

MICROELECTRÓNICA

TEMA 5: LA SIMULACIÓN DEL TMOS

5.1 INTRODUCCIÓN

En la actualidad el estudio y diseño de los dispositivos semiconductores se realiza simulando cada uno de los pasos a dar con la ayuda de potentes programas de simulación.

En el diseño por simulación del Transistor MOS (TMOS) se incluyen los siguientes pasos:

- * la ***simulación tecnológica*** utilizando los programas del tipo SUPREM;
- * la ***simulación eléctrica***, con programas del tipo PISCES y MINIMOS;
- * la ***simulación circuital***, con programas como el SPICE.

Cada una de estas etapas de simulación requieren de los modelos físicos adecuados para describir los procesos que tienen lugar presentados en forma de ecuaciones que describan el funcionamiento del dispositivo.

En estas notas hablaremos sobre la última etapa, o sea la simulación circuital del TMOS, como elemento indispensable en el diseño de los circuitos integrados que utilizan estos dispositivos.

Para el diseño completo de circuitos integrados conocido como “FULL CUSTOM”, donde se diseña la topología de los transistores, o sea sus formas y dimensiones, es indispensable la utilización en la etapa inicial de un simulador eléctrico-circuital. El simulador de este tipo más utilizado es el llamado

SPICE (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*)

desarrollado en la Universidad de Berkeley. En la actualidad existen muchas versiones comerciales de este programa para diferentes tipos de computadoras, y con diferentes facilidades. Para mayor concreción nos referiremos a la versión adaptada a las PC, el PSPICE de la MicroSim Corporation, la cual se encuentra constantemente en proceso de renovación. La versión de diciembre de 1997 es la 8.

Los ***modelos eléctricos del TMOS***, que es el corazón de la simulación. Para trabajar conscientemente con este programa debe conocerse que modelos usa, que alcances y limitaciones tiene cada modelo, y que parámetros requiere cada modelo.

Un capítulo aparte lo merece lo relacionado con ***la extracción de los parámetros***, o sea la precisión de los valores de los parámetros que se utilizarían en la simulación.

5.2 DESCRIPCIÓN DEL TMOS EN EL PSPICE

Para poder transmitir a un programa las características de un dispositivo se tiene que poder describir el mismo a través de ecuaciones que incluyen un conjunto de parámetros. En estos programas las ecuaciones están implícitas dentro del programa y lo que se tiene que dar son los parámetros requeridos. Cada dispositivo tiene una forma de caracterizarlo, o sea de darle sus parámetros. Veremos en detalle cómo se describe un TMOS en el PSPICE (ver ANEXO 5.1):

La forma general de describir el TMOS es:

1ro. LOS MODELOS o TIPOS DE TMOS

El modelo del transistor MOS es obligatorio describirlo, debiendo de ser uno para cada tipo de TMOS que se diferencia tecnológicamente, o sea, dentro de un mismo circuito simulado puede haber tantos modelos como variantes tecnológicas, por ejemplo: un PMOS y un NMOS para conformar un CMOS; dos NMOS de enriquecimiento con diferentes V_T y otro NMOS de empobrecimiento para cargas, etc.

Cada modelo se reconocerá por un nombre que le dará el usuario.

Con un mismo modelo puede haber tantos transistores como sea posible modelar, diferenciándose los transistores por los parámetros específicos de su topología, y por la numeración de sus 4 nodos de interconexión, G, D, S y B.

El modelo del TMOS se tiene que dar en el siguiente formato, según sea canal N o P:

.MODEL < nombre del modelo> NMOS [relación de parámetros ...]

.MODEL < nombre del modelo> PMOS [relación de parámetros ...]

El primer parámetro por definir es el tipo de modelo que se utilizará, que aquí se llama NIVEL (“LEVEL”). La relación de los restantes parámetros depende del modelo (nivel) escogido, algunos son obligatorios y otros opcionales. Los indispensables tienen valores por omisión (“default”), o sea que si no se dan se toman los valores predeterminados del programa.

Los parámetros de estos modelos se dividen en **eléctricos** y de **procesamiento tecnológico**. Los eléctricos se pueden calcular a través de los de procesamiento, si los primeros no se especifican. Los parámetros se describen el ANEXO 5.1.

