

CAPÍTULO V

MODELO DISTRIBUIDO EN PEQUEÑA SEÑAL Y DE RUIDO DE TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO

V.1. INTRODUCCIÓN

Los modelos en pequeña señal de transistores de efecto de campo generalmente son implementados sin tener en cuenta los efectos distribuidos de los electrodos de puerta, drenador y fuente. Estos modelos predicen confiablemente el comportamiento de los transistores hasta una frecuencia de 20 GHz [1]-[4]. Sin embargo, cuando las dimensiones de los electrodos, en particular de la puerta, son del mismo orden de magnitud que la longitud de onda, se empiezan a presentar efectos distribuidos. Tales efectos generan cambios en los valores del circuito equivalente, así como en su comportamiento en ruido. Por lo que es de esperarse que utilizando un modelo que incluya los efectos de propagación a lo largo de los electrodos del dispositivo, se obtenga un circuito equivalente que modele mejor el comportamiento del dispositivo, tanto en pequeña señal como en ruido.

En la literatura se han propuesto modelos en pequeña señal que tienen en cuenta los efectos distribuidos de los electrodos de puerta, drenador y fuente, [5]-[12]. En [5] se utiliza un análisis electromagnético para obtener los parámetros S de un HEMT considerando los efectos de propagación de los electrodos. De forma similar, en [6] se desarrolla un análisis de onda completa, cuyos resultados se utilizan para obtener un circuito equivalente de los electrodos; el circuito equivalente del transistor intrínseco no varía. Sin embargo, en estos métodos se considera el análisis del dispositivo completo, asumiendo que se tienen únicamente un dedo. Por otro lado, en [7] y [8] se considera un transistor con más de un dedo, donde se aplican simulaciones electromagnéticas de los electrodos (estructura pasiva) para obtener un circuito equivalente que modele sus efectos. Además, en este caso el FET ha sido dividido en partes elementales, utilizando un circuito equivalente similar al de los modelos concentrados para representar la parte activa del FET en cada bloque. De forma similar, en [9]-[12] el transistor se divide en bloques o ‘slices’ y la parte activa de cada bloque se modela igual que en los modelos concentrados. El análisis del comportamiento de los electrodos es diferente entre las referencias [9]-[12]. En [9]-[11] el electrodo de fuente se considera como un bus a tierra, incluyendo únicamente una inductancia parásita total. En [9]-[10] los efectos de los electrodos de puerta y drenador se modelan a partir de ecuaciones de líneas acopladas en un medio no-homogéneo, mientras que en [11] estos son tratados como líneas de transmisión.

En [12] el efecto de los electrodos se modela con elementos concentrados, donde sus valores se obtienen a partir de un análisis en modo par e impar.

Así mismo, se han propuesto modelos de ruido que incluyen los efectos distribuidos del dispositivo. En [13]-[14] se desarrolla el análisis de ruido a partir de una sección elemental del FET. El modelo en pequeña señal de esta sección incluye las fuentes de ruido asociadas al transistor intrínseco y a los elementos pasivos, como las resistencias de acceso y los debidos a los efectos distribuidos de los electrodos. Las fuentes de ruido intrínsecas se representan en la configuración de admitancia modelándolas en función de los parámetros R, P y C, presentados en [15]. La matriz de correlación total del dispositivo se obtiene por superposición, sumando las contribuciones de cada una de las secciones elementales del FET. Recientemente, en [16] se han presentado resultados del análisis en pequeña señal y de ruido del FET, donde cada bloque se considera como una red de 6 puertos (3 entradas, 3 salidas) de líneas de transmisión activas, la solución de cada bloque se obtiene aplicando las leyes de Kirchhoff y la transformada de Laplace.

Por otro lado, es interesante el poder determinar las fuentes de ruido intrínsecas de una sección elemental, incluyendo los efectos distribuidos de los electrodos del FET, con la posibilidad de utilizarlos en aplicaciones de CAD o bien en modelos aplicados por las *foundries* para la fabricación de estos. En este sentido en la literatura se han presentado métodos para obtener las fuentes de ruido intrínsecas de una sección elemental, a partir de medidas de ruido a frecuencias de microondas. En [17]-[18] se propone un método para extraer las fuentes de ruido intrínsecas del dispositivo utilizando medidas con *tuner* de los cuatro parámetros de ruido. En este caso, se considera el modelo de temperaturas, [19], para describir el comportamiento de las fuentes de ruido intrínsecas, las cuales se asume que no están correladas. Alternativamente, en [20] se modelan las fuentes de ruido intrínsecas en función de los parámetros R, P y C o modelo de admitancia, [15],[21], cuyos valores se obtienen ajustando a un grupo de factores de ruido medidos para diferentes impedancias de entrada. Sin embargo, en este método los efectos del electrodo de fuente se modelan como una resistencia e inductancia parásita que se incluyen en el bloque de la región activa, además se desprecia el acoplamiento entre los electrodos de puerta y drenador.

Así, en este trabajo de Tesis se propone un modelo en pequeña señal y de ruido de un FET, teniendo en cuenta los efectos de propagación de los electrodos de puerta, drenador y surtidor. Este se basa en un modelo de bloques o 'slices', [3],[18],[22], en donde el FET se divide en N secciones elementales. Para su análisis cada bloque o sección se representa en configuración de cascada, que su vez es el resultado de dos matrices en cascada: una que modela el área activa del FET y otra que modela el efecto de los electrodos, [23]. El comportamiento total del FET se obtiene por superposición de cada uno de los bloques, agregando al final los efectos debidos a los *PADs*.

En el análisis de ruido se consideran, en cada sección elemental, dos fuentes de ruido intrínsecas en configuración híbrida, [24], asociadas a la región activa del FET, y fuentes de ruido térmicas debidas a los elementos pasivos, asumiendo que las fuentes de ruido equivalentes entre secciones no están correladas. Para obtener las fuentes de ruido intrínsecas del FET, y con esto calcular sus parámetros de ruido, se aplica la técnica F_{50} , [25], donde únicamente se toman lecturas del factor de ruido para una impedancia de fuente, en diferentes puntos de frecuencia.

A continuación se describe el desarrollo para obtener el modelo distribuido en pequeña señal y ruido de un FET, así mismo se muestran resultados de los parámetros S y de ruido estimados con el modelo distribuido propuesto. Como caso particular, se aplica el modelo de Pospieszalski de las fuentes de ruido intrínsecas, [19], para extraer los parámetros de ruido del FET teniendo en cuenta los efectos distribuidos de los electrodos.

V.2. MODELO DISTRIBUIDO EN PEQUEÑA SEÑAL

Para obtener el modelo tanto en pequeña señal como de ruido, el transistor se divide en N secciones elementales de ancho de puerta W_u' , con $W_u' = W_u/N$; donde W_u es el ancho unitario de puerta, que se calcula a partir del ancho total del FET, $W = W_u * N_{bd}$, con N_{bd} igual al número de dedos.

El circuito equivalente de cada sección elemental se muestra en la Figura V.1. La región activa del FET se representa de forma similar al modelo concentrado, considerando que en este caso los valores de los elementos están escalados para una sección elemental, como se describe más adelante. Los electrodos se modelan como líneas de transmisión, una resistencia con una inductancia en serie y una capacidad en paralelo, incluyendo las inductancias mutuas y capacidades entre electrodos.

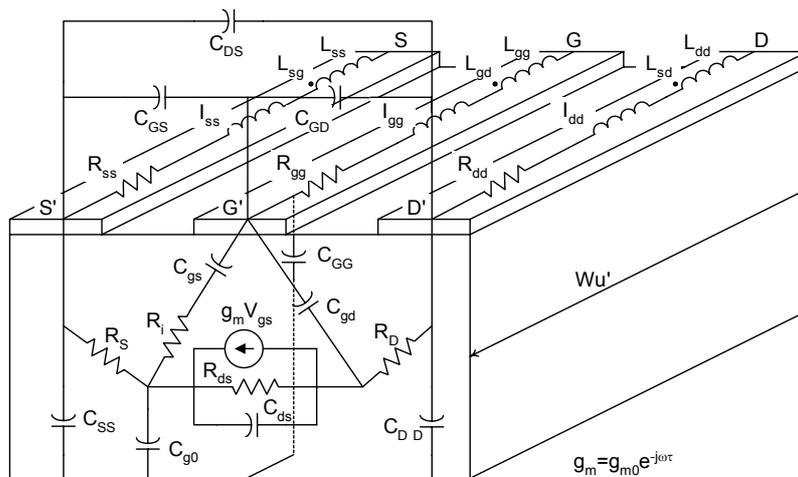


Figura V.1 Modelo del FET para un ancho de W_u'

V.2.1. MATRIZ ABCD DE UNA SECCIÓN ELEMENTAL DEL FET

Cada sección elemental se modela como una red de seis puertos, ordenados como D-D'-G-G'-S-S', que a su vez se divide en dos redes: una que caracteriza la matriz impedancias, Z , de los electrodos, y otra que caracteriza la matriz admitancias, Y , de la región activa del FET, de las resistencias de acceso y de las capacidades de los electrodos [12], como se muestra en la Figura V.2.

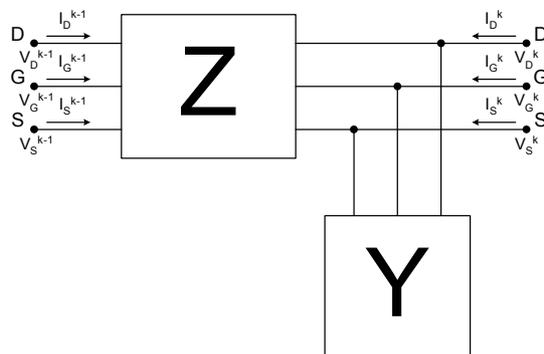


Figura V.2 Esquema del FET, dividido en la impedancia de los electrodos, Z , y la admitancia de la parte activa del transistor y capacidades de los electrodos, Y

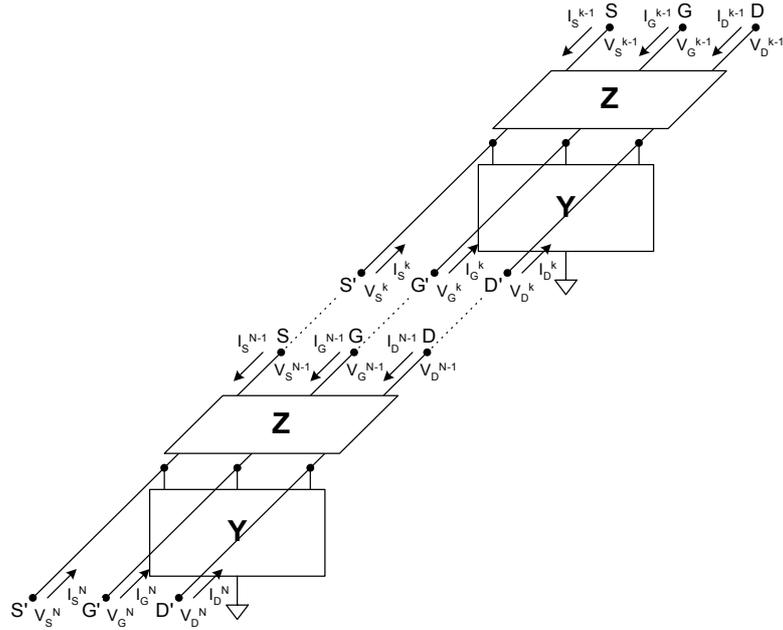


Figura V.3 Interconexión en cascada entre cada sección elemental del FET

Se puede observar que ambas matrices, \mathbf{Z} e \mathbf{Y} , están conectadas en cascada, y a su vez cada sección está conectada a otra en cascada, [2], como se muestra en la Figura V.3. En consecuencia el análisis para obtener el circuito equivalente se desarrolla utilizando expresiones de voltaje y corriente a la entrada de un multipuerto en función del voltaje y corriente a la salida, que describen la configuración de puertos en cascada, [14],[22],[26], como se muestra a continuación:

$$\begin{bmatrix} V_D^{k-1} \\ I_D^{k-1} \\ V_G^{k-1} \\ I_G^{k-1} \\ V_S^{k-1} \\ I_S^{k-1} \end{bmatrix} = \mathbf{A} \cdot \begin{bmatrix} V_D^k \\ -I_D^k \\ V_G^k \\ -I_G^k \\ V_S^k \\ -I_S^k \end{bmatrix} \quad (\text{V.1})$$

donde \mathbf{A} es el producto entre la matriz de las líneas (electrodos), \mathbf{A}_1 , y de la parte activa del FET, \mathbf{A}_2 , que incluye las resistencias de acceso, R_S y R_D , y las capacidades de los electrodos, Figura V.4:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{A}_2 \quad (\text{V.2})$$

La matriz \mathbf{A}_1 se define en función de la impedancia de los electrodos, como:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 1 & Z_D & 0 & j\omega L_{gd} & 0 & j\omega L_{sd} \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & j\omega L_{gd} & 1 & Z_G & 0 & j\omega L_{sg} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & j\omega L_{sd} & 0 & j\omega L_{sg} & 1 & Z_S \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{V.3})$$

donde Z_D , Z_G y Z_S son la impedancia del electrodo de drenador, puerta y fuente, respectivamente:

$$\begin{aligned} Z_D &= R_{dd} + j\omega(L_{dd} + l_{dd} + L_{gd}) \\ Z_G &= R_{gg} + j\omega(L_{gg} + l_{gg} + L_{gd}) \\ Z_S &= R_{ss} + j\omega(L_{ss} + l_{ss}) \end{aligned} \quad (V.4)$$

L_{dd} , L_{gg} , L_{ss} son las inductancias propias de la línea; L_{gd} , L_{sg} , L_{sd} son las inductancias mutuas y R_{dd} , R_{gg} , R_{ss} , l_{dd} , l_{gg} y l_{ss} son los valores internos del electrodo, que dependen de la frecuencia. Para calcular estos términos se emplea el procedimiento presentado en las referencias [12],[27]-[28], que se describe en el Anexo E. En las referencias mencionadas se hace el análisis considerando la fuente a tierra, calculando únicamente L_{dd} , L_{gg} ; sin embargo, teniendo en cuenta que el FET es simétrico, asumimos que L_{ss} es igual a L_{dd} y que las inductancias mutuas, L_{sg} y L_{sd} , son despreciables.

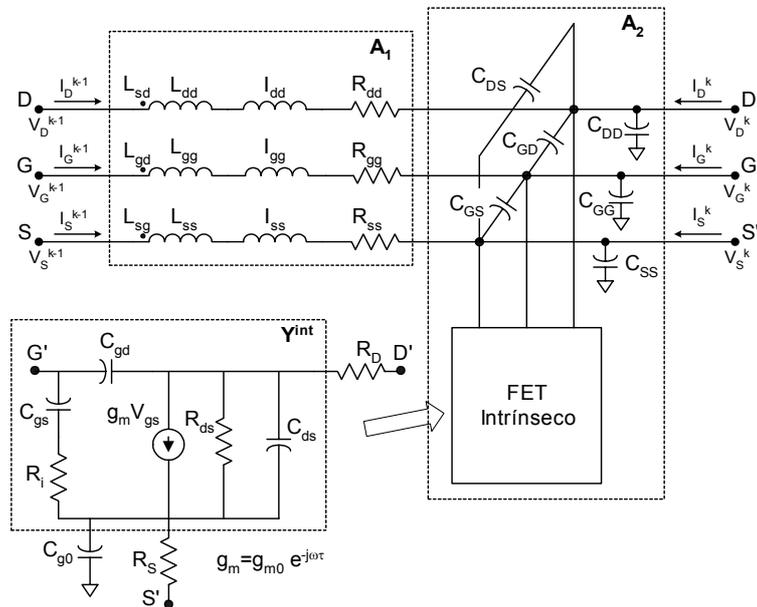


Figura V.4 Esquema de una sección elemental del FET, para su análisis en configuración de cascada

A_2 se expresa, como:

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Y_{22}^T & 1 & Y_{21}^T & 0 & Y_{23}^T & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ Y_{12}^T & 0 & Y_{11}^T & 1 & Y_{13}^T & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ Y_{32}^T & 0 & Y_{31}^T & 0 & Y_{33}^T & 1 \end{bmatrix} \quad (V.5)$$

donde \mathbf{Y}^T es una matriz de admittancia de tres puertos, que incluye los efectos de la región intrínseca del FET, \mathbf{Y}^{int} , de las resistencias de acceso, R_S y R_D , y de la matriz de capacidades de los electrodos, como se muestra en la Figura V.4 y Figura V.5.

que C_{XX} es la capacidad de correspondiente a cada sección elemental, dado que ya se está dividiendo por N . También se considera una capacidad C_{g0} asociada al canal bajo la puerta, Figura V.1 y Figura V.4. Sin embargo, se asume que es muy pequeña, del orden de unas cuantas décimas de fF.

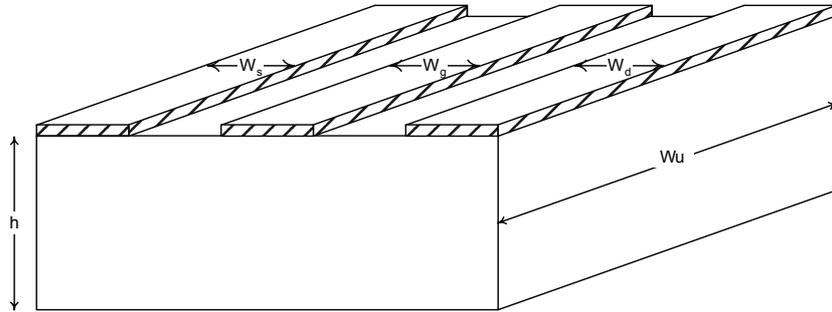


Figura V.6 Dimensiones de los electrodos del FET

Los valores de R_S , R_D y de los elementos intrínsecos del FET para un sección elemental, se calculan a partir del modelo concentrado, escalándolos adecuadamente y restando los efectos de los electrodos, tal como se describe en el siguiente apartado.

