

MICROELECTRÓNICA

TEMA 2: EL TRANSISTOR M O S

Un dispositivo cuyo funcionamiento se basaba en el efecto de campo superficial fue propuesto y patentado en los años 30 por Lilienfeld y fue estudiado en los años 40, pero los problemas tecnológicos no permitían su fabricación. Solo cuando se desarrolló la Tecnología Planar utilizando las magníficas propiedades del óxido de silicio como pasivador de la superficie del Si y como material dieléctrico, fue posible fabricar estructura MOS repetibles y apareció la posibilidad real de hacer un transistor de efecto de campo superficial. Así, los transistores que utilizan la estructura MOS y controlan la conductividad superficial por el efecto de campo se conocen como **MOSFET**. Otra denominación que utilizaremos es la de transistores MOS (**TMOS**).

De acuerdo con el tipo de conductividad del canal superficial el transistor, se denominan TMOS canal N (MOSN) o TMOS canal P (MOSP). En la figura 2.1 se muestra un esquema típico del TMOS.

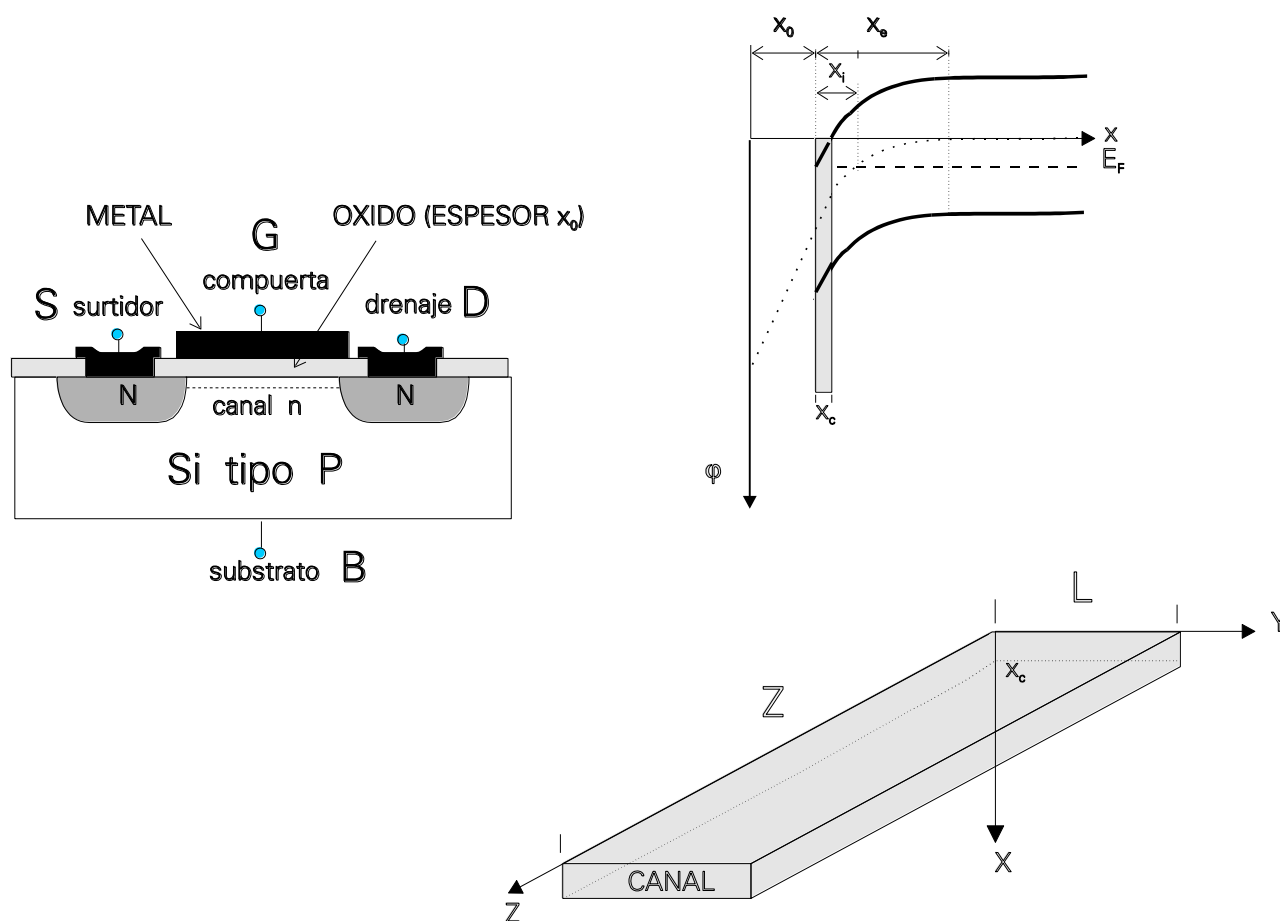


Fig. 2.1 a) Esquema típico del transistor MOS con sus electrodos.
 b) Distribución de potencial en la superficie.
 c) Esquema de las dimensiones del canal.

2.1 PRINCIPIO DE OPERACIÓN

El TMOS tiene cuatro electrodos: el sustrato (B); la fuente o surtidos (S); la compuerta (G) y el drenaje (D). [*substrate, source, gate, drain*]

Para el análisis inicial se ponen el sustrato B y el surtidor S al potencial de referencia 0, que llamaremos *tierra*.

El voltaje en la compuerta V_G es mayor que el voltaje umbral V_T .

El potencial aplicado al drenaje V_D polariza en inversa a la unión drenaje-sustrato.

Al polarizar la compuerta con un valor mayor a V_T se forma una zona de conductividad invertida a la del sustrato bajo la interfaz. Esta zona es lo que llamaremos canal y conecta directamente S con D con una resistencia de valor igual a (figura 2.2):

$$R = \frac{L}{\sigma W x_c} = \frac{L}{qn\mu_n W x_c} = \frac{L}{Q_n \mu_n W} \quad , \quad (2.1)$$

donde Q_n es la carga por unidad de área superficial 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.

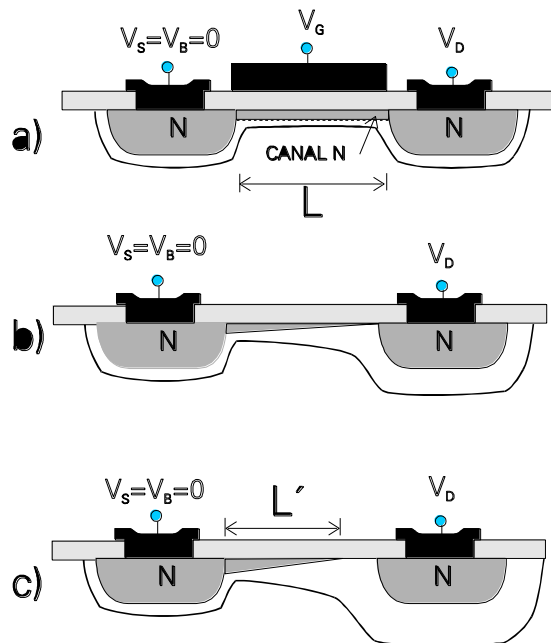


Fig. 2.2 Formación del canal en el TMOS en dependencia de los potenciales en el Drenaje y la Compuerta.
a) $V_D = 0$, $V_G > V_T$;
b) V_D en el caso de "pinch-off";
c) caso de saturación; $L' < L$.

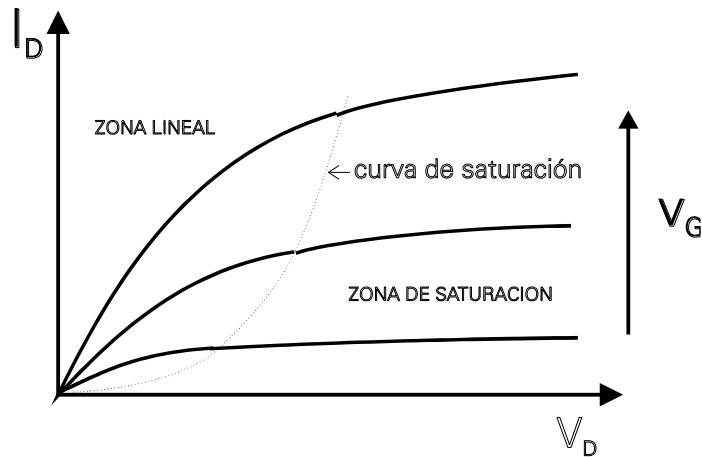


Fig. 2.3 Característica de salida del TMOS de enriquecimiento.

