

# ANEXO E

## MODELO DE LOS ELECTRODOS DE UN FET

### E.1. CAPACIDADES E INDUCTANCIAS DISTRIBUIDAS DE LOS ELECTRODOS

En la Figura E.1 se muestra el circuito equivalente de los electrodos de un FET, donde se asume que el electrodo de fuente está a tierra. El electrodo de puerta es modelado como una línea de transmisión, mediante una inductancia  $L_{gg}$  y una capacidad,  $C_{GS}$ , por unidad de longitud, de forma similar el drenador se modela mediante,  $L_{dd}$ ,  $C_{DS}$ . Además, se considera el acoplamiento entre electrodos a través de  $L_{gd}$  y  $C_{GD}$ . También se incluyen las resistencias,  $R_{gg}$  y  $R_{dd}$ , y las inductancias internas,  $l_{gg}$  y  $l_{dd}$ , debidas a efectos 'skin', las cuales son función de la frecuencia.

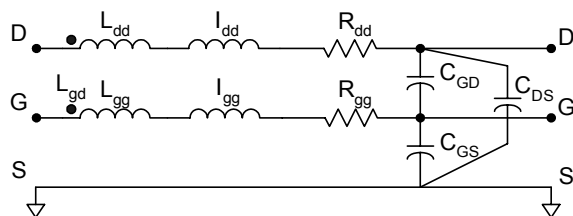


Figura E.1 Circuito equivalente de la impedancia de los electrodos de un FET

Considerando que la distancia entre la puerta-drenador y puerta-fuente es igual y descomponiendo la energía de la propagación de onda TEM en un modo de excitación par e impar, Figura E.2, las líneas de los electrodos se puede analizar como una guía de onda coplanar (CPW) o una línea coplanar (CPS), [1], en donde los elementos de los electrodos por unidad de longitud están relacionados con los elementos del circuito equivalente de la guía y línea coplanar,  $L_{cpw}$ ,  $C_{cpw}$ ,  $L_{cps}$  y  $C_{cps}$ :

$$\begin{aligned}
 L_{dd} &= L_{CPS} & L_{gg} &= L_{CPW} + \frac{1}{4}L_{CPS} & L_{gd} &= \frac{1}{2}L_{CPS} \\
 C_{GS} &= \frac{1}{2}C_{CPW} & C_{DS} &= C_{CPS} - \frac{1}{4}L_{CPW} & C_{GD} &= \frac{1}{2}C_{CPW}
 \end{aligned}
 \tag{E.1}$$

Estos valores son calculados a partir de la constante dieléctrica del GaAs y de la impedancia característica de la guía o de la línea coplanar, que son función de las dimensiones de la estructura.

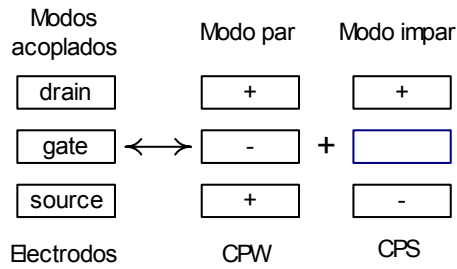


Figura E.2 Excitación de los modos acoplados del FET, descompuesto en modo par e impar que equivale a una guía de onda coplanar (CPW) y línea coplanar (CPS), respectivamente

Entonces, de acuerdo a [2] y [3], los valores de la capacidad y la inductancia se definen como:

$$C_X = \frac{1}{v_X Z_X} \quad L_X = Z_X^2 C_X \quad v_X = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ff\_X}}} \quad (E.2)$$

donde  $c$  es la velocidad de la luz,  $C_X$  y  $L_X$  son la capacidad e inductancia para X, con X=CPW ó CPS.  $Z_X$  y  $\epsilon_{ff\_X}$  son la impedancia y permitividad efectiva para la configuración X.  $Z_{CPW}$  y  $Z_{CPS}$  se calculan a partir de:

$$Z_{CPW} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{ff\_X}}} \cdot \frac{K(k')}{K(k)} \quad Z_{CPS} = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ff\_X}}} \cdot \frac{K(k')}{K(k)} \quad (E.3)$$