V.2.2. ESCALADO DE LOS ELEMENTOS CONCENTRADOS DEL FET

Para que A_1 y A_2 puedan ser calculadas es necesario escalar todos los elementos del FET. Las reglas que se siguieron están basadas en el manual de Philips Microwave Limeil (PML, ahora OMMIC), [30]. Los elementos del FET intrínseco, Y^{int} , de una sección unitaria de ancho W_u se calculan escalando los valores calculados con el circuito concentrado:

$$\begin{aligned} R_{ds} &= R_{ds_c} N_{bd} \cdot N \\ R_i &= R_{i_c} N_{bd} \cdot N \\ g_{m0} &= \frac{g_{m0_c}}{N_{bd} \cdot N} \\ \tau &= \tau_{-c} \end{aligned} \tag{V.11}$$

Además, a las capacidades intrínsecas se restan los efectos de los electrodos:

$$\begin{aligned} C_{gs} &= \frac{C_{gs_c}}{N_{bd} \cdot N} + C_{13}^{2 \times 2} \\ C_{gd} &= \frac{C_{gd_c}}{N_{bd} \cdot N} + C_{12}^{2 \times 2} \\ C_{ds} &= \frac{C_{ds_c}}{N_{bd} \cdot N} + C_{23}^{2 \times 2} \end{aligned} \tag{V.12}$$

El subíndice c indica que son los valores calculados a partir del modelo concentrado, $C_{13}^{2 \times 2}$, $C_{12}^{2 \times 2}$ y $C_{23}^{2 \times 2}$ son capacidades equivalentes de la matriz C (expresión (V.9)) para un puerto conectado a tierra, [12]:

$$C_{13}^{2 \times 2} = -C_{GS} - \frac{C_{GD} C_{DS}}{C_{GD} + C_{DD} + C_{DS}} \quad (V.13)$$

$$C_{12}^{2 \times 2} = -C_{GD} - \frac{C_{GS} C_{DS}}{C_{DS} + C_{GS} + C_{SS}} \quad (V.14)$$

$$C_{23}^{2 \times 2} = -C_{DS} - \frac{C_{GD} C_{SG}}{C_{GG} + C_{GD} + C_{GS}} \quad (V.15)$$

En el Anexo F se describe el desarrollo para obtener las expresiones (V.13)-(V.15). En el Anexo E y ecuación (V.10) se han obtenido directamente las expresiones de los elementos de los electrodos para una sección elemental. Los valores de las resistencias R_S y R_D de la región de vaciamiento quedan definidas como:

$$R_D = \left(R_d - \frac{R_{dd} \cdot N}{N_{bd_d}} \right) \cdot N \cdot N_{bd} \quad (V.16)$$

$$R_S = \left(R_s - \frac{R_{ss} \cdot N}{N_{bd_s}} \right) \cdot N \cdot N_{bd}$$

Los términos $R_{dd} \cdot N$ y $R_{ss} \cdot N$ son las resistencias internas para cada dedo y considerando una estructura en π del transistor, se asume que están en paralelo, donde N_{bd_d} ($=N_{bd}/2$) es el número de dedos de drenador y N_{bd_s} ($=N_{bd}/2+1$) es el número de dedos de fuente.

V.2.3. ENSAMBLADO DE CIRCUITO EQUIVALENTE DISTRIBUIDO

Para definir la terminal de puerta del transistor como puerto de entrada y la del drenador como salida, que es la configuración habitual de medida tanto de parámetros S como del factor de ruido, primero se obtiene una matriz total del ancho de puerta unitario, \mathbf{W}_u , en configuración de cascada; posteriormente, se reordenan los puertos para agrupar las tensiones y corrientes de forma consecutiva; a continuación, se transforma la matriz resultante a la configuración de admitancia y aplicando el concepto de partición de matrices se obtienen la matriz de admitancias del FET correspondiente a la configuración deseada (terminal de entrada: puerta, terminal de salida: drenador), esto sin incluir el efecto de los *PADs*.

Entonces, la matriz total, en configuración de cascada, \mathbf{A}_T , del ancho de puerta unitario, \mathbf{W}_u , se calcula como:

$$\mathbf{A}_T = \mathbf{A}^N \quad (V.17)$$

\mathbf{A} ha sido definida en (V.2). Reordenando la ecuación (V.1) para agrupar de forma consecutiva las tensiones y corrientes a la entrada, respecto al vector de tensiones y corrientes a la salida:

$$\begin{bmatrix} V_G^{k-1} \\ V_D^{k-1} \\ V_S^{k-1} \\ I_G^{k-1} \\ I_D^{k-1} \\ I_S^{k-1} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{\text{mod}} \cdot \begin{bmatrix} V_G^k \\ V_D^k \\ V_S^k \\ -I_G^k \\ -I_D^k \\ -I_S^k \end{bmatrix} \quad (V.18)$$

$$\mathbf{A}_{\text{mod}} = \mathbf{N}_1 \cdot \mathbf{A}_T \cdot (\mathbf{N}_1)^\dagger = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_m & \mathbf{B}_m \\ \mathbf{C}_m & \mathbf{D}_m \end{bmatrix} \quad (\text{V.19})$$

y \mathbf{N}_1 es una matriz de permutación:

$$\mathbf{N}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{V.20})$$

\mathbf{A}_m , \mathbf{B}_m , \mathbf{C}_m y \mathbf{D}_m son matrices de 3×3 . Una vez reordenados los puertos, se transforma la matriz \mathbf{A}_{mod} a la configuración de admitancia, \mathbf{Y}_{mod} .

$$\mathbf{Y}_{\text{mod}} = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_m \cdot \mathbf{B}_m^{-1} & \mathbf{C}_m - \mathbf{D}_m \cdot \mathbf{B}_m^{-1} \cdot \mathbf{A}_m \\ -\mathbf{B}_m^{-1} & \mathbf{B}_m^{-1} \cdot \mathbf{A}_m \end{bmatrix} \quad (\text{V.21})$$

Para obtener una matriz de admitancia equivalente, \mathbf{Y}_{eq} , como una red de 2 puertos, se utiliza el concepto de partición de matrices [31]-[32], clasificando los puertos en ‘internos’ y ‘externos’. En este caso, se asume que los primeros están en circuito abierto y los segundos son el puerto de entrada y salida del dispositivo. Para aplicar el procedimiento se consideran dos posibles configuraciones de los puertos de entrada-salida del transistor, [13]:

- Configuración G-D’: la entrada es por G y la salida por D’, Figura V.7(a).
- Configuración G-D: la entrada es por G y la salida por D, Figura V.7(b).

En ambos casos el surtidor está conectado a tierra. En la práctica la configuración habitual es la primera, y en general es la que se considera más adelante en la presentación de resultados, no obstante, en el análisis se tienen en cuenta las dos opciones.

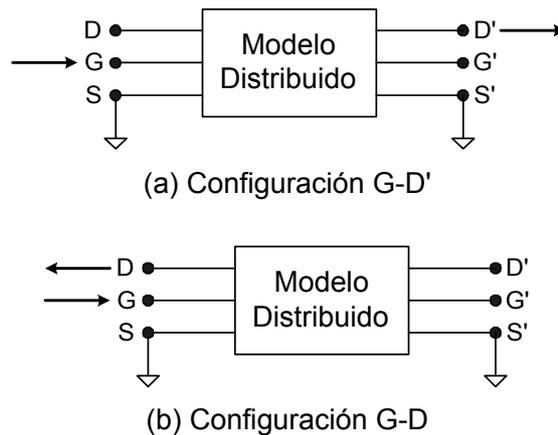


Figura V.7 Modelo del FET incluyendo elementos parásitos del PAD

Separando la matriz de admitancia en puertos externos e internos:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{\text{ext}} \\ \mathbf{I}_{\text{int}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{ee} & \mathbf{Y}_{ei} \\ \mathbf{Y}_{ie} & \mathbf{Y}_{ii} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{\text{ext}} \\ \mathbf{V}_{\text{int}} \end{bmatrix} \quad (\text{V.22})$$

con

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{ee} & \mathbf{Y}_{ei} \\ \mathbf{Y}_{ie} & \mathbf{Y}_{ii} \end{bmatrix} = \mathbf{N}_2 \cdot \mathbf{Y}_{\text{mod}} \cdot (\mathbf{N}_2)^\dagger \quad (\text{V.23})$$

donde los puertos externos son los puertos de entrada-salida, G y D' ó G y D, y los puertos externos internos son los puertos G' y D o bien G' y D', según sea el caso. \mathbf{N}_2 es una matriz de permutación que se expresa según la configuración definida:

$$\mathbf{N}_2 = \begin{cases} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & \text{para } G-D' \\ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} & \text{para } G-D \end{cases} \quad (\text{V.24})$$

Se puede observar que la matriz definida por (V.23) es de 4x4, donde cada sub-matriz es de 2x2, debido a que el surtidor está conectado a tierra.

Teniendo en cuenta la condición de carga $\mathbf{I}_{int} = -\mathbf{Y}_L \mathbf{V}_{int}$, donde \mathbf{Y}_L representa la admitancia de carga de los nodos internos, la cual es nula si se considera que dichos nodos están en circuito abierto. Entonces, la matriz \mathbf{Y}_{eq} es:

$$\mathbf{Y}_{eq} = \frac{\mathbf{I}_{ext}}{\mathbf{V}_{ext}} = \mathbf{Y}_{ee} - \mathbf{Y}_{ei} \cdot \mathbf{Y}_{ii}^{-1} \cdot \mathbf{Y}_{ie} \quad (\text{V.25})$$

La expresión (V.25) se define para un dedo de puerta. De tal forma que para una estructura con más de un dedo, considerando que éstos están en paralelo o configuración π (por ejemplo, la estructura mostrada en la Figura V.8), \mathbf{Y}_{eq} total se obtiene multiplicando por el número de dedos, N_{bd} .

$$\mathbf{Y}_{eqT} = N_{bd} \cdot \mathbf{Y}_{eq} \quad (\text{V.26})$$

donde \mathbf{Y}_{eqT} es una matriz de 2x2.

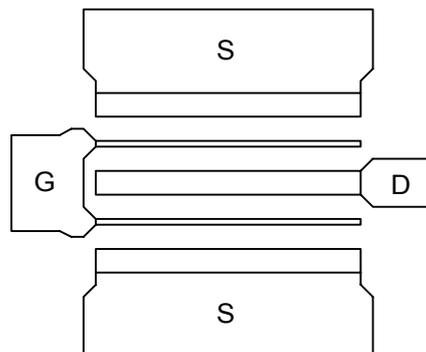


Figura V.8 Estructura de un FET de 2 dedos

V.2.4. ELEMENTOS PARÁSITOS DEL PAD

Finalmente se agregan elementos parásitos debidos a los *PADs*, como se muestra en la Figura V.9.

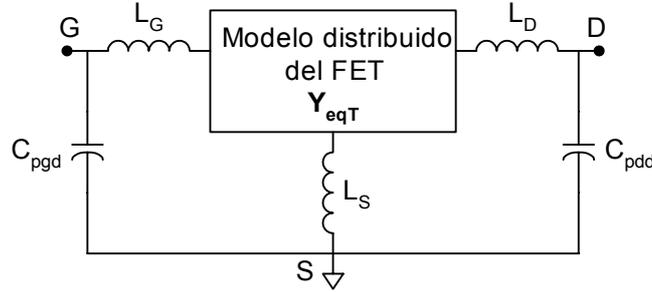


Figura V.9 Modelo del FET incluyendo elementos parásitos del PAD

Los elementos, C_{pgd} , C_{pdd} , L_G , L_S y L_D , se definen como:

$$\begin{aligned}
 C_{pgd} &= C_{pg} - (C_{11}^{2 \times 2} + C_{12}^{2 \times 2}) \\
 C_{pdd} &= C_{pd} - (C_{22}^{2 \times 2} + C_{12}^{2 \times 2}) \\
 L_G &= L_g - \frac{L_{gg} + l_{gg} + L_{gd}}{N_{bd}} \\
 L_S &= L_s - \frac{L_{ss} + l_{ss}}{N_{bd_s}} \\
 L_D &= L_d - \frac{L_{dd} + l_{dd} + L_{gd}}{N_{bd_d}}
 \end{aligned} \tag{V.27}$$

C_{pg} , C_{pd} , L_g , L_d y L_s son elementos parásitos calculados a partir de medidas del FET en *pinch-off* y frío respectivamente, [33]-[35]. A las capacidades de *PAD* se restan las capacidades de los electrodos, de igual forma que a las inductancias parásitas se les han restado las inductancias de los electrodos (expresión (V.27)). La expresión de $C_{12}^{2 \times 2}$ ha sido definida en (V.14), las otras dos capacidades equivalentes de los electrodos, $C_{11}^{2 \times 2}$ y $C_{22}^{2 \times 2}$, se definen como:

$$C_{11}^{2 \times 2} = C_{GG} + \frac{C_{GS}C_{SS} + C_{GD}C_{33} + C_{GS}C_{DS}}{C_{33}} \tag{V.28}$$

$$C_{22}^{2 \times 2} = C_{DD} + \frac{C_{DS}C_{SS} + C_{GD}C_{33} + C_{GS}C_{DS}}{C_{33}} \tag{V.29}$$

con:

$$C_{33} = C_{DS} + C_{GS} + C_{SS} \tag{V.30}$$

En el Anexo F se describe el desarrollo para obtener estas expresiones. Para agregar los elementos de los *PADs*, la admitancia Y_{eqT} se transforma a la configuración de impedancia, se agregan los elementos inductivos, posteriormente se transforma a la configuración de admitancia y se agregan las capacidades parásitas, finalmente la matriz de admitancia total se transforma a parámetros S.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Y}_{\text{eqT}} &\Rightarrow \mathbf{Z}_{\text{eqT}} \\
 \mathbf{Z}_{\text{eqT2}} &= \mathbf{Z}_{\text{eqT}} + \begin{bmatrix} j\omega(L_G + L_S) & j\omega L_S \\ j\omega L_S & j\omega(L_D + L_S) \end{bmatrix} \\
 \mathbf{Z}_{\text{eqT2}} &\Rightarrow \mathbf{Y}_{\text{eqT2}} \\
 \mathbf{Y}_{\text{DUT}} &= \mathbf{Y}_{\text{eqT2}} + \begin{bmatrix} j\omega C_{pgd} & 0 \\ 0 & j\omega C_{pdd} \end{bmatrix} \\
 \mathbf{Y}_{\text{DUT}} &\Rightarrow \mathbf{S}_{\text{DUT}}
 \end{aligned} \tag{V.31}$$

V.3. MODELO DISTRIBUIDO DE RUIDO [23],[36],[37]

El desarrollo del modelo de ruido se basa en un análisis de matrices de correlación, [31],[38]. A la matriz de correlación intrínseca se agregan las contribuciones de ruido de los elementos pasivos, incluidos los debidos a los electrodos, es decir, se realiza el proceso de ensamblado de cada una de las contribuciones de ruido, para obtener la matriz de correlación total. El ensamblado de las fuentes de ruido del FET se resume en los siguientes pasos: primero se obtiene la matriz de correlación de un bloque unitario, posteriormente se calcula la matriz de correlación para un dedo, y sumando el efecto de todos los dedos se determina la matriz de correlación del FET, sin incluir los PADs. Finalmente se agrega la contribución de dichos PADs, determinando así la matriz de correlación total del dispositivo.

El objetivo de obtener un modelo de ruido es el poder separar la contribución de las fuentes de ruido intrínsecas de las fuentes de ruido térmicas; de tal forma que estas puedan ser expresadas, a través de la matriz de correlación total, en función del factor de ruido medido en diferentes puntos de frecuencia para una determinada impedancia de entrada. Aplicando el mismo principio de la técnica F_{50} , las fuentes de ruido intrínsecas se modelan mediante un polinomio en frecuencia, donde los coeficientes de dicho polinomio se calculan mediante una regresión en frecuencia; con lo que el comportamiento de ruido del FET puede ser completamente caracterizado, así como sus parámetros de ruido.

V.3.1. ENSAMBLADO

El circuito equivalente de un bloque unitario, de ancho W_u , incluyendo las fuentes de ruido de la región activa y de los elementos pasivos se muestra en la Figura V.10. Las fuentes de ruido de la región intrínseca se modelan mediante la representación en configuración híbrida (e_{gs} - i_{ds}), cuya matriz de correlación se define como:

$$\mathbf{C}^{\text{int}} = \begin{bmatrix} C_{11}^{\text{int}} & C_{12}^{\text{int}} \\ C_{21}^{\text{int}} & C_{22}^{\text{int}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{e_{gs}^2} & \overline{e_{gs} i_{ds}^*} \\ \overline{i_{ds} e_{gs}^*} & \overline{i_{ds}^2} \end{bmatrix} \tag{V.32}$$

No obstante, como se indica más adelante, el desarrollo puede ser aplicado a un modelo de admitancia o de temperaturas. En cuanto a los elementos pasivos, se asume que estos generan ruido térmico que es función de su parte real y de la temperatura ambiente.

Teniendo en cuenta que cada sección elemental se representa mediante una matriz de seis puertos en configuración de cascada, su matriz de correlación también se define para una red de seis puertos en su representación en cascada, \mathbf{C}_A , la cual a su vez es resultado de dos

matrices de correlación en cascada: una que modela el comportamiento de ruido de los electrodos, C_{A1} , y otra que modela la región activa más las resistencias de acceso, R_D y R_S , y las capacidades de los electrodos, C_{A2} .

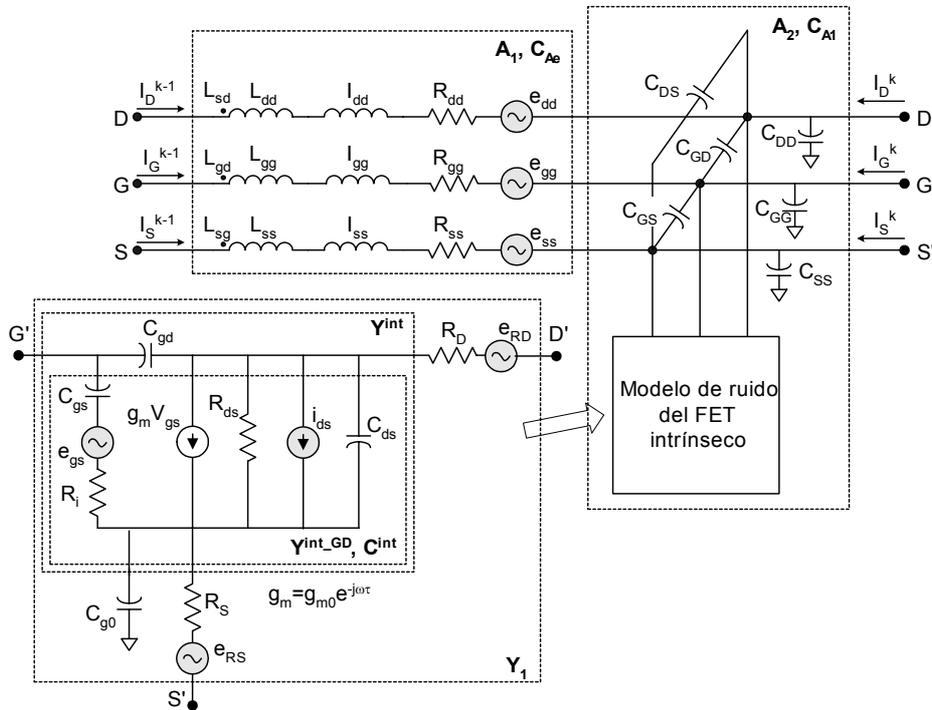


Figura V.10 Circuito equivalente, para un bloque de ancho W_u , incluyendo las fuentes de ruido intrínsecas y térmicas

Se asume que los electrodos generan ruido térmico, cuya matriz de correlación en configuración de cascada, C_{A1} , se obtiene a partir de las matrices de correlación individuales de cada electrodo, que a su vez se definen en función de su impedancia equivalente:

$$C_{A1} = \begin{bmatrix} C_{AD} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & C_{AG} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & C_{AS} \end{bmatrix} \quad (V.33)$$

$$C_{AX} = \begin{bmatrix} 0 & Z_X \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot 4kT \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{Z_X} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \right\} \cdot \begin{bmatrix} 0 & Z_X \\ 1 & 1 \end{bmatrix}^\dagger \quad (V.34)$$

donde Z_X , con $X=D, G$ ó S , es la matriz de impedancia del electrodo de drenador, puerta y surtidor, respectivamente, definidas previamente en (V.4). Para calcular la matriz de correlación C_{A2} , primero se transforma la matriz de correlación intrínseca, C^{int} , a la configuración de admitancia:

$$C_Y^{\text{int}} = \mathbf{P}_M \cdot C^{\text{int}} \cdot (\mathbf{P}_M)^\dagger \quad (V.35)$$

donde \mathbf{P}_M es la matriz de paso de la configuración híbrida a la configuración de admitancia, [24]:

$$\mathbf{P}_M = \begin{bmatrix} Y_{11}^{\text{int-GD}} & 0 \\ Y_{21}^{\text{int-GD}} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{V.36})$$

con

$$\mathbf{Y}^{\text{int-GD}} = \mathbf{Y}^{\text{int}} - \mathbf{Y}^{\text{GD}} \quad (\text{V.37})$$

$$\mathbf{Y}^{\text{GD}} = j\omega \begin{bmatrix} C_{gd} & -C_{gd} \\ -C_{gd} & C_{gd} \end{bmatrix} \quad (\text{V.38})$$

