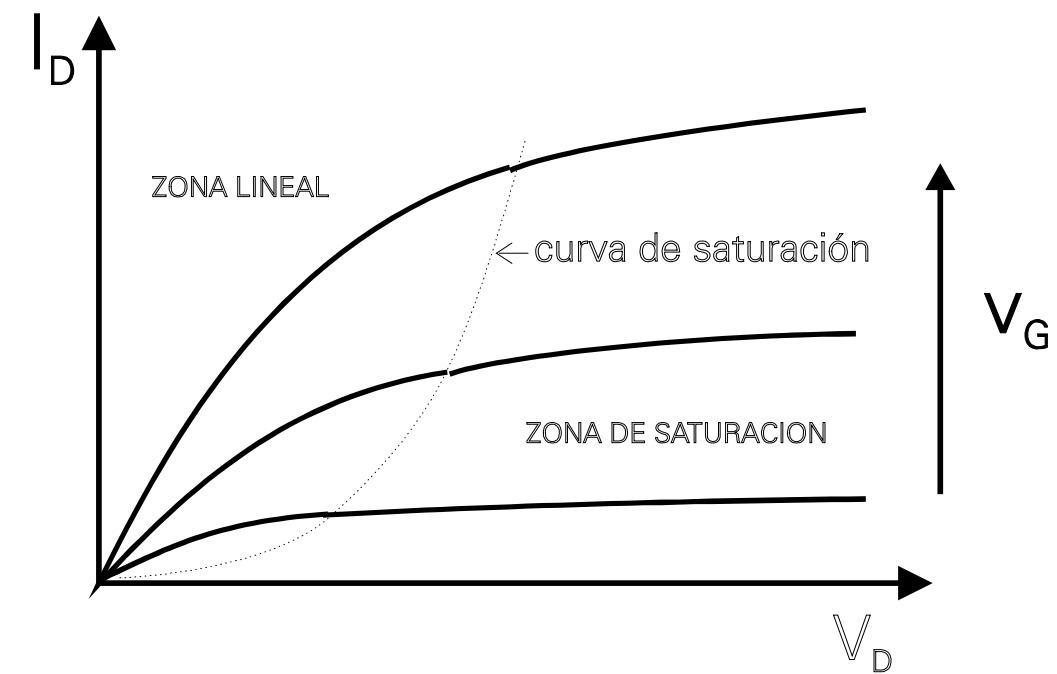
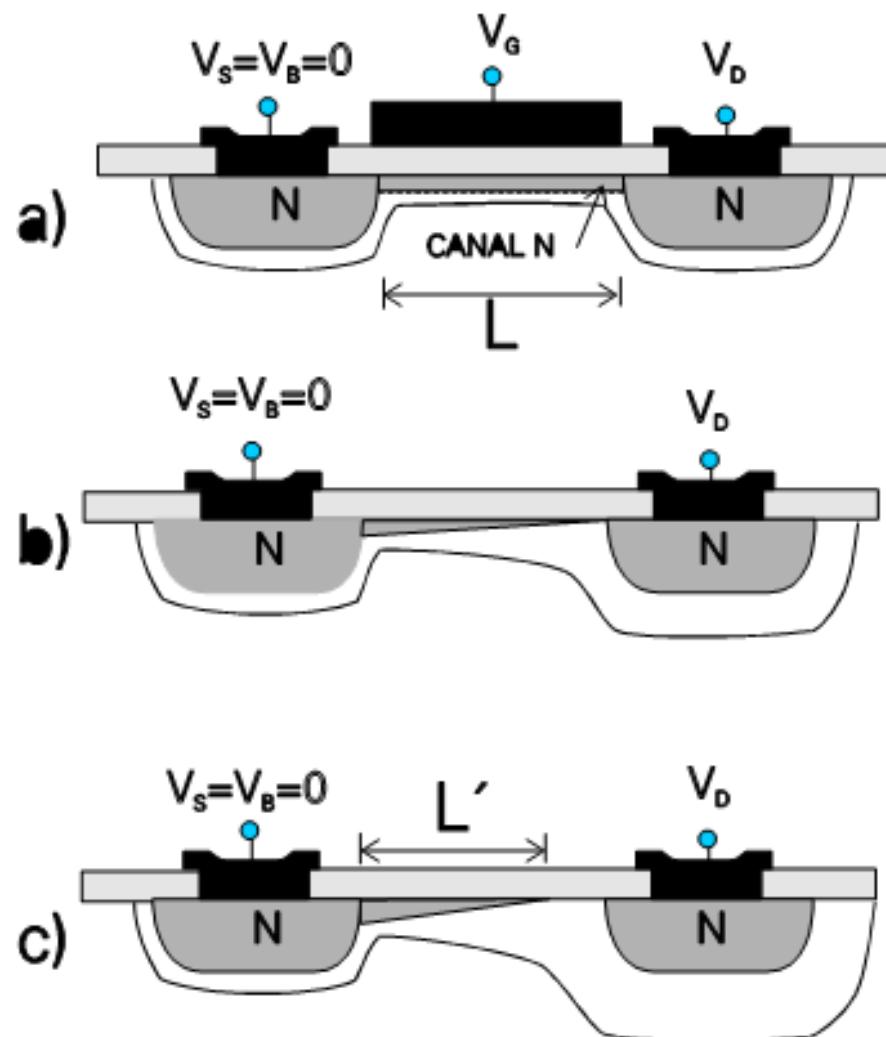


Fig. 2.3 Característica de salida del TMOS de enriquecimiento.

# TMOS PRINCIPIO DE OPERACIÓN

Consideraremos el siguiente caso:

- TMOS canal N, o sea, donde el substrato es tipo P.
- Se hará un análisis unidimensional, o sea, se considerará que las magnitudes que definen este transistor varían solamente perpendicularmente a la superficie (unidimensionales).
- Se considera la longitud del canal como *largo*, que es el caso cuando la longitud no afecta indirectamente las características.

Los cálculos se harán bajo la siguiente **aproximación de canal gradual**, donde el campo transversal, por  $x$ , y su derivada son mucho mayores que el campo longitudinal y su derivada, por  $y$ .

$$\mathcal{E}_y \ll \mathcal{E}_x, \quad y \quad \frac{d\mathcal{E}_y}{dy} \ll \frac{d\mathcal{E}_x}{dx}$$

# TMOS PRINCIPIO DE OPERACIÓN

En primera aproximación se considera que los fenómenos físicos que ocurren dependen fundamentalmente del campo transversal  $E_x$ .

Se considerará que la fuente,  $S$ , está a tierra, o sea, es la *referencia*, entonces según la ley de Ohm diferencial

$$j = \sigma E_y = qn\mu E_y = \frac{i}{x_c W}$$



# TMOS PRINCIPIO DE OPERACIÓN

Para considerar la corriente total en el canal, integrando cada elemento de corriente a diferentes profundidades, se requiere calcular

$$di = \sigma(x, y)E(y)dS = \sigma(x, y) \left( -\frac{dV(y)}{dy} \right) Wdx$$

Integrando la corriente a lo largo de y,

$$\int_0^L Idy = -W \int_0^L \frac{dV(y)}{dy} \int_0^{x_i} \sigma(x, y) dx dy = -W \iint_0^L \sigma(x, V) dx dV$$

$$I = -\frac{W}{L} \iint_0^L \sigma(x, V) dx dV$$

$$I = q \frac{W}{L} \iint_0^L \mu(x, V) n(x, V) dx dV$$

**Integral de Pao-Sah para la corriente. Propuesta en 1966. Solo tiene solución numérica**

# TMOS PRINCIPIO DE OPERACIÓN

En la integral de Pao-Sah se sustituyó el valor de la conductividad a través de la concentración de portadores y de su movilidad.

En el caso de un canal tipo N la corriente fluye de **D** a **S**, contra el sentido del campo eléctrico.

Se requiere encontrar soluciones analíticas basadas en aproximaciones físicas. La aproximación más importante es la de la movilidad, que se considerará:

- a) movilidad constante;
- b) movilidad variable en el sentido perpendicular al campo (x);
- c) movilidad variable en ambos sentidos (x) e (y).

# TMOS PRINCIPIO DE OPERACIÓN

Resolveremos la integral bajo las siguientes condiciones:

1. para pequeños valores de  $V_D$ , el canal se considera homogéneo a lo largo del canal, eje y;
2. la movilidad de los portadores dependerá del voltaje total aplicado a la compuerta, por lo tanto  $\mu_{ef}(V_G)$  y  $n(x,y) \rightarrow n(x)$ .

La expresión de la corriente y conductividad resultante serán igual a:

$$I = V_D \frac{W}{L} \mu_{ef} Q_n = V_D \frac{W}{L} \mu_{ef} q \int_0^{x_i} n(x) dx$$

$$g_d = \frac{W}{L} \mu_{ef} Q_n = \frac{W}{L} \mu_{ef} q \int_0^{x_i} n(x) dx$$

donde  $Q_n$  es la concentración total de portadores (electrones en este caso) en la zona de inversión.

# TMOS

Para calcular la corriente debemos primero calcular la concentración de carga móvil  $Q_n$  e ir a la integral de corriente

Procedimiento de cálculo similar:

- Carga móvil;
- Campo eléctrico y
- Potencial.