2do. CADA UNO DE LOS TMOS

Cada transistor que tenga un mismo modelo, y se diferencie solamente por su topología, o sea, por las dimensiones y geometría de sus diferentes regiones, debe ser descrito como elemento circuital. La forma de descripción es:

- Mxxxxx** (el nombre que se asigna al transistor, que debe comenzar siempre con M)
- + (los nombres o número los nodos en el orden de D, G, S, B)
 - + (el nombre del modelo de ese TMOS que se describió previamente)
 - + L= xx y W= xx (la longitud y el ancho del canal en la mascarilla)
 - + (un conjunto de parámetros topológicos del transistor que son opcionales, como las áreas y perímetros de las regiones de S y D)

Es de gran importancia conocer las unidades de cada parámetro eléctrico o tecnológico. Por ejemplo, todas las dimensiones se deben dar metros, corrientes en A, voltajes en V, capacitancias en F, pudiendo utilizarse los múltiplos y submúltiplos establecidos.

Para estos múltiplos, el SPICE utiliza las siguientes abreviaturas que deben emplearse con rigor:

fento	10^{-15}	=	F	
pico	10^{-12}	=	P	
nano	10^{-9}	=	N	Son equivalentes:
micro	10^{-6}	=	U	1.05E6
mil	25.4×10^{-6}	=	MIL	1.05MEG
mili	10^{-3}	=	M	.00105G
kilo	10^3	=	K	1.05E3K
Mega	10^6	=	MEG	Ver la diferencia entre
Giga	10^9	=	G	M y MEG
Tera	10^{12}	=	T	

5.3 SOBRE LOS MODELOS ELÉCTRICOS (NIVELES)

La simulación del funcionamiento eléctrico de un dispositivo semiconductor se realiza a través de modelos eléctricos especialmente preparados para cada dispositivo.

Para que un modelo funcione adecuadamente se debe tener en cuenta:

- que las ecuaciones que relacionan los voltajes y las corrientes en el dispositivo reflejen el comportamiento eléctrico del dispositivo lo más próximo posible a la realidad;
- y tiene que considerarse que esas ecuaciones puedan ser fácilmente calculadas en las computadoras, con el fin de ahorrar tiempo de máquina y aumentar la precisión del cálculo.

O sea, todo modelo **se ajusta al comportamiento real en un porciento dado**.

Incluso para determinadas regiones de operación este porciento puede ser mayor o menor. Por este motivo se dispone de diferentes modelos, para las aplicaciones prácticas, con diferentes grados de precisión. Todos son útiles, la selección depende de la aplicación concreta.

Existen cuatro niveles primarios del TMOS a los cuales llama NIVELES:

- **NIVEL 1** Modelo de primera aproximación basado en Schichman y Hodges.
- **NIVEL 2** Modelo de segundo orden en base a las ecuaciones analíticas de los 3/2 del TMOS. Tiene en cuenta los factores de canal corto y estrecho.
- **NIVEL 3** Modelo de segundo orden semi-empírico.
- **NIVEL 4** BSIM (Berkeley Short-channel IgFET Model), basado en modelos semi-empíricos que reducen el tiempo de procesamiento.

Una recomendación de importancia es no mezclar diferentes NIVELES de TMOS en un mismo circuito a modelar.

5.3.1 NIVEL 1

El nivel 1 tiene el modelo más simple, el de primera aproximación, para canales anchos y largos, mayores de 20 μm . Este modelo sirve para evaluaciones rápidas preliminares. En el ANEXO 5.1 se describen las ecuaciones utilizadas en el modelo, en cada una de las regiones.

5.3.2 NIVEL 2

Este modelo se basa en las **expresiones analíticas de los 3/2** para el TMOS, donde se consideran como efectos de segundo orden los siguientes:

1. Variación del V_T por el efecto de canal corto, de canal estrecho y por retroalimentación estática;
2. Saturación por velocidad límite;
3. Movilidad variable;
4. Conducción en la zona de inversión débil;
5. Efectos regenerativos;
6. Variación de los parámetros con la temperatura.

A continuación, se detallarán las expresiones internas que utiliza el SPICE para las corrientes en las diferentes regiones y los parámetros utilizados. Por ser esta expresión analítica muy importante, se verá totalmente.

VOLTAJE UMBRAL - El **voltaje umbral** se calcula según el modelo trapezoidal de Poon y Yau, considerando la variación de la ZCE cuando **W** y **L** son menores de 20 μm . Es indispensable dar **XJ** (la penetración de las junturas), para que se calculen las correcciones.

Todos los parámetros que se escriban con mayúsculas, como XJ, corresponden a la forma en que los denomina el SPICE y deben utilizarse de esta forma.