\mathbf{Y}^{int} es la matriz de admitancia del FET intrínseco definida en (V.8). Agregando la matriz de correlación de la capacidad C_{gd} :

$$\mathbf{C}_{Y_GD}^{\text{int}} = \mathbf{P}_M \cdot \mathbf{C}^{\text{int}} \cdot (\mathbf{P}_M)^\dagger + \mathbf{C}_Y^{\text{GD}} \quad (\text{V.39})$$

$$\mathbf{C}_Y^{\text{GD}} = 2kT_a \left(\mathbf{Y}^{\text{GD}} + (\mathbf{Y}^{\text{GD}})^\dagger \right) \quad (\text{V.40})$$

T_a es la temperatura ambiente y k es la constante Boltzmann definidas previamente. De (V.39) se observa que $\mathbf{C}_{Y_GD}^{\text{int}}$ es una matriz de 2×2 (definida para una configuración G'-D' con S' conectada a tierra, Figura V.10), por lo que el siguiente paso es transformar ésta a una configuración de tres puertos (D'-G'-S')

$$\mathbf{C}_{Y_{3 \times 3}}^{\text{int}} = \mathbf{H}_1 \cdot \mathbf{C}_{Y_GD}^{\text{int}} \cdot (\mathbf{H}_1)^\dagger \quad (\text{V.41})$$

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{V.42})$$

A continuación se agrega la contribución de las resistencias R_D y R_S :

$$\mathbf{C}_{Z_R} = \left(\mathbf{Y}_{3 \times 3}^{\text{int}} \right)^{-1} \cdot \mathbf{C}_{Y_{3 \times 3}}^{\text{int}} \cdot \left(\left(\mathbf{Y}_{3 \times 3}^{\text{int}} \right)^{-1} \right)^\dagger + \mathbf{C}_Z^R \quad (\text{V.43})$$

$$\mathbf{C}_Z^R = 4kT_a \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \quad (\text{V.44})$$

Como siguiente paso se transforma \mathbf{C}_Z^R a la configuración de admitancia y finalmente se obtiene \mathbf{C}_{A2} utilizando la matriz de permutación, \mathbf{H}_{YA} , para obtener la configuración (D-D'-G-G'-S-S') de 6×6 puertos:

$$\mathbf{C}_{A2} = (\mathbf{H}_{YA} \cdot \mathbf{Y}_1) \cdot \mathbf{C}_{Z_R} \cdot (\mathbf{H}_{YA} \cdot \mathbf{Y}_1)^\dagger \quad (\text{V.45})$$

$$\mathbf{Y}_1 = \left(\left(\mathbf{Y}_{3 \times 3}^{\text{int}} \right)^{-1} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \right)^{-1} \quad (\text{V.46})$$

$$\mathbf{H}_{YA} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{V.47})$$

Sustituyendo (V.39), (V.41) y (V.43) en (V.45), se puede expresar \mathbf{C}_{A2} en función de \mathbf{C}^{int} :

$$\mathbf{C}_{A2} = \mathbf{H} \cdot (\mathbf{P}_M \cdot \mathbf{C}^{\text{int}} \cdot (\mathbf{P}_M)^\dagger + \mathbf{C}_Y^{\text{GD}}) \cdot (\mathbf{H})^\dagger + (\mathbf{H}_{YA} \cdot \mathbf{Y}_1) \cdot \mathbf{C}_Z^R \cdot (\mathbf{H}_{YA} \cdot \mathbf{Y}_1)^\dagger \quad (\text{V.48})$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_{YA} \cdot \mathbf{Y}_1 \cdot (\mathbf{Y}_{3 \times 3}^{\text{int}})^{-1} \cdot \mathbf{H}_1 \quad (\text{V.49})$$

Una vez que \mathbf{C}_{A1} y \mathbf{C}_{A2} han sido determinadas, se calcula \mathbf{C}_A para una sección elemental, como, [38]:

$$\mathbf{C}_A = \mathbf{C}_{A1} + \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{C}_{A2} \cdot (\mathbf{A}_1)^\dagger \quad (\text{V.50})$$

Así, para N bloques en cascada, considerando que éstos son iguales, la matriz de correlación para un dedo, \mathbf{C}_{Abd} , se define como:

$$\mathbf{C}_{Abd} = \sum_{k=1}^N \mathbf{A}^{k-1} \cdot (\mathbf{C}_{A1} + \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{C}_{A2} \cdot \mathbf{A}_1^\dagger) \cdot (\mathbf{A}^{k-1}) \quad (\text{V.51})$$

donde \mathbf{A} es la matriz en cascada de 6x6 de cada sección unitaria (expresión (V.2)). Para obtener la matriz total del N_{bd} número de dedos, considerando que éstos están en paralelo, \mathbf{C}_{Abd} se transforma a la configuración de admitancia, de tal forma que se puede obtener el valor total sumando directamente la matriz de cada dedo. Para esto se sigue un procedimiento similar al desarrollado en el apartado V.2.3, donde se obtiene la matriz equivalente del FET en función de los puertos que se hayan establecido como entrada y salida (Figura V.7). Entonces, antes de transformar \mathbf{C}_{Abd} a la configuración de admitancia se reordenan los puertos de acuerdo a la configuración definida en (V.18), utilizando para ello la matriz de permutación \mathbf{N}_1 (expresión (V.20)). Posteriormente se aplica la matriz de paso, \mathbf{P}_{AY} , para transformar a la configuración de admitancia:

$$\mathbf{C}_Y = \sum_{k=1}^N \mathbf{P}_{AY} \cdot \mathbf{N}_1 \cdot \mathbf{A}^{k-1} \cdot (\mathbf{C}_{A1} + \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{C}_{A2} \cdot \mathbf{A}_1^\dagger) \cdot (\mathbf{P}_{AY} \cdot \mathbf{N}_1 \cdot \mathbf{A}^{k-1})^\dagger \quad (\text{V.52})$$

$$\mathbf{P}_{AY} = \begin{bmatrix} -\mathbf{D}_m \cdot \mathbf{B}_m^{-1} & \mathbf{I} \\ \mathbf{B}_m^{-1} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (\text{V.53})$$

donde ' \mathbf{I} ' es una matriz identidad de 3x3 y ' $\mathbf{0}$ ' es una matriz de ceros de 3x3, \mathbf{B}_m y \mathbf{D}_m son matrices de 3x3 definidas en (V.19). Para indicar la configuración de entrada-salida de los puertos: G-D' o G-D (Figura V.7), se aplica la matriz de permutación \mathbf{N}_2 que corresponda (expresión (V.24)). Utilizando un análisis de multipuertos o de partición de matrices, [31]-[32],

se determina la matriz de correlación en configuración de admitancia para un dedo del FET, como se describe a continuación. Incluyendo las fuentes de ruido en la ecuación (V.22):

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{ext} \\ \mathbf{I}_{int} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{ee} & \mathbf{Y}_{ei} \\ \mathbf{Y}_{ie} & \mathbf{Y}_{ii} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{ext} \\ \mathbf{V}_{int} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{ext} \\ \mathbf{i}_{int} \end{bmatrix} \quad (\text{V.54})$$

en donde \mathbf{i}_{ext} representa las fuentes de ruido de los puertos externos o puertos de entrada-salida (G' y D ó G y D) e \mathbf{i}_{int} representa las fuentes de ruido de los puertos internos (G y D' o G' y D'), teniendo en cuenta en ambos casos que el surtidor se conecta a tierra (sección V.2.3). Las matrices \mathbf{Y}_{ee} , \mathbf{Y}_{ei} , \mathbf{Y}_{ie} e \mathbf{Y}_{ii} han sido definidas previamente en (V.23). Considerando que la condición de carga es: $\mathbf{I}_{int} = -\mathbf{Y}_L \mathbf{V}_{int} + \mathbf{i}_L$, donde \mathbf{i}_L es la fuente de ruido de la admitancia de carga \mathbf{Y}_L de los nodos internos, que es nula si se considera que éstos están en circuito abierto y por tanto \mathbf{i}_L también es igual a cero. Haciendo $\mathbf{V}_{ext} = 0$ para obtener \mathbf{I}_{ext} en función de las corrientes de ruido, como se escribe a continuación:

$$\mathbf{I}_{ext} = \mathbf{Y}_{ei} (\mathbf{Y}_{ii})^{-1} \mathbf{i}_{int} + \mathbf{i}_{ext} \quad (\text{V.55})$$

Renombrando \mathbf{I}_{ext} como \mathbf{I}_N , con la única finalidad de señalar que este vector representa corrientes de ruido, y expresando en forma matricial, tenemos que:

$$\mathbf{I}_N = \mathbf{H}_2 \cdot \mathbf{i} \quad (\text{V.56})$$

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{Y}_{ei} (\mathbf{Y}_{ii})^{-1} \end{bmatrix} \quad (\text{V.57})$$

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{ext} \\ \mathbf{i}_{int} \end{bmatrix} \quad (\text{V.58})$$

Entonces, para obtener la matriz de correlación se aplica la siguiente operación:

$$\overline{\mathbf{I}_N \mathbf{I}_N^\dagger} = \mathbf{H}_2 \cdot \overline{\mathbf{i} \cdot \mathbf{i}^\dagger} \cdot \mathbf{H}_2^\dagger \quad (\text{V.59})$$

donde $\overline{\mathbf{i} \cdot \mathbf{i}^\dagger}$ es igual a la matriz \mathbf{C}_Y después de aplicar la matriz de permutación, \mathbf{N}_2 . $\overline{\mathbf{I}_N \mathbf{I}_N^\dagger}$ define la matriz de correlación, para un dedo, en configuración de admitancia:

$$\mathbf{C}_{Yeq} = \mathbf{H}_2 \cdot \mathbf{N}_2 \cdot \mathbf{C}_Y \cdot (\mathbf{H}_2 \cdot \mathbf{N}_2)^\dagger \quad (\text{V.60})$$

Así, la matriz de correlación total se obtiene al multiplicar \mathbf{C}_{Yeq} por el número de dedos, N_{bd} :

$$\mathbf{C}_{YeqT} = N_{bd} \cdot \mathbf{C}_{Yeq} \quad (\text{V.61})$$

Hasta este punto se ha calculado la matriz de correlación para todo el FET, pero sin incluir el efecto de los PADs. Para incluir éstos, primero se suma la inductancia del surtidor y posteriormente se agregan los cuadripolos de los PADs de puerta y drenador, Figura V.11. Entonces, \mathbf{C}_{YeqT} se transforma a la configuración de impedancia para agregar directamente la inductancia de fuente, L_S :

$$\mathbf{C}_{Z_{eqT}} = \mathbf{Z}_{eqT} \cdot \mathbf{C}_{Y_{eqT}} \cdot (\mathbf{Z}_{eqT})^\dagger \quad (\text{V.62})$$

donde $\mathbf{Z}_{eqT} = (\mathbf{Y}_{eqT})^{-1}$ e \mathbf{Y}_{eqT} ha sido definida en (V.26). Sin embargo asumiendo que la inductancia de fuente está libre de ruido, la expresión (V.62) permanece invariable. Finalmente, se transforma la matriz $\mathbf{C}_{Z_{eqT}}$ a la configuración en cascada para agregar los cuádrupolos de los PADS, calculando así la matriz de correlación total, \mathbf{C}_{AT} :

$$\mathbf{C}_{AT} = \mathbf{A}_{PADG} \cdot \mathbf{P}_{AZ} \cdot \mathbf{C}_{Z_{eqT}} \cdot (\mathbf{A}_{PADG} \cdot \mathbf{P}_{AZ})^\dagger \quad (\text{V.63})$$

donde \mathbf{P}_{AZ} es la matriz de paso de la configuración de admitancia a la de cascada de $\mathbf{C}_{Z_{eqT}}$ y \mathbf{A}_{PADG} es matriz ABCD de puerta, definidas como:

$$\mathbf{P}_{AZ} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{Z_{eqTL_S-11}}{Z_{eqTL_S-21}} \\ 0 & \frac{-1}{Z_{eqTL_S-21}} \end{bmatrix} \quad (\text{V.64})$$

$$\mathbf{Z}_{eqTL_S} = \mathbf{Z}_{eqT} + j\omega \begin{bmatrix} L_S & L_S \\ L_S & L_S \end{bmatrix} \quad (\text{V.65})$$

$$\mathbf{A}_{PADG} = \begin{bmatrix} 1 & j\omega L_G \\ j\omega C_{pgd} & 1 + \omega^2 L_G C_{pgd} \end{bmatrix} \quad (\text{V.66})$$

L_G y C_{pgd} son la inductancia y la capacidad parásita de puerta, respectivamente, restando el efecto de los electrodos, definidas en (V.27).

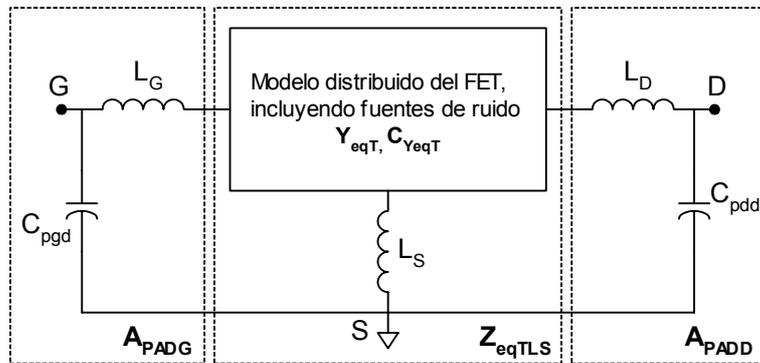


Figura V.11 Modelo del FET incluyendo fuentes de ruido y elementos parásitos de los PADS

V.3.2. DESENSAMBLADO

A partir de (V.63) se puede expresar la matriz de correlación intrínseca en función de los elementos del circuito equivalente y de la matriz de correlación total. Sustituyendo previamente las ecuaciones (V.33), (V.48), (V.52), (V.60)-(V.62) en (V.63), para escribir \mathbf{C}_{AT} en función de \mathbf{C}^{int} :

$$\mathbf{C}_{AT} = \mathbf{C}_{ext} + \sum_{k=1}^N \mathbf{M}_k \cdot \mathbf{C}_Y^{GD} \cdot (\mathbf{M}_k)^\dagger + \sum_{k=1}^N \mathbf{M}_k \cdot \mathbf{P}_M \cdot \mathbf{C}^{int} \cdot (\mathbf{M}_k \cdot \mathbf{P}_M)^\dagger \quad (\text{V.67})$$

donde:

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_{ext} &= \sum_{k=1}^N (\mathbf{Q} \cdot \mathbf{A}^{k-1}) \cdot \mathbf{C}_{A1} \cdot (\mathbf{Q} \cdot \mathbf{A}^{k-1})^\dagger + \sum_{k=1}^N \mathbf{R}_k \cdot \mathbf{C}_Z^R \cdot (\mathbf{R}_k)^\dagger \\ \mathbf{M}_k &= \mathbf{Q} \cdot \mathbf{A}^{k-1} \cdot \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{H} \\ \mathbf{R}_k &= \mathbf{Q} \cdot \mathbf{A}^{k-1} \cdot \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{H}_{YA} \cdot \mathbf{Y}_1 \\ \mathbf{Q} &= N_{bd} \cdot \mathbf{A}_{PADG} \cdot \mathbf{P}_{AZ} \cdot \mathbf{Z}_{eqT} \cdot \mathbf{H}_2 \cdot \mathbf{N}_2 \cdot \mathbf{P}_{AY} \cdot \mathbf{N}_1 \end{aligned} \quad (\text{V.68})$$

\mathbf{C}^{int} se obtiene despejando directamente de (V.67):

$$\sum_{k=1}^N \mathbf{M}_k \cdot \mathbf{P}_M \cdot \mathbf{C}^{int} \cdot (\mathbf{M}_k \cdot \mathbf{P}_M)^\dagger = \mathbf{C}_{AT} - \mathbf{C}_{ext} - \sum_{k=1}^N \mathbf{M}_k \cdot \mathbf{C}_Y^{GD} \cdot (\mathbf{M}_k)^\dagger \quad (\text{V.69})$$

Llamando Δ a la parte derecha de la igualdad (V.69) y haciendo un cambio de variable:

$$\Delta = \sum_{k=1}^N \mathbf{F}_k \cdot \mathbf{C}^{int} \cdot (\mathbf{F}_k)^\dagger ; \quad \mathbf{F}_k = \mathbf{M}_k \cdot \mathbf{P}_M \quad (\text{V.70})$$

Desarrollando la parte derecha de (V.70) para expresarla en función de los elementos de la matriz \mathbf{C}^{int} , tenemos:

$$\begin{bmatrix} \Delta_{11} \\ \Delta_{12} \\ \Delta_{21} \\ \Delta_{22} \end{bmatrix} = \left(\sum_{k=1}^N \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ b_{11} & b_{12} & b_{13} & b_{14} \\ c_{11} & c_{12} & c_{13} & c_{14} \\ d_{11} & d_{12} & d_{13} & d_{14} \end{bmatrix}_k \right) \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{11}^{int} \\ \mathbf{C}_{22}^{int} \\ \text{Re}(\mathbf{C}_{12}^{int}) \\ \text{Im}(\mathbf{C}_{12}^{int}) \end{bmatrix} \quad (\text{V.71})$$

donde los vectores \mathbf{a} , \mathbf{b} , \mathbf{c} y \mathbf{d} son:

$$\begin{aligned} \mathbf{a} &= \left[|F_{11}|^2 \quad |F_{12}|^2 \quad 2\text{Re}\{F_{11}F_{12}^*\} \quad -2\text{Im}\{F_{11}F_{12}^*\} \right]_k \\ \mathbf{b} &= \left[F_{11}F_{21}^* \quad F_{12}F_{22}^* \quad F_{11}F_{22}^* + F_{12}F_{21}^* \quad j(F_{11}F_{22}^* - F_{12}F_{21}^*) \right]_k \\ \mathbf{c} &= \left[F_{21}F_{11}^* \quad F_{22}F_{12}^* \quad F_{21}F_{12}^* + F_{22}F_{11}^* \quad j(F_{21}F_{12}^* - F_{22}F_{11}^*) \right]_k \\ \mathbf{d} &= \left[|F_{21}|^2 \quad |F_{22}|^2 \quad 2\text{Re}\{F_{21}F_{22}^*\} \quad -2\text{Im}\{F_{21}F_{22}^*\} \right]_k \end{aligned} \quad (\text{V.72})$$

En (V.71) se considera únicamente la determinación de \mathbf{C}_{12}^{int} dado que $\mathbf{C}_{12}^{int} = (\mathbf{C}_{21}^{int})^*$. La ecuación (V.71) define un sistema de ecuaciones, de tal forma que si se conocen los elementos de las matrices \mathbf{F}_k y Δ se puede caracterizar completamente \mathbf{C}^{int} . Sin embargo, para calcular los elementos de Δ es necesario conocer \mathbf{C}_{AT} . Por otro lado, en (V.69) y (V.70) se observa que el procedimiento previamente descrito, para ensamblar o desensamblar las fuentes de ruido del FET, se puede aplicar a otro tipo de configuración de la matriz \mathbf{C}^{int} ; para ello basta con modificar la matriz de paso \mathbf{P}_M , por ejemplo, si se considera la configuración de admitancia entonces \mathbf{P}_M será igual a la matriz identidad.

