

CAPÍTULO IV

FUENTES DE RUIDO COPLANARES

IV.1. INTRODUCCIÓN

Como se ha mencionado previamente, para medir los parámetros de ruido de un FET se utiliza un receptor con el que se miden potencias de ruido, que induce su propio ruido y que es necesario determinar para restarlo posteriormente en la medida del DUT; es decir, es necesario calibrar el sistema de medida. En este sentido, frecuentemente se utilizan fuentes de ruido de tipo coaxial o en guía de onda para calibrar los sistemas de medidas de parámetros de ruido de transistores en oblea (*on-wafer*) a frecuencias de microondas y milimétricas; la fuente de ruido genera una temperatura de referencia que es descrita a través de su relación de ruido en exceso (ENR), generalmente proporcionada por el fabricante.

Sin embargo, cuando se emplea una fuente de ruido coaxial en un sistema de medida en oblea, es necesario utilizar un adaptador de coaxial a coplanar, considerando que generalmente los transistores en oblea tienen terminaciones tipo coplanar para poder medirlos. Ello trae consigo ciertas desventajas, como son:

- El ENR debe ser trasladado, a través del adaptador, al plano de medida del transistor en oblea, es decir al plano de las sondas coplanares, plano 2-2' en el esquema simplificado que se muestra en la Figura IV.1.
- Lo anterior implica un conocimiento adecuado de las pérdidas del adaptador, para lo cual es necesario realizar una calibración OSL en el plano coaxial 0-0', que en conjunto con la calibración LRRM se determinan las pérdidas del bloque de entrada. En consecuencia, se tiene un inconveniente adicional y es que al efectuar la calibración OSL se pueden presentar problemas de inestabilidades debido a conexiones y desconexiones de los estándares de calibración.
- Por otro lado, al trasladar el ENR a través del adaptador de entrada éste se degrada, de manera que en el plano de las sondas coplanares se presenta un nivel menor, que en ocasiones dificulta la correcta identificación de las diferencias de potencia entre los estados encendido y apagado de la fuente, y por lo tanto, la correcta calibración del receptor.

Una opción para evitar estos inconvenientes es utilizar una fuente de ruido tipo coplanar, de tal forma que el ENR puede ser conocido directamente en el plano de medida. Con esto se evita la degradación del ENR por el uso de un adaptador de entrada, además se omite una

calibración y en consecuencia inestabilidades mecánicas debidas a conexiones y desconexiones de estándares de calibración.

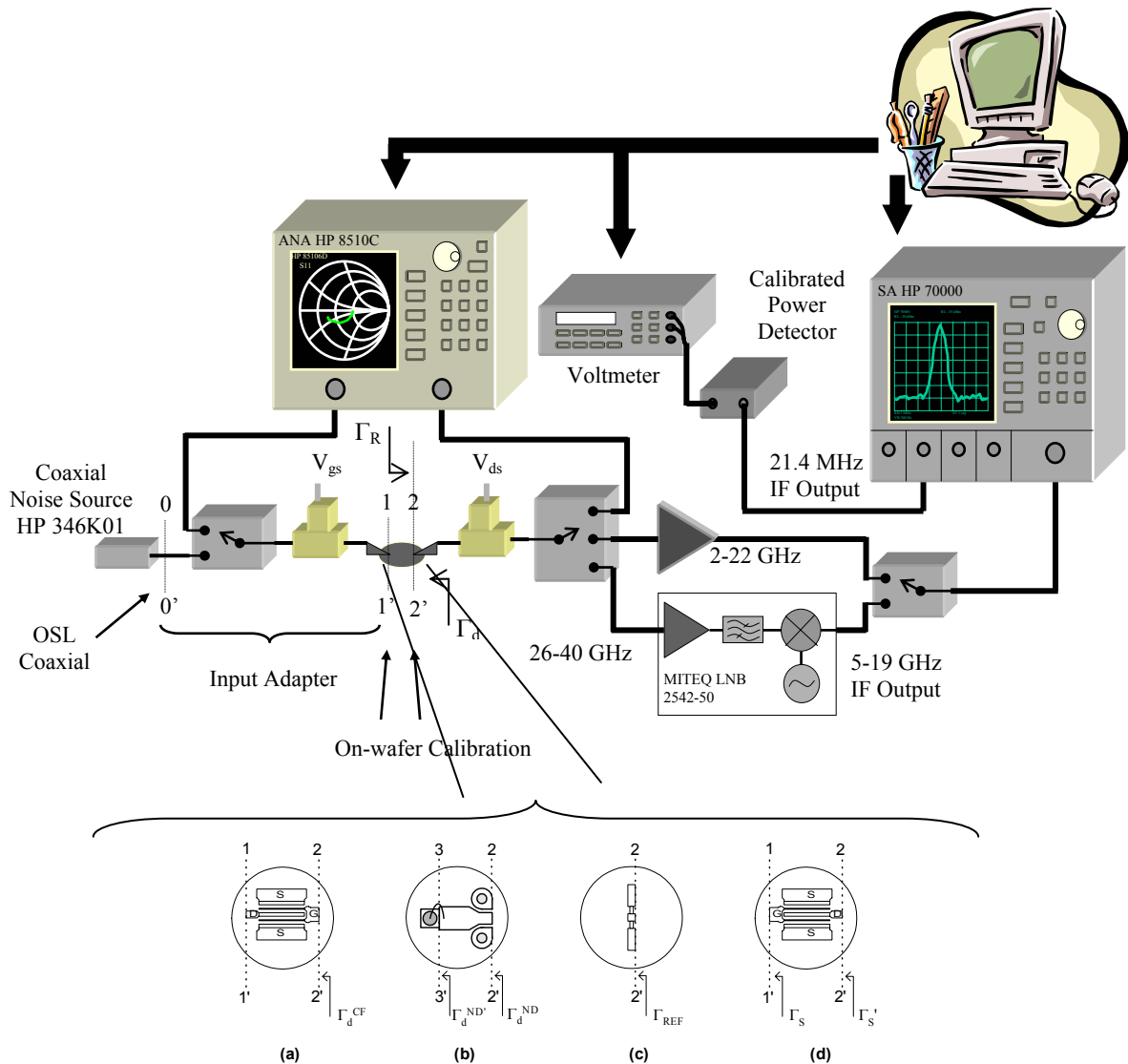


Figura IV.1 Sistema de medida de transistores en oblea, utilizando una fuente de ruido coaxial. Esquema de conexión de (a) un cold-FET, (b) de un diodo en avalancha conectado a una transición coplanar-microstrip, (c) de una carga de referencia de 50Ω y (d) de un dispositivo bajo prueba (DUT)

En este sentido, en la literatura se han propuesto diversas fuentes de ruido tipo coplanar, como dispositivos resistivos, diodos polarizados en inversa o bien *cold-FETs*. En [1] Dunleavy *et al* presenta como fuente de ruido coplanar un diodo Schottky polarizado en inversa; cuyo montaje incluye un atenuador para adaptar la fuente y una sección de guía de onda coplanar para su contacto con las sondas de prueba coplanares, consiguiendo valores de ENR de 15, 10 y 5 dB, en función del pad conectado. Por otro parte, Béland en [2] propone el uso de una fuente de ruido resistiva, la cual es implementada mediante una resistencia de tantalio de 50Ω . La temperatura de la fuente de ruido varía de 296 K a 500 K, que se consigue haciendo pasar a través de ella una corriente constante. Otro dispositivo que se propuso hace dos décadas pero que recientemente se ha concebido como una fuente de ruido en oblea, es una fuente de ruido activa. El concepto de este tipo de fuente fue establecido por Frater y Williams en [3], en donde utilizan una retroalimentación inductiva en la terminal de

fuelle del FET, consiguiendo una temperatura efectiva de 50 K en la banda L. Posteriormente en [4] se exploró el uso de una retroalimentación de puerta a drenador, consiguiendo temperaturas equivalentes de ruido cercanas a 67 K a 6 GHz para un FET encapsulado. Recientemente en [5] fue retomada la idea de emplear la retroalimentación inductiva en la terminal de fuente del FET, midiendo entre puerta y fuente una temperatura de ruido de alrededor de 100 K, y entre drenador y fuente una temperatura de ruido superior a 1000 K, en el rango de frecuencia de 18-22 GHz; variando dichos valores en función de la polarización del FET. A la configuración de medida entre puerta y fuente se le considera como fuente de ruido fría y a la de drenador-fuente como fuente de ruido caliente. Sin embargo, en estas publicaciones, [3]-[5], se han reportado resultados de una carga fría activa de ancho de banda relativamente estrecho, implementada mediante circuitos híbridos. En [6] se presenta el diseño y caracterización de una fuente de ruido en oblea, utilizando un FET con retroalimentación en paralelo, en el margen de frecuencia de 2-10 GHz y de 10-26 GHz. En dicha referencia se presentan resultados de dos dispositivos diseñados mediante un circuito monolítico, uno de ellos con una temperatura de ruido de alrededor de 80 K en el margen de frecuencia de 2-10 GHz y el otro con una temperatura entre 100 K y 150 K en un margen de frecuencia de 10-26 GHz.

En este trabajo de Tesis se proponen dos tipos de fuentes de ruido coplanares, para medidas de dispositivos en oblea, una es implementada mediante un *cold-FET* polarizado en inversa y otra es un diodo en avalancha. En ambos casos se caracteriza el ENR a partir de medidas de temperatura de ruido en conjunto con el modelo de ruido del dispositivo. Dicho modelo es utilizado para reducir la incertidumbre en la medida sin perder las variaciones suaves en frecuencia, inherentes al propio dispositivo. Estas fuentes, además de ser tipo coplanares o en oblea, tienen la ventaja de generar un ENR alto en el plano de las sondas coplanares, plano 2-2' en la Figura IV.1.

Con la finalidad de demostrar la aplicación de las fuentes de ruido coplanares previamente caracterizadas, éstas son utilizadas para calibrar el receptor del sistema de medida de ruido aplicando las expresiones aproximadas de los parámetros de ruido de segunda etapa, presentadas en el Capítulo III. Además, esta aplicación permite ilustrar la calibración del receptor con expresiones aproximadas para coeficientes de reflexión que difieren entre el estado frío y caliente. En este caso, las fuentes de ruido coplanares son consideradas como un estado en caliente, con un coeficiente de reflexión desadaptado, y una carga adaptada es utilizada como estado frío. Con los resultados de la calibración del receptor se mide el factor de ruido de un FET y se calculan sus parámetros de ruido utilizando la técnica F_{50} .

En este capítulo se describe el procedimiento para caracterizar la relación de ruido en exceso de los dos dispositivos propuestos como fuentes de ruido coplanares: un *cold-FET* polarizado en inversa y un diodo en avalancha, presentado los resultados del ENR estimado de cada dispositivo. Asimismo se muestran los resultados de la calibración de segunda etapa del sistema de medida de ruido y de los parámetros de ruido de un PHEMT, en donde se utilizan dichas fuentes de ruido.

IV.2. RELACIÓN DE RUIDO EN EXCESO

Como se menciona en el capítulo anterior, la relación de ruido en exceso se define en función de la temperatura de ruido de dispositivo, denotada como T_d , que es la temperatura de la fuente de ruido coplanar, el *cold-FET* o el diodo en avalancha:

$$ENR = \frac{T_d}{T_0} - 1 \quad (IV.1)$$

Por ello, para calcular el ENR es necesario medir la temperatura de ruido del dispositivo. En (IV.1) se observa que si se tiene una incertidumbre de medida en T_d ésta se traslada directamente al ENR, denotado como ENR medido. Para reducir esta incertidumbre se propone utilizar un modelo de ruido, con lo cual se disminuye el rizado de medida del ENR medido, sin perder la variación suave en frecuencia inherente al propio parámetro.

Entonces, el procedimiento para caracterizar el ENR de la fuente de ruido es el siguiente:

- Medir la temperatura de ruido, T_d .
- Extraer el modelo del dispositivo; tarea que se divide en dos pasos: primero se calculan los elementos del circuito equivalente y posteriormente se extrae la densidad espectral total a la salida del dispositivo
- Estimar el ENR a partir del modelo de ruido extraído y del ENR medido.

IV.3. MEDIDA DE TEMPERATURA DE RUIDO DE FUENTES DE RUIDO COPLANARES

Para medir la temperatura de ruido, T_d , se utiliza el sistema mostrado en la Figura IV.1, similar al descrito en el Capítulo III. Antes de medir T_d se calculan los parámetros de ruido del receptor referidos al plano 2-2' de la Figura IV.1, utilizando para esto una fuente de ruido coaxial y aplicando el método descrito en el Capítulo III, apartado III.5.

Una vez conocidos los parámetros de ruido del receptor, se conecta una carga adaptada en el plano 2-2' (Figura IV.1(c)), considerada como carga de referencia, se mide su coeficiente de reflexión, Γ_{REF} y potencia de ruido, P_{REF} . Posteriormente se conecta la fuente de ruido coplanar: el *cold-FET* polarizado en inversa o el diodo en avalancha (Figura IV.1(a) y Figura IV.1(b), respectivamente), midiendo también su coeficiente de reflexión, Γ_d , y potencia de ruido, P_d , para cada punto de polarización. La temperatura de ruido de la fuente de ruido coplanar se define entonces, como:

$$T_d = R^d \cdot (T_{REF} + T_{REC}(\Gamma_{REF})) - T_{REC}(\Gamma_d) \quad (IV.2)$$

$$R^d = \frac{P_d / \mu(\Gamma_d, \Gamma_R)}{P_{REF} / \mu(\Gamma_{REF}, \Gamma_R)} \quad (IV.3)$$

donde $\mu(\Gamma_d, \Gamma_R)$ y $\mu(\Gamma_{REF}, \Gamma_R)$ son factores de desadaptación a la entrada del receptor, definidos en el capítulo anterior como:

$$\mu(\Gamma_S, \Gamma_L) = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S \Gamma_L|^2} \quad (IV.4)$$

donde Γ_L es igual al coeficiente de reflexión del receptor (Γ_R) y Γ_S es igual a Γ_d ó Γ_{REF} , según sea el caso. T_{REF} es la temperatura de la carga de referencia, que se asume igual a la temperatura ambiente, $T_a=300$ K, y T_{REC} es la temperatura de ruido del receptor evaluada para Γ_d y Γ_{REF} a través de los parámetros de ruido del receptor.

IV.4. COLD-FET POLARIZADO EN INVERSA [7],[8]

Uno de los dispositivos propuestos es un FET en frío o *cold-FET*, $V_{ds}=0$ V, con la puerta polarizada en inversa, cerca de la región de *breakdown*, ($V_{gs} < V_p$). Bajo estas condiciones de polarización, el efecto de *breakdown* del FET es la combinación de un efecto tunel y

avalancha, [9]. Sin embargo, para una tensión de puerta en condiciones de polarización normal el efecto tunel es el dominante [9],[10] y cuando esta tensión es cercana al voltaje de *pinch-off* el efecto dominante es el de avalancha, [11].

El circuito equivalente del *cold-FET* en inversa se plantea considerando dos diodos Schottky equivalentes conectados entre puerta y drenador y puerta y fuente, [7],[12]-[13]. En el modelo de ruido se asocia una fuente de ruido a cada diodo, i_{gs} e i_{gd} , respectivamente, no correladas entre ellas. Al resto de elementos pasivos se les atribuye una contribución de ruido térmico.

IV.4.1. CIRCUITO EQUIVALENTE EN PEQUEÑA SEÑAL

En la Figura IV.2 se muestra el circuito equivalente en pequeña señal del *cold-FET* en inversa. El circuito equivalente se divide en dos partes: una extrínseca y una intrínseca. Los elementos extrínsecos modelan los efectos parásitos de los PADS y resistencias de acceso. El FET intrínseco es modelado por una resistencia de drenador-fuente, R_{ds} , en paralelo con una capacidad, C_{ds} , y dos diodos equivalentes: uno entre puerta y drenador (R_{jgd} , C_{gd} , R_{gd}) y otro entre puerta y fuente (R_{jgs} , C_{gs} , R_{gs}), respectivamente.

Los elementos extrínsecos se asumen independientes de la polarización y se determinan de medidas a los parámetros S. Para esto se utiliza en el procedimiento descrito en el Capítulo II, para ello primero se polariza el FET en *pinch-off*, [14], calculando las capacidades C_{pg} y C_{pd} de la parte imaginaria de los parámetros de admitancia. Posteriormente, el FET se polariza en directa ($V_{ds}=0V$ y $V_{gs}>0V$), [15],[16], estimando las inductancias L_g , L_d y L_s de la parte imaginaria de los parámetros de impedancia, y las resistencias R_g , R_d y R_s de la parte real de la misma.