$K$  es la integral elíptica de primer orden, los argumentos  $k$  y  $k'$  se definen como:

$$k = \frac{a}{b}, \quad k' = \sqrt{1 - k^2}, \quad (E.4)$$

donde  $a$  y  $b$  son variables que dependen de la estructura, CPW o CPS, como se indica en la Tabla E.1 y en la Figura E.3.  $\epsilon_{ff\_X}$  es la constante de permitividad efectiva, que se expresa como:

$$\epsilon_{ff} = 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{K(k')}{K(k)} \cdot \frac{K(k_1)}{K(k_1')} \quad (E.5)$$

con

$$k_1 = \frac{\sinh(\pi a/2h)}{\sinh(\pi b/2h)} \quad (E.6)$$

$\epsilon_r$  es la permitividad relativa del sustrato. Considerando  $K'(k)=K(k')$ , la integral elíptica puede aproximarse a, [4]:

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \begin{cases} \left[ \frac{1}{\pi} \ln \left( 2 \cdot \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) \right]^{-1} & (\text{para } 0 \leq k \leq 0.7) \\ \frac{1}{\pi} \ln \left( 2 \cdot \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right) & (\text{para } 0.7 \leq k \leq 1) \end{cases} \quad (\text{E.7})$$

Tabla E.1 Dimensiones de a y b para las estructuras CPW y CPS.

	CPW	CPS
a	W/2	(2S+W)/2
b	S+a	a+G

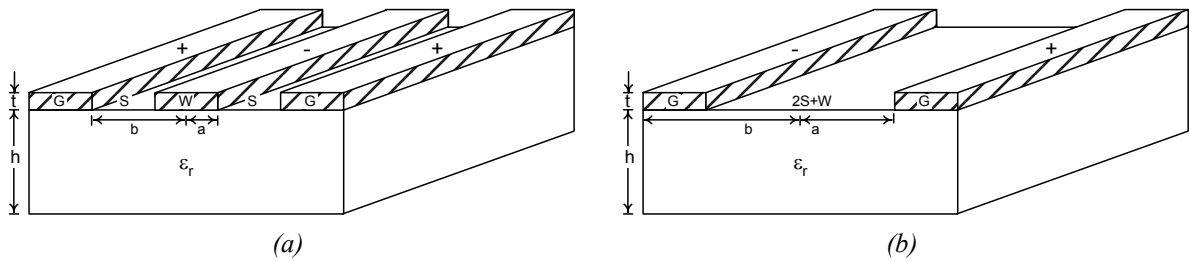


Figura E.3 Dimensiones de la (a) Guía de onda coplanar y (b) línea coplanar, de acuerdo a la estructura del FET

## E.2. RESISTENCIAS E INDUCTANCIAS PROPIAS DE LOS ELECTRODOS

La resistencia e inductancia propias de las líneas se obtienen aplicando las siguientes expresiones, [5]-[6]:

$$R_{dd} = \frac{\text{Re}(z_m \coth(\gamma t))}{W_d} ; \quad l_{dd} = \frac{\text{Im}(z_m \coth(\gamma t))}{W_d} \quad (\text{E.8})$$

$$R_{gg} = \frac{\text{Re}(z_m \coth(\gamma h_g))}{W_{gg}} ; \quad l_{gg} = \frac{\text{Im}(z_m \coth(\gamma h_g))}{\omega W_{gg}}$$

$$W_{gg} = \max(W_g, t_g) ; \quad h_g = \min(W_g, t_g) \quad (\text{E.9})$$

$$z_m = \frac{1+j}{\sigma_m \delta_m}$$

$$\gamma = \frac{1+j}{\delta_m} \quad (\text{E.10})$$

$$\delta_m = \sqrt{\frac{2}{\mu_0 \sigma_m \omega}}$$

donde  $\mu_0=4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m, es la permeabilidad en el espacio libre,  $\sigma_m$  es la conductividad del material,  $\omega$  es la frecuencia angular,  $W_d$  y  $W_g$  son el ancho de los electrodos de drenador y

puerta,  $t$  es el espesor de metalización de drenador y surtidor y  $t_g$  es el espesor de metalización del electrodo de puerta, como se muestra en la Figura E.4.