V.3.3. APLICANDO F_{50} AL MODELO DISTRIBUIDO

Expresando el factor de ruido, medido en un N_f número de frecuencias, en función de la impedancia presentada a la entrada del dispositivo, Z_s^i ($i=1\dots N_f$), y en términos de la matriz de correlación total del dispositivo en configuración de cascada, C_{AT} , [38]:

$$F_{TRT}(Z_s^i) = 1 + \frac{\mathbf{Z} \cdot \mathbf{C}_{AT} \cdot \mathbf{Z}^\dagger}{4kT_0 \operatorname{Re}(Z_s^i)} ; \quad \mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 1 & (Z_s^i)^* \end{bmatrix} \quad (\text{V.73})$$

donde $Z_s^i = R_s^i + j \cdot X_s^i$. Notar que el factor de ruido indicado en (V.73) es el mismo que se ha indicado en capítulos anteriores como F_{DUT} . Multiplicando (V.70) a la izquierda por \mathbf{Z} y a la derecha por \mathbf{Z}^\dagger tenemos:

$$\Delta'_i = \sum_{k=1}^N [J_1 \quad J_2 \quad J_3 \quad J_4]_k^i \cdot \begin{bmatrix} C_{11}^{\text{int}} \\ C_{22}^{\text{int}} \\ \operatorname{Re}(C_{12}^{\text{int}}) \\ \operatorname{Im}(C_{12}^{\text{int}}) \end{bmatrix} \quad (\text{V.74})$$

$$\begin{aligned} (J_1)_k^i &= |F_{11}^k|^2 + |Z_s^i|^2 |F_{21}^k|^2 + 2R_s^i \operatorname{Re}(F_{11}^k F_{21}^{k*}) - 2X_s^i \operatorname{Im}(F_{11}^k F_{21}^{k*}) \\ (J_2)_k^i &= |F_{12}^k|^2 + |Z_s^i|^2 |F_{22}^k|^2 + 2R_s^i \operatorname{Re}(F_{12}^k F_{22}^{k*}) - 2X_s^i \operatorname{Im}(F_{12}^k F_{22}^{k*}) \\ (J_3)_k^i &= 2\operatorname{Re}(F_{11}^k F_{12}^{k*}) + 2|Z_s^i|^2 \operatorname{Re}(F_{21}^k F_{22}^{k*}) + 2R_s^i \operatorname{Re}(F_{11}^k F_{22}^{k*} + F_{12}^k F_{21}^{k*}) - 2X_s^i \operatorname{Im}(F_{11}^k F_{22}^{k*} + F_{12}^k F_{21}^{k*}) \\ (J_4)_k^i &= -2\operatorname{Im}(F_{11}^k F_{12}^{k*}) - 2|Z_s^i|^2 \operatorname{Im}(F_{21}^k F_{22}^{k*}) - 2R_s^i \operatorname{Im}(F_{11}^k F_{22}^{k*} - F_{12}^k F_{21}^{k*}) - 2X_s^i \operatorname{Re}(F_{11}^k F_{22}^{k*} - F_{12}^k F_{21}^{k*}) \end{aligned} \quad (\text{V.75})$$

Multiplicando (V.69) a la izquierda por \mathbf{Z} y a la derecha por \mathbf{Z}^\dagger y sustituyendo (V.73), Δ' es igual a:

$$\Delta'_i = 4kT_0 \operatorname{Re}(Z_s^i) [F_{TRT}(Z_s^i) - 1] - \mathbf{Z} \cdot \mathbf{C}_{\text{ext}} \mathbf{Z}^\dagger - \sum_{k=1}^N \mathbf{Z} \cdot \mathbf{M}_k \mathbf{C}_Y^{\text{GD}} (\mathbf{Z} \cdot \mathbf{M}_k)^\dagger \quad (\text{V.76})$$

Se puede observar que las ecuaciones definidas en (V.75) y (V.76) pueden ser calculadas a partir de los elementos del circuito equivalente (extraídos con medidas de parámetros S), de medidas del factor de ruido y de la impedancia Z_s^i . Cabe aclarar que Z_s^i puede tomar un valor arbitrario, sin embargo con la finalidad de evitar oscilaciones se busca que sea una impedancia adaptada, por lo que usualmente a la medida de $F_{TRT}(Z_s^i)$ se le llama medida de factor de ruido de impedancia adaptada, F_{50} .

Notar, que si tiene un número redundante de frecuencias medidas, $N_f > 4$, el sistema (V.74) es un sistema lineal sobre-determinado. Aplicando la técnica F_{50} , donde se asume que los elementos de la matriz de correlación intrínseca tienen un comportamiento suave con la frecuencia y que pueden interpolarse con un polinomio de orden L , [25], es decir:

$$C_{ij}^{\text{int}} = \sum_{l=1}^L f^l C_{ij}^l ; \quad C_{ij}^{\text{int}} = C_{11}^{\text{int}}, C_{22}^{\text{int}}, \operatorname{Re}(C_{12}^{\text{int}}) \text{ y } \operatorname{Im}(C_{12}^{\text{int}}) \quad (\text{V.77})$$

Considerando un polinomio de orden $L=1$ se genera el siguiente sistema sobre-determinado lineal de ecuaciones:

$$\begin{bmatrix} \Delta'_1 \\ \vdots \\ \Delta'_i \\ \vdots \\ \Delta'_{N_f} \end{bmatrix} = \sum_{k=1}^N \begin{bmatrix} (J_1)_k^1 & (J_1)_k^1 f_1 & (J_2)_k^1 & (J_2)_k^1 f_1 & (J_3)_k^1 & (J_3)_k^1 f_1 & (J_4)_k^1 & (J_4)_k^1 f_1 \\ \vdots & \vdots \\ (J_1)_k^i & (J_1)_k^i f_i & (J_2)_k^i & (J_2)_k^i f_i & (J_3)_k^i & (J_3)_k^i f_i & (J_4)_k^i & (J_4)_k^i f_i \\ \vdots & \vdots \\ (J_1)_k^{N_f} & (J_1)_k^{N_f} f_{N_f} & (J_2)_k^{N_f} & (J_2)_k^{N_f} f_{N_f} & (J_3)_k^{N_f} & (J_3)_k^{N_f} f_{N_f} & (J_4)_k^{N_f} & (J_4)_k^{N_f} f_{N_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{11}^0 \\ C_{11}^1 \\ C_{22}^0 \\ C_{22}^1 \\ \text{Re}(C_{12})^0 \\ \text{Re}(C_{12})^1 \\ \text{Im}(C_{12})^0 \\ \text{Im}(C_{12})^1 \end{bmatrix} \quad (\text{V.78})$$

El sistema (V.78) se resuelve aplicando una pseudo-inversa a la matriz de elementos $(J_x)_k^i$ (con $x=1, 2, 3$ y 4) de tamaño $N_f \times 8$, donde las incógnitas son los coeficientes del polinomio de los elementos de \mathbf{C}^{int} . Estos valores son empleados como valores iniciales en un algoritmo de optimización que estima C_{ij}^0 y C_{ij}^1 de tal forma que se obtenga el mejor ajuste al factor de ruido medido, [36]. Además, el uso de la función de error de Huber permite descartar puntos de medida que salen de un margen de validez.

El orden de optimización se desarrolla de los elementos más sensibles a los menos sensibles, [35]: primero se calcula C_{22}^0 y C_{22}^1 por pseudo-inversa, posteriormente se optimiza cada uno de los elementos de acuerdo al siguiente orden: $\text{Re}(C_{12})^0$, C_{11}^0 , C_{22}^0 , C_{22}^1 , $\text{Re}(C_{12})^1$, $\text{Im}(C_{12})^0$ y C_{11}^1 . Con la finalidad de evitar mínimos locales se imponen tres condiciones que deben de cumplir los elementos de \mathbf{C}^{int} , ajustando con esto los límites de cada incógnita:

- La auto-correlación de cada una de las fuentes, C_{11}^{int} y C_{22}^{int} , debe ser positiva

$$\begin{aligned} C_{11}^{\text{int}} &> 0 \\ C_{22}^{\text{int}} &> 0 \end{aligned} \quad (\text{V.79})$$

- La magnitud del factor de correlación entre las fuentes de ruido de ruido intrínsecas, C_H^{int} , tienen un valor entre 0 y 1.

$$0 \leq |C_H^{\text{int}}| = \left| \frac{C_{12}^{\text{int}}}{\sqrt{C_{11}^{\text{int}} \cdot C_{22}^{\text{int}}}} \right| \leq 1 \quad (\text{V.80})$$

V.4. PARÁMETROS S ESTIMADOS CON EL MODELO DISTRIBUIDO

La extracción del circuito equivalente empleando el modelo distribuido se aplicó a dos tipos de dispositivos: un PHEMT ED02AH de *Philips Microwave Limeil* (ahora OMMIC) de $0.2 \mu\text{m}$ de longitud de puerta y a un HEMT de *FhG-IAF*, con longitud de puerta de $0.3 \mu\text{m}$. Para abreviar al PHEMT se le asigna el acrónimo de \mathbf{tscXxY} , donde \mathbf{X} es el número de dedos, N_{bd} , e \mathbf{Y} es el ancho unitario de puerta, W_u en μm ; de forma similar al HEMT se le asigna el acrónimo \mathbf{xZY} , donde \mathbf{Y} es W_u en μm y \mathbf{Z} hace referencia a la longitud de puerta en $10 \cdot \mu\text{m}$.

En la Tabla V.1 se listan las características físicas de cada transistor (Figura V.12) necesarias para calcular los elementos del circuito equivalente de los electrodos (apartado V.2 y Anexo E). Estos valores fueron tomados de los manuales de la *Foundry* correspondiente a cada dispositivo.

Los elementos de los electrodos se presentan en la Tabla V.2. Estos resultados están indicados por unidad de longitud, en donde para obtener los valores de una sección elemental basta con multiplicar por W_u y dividir por el número de bloques, N .

Tabla V.1 Características y dimensiones de los electrodos y sustrato del FET

Proceso		ED02AH PML, V2.0	FaG-Iaf 0,3 μm
Nombre FET		$tscN_{bd}xW_u$ *	xW_gW_u *
Permitividad relativa,	ϵ_r	12.9	12.9
Conductividad,	σ ($10^7/\Omega\cdot m$)	2.57	4.098
Altura de la metalización de los electrodos de fuente y drenador	t (μm)	1.25	1
Altura de la metalización del electrodo de puerta	t_g (μm)	0.369	1
Altura del sustrato	H (μm)	100	300
Ancho electrodo	W_s (μm)	5.5	3.75
	W_g (μm)	0.2	0.3
	W_d (μm)	5.5	3.75
Ancho Gap	S_{sg} (μm)	1.5	0.5
	S_{gd} (μm)	1.5	0.5

N_{bd} : número de dedos,
 W_u ancho unitario de puerta o longitud del electrodo,
 W_g , longitud de puerta o ancho de electrodo.

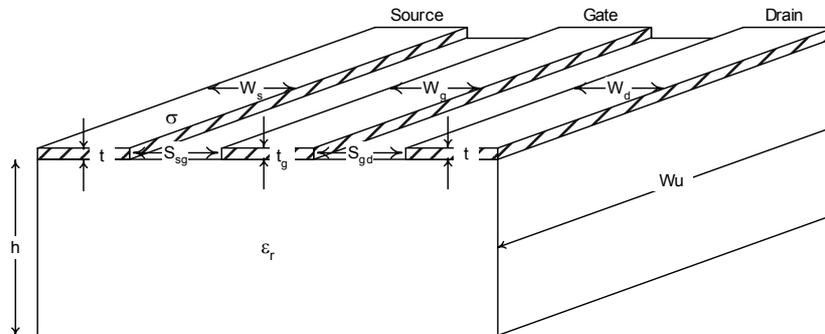


Figura V.12 Dimensiones de los electrodos y del sustrato del FET

Tabla V.2 Elementos del circuito equivalente de los electrodos del FET

	$tscN_{bd}xW_u$	xW_gW_u
Elementos distribuidos de los electrodos		
C_{GS} (fF/μm)	0.05	0.07
C_{DG} (fF/μm)	0.05	0.07
C_{SD} (fF/μm)	0.09	0.09
C_{DD} (fF/μm)	6.28e-3	1.43e-3
C_{GG} (fF/μm)	0.23e-3	1.14e-3
C_{SS} (fF/μm)	6.28e-3	1.43e-3
L_{dd} (pH/μm)	0.64	0.60
L_{gg} (pH/μm)	0.94	0.72
L_{ss} (pH/μm)	0.64	0.60
L_{gd} (pH/μm)	0.32	0.30
Elementos internos de los electrodos @40 GHz		
l_{dd} (fH/μm)	56.50	66.92
l_{gg} (fH/μm)	66.97	124.60
l_{ss} (fH/μm)	56.50	66.92
R_{dd} (Ω/μm)	0.01	0.02
R_{gg} (Ω/μm)	0.51	0.08
R_{ss} (Ω/μm)	0.01	0.02

Los elementos de una sección elemental del transistor intrínseco se calculan de acuerdo a las reglas de escalado indicadas en el apartado V.2.2. Los valores de los elementos intrínsecos, [35], se optimizan para hacer un ajuste fino entre los parámetros S estimados con el modelo distribuido y los parámetros S medidos, donde los valores iniciales se calculan a partir de los resultados de un modelo concentrado. La Tabla V.3 lista los elementos del circuito equivalente calculados utilizando un modelo concentrado (Capítulo II, apartado II.2) y optimizados para ajustar el modelo distribuido, de cuatro FETs: dos PHEMT (*tsc4x15* y *tsc4x50*) y dos HEMT (*x350* y *x375*). Los elementos intrínsecos que se indican en la tabla como resultados de la optimización son valores sin escalar, por ello estos elementos se indican con un subíndice c, de acuerdo a las expresiones (V.11)-(V.12).

Tabla V.3 Elementos parásitos e intrínsecos del circuito equivalente del FET calculados con el modelo concentrado y optimizados para ajustar el modelo distribuido

	<i>tsc4x15</i>		<i>tsc4x50</i>		<i>x350</i>		<i>x375</i>	
Punto de Polarización	$V_{ds}=1.5\text{ V},$ $I_{ds}=17.4\text{ mA}$		$V_{ds}=1.5\text{ V},$ $I_{ds}=3.25\text{ mA}$		$V_{ds}=1.5\text{ V},$ $I_{ds}=38.4\text{ mA}$		$V_{ds}=1.5\text{ V},$ $I_{ds}=11.3\text{ mA}$	
	Modelo Concentrado	Optimizados modelo Distribuido						
Elementos Parásitos								
C_{pg} (fF)	32.29		20.27		3.98		8.86	
C_{pd} (fF)	0.2		23.21		9.43		8.58	
L_g (pH)	38.11		46.95		32.36		34.79	
L_d (pH)	41.94		3.75		19.31		22.48	
L_s (pH)	-5.67		-3.3		2.12		0.6	
R_g (Ω)	8.29		5.08		5.71		4.08	
R_d (Ω)	11.14		5.11		5.13		1.97	
R_s (Ω)	10.85		4.8		5.21		2.14	
Elementos Intrínsecos								
R_{i_c} (Ω)	5.87	5.90	5.02	4.80	1.57	1.55	6.39	6.58
R_{ds_c} (k Ω)	428.6	363.81	263.07	224.56	505.93	403.61	369.94	318.17
C_{gs_c} (fF)	53.37	60.46	119.65	138.42	158.00	188.61	143.93	164.75
C_{gd_c} (fF)	11.62	13.35	37.73	45.15	22.68	27.22	33.22	39.16
C_{ds_c} (fF)	34.56	39.00	41.97	47.53	24.21	29.05	35.83	40.68
g_{m0_c}	0.025	0.025	0.047	0.0481	0.042	0.044	0.044	0.045
τ_c (ps)	0.30	0.25	1.21	1.12	0.71	0.68	1.01	1.05

En la Tabla V.4 se listan los valores de los elementos del transistor intrínseco para una sección elemental y los elementos del PAD (apartado V.2.4).

En la Figura V.13 se comparan los parámetros S estimados con un modelo concentrado y con el modelo distribuido y los parámetros S medidos hasta 40 GHz. En general, se observa que los resultados estimados coinciden las medidas en todo el margen de frecuencia con un error RSS (*mean Root-Sum-Square*) medio menor al 1%. En particular, para los transistores PHEMT se observa mayores diferencias entre S_{12} medido y estimado, debido a que la inductancia de la fuente (L_s) no modela con suficiente confiabilidad el comportamiento de PAD. Ello se debe a que el electrodo de fuente y el PAD se interconectan mediante un *via-hole*, del cual se intuye que también puede tener un efecto capacitivo; de tal forma que el *via-hole* se podría modelar mediante una inductancia en paralelo con una capacidad. De hecho, dicho efecto se observa al obtener una inductancia negativa, como se muestra en los resultados de L_s en la Tabla V.3. En los HEMTs la mayor diferencia entre los parámetros S medidos y estimados se observa en S_{11} , no obstante, éstas generan un error RSS menor a 5%.

Los parámetros S estimados con el modelo distribuido se han obtenido aplicando diferentes números de celdas unitarias, N , en que se divide el FET. Sin embargo, se ha observado que la influencia de este valor es prácticamente despreciable en el cálculo de los parámetros S , debido principalmente a que se aplica un procedimiento de optimización final a los elementos intrínsecos para ajustar los parámetros S estimados con el modelo distribuido a los parámetros S medidos.