Así, para pequeños voltajes de V_D alrededor del origen la característica I-V se puede considerar lineal. Si se continúa incrementando el voltaje en el drenaje V_D , recordando que el potencial superficial junto a la unión es igual a $2\phi_f + V_D$, el canal se va cerrando junto a D, reduciendo la corriente. Cuando se llega a la condición que el canal se cierra completamente, que se conoce como condición de pellizco (*pinch-off*), la corriente no debe incrementarse más comenzando lo que se conoce como región de saturación.

Si se continúa incrementando V_D el punto donde se alcanza la condición de canal cerrado se va corriendo hacia el S, reduciendo la longitud del canal, lo cual reduce la resistencia del canal e incrementa la corriente. Este efecto se conoce como acortamiento del canal. En las figuras 2.2 y 2.3 se ven estas regiones tanto en el transistor como en la característica de salida del transistor. Al variar el potencial de la compuerta se va incrementando la región del canal, por lo tanto, se cambia su conductividad. Este es el efecto transistor, o sea, la modulación o control de la corriente por los voltajes aplicados a la compuerta y al drenaje.

2.2 CONDUCTIVIDAD EN EL CANAL

La explicación cualitativa del principio de operación del transistor MOS requiere de una fundamentación teórica para poder calcular la corriente que fluye por el transistor y su dependencia de los potenciales aplicados a los 4 electrodos. Este cálculo se realiza a continuación.

Utilizaremos un TMOS canal N, o sea, donde el sustrato es tipo P. Se hará un análisis unidimensional, donde se considera que las diferentes magnitudes físicas en el transistor varían solamente perpendicularmente a la superficie. Se considera la coordenada y variando perpendicular a la interfaz, donde es igual a cero, y la coordenada x variando a lo largo del canal, siendo cero en el S.

Las zonas principales de esta estructura del TMOS son:

- x_{ox} - 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.

Los cálculos se harán bajo la siguiente **aproximación gradual**,

$$E_y \ll E_x, \quad y \quad \frac{dE_y}{dy} \ll \frac{dE_x}{dx} \quad (2.1)$$

que permite considerar que los fenómenos físicos que ocurren dependen fundamentalmente del campo transversal E_x .

Se considerará que la fuente, S, está a tierra, entonces

$$j = \sigma E = qn\mu E = \frac{i}{x_c W}. \quad (2.2)$$

Para considerar la corriente total en el canal, que integre cada elemento de corriente $i(y)$ a diferentes profundidades, se requiere calcular

$$di = \sigma(x, y)E(y)dS = \sigma(x, y)\left(-\frac{dV(y)}{dy}\right)Wdx \quad (2.3)$$

$$I(y) = \int_0^{x_i} di = -W \frac{dV(y)}{dy} \int_0^{x_i} \sigma(x, y)dx, \quad (2.4)$$

donde la corriente total es igual a:

$$\int_0^L Idy = -W \int_0^L \frac{dV(y)}{dy} \int_0^{x_i} \sigma(x, y)dx dy = -W \iint_0 \sigma(x, V)dx dV, \quad (2.5)$$

o sea: $I = -\frac{W}{L} \iint_0 \sigma(x, V)dx dV.$

Sustituyendo el valor de la conductividad, y cambiando las variables para trabajar con los módulos de las magnitudes, considerando que la corriente positiva va de D a S:

$$I = q \frac{W}{L} \iint_0 \mu(x, V)n(x, V)dx dV. \quad (2.6)$$

La ec (2.6) es totalmente general y para poder resolver la integral se requiere definir la movilidad. Se pueden hacer varias aproximaciones de la movilidad:

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

Se resolverá (2.6) bajo las siguientes consideraciones:

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

La corriente resultante será igual a:

$$I = V_D \frac{W}{L} \mu_{ef} Q_n = V_D \frac{W}{L} \mu_{ef} q \int_0^{x_i} n(x)dx, \quad (2.7)$$

donde Q_n es la concentración total de portadores (electrones en este caso) en la zona de inversión. De esta expresión se obtiene que la conductividad del canal será igual a:

$$g = \frac{W}{L} \mu_{ef} Q_n . \quad (2.8)$$

2.2.1 CONCENTRACIÓN DE CARGAS

¿Cómo definir la concentración de portadores en el canal en función de los potenciales 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 la ZCE del semiconductor hay dos tipos de cargas, las cargas de iones fijos Q_B y la carga total de los portadores $Q_p + Q_n$, huecos mas electrones, y la suma de las tres cargas da la carga total en el semiconductor Q_{sem} .

Analizaremos como varia el potencial superficial ϕ_s en diferentes condiciones manteniendo $V_S = V_B = 0$.

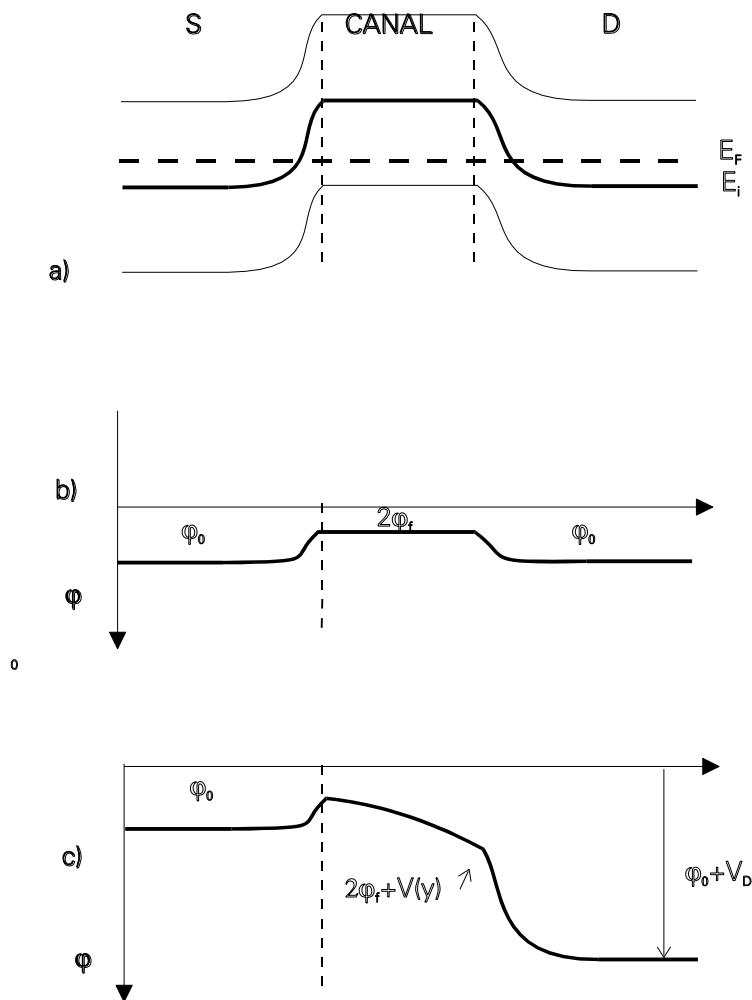


Fig. 2.4 Distribución de potencial a lo largo del canal en el TMOS:
a) distribución en equilibrio sin potenciales aplicados;
b) $V_g > V_T$ y $V_d = 0$;
c) $V_g > V_T$ y $V_d > 0$.