Las expresiones utilizadas en el caso del voltaje umbral V_T son las siguientes:

$$V_T = V_{FB} + PHI + GAMMA(1 - \alpha_S - \alpha_D)\sqrt{PHI - V_{BS}} + DELTA \frac{\pi k_S \epsilon_o}{4WC_o} (PHI - V_{BS}) \quad (1)$$

donde $PHI = 2\phi_f$

$$\alpha_S = \frac{1}{2} \frac{X_J}{L} \left(\sqrt{1 + \frac{2W_S}{X_J}} - 1 \right) \quad ; \quad W_S = \sqrt{\frac{2K_S \epsilon_o}{qNSUB} (PHI - V_{BS})} \quad (2)$$

$$\alpha_D = \frac{X_J}{2L} \left(\sqrt{1 + \frac{2W_D}{X_J}} - 1 \right) \quad ; \quad W_D = \sqrt{\frac{2k_S \epsilon_o}{qNSUB} (PHI - V_{BS} + V_{DS})} \quad (3)$$

W_S y W_D son las regiones de empobrecimiento en S y D.

Los términos α_S y α_D corresponden a las correcciones de canal corto junto al S y al D. El último término, caracterizado por el parámetro DELTA, corresponde al efecto de canal estrecho.

Las expresiones para la corriente son:

CORRIENTE ENTRE D Y S

En la región lineal, para inversión fuerte ($V_{GS} > V_{TH}$), la corriente es:

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu_S C_0 \left\{ \left[V_{GS} - V_{BIN} - ETA \frac{V_{DS}}{2} \right] V_{DS} - \left[-\frac{2}{3} \gamma_S \left[(PHI - V_{BS} + V_{DS})^{\frac{3}{2}} - (PHI - V_{BS})^{\frac{3}{2}} \right] \right] \right\} \quad (4)$$

donde

$$ETA = 1 + DELTA \frac{\pi k_S \epsilon_0}{4WC_0} . \quad (5)$$

$$V_{BIN} = V_{FB} + PHI + DELTA \frac{\pi k_S \epsilon_0}{4WC_0} (PHI - V_{BS}) \quad (6)$$

SATURACIÓN POR “PINCH-OFF”

Una de las causas de la saturación de la corriente es el efecto de “pinch-off”, en este caso:

$$V_{DSAT} = \frac{V_{GS} - V_{BIN}}{ETA} + \frac{1}{2} \left(\frac{\gamma_S}{ETA} \right)^2 \left\{ 1 - \left[1 + 4 \left(\frac{ETA}{\gamma_S} \right)^2 \left(\frac{V_{GS} - V_{BIN}}{ETA} + PHI - V_{BS} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \right\} \quad (7)$$

$$\text{donde } \gamma_S = GAMMA(1 - \alpha_S - \alpha_D)$$

A partir de este voltaje la conductancia en saturación variará por el acortamiento del canal que puede considerarse de diferentes modos, los dos primeros que siguen a continuación, de carácter electrostáticos y un tercero por el efecto de velocidad límite.

a) Utilizando el parámetro denominado LAMBDA, resulta:

$$\frac{W}{L_{eff}} = \frac{W}{L - \Delta L} = \frac{W}{L(1 - LAMBDA \cdot V_{DS})} \quad (8)$$

b) si no se da LAMBDA, se calcula el acortamiento del canal según:

$$\Delta L = \sqrt{\frac{2k_S \epsilon_0}{qNSUB}} \left[\frac{V_{DS} - V_{DSAT}}{4} + \sqrt{1 + \left(\frac{V_{DS} - V_{DSAT}}{4} \right)^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (9)$$

Estas fórmulas aseguran la continuidad de la corriente y de sus derivadas en el punto de costura entre regiones. Debe considerarse que sobreestiman la conductancia en esta región. Aquí no se modela el efecto “punch-through”.

SATURACIÓN POR VELOCIDAD LIMITE

El otro efecto que se considera para la saturación en el caso de los canales cortos es el efecto de la velocidad límite de los portadores a través del parámetro **VMAX**. Para canales cortos este efecto puede conllevar a la saturación a voltajes inferiores a los de “pinch-off”.

De acuerdo con los modelos utilizados, el acortamiento del canal resulta según

$$L_{eff} = L - x_D \sqrt{\left(\frac{x_D \cdot VMAX}{2\mu_s}\right)^2 + (V_{DS} - V_{DSAT})} + \frac{x_D^2 VMAX}{2\mu_s}; \quad (10)$$

$$x_D = \sqrt{\frac{2k_s \epsilon_0}{qNSUB}}$$

El uso de (10) no garantiza una descripción adecuada de la conductancia de salida en saturación por lo que es necesario hacer un ajuste. Para esto se introduce el parámetro empírico **NEFF** que modifica, dentro de x_D , al valor de **NSUB** en **NSUB*NEFF**.

CONDUCCIÓN EN INVERSIÓN DÉBIL

El SPICE utiliza para la región subumbral el análisis de Swanson y Meinell, donde se define el voltaje V_{ON} para el punto de unión (de costura) de los modelos en la región lineal y en la subumbral.