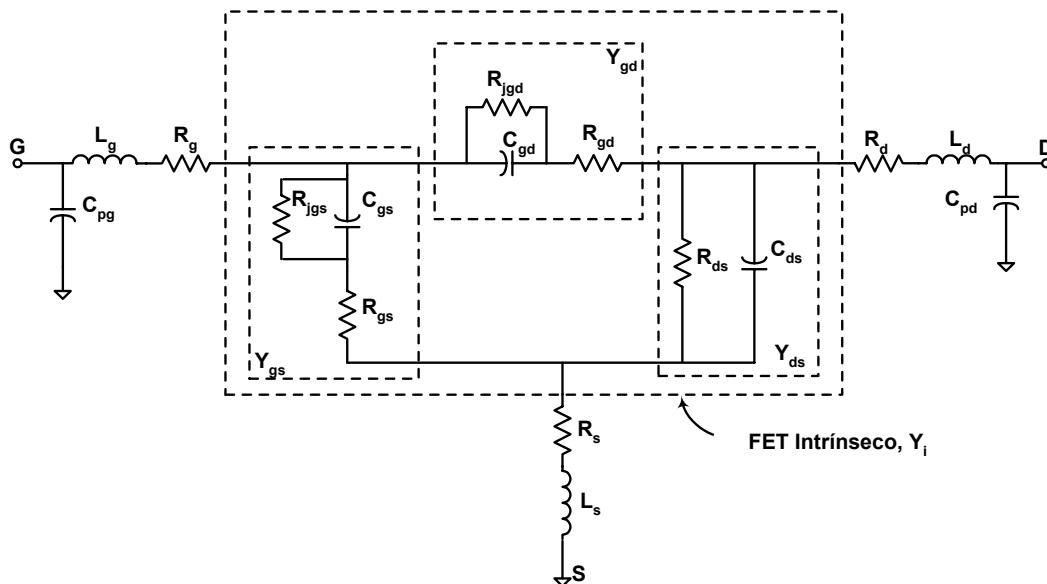


Figura IV.2 Circuito equivalente en pequeña señal del *cold-FET* polarizado en inversa

Una vez calculados los elementos extrínsecos, el FET se polariza en el punto de trabajo deseado, midiendo los parámetros S en cada caso. Posteriormente, se resta el efecto de los elementos extrínsecos, haciendo un *de-embedding* hasta el plano intrínseco del FET, para determinar la matriz de impedancias, Y_i . En la Figura IV.2 se observa que el FET intrínseco puede modelarse como un circuito π , en donde cada rama se define como: Y_{gs} , Y_{gd} e Y_{ds} .

Los elementos R_{ds} y C_{ds} se pueden calcular directamente de Y_{ds} , como se escribe a continuación:

$$R_{ds} = \frac{1}{\operatorname{Re}(Y_{ds})} \quad (\text{IV.5})$$

$$C_{ds} = \frac{\operatorname{Im}(Y_{ds})}{2\omega} \quad (\text{IV.6})$$

La extracción de los elementos de las ramas de puerta-drenador y puerta-fuente son estimados a partir de la solución de un sistema lineal de ecuaciones, expresado en términos de la impedancia de cada rama y de la frecuencia angular. Considerando que Y_{gs} tiene la siguiente respuesta en frecuencia:

$$\frac{1}{Y_{gs}^i} = Z_{gs}^i = \frac{R_{gs} + R_{jgs} + s_i(C_{jgs}R_{jgs}R_{gs})}{1 + s_iC_{jgs}R_{jgs}} \quad (\text{IV.7})$$

donde $s_i = j\omega_i$, $\omega_i = 2\pi f_i$ es la frecuencia angular en el i -ésimo punto de frecuencia, f_i , con $i=1, \dots, N_f$, y N_f es el número de puntos de frecuencia medidos. Reordenando (IV.7), se tiene el siguiente sistema lineal de ecuaciones:

$$Z_{gs}^i = \begin{bmatrix} 1 & s_i & -s_i Z_{gs}^i \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} R_{gs} + R_{jgs} \\ C_{jgs} R_{jgs} R_{gs} \\ C_{jgs} R_{jgs} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.8})$$

Resolviendo (IV.8) para $R_{gs} + R_{jgs}$, $C_{jgs}R_{jgs}R_{gs}$ y $C_{jgs}R_{jgs}$, utilizando para ello un método iterativo de optimización, por ejemplo el método del gradiente conjugado, donde los valores iniciales se obtienen aplicando una pseudo-inversa a (IV.8). Finalmente, de los términos de la solución del sistema se obtienen C_{jgs} , R_{jgs} y R_{gs} . De forma similar se calcula C_{jgd} , R_{jgd} y R_{gd} .

IV.4.2. MODELO DE RUIDO

En el modelo de ruido se consideran dos fuentes de ruido intrínsecas, no correladas, una asociada al diodo de puerta-fuente, i_{gs} , y otra asociada al diodo de puerta-drenador, i_{gd} , [7]. Se asume que todos los componentes pasivos contribuyen con ruido térmico excepto i_{gs} e i_{gd} , las cuales son modeladas como fuentes de ruido en el régimen de *pre-breakdown* [17]-[19]. La Figura IV.3 muestra el modelo de ruido del *cold-FET*, el cual incluye las fuentes de corriente de ruido i_{gs} e i_{gd} y las fuentes de tensión de ruido e_{Rgs} , e_{Rgd} , e_{Rds} , e_{Rg} , e_{Rd} y e_{Rs} , que representan el ruido térmico generado por los componentes pasivos.

La densidad espectral de corriente de la fuente de ruido de puerta se expresa como, [17]-[18]:

$$\overline{i_{gs}^2} = 2qI_{gs}M^2 \quad (\text{IV.9})$$

donde I_{gs} es la corriente puerta-fuente, M^2 es el factor multiplicativo de corriente bajo el régimen de *pre-breakdown*, que tiene un comportamiento paso-bajo en frecuencia, [18]-[22], y q es la carga del electrón (1.6×10^{-19} C). De forma análoga se escribe la expresión para la

densidad espectral de corriente de puerta-drenador $\overline{i_{gd}^2}$. Si se asume que el diodo es simétrico, la corriente que circula por puerta-fuente es aproximadamente igual a la que circula por puerta-drenador, $I_{gs} \approx I_{gd} \approx I_{pol}/2$, los factores multiplicativos son aproximadamente iguales, y por lo tanto, las densidades espectrales de corriente también son aproximadamente iguales, $\overline{i_{gs}^2} \approx \overline{i_{gd}^2}$.

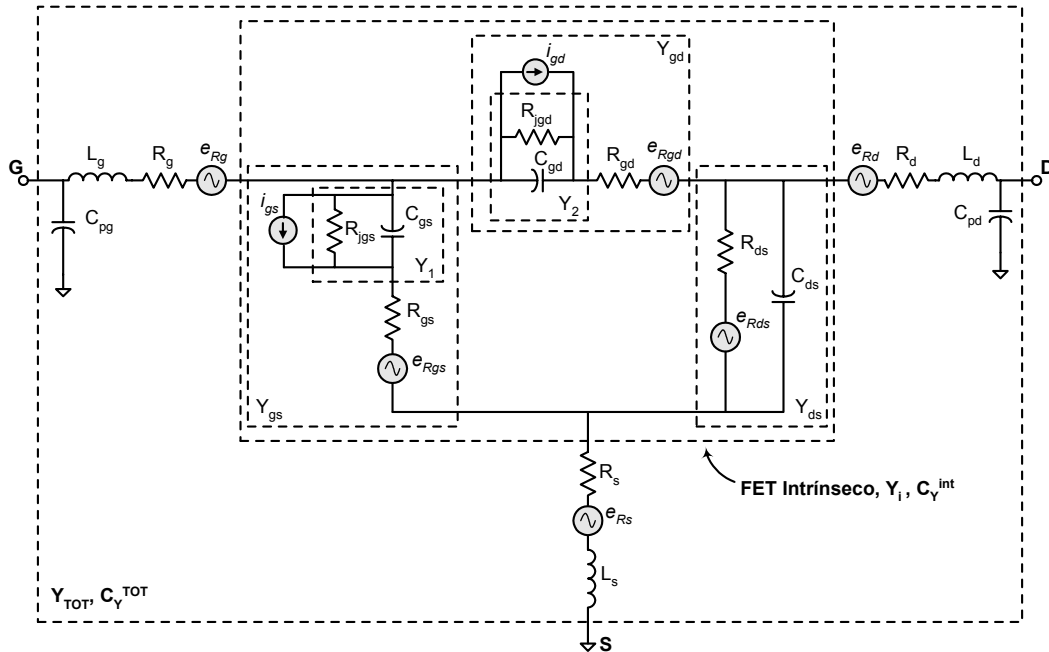


Figura IV.3 Modelo de ruido del cold-FET polarizado en inversa

El objetivo del análisis del modelo de ruido es determinar la densidad espectral de corriente de ruido en la terminal puerta-fuente, con el drenador-fuente cargado con una admitancia, Y_s . Para ello, primero se calcula la matriz de correlación del transistor intrínseco, agregando posteriormente los elementos parásitos y obtener de esta manera la matriz de correlación total en configuración de admitancia. Una vez que se conoce dicha matriz se calcula la densidad espectral equivalente entre puerta-fuente. Con este resultado se determina la temperatura equivalente de ruido y se estima el ENR del dispositivo.

Los elementos de la matriz de correlación del *cold-FET* intrínseco, C_Y^{int} , de acuerdo a la configuración π del circuito, se escriben como:

$$\begin{aligned}
 C_{Y11}^{int} &= 4kT_a R_{gs} |Y_{gs}|^2 + 4kT_a R_{gd} |Y_{gd}|^2 + \overline{i_{gs}^2} \left| \frac{Y_{gs}}{Y_1} \right|^2 + \overline{i_{gd}^2} \left| \frac{Y_{gd}}{Y_2} \right|^2 \\
 C_{Y22}^{int} &= 4kT_a \frac{1}{R_{ds}} + 4kT_a R_{gd} |Y_{gd}|^2 + \overline{i_{gd}^2} \left| \frac{Y_{gd}}{Y_2} \right|^2 \\
 C_{Y12}^{int} &= C_{Y21}^{int*} = -4kT_a R_{gd} |Y_{gd}|^2 - \overline{i_{gd}^2} \left| \frac{Y_{gd}}{Y_2} \right|^2
 \end{aligned} \tag{IV.10}$$

Las fuentes de ruido de tensión del *cold-FET* intrínseco se definen como: $\overline{e_{R_{gd}}^2} = 4kT_a R_{gd}$, $\overline{e_{R_{gs}}^2} = 4kT_a R_{gs}$ y $\overline{e_{R_{ds}}^2} = 4kT_a R_{ds}$, [23]-[24]. Y_{gs} , Y_{gd} , Y_1 e Y_2 son admitancias

equivalentes del circuito intrínseco, como se muestra en la Figura IV.3. Escribiendo $\mathbf{C}_Y^{\text{int}}$ en forma matricial:

$$\mathbf{C}_Y^{\text{int}} = \mathbf{H}_0 \cdot \mathbf{H}_Y \cdot \begin{bmatrix} \overline{i_{gs}^2} & 0 \\ 0 & \overline{i_{gd}^2} \end{bmatrix} \cdot (\mathbf{H}_0 \cdot \mathbf{H}_Y)^\dagger + 4kT_a \cdot (\mathbf{H}_1 \cdot \mathbf{Y}_P \cdot \mathbf{H}_1^\dagger) \quad (\text{IV.11})$$

el súper-índice ‘†’ indica la traspuesta conjugada. El segundo término de la expresión (IV.11) es la suma de las contribuciones térmicas del *cold-FET* intrínseco. \mathbf{H}_Y , \mathbf{H}_0 y \mathbf{H}_1 son matrices de transformación que se definen como:

$$\mathbf{H}_0 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.12})$$

$$\mathbf{H}_Y = \begin{bmatrix} \frac{Y_{gs}}{Y_1} & 0 \\ 0 & \frac{Y_{gd}}{Y_2} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.13})$$

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.14})$$

\mathbf{Y}_P es una matriz diagonal con unidades de admitancia:

$$\mathbf{Y}_P = \begin{bmatrix} R_{gs} |Y_{gs}|^2 & 0 & 0 \\ 0 & R_{gd} |Y_{gd}|^2 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_{ds}} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.15})$$

Transformando $\mathbf{C}_Y^{\text{int}}$ a la configuración de impedancia y agregando las fuentes de tensión de ruido de las resistencias parásitas, se obtiene la matriz de correlación total del *cold-FET* en configuración de impedancia, $\mathbf{C}_Z^{\text{TOT}}$, [23]-[24]:

$$\mathbf{C}_Z^{\text{TOT}} = \mathbf{Z}_i \cdot \mathbf{C}_Z^{\text{int}} \cdot \mathbf{Z}_i^\dagger + 4kT_a \cdot \begin{bmatrix} R_g + R_s & R_s \\ R_s & R_d + R_s \end{bmatrix} \quad (\text{IV.16})$$

donde \mathbf{Z}_i es el inverso de la admitancia intrínseca, $\mathbf{Z}_i = \mathbf{Y}_i^{-1}$. Las fuentes de ruido de los elementos parásitos se definen como: $\overline{e_{R_g}^2} = 4kT_a R_g$, $\overline{e_{R_d}^2} = 4kT_a R_d$ y $\overline{e_{R_s}^2} = 4kT_a R_s$. Por último se transforma $\mathbf{C}_Z^{\text{TOT}}$ a la configuración de admitancia, $\mathbf{C}_Y^{\text{TOT}}$, multiplicando por la matriz de paso \mathbf{Y}_{TOT} , se tiene:

$$\mathbf{C}_Y^{\text{TOT}} = \mathbf{Y}_{\text{TOT}} \cdot \mathbf{C}_Z^{\text{TOT}} \cdot \mathbf{Y}_{\text{TOT}}^\dagger \quad (\text{IV.17})$$

donde \mathbf{Y}_{TOT} es la matriz de admitancia del *cold-FET* incluyendo los elementos parásitos. Sustituyendo (IV.11) y (IV.16) en (IV.17) y reordenando para escribir $\mathbf{C}_Y^{\text{TOT}}$ en función de i_{gs} e i_{gd} .

$$\mathbf{C}_Y^{\text{TOT}} = \mathbf{Q} \cdot \begin{bmatrix} \overline{i_{gs}^2} & 0 \\ 0 & \overline{i_{gd}^2} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{Q}^\dagger + \mathbf{C}_Y^e \quad (\text{IV.18})$$

$$\mathbf{Q} = \mathbf{Y}_{\text{TOT}} \cdot \mathbf{Z}_i \cdot \mathbf{H}_0 \cdot \mathbf{H}_Y \quad (\text{IV.19})$$

$$\mathbf{C}_Y^e = 4kT_a \cdot \mathbf{Y}_{\text{TOT}} \cdot \left(\mathbf{Z}_i \cdot \mathbf{H}_1 \cdot \mathbf{Y}_P \cdot (\mathbf{Z}_i \cdot \mathbf{H}_1)^\dagger + \begin{bmatrix} R_g + R_s & R_s \\ R_s & R_d + R_s \end{bmatrix} \right) \cdot \mathbf{Y}_{\text{TOT}}^\dagger \quad (\text{IV.20})$$

Para determinar la densidad espectral equivalente entre puerta-fuente se considera que el puerto de drenador-fuente está cargado con una admitancia Y_S , como se muestra en el esquema de la Figura IV.4. En dicho esquema se considera la configuración de admitancia de un bipuerto ruidoso, [25], donde el *cold-FET* se representa como un bipuerto libre de ruido con dos fuentes equivalentes de corriente de ruido conectadas a la entrada y salida, i_{n1} e i_{n2} , (para mayores detalles ver Anexo A). A la admitancia conectada entre el drenador y fuente, Y_S , se le asocia una fuente de corriente de ruido, i_s . En el esquema se indican los planos coplanares de las sondas de prueba, 1-1' y 2-2', de acuerdo al sistema de medida de ruido mostrado en la Figura IV.1.