Tabla V.4 Elementos del circuito equivalente del FET, utilizando el modelo distribuido

	<i>tsc4x15</i>	<i>Tsc4x50</i>	<i>x350</i>	<i>x375</i>
Punto de Polarización	$V_{ds}=1.5\text{ V}$, $I_{ds}=17.4\text{ mA}$	$V_{ds}=1.5\text{ V}$, $I_{ds}=3.25\text{ mA}$	$V_{ds}=1.5\text{ V}$, $I_{ds}=38.4\text{ mA}$	$V_{ds}=1.5\text{ V}$, $I_{ds}=11.3\text{ mA}$
Número bloques, N	10	10	10	10
Número de dedos, N_{bd}	4	4	2	2
Elementos Intrínsecos				
R_i (Ω)	236.13	192.06	31.058	131.62
R_{ds} ($k\Omega$)	14.55	8.98	8.07	6.36
C_{gs} (fF)	1.39	3.06	8.89	7.43
C_{gd} (fF)	0.21	0.73	0.82	1.15
C_{ds} (fF)	0.80	0.59	0.81	1.07
g_{m0}	0.0006	0.0012	0.0022	0.0022
τ (s)	0.254	1.122	0.68	1.01
R_D (Ω)	441.43	190.50	86.16	14.74
R_S (Ω)	431.22	182.73	95.98	30.47
Elementos de PAD				
C_{pgd} (fF)	32.26	20.16	3.94	8.81
C_{pdd} (fF)	0.05	22.70	9.32	8.41
L_G (pH)	33.11	30.30	3.81	0
L_D (pH)	34.27	0	0	0
L_S (pH)	0	8.38	0	0
Error M-RSS (%) (Modelo Distribuido)				
	0.69	0.98	0.78	0.72
Error M-RSS (%) (Modelo Concentrado)				
	0.72	0.83	0.23	0.43

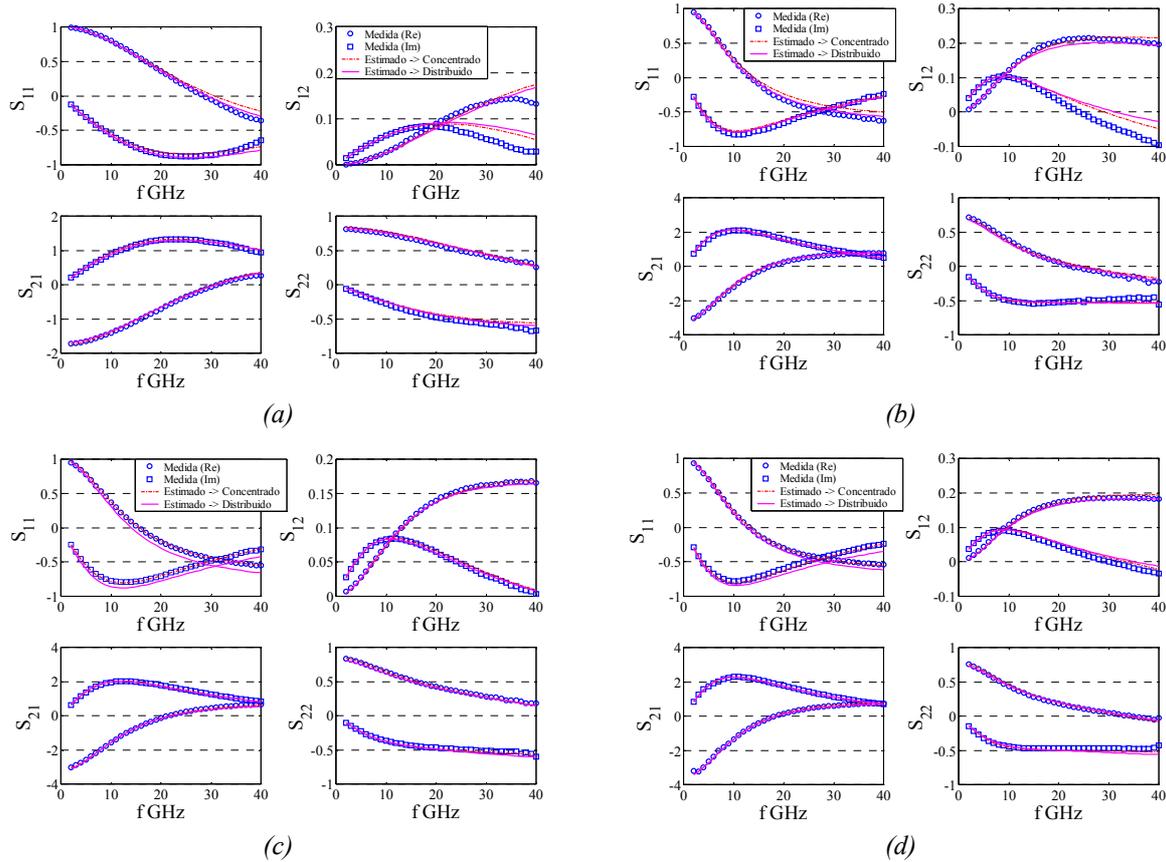


Figura V.13 Parámetros S medidos y estimados utilizando un modelo concentrado y distribuido de los FETs: (a) **tsc4x15** con $V_{ds}=1.5$ V, $I_{ds}=17.4$ mA; (b) **tsc4x50** con $V_{ds}=1.5$ V, $I_{ds}=3.25$ mA; (c) **x350** con $V_{ds}=1.5$ V, $I_{ds}=38.37$ mA; (d) **x375** con $V_{ds}=1.5$ V, $I_{ds}=11.28$ mA

V.5. EXTRACCIÓN DE LOS PARÁMETROS DE RUIDO DE UN FET

V.5.1. MATRIZ DE CORRELACIÓN INTRÍNSECA Y PARÁMETROS DE RUIDO EN FUNCIÓN DEL NÚMERO DE CELDAS UNITARIAS, N

Se han estimado los parámetros de ruido aplicando la técnica F_{50} al modelo distribuido, descrita en la sección V.3.3, de dos de los transistores de los que se han presentado previamente los elementos de su circuito equivalente: **tsc4x15** y **x350**. Con la finalidad de observar qué efecto tiene el número de celdas unitarias, N , en que se divide el FET, se han obtenido resultados de los parámetros de ruido en función de éste.

En este caso, a diferencia de los parámetros S , se observa cierta dependencia en la extracción de los parámetros de ruido respecto N . En la Figura V.14 se presentan los parámetros de ruido estimados escalando con un diferente número de celdas, N . En los resultados obtenidos para **tsc4x15** no se distinguen diferencias importantes al variar N ; sin embargo, en los resultados de **x350** se observa que a frecuencias superiores de 15 GHz, cuando el número de celdas, N , es mayor a 1, el factor de ruido mínimo (F_{\min}) es menor, al igual que la magnitud del coeficiente de reflexión óptimo ($|\Gamma_{\text{opt}}|$), mientras que la resistencia equivalente de ruido (R_n) y la fase de Γ_{opt} (Φ_{opt}) permanecen prácticamente invariables. La respuesta en frecuencia de F_{\min} de **x350** coincide con resultados presentados en publicaciones previas, [16],[17],[39],[40], en donde para calcular los parámetros de ruido se tienen en cuenta los efectos distribuidos de los electrodos, en éstas F_{\min} crece hasta cierta frecuencia y

posteriormente decrece por efectos de los electrodos; la frecuencia donde se tiene el cambio de tendencia de F_{\min} es función básicamente del ancho de puerta del dispositivo. Por otro lado, esto último explica que el número de celdas N en que se divide el transistor, tenga mayor influencia en el transistor **x350** que en el transistor **ts4x15**, debido a que el primero tiene un mayor ancho de puerta, W_u , por lo tanto el efecto de los electrodos es mayor. De hecho, de acuerdo a la literatura, para $W_u > 50 \mu\text{m}$ y $f > 20 \text{ GHz}$ los efectos distribuidos de los electrodos empiezan a ser más importantes, [13],[14].

En la Figura V.14 también se comparan los parámetros de ruido estimados con la técnica F_{50} aplicada al modelo concentrado. Se observa que los resultados de los parámetros de ruido estimados con $N=1$ presentan menor diferencia respecto a los estimados con el modelo concentrado que cuando $N > 1$.

Por otro lado, en la Figura V.14 también se observa que para $N > 5$ los resultados de los parámetros de ruido son prácticamente constantes. Esto se puede notar con mayor claridad en la Figura V.15, que muestra las gráficas de los elementos de la matriz de correlación intrínseca, \mathbf{C}^{int} , para diferentes valores de N . Se observa que C_{22}^{int} y en el caso del transistor **x350** la parte real e imaginaria de C_{12}^{int} tienden a un valor constante cuando N incrementa. Para **ts4x15** los valores de C_{12}^{int} presentan poca dependencia respecto a N . Mientras que C_{11}^{int} es mayor debido a que es proporcional a R_i y ésta a su vez es directamente proporcional a N (expresión V.11). Sin embargo, el comportamiento del factor de correlación entre las fuentes de ruido, C_H^{int} , es prácticamente independiente de N , como se muestra en la Figura V.16, lo cual se atribuye a que de forma global se mantiene el mismo comportamiento de correlación entre las fuentes de ruido, lo que varía es la contribución de cada una de ellas en la respuesta total.

En la Figura V.17 se presentan los elementos de la matriz de correlación total del dispositivo, \mathbf{C}_{AT} . En general, se observa que el número de N tiene mayor influencia en $\text{Re}(C_{\text{AT},12})$, sin embargo, este parámetro tiene menor influencia en el cálculo de los parámetros de ruido, como se puede observar al derivarlos de la expresión de la matriz de correlación total (Anexo A, [38]-[39]). Por otro lado, en $\text{Im}(C_{\text{AT},12})$ del dispositivo **x350** se observan diferencias entre los resultados con $N=1$ y $N > 1$, éstas se reflejan principalmente en $|\Gamma_{\text{opt}}|$ (Figura V.14), y las diferencias entre $C_{\text{AT},11}$ se reflejan directamente en la respuesta de R_n . Mientras, el efecto que tiene N sobre el factor de ruido del transistor, F_{TRT} , calculado para Z_s , es prácticamente despreciable, como se observa en la Figura V.18. Esto se debe a que el algoritmo de regresión, utilizado para estimar los parámetros de ruido, busca minimizar las diferencias entre el factor de ruido medido y estimado, el cual tiende siempre a un mínimo global, buscando el valor óptimo de los elementos de matriz de correlación intrínseca, pero el resultado final es prácticamente constante.

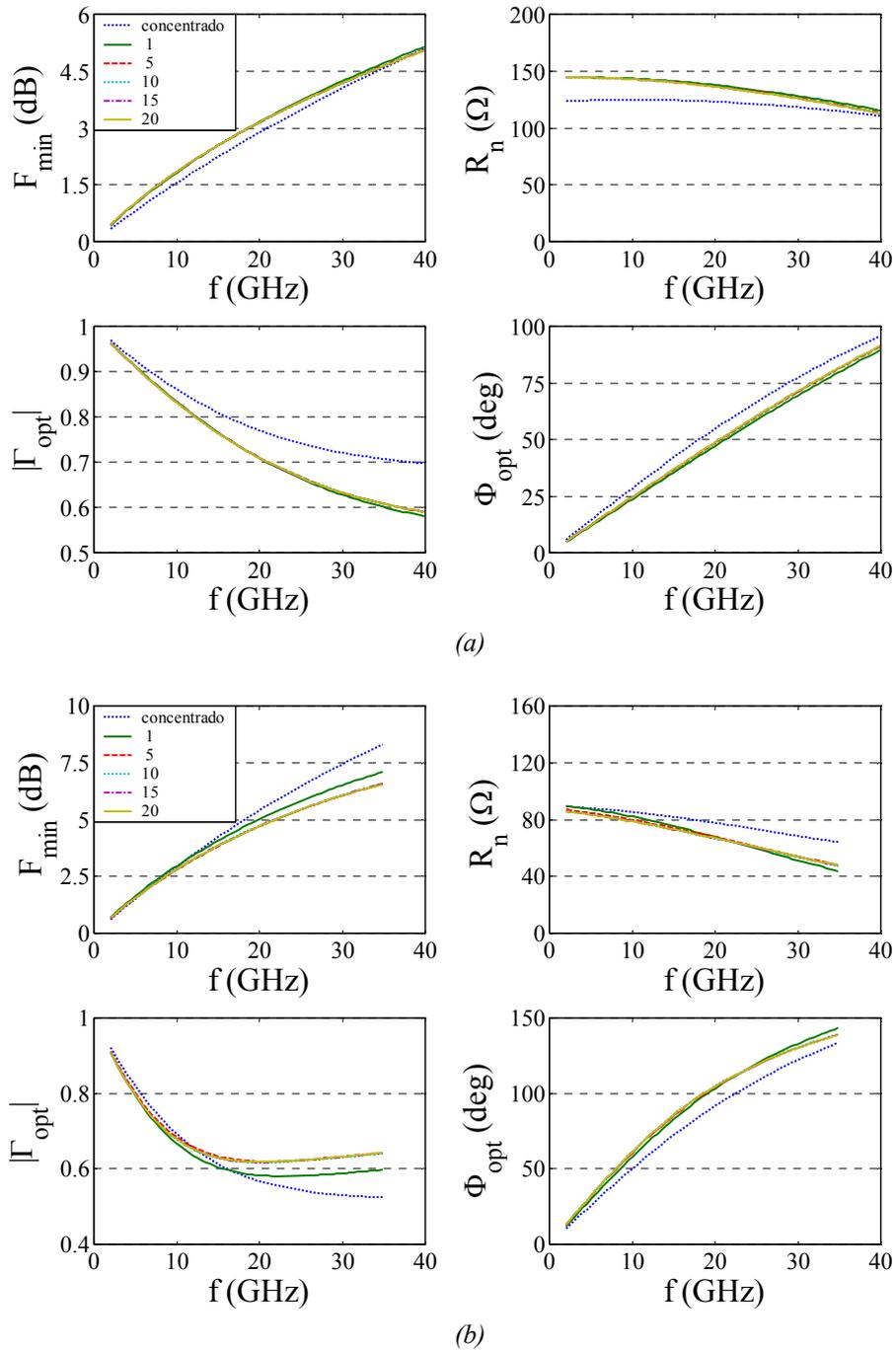


Figura V.14 Parámetros de ruido estimados aplicando la técnica F_{50} al modelo distribuido de ruido del FET: (a) **tsc4x15** con $V_{ds}=1.5$ V, $I_{ds}=17.4$ mA; y (b) **x350** con $V_{ds}=1.5$ V, $I_{ds}=38.37$ mA

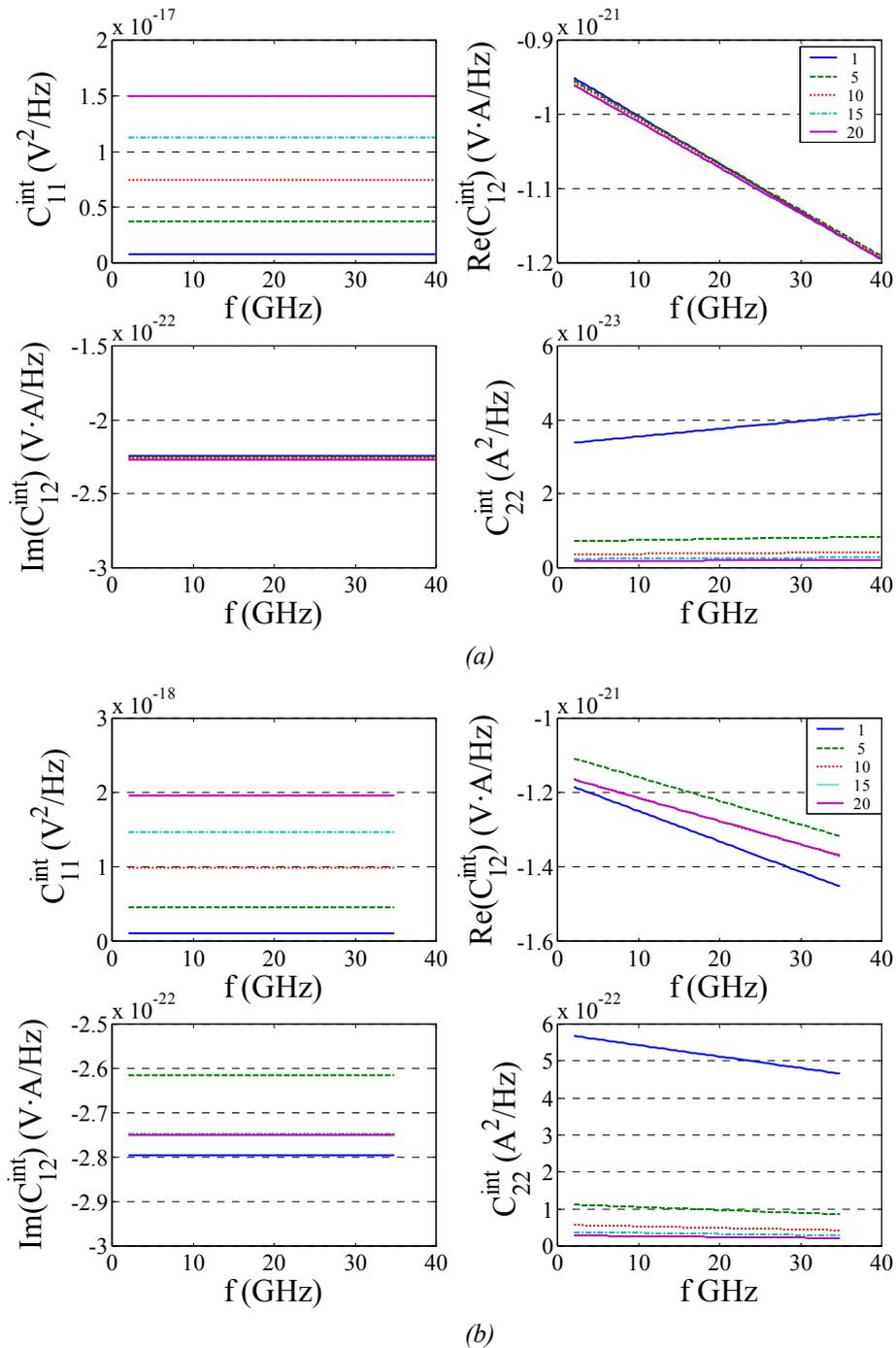


Figura V.15 Matriz de correlación intrínseca de una sección elemental del FET: (a) **tsc4x15** con $V_{ds}=1.5V$, $I_{ds}=17.4\text{ mA}$; y (b) **x350** con $V_{ds}=1.5\text{ V}$, $I_{ds}=38.37\text{ mA}$

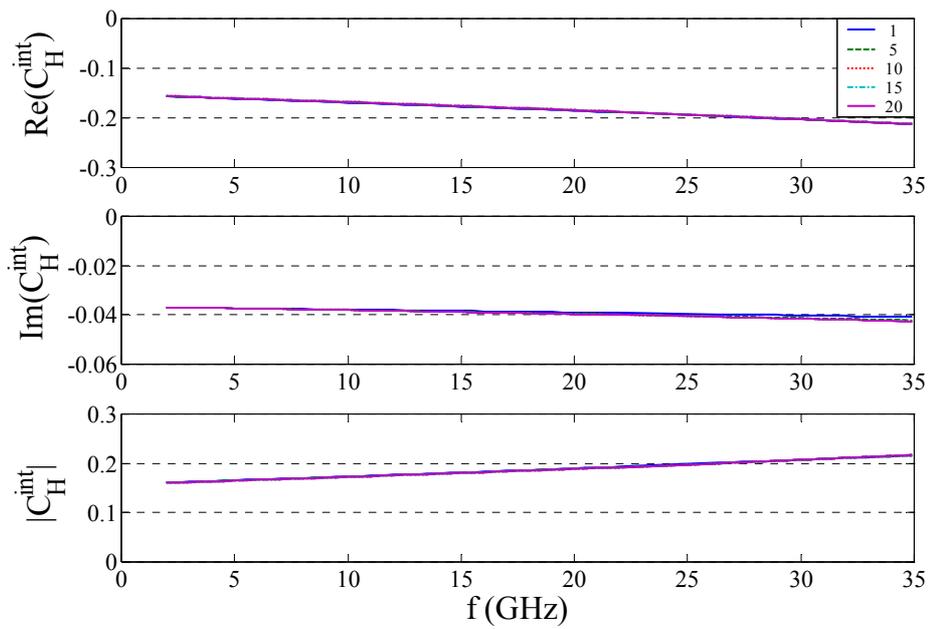
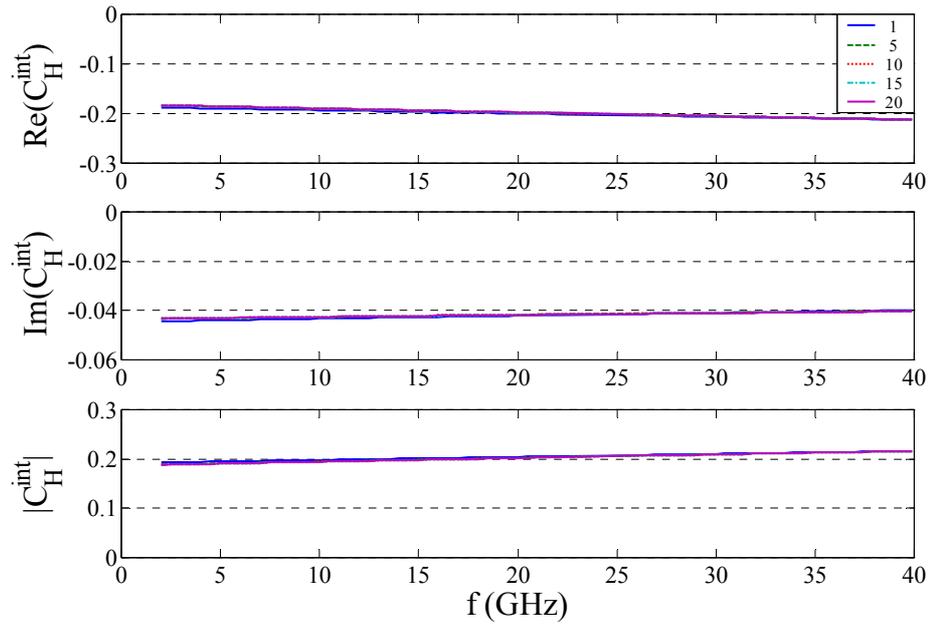