Así se tiene

$$V_{ON} = V_{TH} + n \frac{kT}{q}; \quad n = 1 + \frac{C_{FS}}{C_0} + \frac{C_D}{C_0}; \quad (11)$$

$$C_{FS} = qNFS$$

$$C_D = \frac{\partial Q_B}{\partial V_{BS}} = C_0 \left[-\gamma_S \frac{d}{dV_{BS}} \left(\sqrt{PHI - V_{BS}} \right) - \frac{\partial}{\partial V_{BS}} \left(\gamma_S \sqrt{PHI - V_{BS}} \right) + \right] \quad (12)$$

$$+ DELTA \frac{\pi k_s \epsilon_0}{4WC_O}$$

NFS es un parámetro que se introduce en la evaluación de V_{ON} .

Cuando $V_{GS} < V_{ON}$ la corriente se calcula según

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu_S C_0 \cdot e^{\frac{q}{nkT}(V_{GS} - V_{ON})} \cdot \left\{ \left[V_{ON} - V_{BIN} - ETA \frac{V_{DS}}{2} \right] V_{DS} - \left[-\frac{2}{3} \gamma_S \left[(PHI - V_{BS} + V_{DS})^{\frac{3}{2}} - (PHI - V_{BS})^{\frac{3}{2}} \right] \right] \right\} \quad (13)$$

Como se ve la corriente tiene un carácter exponencial y garantiza la continuidad para el punto de costura, $V_{GS}=V_{ON}$, pero no para la derivada.

5.3.3 NIVEL 3

Este es un modelo desarrollado para dimensiones pequeñas, menores de 2 μm , utilizando expresiones similares en su forma a las de primera aproximación, pero con un conjunto de parámetros de ajuste, o **parámetros empíricos**. Por esta causa a este modelo se le llama **modelo semí-empírico**.

En gran parte los parámetros, sino se dice lo contrario, son los mismos que para el NIVEL 2.

Teniendo en cuenta el efecto de acortamiento de canal y la geometría de las uniones, las principales expresiones que se usan en este caso son (ver ANEXO 5.1 para las definiciones):

$$V_{TH} = V_{FB} + PHI - ETA \frac{8.15 \cdot 10^{-22}}{C_0 L^3} V_{DS} + \gamma F_S \sqrt{PHI - V_{BS}} + F_N (PHI - V_{BS}) \quad (14)$$

$$F_S = 1 - \frac{XJ}{L} \left[\frac{LD + W_C}{XJ} \sqrt{1 - \left(\frac{W_P / XJ}{1 + W_P / XJ} \right)^2} - \frac{LD}{XJ} \right] \quad (15)$$

$$F_N = DELTA \frac{\pi k_S \epsilon_0}{4 W_C} \quad (16)$$

$$\frac{W_C}{XJ} = (0.0631353) + (0.8013252) \frac{W_P}{XJ} - (0.01110777) \left(\frac{W_P}{XJ} \right)^2 \quad (17)$$

donde F_S - factor de corrección por acortamiento de canal;
 F_N - factor de corrección de canal estrecho;
 LD - longitud de la difusión lateral;
 W_P - ZCE de la parte plana de la unión P-N;
 W_C - ZCE de la parte cilíndrica de la unión.

La ecuación básica para la corriente en la región lineal es igual a:

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu_{eff} C_0 \left[V_{GS} - V_{TH} - \frac{1+F_B}{2} V_{DS} \right] V_{DS} \quad (18)$$

$$F_B = \frac{\gamma \cdot F_S}{4\sqrt{PHI - V_{BS}}} + F_N \quad (19)$$

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_S}{1 + \frac{\mu_S V_{DS}}{V_{MAX} \cdot L}}; \quad \mu_S = \frac{UO}{1 + THETA(V_{GS} - V_{TH})} \quad (20)$$

En la μ_{eff} se tiene en cuenta el efecto de la velocidad de saturación (campo crítico longitudinal) y el del campo transversal.