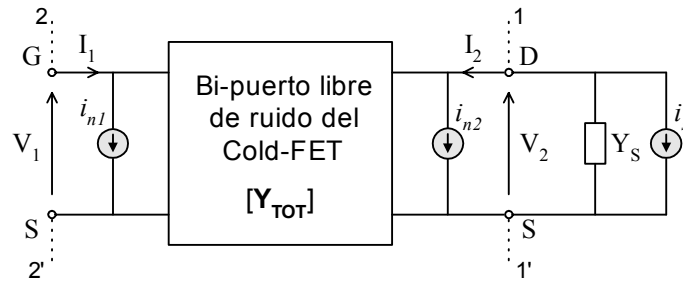


Figura IV.4 Diagrama del *cold-FET* polarizado en inversa, representado como un bipuerto ruidoso en su configuración de admitancia, con una admitancia Y_S conectada entre drenador y fuente con una fuente de ruido i_s asociada. Se indican los planos de contacto del sistema de medida de ruido: 1-1' y 2-2'

De la Figura IV.4 las corrientes I_1 e I_2 se escriben como, [25]:

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 + i_{n1} \quad (\text{IV.21})$$

$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 + i_{n2} \quad (\text{IV.22})$$

donde

$$-I_2 = Y_S V_2 + i_s \quad (\text{IV.23})$$

Sustituyendo (IV.23) y en (IV.22) y despejando V_2 se tiene:

$$V_2 = \frac{-Y_{21}V_1 - i_{n2} - i_s}{Y_S + Y_{22}} \quad (\text{IV.24})$$

Sustituyendo V_2 (IV.24) en I_1 (IV.21):

$$I_1 = \left(Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_S + Y_{22}} \right) V_1 - \frac{Y_{12}i_{n2} + Y_{12}i_s}{Y_S + Y_{22}} + i_{n1} \quad (IV.25)$$

En (IV.25) se observa que I_1 es igual a la suma de un término libre de ruido más un término ruidoso. Este último lo definimos como i_o y es igual a:

$$i_o = i_{n1} + P(i_{n2} + i_s) \quad (IV.26)$$

para simplificar la expresión se ha utilizado la variable auxiliar P:

$$P = -\frac{Y_{12}}{Y_S + Y_{22}} \quad (IV.27)$$

Notar que la variable P es diferente al factor adimensional P utilizado en el modelo de ruido de admitancias del FET, definido en el Capítulo II. Calculando el valor cuadrático medio de i_o , asumiendo que i_s no está correlada con i_{n2} :

$$\overline{i_o^2} = |P|^2 \overline{i_s^2} + \overline{i_{n1}^2} + |P|^2 \overline{i_{n2}^2} + P^* \overline{i_{n1}i_{n2}^*} + P \overline{i_{n2}i_{n1}^*} \quad (IV.28)$$

donde $\overline{i_o^2}$ es la densidad espectral de corriente de salida, e $\overline{i_s^2}$ es igual a $4kT_a \text{Re}(Y_S)$. Reordenando (IV.28) y representándola en forma matricial tenemos:

$$\overline{i_o^2} = |P|^2 \overline{i_s^2} + [1 \quad P] \begin{bmatrix} \overline{i_{n1}^2} & \overline{i_{n1}i_{n2}^*} \\ \overline{i_{n2}i_{n1}^*} & \overline{i_{n2}^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ P^* \end{bmatrix} \quad (IV.29)$$

En (IV.29) se observa que el arreglo matricial de i_{n1} e i_{n2} es precisamente la definición de la matriz de correlación en configuración de admitancia, en este caso de $\mathbf{C}_Y^{\text{TOT}}$, es decir:

$$\mathbf{C}_Y^{\text{TOT}} = \begin{bmatrix} \overline{i_{n1}^2} & \overline{i_{n1}i_{n2}^*} \\ \overline{i_{n2}i_{n1}^*} & \overline{i_{n2}^2} \end{bmatrix} \quad (IV.30)$$

Entonces, sustituyendo (IV.18) en (IV.29), se obtiene la expresión de la densidad espectral de corriente de salida del *cold-FET* en función de las fuentes de ruido intrínsecas, i_{gs} e i_{gd} :

$$\overline{i_o^2} = |P|^2 \overline{i_s^2} + [1 \quad P] \cdot \left(\mathbf{Q} \cdot \begin{bmatrix} \overline{i_{gs}^2} & 0 \\ 0 & \overline{i_{gd}^2} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{Q}^\dagger + \mathbf{C}_Y^e \right) \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ P^* \end{bmatrix} \quad (IV.31)$$

Reordenando y simplificando (IV.31):

$$\overline{i_o^2} = \mathbf{H} \cdot \begin{bmatrix} \overline{i_{gs}^2} & 0 \\ 0 & \overline{i_{gd}^2} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{H}^\dagger + \overline{i_{oe}^2} \quad (IV.32)$$

con

$$\overline{i_{oe}^2} = 4kT_a \left(|P|^2 \operatorname{Re}(Y_s) + \mathbf{U} \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{U}^\dagger + \mathbf{V} \cdot \mathbf{Y}_p \cdot \mathbf{V}^\dagger \right) \quad (\text{IV.33})$$

$$\mathbf{H} = [1 \quad P] \cdot \mathbf{Q} \quad (\text{IV.34})$$

$$\mathbf{U} = [1 \quad P] \cdot \mathbf{Y}_{\text{TOT}} \quad (\text{IV.35})$$

$$\mathbf{V} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{Z}_i \cdot \mathbf{H}_1 \quad (\text{IV.36})$$

\mathbf{R} es la matriz de resistencias parásitas:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_g + R_s & R_s \\ R_s & R_d + R_s \end{bmatrix} \quad (\text{IV.37})$$

\mathbf{H}_1 , \mathbf{Y}_p , y \mathbf{Q} se han definido previamente en (IV.14), (IV.15) y (IV.19, igual que \mathbf{Z}_i e \mathbf{Y}_{TOT} , que son la impedancia intrínseca y la admitancia total del *cold-FET*.

En (IV.32) la densidad de corriente $\overline{i_o^2}$ se divide en la contribución de las fuentes de ruido intrínsecas, i_{gs} e i_{gd} , y la contribución de ruido térmico $\overline{i_{oe}^2}$, donde esta última es únicamente función de los elementos del circuito equivalente y de la admitancia Y_s . Se puede observar que si se conoce $\overline{i_o^2}$ se pueden calcular $\overline{i_{gs}^2}$ e $\overline{i_{gd}^2}$. Para ello $\overline{i_o^2}$ se expresa en función de la temperatura de ruido efectiva del *cold-FET* polarizado en inversa, como:

$$\overline{i_o^2} = 4kT_d^{CF} \operatorname{Re}(Y_d^{CF}) \quad (\text{IV.38})$$

donde T_d^{CF} es la temperatura de ruido medida del *cold-FET* en inversa, dada por (IV.2), y Y_d^{CF} es la admitancia del dispositivo en el plano de referencia de 2-2' (Figura IV.1(a)), que se calcula del coeficiente de reflexión Γ_d^{CF} medido. En Y_d y T_d se ha agregado el super-índice CF para denotar que son medidas del *cold-FET*.

Así, sustituyendo (IV.38) en (IV.32) y considerando que $\overline{i_{gs}^2} \approx \overline{i_{gd}^2}$, se calcula $\overline{i_{gs}^2}$ como:

$$\overline{i_{gs}^2} = \left(4kT_d^{CF} \operatorname{Re}(Y_d^{CF}) - \overline{i_{oe}^2} \right) \cdot (\mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^\dagger)^{-1} \quad (\text{IV.39})$$

Sustituyendo (IV.39) en (IV.9) y despejando se obtiene el factor multiplicativo M^2 , denotado como valor medido, en cada punto de frecuencia.

IV.4.3. ELEMENTOS DEL CIRCUITO EQUIVALENTE Y ENR ESTIMADO DEL COLD-FET EN INVERSA

IV.4.3.1. Elementos del circuito equivalente

El dispositivo utilizado como *cold-FET* polarizado en inversa es un HEMT FhG-IAF con longitud de puerta de 0.3 μm y ancho de 2x50 μm . Éste se ha polarizado con $V_{gs} < -4.5\text{V}$ y $V_{ds} = 0\text{V}$. En la Tabla IV.1 se muestran los valores calculados de los elementos del circuito equivalente del *cold-FET* en inversa para tres puntos de polarización, siguiendo el procedimiento presentado en IV.4.1.

Tabla IV.1 Elementos del circuito equivalente del cold-FET en inversa

Elementos parásitos		Elementos intrínsecos	Punto de polarización		
			$V_{gs} = -6.0 \text{ V}$, $I_{gs} = 0.87 \text{ mA}$	$V_{gs} = -6.0 \text{ V}$, $I_{gs} = 0.78 \text{ mA}$	$V_{gs} = -6.0 \text{ V}$, $I_{gs} = 0.34 \text{ mA}$
C_{pg} (fF)	7.43	C_{gs} (fF)	23.74	25.15	25.80
C_{pd} (fF)	19.58	C_{gd} (fF)	25.01	25.30	26.09
L_g (pH)	34.44	C_{ds} (fF)	6.57	5.69	5.71
L_d (pH)	19.58	R_{jgs} (k Ω)	0.99	1.24	2.52
L_s (pH)	1.62	R_{jgd} (k Ω)	1.06	1.36	2.76
R_g (Ω)	2.63	R_{gs} (Ω)	2.28	1.26	0.01
R_d (Ω)	3.72	R_{gd} (Ω)	0.01	0.01	0.01
R_s (Ω)	5.16	R_{ds} (k Ω)	7.95	32.51	60.16

En la Figura IV.5 se comparan los parámetros S medidos y estimados del cold-FET en el margen de frecuencia de 2-40 GHz, para $V_{gs} = -6.0 \text{ V}$ e $I_{gs} = 0.87 \text{ mA}$. Se observa que los parámetros S estimados coinciden con los parámetros S medidos en todo el rango de frecuencia, con ligeras diferencias en la parte real de S_{12} y S_{21} , sin embargo, éstas son menores al 5% respecto a los parámetros S medidos. Por otro lado, se puede observar que el dispositivo es recíproco, ya que $S_{12} \approx S_{21}$. Sin embargo, no es completamente simétrico, ya que la parte real de S_{11} es ligeramente menor a la real de S_{22} , lo cual se debe al efecto de la admitancia entre drenador y fuente, Y_{ds} , que no se tiene entre puerta-fuente; no obstante, dicho efecto es poco significativo. Así, el asumir que $\overline{i_{gs}^2} \approx \overline{i_{gd}^2}$ no es incorrecto, como se corrobora al calcular los elementos de los diodos puerta-fuente (C_{gs} , R_{jgs} y R_{gs}) y puerta-drenador (C_{gd} , R_{jgd} y R_{gd}), en donde los valores son similares.

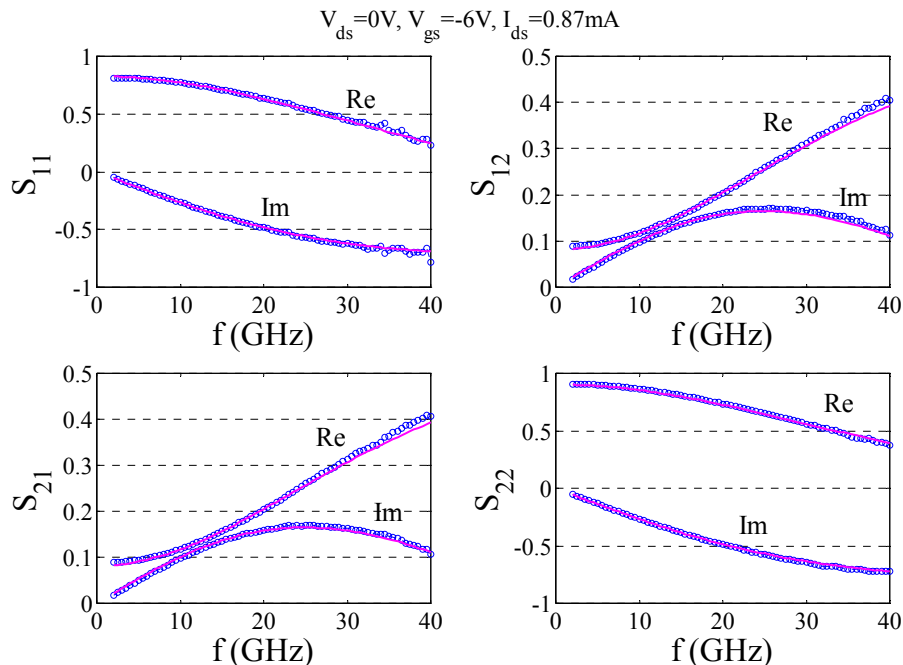


Figura IV.5 Parámetros S medidos (-) y estimados (o) del cold-FET con la puerta polarizada en inversa

IV.4.3.2. ENR estimado

En la Figura IV.6 se muestra con líneas punteadas el factor M^2 calculado de acuerdo al procedimiento descrito en la sección IV.4.2, que se denota como M^2 medido, para los mismos puntos de polarización en los que se extrajeron los elementos del circuito equivalente. Se puede notar que al factor M^2 se sobrepone un rizado que es reflejo de la incertidumbre en T_d^{CF} medida. Ésta se debe principalmente a incertidumbres en: la medida de potencias, en la determinación de las pérdidas del adaptador de entrada (coaxial-coplanar) y en el ENR de la fuente de ruido coaxial utilizada para calibrar el receptor. Además, el rizado en frecuencias inferiores a 15 GHz se atribuye a desadaptaciones entre el dispositivo medido y la entrada al receptor. No obstante, en los resultados de M^2 se observa una variación suave con la frecuencia, por lo que es de esperar que si se aplica un método de regresión en M^2 se reducirá la incertidumbre de medida, sin perder dichas variaciones en frecuencia. En este caso, se interpola el factor M^2 medido, en escala logarítmica, con polinomio de 5^o orden. Una vez que se ha estimado M^2 , se calcula nuevamente $\overline{i_{gs}^2}$ de (IV.9), $\overline{i_o^2}$ de (IV.32) y finalmente se estima T_d^{CF} despejando de (IV.38). Entonces, el valor de ENR estimado, para cada punto de frecuencia, se obtiene aplicando T_d^{CF} estimada a (IV.1). En la Figura IV.6 se presenta con línea continua la interpolación del factor M^2 , donde se observa que se ha reducido notablemente el *jitter* de medida.

En la Figura IV.7 se muestra la temperatura de ruido medida y estimada utilizando el modelo de ruido del *cold-FET*, a partir de M^2 interpolado. Se puede observar que la incertidumbre de medida en temperatura de ruido se reduce considerablemente cuando se aplica el modelo de ruido del dispositivo. En la Figura IV.8 se muestra el ENR medido y estimado, también se observa una considerable reducción en la incertidumbre en el ENR medido cuando se aplica el procedimiento propuesto. El nivel de ENR que se obtiene con este dispositivo es superior a 8 dB a 40 GHz.