Potencial superficial es igual a:

$$\varphi_s = \varphi_{s0} + V(y) , \quad (2.9)$$

donde φ_{s0} es el valor junto a S donde $V(0) = 0$ y considerando que corresponde al potencial superficial necesario para invertir el canal junto al S. Se puede considerar como una aproximación en los cálculos que siguen a continuación que $\varphi_{s0} \approx |2\varphi_s|$, que es la condición de inversión fuerte y aparición del canal.

En la figura 2.4 se muestra el diagrama de bandas a lo largo del transistor, o sea, longitudinal al canal. φ_0 es el potencial inter-construido de la unión P-N (**built-in voltage**). La distribución de potencial en el caso de voltajes aplicados igual a cero se muestra en 2.4b y en el caso fuera del equilibrio, para V_D diferente de cero se muestra en 2.4c. Se considera que el potencial V_D va cayendo a lo largo del canal hasta hacerse cero en la fuente. Utilizaremos la aproximación de considerar que este potencial cae linealmente a lo largo del canal como $V(y)$, siendo $V(0)=0$ y $V(L)=V_D$.

Para simplificar los cálculos usaremos las siguientes variables normalizadas con respecto al potencial térmico $\phi_t = kT/q$:

$$u = \frac{\varphi}{\phi_t}; \quad v = \frac{V}{\phi_t}; \quad u_f = \frac{\varphi_f}{\phi_t} . \quad (2.10)$$

Al aplicar el voltaje V_D al drenaje, la diferencia de los cuasi-niveles de Fermi en ambas zonas corresponderá al potencial aplicado, así:

$$\varphi_{fn} - \varphi_{fp} = V \quad \text{o} \quad u_{fn} - u_{fp} = v . \quad (2.11)$$

Como se conoce, la densidad de cargas será igual a:

$$\rho(x) = q[p(x) - n(x) + N_d - N_a] , \quad (2.12)$$

siendo $p_{p0} = N_a$ y $n_{p0} = N_d$ y si se toma como referencia de potencial u_i [φ_i] en el volumen, igualándolo a cero ($u_i=0$), resulta que $u_{fp}=u_f$, por lo tanto, en el volumen,

$$\begin{aligned} p(x) &= n_i e^{-u(x)+u_{fp}}; \quad p_{p0} = n_i e^{u_{fp}} = n_i e^{u_f}; \\ n(x) &= n_i e^{u(x)-u_{fn}} = n_i e^{u(x)-u_{fp}-v}; \quad n_{p0} = n_i e^{-u_{fn}} = n_i e^{-u_f} . \end{aligned} \quad (2.12a)$$

La densidad de carga, sustituyendo en la ec (2.12), será igual a:

$$\rho(u) = q \left[n_i e^{-u+u_f} - n_i e^{u-u_f-v} + n_i e^{-u_f} - n_i e^{u_f} \right] \quad (2.13)$$

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

donde $\rho(u)$ dependerá de x a través de la dependencia de u .

De la ley de Gauss se conoce que

$$E(x) = \frac{Q_{sem}}{\epsilon_s} = \int_x^x \frac{\rho(x) dx}{\epsilon_s} = - \frac{d\varphi}{dx} , \quad (2.14)$$

y con las manipulaciones conocidas, sustituyendo y evaluando para cuando $u=0$ y $du/dx=0$, resulta

$$\left(\frac{du}{dx} \right)^2 = \frac{2qn_i}{\phi_t \epsilon_s} \left[e^{u_f} (u - 1 - e^{-u}) + e^{-u_f - v} (e^u - u e^v - 1) \right] , \quad (2.15)$$

$$\therefore \frac{du}{dx} = \pm \frac{F(u, u_f, v)}{L_{Di}}. \quad (2.15a)$$

En estas expresiones se utilizaron las siguientes definiciones:

$$L_{Di} = \sqrt{\frac{\phi_s \epsilon_s}{2qn_i}}, \text{ longitud de Debye intrínseca}^1 \text{ (} n=p=n_i \text{);} \quad (2.16)$$

$$F(u, u_f, v) = \left[e^{u_f} (u + e^{-u} - 1) + e^{-u_f - v} (e^u - u e^v - 1) \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (2.17)$$

Expresiones para las siguientes magnitudes eléctricas en el canal de los TMOS:

1) *El campo eléctrico $E(x)$.*

$$E(u) = \pm \frac{\phi_s}{L_{Di}} F(u, u_f, v), \quad [- \text{ canal P ; } + \text{ canal N}] \quad (2.18)$$

2) *Carga total en el semiconductor Q_{sem} .*

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

$$Q_{sem} = -\epsilon_s E_s = \mp \frac{\phi_s \epsilon_s}{L_{Di}} F(u_s, u_f, v). \quad [+ \text{ canal P ; } - \text{ canal N}] \quad (2.19)$$

Hay cuatro regiones en la operación de un TMOS en función del potencial de compuerta: acumulación, empobrecimiento, inversión débil e inversión fuerte

3) *Carga de portadores en la zona de inversión*

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

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

$$\therefore Q_n = -pn_{p0} L_{Di} e^{-v} \int_{u_f}^{u_s} \frac{e^u du}{F(u, u_f, v)}. \quad (2.20)$$

Si se quiere tomar toda la región de empobrecimiento se sustituye el límite u_f por 0.

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

A partir de (2.15) se puede obtener una expresión que defina esta relación, que es igual a:

$$|x| = L_{Di} \int_u^{u_s} \frac{d\alpha}{F(\alpha, u_f, v)}, \quad (2.21)$$

de donde se ve que u_s define en forma precisa la distribución de potencial.

2.2.2 APROXIMACIÓN DE EMPOBRECIMIENTO

Se considera que hay un empobrecimiento de portadores en una región de un semiconductor cuando la concentración de portadores es menor que la que debe haber en equilibrio en esa región. Entonces se

¹ La longitud de Debye fue definida por Shockley en 1949 como la longitud del campo localizado dentro del semiconductor, e igual a:

$$L_D = \sqrt{\frac{\phi_s \epsilon_s}{q(n+p)}}$$

dice que esa región está empobrecida. Se utilizan varios términos en español para nombrar este fenómeno además de empobrecimiento como son: deserción o depleción, un anglicismo de **depletion**. En estas notas utilizaremos el término empobrecimiento.

Esta aproximación de empobrecimiento considera:

1. en la ZCE hay solo la carga eléctrica iones fijos de las impurezas, despreciando totalmente la concentración de portadores;
2. los portadores están concentrados en la superficie en la zona de inversión fuerte de profundidad x_i , la cual es mucho menor que la profundidad de la ZCE, x_e .

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

$$\rho = -qN_a, \quad (2.22)$$

por lo tanto, sustituyendo (2.22) en (2.14) e integrando:

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

$$\frac{du}{dx} = -\sqrt{\frac{1}{\phi} \frac{2qp_{p0}u}{\epsilon_s}} = -\frac{e^{\frac{u_f}{2}} \sqrt{u}}{L_{Di}}; \quad (2.23)$$

$$E(u) = \phi \sqrt{\frac{2qp_{p0}}{\phi \epsilon_s}} \sqrt{u} = \phi \frac{e^{\frac{u_f}{2}}}{L_{Di}} \sqrt{u}; \quad (2.24)$$

$$u = \frac{e^{\frac{u_f}{2}}}{4L_{Di}^2} (x_e^2 - x^2). \quad (2.25)$$

Como fue explicado, en el caso del transistor con potencial aplicado en el canal V, la carga fija es igual a:

$$Q_B = \mp [2qN_B \epsilon_s \phi (u_{s0} + v)]^{\frac{1}{2}}, \quad [- \text{canal N}; + \text{canal P}] \quad (2.26)$$

Cargas móviles de portadores

La carga total en el semiconductor Q_{sem} es igual a:

$$Q_{sem} = C_o |V_G - \phi_s|, \quad (2.27)$$

y si el potencial superficial es igual a $\phi_s = \phi_{s0} + V$, bajo la aproximación de empobrecimiento la carga de los portadores (electrones) en un TMOS de canal N, será igual a

$$Q_n = Q_{sem} - Q_B = -C_o (V_G - \phi'_{s0} - V(y)) - [2qN_B \epsilon_s (\phi'_{s0} + V(y))]^{\frac{1}{2}},$$

$$\text{y si } \gamma = \sqrt{\frac{2q\epsilon_s N_B}{C_o^2}}, \quad (2.28)$$

entonces

$$Q_n = -C_o \left[(V_G - \phi'_{s0} - V(y)) - \gamma (\phi'_{s0} + V)^{\frac{1}{2}} \right]. \quad (2.29)$$

¿En qué se diferencian ϕ_{s0} y ϕ'_{s0} ? Según la carga que definen se puede dar un valor u otro a ϕ_{s0} .