Para la condición de saturación cuando se da VMAX se obtiene:

$$V_{DSAT} = \frac{V_{GS} - V_{TH}}{1 + F_B} + \frac{V_{MAX} \cdot L}{\mu_S} - \sqrt{\left(\frac{V_{GS} - V_{TH}}{1 + F_B} \right)^2 + \left(\frac{V_{MAX} \cdot L}{\mu_S} \right)^2} \quad (21)$$

Si no se da VMAX el cálculo se realiza por el efecto de “pinch-off” resultando:

$$V_{DSAT} = \frac{V_{DS} - V_{TH}}{1 + F_B} \quad (22)$$

La longitud del canal queda modelada de acuerdo con:

$$\text{Si } V_{MAX} = 0; \quad \Delta L = x_D \sqrt{KAPPA(V_{DS} - V_{DSAT})} \quad ; \quad (23)$$

Si $V_{MAX} \neq 0$;

$$\Delta L = \sqrt{\left(\frac{E_P x_D^2}{2} \right)^2 + KAPPA \cdot x_D^2 (V_{DS} - V_{DSAT}) - \frac{E_P x_D^2}{2}}; \quad (24)$$

$$E_P = \frac{I_{DSAT}}{L \cdot G_{DSAT}}$$

E_P corresponde al campo eléctrico lateral en el punto de “pinch-off”.
Las restantes magnitudes se calculan igual que para el NIVEL 2.

5.3.4 NIVEL 4

El modelo del NIVEL 4 corresponde al llamado

BSIM (Berkeley Short-Channel IGFET Model for MOS Transistors).

Este modelo ha sido desarrollado para tener una mayor eficiencia computacional y precisión, facilitando la caracterización del TMOS en el diseño de circuitos integrados de alta complejidad [4].

Incluye las expresiones para la inversión fuerte y la inversión débil. La dependencia de la corriente de drenaje de la polarización del sustrato se ha modelado con una aproximación numérica para acelerar el cálculo. Se simplifican las expresiones de carga.

Los parámetros que utiliza este modelo son extraídos automáticamente a partir de los datos experimentales por un extractor de parámetros especialmente diseñado para este modelo. Los resultados se dan en forma de un fichero que sirva de entrada al simulador. Es importante que **no hay parámetros por omisión**, todos debe ser capturados. Para el usuario esta tabla ofrece poca información por sí misma. Los resultados para transistores hasta **una micra de canal** han sido muy buenos. La comparación de tiempo de procesamiento con respecto al nivel 2 es de una reducción considerable en tiempo, con puede ser hasta más de un 50%.

Una característica es que se puede continuar ampliando para irle añadiendo los fenómenos de canal corto (submicrométricos), portadores calientes, etc. De hecho, a principios de 1998 se dispone de tres versiones: BSIM1, BSIM2, BSIM3.

Las principales expresiones según [4] son:

EN INVERSION FUERTE

Voltaje umbral

$$V_T = V_{FB} + \phi_S + K_1 \sqrt{\phi_S - V_{BS}} - K_2 (\phi_S - V_{BS}) - \eta V_{DS} \quad (25)$$

Los parámetros V_{FB} y ϕ_S son los mismos que hasta el momento.

K_1 es equivalente al γ de los otros modelos.

K_1 y K_2 , juntos, modelan el efecto del dopaje no uniforme del canal.

η toma en cuenta parcialmente el efecto de modulación del canal.

Corrientes

1. *Región de corte* $[V_{GS} \leq V_T]$

$$I_{DS} = 0 \quad (26)$$

2. *Región lineal o de triodo* $[V_{GS} > V_T \text{ y } 0 < V_{DS} < V_{DSAT}]$

$$I_{DS} = \frac{\mu_o}{\left[1 + U_o(V_{GS} - V_T)\right]} \cdot \frac{C_o \frac{W}{L}}{\left(1 + \frac{U_1}{L} V_{DS}\right)} \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{a}{2} V_{DS}^2 \right], \quad (27)$$

donde

$$a = 1 + \frac{gK_1}{2\sqrt{\phi_s - V_{BS}}} \quad (28)$$

y
$$g = 1 - \frac{1}{1.744 + 0.8364(\phi_s - V_{BS})}. \quad (29)$$

3. *Región de saturación* $[V_{GS} > V_T \text{ y } V_{DS} \geq V_{DSAT}]$:

$$I_{DS} = \frac{\mu_o}{\left[1 + U_o(V_{GS} - V_T)\right]} \cdot \frac{C_o \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2}{2aK}, \quad (30)$$

donde

$$K = \frac{1 + v_c + \sqrt{1 + 2v_c}}{2}, \quad (31)$$

$$V_{DSAT} = \frac{V_{GS} - V_T}{a\sqrt{K}}, \quad (32)$$

y

$$v_c = \frac{U_1}{L} \cdot \frac{(V_{GS} - V_T)}{a}. \quad (33)$$

El coeficiente a corresponde al efecto de sustrato, permitiendo ajustar numéricamente la corriente al modelo estándar en un rango razonable de V_{BS} y V_{DS} .