Se calculará la variación de estas magnitudes desde la superficie (interfaz) hasta donde concluye la **ZCE**, o sea, donde el campo eléctrico y los potenciales se igualan a cero.

Fuera de la ZCE el campo es **homogéneo** y no hay variación de las magnitudes señaladas.



# TMOS Cargas eléctricas, campos eléctricos y potenciales

¿Cómo definir la concentración de portadores en el canal en función de los potenciales externos aplicados?

A continuación, nos detendremos en dar respuesta a esta pregunta en la forma más general posible.

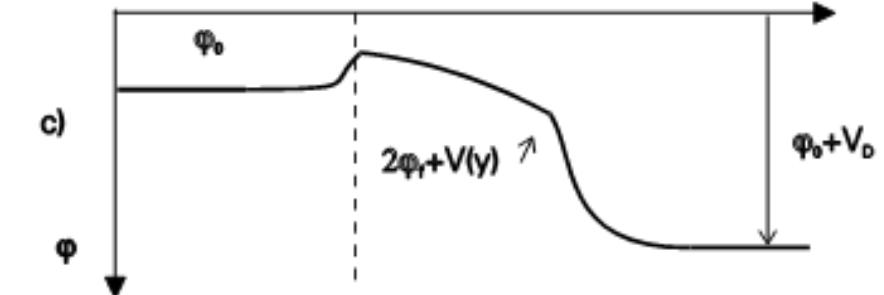
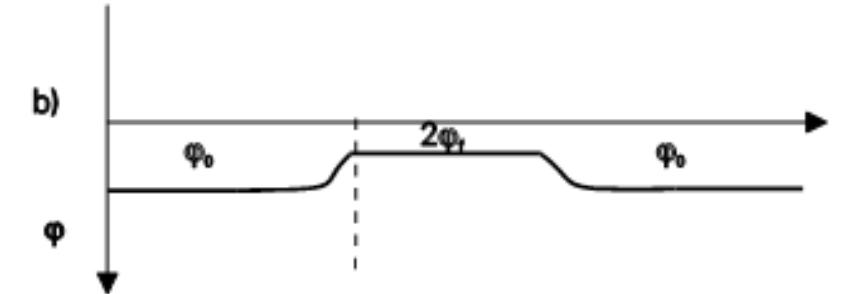
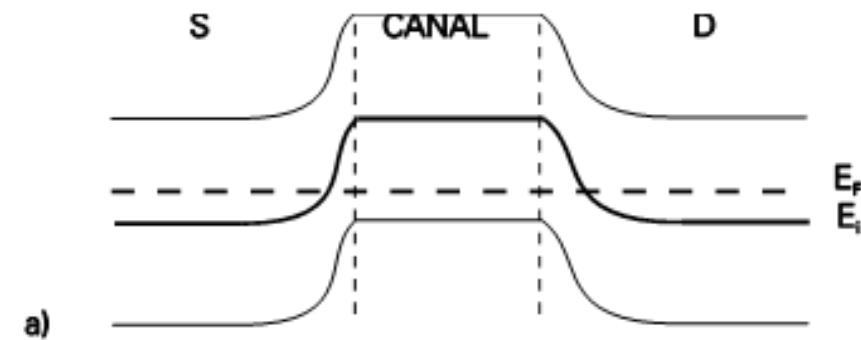
Como se vio en el tema anterior, en el semiconductor, en la **ZCE**, hay dos tipos de cargas, las cargas de iones fijos  $Q_B$  y la carga total de los portadores  $Q_n$ , huecos y/o electrones, y la suma de las dos cargas da la carga total en el semiconductor  $Q_{sem}$ .

# TMOS Distribución de potenciales

Semiconductor Si tipo P

Canal tipo N

Esquema de potencial superficial para diferentes casos con  $V_s = V_B = 0$



# TMOS Distribución de potenciales

Potencial superficial es igual a:  $\varphi_s = \varphi_{s0} + V(y)$

donde

$\varphi_{s0}$  es el valor para el **S** donde  $V(0) = 0$  y

$\varphi_s \approx /2\varphi_F/$ , que es la condición de inversión fuerte, cuando existe ya el canal entre **D** y **S**.

Para simplificar los cálculos usaremos los siguientes potenciales **u**. **Estos son los potenciales  $\varphi$  normalizados** al potencial térmico  $\phi t$ :

$$u = \frac{\phi}{\phi t}; \quad v = \frac{V}{\phi t}; \quad u_f = \frac{\phi_f}{\phi t}$$

Al aplicar el voltaje **V** al drenaje, la diferencia de los cuasíniveles de Fermi en ambas zonas será igual al potencial aplicado, así:

$$\varphi_{fn} - \varphi_{fp} = V \quad o \quad u_{fn} - u_{fp} = v$$

## TMOS Distribución de cargas

Repetiremos los cálculos que se hicieron para la estructura MOS, añadiendo ahora las dependencias a lo largo del canal. Como se conoce, la densidad de cargas será igual a:

$$\rho(x) = q[p(x) - n(x) + N_d^+ - N_a^-] \quad p_{p0} = N_a^- \quad y \quad n_{p0} = N_d^+$$

y si se toma como referencia de potencial  $u_i$  ( $\varphi_i$ ) el nivel **intrínseco** en el volumen, igualándolo a cero ( $u_i=0$ ), resulta que  $u_{fp}=u_f$ , por lo tanto, en el volumen,

$$p(u) = n_i e^{-u(x)+u_{fp}}; \quad p_{p0} = n_i e^{u_{fp}} = n_i e^{u_f};$$

$$n(u, v) = n_i e^{u(x)-u_{fn}} = n_i e^{u(x)-u_{fp}-v}; \quad n_{p0} = n_i e^{-u_{fn}} = n_i e^{-u_f}$$

# TMOS Distribución de cargas

Sustituyendo en la expresión de la densidad de carga:

$$\rho(u, v) = q[n_i e^{-u+u_f} - n_i e^{u-u_f-v} + n_i e^{-u_f} - n_i e^{u_f}],$$

$$\rho(u, v) = -qn_i[e^{u_f}(1 - e^{-u}) + e^{-u_f}(e^{u-v} - 1)]$$

Queda que la  $\rho$  dependerá de la caída de potencial transversal  $u(x)$  y del potencial longitudinal a través de  $v(y)$ .

# TMOS      Campo eléctrico

De la ley de Gauss se conoce que:

$$E(x) = -\frac{Q_{sem}}{k_s \epsilon_0} = -\int_0^x \frac{\rho(x)dx}{k_s \epsilon_0} = -\frac{d\phi}{dx}$$

Sustituyendo la densidad de cargas y con las manipulaciones conocidas, para la *unión p-n* y la *estructura MOS*, cambiando la variable de potencial normalizado y con las condiciones de contorno iguales a **u=0** y **du/dx=0**, resulta:

$$\left(\frac{du}{dx}\right)^2 = \frac{2qn_i}{\phi_t k_s \epsilon_0} [e^{u_f}(u - 1 - e^{-u}) + e^{-u_f-v}(e^u - ue^v - 1)]$$

# TMOS    Campo eléctrico

Resolviendo:

$$F(u, u_f, v) = [e^{u_f}(u + e^{-u} - 1) + e^{-u_f-v}(e^u - ue^v - 1)]^{1/2}$$

$$\therefore \frac{du}{dx} = \pm \frac{F(u, u_f, v)}{L_{Di}}.$$

$$L_{Di} = \sqrt{\frac{\phi t k_s \epsilon_0}{2 q n_i}} \quad \text{longitud de Debye intrínseca}$$

La diferencia con la estructura MOS está en la dependencia del potencial a lo largo del canal,  $v$ .

**A partir de ahora el análisis es bidimensional, por 'x' y por 'y'.**

# TMOS Magnitudes eléctricas

Expresiones para las siguientes magnitudes eléctricas en el canal de los TMOS:  
carga eléctrica; campo eléctrico y potenciales.

Dependiendo de los potenciales aplicados también hay 4 regiones de operación, o  
de trabajo: **acumulación, empobrecimiento, inversión débil e inversión fuerte.**

1) *El campo eléctrico  $E(u, v)$ .*

$$E_x(u, v) = \mp \phi t \frac{1}{L_{Di}} F(u, u_f, v) \quad [- \text{ CANAL P ; + CANAL N}]$$

$$E_s = \mp \phi t \frac{1}{L_{Di}} F(u_s, u_f, v) \quad u_s \text{ potencial en la superficie}$$

# TMOS Magnitudes eléctricas

## 2) Carga total en el semiconductor $Q_{sem}$

Como se conoce, el campo eléctrico en la superficie esta definido por la carga total por unidad de área en el semiconductor, así

$$Q_{sem} = -k_s \varepsilon_0 E_s = \mp \frac{\phi t k_s \varepsilon_0}{L_{Di}} F(u_s, u_f, v)$$

## 3) Carga de portadores en la zona de inversión.

Integrando la concentración de portadores en la zona de inversión resulta:

$$Q_n = -q \int n(x) dx = -q \int n_{p0} e^{u-v} du \frac{dx}{du} = -qn_{p0} e^{-v} \int e^u \frac{L_{Di}}{F(u, u_f, v)} du$$

$$Q_n = -qn_{p0} L_{Di} e^{-v} \int_{u_f}^{u_s} \frac{e^u du}{F(u, u_f, v)} \approx -qn_{p0} L_{Di} e^{-v} \int_0^{u_s} \frac{e^u du}{F(u, u_f, v)}$$

Si se quiere tomar toda la región de empobrecimiento se sustituye el límite  $u_f$  por 0, con esto se añade poca carga, pero simplifica la solución de la integral.