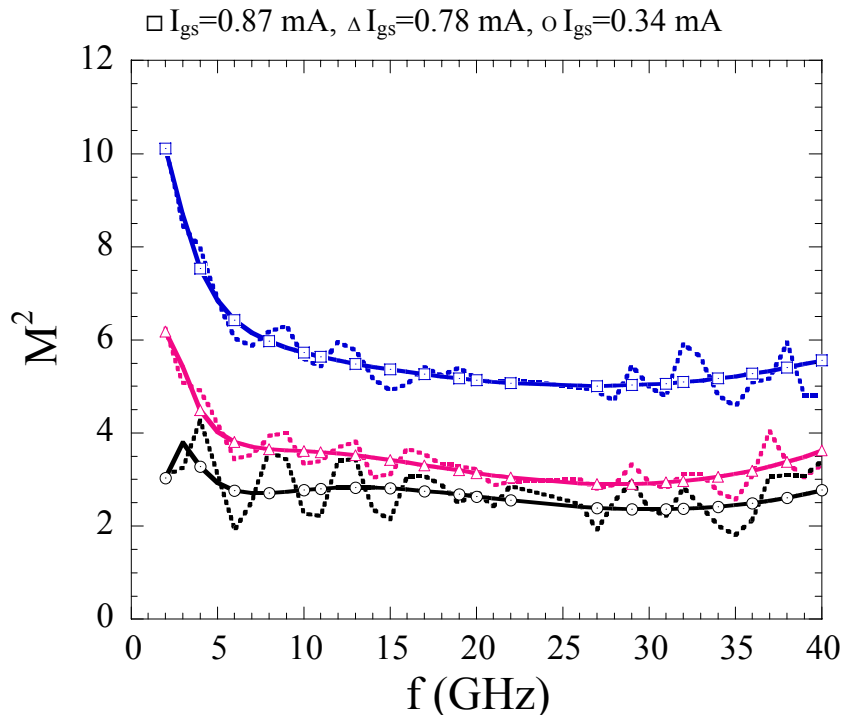


Figura IV.6 Factor multiplicativo M^2 , medido (- -) e interpolado (-), de un *cold-FET* polarizado en inversa

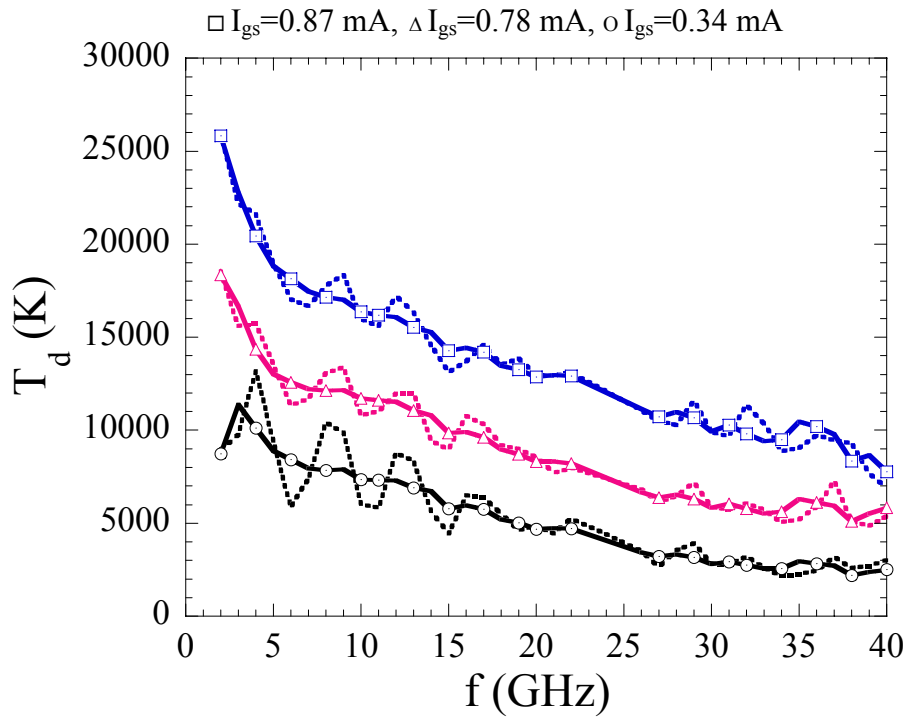


Figura IV.7 Temperatura de ruido, medida (- -) y estimada (-), de un cold-FET polarizado en inversa

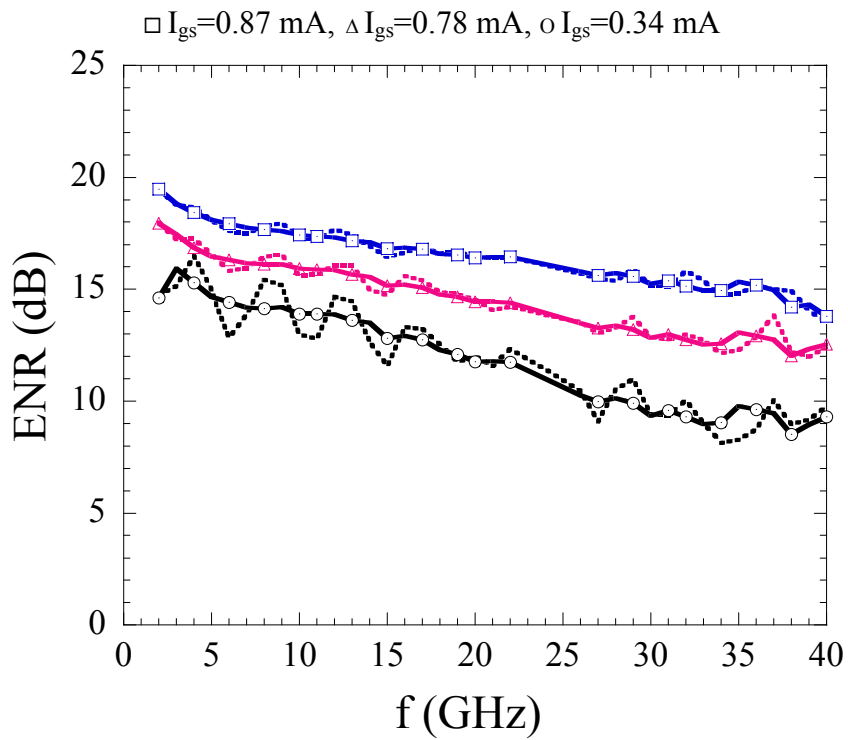


Figura IV.8 Relación de ruido en exceso, ENR, medida (- -) y estimada (-) de un cold-FET polarizado en inversa

IV.5. DIODO EN AVALANCHA [26]-[29]

Otro dispositivo propuesto como fuente de ruido coplanar es un diodo en avalancha, [26]. Las fuentes de ruido comerciales son generadas en su mayoría mediante este tipo de dispositivos, con un atenuador conectado a la salida para adaptarlo. Estos son implementados en configuraciones de fuentes de ruido tipo coaxial o en guía de onda, [19],[30]-[33]. En el caso del diodo en avalancha propuesto no se tiene directamente terminación coplanar, por lo que el dispositivo se ha conectado a una transición coplanar-microstrip¹, como se muestra en la Figura IV.9.

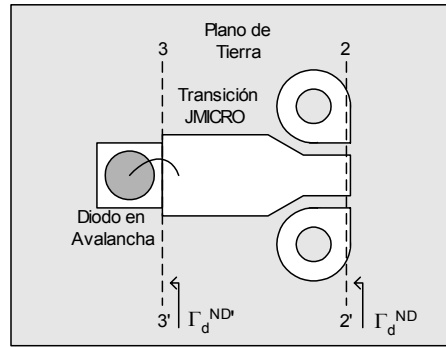


Figura IV.9 Diodo en avalancha conectado a una transición coplanar-microstrip

El procedimiento para estimar el ENR es el mismo que el del *cold-FET*:

- Obtener el modelo en pequeña señal del dispositivo
- A partir de un modelo de ruido, calcular la densidad espectral de corriente de salida.
- Expresar la densidad espectral de corriente de salida del diodo en función de la temperatura de ruido medida.
- Estimar el ENR a partir de la expresión de la densidad espectral de corriente, la cual es función de la temperatura y del modelo de ruido, [27] .

Para obtener el modelo en pequeña señal y de ruido, así como la estimación del ENR, se utilizan medidas en el plano de referencia del dispositivo, plano 3-3' en la Figura IV.9; para ello se desplaza el coeficiente de reflexión y la temperatura de ruido medidos del plano 2-2' al plano 3-3' a través de la transición coplanar-microstrip (Figura IV.1(b) y Figura IV.9). Los parámetros S de la transición se han determinado previamente, aplicando un desarrollo matemático similar al empleado en las técnicas TRL para corregir los errores sistemáticos de un analizador de redes vectorial. En el anexo D se describe con detalle el procedimiento utilizado para caracterizar dicha transición, [34]-[35].

Así, las medidas del coeficiente de reflexión Γ_d^{ND} tomadas en el plano coplanar son referidas a la entrada del diodo, $\Gamma_d^{ND'}$, mediante la siguiente expresión:

$$\Gamma_d^{ND'} = \frac{S_{11}^T - \Gamma_d^{ND}}{\Delta^T - S_{11}^T \Gamma_d^{ND}} \quad (IV.40)$$

donde S_{ij}^T , con $i=1,2$ y $j=1,2$, son los parámetros S de la transición y $\Delta^T = S_{11}^T \cdot S_{22}^T - S_{12}^T \cdot S_{21}^T$. Por ejemplo, en la Figura IV.10 se dibuja el coeficiente de reflexión del diodo medido en el plano coplanar de la transición, Γ_d^{ND} (plano 2-2' en la Figura IV.9) y el coeficiente de

¹ De Jmicro™-Technologies

reflexión trasladado al plano microstrip, Γ_d^{ND} (plano 3-3' en la Figura IV.9). Se observa que el efecto de la transición es básicamente un desplazamiento en fase.

Para referir la temperatura de ruido a la entrada del diodo (T_d^{ND}) la temperatura T_d^{ND} , medida directamente en el plano coplanar, se traslada a través de la transición mediante la siguiente expresión:

$$T_d^{ND'} = \frac{T_d^{ND}}{G_{av}^t} - T_a \left(\frac{1}{G_{av}^t} - 1 \right) \quad (IV.41)$$

donde, G_{av}^t es la ganancia disponible de la transición calculada a partir de los parámetros S estimados, que a efectos reales no se tiene ganancia sino pérdidas. La Figura IV.11 muestra un ejemplo de la temperatura de ruido medida de un diodo en avalancha, en el plano coplanar y a la entrada del dispositivo; se puede observar que el efecto de la transición se refleja básicamente como un incremento de pérdidas, que se manifiesta en menor temperatura de ruido. Al igual que en el *cold-FET*, se agrega el super-índice ND para indicar medidas del diodo de ruido.

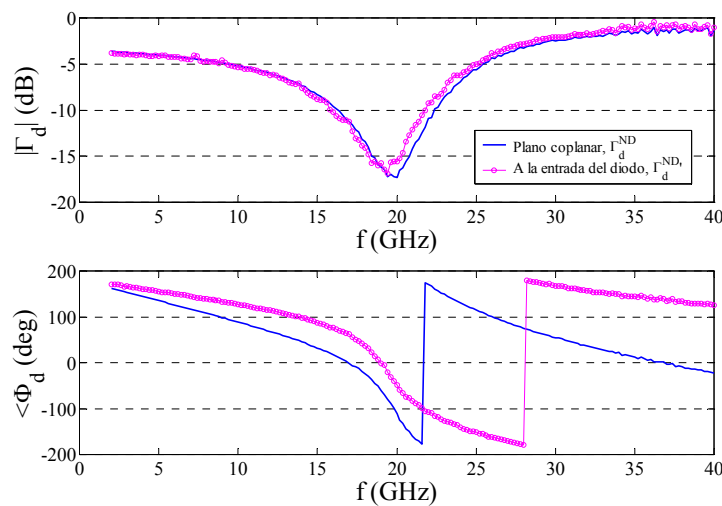


Figura IV.10 Coeficiente de reflexión del diodo medido en el plano coplanar 2-2', Γ_d^{ND} , y a la entrada del diodo, plano 3-3', $\Gamma_d^{ND'}$,

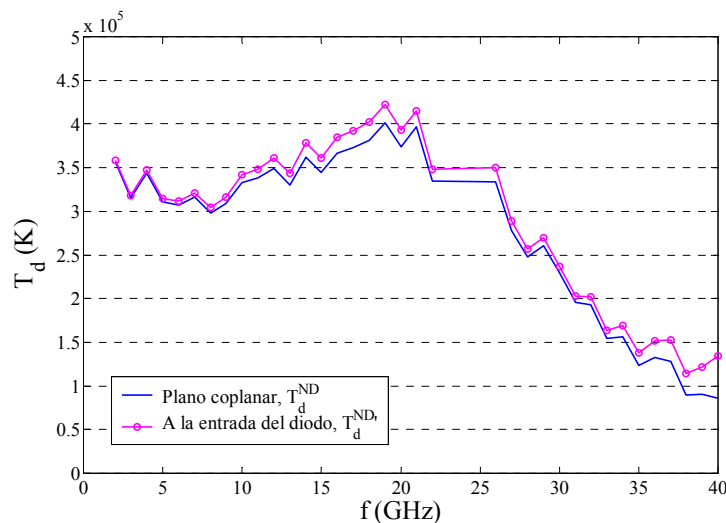


Figura IV.11 Temperatura de ruido del diodo medida en el plano coplanar 2-2', T_d^{ND} y a la entrada del diodo, plano 3-3', $T_d^{ND'}$,

IV.5.1. MODELO EN PEQUEÑA SEÑAL

El diodo polarizado en inversa $V_d < 0$, bajo el régimen de avalancha, según la teoría de Read, [20],[36]-[37], se divide en dos regiones: una de avalancha y otra de deriva. La región de avalancha se modela como un elemento reactivo y la región de deriva se modela con un resistencia en serie o bien en paralelo con una capacidad [31],[37]-[38].

Por otro lado, en [39] se ha propuesto un modelo similar, en donde se divide el diodo en tres regiones: 1) la zona de avalancha, que se asume estrecha de tal forma que la carga espacial y el retardo de la señal pueden ser ignorados; 2) la zona de deriva, donde no se generan portadores, pero los efectos de carga espacial y tiempo de tránsito son importantes; 3) y la zona inactiva, la cual agrega un resistencia parásita. El esquema del diodo en avalancha se muestra en la Figura IV.12(a), identificando las zonas de avalancha, deriva e inactiva. La Figura IV.12(b) muestra el flujo de corriente a través del dispositivo.

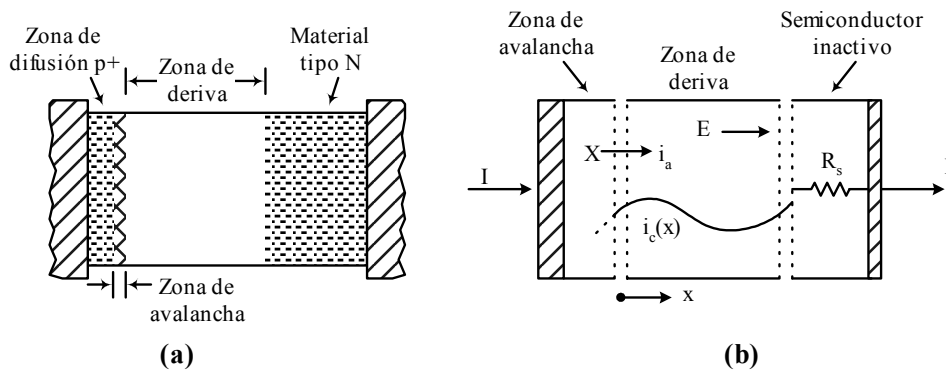


Figura IV.12 (a) Unión p-n polarizada en inversa (condiciones de avalancha). (b) Modelo del diodo en avalancha

De acuerdo al análisis desarrollado en [39], la región de avalancha se modela mediante una capacidad en paralelo con un inductor, C_a y L_a , respectivamente; la región de deriva se modela con una resistencia variable en serie, R_d , y una reactancia que en modelo final se suma a la reactancia de la región de avalancha; y la región inactiva se modela como una resistencia parásita en serie de valor fijo, R_s , Figura IV.13. Los elementos de la región de deriva y avalancha son función de la frecuencia de medida, de la frecuencia de avalancha y de las características físicas del dispositivo, como longitud y área de la región de avalancha.

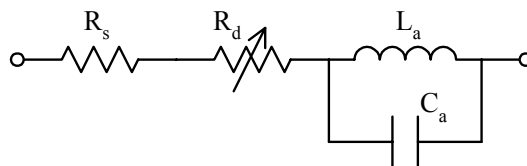


Figura IV.13 Circuito equivalente de un diodo en avalancha propuesto en [39]

En esta Tesis se utiliza una topología del circuito intrínseco del diodo similar a la propuesta por Gilden, [39], agregando una resistencia en paralelo, R_j , asociada a la región de agotamiento (zona de avalancha más zona de deriva), [28]. En el circuito total de diodo, además de considerar la resistencia de acceso, R_s , se agrega una capacidad parásita en paralelo y una inductancia parásita en serie, C_p y L_p , respectivamente, que se atribuyen al PAD y *bondings* (hilos de contacto), como se muestra en la Figura IV.14,

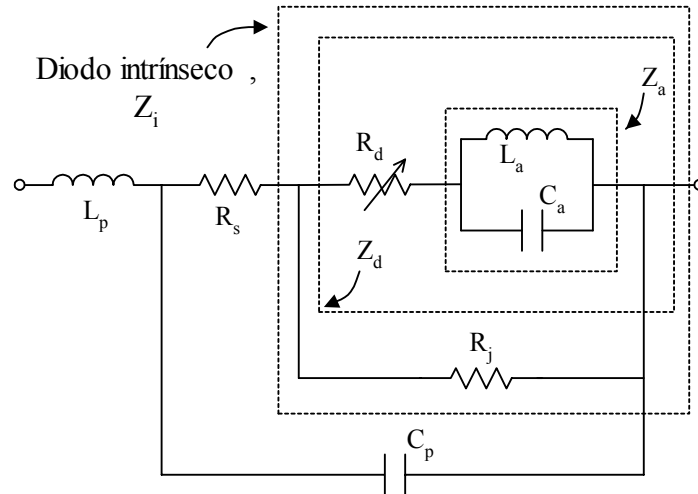


Figura IV.14 Circuito equivalente del diodo en avalancha, incluyendo los elementos parásitos

Los elementos parásitos o extrínsecos, L_p , C_p y R_s son independientes de la polarización y se obtienen de forma similar al procedimiento descrito en el Capítulo II. Los elementos intrínsecos se calculan por optimización, partiendo de valores iniciales calculados según la teoría presentada en [39].