Para el cálculo de Q_B lo importante es el ancho de la ZCE, y como al llegar a la inversión fuerte este ancho prácticamente no se incrementa, entonces para la inversión fuerte $\phi_{s0} \cong 2\phi_f$.

En el caso de Q_{sem} se requiere analizar todo el voltaje aplicado, lo que quiere decir que si están presentes las causas por las cuales las bandas se curvan sin potencial aplicado, entonces para alcanzar la condición de inversión fuerte primero es necesario llevar la estructura a la condición de banda plana, aplicando en la compuerta el **voltaje de banda plana** V_{FB} (“*flat band voltage*”). A continuación, se requiere incrementar el voltaje de compuerta hasta que se alcance la condición de inversión fuerte.

Tomando en cuenta estas consideraciones se transforma (2.29) en la siguiente ecuación de trabajo:

$$Q_n = -C_o \left[(V_G - V_{FB} - 2\phi_f - V(y)) - \gamma (2\phi_f + V(y))^{\frac{1}{2}} \right]. \quad (2.30)$$

2.3 CORRIENTE EN EL CANAL

La solución de la integral en (2.7) se puede abordar ahora. Para el caso estudiado de TMOS canal N todos los potenciales se consideran positivos y la corriente en el canal es negativa y la movilidad de los portadores (electrones) en el canal se considera que depende solamente del potencial en la compuerta, o sea del campo eléctrico transversal al canal. Sustituyendo (2.30) en (2.7) resulta:

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

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

resultando finalmente la siguiente expresión para la corriente:

$$I = \frac{W}{L} \mu (V_G) C_o \left\{ (V_G - V_{FB} - 2\phi_f) V_D - \frac{V_D^2}{2} - \frac{2}{3} \gamma \left[(2\phi_f + V_D)^{\frac{3}{2}} - (2\phi_f)^{\frac{3}{2}} \right] \right\} \quad (2.31)$$

En el caso de canal P se obtiene el mismo resultado, poniendo el módulo de los potenciales, y la corriente positiva.

2.4 POLARIZACIÓN DEL SUBSTRATO

Al polarizar el sustrato se varía la profundidad de la ZCE como se muestra en la figura 2.5, con lo cual varían la concentración de las cargas, el voltaje umbral y la conductividad.

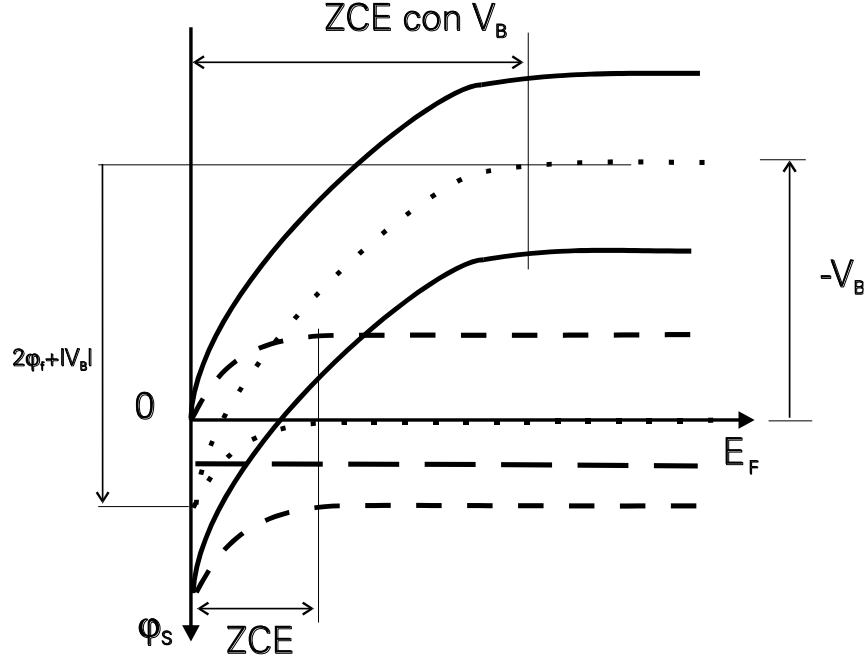


Fig. 2.5 Incremento de la zona de carga espacial junto a la superficie del TMOS con el aumento de la polarización del sustrato.

El electrodo S es la referencia con potencial cero.

El efecto principal de la polarización del sustrato es la variación de la profundidad de la ZCE, debido a que el potencial entre G y B se ve modificado. La polarización del sustrato generalmente aplicada es la que incrementa la ZCE, o sea, incrementa V_{GB} . Para una canal tipo N esto ocurre para $V_B < 0$, por lo tanto:

$$V_{GB} = V_G - (-V_B) = V_G + V_B. \quad (2.34)$$

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 Q_B , obteniéndose la siguiente expresión para la carga de los portadores:

$$Q_n = C_o \left[V_G - V_{FB} - 2\phi_f - V(y) - \gamma \sqrt{2\phi_f + |V_B| + V(y)} \right], \quad (2.35)$$

por lo que el módulo de la corriente de drenaje es igual a:

$$I = \frac{W}{L} C_o \mu(V_G) \left\{ \left(V_G - V_{FB} - 2\phi_f \right) V_D - \frac{V_D^2}{2} - \frac{2}{3} \gamma \left[\left(2\phi_f + |V_B| + V_D \right)^{\frac{3}{2}} - \left(2\phi_f + |V_B| \right)^{\frac{3}{2}} \right] \right\} \quad (2.36)$$

Para el caso de **canal P** estas expresiones son totalmente válidas, solo que los signos de los potenciales y las corrientes cambian, para solucionar esto solamente se ponen **los módulos de los voltajes en la fórmula**.

Esta expresión para la corriente se conoce como modelo analítico de los 3/2 para el TMOS, que puede tener en cuenta un conjunto de precisiones de segundo orden para canales pequeños.

2.5 VOLTAJE UMBRAL

Para poder calcular los parámetros de los diferentes modelos de los dispositivos semiconductores se requiere una definición precisa de los mismos. El voltaje umbral V_T se define en esta aproximación como el voltaje necesario para comenzar la formación del canal junto al S, donde el potencial se toma como referencia, o sea para $y=0$, $V(0)=0$.

Esta condición se cumple cuando la carga de portadores se hace cero, por lo cual a partir de la ec (2.35) se obtiene para $Q_n=0$:

$$V_T = V_{GT} = V_{FB} + 2\phi_f + \gamma\sqrt{2\phi_f + |V_B|} . \quad (2.37)$$

Por la importancia de este parámetro, cuya variación conlleva a que la corriente varíe en forma importante, se requiere que este parámetro se mantenga constante en el tiempo, y que sea repetible entre diferentes transistores y de una corrida tecnológica a otra. En esta estabilidad influyen la calidad del óxido de la compuerta y la calidad de la interfaz entre el óxido y el semiconductor.