# TMOS Magnitudes eléctricas

## 4) Relación entre el potencial y la coordenada.

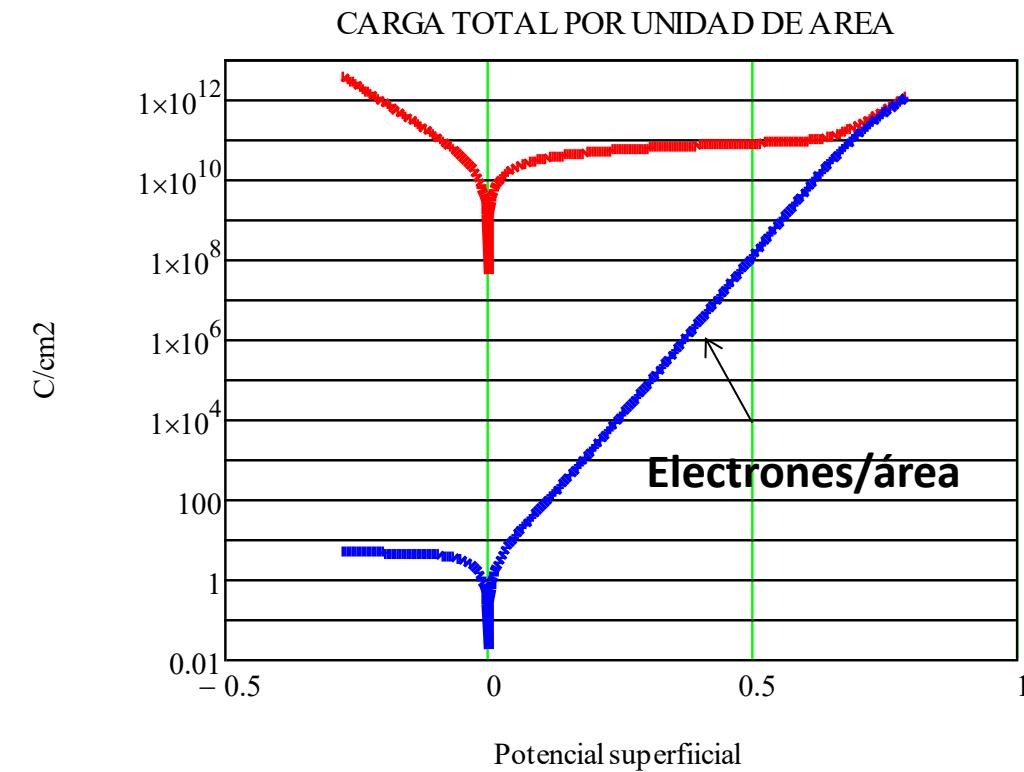
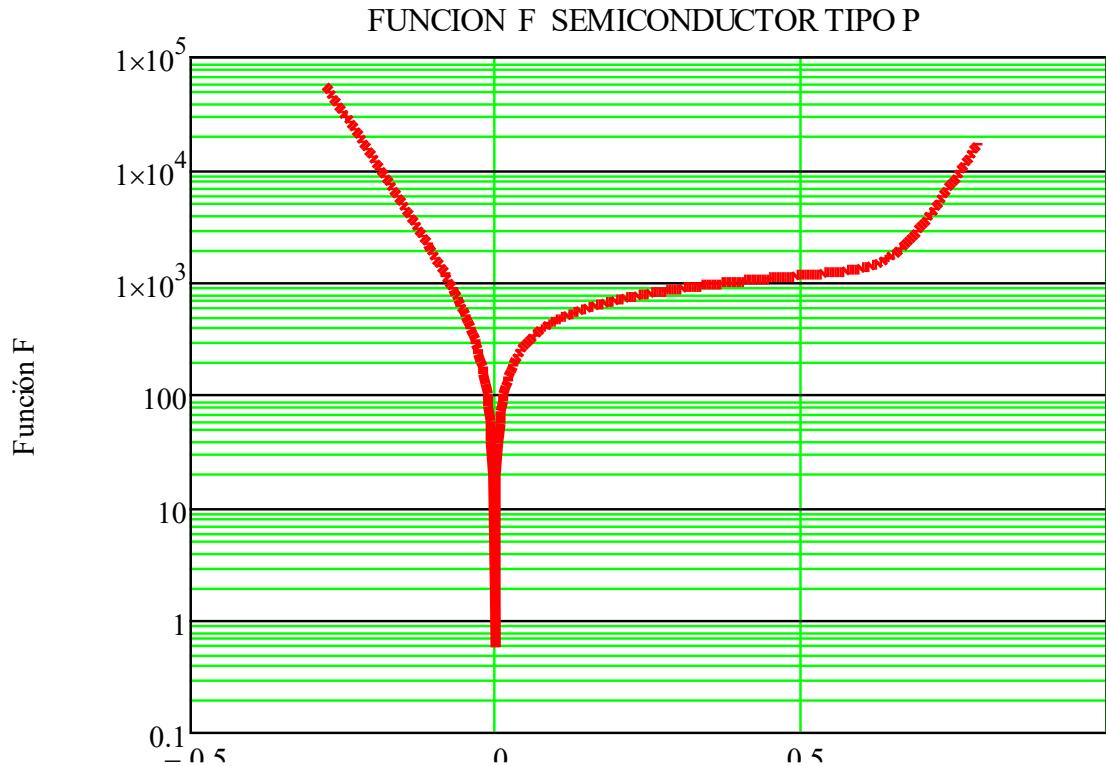
Se puede obtener una expresión que defina esta relación, que es igual a

$$|x| = L_{Di} \int_u^{u_s} \frac{d\alpha}{F(\alpha, u_f, v)}$$

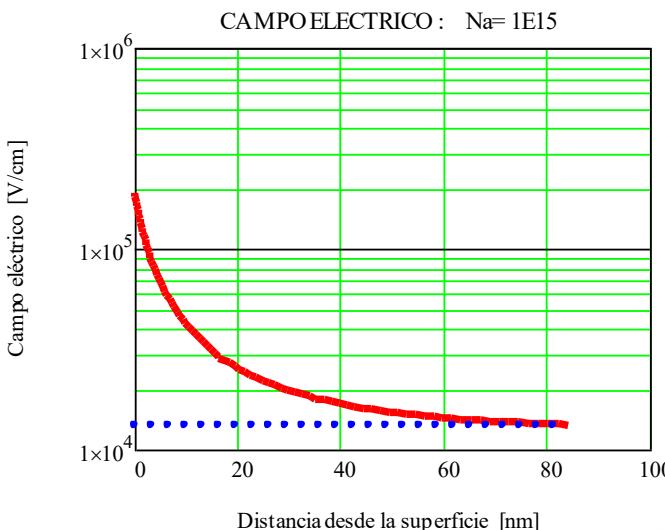
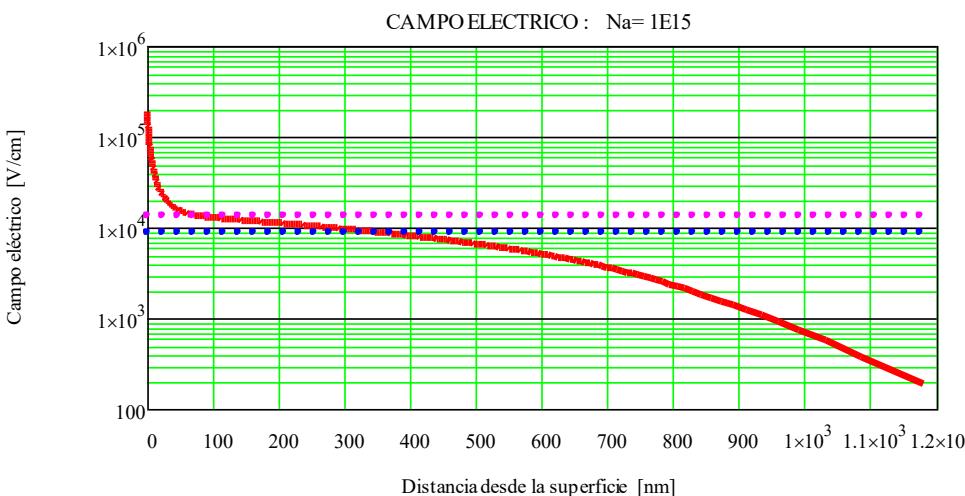
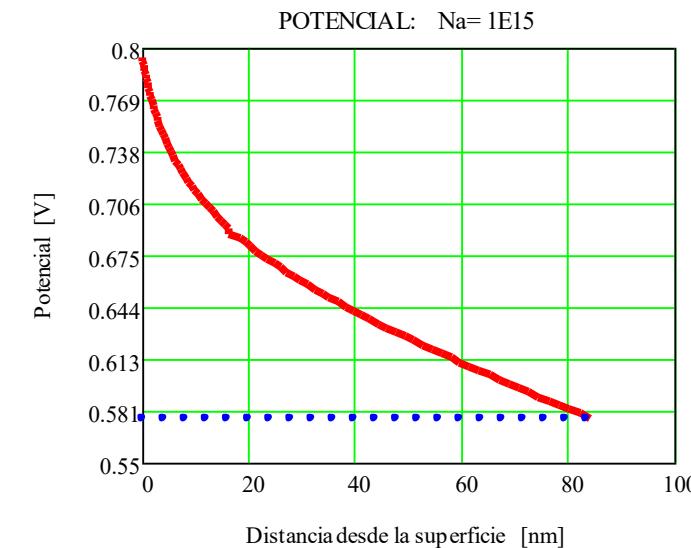
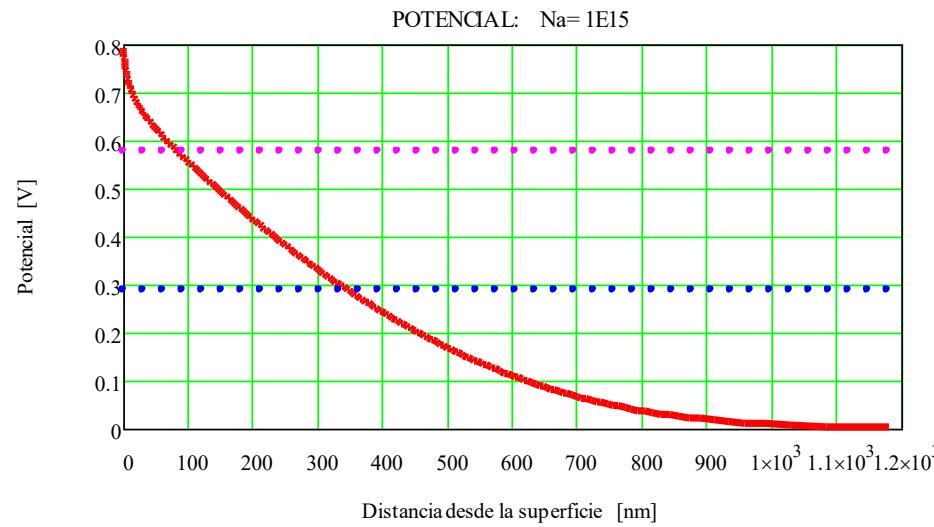
donde se ve que para cada valor de  $u_s$  el barrido de  $u$  define en forma precisa la distribución de potencial desde  $u_s$  hasta 0.