EN INVERSION DEBIL

BSIM se ha resuelto considerando que las dos corrientes siempre están sumadas y escogiendo los parámetros para la inversión débil de forma que no afecten la inversión fuerte. Así

$$I_{DS,total} = I_{DS,if} + I_{DS,id} , \quad (34)$$

$$I_{DS,id} = \frac{I_{exp} \cdot I_{limit}}{I_{exp} + I_{limit}} , \quad (35)$$

donde

$$I_{exp} = \mu_o C_o \frac{W}{L} \left(\frac{kT}{q} \right)^2 \cdot e^{1.8 \frac{q}{kT} (V_{GS} - V_T)/n} \cdot \left[1 - e^{-\frac{qV_{DS}}{kT}} \right] \quad (36)$$

y

$$I_{limit} = \frac{\mu_o C_o}{2} \cdot \frac{W}{L} \cdot \left(3 \frac{kT}{q} \right)^2 \quad (37)$$

El coeficiente 1.8 es empírico. Para modelar la pendiente de la región subumbral se utiliza el parámetro n en función de los parámetros n_o , n_B y n_D .

$$n = n_o + n_B V_{BS} + n_D V_{DS} . \quad (38)$$

Para preparar la información, se determinan **51 parámetros** dependientes del dispositivo real, pero no de sus dimensiones y se convierten en **17 parámetros** eléctricos que dependen de las dimensiones. Cada parámetro P_i se guarda en la siguiente forma:

$$P_i = P_{oi} + \frac{P_{Li}}{L_{DIB} - \Delta L} + \frac{P_{Wi}}{W_{DIB} - \Delta W} \quad (39)$$

donde L_{DIB} y W_{DIB} son las longitudes en el dibujo y las Δ son las reducciones netas debido a los procesos de fabricación. Las P son las de partida, la sensibilidad al largo y la sensibilidad al ancho, respectivamente.

Para la región de subumbral hay otros 9 parámetros independientes que se pueden convertir en 3 dependientes.

Toda esta conversión se hace solamente una vez, al comenzar la simulación.

De los 17 parámetros eléctricos, 8 son mapeados con respecto a 8 parámetros de corriente-voltaje. Los parámetros V_{FB} , ϕ_s , K_1 y K_2 se mantienen constantes, mientras que los otros varían según:

$$U_o = U_{oz} + U_{oB} V_{BS} \quad (40)$$

$$U_1 = U_{1z} + U_{1B} V_{BS} + U_{1D} (V_{DS} - V_{DD}) \quad (41)$$

$$\eta = \eta_z + \eta_B V_{BS} + \eta_D (V_{DS} - V_{DD}). \quad (42)$$

El parámetro μ_o se obtiene de la interpolación cuadrática a través de tres puntos: μ_o para $V_{DS} = 0$, μ_o para $V_{DS}=V_{DD}$, y la sensibilidad de μ_o a la polarización del drenaje para $V_{DS}=V_{DD}$, con

$$\mu_o(a V_{DS}=0) = \mu_z + \mu_{zB} V_{BS} \quad y \quad \mu_o(a V_{DS}=V_{DD}) = \mu_S + \mu_{SB} V_{BS}. \quad (43)$$

5.4 CAPACITANCIAS DEL MOSFET

Utilizan el modelo de Word y Dutton [5]. Los principales parámetros y expresiones para las capacitancias internas, o sea las que están dentro de las posibles resistencias en serie en la Fuente (S) y en el Drenador (D), se muestran en el ANEXO 5.1 (Capacitance).

5.5 DEPENDENCIA DE LA TEMPERATURA

La temperatura por omisión que se utiliza es la llamada temperatura ambiente de 300 K (27 °C). Para temperaturas diferentes se considera la variación de los parámetros según se describe en el ANEXO 5.1 (Temperature Effects).

Dentro del programa se han considerado las dependencias de la temperatura de las siguientes magnitudes:

-la concentración intrínseca:
$$n_i = 3.873 \cdot 10^{16} T^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{7020.72}{T}} \quad (44)$$

-el ancho de la banda prohibida:
$$E_G = 1.16 - \frac{0.0000702 \cdot T^2}{T+1108} \quad (45)$$

-el potencial intrínseco de la juntura:

$$PB(T) = PB \frac{T}{T_0} - 2 \frac{kT}{q} \left[1.5 \ln \frac{T}{T_0} - \frac{E_G}{2 \frac{kT}{q} - 1.1150877 \frac{kT}{q}} \right] \quad (46)$$

5.6 SOBRE LA UTILIZACIÓN DEL PSPICE

Como todo programa de simulación el PSPICE tiene un lenguaje propio para la descripción de los diferentes elementos que entran en un circuito electrónico. El primer paso para la utilización de este es familiarizarse con esta forma de descripción de un circuito y sus elementos, la forma de dar los estímulos y de obtener los resultados.