Figura V.16 Factor de correlación entre las fuentes de ruido intrínsecas de una sección elemental del FET: (a) **tsc4x15** con $V_{ds}=1.5\text{ V}$, $I_{ds}=17.4\text{ mA}$; y (b) **x350** con $V_{ds}=1.5\text{ V}$, $I_{ds}=38.37\text{ mA}$

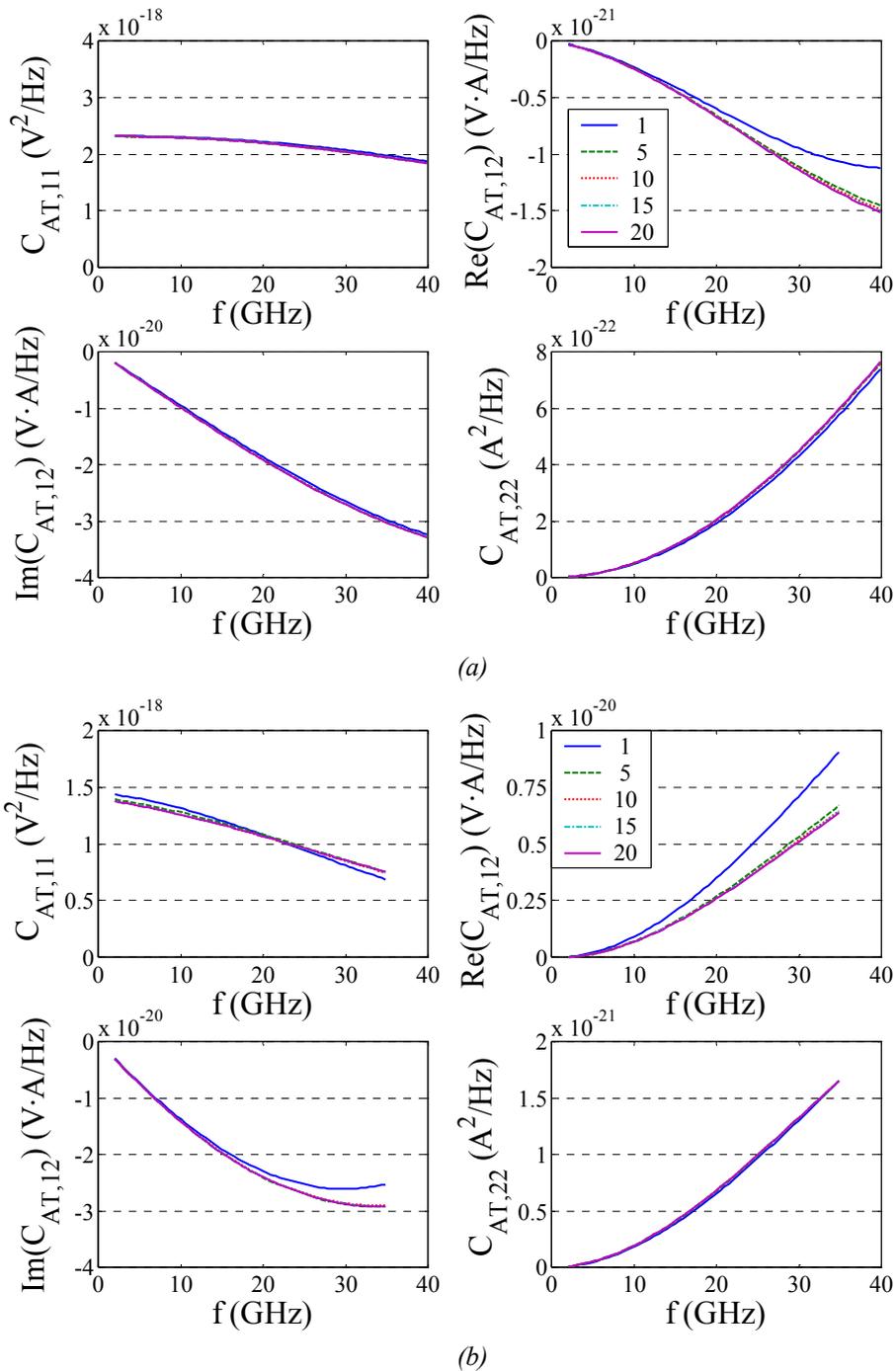
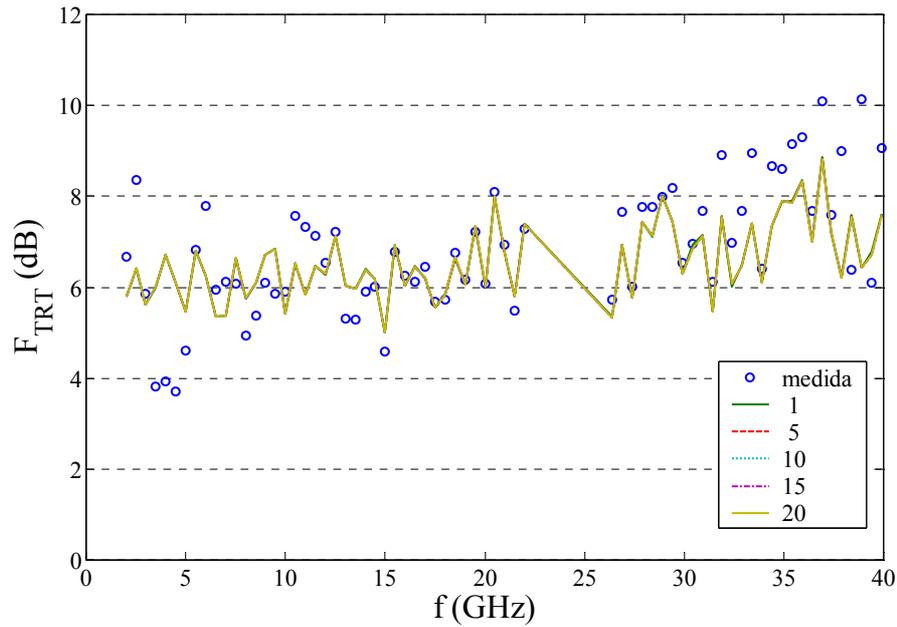
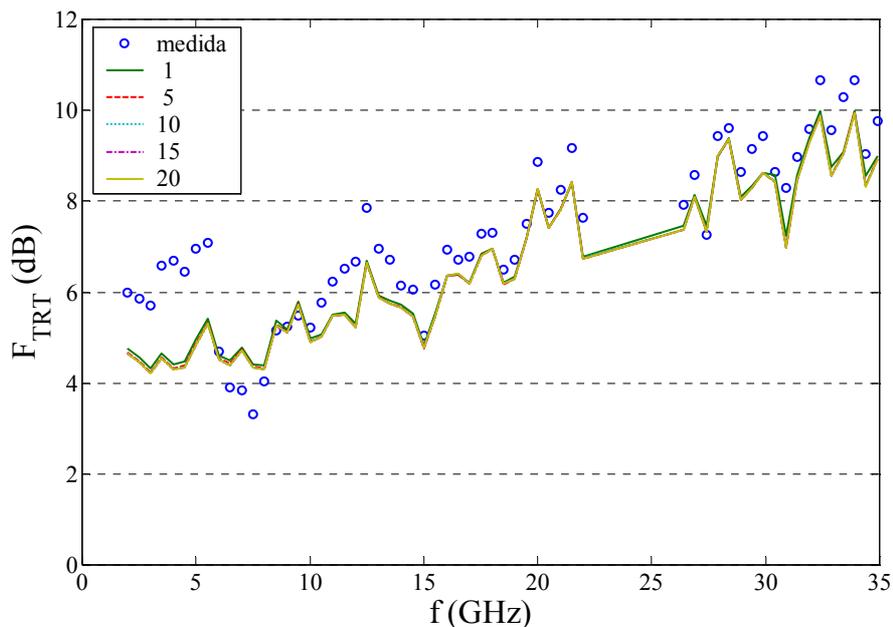


Figura V.17 Matriz de correlación total del FET: (a) **tsc4x15** con $V_{ds}=1.5\text{ V}$, $I_{ds}=17.4\text{ mA}$; y (b) **x350** con $V_{ds}=1.5\text{ V}$, $I_{ds}=38.37\text{ mA}$



(a)



(b)

Figura V.18 Factor de ruido medido y estimado FET: (a) *tsc4x15* con $V_{ds}=1.5V$, $I_{ds}=17.4\text{ mA}$; y (b) *x350* con $V_{ds}=1.5\text{ V}$, $I_{ds}=38.37\text{ mA}$

La Figura V.19 compara la matriz de correlación intrínseca, de un PHEMT *tsc4x15*, estimada con la técnica F_{50} aplicada al modelo distribuido, en donde el receptor ha sido calibrado con una fuente de ruido coaxial y con las fuentes de ruido coplanares: el *cold-FET* en inversa y el diodo en avalancha como. Como datos del factor medido del DUT se emplearon los valores mostrados en el Capítulo IV (apartado IV.6, Figura IV.29). El modelo distribuido se obtiene para $N=10$. Se observa que C_{11}^{int} es igual en los tres casos, dado que el valor inicial de este parámetro es determinado por la resistencia intrínseca, R_i . Los resultados de $\text{Re}(C_{12}^{int})$, $\text{Im}(C_{12}^{int})$ y C_{22}^{int} son del mismo orden en las tres calibraciones, sin embargo, $\text{Re}(C_{12}^{int})$ y C_{22}^{int} muestran una pendiente diferente entre los resultados con la fuente de ruido

coaxial y las fuentes coplanes; lo cual se debe a que el factor de ruido medido con la fuente coaxial presenta mayor rizado de medida a alta frecuencia, al que estos elementos muestran mayor sensibilidad cuando se aplica el método de regresión. La Figura V.20 muestra los parámetros de ruido extraídos con medidas del factor de ruido utilizando la fuente coaxial y las fuentes coplanas. Se observa una respuesta en frecuencia de F_{\min} similar a la mostrada en los resultados del Capítulo IV (Figura IV.30), donde por arriba de 25 GHz este parámetro es menor cuando se utiliza la fuente coaxial que cuando se utilizan las fuentes coplanas. Por otra parte, los resultados de $|\Gamma_{\text{opt}}|$ coinciden en los tres casos, mostrando menos sensibilidad a incertidumbre de medida; sin embargo, la fase, Φ_{opt} , es ligeramente más sensible a dicha incertidumbre, no obstante la diferencia entre resultados es menor a 10° . Mientras que R_n también muestra una respuesta semejante a los resultados del Capítulo IV. Se observa que dicho parámetro es el que tiene mayor sensibilidad a incertidumbre de medida, la cual es mayor a alta frecuencia, según las medidas utilizadas (Capítulo IV, Figura IV.29).

Con la finalidad de comparar los resultados de los parámetros de ruido aplicando la técnica F_{50} a un modelo concentrado y al modelo distribuido, se han calculado éstos utilizando como datos el factor de ruido medido con el diodo avalancha. En la Figura V.21 se comparan estos resultados, donde se observa que el F_{\min} estimado con el modelo distribuido es menor a partir de 25 GHz, que con el modelo concentrado, esto se atribuye a la influencia de los elementos distribuidos de los electrodos. De igual forma, los elementos de los electrodos influyen en la extracción de $|\Gamma_{\text{opt}}|$ en donde éste es mayor en el modelo concentrado que en el distribuido. En Φ_{opt} se observa que es ligeramente menor cuando se utiliza el modelo distribuido que cuando se utiliza el modelo concentrado. Mientras que R_n tiende a presentar un comportamiento parabólico cuando se utiliza el modelo concentrado.

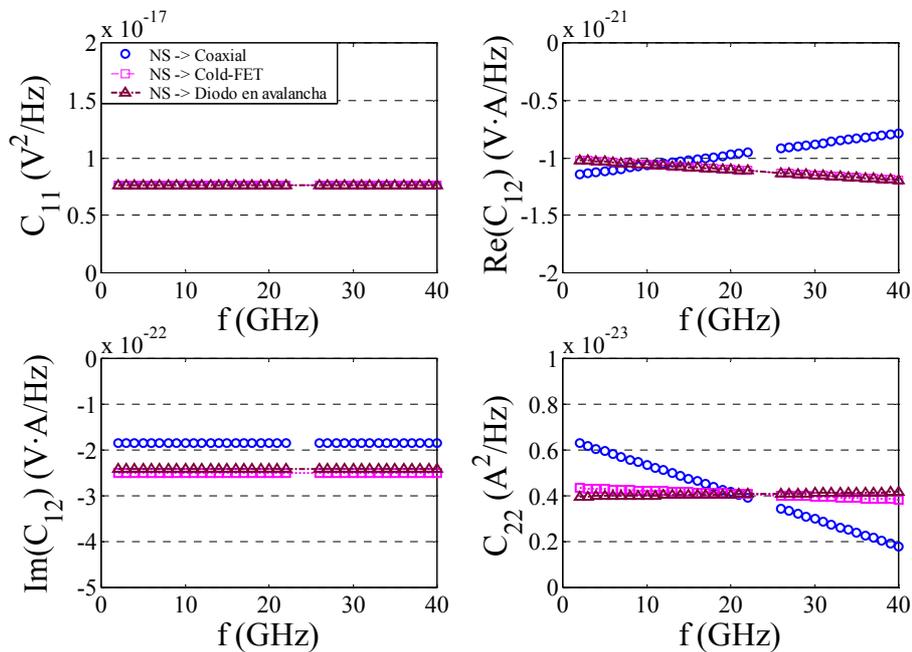


Figura V.19 Matriz de correlación intrínseca de un PHEMT, **tsc4x15** con $V_{ds}=1.5$ V, $I_{ds}=18$ mA; aplicando la técnica F_{50} al modelo distribuido y utilizando una calibración de receptor con fuente de ruido coaxial y con un cold-FET y un diodo en avalancha como fuentes de ruido coplanas

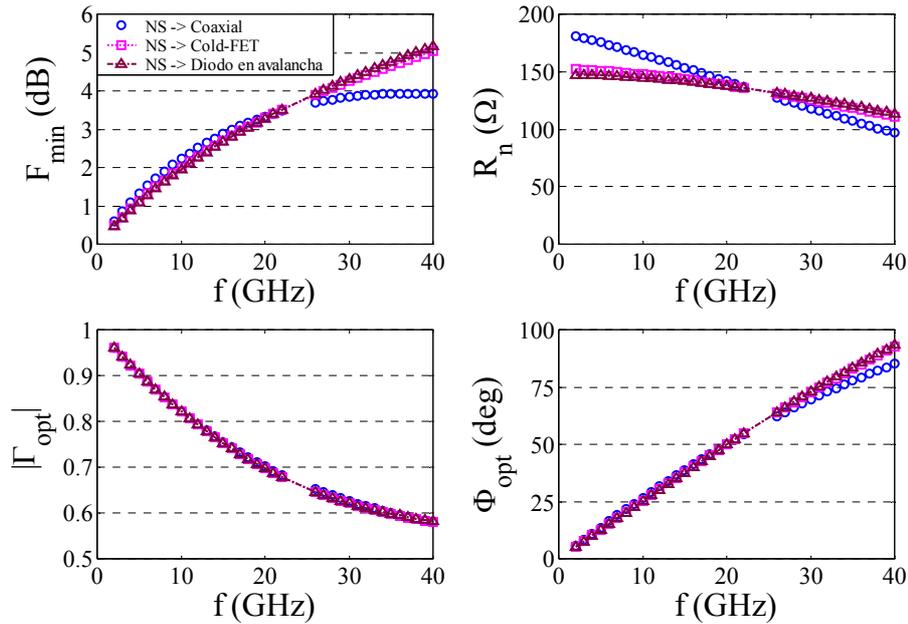


Figura V.20 Parámetros de ruido extraídos de un PHEMT, **tsc4x15** con $V_{ds}=1.5$ V, $I_{ds}=18$ mA; aplicando la técnica F_{50} al modelo distribuido y utilizando una calibración de receptor con fuente de ruido coaxial y con un cold-FET y un diodo en avalancha como fuentes de ruido coplanares

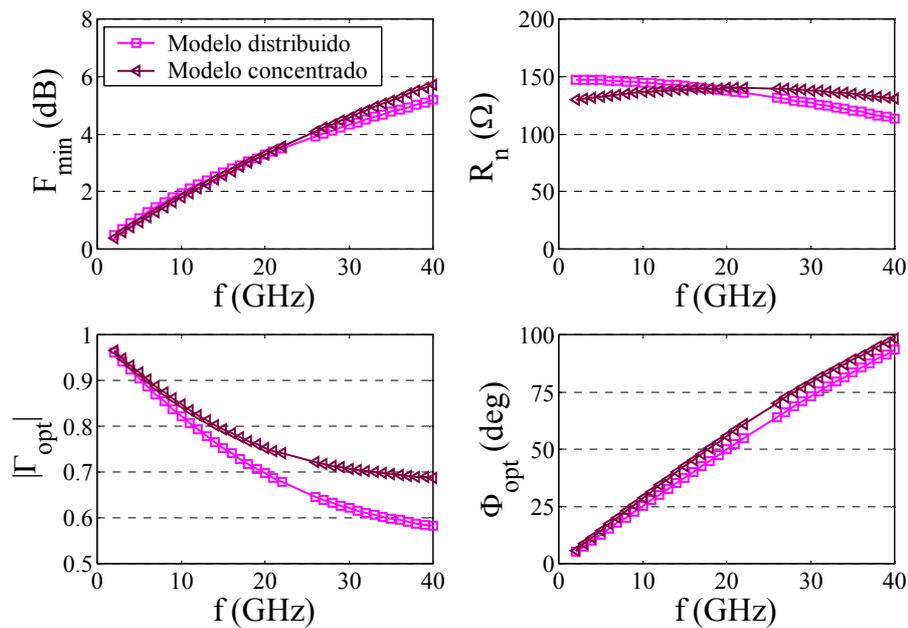


Figura V.21 Parámetros de ruido extraídos aplicando la técnica F_{50} a un modelo concentrado y al modelo distribuido, de un PHEMT, **tsc4x15** con $V_{ds}=1.5$ V, $I_{ds}=18$ mA; utilizando la calibración de receptor con el diodo en avalancha

La Figura V.22 compara los parámetros de ruido estimados con el modelo distribuido y los medidos con un método basado en *tuner*, [41], de un transistor **x350** con $V_{ds}=1.5$ V e $I_{ds}=26$ mA. En ésta se observa que la extracción de los parámetros de ruido a partir del modelo distribuido es menos sensible a incertidumbre de medida que en el método basado en *tuner*. Además, se observa que los resultados con *tuner* tienen una alta dispersión en frecuencias inferiores a 15 GHz, lo cual se debe a que en este rango de frecuencia el rizado en el factor de ruido medido del DUT, para un coeficiente de reflexión Γ_S de magnitud pequeña,

es alto, como se muestra en la Figura V.23. Dicho rizado se atribuye a la desadaptación entre el DUT y el receptor, y a las diferencias de fase entre el coeficiente de reflexión de la carga (Γ_S) conectada a la entrada del DUT y el Γ_{opt} . Sin embargo, el rizado del factor de ruido del DUT estimado es menor cuando se aplica el modelo distribuido que cuando se utilizan los resultados del método de *tuner*. Cabe hacer notar que los resultados de la Figura V.22 y la Figura V.23 son similares a los presentados en el Capítulo II (apartado II.5.2), donde en lugar de aplicar la técnica F_{50} al modelo distribuido se aplica al modelo concentrado; básicamente los resultados con el *tuner* son los mismos y los estimados difieren ligeramente dado que aquí se está utilizando un modelo distribuido que tiene en cuenta los efectos distribuidos de los electrodos.