# TMOS Magnitudes eléctricas

q



# TMOS Magnitudes eléctricas



# EL TRANSISTOR MOS IDEAL

Aproximación de empobrecimiento

## TMOS Aproximación de empobrecimiento

Se repiten todas las consideraciones que se tomaron en el caso de la estructura MOS, o sea, solo carga fija de iones en la ZCE y de portadores solo en la región de inversión.

Igualmente, con esta aproximación la densidad de carga, a los fines de determinar la **ZCE**, se define por:

$$\rho = -qN_a$$

Si consideramos el caso unidimensional, de nuevo sustituyendo en la ecuación de Poisson, se obtiene:

$$\frac{1}{2} \left( \frac{du}{dx} \right)^2 = -\frac{1}{k_s \epsilon_0 \phi t} \int_0^u \rho du = -\frac{1}{\phi t} \frac{-qN_a}{k_s \epsilon_0} u$$

# TMOS Aproximación de empobrecimiento

$$\frac{du}{dx} = -\sqrt{\frac{1}{\phi t} \frac{2qp_{p0}u}{k_s \varepsilon_0}} = -\frac{e^{\frac{u_f}{2}} \sqrt{u}}{L_{Di}}$$

$$E_x = \sqrt{\phi t \frac{2qp_{p0}}{k_s \varepsilon_0}} \sqrt{u} = \phi t \frac{e^{\frac{u_f}{2}}}{L_{Di}} \sqrt{u}$$

Resolviendo con respecto al potencial normalizado:

$$u = \frac{e^{u_f}}{4L_{Di}^2} (x_e^2 - x^2)$$

# TMOS Aproximación de empobrecimiento

Como fue explicado en el caso de la unión P-N con una estructura MOS, el potencial superficial en la superficie de la estructura MOS ahora se hace igual a:  $\varphi_s = \varphi_{s0} + V_J$

Si transistor tiene potencial aplicado en el D,  $V_J = V_D$ , con polarización inversa, bajo la aproximación de empobrecimiento, la carga fija es igual a:

$$Q_B = [2qN_B k_s \varepsilon_0 \phi t (u_{s0} + v)]^{\frac{1}{2}} \quad - \text{CANAL N} \quad + \text{CANAL P}$$

A partir de la caída de voltaje en el dieléctrico de compuerta se puede calcular la carga total en el semiconductor  $Q_{sem}$ , como en un capacitor plano, que será igual a:

$$Q_{sem} = C_o |V_G - \phi_s|$$

# TMOS Aproximación de empobrecimiento

**Cargas móviles de portadores**

$$Q_n = Q_{sem} - Q_B$$

$$Q_n = -C_o \left[ (V_G - \phi_{so}' - V(y)) - (2qN_B k_s \epsilon_0 (\phi_{so} + V(y))^{\frac{1}{2}}) \right]$$

y si se define el factor  $\gamma$  como factor de cuerpo, igual a:

$$\gamma = \sqrt{\frac{2qk_s\epsilon_0 N_B}{C_o^2}}$$

$$Q_n = -C_o \left[ (V_G - \phi_{so}' - V(y)) - \gamma(\phi_{so} + V(y))^{\frac{1}{2}} \right]$$

*¿En qué se diferencian  $\phi_{so}'$  y  $\phi_{so}$  en las expresiones de  $Q_{sem}$  y  $Q_B$  ?*

# TMOS Aproximación de empobrecimiento

Para el cálculo de  $Q_B$  lo importante es el **ancho de la ZCE**. Cuando se llega a la inversión fuerte este ancho prácticamente no se incrementa, podemos considerar que el potencial superficial se puede hacer igual a  $\phi_{s0} \approx 2\phi_f$ .

En el caso de  $Q_{sem}$  es necesario:

- 1ro. compensar el llamado **Voltaje de Banda Plana** (“Flat Band”)  $V_{FB}$ , para alcanzar el estado de banda plana como condición inicial y
- 2do. aplicar el potencial necesario para alcanzar la inversión fuerte, así

$$V_G - \phi_{s0}' = V_G - V_{FB} - 2\phi_f$$

$$Q_n = -C_o \left[ (V_G - V_{FB} - 2\phi_f - V(y)) - \gamma (2\phi_f + V(y))^{\frac{1}{2}} \right]$$

# Cálculo de la corriente en el canal del TMOS entre Fuente (S) y Drenaje (D)

Bajo la condición de canal largo, cuando se considera el canal homogéneo del D al S.

# TMOS CORRIENTE DE DRENAJE Aproximación de 3/2

Cálculo de la corriente de drenaje considerando:

- 1) para el canal N todos los potenciales son positivos;
- 2) la corriente en el canal es negativa, va de **D** a **S**;
- 3) la movilidad de los portadores en el canal depende solamente del potencial en la compuerta, o sea del campo eléctrico transversal al canal;
- 4) la carga móvil se calcula por la expresión anterior de  $Q_n$ .

$$I = -\frac{W}{L}\mu \int_0^{V_D} Q_n(V_G, V)dV = \frac{W}{L}\mu \int_0^{V_D} C_o \left[ (V_G - V_{FB} - 2\phi_f - V) - \gamma(2\phi_f + V)^{\frac{1}{2}} \right] dV$$

$$I_D = \frac{W}{L}\mu(V_G)C_0 \left[ (V_G - V_{FB} - 2\phi_f)V - \frac{V^2}{2} - \frac{2}{3}\gamma \left[ (2\phi_f + V)^{\frac{3}{2}} \right] \right]_0^{V_D}$$

# TMOS CORRIENTE DE DRENAJE Aproximación de 3/2

resultando finalmente la siguiente expresión para la corriente conocida como la de los 3/2

$$I_D = \frac{W}{L} \mu(V_G) C_0 \left\{ (V_G - V_{FB} - 2\varphi_f) V_D - \frac{V_D^2}{2} - \frac{2}{3} \gamma \left[ (2\varphi_f + V_D)^{\frac{3}{2}} - (2\varphi_f)^{\frac{3}{2}} \right] \right\}$$

# TMOS POLARIZACIÓN DEL SUBSTRATO

Al polarizar el substrato se varía la profundidad de la **ZCE**,  
∴ varían → concentración de cargas,  
voltaje umbral,  
conductividad.

El electrodo **S** es la referencia con potencial cero.

Caso de  $V_B=0$ , y  $V_B<0$ .

La principal afectación está en la **ZCE**, la cual se incrementa con el incremento del potencial  $V_B$ .