IV.5.1.1. Elementos parásitos

La resistencia de acceso, R_s , y la inductancia parásita, L_p , se calculan de los parámetros de impedancia, mediante la transformación del coeficiente de reflexión² medido en directa, $V_d > V_{bi} \approx 0.8$ V, [31]. El circuito equivalente bajo estas condiciones de polarización es simplemente L_p en serie con R_s y con la resistencia de unión del diodo, R_D , como se muestra en la Figura IV.15(a), en donde a baja frecuencia se considera despreciable el efecto de la capacidad C_p , al igual que la capacidad de unión de diodo. La impedancia equivalente es igual a:

$$Z_{eq_f} = j\omega L_p + R_s + R_D \quad (IV.42)$$

y R_D es inversamente proporcional a la corriente, I_d :

$$R_D = \frac{nkT}{qI_d} \quad (IV.43)$$

Así, la parte real de Z_{eq_f} se escribe como:

$$\text{Re}(Z_{eq_f}) = R_s + \frac{nkT}{qI_d} \quad (IV.44)$$

donde R_s es el punto de cruce por la ordenada de la recta $\text{Re}(Z_{eq_f})$ versus $1/I_d$, como se muestra en la Figura IV.16(a).

² Se indica coeficiente de reflexión en lugar de parámetros S por ser un dispositivo en reflexión, de un sólo puerto.

La inductancia L_p se calcula directamente de la pendiente de la parte imaginaria de Z_{eq_f} que es función de la frecuencia angular, ω .

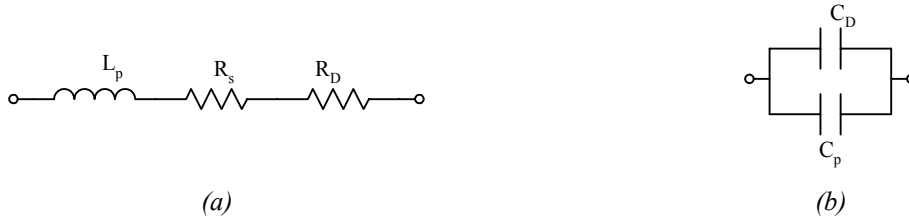


Figura IV.15 Circuito equivalente del diodo polarizado: (a) en directa, (b) en pinch-off

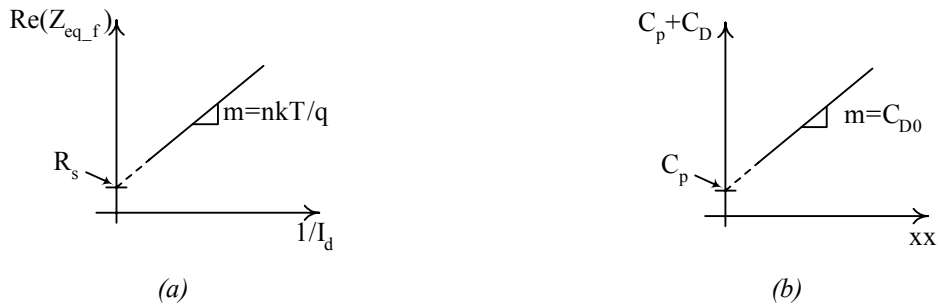


Figura IV.16 (a) Curva de $Re(Z_{eq_f})$ versus $1/I_d$. (b) Curva de $Im(Y_{eq_p})$ versus xx , donde $xx = 1/\sqrt{1 - V_d/V_{bi}}$

Para calcular la capacidad parásita, C_p , se emplean los parámetros de admitancia, calculados a partir del coeficiente de reflexión medido en *pinch-off*, $V_{pre-breakdown} < V_d < 0$. Estos puntos suceden para corrientes del orden de décimas de μA . El circuito equivalente se muestra en la Figura IV.15(b), en donde para frecuencias menores a 5 GHz se considera el paralelo de la capacidad parásita, C_p , con una capacidad intrínseca del diodo, C_D . La admitancia equivalente de este circuito es igual a:

$$Y_{eq_p} = j\omega(C_p + C_D) \quad (IV.45)$$

En (IV.45) se observa que $C_p + C_D$ es la pendiente del imaginario de Y_{eq_p} en función de ω . Considerando que C_D es función de la tensión aplicada:

$$C_D = \frac{C_{D0}}{\sqrt{1 - \frac{V_d}{V_{bi}}}} \quad (IV.46)$$

donde la capacidad C_p es el punto de cruce por la ordenada de la recta $C_p + C_D$ versus $1/\sqrt{1 - V_d/V_{bi}}$, como se muestra en la Figura IV.16(b).

IV.5.1.2. Elementos intrínsecos

Una vez que se han calculado los elementos parásitos, éstos son restados al circuito equivalente total mediante un *de-embedding* para obtener la impedancia intrínseca, Z_i , Figura IV.14. Dicha impedancia se define como:

$$Z_i = \left(\frac{1}{R_j} + \frac{1}{Z_d} \right)^{-1} \quad (\text{IV.47})$$

donde R_j es la resistencia de la zona de agotamiento y Z_d es la suma de la impedancia de la zona de avalancha, Z_a y de la zona de deriva, R_d :

$$Z_d = R_d + Z_a \quad (\text{IV.48})$$

De acuerdo al análisis de Gilden, la zona de deriva tiene una componente imaginaria que se ha incluido en Z_a , de esta forma R_d es básicamente real y Z_a imaginaria, las cuales se definen en función de la frecuencia de la siguiente manera:

$$R_d(\omega) = R_a \left(\frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_a^2}} \right) \frac{1 - \cos \theta}{\frac{\theta^2}{2}} \quad (\text{IV.49})$$

$$Z_a(\omega) = \frac{1}{j\omega C_d} \left[\left(1 - \frac{\sin \theta}{\theta} \right) + \frac{\frac{\sin \theta}{\theta} + \frac{l_a}{l_d}}{1 - \frac{\omega_a^2}{\omega^2}} \right] \quad (\text{IV.50})$$

donde $\omega=2\pi f$ es la frecuencia angular, $\omega_a=2\pi f_a$ es la frecuencia angular de avalancha, l_a/l_d es la relación entre la longitud de la zona de avalancha y la longitud de la zona deriva, $\theta=\omega\tau_d$ es el ángulo de tránsito, $\tau_d=l_d/v_d$ es el tiempo de tránsito de la zona de deriva que es inversamente proporcional a la velocidad de saturación de la zona de deriva, v_d . C_d es la capacidad de la zona de deriva y R_a es función de las características físicas de la zona de deriva, la cual se define como:

$$R_a = \frac{l_d^2}{v_d \varepsilon A} \quad (\text{IV.51})$$

donde ε es la permitividad del material del diodo y A es el área transversal de la zona de deriva.

En la Figura IV.14 R_d se representa como una resistencia variable y Z_a como un circuito resonante en paralelo, donde ambas son función de ω y de ω_a . Se puede observar que Z_a tiene un comportamiento inductivo para frecuencias menores a la frecuencia de resonancia y cambia a capacitivo cuando la frecuencia es superior a la frecuencia de resonancia. Mientras que la resistencia R_d se hace negativa a frecuencias superiores a la frecuencia de resonancia, no obstante, debido al efecto de la resistencia R_j , la parte real de la impedancia intrínseca, Z_i , siempre es positiva, ya que la contribución total de R_j más R_d es mayor a cero.

De (IV.49) se observa que si se conoce R_a , ω_a y θ se puede calcular R_d y si además se conoce C_d y la relación l_a/l_d se obtiene Z_a (IV.50). Sin embargo, R_a y C_d están definidas teóricamente en función de la longitud de la zona de avalancha, l_a , y de deriva, l_d , de la velocidad, v_d , del área A y de la constante de permitividad, ϵ , características del dispositivo que no se conocen. Además, una incógnita adicional para determinar la impedancia intrínseca, Z_i , es R_j , la cual se podría calcular si se conociera Z_d . Entonces, como alternativa se propone determinar los elementos de la matriz de correlación intrínseca mediante un algoritmo de optimización, en donde los valores iniciales se calculan a partir de aproximaciones empíricas en función de la frecuencia y de la impedancia de Z_i , como se describe a continuación, [28].

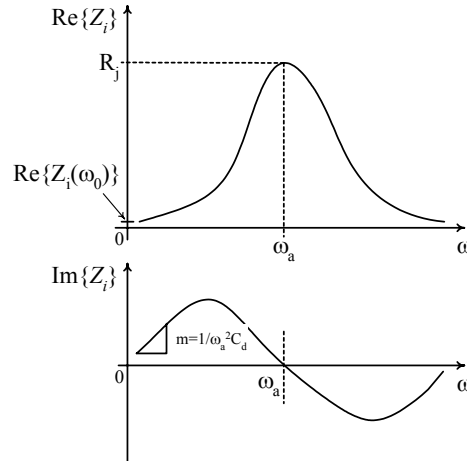


Figura IV.17 Impedancia intrínseca del diodo en avalancha en función de la frecuencia angular, ω

Asumiendo que el ángulo θ es pequeño y considerando el rango de baja frecuencia, donde se puede despreciar R_j , la parte imaginaria de la impedancia de Z_i puede aproximarse a:

$$\text{Im}(Z_i) \approx \frac{1}{\omega_a^2 C_d} \omega = m\omega \quad (\text{IV.52})$$

Entonces, C_d se puede calcular de la pendiente, m , del $\text{Im}(Z_i)$ en función de ω , Figura IV.17:

$$C_d = \frac{1}{\omega_a^2 m} \quad (\text{IV.53})$$

Así mismo, aproximando R_d a la parte real de Z_i , cuando se tiene la menor frecuencia angular de medida, ω_0 , Figura IV.17:

$$R_d(\omega_0) \approx \text{Re}(Z_i(\omega_0)) \quad (\text{IV.54})$$

Para este punto de frecuencia se puede estimar el valor inicial de R_a , como:

$$R_a = R_d(\omega_0) \cdot \frac{1}{1 - \cos \theta_0} \cdot \frac{\theta_0^2}{2} \cdot \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_a^2}\right) \quad (\text{IV.55})$$

con $\theta_0 = \omega_0 \tau_d$. De [39], τ_d es expresado en función de R_d y C_d :

$$\tau_d = 2R_d(\omega_0)C_d \quad (IV.56)$$

Respecto al valor inicial de ω_a , éste se estima en el punto de frecuencia donde la parte imaginaria de Z_i es igual a cero y la parte real tiene su punto máximo; así mismo, dicho valor máximo de la parte real se considera como el valor inicial de R_j , asumiendo que $1/Z_d$ es despreciable, Figura IV.17. La relación l_a/l_d se asume igual a 0.5, como valor inicial, aunque, se ha observado que la variación de este valor no tiene una influencia importante en el resultado final. Los valores finales de R_a , C_d , R_j y f_a (o ω_a) se obtienen utilizando un algoritmo de optimización.

IV.5.2. MODELO DE RUIDO

El circuito equivalente del diodo incluyendo su fuente de ruido se muestra en la Figura IV.18. Se considera únicamente la fuente de ruido debida a la región avalancha, dado que la contribución de ruido térmico de los elementos resistivos es despreciable. La densidad espectral de corriente de ruido del diodo intrínseco, $\overline{i_a^2}$, se define de forma similar que en el *cold-FET* polarizado en inversa, [17]-[18]:

$$\overline{i_a^2} = 2qI_dM^2 \quad (IV.57)$$

donde, I_d es la corriente de polarización del diodo y M es el factor multiplicativo de corriente de avalancha, [18]-[22].

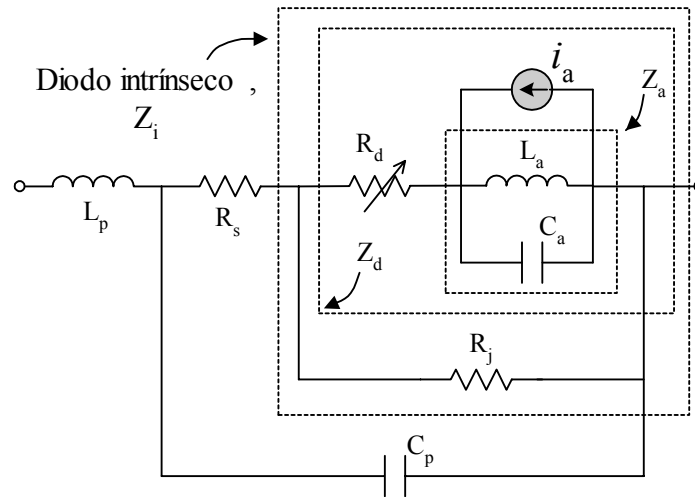


Figura IV.18 Circuito equivalente del diodo incluyendo la fuente de ruido intrínseca, i_a

La densidad espectral de corriente de ruido total se expresa, $\overline{i_t^2}$, como:

$$\overline{i_t^2} = \overline{i_a^2} \cdot \frac{Z_a}{Z_d} \cdot \frac{Z_i}{Z_s} \cdot \frac{Z_p}{Z_T} \quad (IV.58)$$

donde $Z_s = R_s + Z_i$, $Z_p = Z_s / (1 + j\omega C_p Z_s)$ y Z_T es la impedancia total medida del dispositivo. En (IV.58) se observa que $\overline{i_t^2}$ se puede calcular si $\overline{i_a^2}$ se conoce, o viceversa, $\overline{i_a^2}$ se puede calcular

si se conoce $\overline{i_t^2}$, ya que el resto de elementos se derivan directamente del coeficiente de reflexión medido, según se ha descrito en el apartado anterior. De forma similar al *cold-FET*, para caracterizar la fuente de ruido intrínseca se utiliza la temperatura de ruido medida, T_d^{NC} , en donde $\overline{i_t^2}$, en función de esta variable, se define como:

$$\overline{i_t^2} = 4kT_d^{NC} \operatorname{Re}(Y_d^{NC}) \quad (\text{IV.59})$$

T_d^{NC} se ha medido de acuerdo al procedimiento presentado en la sección (IV.3). Sustituyendo (IV.59) en (IV.58), despejando $\overline{i_a^2}$ y a su vez sustituyendo ésta en (IV.57) se obtiene M^2 , con lo cual se caracteriza completamente la densidad de corriente de ruido intrínseca, $\overline{i_a^2}$.

IV.5.3. EXTRACCIÓN DEL CIRCUITO EQUIVALENTE Y ENR ESTIMADO DEL DIODO EN AVALANCHA

IV.5.3.1. Elementos del circuito equivalente

El diodo en avalancha caracterizado es un diodo de ruido de NoiseCom, NC406, que para tener la configuración coplanar éste se ha conectado mediante hilos de oro a una transición coplanar-microstrip, como se muestra al inicio del apartado IV.5.

La parte real de la impedancia medida del diodo polarizado en directa, $V_d > 0.9$ V, se muestra en la Figura IV.19(a). A frecuencias menores de 5 GHz se considera constante, donde el valor de $\operatorname{Re}(Z_{eq,f})$ es el valor medio de los puntos medidos en función de la frecuencia. Se observa, de acuerdo a lo esperado, que $\operatorname{Re}(Z_{eq,f})$ varía con el punto de polarización. Entonces, dibujando la curva $\operatorname{Re}(Z_{eq,f})$ en función de $1/I_d$, e interpolándola mediante una recta, se obtiene el valor de R_s en el punto de cruce por la ordenada, como se muestra en la Figura IV.19(b).