Todos los programas actuales tienen una fuerte Ayuda en línea, que debe saber emplearse. Es muy recomendable utilizar varios ejemplos para acostumbrarse al uso del programa. En la bibliografía propuesta se puede conocer detalles las diferentes formas de explotar este programa y sus aplicaciones.

A continuación, solo se comentarán algunos aspectos para tener en cuenta al describir un circuito, como son:

1. La primera línea siempre es el título del circuito a modelar.
2. Se tiene que describir cada uno de los dispositivos que entran en el circuito a través de sus nodos, tipos de modelos, parámetros, etc.
3. No puede haber un nodo flotando, todos tienen que estar conectados.
4. Se tienen que describir los modelos de cada dispositivo con sus respectivos parámetros.
5. Se tiene que definir qué tipo de análisis se requiere hacer: corriente directa; corriente alterna; régimen transitorio; característica transferencial; etc.
6. Se tiene que definir en qué forma se quiere obtener los resultados de salida: en tablas; en gráficas en formato de texto en impresora/pantalla, en forma gráfica en pantalla/impresora. Además, se tiene que definir que se quiere ver en un nodo dado, corriente o voltaje. En los programas actuales hay programas complementarios para el tratamiento de los datos de salida, por ejemplo, el PROBE. De existir, deben utilizarse.
7. Se tiene que definir las fuentes de voltaje y/o corriente del circuito.
8. Al final siempre debe aparecer un **.END**.

5.7 LA EXTRACCIÓN DE PARÁMETROS

Para poder realizar una simulación correcta se requiere contar con el juego de parámetros que correspondan con el NIVEL elegido y que permitan obtener la precisión que puede dar el modelo. Por esta causa la obtención de estos parámetros es un elemento muy importante en el proceso de simulación. Este proceso se conoce también como *extracción de parámetros*. A continuación, se da una breve explicación de los procedimientos utilizados.

Las necesidades de simulación están dirigidas a:

- el análisis del comportamiento físico de un dispositivo dado;
- el análisis y ajuste de nuevos modelos;
- el diseño de circuitos integrados y de los bloques de bibliotecas que se usan en diseños a la orden.

Según sea la aplicación se selecciona el método de extracción, así hay dos grandes posibilidades:

extracción individual y

el uso de las técnicas de optimización matemática.

Ambas técnicas tienen vigencia. Se comentará cada una de ellas.

5.7.1 EXTRACCION INDIVIDUAL

La extracción individual de parámetros requiere de mediciones independientes de cuyas evaluaciones se puede extraer uno o dos parámetros. Por lo tanto, para tener el juego completo de parámetros se requieren diferentes mediciones, y en diferentes condiciones. Se pueden resumir las ventajas y desventajas de este método como sigue:

- los resultados se asocian con magnitudes físicas, tales como N_B , V_T , μ , θ , etc
- permite la evaluación del comportamiento del dispositivo y de la tecnología de fabricación;
- cada parámetro requiere de una técnica de medición;
- el procedimiento es lento y trabajoso;
- hay parámetros que solo se pueden determinar indirectamente, como V_{MAX} ;
- la precisión de ajuste entre las características experimentales y las calculadas no es la mejor, teniendo en cuenta que cada parámetro se calculo en condiciones diferentes.

5.7.2 LA TECNICA DE OPTIMIZACION MATEMATICA

Se conoce como técnica de extracción de parámetros por optimización matemática al procedimiento de ajustar un juego de datos experimentales a las ecuaciones no lineales del modelo utilizando los mínimos cuadrados para optimizar los parámetros del modelo.

Las ventajas y desventajas del método son:

- se usan técnicas generales de optimización matemáticas que están muy elaboradas;
- se tiene que dar los datos experimentales de todo el rango de variación de las corrientes y voltajes en que se quiera hacer la simulación;
- en un solo procesamiento se obtiene un juego de parámetros a un mismo tiempo;
- el valor de los parámetros obtenidos no tiene necesariamente que tener un sentido físico;

- las diferentes regiones de las características de salida se procesan a un mismo tiempo, produciéndose el ajuste en todas las regiones;
- se pueden hacer análisis estadísticos, ya que se pueden dar diferentes juegos de datos, para diferentes dispositivos, y el resultado sería de parámetros promediados;
- la precisión de ajuste modelo-datos es muy buena;
- el procedimiento es simple.

BREVE INTRODUCCION DEL METODO

El proceso de optimización implica tener una función a analizar, que en este caso corresponde a la corriente de drenaje del TMOS, y que es una función de los voltajes aplicados al punto i , V^i , y de un conjunto de parámetros que conforman lo que llamaremos un vector $\bar{X} = (x_1, x_2, \dots, x_N)$ de N variables (parámetros).