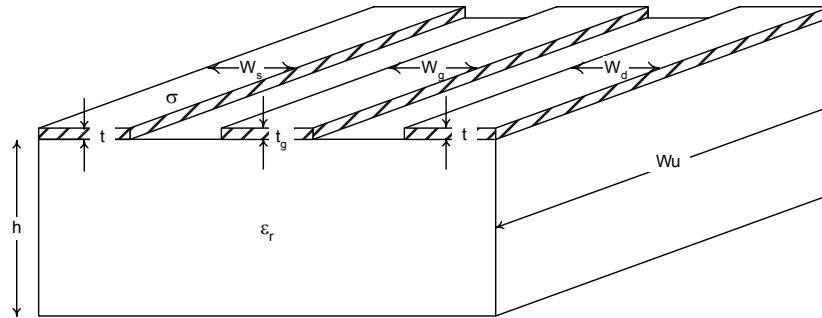


Figura E.4 Dimensiones de los electrodos y del sustrato del FET

Teniendo en cuenta también la resistencia e inductancia propia del electrodo de fuente, de ancho  $W_s$ , se tiene:

$$R_{ss} = \frac{\text{Re}(z_m \coth(\gamma t))}{W_s} ; \quad l_{ss} = \frac{\text{Im}(z_m \coth(\gamma t))}{\omega W_s} \quad (\text{E.11})$$

Debido a que los elementos de los electrodos ( $R_{ss}$ ,  $R_{dd}$ ,  $R_{gg}$ ,  $l_{ss}$ ,  $l_{dd}$ ,  $l_{gg}$ ,  $L_{dd}$ ,  $L_{gg}$ ,  $L_{gd}$ ,  $C_{GS}$ ,  $C_{DS}$  y  $C_{GD}$ ) están dados por unidad de longitud, estos se deben multiplicar por  $W_u' = W_u/N$  para tener los valores correspondientes a una sección elemental; como se expresa a continuación:

$$\begin{aligned} l_{dd} &= l_{dd} \cdot W_u' ; & C_{DS} &= C_{DS} \cdot W_u' ; & R_{dd} &= R_{dd} \cdot W_u' \\ l_{gg} &= l_{gg} \cdot W_u' ; & C_{GS} &= C_{GS} \cdot W_u' ; & R_{gg} &= R_{gg} \cdot W_u' \\ l_{ss} &= l_{ss} \cdot W_u' ; & C_{GD} &= C_{GD} \cdot W_u' ; & R_{ss} &= R_{ss} \cdot W_u' \\ L_{dd} &= L_{dd} \cdot W_u' \\ L_{gg} &= L_{gg} \cdot W_u' \\ L_{gd} &= L_{gd} \cdot W_u' \end{aligned} \quad (\text{E.12})$$

## REFERENCIAS

- [1] R.L. Chang, "Modeling and analysis of GaAs MESFETs considering the wave propagation effect," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 371-374, 1989.
- [2] K.C. Gupta, R. Garg, and I.J. Bahl, "Microstrip lines and slotlines," *Artech House*, 1979.
- [3] G. Ghione and C. Naldi, "Analytical formulas for coplanar lines in hybrid and monolithic MICs," *IEE Electronics Letters*, Vol. 20, No. 4, pp. 179-181, February 1984.
- [4] K.C. Gupta, R. Garg, and R. Chadha, "Computer-aided design of microwave circuits," *Artech House*, 1981.
- [5] A. Abdipour and A. Pacaud, "Complete slice model of microwave FET's and comparison with lumped model and experimental results," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 44, No. 1, pp. 4-9, January 1996.
- [6] D. Jäger, "Slow-wave propagation along variable Schottky-contact microstrip line," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 24, No. 9, pp. 566-573, Sept. 1976.