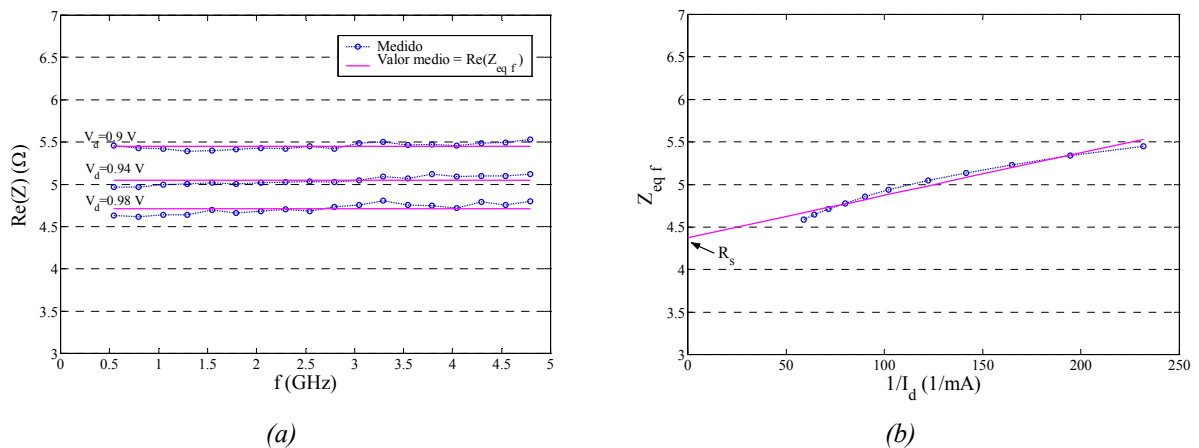


Figura IV.19 Parte real de la impedancia, medida (-o-) e interpolada (-), del diodo polarizado en directa, (a) en función de la frecuencia, (b) en función de $1/I_d$

La parte imaginaria de la impedancia medida se muestra en la Figura IV.20. Se observa que tiene un comportamiento lineal con la frecuencia, donde la inductancia parásita, L_p , se obtiene de la pendiente de la recta.

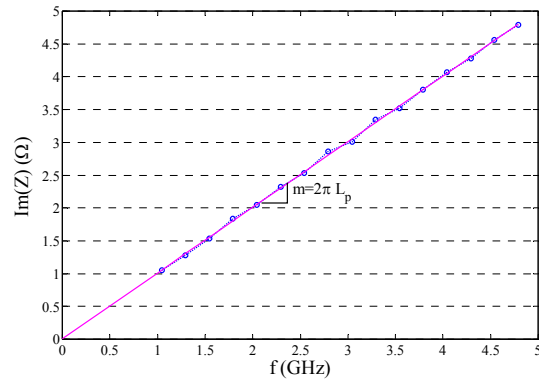


Figura IV.20 Parte imaginaria de la impedancia, medida (-o-) e interpolada (-), del diodo polarizado en directa, $V_d = 1.0 V$ e $I_d = 17 mA$

En la Figura IV.21(a) se presenta la gráfica de la admitancia medida del diodo polarizado en *pinch-off*, $-9.0 V < V_d < -4.0 V$, para frecuencias menores a 5 GHz, la cual tiene una respuesta lineal con la frecuencia. De acuerdo a lo esperado, la pendiente de la curva, que es la capacidad total ($C_p + C_D$), varía con la tensión aplicada. Entonces, dibujando la gráfica de $C_p + C_D$ en función de $1/\sqrt{1 - V_d/V_{bi}}$, como se muestra en la Figura IV.21(b), se calcula C_p del punto de cruce por la ordenada.

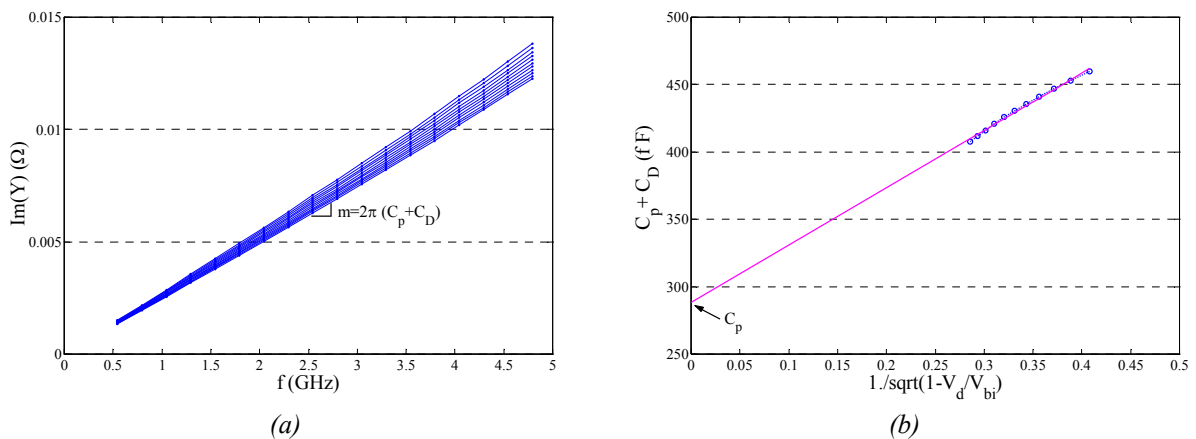


Figura IV.21 Parte imaginaria de la admitancia medida del diodo polarizado en *pinch-off*, (a) en función de la frecuencia, (b) en función de $1/\sqrt{1 - V_d/V_{bi}}$

Sin embargo, mientras se toman lecturas del coeficiente de reflexión del dispositivo polarizado en *pinch-off* se observa que por éste circula corriente (de unos cuantos μA), lo que hace suponer que la región intrínseca del diodo no está completamente cortada. Lo anterior implica que los efectos intrínsecos del dispositivo aún son apreciables. En consecuencia, al hacer la extracción de la capacidad C_p mediante el método descrito, ésta se puede sobrestimar, tal como se refleja al intentar extraer los elementos intrínsecos, que arrojan resultados sin sentido físico. Por ello, el resultado de C_p calculado mediante medidas en *pinch-off* es considerado como un dato inicial, sintonizándolo posteriormente para obtener un mejor ajuste entre los parámetros S medidos y estimados. De igual forma, R_s y L_p son optimizados para obtener un mejor ajuste entre los parámetros S medidos y estimados. Los valores iniciales y finales de los elementos parásitos se listan en la Tabla IV.2, en donde se observa que el elemento que tiene mayor diferencia entre el valor inicial y final es C_p .

En la tabla Tabla IV.3 se presenta los valores iniciales y finales obtenidos después de la optimización de los elementos del circuito equivalente intrínseco del diodo en avalancha, para tres puntos de polarización. Se puede observar que los resultados finales tienen una variación mínima respecto a los iniciales.

Tabla IV.2 Elementos parásitos del circuito equivalente del diodo en avalancha

	Valor Inicial	Valor final
R_s (Ω)	4.37	5.43
L_p (pH)	159.37	165.50
C_p (fF)	288.28	160.00

Tabla IV.3 Elementos intrínsecos del circuito equivalente del diodo en avalancha

	Punto de polarización					
	$V_d=-10.6V, I_d=24.4\text{ mA}$		$V_d=-10.4\text{ V}, I_d=16.7\text{ mA}$		$V_d=-10.2V, I_d=8.4\text{ mA}$	
	Valor Inicial	Valor optimizado	Valor inicial	Valor optimizado	Valor Inicial	Valor optimizado
R_i (Ω)	77.44	78.07	104.67	102.58	149.59	146.60
R_a (Ω)	4.61	4.61	4.85	4.85	6.58	6.58
C_d (fF)	180.89	158.28	180.73	169.15	176.49	178.15
f_a (GHz)	32.25	32.37	26.55	26.62	18.35	18.40
Error Cuadrático medio	6.02	2.96	0.47	0.28	0.36	0.31

En la Figura IV.22(a) se presentan los parámetros Z intrínsecos medidos y estimados con los valores iniciales y optimizados, para $V_d=-10.4\text{ V}$ e $I_d=16.7\text{ mA}$, listados en la Tabla IV.3. Se observa que después de la optimización, la parte real de Z_i se ajusta mejor a la medida, mientras que la parte imaginaria no llega a ajustarse del todo. Sin embargo en la impedancia Z_T , donde se han incluido los elementos parásitos, el ajuste entre Z_T medido y estimado es mejor, ya que la diferencia en la parte imaginaria de Z_i se ve compensada por los elementos parásitos, como se muestra en la Figura IV.22(b). En la Figura IV.23 se comparan el coeficiente de reflexión, Γ_d^{ND} , medido y estimado del diodo, mostrando una excelente concordancia hasta 30 GHz, y a frecuencias superiores la diferencia es menor al 1%.

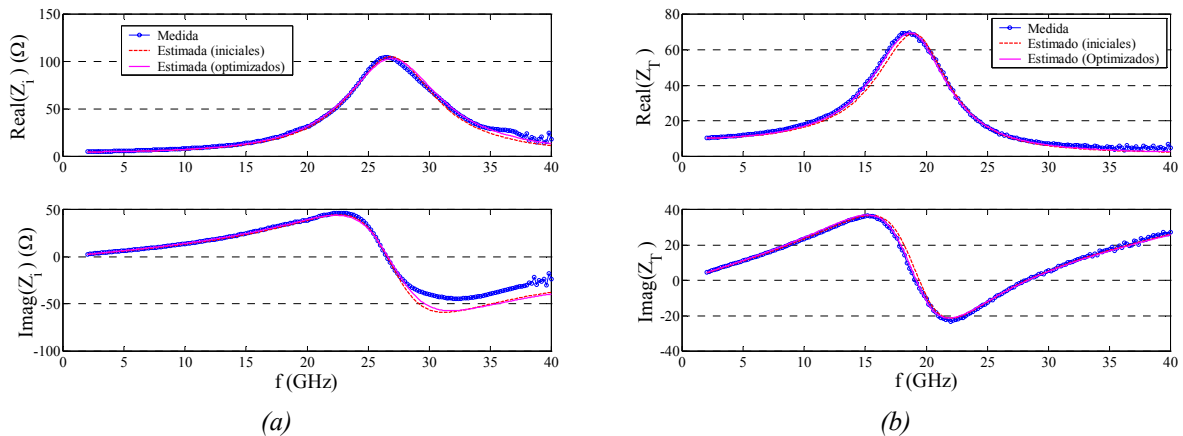


Figura IV.22 (a) Impedancia en el plano intrínseco, Z_i , medida y estimada. (b) Impedancia total medida y estimada del diodo en avalancha, para el punto de polarización $V_d=-10.4\text{ V}$ e $I_d=16.7\text{ mA}$

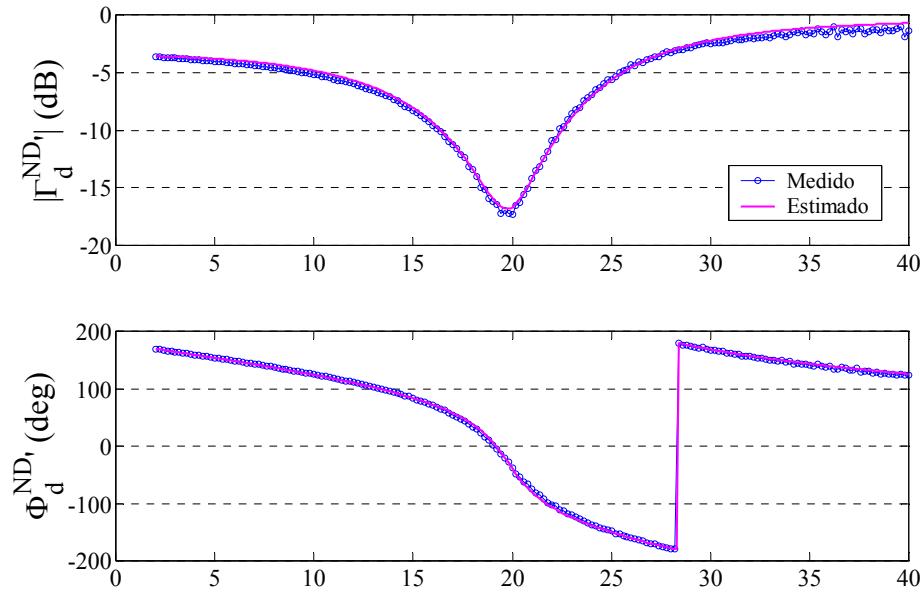


Figura IV.23 Coeficiente de reflexión, Γ_d^{ND} , medido y estimado del diodo

IV.5.3.2. ENR estimado

De igual forma que en el *cold-FET*, el factor multiplicativo M^2 calculado directamente de medidas, representado mediante líneas discontinuas en la Figura IV.24, muestra cierto rizado. Éste se debe a la incertidumbre de medida en la temperatura de ruido, T_d^{NC} (Figura IV.25) originada básicamente por las mismas fuentes enumeradas al medir la temperatura del *cold-FET*: incertidumbre en la medida de potencia, en la determinación de las pérdidas del adaptador de entrada y en menor grado por la incertidumbre en el ENR de la fuente de ruido coaxial, empleada para calibrar el receptor de medida de ruido.

Para reducir el rizado de medida, el factor M^2 también se interpola en escala logarítmica con un polinomio de 5^o orden. Posteriormente se utiliza este resultado para estimar la temperatura de ruido: primero se calcula \bar{i}_a^{-2} de la expresión (IV.57), que se sustituye en (IV.58) para obtener \bar{i}_t^{-2} , sustituyendo éste y despejando de (IV.59) se estima T_d^{NC} . Con el valor estimado de T_d^{NC} se calcula el ENR estimado del diodo en avalancha (expresión (IV.1)). Dado que T_d^{NC} y ENR han sido calculados en el plano de entrada del diodo, estos son trasladados posteriormente al plano microstrip. Así, los resultados que se presentan a continuación incluyen el efecto de la transición de guía de onda coplanar a microstrip.

En la Figura IV.24 se compara el factor M^2 medido e interpolado, en la cual se observa que al interpolar M^2 se reduce el rizado de medida, principalmente a frecuencias mayores de 30 GHz, sin perder la respuesta en frecuencia. Esto se refleja en los resultados de la temperatura de ruido estimada, que se comparan en Figura IV.25 con los valores medidos, observando una considerable reducción en el *jitter* de medida. De igual forma, en la Figura IV.26 se observa que el rizado sobrepuesto en el ENR medido se reduce al aplicar la temperatura de ruido estimada, sin perder las variaciones suaves en frecuencia. Los resultados presentados de M^2 , T_d^{NC} y ENR, son para los mismos puntos de polarización en los que se han extraído los elementos del circuito equivalente del diodo, Tabla IV.2 y Tabla IV.3. Los valores que se obtienen de ENR son superiores a 20 dB llegando a obtener valores de hasta 33 dB.