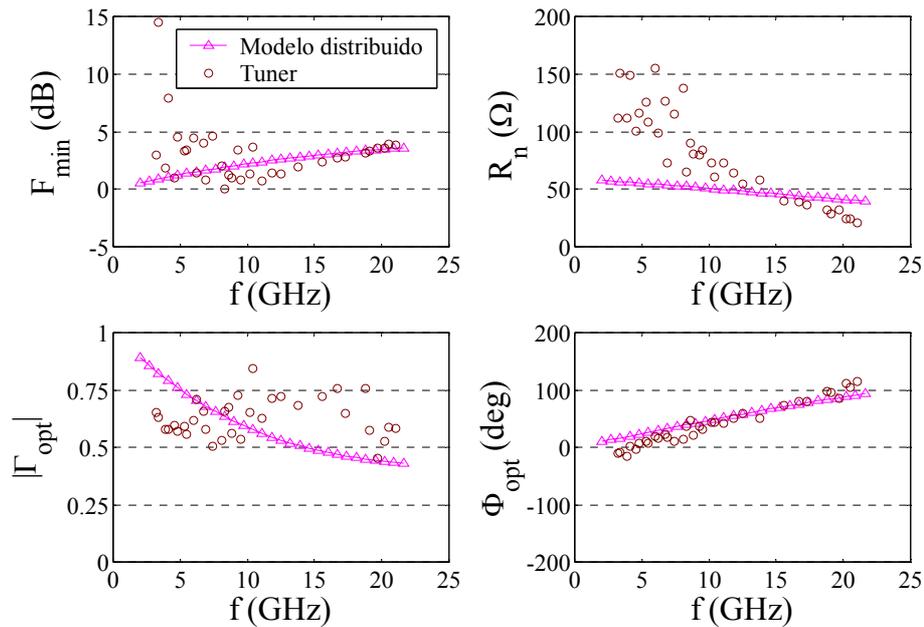


Figura V.22 Parámetros de ruido estimados con el modelo distribuido y con un método basado en medidas de *tuner*, de un transistor **x350**, con $V_{ds}=1.5\text{ V}$ e $I_{ds}=26\text{ mA}$

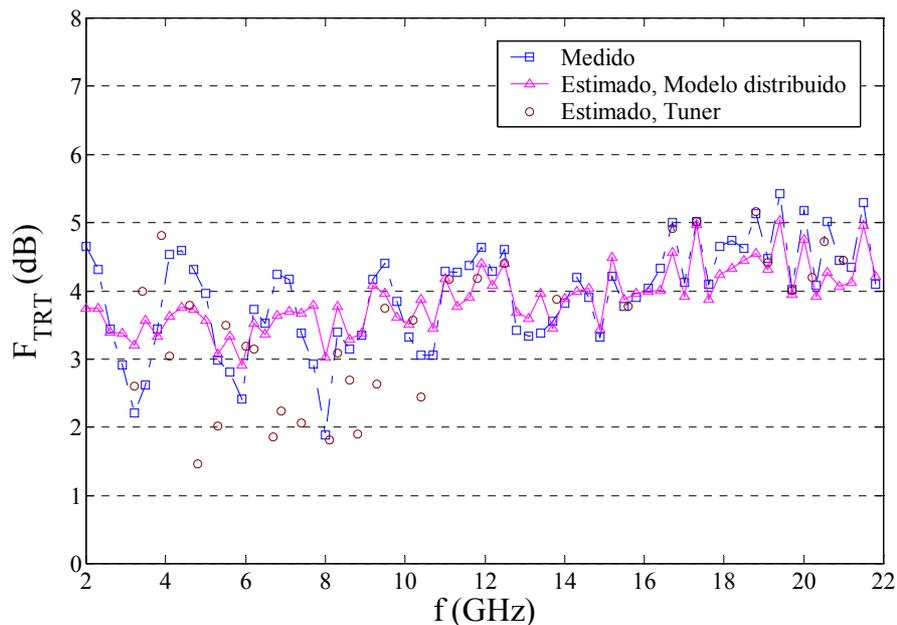


Figura V.23 Factor de ruido del transistor, F_{TRT} , medido y estimado a partir de los resultados del modelo distribuido y con un método basado en medidas con *tuner*, de un transistor **x350**, con $V_{ds}=1.5\text{ V}$ e $I_{ds}=26\text{ mA}$

V.6. MODELO DISTRIBUIDO DE RUIDO, APLICANDO EL MODELO DE TEMPERATURAS DE RUIDO O DE POSPIESZALSKI A LAS FUENTES DE RUIDO DEL FET INTRÍNSECO

Como caso particular del método propuesto para extraer los parámetros de ruido del FET, se utiliza el modelo de temperaturas o de Pospieszalski, [19],[42], para modelar las fuentes de ruido intrínsecas de una sección elemental del FET, [17],[18]. En este modelo se asume que la densidad espectral de tensión de ruido entre puerta y fuente es proporcional a una temperatura de ruido y a la resistencia intrínseca ($C_{11}^{int} \approx 4 \cdot k \cdot T_g \cdot R_i$), en donde T_g es aproximadamente igual a la temperatura ambiente, T_a . Además, se considera que las fuentes de ruido intrínsecas no están correladas, es decir $C_{12}^{int} = (C_{21}^{int})^* = 0$. Entonces, bajo estas consideraciones, la densidad espectral de corriente de ruido intrínseca, C_{22}^{int} , se estima para cada punto i de frecuencia despejando directamente de (V.74):

$$C_{22}^{int^i} = \frac{\Delta'_i - \sum_{k=1}^N J_{1k}^i 4kT_a R_i}{\sum_{k=1}^N J_{2k}^i} \quad (V.81)$$

Notar que la constante de Boltzmann k , que multiplica a T_a y R_i , es diferente del subíndice k que señala el límite de la sumatoria.

En la Figura V.24 se comparan los resultados de los elementos de C^{int} , de una sección elemental, calculados a partir de (V.81) y utilizando el modelo híbrido para las fuentes de ruido intrínsecas en conjunto con el procedimiento descrito en el apartado V.3.3. Los resultados se muestran para los transistores *tsc4x15* y *x350*, considerando $N=10$. Se observa que C_{11}^{int} es mayor cuando se utiliza el modelo híbrido que cuando se emplea el modelo de temperaturas, lo cual hace suponer que T_g realmente no es igual a T_a , sino que es mayor a ésta. C_{22}^{int} calculada mediante (V.81) presenta cierta dispersión debida principalmente a incertidumbre en el factor de ruido medido, es decir a potencias de ruido, y en menor medida a la estimación de los elementos del circuito equivalente. Esta dependencia de la incertidumbre de medida se puede observar en (V.75) y (V.76), donde los términos J_{1k}^i y J_{2k}^i son función de los elementos del circuito equivalente y Δ'_i es además función de factor de ruido medido. Por otra parte, al interpolar los resultados de C_{22}^{int} calculados con el modelo de temperaturas, se observa una respuesta similar a la estimada aplicando el modelo híbrido, ello tanto en los resultados del PHEMT *tsc4x15* como del HEMT *x350*. En los resultados de C_{12}^{int} , obtenidos al aplicar el modelo híbrido, se observa que éste es diferente de cero, lo que indica que las fuentes de ruido están correladas, en donde la parte real es más significativa que la parte imaginaria en acuerdo con las conclusiones a las que se han llegado en literatura presentada previamente, [25],[35],[43]. Además, de acuerdo a los resultados en la Figura V.24, los elementos de la matriz de correlación híbrida tienen un comportamiento suave con la frecuencia, por lo que éstas pueden ser interpoladas mediante un polinomio lineal en frecuencia.

En la Figura V.25 se comparan los parámetros de ruido estimados aplicando el modelo híbrido, el de temperaturas e interpolando el resultado de C_{22}^{int} de este último. En general, se observa que los parámetros de ruido coinciden entre los resultados calculados con modelo híbrido y con la interpolación del modelo de temperaturas. La consideración de $C_{12}^{int}=0$ afecta principalmente en el cálculo de $|\Gamma_{opt}|$ donde se observan mayores diferencias entre los valores estimados, lo cual coincide con la literatura, [25]. Mientras que las diferencias entre F_{min} , R_n y Φ_{opt} se deben a una combinación entre las diferencias que presentan C_{11}^{int} y C_{22}^{int} y en menor grado a las que se tienen en C_{12}^{int} .

En la Figura V.24 y la Figura V.25 se observa que la incertidumbre en C^{int} y en los parámetros de ruido se reduce al aplicar el modelo híbrido, que considera la correlación de las fuentes de ruido intrínsecas.

En la Figura V.26 se compara el factor de ruido medido del transistor, F_{TRT} , y el factor estimado aplicando el modelo híbrido y el de temperaturas, se observa que los valores estimados presentan menor rizado de medida respecto al F_{TRT} medido.

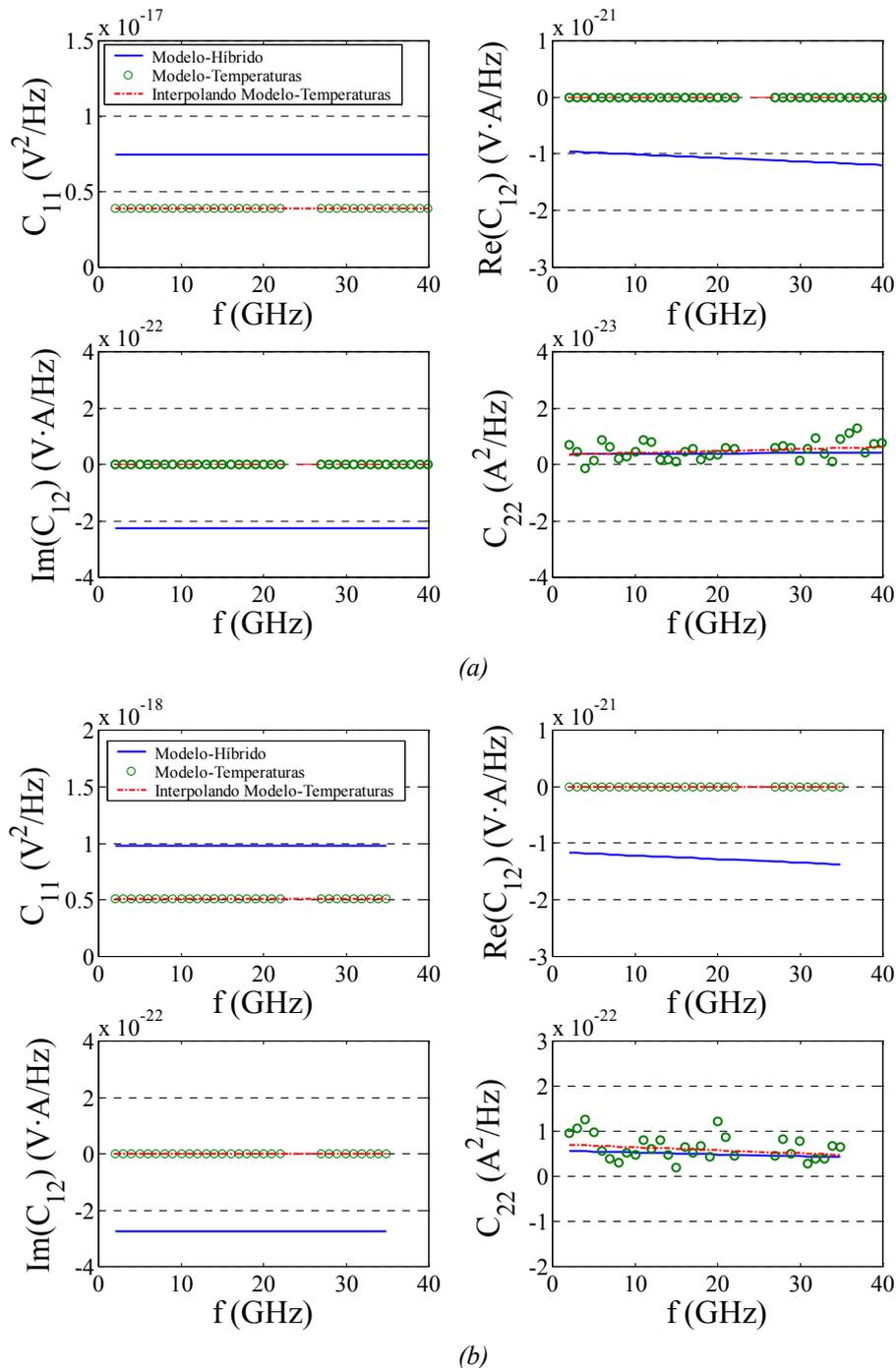


Figura V.24 Elementos de C^{int} , de una sección elemental, estimados aplicando a las fuentes de ruido intrínsecas el modelo híbrido, el modelo de temperaturas e interpolando los resultados de este último, para los FETs: (a) **tsc4x15** con $V_{ds}=1.5\text{ V}$, $I_{ds}=17.4\text{ mA}$; y (b) **x350** con $V_{ds}=1.5\text{ V}$, $I_{ds}=38.37\text{ mA}$

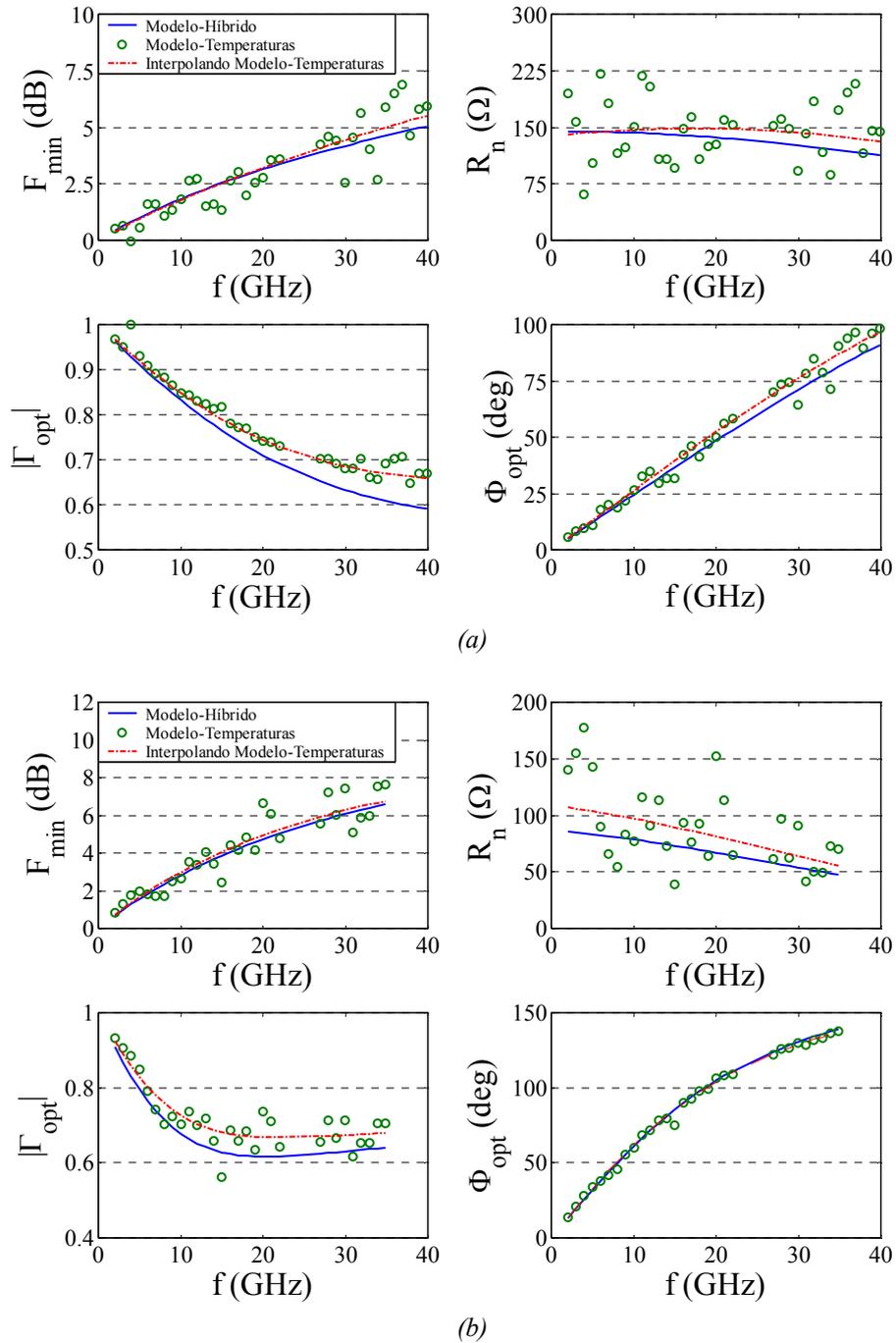
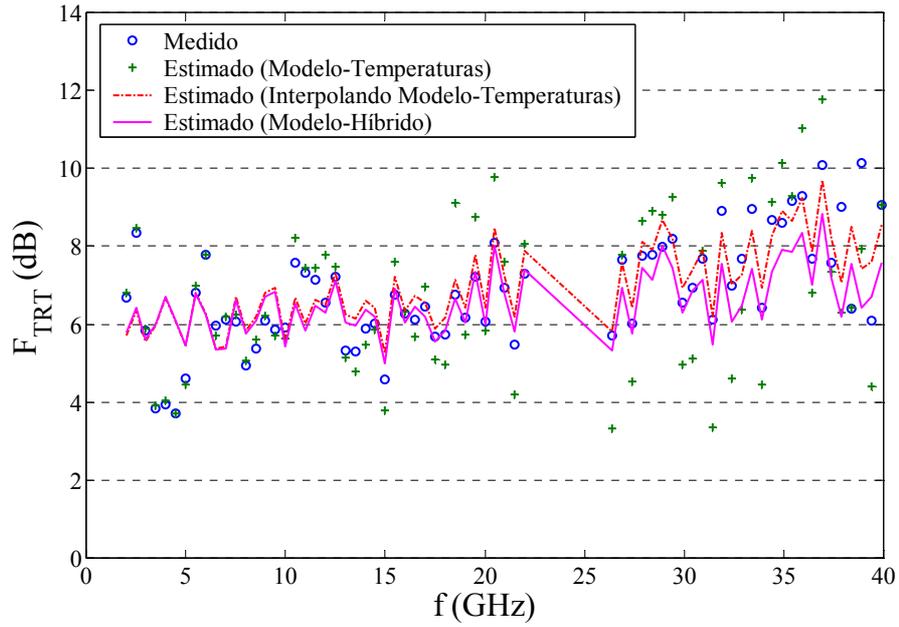
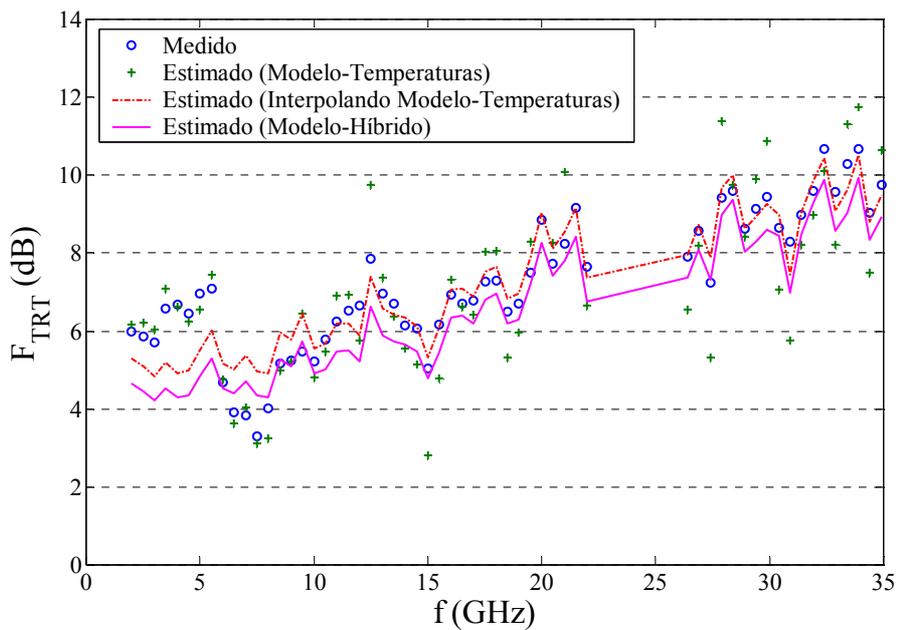