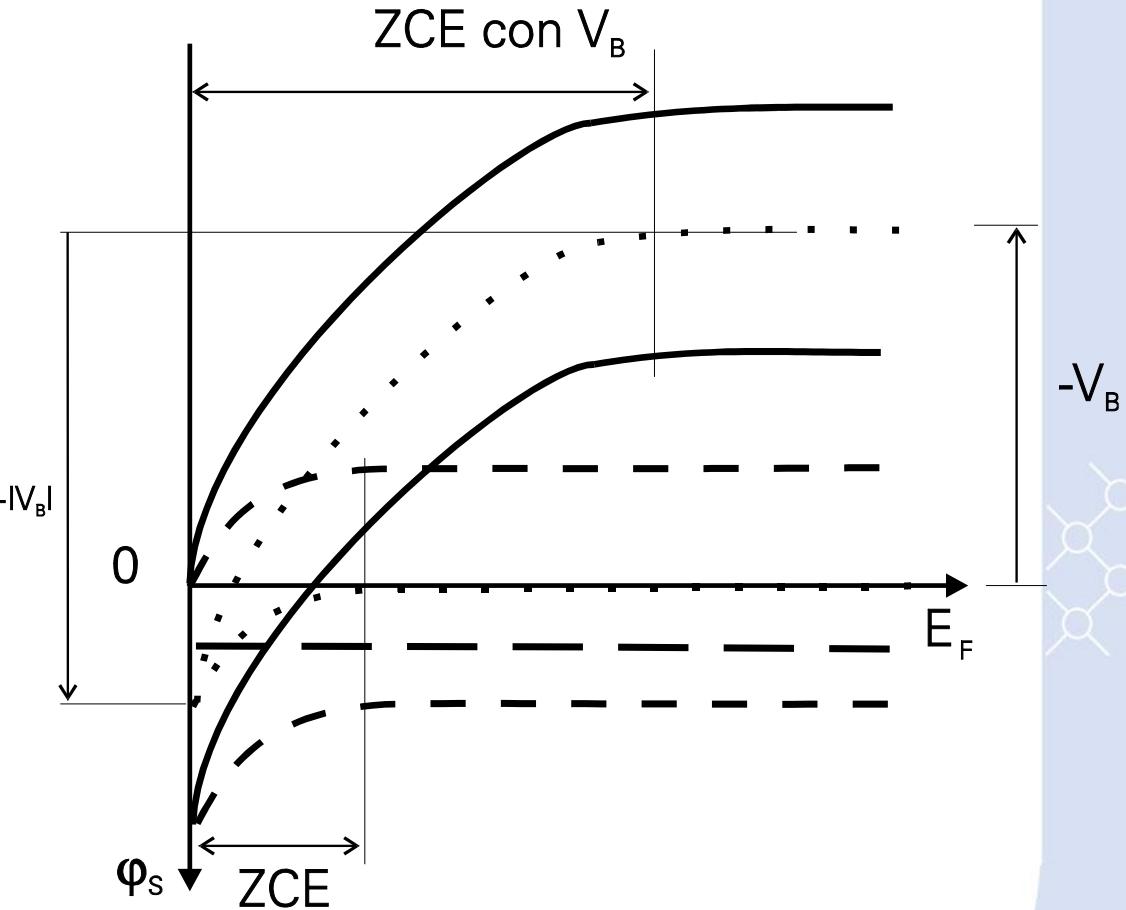


Fig. 2.5 Incremento de la zona de carga espacial junto a la superficie del TMOS con el aumento de la polarización del substrato.

# TMOS POLARIZACIÓN DEL SUBSTRATO

El potencial entre la compuerta **G** y el substrato **B** será igual a:  $|V_G| + |V_B|$

para el canal N la diferencia de potencial total será:  $V_{GB} = V_G - (-V_B) = V_G + V_B$

**El potencial superficial**, como está referenciado a **S** en la superficie, **no cambia de valor**.

De esta forma la parte que se altera es la referente a la carga de iones en la ZCE (carga fija), así se puede considerar que la expresión para la carga de los portadores se ve alterada y es igual a:

$$Q_n = C_o \left[ V_G - V_{FB} - 2\phi_f - V(y) - \gamma \sqrt{2\phi_f + |V_B| + V(y)} \right]$$

y el módulo de la corriente es igual a (*modelo de los 3/2*):

$$I_D = \frac{W}{L} \mu(V_G) C_0 \left\{ (V_G - V_{FB} - 2\phi_f) V_D - \frac{V_D^2}{2} - \frac{2}{3} \gamma \left[ (2\phi_f + |V_B| + V_D)^{\frac{3}{2}} - (2\phi_f + |V_B|)^{\frac{3}{2}} \right] \right\}$$

# TMOS    MODELO NIVEL 2

Esta es la expresión de corriente de drenaje en los TMOS de canal largo en sobreumbral, en la región lineal.

Este modelo de corriente se conoce como **MODELO DE LOS 3/2 ó NIVEL 2** en los simuladores SPICE.

**Su validez es solo para  $V_G > V_T$  y para  $V_D < V_{Dsat}$**

$$I_D = \frac{W}{L} \mu(V_G) C_0 \left\{ (V_G - V_{FB} - 2\varphi_f) V_D - \frac{V_D^2}{2} - \frac{2}{3} \gamma \left[ (2\varphi_f + |V_B| + V_D)^{\frac{3}{2}} - (2\varphi_f + |V_B|)^{\frac{3}{2}} \right] \right\}$$

# Definición del voltaje umbral del TMOS

$V_T$

# TMOS VOLTAJE DE UMBRAL

El voltaje de umbral  $V_T$  es uno de los parámetros más importantes del TMOS y tiene varias definiciones, según el modelo que describe el comportamiento del transistor.

Es muy importante el utilizar el  $V_T$  obtenido con su modelo correspondiente.

Para el modelo que estamos estudiando se define como el voltaje necesario para comenzar la formación del canal junto al S, donde el potencial se toma como referencia, o sea para  $y=0$ ,  $V(0)=0$ .

# TMOS VOLTAJE DE UMBRAL

Esta condición se cumple cuando la carga de portadores se hace cero, por lo cual a partir de la expresión para la carga, se obtiene para el caso de  $Q_n=0$ :

$$V_T = V_{GT} = V_{FB} + 2\phi_f + \gamma \sqrt{2\phi_f + |V_B|}$$

**El  $V_T$  debe ser:** estable en el tiempo; repetible por la tecnología.

**Influyen en el  $V_T$ :** la calidad del óxido (dieléctrico) de compuerta y la calidad de la interfaz óxido-semiconductor.

# TMOS VOLTAJE DE UMBRAL

$$V_T = V_{GT} = V_{FB} + 2\phi_f + \gamma \sqrt{2\phi_f + |V_B|} = V_{FB} + 2\phi_f + \frac{\sqrt{2q\varepsilon_s}}{\varepsilon_{ox}} x_{ox} \sqrt{N_B} \sqrt{2\phi_f + |V_B|}$$

Como se ve de estas expresiones el  $V_T$  depende de:

- la concentración a través de  $N_B$  y  $\phi_f$ ;
- el espesor del óxido por  $x_{ox}$ ;
- de los materiales de los contactos y la calidad de la interfaz por  $V_{FB}$ ;
- de la polarización del substrato,  $V_B$ .

Estas dependencias nos permitirán poder variar o ajustar el valor del  $V_T$ .

# TMOS VOLTAJE DE UMBRAL

Para fijar el valor del voltaje umbral en un TMOS se utilizaron varios métodos como:

1. Aplicar una polarización del substrato diferente de cero, ya que  $V_T$  tiene una dependencia como la raíz cuadrada. Esto se utilizó en muchos circuitos de memorias en el comienzo de los VLSI;
2. Variar la concentración del substrato de partida, lo que varía  $\varphi_f$ , pero esto puede afectar otros parámetros del transistor;
3. Variar el espesor del óxido de la compuerta, lo que actúa sobre  $\gamma$  y  $C_o$ . Se usa en la zona activa y en la zona de campo.
4. Variar la concentración del substrato solamente en la región superficial, donde está el canal del transistor, esto es lo mas generalizado y se realiza por medio de la implantación iónica localizada.