Si I_m^i corresponde a la corriente medida en el punto i , y se miden M puntos, entonces se podrá definir la llamada función objetivo, o sea la función que debe ser optimizada, buscando el juego de parámetros que logren minimizar esta función. En este caso será igual a:

$$F(x) = \sum_{i=1}^M \left(\frac{I(\bar{X}, V^i) - I_m^i}{I_m^i} \right)^2. \quad (47)$$

Normalmente se da un vector inicial, o sea un juego de parámetros tan próximo a los finales como se pueda. Después se calcula la corriente para ese punto y se determina la función objetivo. Si da mayor de lo definido, entonces se produce un cambio de parámetros, o sea del vector \bar{X} , siguiendo un algoritmo de optimización definido, que son generalmente una combinación de lineal y cuadrático. Así se van realizando iteraciones hasta lograr alcanzar el criterio de parada previamente definido, al cual corresponderá el vector de parámetros final. Por supuesto a mayor número de puntos, y mayor número de parámetros, más complejo es el cálculo y ocupa mayor tiempo de máquina.

EJEMPLO DE EXTRACCION POR OPTIMIZACION

Para ilustrar la utilización de este método se muestra a continuación los resultados que se obtienen con un programa desarrollado en el medio universitario [6] para la obtención de las características de salida de los transistores MOS por optimización utilizando el Método de Levemberg-Marquard [7].

En el ANEXO 5.2 se muestra la hoja de salida de datos.

En este caso se dan los siguientes datos tecnológicos y de dibujo: X_J , C_0 , W y L .

Posteriormente se ven los valores por omisión (*default*) para ocho parámetros que se decidió optimizar. El programa propone un juego por omisión, pero el usuario puede modificarlos. Mientras más próximos estén los datos de inicio a los valores finales más posibilidades de tener un buen resultado rápido.

Como salida se dan los valores encontrados para los ocho parámetros, que permiten tener un error medio cuadrático global que se muestra. Finalmente se indica en qué puntos de las características el error fue mayor.

Si ocurriera algún error se indica.

Este programa, que se pone como ejemplo de lo que hacen estos programas, corre en una PC y puede procesar hasta 600 puntos experimentales a un mismo tiempo, que pueden ser de varias curvas de un dispositivo o de varios dispositivos, etc.

En el caso del modelo BSIM esta es la única forma de determinar los parámetros para la simulación.

5.8 PARAMETROS PARA DISEÑAR

Como ya se señaló, para realizar un diseño de circuito eléctrico con el simulador Pspice se requiere contar con el juego de parámetros de los diferentes tipos de dispositivos que se utilizarán en el circuito. Los mismos se pueden obtener de diferentes modos:

Midiéndolos directamente por los métodos antes señalados. Este es el caso si uno es el fabricante del circuito integrado.

Recibiéndolos del fabricante (de la “*foundry*”).

En el segundo caso, que es el más usual en nuestro medio, se tiene que recibir un listado con las especificaciones de los principales parámetros tecnológicos a tener en cuenta, como son: dimensiones, corrientes máximas, resistencias de cuadro, resistencias de contacto. Además de los parámetros para la simulación con los modelos del Spice.

Generalmente se da una lista con los parámetros para los niveles 2, 3 y/o 4. Estos valores son promedios, o sea el resultado de las mediciones en muchos procesos de una tecnología ya madura. Se supone que la empresa garantiza la fabricación del circuito integrado, con los parámetros dados. En algunos casos se dan solo valores promedios. En otros se dan tres valores: el promedio; el lento, para el cual la velocidad de respuesta es la menor con esa tecnología; el rápido, ofreciendo la variante más rápida de la tecnología.

En el ANEXO 5.3 se muestran dos ejemplos de este tipo de listados, para dos firmas diferentes. Es importante conocer que significa cada uno de estos parámetros y como y donde se utilizan.

5.9 EJEMPLO DE SIMULACION

Con el fin de mostrar todos los elementos necesarios para una simulación en PSPICE, en el ANEXO 5.4 se muestra el fichero de entrada del circuito llamado EJEMPLO.CIR que consta de dos inversores CMOS en cadena con una carga capacitiva. A continuación, se muestran también el fichero de salida y los gráficos que se obtienen con el programa PROBE.

La mejor forma de dominar inicialmente la simulación, y comprender como influye cada elemento de esta, es tomar un ejemplo básico y variar los parámetros uno a uno, y las condiciones como temperatura y voltajes, analizando los resultados por uno mismo.