Para **fijar el valor del voltaje umbral** para un transistor dado se utilizan varios métodos como:

1. Aplicar una polarización del sustrato diferente de cero, que como se ve de (2.37), tiene una dependencia como la raíz cuadrada. Esto se utilizó en muchos circuitos de memorias en el comienzo de los VLSI, a principios de los años 80.
2. Variar la concentración del sustrato de partida, que varía ϕ_f y γ . Esto puede tener otros efectos no deseados.
3. Variar el espesor del óxido de la compuerta, lo que afecta C_o y γ . Este método se usa para lograr que en las zonas que rodean al transistor, conocidas como campo, no se invierta la superficie aislando un transistor de otros, para lo cual se crece un óxido de campo suficientemente grueso.
4. Variar la concentración del sustrato solamente en la región superficial, donde está el canal del transistor. Este método se realiza utilizando la implantación iónica y es el más generalizado.
5. Variando el trabajo de extracción del metal de contacto de la compuerta, utilizando combinaciones de metales, con esto se logra ajustar el V_{FB} . Este es el método más reciente y prometedor.

2.6 DIMENSIONES DE LAS ZONAS

Se requiere definir cuáles son las dimensiones de las diferentes regiones que van desde la interfaz hasta la zona homogénea en el sustrato. Se calcularán la anchura de la ZCE efectiva, x_e-x_c , donde el potencial varía de 0 a $2u_f$, y la profundidad del canal x_c , donde los potenciales varían desde $2u_f$ hasta u_s .

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

$$F \cong e^{\frac{u_f}{2}} \sqrt{2u_f} , \quad \text{para } u \text{ de } 0 \text{ a } 2u_f; \quad (2.38)$$

$$F \cong e^{\frac{u_f}{2}} \left(e^{u-2u_f} + u \right)^{\frac{1}{2}} \cong e^{\frac{u_f}{2}} e^{\frac{u}{2}-u_f} = e^{\frac{u-u_f}{2}} , \quad \text{para } u > 2u_f. \quad (2.39)$$

Integrando en (2.21) se obtiene:

$$x_e - x_c = L_{Di} \int_0^{2u_f} e^{-\frac{u_f}{2}} \frac{du}{\sqrt{2u}} = L_{Di} e^{-\frac{u_f}{2}} 2\sqrt{2u_f} , \quad (2.40)$$

y

$$x_c = L_{Di} \int_{2u_f}^{u_s} e^{-\frac{u-u_f}{2}} du = L_{Di} \frac{1}{2} e^{-\frac{u_f}{2}} \left(1 - e^{-\frac{u_s-2u_f}{2}} \right) . \quad (2.41)$$

Una breve sustitución numérica permite evaluar la relación entre estas magnitudes. Como la distribución de potencial desde la superficie hasta el volumen está determinada por la concentración y por el potencial superficial, veremos cuál es la dimensión de estas regiones para el caso de potencial superficial máximo. Cuando se alcanza el potencial que hace que el nivel de Fermi toque la banda de conducción le llamaremos potencial máximo. Para $T=300$ K, $\phi_t=26$ mV y si $N_a=10^{15}$ cm⁻³, $\phi_f \cong 0.288$ V, $u_f \cong 11.4$ y el $\phi_{fmax}=0.8$ V ($u_{smax}=30.7$). Según (2.40) y (2.41)

$$x_e - x_c = 1692 \text{ nm} \quad y \quad x_c = 84 \text{ nm}, \quad x_c / (x_e - x_c) = 0.05.$$

O sea, la profundidad real del canal es unas 20 veces inferior en tamaño que la de la ZCE hasta el comienzo de la inversión fuerte. Esta es la causa por la cual se puede considerar que la ZCE no se incrementa mas cuando se llega a la inversión fuerte. Es una aproximación bastante efectiva.

El voltaje de compuerta que es necesario aplicar para alcanzar un potencial superficial dado se tiene que calcular considerando la caída de potencial en el dieléctrico. Para ello se requiere utilizar la definición de voltaje de banda plana, V_{FB} , dada en (1.53).

$$V_G - V_{FB} = V_{ox} + \phi_s = E_{ox} x_{ox} + \phi_s = \frac{\epsilon_s E_s}{C_o} + \phi_s = \frac{-Q_{sem}}{C_o} + \phi_s \quad (2.41a)$$

2.7 VALORACIÓN DEL POTENCIAL SUPERFICIAL

Algunas magnitudes físicas básicas en la operación del TMOS dependen del potencial superficial, por lo que es necesario tener un criterio de evaluación del mismo para cada magnitud como Q_B , Q_{sem} , V_T , Q_n e I .

1. Q_B - En la expresión de Q_B se puede utilizar la aproximación de empobrecimiento y definir esta magnitud con un 5%, utilizando como tope el valor de $2\phi_f$. En esto se desprecia la carga de la zona de inversión fuerte en la superficie.
2. Q_{sem} - La carga total en el semiconductor depende directamente del potencial superficial, como el valor del potencial superficial puede ser diferente de $2\phi_f$, se puede cometer un error considerable si se usa esta aproximación, por eso es conveniente considerar que

$$\phi_s = 2\phi_f + \delta\phi , \quad (2.42)$$

donde $\delta\phi$ es el potencial superficial superior al requerido para la inversión fuerte, o sea para la formación del canal.

3. Q_n - En el caso de los portadores en el canal se sustituye (2.42) en (2.35) obteniendo:

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

$$= -C_o \left\{ V_G - V_T - \delta\phi - V(y) - \gamma \left[\left(2\phi_f + |V_B| + V(y) \right)^{\frac{1}{2}} - \left(2\phi_f + |V_B| \right)^{\frac{1}{2}} \right] \right\},$$

y de forma similar para Q_p .

4. V_T - En el caso del voltaje umbral, por su definición se considera que $\phi_s \cong 2\phi_f$, y se mantiene la ec (2.37).

5. I_n - la expresión para la corriente se afecta igual que la de la carga móvil, resultando

$$I = \frac{w}{L} C_o \mu(V_G) \left\{ V_G - V_{FB} - 2\phi_f - \delta\phi \right\} V_D - \frac{V_{DS}^2}{2} - \frac{2}{3} \gamma \left[\left(2\phi_f + |V_B| + V_D \right)^{\frac{3}{2}} - \left(2\phi_f + |V_B| \right)^{\frac{3}{2}} \right]. \quad (2.43)$$

El valor real de $\delta\phi$ se puede determinar solamente cuando se puede realizar el cálculo del potencial superficial en función de los potenciales aplicados al transistor. En este caso no es así, por lo cual en todas las expresiones que utilizaremos consideraremos $\delta\phi = 0$, lo que iguala (2.43) a (2.36).

2.8 REGIÓN DE SATURACIÓN

La condición llamada de saturación se alcanza cuando el canal desaparece, se cierra, junto al drenaje. Este momento se conoce como de pinchado o de “*pinch-off*”. Por la definición del punto se puede calcular el voltaje de drenaje necesario para alcanzar la saturación cuando la carga de portadores en el canal junto al D se hace igual a cero, $Q_n(y=L)=0$.

El voltaje de drenaje requerido para esta condición es igual a:

$$V(y=L) = V_{Dsat} = V_G - V_{FB} - 2\phi_f + \frac{\gamma^2}{2} \left(1 - \sqrt{1 + \frac{4}{\gamma^2} (V_G - V_{FB} + |V_B|)} \right). \quad (2.44)$$

El crecimiento posterior de la corriente después del voltaje de saturación se explica por el llamado acortamiento del canal, donde la longitud del canal L pasa a $L' < L$. Es necesario evaluar como afecta a la corriente este efecto.

Se considera que cuando el voltaje de drenaje rebasa el valor del de saturación la ZCE asociada a la unión drenaje-substrato comienza a incrementarse. El punto donde se alcanza la saturación se va moviendo entonces hacia S, reduciendo la longitud del canal. Ver figura 2.2. En una primera aproximación se puede considerar que:

$$\Delta L \approx \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{qN_B} (V_D - V_{Dsat})} \Big|_{V_D > V_{Dsat}}; \quad (2.45)$$

y la corriente entonces debe aumentar según:

$$I \approx \frac{w}{L - \Delta L} f(V_G, V_D) = \frac{w}{L} \left(\frac{1}{1 - \frac{\Delta L}{L}} \right) f(V_G, V_D), \text{ para } V_D > V_{Dsat}. \quad (2.46)$$

2.9 CONDUCTANCIA EN LA REGIÓN LINEAL

A partir de la expresión general para la corriente calculada por (2.43), se puede hacer una aproximación para eliminar el término de los 3/2 en el corchete.