# Dimensiones internas en el TMOS

# TMOS    Dimensiones de las zonas de un TMOS

En un transistor MOS se definen las siguientes zonas:

- 1)  $x_e - x_c$ , el ancho de la ZCE efectiva, donde el potencial va de  $u=0$  a  $u=2u_f$
- 2)  $x_c$ , profundidad del canal, donde el potencial varia de  $u=2u_f$  hasta  $u=u_s$

Se usarán las siguientes **aproximaciones** para la función  $F$ ,

Profundidad de la ZCE  
para  $u$  de 0 a  $2u_f$ ;

$$F \cong e^{\frac{u_f}{2}} \sqrt{2u_f} \quad x_e - x_c = L_{Di} \int_0^{2u_f} e^{-\frac{u_f}{2}} \frac{du}{\sqrt{2u}} = L_{Di} e^{-\frac{u_f}{2}} 2 \sqrt{2u_f}$$

Profundidad del CANAL  
para  $u > 2u_f$

$$F \cong e^{\frac{u_f}{2}} (e^{u-2u_f} + u)^{\frac{1}{2}} \cong e^{\frac{u_f}{2}} e^{\frac{u}{2}-u_f} = e^{\frac{u-u_f}{2}}$$

# TMOS    Dimensiones de las zonas de un TMOS

Una breve sustitución numérica permite evaluar la relación entre estas magnitudes.

$$L_{Dl} \approx 24.39 \text{ } \mu\text{m}; \quad T = 300 \text{ K}; \quad \varphi_t = 0.026 \text{ V};$$

Para Si de los años 80 con  $N_A = 8.7 \times 10^{14}$ ,  $\varphi_f \approx 0.286 \text{ V}$ ;  $u_f \approx 11$

$$\begin{aligned} x_{ox} &= 40 \text{ nm} \quad y \quad V_G = 5 \text{ V}, u_s \approx 21, \\ x_e - x_c &= 914 \text{ nm} \quad y \quad x_c = 48.4 \text{ nm}, \quad x_c / (x_e - x_c) = 0.05 \end{aligned}$$

Para un transistor SOI de primera generación, con  $N_A = 1 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ ,  $\varphi_f \approx 0.286 \text{ V}$ ;  $u_f \approx 11$

$$\begin{aligned} x_{ox} &= 1.6 \text{ nm}; \quad V_G = 1.5 \text{ V}, u_s = 28.5 \\ x_e - x_c &= 782 \text{ nm}, \quad y \quad x_c = 49.3 \text{ nm}, \quad x_c / (x_e - x_c) = 0.063 \end{aligned}$$

# TMOS    Dimensiones de las zonas de un TMOS

Por lo cual la profundidad del canal es unas 20 veces inferior en tamaño que la de la **ZCE** hasta la inversión fuerte.

$$x_c \ll x_{dmax}$$

Esta es la causa por la cual se considera a la **ZCE** como la zona que se extiende desde la superficie al comienzo de la zona homogénea donde el campo eléctrico es igual a 0.

# **REGIÓN DE SATURACIÓN EN LA CARACTERÍSTICA I-V DEL TMOS**

La región de saturación corresponde a la parte de la característica de salida del transistor que varia poco con el voltaje de drenaje

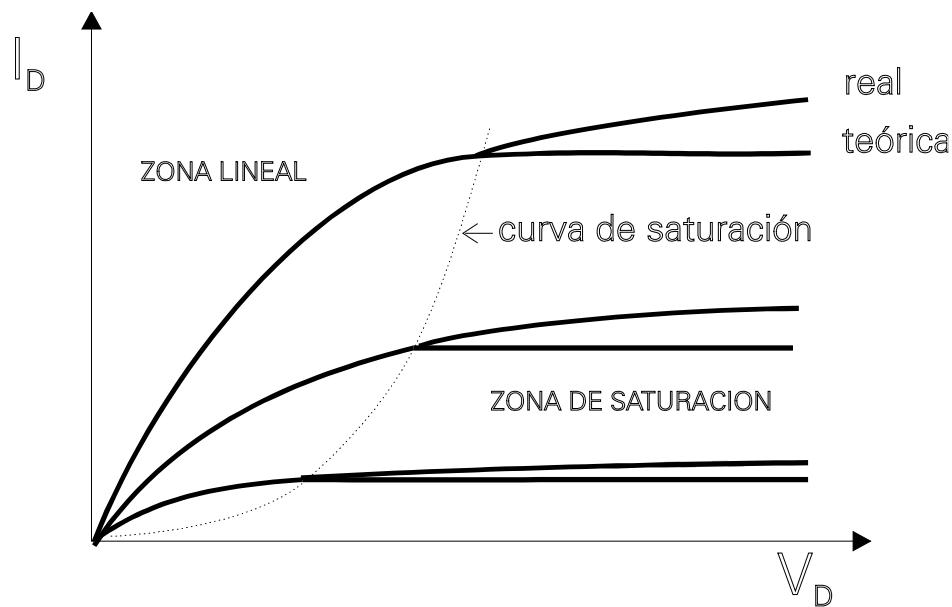


Fig.2.6 Característica de salida del TMOS.  
Conductancia en saturación.

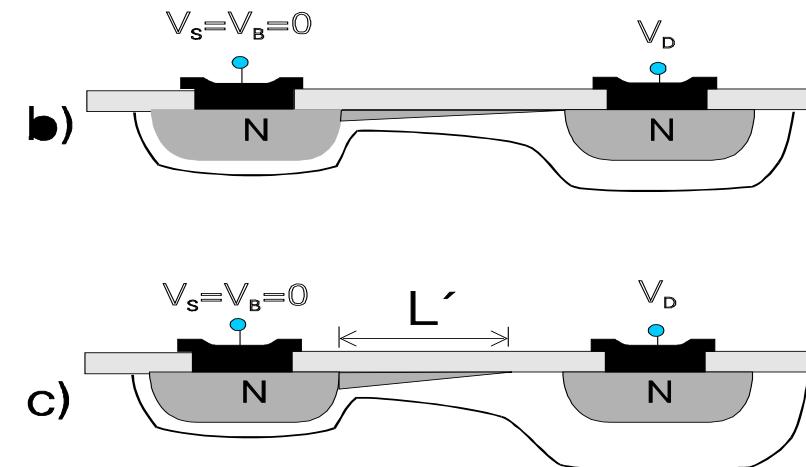


Fig. 2.2 Formación del canal en el TMOS en función de los potenciales en el Drenaje y la Compuerta.  
a)  $V_D=0$ ,  $V_G > V_T$ ;  
b)  $V_D$  en el caso de "pinch-off";  
c) caso de saturación;  $L' < L$ .

Para el caso que estamos estudiando de canal largo, se define el voltaje de drenaje en saturación  $V_{Dsat}$ , como el voltaje requerido para que se cierre completamente el canal junto al drenaje, o sea que la carga móvil se haga igual a cero,  $Q_n(y=L)=0$ , para  $V_D=V_{Dsat}$ .

Este punto se conoce como “*pinch off point*” o punto de pellizco.

A partir de la ecuación de la carga de portadores  $Q_n$ , el voltaje de drenaje requerido para esta condición es igual a:

$$V(y = L) = V_{Dsat} = V_G - V_{FB} - 2\phi_f + \frac{\gamma^2}{2} \left( 1 - \sqrt{1 + \frac{4}{\gamma^2} (V_G - V_{FB} + |V_B|)} \right)$$

El incremento de la corriente para un  $V_D > V_{Dsat}$  se explica por el llamado efecto de acortamiento del canal, donde la longitud del canal  $L$  se reduce a  $L'$ .

Cuando  $V_D$  va aumentando después de la saturación, el punto de “pinch off” se va alejando del D, retrocediendo en el canal, produciendo un acortamiento efectivo de la longitud del canal,  $L' < L$ .

Esto conlleva una reducción de la resistencia del canal con un aumento de corriente.

Esta zona es la llamada **región de saturación** en la característica I-V.

En una primera aproximación se puede considerar que el acortamiento del canal es igual al incremento de la zona de carga espacial que se produce en la unión P-N canal-drenaje, para voltajes superiores a  $V_{Dsat}$ , o sea:

$$\Delta L \approx \sqrt{\frac{2k_s \epsilon_0}{qN_B} (V_D - V_{Dsat})} \quad |V_D > V_{Dsat}$$

y la corriente entonces debe aumentar según:

$$I_{sat} \approx \frac{W}{L \left(1 - \frac{\Delta L}{L}\right)} f(V_G, V_{Dsat}) \quad \text{para } V_D > V_{Dsat}$$

# **APROXIMACIONES DEL MODELO DE LOS 3/2**



Según vimos la expresión de los 3/2 es válida en la llamada **región lineal** cuando  $V_G > V_T$  y  $0 < V_D < V_{dsat}$ .

En el caso que se puede considerar que el valor de  $V_D$  es suficientemente pequeño, o sea, menor de  $2\varphi_f + |V_B|$ , la expresión de corriente de 3/2 se puede aproximar como el desarrollo de un binomio:

$$(1 \pm x)^m = 1 \pm mx + \frac{m(m-1)}{2} x^2 \pm \dots (\pm)^n \frac{m(m-1)\dots(m-n+1)}{n!} x^n + \dots, \quad \text{para } |x| \leq 1 \quad y \quad m > 0$$

por lo tanto, si  $A = (2\varphi_f + |V_B|)$

$$(2\varphi_f + |V_B| + V_D)^{\frac{3}{2}} - (2\varphi_f + |V_B|)^{\frac{3}{2}} = A^{\frac{3}{2}} \left[ \left(1 + \frac{V_D}{A}\right)^{\frac{3}{2}} - 1 \right] = A^{\frac{3}{2}} \left[ 1 + \frac{3V_D}{2A} + \frac{3}{8} \left(\frac{V_D}{A}\right)^2 + \dots - 1 \right]$$

Tomando el primer término del desarrollo del binomio

Es la aproximación mas simple para la condición indicada de  $V_D < 2\varphi_f + |V_B|$ , resultando:

Corriente lineal

$$I_{lineal} = \frac{W}{L} C_o \mu(V_G) \left[ V_G - V_T - \frac{V_D}{2} \right] V_D$$

Conductancia lineal

$$g_{lineal} = \frac{W}{L} C_o \mu \left[ V_G - V_T - \frac{V_D}{2} \right]$$

Como  $2\varphi_f \approx 0.6V$  incluso si no hay polarización del substrato, se puede considerar esta aproximación válida para  $V_{DS} < 100 \text{ mV}$ .