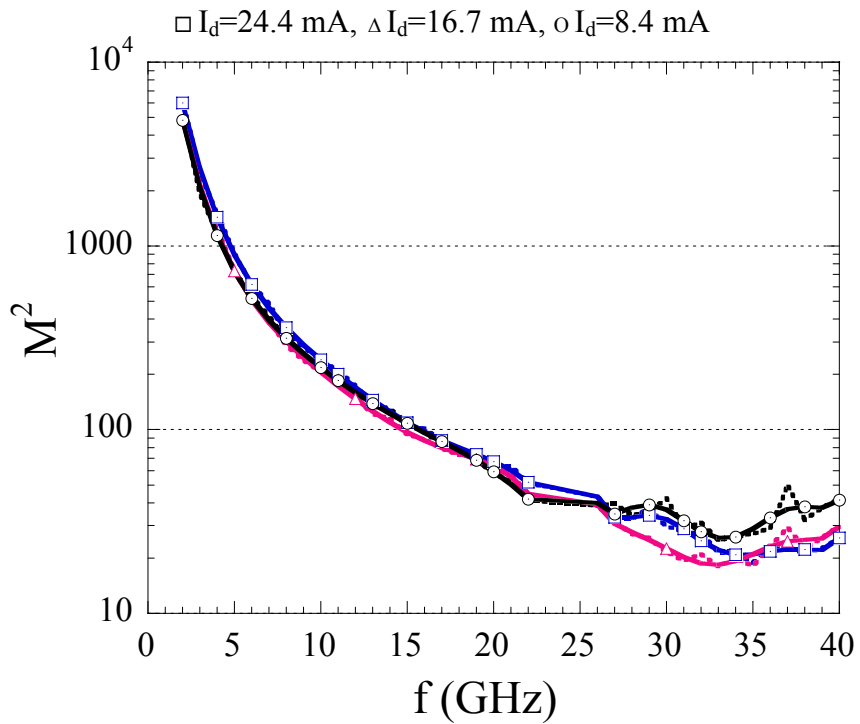


Figura IV.24 Factor multiplicativo M^2 , medido (- -) e interpolado (-), del diodo en avalancha

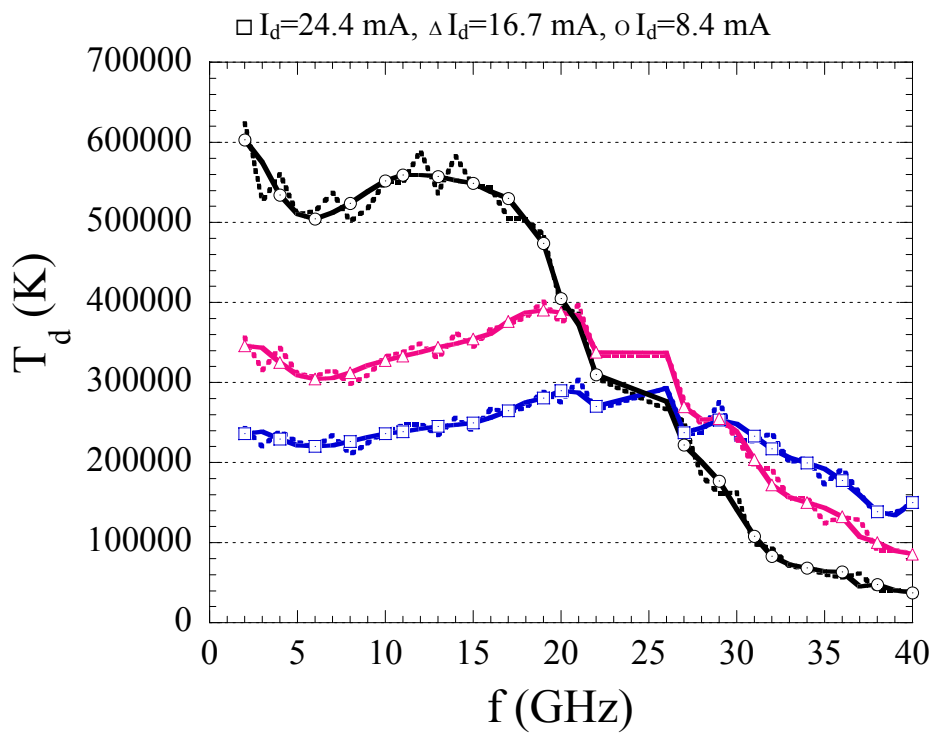


Figura IV.25 Temperatura de ruido, medida (- -) y estimada (-), del diodo en avalancha

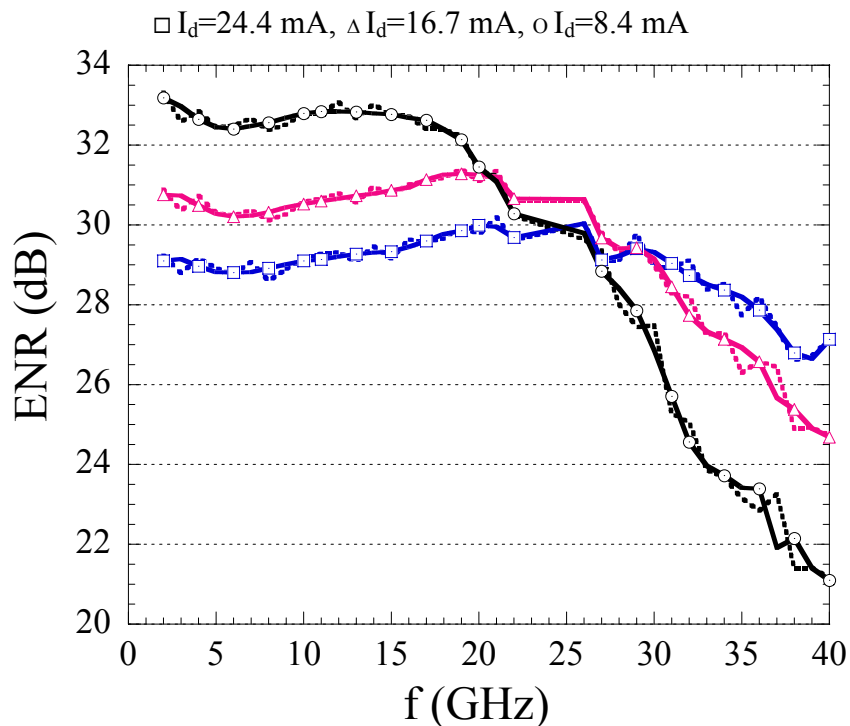


Figura IV.26 Relación de ruido en exceso, ENR, medida (-) y estimada (- -), del diodo en avalancha

IV.6. CALIBRACIÓN DEL RECEPTOR DE SEGUNDA ETAPA UTILIZANDO UNA FUENTE DE RUIDO COPLANAR [40]

Típicamente, a la salida de las fuentes de ruido comerciales se conecta un atenuador para adaptar y evitar cambios en el coeficiente de reflexión entre los estados frío y caliente. Sin embargo, este atenuador reduce el nivel efectivo del ENR de la fuente de ruido. Esto es un inconveniente cuando el factor de ruido de segunda etapa es alto, debido a que bajo estas condiciones la diferencia entre las potencias de ruido medidas en los estados frío y caliente es pequeña y la incertidumbre de medida en potencia es más importante, además, el factor Y es más cercano a la unidad y en consecuencia, el error en el ENR también tiene mayor influencia en la determinación del factor de ruido (Capítulo III, apartado III.3.1). Por lo tanto, en estos casos es deseable tener un nivel de ENR alto, con lo que el factor Y será mayor que 1, a pesar que el factor de ruido sea alto. Sin embargo, el no conectar un atenuador a la salida del diodo de ruido tiene el inconveniente de que el coeficiente de reflexión varía en función de la polarización del dispositivo, además, si propone utilizar una carga adaptada como estado frío, el coeficiente de reflexión es diferente entre los estados frío y caliente. No obstante, esto no es problema si se tienen en cuenta estas posibles diferencias al calibrar sistema de medida de ruido, como se ha descrito en el Capítulo III (apartado III.5).

Así, utilizando las fuentes de ruido coplanares, *cold-FET* y diodo en avalancha previamente caracterizadas para calibrar el receptor de medida de ruido y aplicando la nomenclatura de los parámetros medidos de dichas fuentes, se escriben nuevamente las expresiones ((III.22)-(III.24) y (III.31)) para calcular los parámetros de ruido del receptor, [41], como:

$$F_{\min} \approx 1 + \frac{\overline{b_{N2}^2}}{|S_{21}|^2} (1 - |\Gamma_R|^2) \quad (\text{IV.60})$$

$$R_n \approx \frac{Z_0}{4} \cdot \frac{\overline{b_{N2}^2}}{|S_{21}|^2} |1 + \Gamma_R|^2 \quad (\text{IV.61})$$

$$\Gamma_{opt} \approx \Gamma_R^* \quad (\text{IV.62})$$

con

$$\frac{\overline{b_{N2}^2}}{|S_{21}|^2} = \frac{T_d - R^d \cdot T_{REF}}{T_0 [R^d \cdot \alpha(\Gamma_R, \Gamma_{REF}) - \alpha(\Gamma_R, \Gamma_d)]} \quad (\text{IV.63})$$

donde T_d es igual a T_d^{CF} si la temperatura de ruido es del *cold-FET* ó igual T_d^{ND} si la temperatura de ruido es del diodo en avalancha, de forma similar Γ_d es igual a Γ_d^{CF} ó Γ_d^{ND} , según sea el caso (ver Figura IV.1(a)-(b)). R^d se ha definido en (IV.3) como la relación entre potencias normalizadas del diodo de ruido y una carga de referencia con un coeficiente de reflexión igual a Γ_{REF} (Figura IV.1(c)). $\alpha(\Gamma_R, \Gamma_{Sin})$, en este caso con $\Gamma_{Sin} = \Gamma_{REF}$ o $\Gamma_{Sin} = \Gamma_d$, se ha definido mediante la expresión (III.26). Entonces, la constante de ganancia del receptor, kG_0B , se escribe como:

$$kG_0B = \frac{P_d / \mu(\Gamma_d, \Gamma_R) - P_{REF} / \mu(\Gamma_{REF}, \Gamma_R)}{T_d + T_{REC}(\Gamma_d) - T_{REF} - T_{REC}(\Gamma_{REF})} \quad (\text{IV.64})$$

T_{REC} es la temperatura de ruido del receptor (expresión (III.29)) evaluada para Γ_d o Γ_{REF} a través de los parámetros de ruido del receptor calculados con las expresiones (IV.60)-(IV.63).

El factor de ruido total, DUT más receptor, se calcula a partir de la siguiente expresión:

$$F_{TOT}(\Gamma_S) = \frac{P_S}{T_0 \cdot kG_0B \cdot \mu(\Gamma_S', \Gamma_R) \cdot G_{DUT}} - \frac{T_c}{T_0} + 1 \quad (\text{IV.65})$$

Γ_S' es el coeficiente de reflexión a la salida del DUT, con un coeficiente Γ_S presentado a la entrada del DUT, (Figura IV.1(d)), que corresponde a una carga a temperatura ambiente, T_a . G_{DUT} , es la ganancia disponible del DUT calculada en función de los parámetros S del dispositivo. Finalmente el factor de ruido del DUT se obtiene despejando de la formula de Friis:

$$F_{DUT}(\Gamma_S) = F_{TOT}(\Gamma_S) - \frac{F_{REC}(\Gamma_S') - 1}{G_{DUT}} \quad (\text{IV.66})$$

La Figura IV.27 compara los parámetros de ruido del receptor medidos con una fuente de ruido coaxial y con las fuentes de ruido propuestas, tipo coplanar. Los resultados coinciden en los tres casos, en particular el Γ_{opt} es el mismo debido a que es igual al complejo conjugado del coeficiente de reflexión del receptor, Γ_R . F_{\min} y R_n medidos con el *cold-FET*, entre 10 y 15 GHz, difieren respecto a las otras dos fuentes, lo cual se atribuye a la desadaptación del dispositivo y adicionalmente a la incertidumbre en la potencia medida y a las pérdidas del adaptador de entrada. También, a frecuencias mayores de 35 GHz, se observan diferencias entre las tres fuentes de ruido que se asocian al bajo nivel del ENR presentado por la fuente de ruido coaxial en el plano de referencia coplanar y a la incertidumbre en la determinación

de las pérdidas del adaptador coaxial-coplanar de entrada a través de la calibración OSL. Además, en la Figura IV.27 se observa que de 2-22 GHz los parámetros de ruido del receptor difieren de los del receptor presentado en el Capítulo III, debido a que en este caso se ha utilizado un LNA diferente como pre-amplificador, el del sistema NPTS de Cascade.

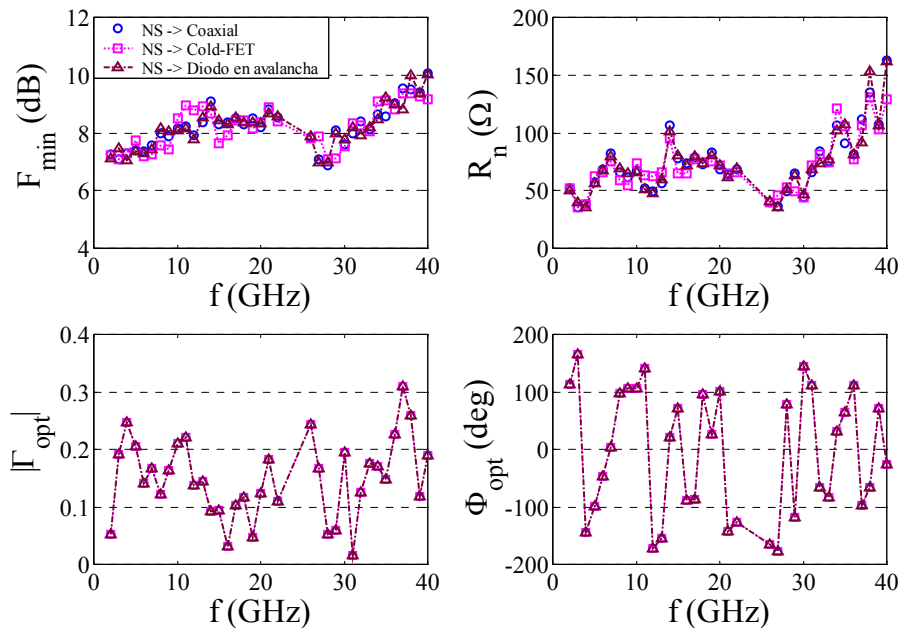


Figura IV.27 Parámetros de ruido del receptor medidos con una fuente de ruido coaxial (o), con el cold-FET (-□-) y con el diodo en avalancha (-Δ-)

La Figura IV.28 muestra la constante de ganancia KG_0B medida del receptor, donde se observan pequeñas variaciones entre el KG_0B medido con el cold-FET y las medidas con el diodo en avalancha y la fuente de ruido coaxial, a las mismas frecuencias que en F_{min} y R_n . En el resto del margen frecuencial los resultados son similares, particularmente entre el diodo en avalancha y la fuente de ruido coaxial. La respuesta en frecuencia de KG_0B es realmente la respuesta en frecuencia de ganancia de los LNAs de entrada del receptor (2-22 GHz y 26-40 GHz, Figura IV.1). La constante de ganancia del receptor, KG_0B está entre -115 y -100 dB.

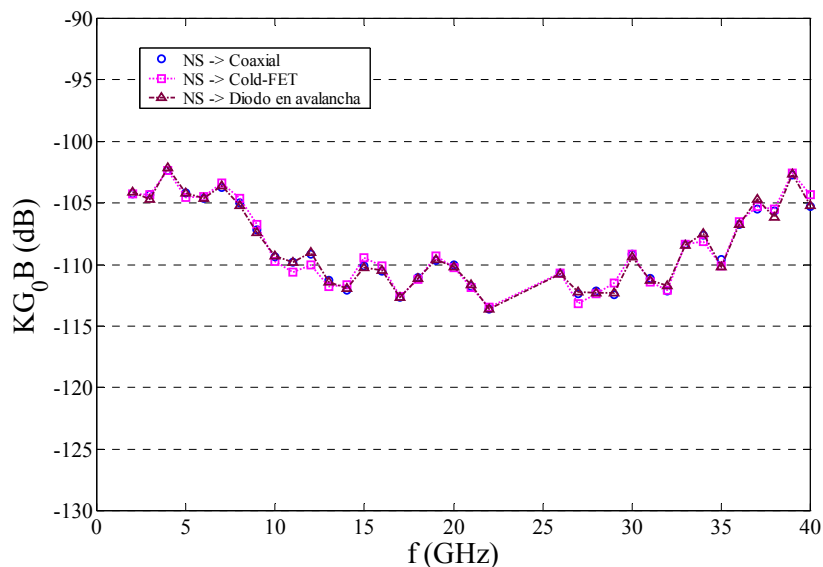


Figura IV.28 KG_0B del receptor del sistema de medida de ruido, medida con una fuente de ruido coaxial (o), con el cold-FET (-□-) y con el diodo en avalancha (-Δ-)

Los resultados de la calibración del receptor son utilizados para medir el factor de ruido y extraer los parámetros de ruido de un PHEMT de Philips, *tsc4x15*, de $0.2\mu\text{m}$ de longitud de puerta y ancho de $4 \times 15\mu\text{m}$, aplicando la técnica F_{50} , [42].

La Figura IV.29 muestra el factor de ruido del DUT (PHEMT) medido, para una impedancia adaptada (impedancia de la fuente de ruido apagada), utilizando resultados de calibración con la fuente de ruido coaxial, el *cold-FET* y el diodo en avalancha. Las medidas del *cold-FET* coinciden con las del diodo en avalancha, sin embargo presentan mayor rizado. La diferencia entre los resultados de las dos fuentes coplanares se debe principalmente a la diferencia en el KG_0B , y en menor magnitud a los parámetros de ruido del receptor, no obstante la diferencia entre los resultados es menor a 1 dB. Por otro lado, los resultados con la fuente de ruido coaxial muestran un rizado mucho mayor que las fuentes de ruido coplanares, principalmente en frecuencias superiores a 30 GHz. Estas diferencias se atribuyen principalmente a la incertidumbre en el ENR de la fuente de ruido coaxial desplazado al plano coplanar, 2-2', que es consecuencia de la incertidumbre en el cálculo de las pérdidas del adaptador coaxial-coplanar conectado entre los planos 0-0' y 1-1'. Otra causa importante de dicha respuesta en la fuente de ruido coaxial es que para calcular el factor de ruido total se ha obtenido una nueva constante de ganancia, KG_0B , en donde se considera como un solo bloque el DUT más el receptor; teniendo en cuenta en este caso la desadaptación a la entrada del DUT, plano 1-1', [42]. Entonces, además de tener la incertidumbre del ENR desplazado se tiene la incertidumbre de una medida de potencia adicional: potencia de ruido medida con la fuente encendida del DUT más el receptor.