El binomio en el corchete de (2.43) se puede aproximar de la siguiente forma:

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

Aplicando este desarrollo para el corchete indicado, si $A = (2\phi_f + |V_B|)^{\frac{3}{2}}$ resulta:

$$(2\phi_f + |V_B| + V)^{\frac{3}{2}} - (2\phi_f + |V_B|)^{\frac{3}{2}} = A^{\frac{3}{2}} \left[\left(1 + \frac{V}{A}\right)^{\frac{3}{2}} - 1 \right] = A^{\frac{3}{2}} \left[\frac{3V}{2A} + \frac{3}{8} \left(\frac{V}{A}\right)^2 + \dots \right]. \quad (2.47)$$

De acuerdo con la aproximación que se realice se podrá tener una u otra expresión, tanto para la conductancia, como para la corriente.

La aproximación para el caso de la región lineal es la que considera que el voltaje $V_D \ll 2\phi_f + V_B$. Como $2\phi_f \cong 0.6V$ incluso si no hay polarización del sustrato, se puede aproximar el corchete al primer término del desarrollo cuando $V_D < 100$ mV. Para valores de V_B diferentes de cero el mismo resultado se obtiene para valores aun mayores de V_D .

Calcularemos la corriente en la región lineal, que queda igual a:

$$I_{Dlineal} = \frac{W}{L} C_o \mu \left[V_{GS} - V_T - \frac{V_{DS}}{2} \right] V_D. \quad (2.47a)$$

Por lo cual la conductancia en la región lineal para corriente directa es igual a:

$$g_d = \frac{W}{L} C_o \mu \left[V_{GS} - V_{FB} - 2\phi_f - \frac{V_{DS}}{2} - \gamma (2\phi_f + |V_{BS}|)^{\frac{1}{2}} \right], \quad (2.48)$$

y si se pone en función de V_T resulta:

$$g_d = \frac{W}{L} C_o \mu \left[V_{GS} - V_T - \frac{V_{DS}}{2} \right]. \quad (2.49)$$

Si se desea obtener la conductancia para corriente alterna de pequeña señal, derivando resulta:

$$g_{dac} = \frac{W}{L} C_o \mu \left[V_{GS} - V_T - V_D \right] \quad (2.49a)$$

Para medir estas características en la región lineal se utilizan tres voltajes típicos: 20 mV; 50 mV y 100 mV. Esto es necesario para poder estar seguro de que se está en la región lineal y para poder comparar características de diferentes transistores.

Otro parámetro utilizado para caracterizar los TMOS es la resistencia que presentan en la región lineal, en la característica de salida junto al origen, I_D vs. V_D para un V_G fijo. Esta resistencia se conoce como resistencia de encendido o R_{ON} , y es igual a:

$$R_{ON} = 1 / g_d. \quad (2.49b)$$

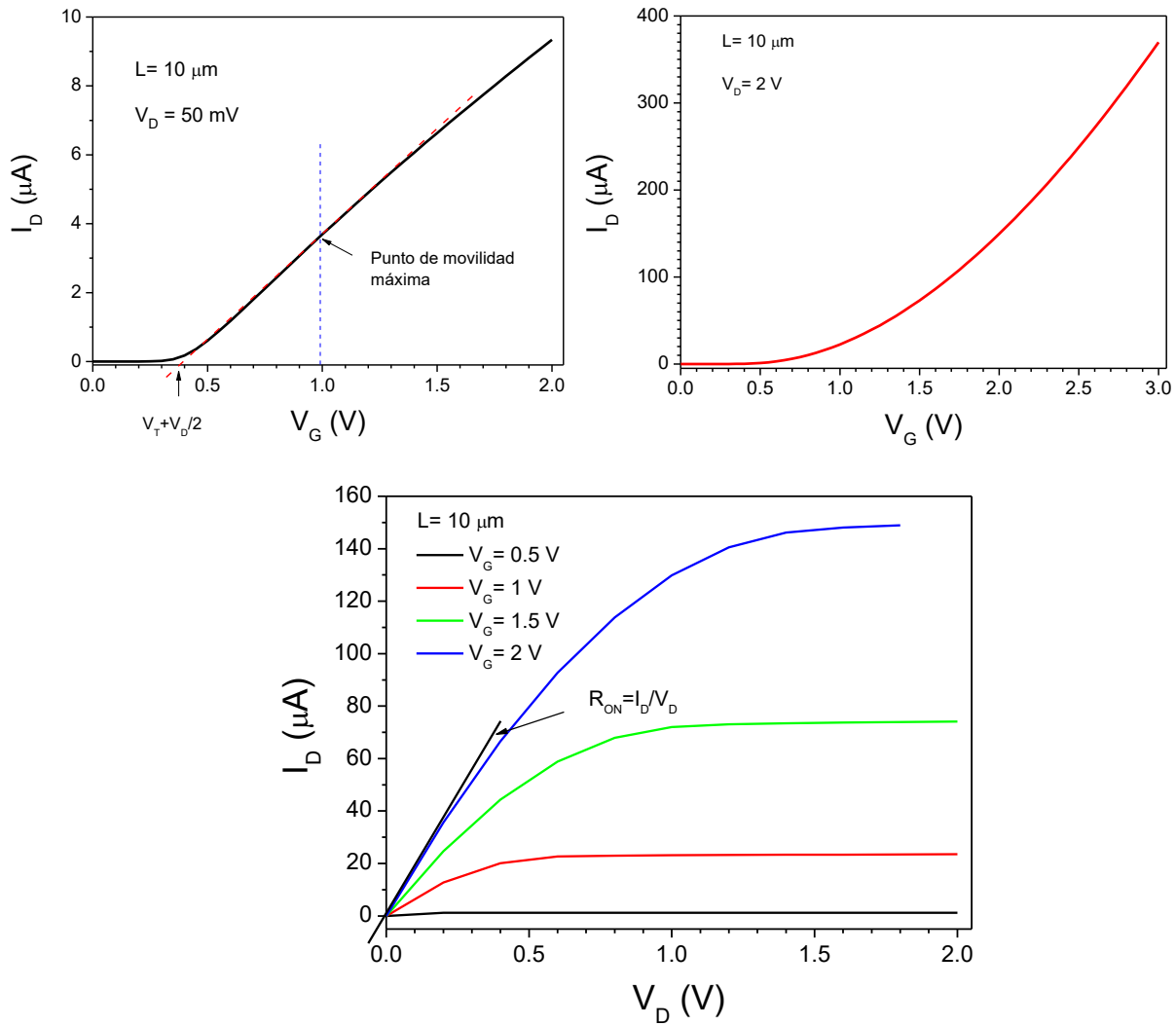


Figura 2.6 Se muestran las características de un TMOS de 10 μm de longitud de canal: transferencial en la región lineal para $V_D = 50$ mV; transferencial en la región de saturación para $V_D = 2$ V y característica de salida para diferentes voltajes de compuerta.

En la figura 2.6 se muestran algunos elementos importantes de estas características. De la característica lineal se puede extraer el voltaje de umbral por la intercepción de la extrapolación de la pendiente máxima de la misma con el eje de voltajes. Por el valor de esa pendiente se puede extraer el valor de la movilidad máxima en el canal de ese transistor. De (2.36) o de (2.49) podemos ver que la pendiente P se define por $P = \frac{W}{L} C_0 \mu_0 V_D$, y como se conocen las dimensiones, el espesor del óxido y la polarización, se puede calcular μ_0 .

En la característica de salida se muestra como calcular la resistencia R_{ON} .

2.10 MOVILIDAD DE LOS PORTADORES

Uno de los parámetros que ha sido, y es, objeto de estudio intenso desde la aparición de los TMOS es la movilidad de los portadores en el canal. Sobre esta magnitud física influyen:

- la dispersión de los portadores debido al campo longitudinal a lo largo del canal;

- la dispersión de los portadores por el efecto del campo transversal en el canal que define los choques, o interacciones, de los portadores con la superficie (interfaz óxido-semiconductor);
- la perfección de la superficie donde se crean los centros de dispersión;
- el efecto de la compresión de la red por las difusiones de D y S.