Bajo las condiciones de esta aproximación, la **condición de saturación** calculada a partir de considerar que  $Q_n(L)=0$ , nos da que:

$$Q_n = C_o \left[ V_G - V_{FB} - 2\phi_f - V(y) - \gamma \sqrt{2\phi_f + |V_B| + V(y)} \right]$$

$$V_{Dsat} = V_G \quad \text{cuando } V(L)=V_D$$

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

por lo tanto

$$I_{Dsat} = \frac{W}{L} \mu C_o \frac{(V_G - V_T)^2}{2}$$

Tomando los dos primeros términos del binomio

$$(2\phi_f + |V_B| + V_D)^{\frac{3}{2}} - (2\phi_f + |V_B|)^{\frac{3}{2}} = A^{\frac{3}{2}} \left[ \left(1 + \frac{V_D}{A}\right)^{\frac{3}{2}} - 1 \right] = A^{\frac{3}{2}} \left[ 1 + \frac{3V_D}{2A} + \frac{3}{8} \left(\frac{V_D}{A}\right)^2 + \dots - 1 \right] \approx \frac{3}{2} V_D \sqrt{A} + \frac{3}{8} V_D^2 \frac{1}{\sqrt{A}}$$

$$I_{aprox} = \frac{W}{L} C_o \mu(V_G) \left[ (V_G - V_{FB} - 2\phi_f) V_D - \frac{V_D^2}{2} - \gamma (2\phi_f + V_B)^{\frac{1}{2}} V_D - \frac{\gamma}{2(2\phi_f + V_B)^{\frac{1}{2}}} V_D^2 \right]$$

y si se ponen en función de  $V_T$  resulta:

$$V_T = V_{FB} + 2\phi_f + \gamma \sqrt{2\phi_f + |V_B|}$$

$$I = \frac{W}{L} C_o \mu(V_G) \left[ (V_G - V_T) V_D - \frac{[1+n]}{2} V_D^2 \right]$$

donde

$$n = \frac{1}{2} \frac{\gamma}{\sqrt{2\phi_f + |V_B|}}$$

Expresión más simple que la de 3/2 y más precisa que la de primera aproximación.

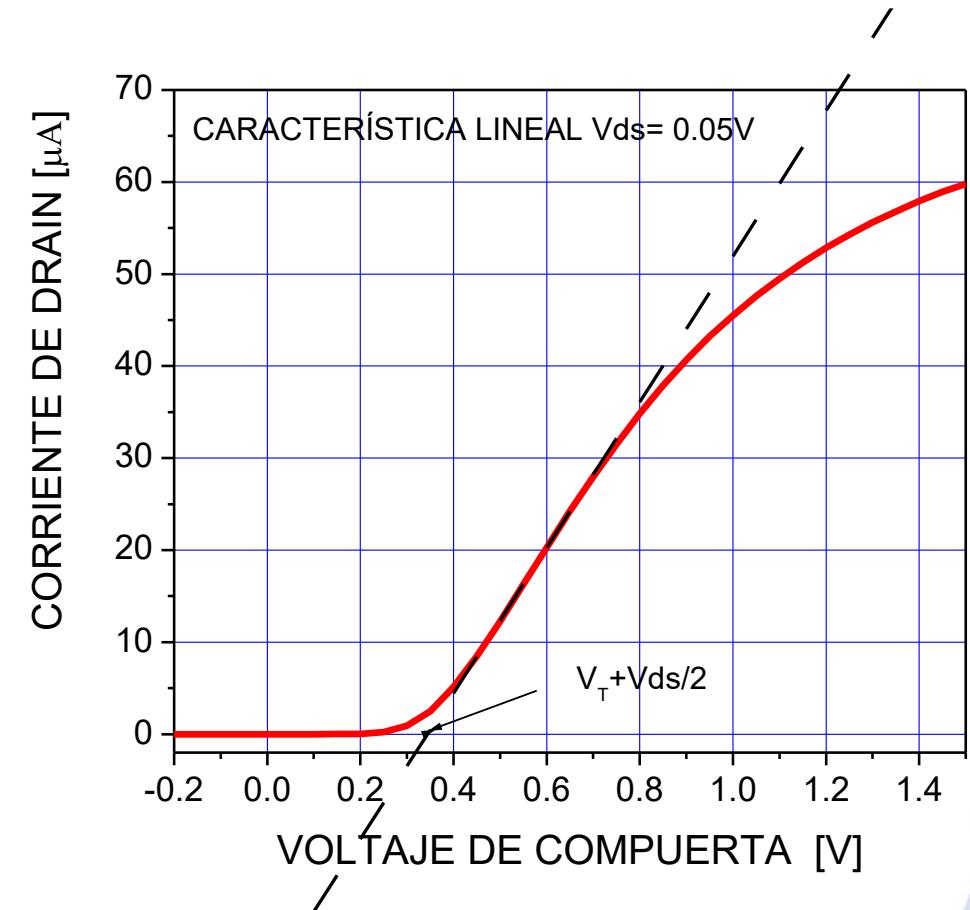
# **Características de la corriente en la región lineal**



Como se ve, la característica lineal en rojo (experimental) no se mantiene lineal en toda la variación de  $V_G$ .

Se ven dos momentos relevantes:

1. Para voltajes pequeños de  $V_G$  y es debido a la *corriente subumbral*;
2. Para voltajes altos de  $V_G$  es debido la variación de la movilidad con  $V_G$ .



Usando la expresión de primera aproximación, se puede trazar una línea recta (discontinua) por la parte realmente lineal de la característica I-V, definiendo dos momentos:

1. una pendiente igual a  $P$  y
2. el intercepto es igual a  $V_i$ .

Como veremos adelante esto nos permitirá caracterizar el TMOS.

$$P = \frac{W}{L} C_o \mu V_D$$

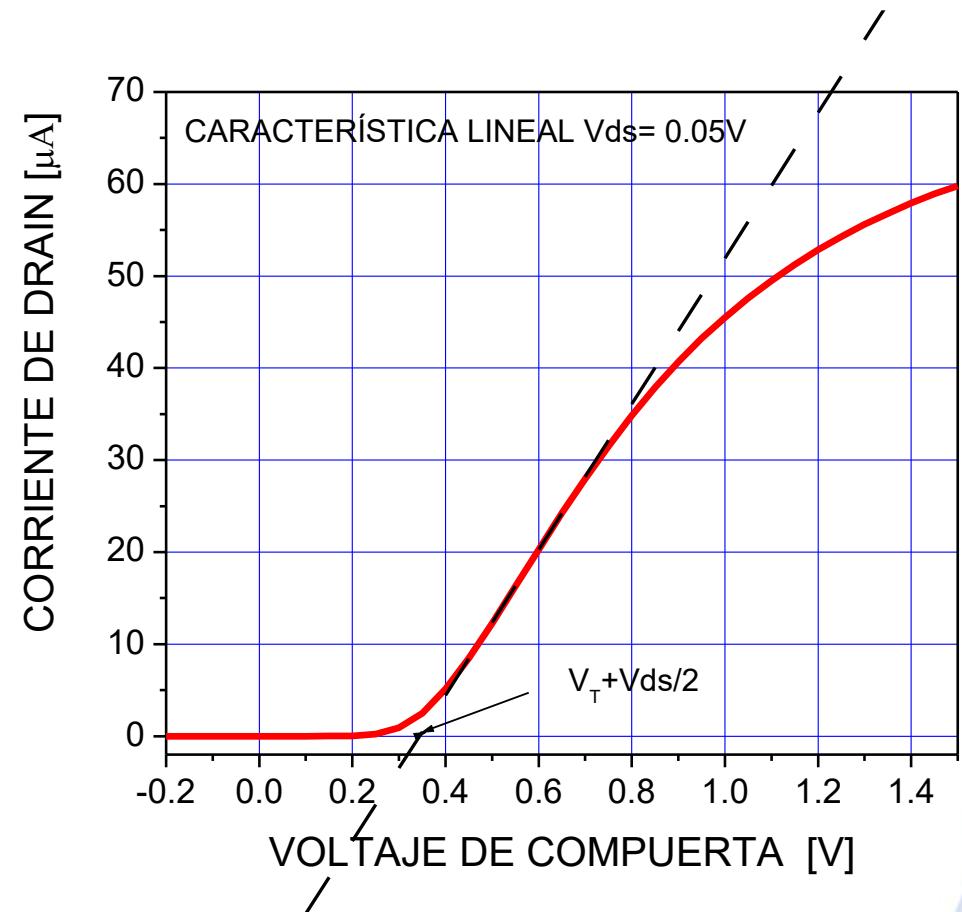
$$V_i = V_T + V_D/2$$

Movilidad máxima

$$\mu_{max} = P / \frac{W}{L} C_o V_D$$

Voltaje umbral

$$V_T = V_i - V_D/2$$



# Resumen de expresiones de corriente de primera aproximación



# TMOS Corriente de primera aproximación

Para una evaluación de primera aproximación rápida, y para reducir los tiempos de cálculo, se utilizan diferentes aproximaciones que se conocen como de primera aproximación.