Figura V.25 Parámetros de ruido, estimados aplicando a las fuentes de ruido intrínsecas el modelo híbrido, el modelo de temperaturas e interpolando los resultados de este último, para los FETs: (a) **tsc4x15** con $V_{ds}=1.5V$, $I_{ds}=17.4\text{ mA}$; y (b) **x350** con $V_{ds}=1.5\text{ V}$, $I_{ds}=38.37\text{ mA}$



(a)



(b)

Figura V.26 Factor de ruido, F_{TRT} , medido y estimado aplicando a las fuentes de ruido intrínsecas el modelo híbrido, el modelo de temperaturas e interpolando los resultados de este último, para los FETs: (a) **tsc4x15** con $V_{ds}=1.5 V$, $I_{ds}=17.4 mA$; y (b) **x350** con $V_{ds}=1.5 V$, $I_{ds}=38.37 mA$

V.7. CONCLUSIONES

El modelo propuesto en pequeña señal del FET permite predecir adecuadamente el comportamiento del dispositivo a frecuencias de microondas, donde dicho modelo tiene en cuenta los efectos distribuidos del FET. Lo anterior se concluye en vista de los resultados de los parámetros S estimados, los cuales se ajustan a los parámetros S medidos en prácticamente todo el margen de frecuencia (de 2 a 40 GHz).

De acuerdo a los resultados presentados, para el análisis en ruido es suficiente con dividir el FET en 10 celdas unitarias por dedo. Así mismo, al tener en cuenta los efectos distribuidos de los electrodos del FET, se observa que estos empiezan a ser considerables cuando la frecuencia de medida es mayor de 20 GHz, ello también en función del ancho de puerta.

Los resultados de los parámetros de ruido obtenidos aplicando el modelo distribuido presentan ciertas diferencias respecto aquellos en donde se aplica el modelo concentrado, debido básicamente a que el circuito equivalente propuesto en cada caso es diferente, particularmente en el modelo distribuido se tiene en cuenta la contribución térmica de los electrodos del FET.

Al proponer un modelo simplificado de las fuentes de ruido intrínsecas (modelo de temperaturas) se observan diferencias en la matriz de la correlación intrínseca y en los resultados de los parámetros de ruido extraídos respecto al uso de un modelo híbrido de dichas fuentes. Tales diferencias se atribuyen a las simplificaciones aplicadas en el modelo de temperaturas. Una de ellas es el considerar T_g igual a T_a , que de acuerdo a los resultados parece ser mayor. La otra suposición que se hace es que las fuentes de ruido intrínsecas no están correladas, pero al aplicar el modelo híbrido se observa que si existe cierta correlación entre estas fuentes, básicamente real. Además, dado que en el modelo de temperaturas se calcula de forma directa la densidad espectral de corriente de ruido del drenador para cada punto de frecuencia, se observa que los resultados de los parámetros de ruido muestran cierta dispersión debido a la incertidumbre de medida. No obstante la interpolación de estos puntos es similar a la respuesta en frecuencia del modelo híbrido.

Finalmente, se puede concluir que al aplicar la técnica F_{50} a un modelo distribuido se pueden estimar los parámetros de ruido sin necesidad de utilizar un *tuner*, teniendo en cuenta los efectos distribuidos de los electrodos del FET. Para ello, basta con conocer el factor de ruido del transistor en diferentes puntos de frecuencia para una impedancia de fuente determinada.

V.8. RESUMEN

Se ha presentado un modelo en pequeña señal y de ruido de un FET teniendo en cuenta los efectos distribuidos de los electrodos. Así mismo, se ha descrito el desarrollo para obtener los elementos del circuito equivalente y para estimar los parámetros S del dispositivo. De la misma forma, se han presentado las expresiones que describen el comportamiento de ruido de los electrodos y de la región activa del dispositivo, además, se ha determinado la matriz de correlación total como la suma de la contribución térmica de los elementos pasivos y de la contribución de las fuentes intrínsecas del dispositivo.

Para obtener tanto el modelo en pequeña señal como el de ruido el transistor se ha dividido en pequeños bloques, considerando que cada bloque está conectado en cascada. En el análisis de ruido se asume un modelo híbrido para las fuentes de ruido intrínsecas, en el que se consideran dos fuentes correladas de ruido, una de tensión entre la puerta y fuente y otra de corriente entre drenador y fuente. Se asume que la densidad espectral de dichas fuentes de ruido, de acuerdo con la técnica F_{50} , tienen una dependencia suave con la frecuencia; de tal forma que éstas pueden ser interpoladas mediante un polinomio en frecuencia de orden L

(considerando en este caso $L=1$). Entonces, el objetivo es calcular los coeficientes de dicho polinomio utilizando redundancia en frecuencia y así caracterizar las densidades espectrales de las fuentes de ruido intrínsecas, que son representadas mediante la matriz de correlación, C^{int} . Una vez que se ha estimado la matriz C^{int} , ésta se aplica al modelo de ruido previamente desarrollado, agregando posteriormente los efectos parásitos que contribuyen con ruido térmico, para obtener finalmente la matriz de correlación total y a partir de ésta calcular los parámetros de ruido del dispositivo.

A partir del modelo propuesto en pequeña señal, que tiene en cuenta los efectos distribuidos de los electrodos, se han estimado los parámetros S de dos transistores, un PHEMT y un HEMT, los cuales se han comparado con los parámetros S medidos mostrando una excelente coincidencia.

La matriz de correlación intrínseca, la matriz de correlación total y los parámetros de ruido se han estimado en función del número de celdas, N , en que se divide el FET. Se ha encontrado que cuando $N < 10$ los parámetros de ruido y los elementos de las matrices de correlación varían en función de éste, tendiendo a un valor constante cuando N incrementa; mientras que los resultados son prácticamente invariables para $N > 10$, por lo que se considera que para el análisis es suficiente con dividir cada dedo del FET en 10 celdas unitarias ($N=10$).

Para calcular los parámetros de ruido se han utilizado medidas del factor de ruido del DUT, donde el receptor se ha calibrado con una fuente de ruido coaxial y con las fuentes de ruido coplanares descritas en el capítulo anterior, comparando los resultados entre estas. Asimismo, se han comparado los resultados de los elementos de la matriz de correlación intrínseca determinada para cada caso. Tanto en los resultados de la matriz de correlación intrínseca como en la de los parámetros de ruido, se observa que coinciden cuando se utilizan las fuentes de ruido coplanares, mientras que cuando se utiliza la fuente de ruido coaxial los resultados son ligeramente diferentes a los obtenidos con las fuentes de ruido coplanares.

Los resultados de los parámetros de ruido estimados mediante el modelo distribuido se han comparado con los estimados utilizando un modelo concentrado. Se observa que estos, en general, tienen una respuesta similar en frecuencia, sin embargo, existen ligeras diferencias debido a que entre un caso y otro se está aplicando un circuito equivalente diferente, teniendo en cuenta que en el modelo distribuido se considera un mayor número de contribuciones térmicas de ruido asociadas a los electrodos del FET. Asimismo, se han comparado los parámetros de ruido estimados con el modelo distribuido y los medidos con un método basado en *tuner*. En este caso, los resultados con *tuner* presentan una alta dispersión que se atribuye a la incertidumbre de medida del factor de ruido, mientras que los resultados obtenidos con el modelo distribuido muestran menor sensibilidad a dicha incertidumbre. Al estimar el factor de ruido a partir de los parámetros de ruido extraídos, se observa que el rizado de medida es menor para los valores estimados con el modelo distribuido, no así los valores estimados con *tuner*, los cuales en algunos puntos de frecuencia presentan incluso mayor rizado que el factor de ruido medido.

De acuerdo a los resultados presentados, se ha comprobado que los efectos distribuidos de los electrodos son importantes a frecuencias superiores a 20 GHz en función del ancho de puerta del FET. Estos se observan principalmente en el factor de ruido mínimo, el cual tiende a presentar un comportamiento decreciente con la frecuencia cuando éstos empiezan a ser considerables, este resultado coincide con los resultados presentados en la literatura.

Por otra parte, se ha aplicado como caso particular, el modelo de temperaturas o el de Pospieszalski para las fuentes de ruido intrínsecas, en donde se asume que las fuentes de ruido no están correladas y que la densidad espectral de tensión entre puerta y fuente es proporcional a la temperatura ambiente y a la resistencia intrínseca, R_i . En este caso se han comparado los resultados de los elementos de C^{int} estimados aplicando el modelo híbrido, propuesto como modelo general, y el modelo de temperaturas. Se observa que en los

resultados de C_{22}^{int} obtenidos a partir del modelo de temperaturas se ve reflejada la incertidumbre de medida. Sin embargo, si se interpolan dichos resultados se tiene una respuesta en frecuencia similar a la de los resultados obtenidos con el modelo híbrido. Por otra parte, C_{11}^{int} es mayor en el modelo híbrido que en el de temperaturas, lo que indica que la temperatura de ruido de puerta es mayor a la temperatura ambiente. El resultado del factor de correlación en el modelo híbrido es diferente de cero y básicamente real, a diferencia del modelo de temperaturas donde se asume correlación igual a cero.

Los resultados de los parámetros de ruido estimados aplicando el modelo de temperaturas (con la interpolación de C_{22}^{int}) tienen una respuesta en frecuencia similar a los estimados con el modelo híbrido. Al comparar dichos resultados se observa que el asumir correlación cero entre las fuentes de ruido tiene mayor efecto en la magnitud del coeficiente de reflexión óptimo, $|\Gamma_{opt}|$, que presenta un valor mayor al estimado cuando C_{12}^{int} es diferente de cero. Dicha diferencia en $|\Gamma_{opt}|$ también se debe a diferencias entre C_{11}^{int} y C_{22}^{int} , al igual que las diferencias entre los resultados de F_{min} , R_n y Φ_{opt} .

REFERENCIAS

- [1] R. Kuvas, "Equivalent circuit model of FET including distributed gate effects," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 27, No. 6, pp. 1193-1195, June 1980.
- [2] W. Heinrich, "Limits of FET modelling by lumped elements," *Electronics Letters*, Vol. 22, No. 12, June 1986.
- [3] L. Escotte and J.C. Mollier, "Semi-distributed model of millimetre-wave for S-parameters and noise figure predictions," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 38, No. 6, pp. 748-753, June 1990.
- [4] W. Heinrich and H.L. Hartnagel, "Wave propagation on MESFET electrodes and its influence on transistor gain," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 35, No. 1, pp. 1-8, January 1987.
- [5] M. Ghiamy, A. Abdipour, and R. Moeeni, "Field analysis (full-wave) of millimetre-wave HEMTs," *Microwave Electronics: Measurements, Identification, Applications Conference, MEMIA*, pp. 121-126, 2001.
- [6] W. Heinrich, "Distributed equivalent-circuit model for travelling-wave FET design," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 35, No. 5, pp. 487-491, May 1987.
- [7] A. Cidronali, G. Collodi, A. Santarelli, G. Vannini, and G. Manes, "Small-signal distributed FET modeling through electromagnetic analysis of the extrinsic structure," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 287-290, 1998.
- [8] A. Cidronali, G. Collodi, A. Santarelli, and G. Vannini, "A 110 GHz scalable FET based on 50 GHz S-parameter measurements," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1377-1380, 2000.
- [9] S.J. Nash, A. Platzker, and W. Struble, "Distributed small signal model for multi-fingered GaAs PHEMT/MESFET devices," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1075-1078, 1996.
- [10] J. Mondal, "Distributed scaling approach of MESFET's and its comparison with the lumped-element approach," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 37, No. 7, pp. 1085-1090, July 1989.
- [11] S. Masuda, T. Hirose, and Y. Watanabe, "An accurate distributed small signal FET model for millimetre-wave applications," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 157-160, 1999.
- [12] 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.
- [13] W. Heinrich, "Distributed analysis of submicron-MESFET noise properties," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 327-330, 1988.
- [14] W. Heinrich, "High frequency MESFET noise modelling including distributed effects," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 37, No. 5, May 1989.
- [15] A. Cappy, A. Vanoverschelde, M. Schortgen, C. Versnaeyen, and G. Salmer, "Noise modeling in submicrometer-gate two-dimensional electron-gas field effect transistors," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 32, No. 12, pp. 2787-2796, December 1985.
- [16] R. Khosravi and A. Abdipour, "A new approach for high-frequency FET noise modelling," *Microwave Conference, Asia-Pacific*, pp. 1150-1153, 2000.
- [17] A. Abdipour and A. Pacaud, "A new semidistributed model for the noise and scattering parameters of the M(H)MIC FETs," *IEEE SBMO/IEEE MTT-S IMOC'95 Proceedings*, pp. 755-760, 1995.
- [18] A. Abdipour and A. Pacaud, "Temperature noise constants extraction of mm-wave FET's from measured S- and noise parameters," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1723-1726, 1996.

- [19] M.W. Pospieszalski, "Modeling of noise parameters of MESFET's and MODFET's and their frequency and temperature dependence," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 37, No. 9, pp. 1340-1350, September 1989.
- [20] L. Escotte, J.C. Mollier, and M. Lecreff, "Noise and small-signal distributed model of millimetre-wave FETs," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 919-922753, 1988.
- [21] A. Van Der Ziel, "Thermal noise in field effect transistor," *Proc. IRE*, Vol. 50, pp. 1808-1812, 1962.
- [22] K. Niclas and B. Tucker, "On noise in distributed amplifiers at microwave frequencies," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 31, No. 8, pp. 661-668, August 1983.
- [23] M.C. Maya, A. Lázaro, and L. Pradell "Determination of FET noise parameters from 50 Ω noise figure measurements using a distributed noise model," *GaAs Conference*, pp. 225-228, September 2002.
- [24] R.A. Pucel, W. Struble, R. Hallgren, and U.L. Rodhe, "A general noise de-embedding procedure for packaged two-port linear active devices," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 40, No. 11, pp. 2013-2024, November 1992.
- [25] A. Lázaro, L. Pradell, and J. O'Callaghan, "FET Noise-Parameter determination using a novel technique on 50- Ω noise-figure measurements," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 47, No. 3, pp. 315-324, March 1999.
- [26] T.T.Y. Wong, "Fundamentals of distributed amplification," *Artech House*, 1993.
- [27] R.L. Chang, "Modeling and analysis of GaAs MESFETs considering the wave propagation effect," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 371-374, 1989.
- [28] 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.
- [29] K.C. Gupta, R. Garg, and R. Chadha, "Computer-aided design of microwave circuits," *Artech House*, 1981.
- [30] Philips Microwave Limeil (Now OMMIC), "D02AH design manual, APD V1.1", March 1994.
- [31] J.A. Dobrowolski, "Introduction to computer methods for microwave circuit analysis and design," *Artech House*, 1991.
- [32] V. Rizzoli and A. Lipparini, "Computer-aided noise analysis of linear multiport networks of arbitrary topology," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 33, No. 12, pp. 1507-1512, December 1985.
- [33] W. Stiebler, M. Matthes, G. Böck, T. Koppel, and A. Schäfer, "Bias-Dependent Cold-(H)FET Modeling," *IEEE MTT-S Digest*, 1996, pp. 1313-1316.
- [34] R. Anholt and S. Swirhum, "Equivalent-Circuit parameters extraction for Cold-GaAs MESFET's," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, Vol. 39, No. 7, pp. 1243-1247, July 1991.
- [35] A. Lázaro, "Modelado Físico de Transistores MESFET Y HEMT con Aplicación a Modelado de Ruido," *Tesis Doctoral, ETSETB, Universitat Politècnica de Catalunya*, 1999.
- [36] M.C. Maya, A. Lázaro, and L. Pradell, "FET noise parameters extraction from 50 Ω noise figure measurements using a distributed noise-model," *Mediterranean Microwave Symposium*, pp. 143-146, 2002.
- [37] M.C. Maya, A. Lázaro, L. Pradell, "Nueva Técnica de extracción de modelos distribuidos de ruido de FETs," *XVI Simposium Nacional de la URSI*, pp. 329-330, Septiembre 2001.
- [38] H. Hillbrand and P.H. Russer, "An efficient method for computer aided noise analysis of linear amplifier networks," *IEEE Trans. Circuits and Systems*, Vol. 23, No. 4, pp. 235-238, April 1976.

- [39] A. Abdipour and G. Moradi, "New trends for mm-wave FET structures," *Microwave Conference, Asia-Pacific*, pp. 710-713, 1999.
- [40] R. Khosravi and A. Abdipour, "Green's function concept for noise model of microwave FET analysis," *Electron Devices for Microwave and Optoelectronic Applications, International Symposium*, pp. 279-284, 2001.
- [41] A. Lázaro, L. Pradell, and J. O'Callaghan, "Method for measuring noise parameters of microwave two port," *IEE Electronics letters*, Vol. 34, No. 13, pp. 1332-1333, 1998.
- [42] P.J. Tasker, W. Reinert, B. Huges, J. Braunstein, and M. Schlechtweg, "Transistor noise parameter extraction using a 50 Ω measurement system," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1251-1254, 1993.
- [43] F. Danneville, H. Happy, G. Dambrine, J. Belquin, and A. Cappy, "Microscopic noise modelling and macroscopic noise models: how good a connection," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 41. No. 5, pp. 779-786, May 1994.