Existen un gran número de fórmulas que caracterizan la variación de la movilidad con los potenciales aplicados, tanto en D como en G. Una aproximación física bastante general en función de los campos eléctricos transversal y longitudinal es igual a::

$$\mu_s = \frac{\mu_0}{\left(1 + \frac{E_y}{E_{ycrit}}\right) \left(1 + \frac{E_x}{E_{xcrit}}\right)}, \quad (2.50)$$

donde E_{yc} - campo eléctrico crítico longitudinal;

E_{xc} - campo eléctrico crítico transversal;

μ_0 - movilidad superficial máxima.

El incremento de los campos transversal y longitudinal conlleva a la reducción de la movilidad efectiva de los portadores en el canal.

De las múltiples aproximaciones existentes escogeremos una semiempírica muy utilizada en la modelación de la corriente en los TMOS.

$$\mu_{ef} = \frac{\mu_0}{\left[1 + \theta(V_G - V_T)\right] \cdot \left[1 + \frac{\mu_s}{Lv_{max}} V_D\right]}, \quad (2.51)$$

$$\text{donde } \mu_s = \frac{\mu_0}{1 + \theta(V_G - V_T)}. \quad (2.52)$$

Este parámetro θ incluye todos los factores que afectan la caída de la movilidad en función del campo transversal. En el caso del campo longitudinal, una de las formas de considerarlo es a través de la velocidad de saturación de los portadores v_{max} . Esto es particularmente importante en los canales muy cortos y con campos intensos. El desarrollo para calcular los términos de la movilidad se realizará en el próximo tema al analizar los efectos de la reducción de la longitud de los canales.

En el caso de los canales largos, que estamos analizando, se puede extraer la variación de la movilidad con el campo transversal. A partir de la figura 2.6a, se puede extraer la movilidad en función de V_G . Si se extrae el V_T por la extrapolación lineal y se determinan la corriente en el punto de movilidad máxima I_0 , para un voltaje V_{G0} , se puede calcular la relación entre la movilidad y la movilidad máxima a partir de (2.47a) por la expresión:

$$\frac{\mu}{\mu_0} = \frac{I}{I_0} \cdot \frac{(V_{G0} - V_T - V_D / 2)}{(V_G - V_T - V_D / 2)} \quad (2.52a)$$

En la figura 2.7 se muestra el resultado obtenido. Esta expresión es valida solo cuando $V_G > V_T$.

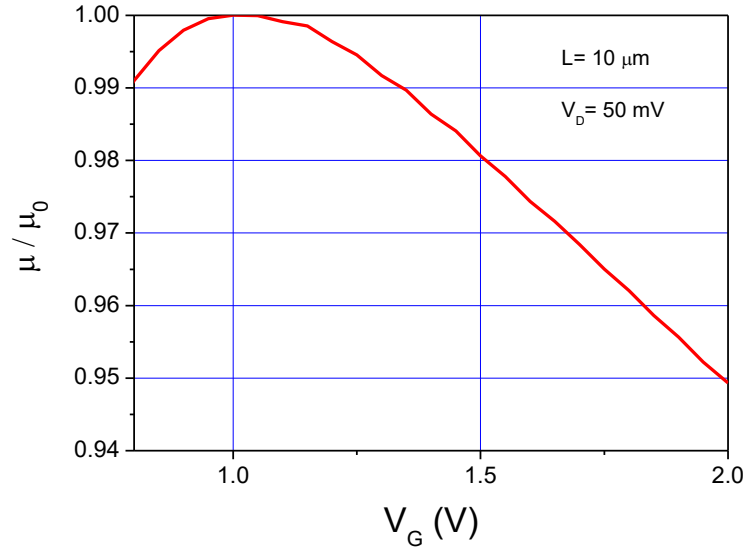


Figura 2.7 Movilidad normalizada a su valor máximo como función de V_G .

2.11 EXPRESIONES DE PRIMERA APROXIMACIÓN

En diferentes ocasiones se requiere una evaluación rápida del orden de las corrientes en el transistor. Para esto se utilizan diferentes aproximaciones de las expresiones más exactas. Una de las más conocidas es la de **primera aproximación**.

Q_B se considera constante e igual a su valor en junto a la fuente S, en el momento que se forma el canal, resultando:

$$Q_B = -\sqrt{2q\epsilon_s N_B(2\phi_f + V(y))} \Rightarrow -\sqrt{2q\epsilon_s N_B(2\phi_f)} \quad (2.53)$$

entonces

$$Q_n(y) = -C_o(V_G - 2\phi_f - V(y)) + \sqrt{2q\epsilon_s N_B(2\phi_f)}. \quad (2.54)$$

Calculamos la corriente según:

$$I = \frac{W}{L} \mu C_o \int_0^{V_D} [(V_G - 2\phi_f - V(y)) - \gamma \sqrt{2\phi_f}] dV = \frac{W}{L} \mu C_o \left[(V_G - 2\phi_f - \gamma \sqrt{2\phi_f}) V - \frac{V^2}{2} \right]_0^{V_D} \quad (2.55)$$

$$I = \frac{W}{L} \mu_{ef} C_o \left[(V_G - 2\phi_f - \gamma \sqrt{2\phi_f}) V_D - \frac{V_D^2}{2} \right]. \quad (2.56)$$

$$I = \frac{W}{L} \mu_{ef} C_o \left[(V_G - V_T) V_D - \frac{V_D^2}{2} \right]. \quad (2.56)$$

El voltaje de saturación se calcula cuando $Q_n(L)=0$, resultando:

$$V_{Dsat} = V_G - V_T, \quad (2.57)$$

por lo tanto

$$I_{Dsat} = \frac{W}{L} \mu_{ef} C_o \frac{(V_G - V_T)^2}{2} . \quad (2.58)$$

La expresión (2.56) tiene un máximo que coincide con el comienzo de la saturación. Para valores de voltaje de drenaje superiores a V_{Dsat} la fórmula (2.56) no tiene validez y se requiere usar la (2.58).

La conductancia en la región lineal será igual a:

$$g = \frac{W}{L} \mu_{ef} C_o (V_G - V_T - V_D) , \quad (2.59)$$

El juego de las ecuaciones (2.56) a (2.59) describe el comportamiento del TMOS bajo la condición de carga fija en la ZCE, lo que se considera como una primera aproximación.

Por la simpleza de estas expresiones son ampliamente utilizadas en cálculos preliminares, especialmente para los transistores de canal largo, o sea de longitud de canal mayor de 10 μm , pero debe tenerse en cuenta que los resultados sobrevaloran la corriente de drenaje de manera substancial.

Para obtener una característica de salida, como la que se muestra en la figura 2.6, utilizando el modelo aquí desarrollado, se requiere hacerlo por partes, la primera es la región lineal o de triodo, definida por la variación de V_D desde cero hasta V_{Dsat} . La corriente se representa por la ecuación (2.56). El valor de la corriente en el punto de saturación se calcula por la ecuación (2.58). Para $V_D > V_{Dsat}$ la corriente debe mantenerse constante en nuestro modelo, desarrollado hasta el momento para canales largos. Es muy importante tener en cuenta que las expresiones señaladas no pueden ser utilizadas fuera de sus rangos de validez.

Si se utilizaran las expresiones sin aproximar, se utilizarían las ecuaciones (2.43) y (2.44). Los criterios de validez siguen siendo los mismos.

2.12 TRANSCONDUCTANCIA Y GANACIA

Un parámetro muy importante en los transistores es la transconductancia, que nos define cual será la variación de la corriente del transistor cuando varía el electrodo de control, el voltaje de compuerta. Generalmente se calcula por la derivada de la corriente I_D con respecto a V_G , definiéndose tanto para la región lineal como para la de saturación, o sea:

$$g_m = \left. \frac{dI_D}{dV_G} \right|_{V_D=const} . \quad (2.60)$$

En la figura 2.8 se muestra la transconductancia calculada a partir de las curvas de la figura 2.6.