La **ZCE**, y por lo tanto  $Q_B$ , se considera constante e igual a su valor junto al surtidor **S** en el momento que se abre el canal, resultando:

$$Q_B = -\sqrt{2qk_s\varepsilon_0N_B(2\phi_f + V(y))} \Rightarrow -\sqrt{2qk_s\varepsilon_0N_B(2\phi_f)}$$

Como  $Q_{sem} = Q_B + Q_n$

$$Q_n(y) = -C_o(V_G - 2\phi_f - V(y)) + \sqrt{2qk_s\varepsilon_0N_B(2\phi_f)}$$

# TMOS Corriente de primera aproximación

Calculamos la corriente según:

$$I = \frac{W}{L} \mu C_o \int_0^{V_D} \left[ (V_G - 2\phi_f - V(y)) - \gamma \sqrt{2\phi_f} \right] dV = \frac{W}{L} \mu C_o \left[ \left( V_G - 2\phi_f - \gamma \sqrt{2\phi_f} \right) V - \frac{V^2}{2} \right]_0^{V_D}$$

$$I = \frac{W}{L} \mu C_o \left[ \left( V_G - 2\phi_f - \gamma \sqrt{2\phi_f} \right) V_D - \frac{V_D^2}{2} \right]$$

En este caso se determina el voltaje umbral  $V_T$  cuando se  $Q_n=0$  con valores pequeños de  $V_D$ , así

$$V_T = 2\phi_f + \gamma \sqrt{2\phi_f}$$

# TMOS Corriente de primera aproximación

Corriente en la región lineal

$$I = \frac{Z}{L} \mu C_o \left[ (V_G - V_T) V_D - \frac{V_D^2}{2} \right]$$

la conductancia en la región lineal

$$g_d = \frac{W}{L} \mu C_o (V_G - V_T - V_D)$$

la transconductancia será igual a:

$$g_m = \frac{dI_D}{dV_G} = \frac{W}{L} \mu C_o V_D$$

# TMOS Corriente de primera aproximación

Para la **condición de saturación** en esta aproximación, se calcula la corriente a partir de considerar que  $Q_n(L)=0$ , resultando:

Voltaje de saturación

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

Corriente en saturación

$$I_{Dsat} = \frac{W}{L} \mu C_o \frac{(V_G - V_T)^2}{2}$$

La transconductancia

$$g_{msat} = \frac{W}{L} \mu C_o (V_G - V_T)$$

# TMOS Corriente de primera aproximación

Corriente en la región de saturación de la característica de salida  
Acortamiento del canal

$$V_D < V_{Dsat}$$

$$I = \frac{Z}{L} \mu_{eff} C_o \left[ (V_G - V_T)V_D - \frac{V_D^2}{2} \right]$$

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

$$I_{Dsat} = \frac{W}{L} \mu_{eff} C_o \frac{(V_G - V_T)^2}{2}$$

$$V_D > V_{Dsat}$$

$$I_D = \frac{I_{Dsat}}{\left(1 - \frac{\Delta L}{L}\right)}$$

$$\Delta L \approx \sqrt{\frac{2k_s \epsilon_0}{qN_B} (V_D - V_{Dsat})} \quad |V_D > V_{Dsat}|$$

$$\mu_s = \frac{\mu_0}{\text{movilidad}} \\ \frac{\mu_0}{1 + \theta (V_G - V_T)}$$

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_s}{\left[1 + \left(\frac{\mu_s V_{ef}}{v_{sat} L}\right)^m\right]^{\frac{1}{m}}}$$

# **El transistor MOS de empobrecimiento**



# TMOS Transistor de empobrecimiento (*depletion type*)

Existe otra gama de TMOS cuyos canales de conducción están fabricados y cuando no hay potencial en la compuerta están conectados el S, el D y el canal, por ejemplo, tipo n.

Este tipo de canal se conoce como canal construido, o canal enterrado.

Para el canal N se requiere aplicar un voltaje negativo para cerrar el paso de la corriente.

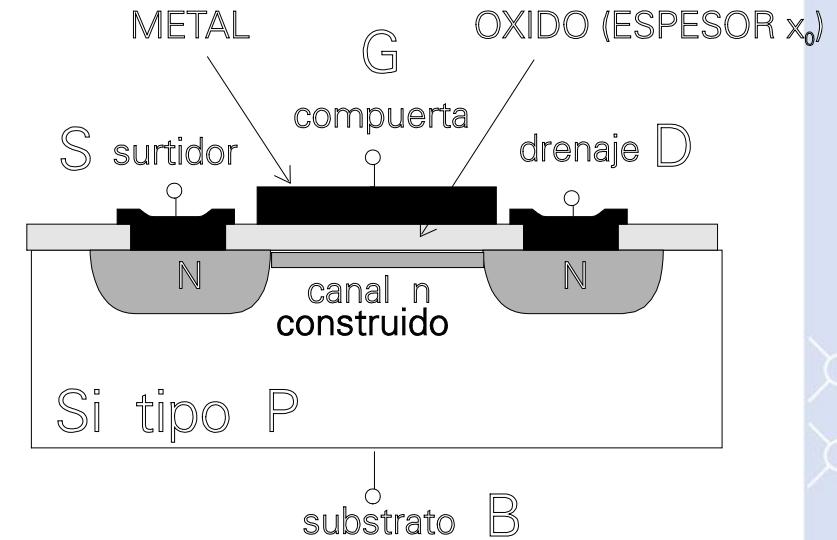


Fig. 2.8 Transistor MOS de empobrecimiento con canal construido.

# TMOS Transistor de empobrecimiento (*depletion type*)

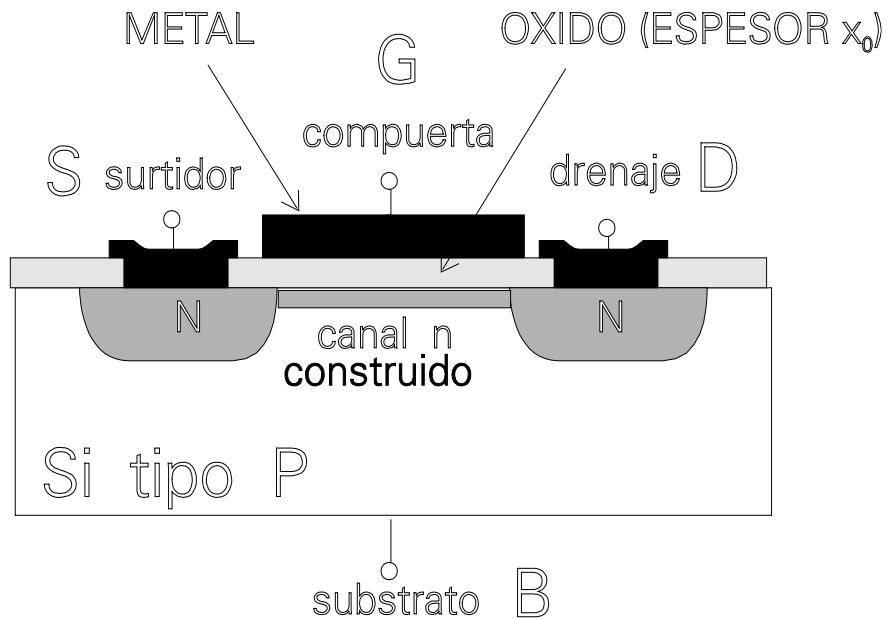


Fig. 2.8 Transistor MOS de empobrecimiento con canal construido.

Los transistores trabajan bajo el principio de ir cerrando el canal a medida que el mismo se empobrece con el potencial aplicado en la compuerta, por este motivo se conocen como **transistores de empobrecimiento (“depletion type”)**.

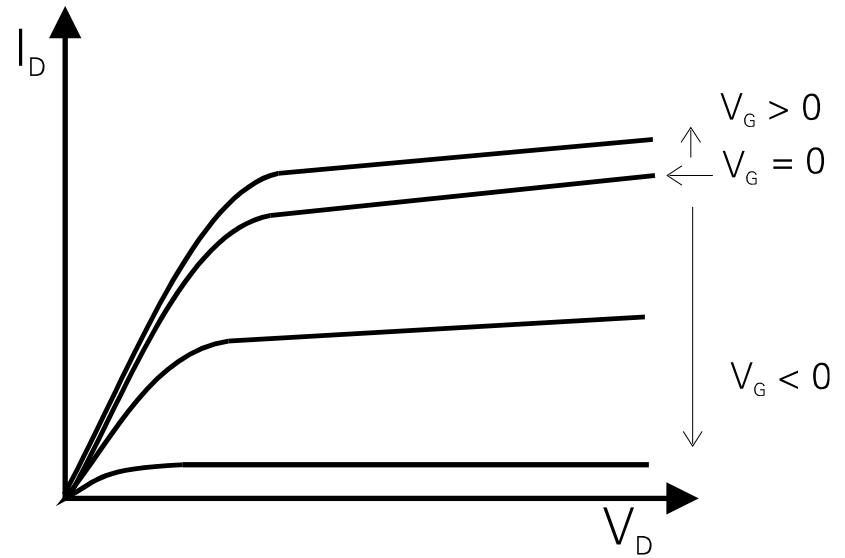


Fig. 2.9 Característica I-V de un TMOS de empobrecimiento canal N.



**FIN DEL TEMA 2A**