Si se utilizan las expresiones aproximadas de las corrientes, y se considera la movilidad constante, se obtienen para la transconductancia las siguientes expresiones:

en la región lineal $g_m = \frac{W}{L} \mu_{ef} C_o V_D ; \quad (2.60)$

en la región de saturación: $g_m = \frac{W}{L} \mu_{ef} C_o (V_G - V_T) . \quad (2.61)$

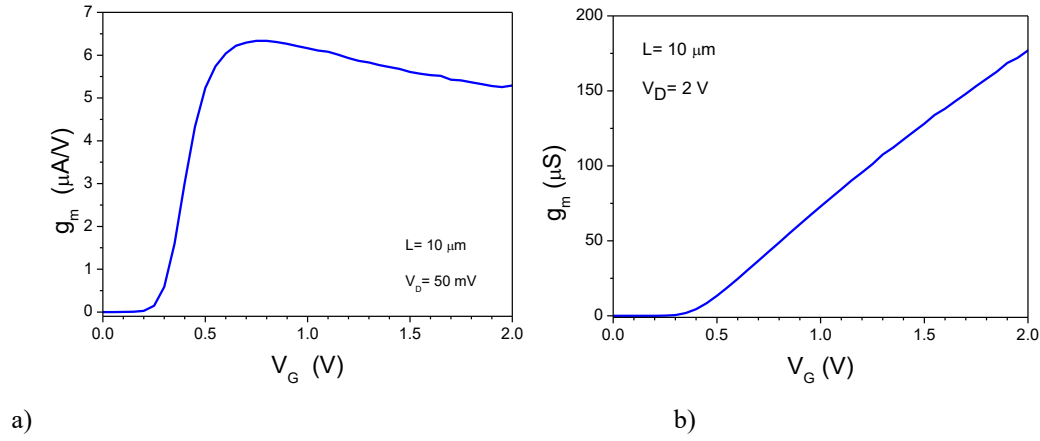


Figura 2.8 Transconductancia, a) en la región lineal, b) en la región de saturación.

Otros parámetros de importancia en la utilización del transistor en circuitos analógicos son la ganancia de voltaje a circuito abierto A_{V0} y la relación g_m/I_D en saturación.

$$A_{V0} = \frac{\Delta V_D}{\Delta V_G} = \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D} \cdot \frac{\Delta I_D}{\Delta V_G} = \frac{g_m}{g_d} = \frac{g_m}{I_D} \cdot V_E. \quad (2.62)$$

V_E es el voltaje de Early en el transistor MOS y se define como el voltaje de intercepción de la pendiente de la característica de salida en saturación, para un voltaje de compuerta dado, con el eje de los voltajes. A mayor voltaje de Early menor conductancia y mayor ganancia del transistor.

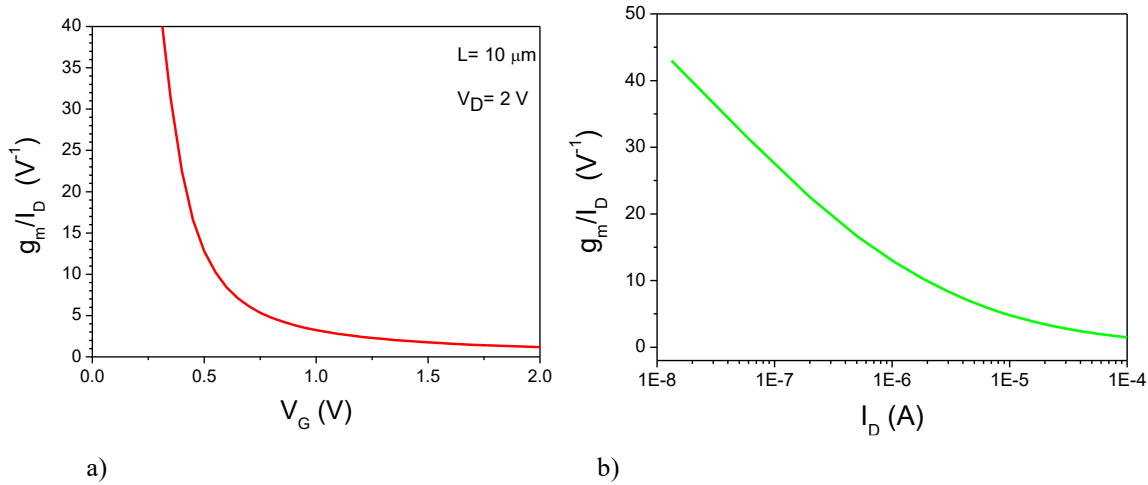


Figura 2.9 Magnitud g_m/I_D en saturación para un transistor de canal largo:

a) en función de V_G ; b) en función del logaritmo de la corriente.

La forma mas común de representar g_m/I_D es como se muestra en la figura 2.9b. Las expresiones aquí deducidas son válidas a partir de un voltaje de compuerta ligeramente superior al voltaje de umbral.

2.12 EL TRANSISTOR MOS DE EMPOBRECIMIENTO

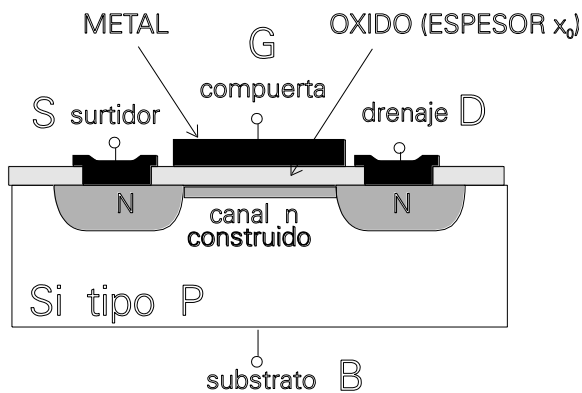


Fig. 2.8 Transistor MOS de empobrecimiento con canal construido.

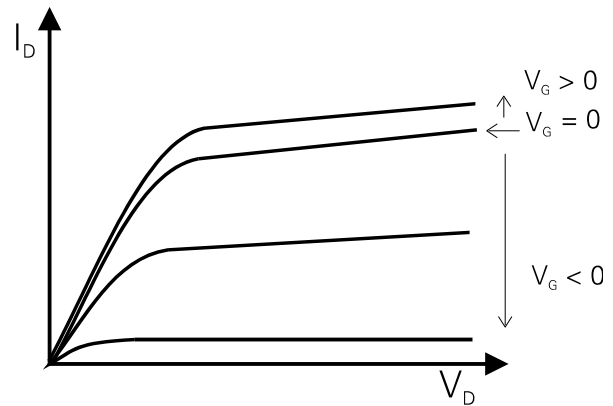


Fig. 2.9 Característica I-V de un TMOS de empobrecimiento canal N.

Existe otra gama de TMOS cuyos canales de conducción están formados cuando no hay potencial en la compuerta. Este tipo de canal se conoce como canal construido, o canal enterrado.

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”).

Los mismos son utilizados en diferentes tipos de circuitos, fundamentalmente como transistores de carga por tener una corriente casi constante con el voltaje para $V_G = 0$.

Generalmente este canal construido se hace con ayuda de la implantación iónica, y la profundidad del canal corresponde con la profundidad de la juntura que se forma junto a la superficie. Así entre el S y D hay una conductividad determinada por ese canal. Cuando no hay potencial en la compuerta fluye una corriente grande.

Si el sustrato es tipo P y el canal N, al aplicar un potencial positivo se enriquece la superficie, lo cual no aumenta sensiblemente la corriente. Por el contrario, si el potencial es negativo comienza el empobrecimiento de la superficie, y la zona de carga espacial crece, cerrando el ancho del canal y por lo tanto la corriente. Cuando ambas ZCE se juntan se produce el efecto de saturación de la corriente.