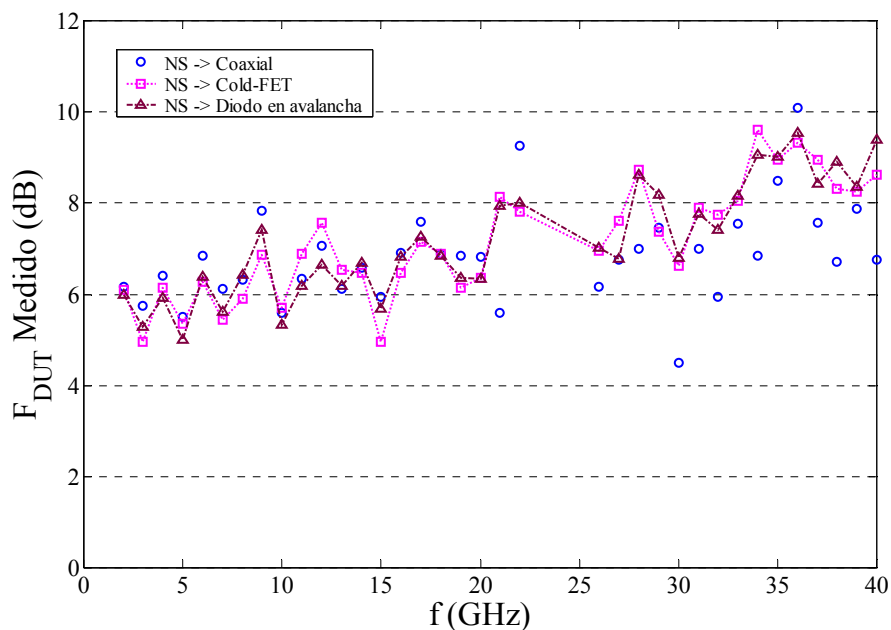


Figura IV.29 Factor de ruido de un PHEMT, *tscx415* con $V_{ds}=1.5\text{ V}$ e $I_{ds}=18\text{ mA}$, medido con una fuente de ruido coaxial (o), con el *cold-FET* (-□) y con el diodo en avalancha (-△)

La Figura IV.30 compara los parámetros de ruido del DUT estimados con la técnica F_{50} , utilizando el factor de ruido del DUT medido con la fuente de ruido coaxial, el *cold-FET* y el diodo avalancha de la Figura IV.29. Los resultados entre el *cold-FET* y el diodo avalancha coinciden en todo el margen de frecuencia, mientras que los resultados con la fuente de ruido coaxial presentan diferencias en F_{\min} y $|\Gamma_{\text{opt}}|$ a frecuencias mayores de 30 GHz, las cuales se deben a las diferencias en el factor de ruido del DUT medido. El R_n estimado con los datos de la fuente de ruido coaxial es el parámetro que más difiere de los resultados con las fuentes de ruido coplanares, reflejando que tiene mayor sensibilidad a errores de medida, mientras que el

resultado Φ_{opt} coincide en los tres casos, siendo el elemento menos sensible a errores de medida.

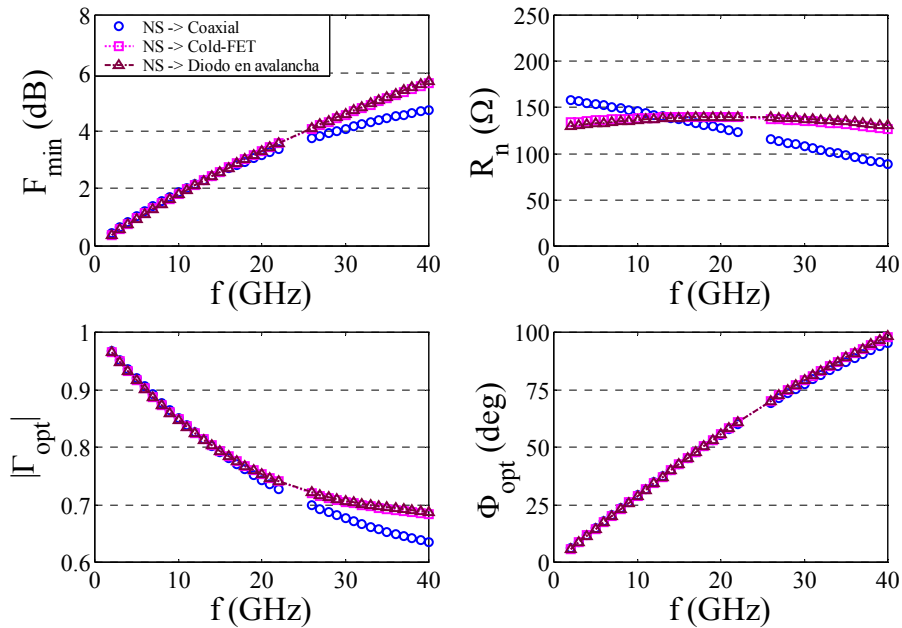


Figura IV.30 Parámetros de ruido de un PHEMT, *tsc4x15*, con $V_{ds}=1.5V$ e $I_{ds}=18\text{ mA}$

IV.7. CONCLUSIONES

El modelo en pequeña señal presentado, tanto del *cold-FET* como del diodo en avalancha (dispositivos propuestos como fuentes de ruido coplanares), permite estimar confiablemente el comportamiento del dispositivo en función de la frecuencia y del punto de polarización, hasta una frecuencia de 40 GHz.

El procedimiento propuesto para caracterizar el ENR del *cold-FET* y del diodo en avalancha permite disminuir el rizado de medida, sin perder las variaciones suaves en frecuencia inherentes a la respuesta del propio dispositivo.

Las fuentes de ruido caracterizadas se utilizaron para calibrar un receptor similar al sistema de medida de ruido descrito en el Capítulo III. Los resultados de dicha calibración se utilizaron para medir el factor y los parámetros de ruido de un FET, aplicando la técnica F_{50} . Los resultados de calibración del receptor coinciden con los calculados con una fuente de ruido coaxial, particularmente en la aplicación del diodo en avalancha se observa menor rizado de medida. En el factor de ruido del FET se observa coincidencia en la respuesta en frecuencia respecto a los resultados obtenidos con una fuente de ruido coaxial, sin embargo el rizado de medida con las fuentes de ruido coplanares es menor. Lo anterior se refleja al extraer los parámetros de ruido del FET, donde estos presentan ciertas diferencias respecto a los calculados con la fuente de ruido coaxial, principalmente en frecuencias superiores a 20 GHz.

Además, la aplicación de las fuentes de ruido coplanares ha permitido ilustrar la calibración del receptor con expresiones aproximadas para coeficientes de reflexión que difieren entre el estado frío y caliente.

Así, de acuerdo a los resultados obtenidos, se muestra la viabilidad del uso de los dispositivos propuestos, *cold-FET* y diodo en avalancha, como fuentes de ruido coplanares, particularmente el diodo en avalancha.

IV.8. RESUMEN

Se han propuesto dos dispositivos como fuentes de ruido coplanares: un *cold-FET* polarizado en inversa y un diodo en avalancha. De ambos dispositivos se ha obtenido su circuito equivalente en pequeña señal y su modelo de ruido. Utilizando el modelo de ruido y temperaturas de ruido medidas, se han calculado las densidades espectrales intrínsecas de corriente de ruido de ambos dispositivos. Dichas densidades se expresan en función de la corriente de polarización y de un factor multiplicativo. Este factor multiplicativo se interpola mediante un polinomio de 5°. Con los resultados de la interpolación se determina nuevamente la temperatura de ruido y el ENR del dispositivo. De esta manera se obtiene el ENR de cada una de las fuentes, reduciendo la incertidumbre de medida sin perder las variaciones suaves en frecuencia inherentes al propio dispositivo. Dicha incertidumbre de medida se debe principalmente a incertidumbre en la medida de potencia de ruido, a la estimación de las pérdidas del puerto de entrada y al ENR de la fuente de ruido coaxial empleada para calibrar el receptor. Otra fuente que genera rizado de medida es la desadaptación entre el dispositivo medido y el receptor del sistema de medida de ruido, efecto que se detecta básicamente a baja frecuencia, que es generalmente donde el factor de desadaptación es mayor. No obstante, el procedimiento propuesto permite reducir el rizado en la temperatura de ruido y en el ENR medido, según se muestra en los resultados presentados.

De los dispositivos medidos el más repetible es el diodo en avalancha, cuyo ENR es mayor a 20 dB llegando a obtener niveles de hasta 33 dB. Con el *cold-FET* se obtienen valores que van de 8 a 20 dB, sin embargo, este dispositivo no es muy repetible, ya que se degrada en cada sesión medida. Dicho comportamiento se debe a que para obtener una elevada temperatura de ruido el *cold-FET* se polariza cerca de la región de *breakdown*. Lo anterior se concluye a raíz de la experiencia adquirida durante las sesiones de medida más que de los resultados presentados en esta memoria.

Previamente a la caracterización del ENR, se ha propuesto un circuito equivalente, tanto del *cold-FET* como del diodo en avalancha, para modelar el comportamiento en pequeña señal del dispositivo. Los elementos parásitos del circuito equivalente se han extraído utilizando medidas del dispositivo polarizado en directa y en *pinch-off*, de parámetros S para el *cold-FET* o del coeficiente de reflexión para el diodo en avalancha. Los elementos intrínsecos se han estimado a partir de medidas de parámetros S o del coeficiente de reflexión, según sea el caso, del dispositivo polarizado bajo la condición de trabajo deseada. En el caso del *cold-FET*, los elementos intrínsecos se extraen utilizando expresiones de admitancia en el plano intrínseco, calculadas al restar las contribuciones parásitas. Para terminar de ajustar a los parámetros S medidos se aplica un método de regresión a dichos elementos. En el diodo en avalancha, los elementos intrínsecos se obtienen aplicando directamente un algoritmo de optimización para ajustar los valores estimados al coeficiente de reflexión medido. Los valores iniciales se calculan mediante aproximaciones de la impedancia intrínseca del dispositivo en baja frecuencia y en la frecuencia de avalancha. Dicha impedancia también se obtiene al restar los elementos parásitos. Se han comparado los parámetros S medidos y estimados del *cold-FET* y el coeficiente de reflexión medido y estimado del diodo en avalancha, observando una excelente concordancia entre ellos.

Las fuentes de ruido caracterizadas se han utilizado para calibrar un receptor similar al sistema de medida de ruido descrito en el Capítulo III. Para ello se aplican las expresiones aproximadas de los parámetros de ruido del receptor, donde se tiene en cuenta la diferencia del coeficiente de reflexión entre el estado frío y caliente. Los resultados de los parámetros de ruido del receptor medidos con las fuentes coplanares coinciden con los resultados obtenidos utilizando una fuente de ruido coaxial. Particularmente, los resultados con el diodo en avalancha muestran menor rizado de medida.

Con los resultados de la calibración del receptor se ha medido el factor de ruido de un FET y se han calculado sus parámetros de ruido utilizando la técnica F_{50} . En ambos casos, los resultados con las fuentes coplanares coinciden, mostrando menor rizado en la medida del factor de ruido del DUT cuando se utiliza el diodo en avalancha. Mientras que la medida de dicho factor de ruido con la fuente de ruido coaxial muestran mayor incertidumbre a alta frecuencia, lo cual se traduce en diferencias de los parámetros de ruido calculados del DUT respecto a los obtenidos utilizando las fuentes de ruido coplanares.

REFERENCIAS

- [1] L.P. Dunleavy, J. Randa, D.K. Walker, R. Billiger, and J. Rice, "Characterization and applications of on-wafer diode noise sources," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 46, No. 12, pp. 2620-2628, December 1998.
- [2] P. Béland, S. Labonté, L. Roy, and Malcolm Stubbs, "A Novel on-wafer resistive noise source," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 9, No. 6, June 1999.
- [3] R.H. Frater and D.R. Williams, "An active "Cold" noise source," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 29, No. 4, pp. 344-347, April 1981.
- [4] R.L. Forward and T.C. Cisco, "Electronically cold microwave artificial resistors," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 31, No. 1, pp. 45-50, January 1983.
- [5] L.P. Dunleavy, M.C. Smith, S.M. Lardizabal, A. Fejezuli, and R.S. Roeder, "Design and characterization of FET based cold/hot noise sources," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1293-1296, 1997.
- [6] P.M. Buhles and S.M. Lardizabal, "Design and characterization of MMIC active cold loads," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 29-32, 2000.
- [7] M.C. Maya, A. Lázaro, and L. Pradell, "Cold-FET ENR characterisation applied to the measurement of on-wafer transistor noise parameters," *European Microwave Conference*, pp. 41-44, 2002.
- [8] M.C. Maya, A. Lázaro, L. Pradell, "Calibración del ENR de fuentes de ruido en oblea," *XV Simposium Nacional de la URSI*, pp. 1-2, Septiembre 2000.
- [9] R.J. Trew and U.K. Mishra, "Gate breakdown in MESFET's and HEMT's," *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 12, No. 10, pp. 524-526, October 1991.
- [10] K.W. Eisenbeiser, J.R. East, and G.I. Haddad, "Theoretical analysis of the breakdown voltage in pseudomorphic HFET's," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 43, No. 11, pp. 1778-1787, November 1996.
- [11] V.A. Vashchenko, J.B. Martynov, V.F. Sinkevitch, and A.S. Tager, "Electrical current instability at gate breakdown in GaAs MESFET," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 43, No. 12, pp. 2080-2084, December 1996.
- [12] K.Y. Lee, B. Lund, T. Ytterdal, P. Roberson, E.J. Martinez, J. Robertson, and M.S. Shur, "Enhanced CAD model for gate leakage current in heterostructure field effect transistors," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 43, No. 6, pp. 845-851, June 1996.
- [13] P.P. Ruden, M. Shur, A.I. Akinwande, and P. Jenkins, "Distributive nature of gate current and negative transconductance in heterostructure field-effect transistors," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 36, No. 2, pp. 453-456, February 1989.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] A. Lázaro, "Modelado físico de transistores MESFET y HEMT con aplicación a modelado de ruido", *Tesis Doctoral, ETSETB, Universitat Politècnica de Catalunya*, 1999.
- [17] A. Van Der Ziel, "Noise in solid state devices and circuits," *Ed. John Wiley and Sons*, 1986.
- [18] M.-S. Gupta, "Noise in avalanche transit-time devices," *Proc. IEEE*, Vol. 59, No. 12, pp. 389-402, December 1971.
- [19] P.P. Tong, N.G. Fernandez, J.M. Gladstone, and E.G. Cristal, "New millimeter wave noise source with high reliability," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 525-528, 1987.

- [20] M.E. Hines, "Noise theory for the read type avalanche diode," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 13, No. 1, pp. 158-163, January 1966.
- [21] R.J. McIntyre, "Multiplication noise in uniform avalanche diodes," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 13, No. 1, pp. 164-168, January 1966.
- [22] R.H. Haitz and F.W. Voltmer, "Noise of a Self-sustaining avalanche discharge in Silicon; studies at microwave frequency," *J. App. Phys.*, Vol. 39, No. 6, pp. 3379-3384, 1968
- [23] H. Hillbrand and P. Russer, "An efficient method for computer aided noise analysis of linear amplifier networks," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 23, No. 4, pp. 235-238, April 1976.
- [24] J.A. Dobrowolski, "Introduction to computer methods for microwave circuit analysis and design," *Ed. Artech House*, 1991.
- [25] H. Rothe and W. Dahlke, "Theory of noisy fourpoles," *Proc. IRE*, Vol. 44, 811-818, June 1956.
- [26] A. Lázaro, M.C. Maya, L. Pradell, "Characterization of on-wafer avalanche noise diodes as noise sources," *7èmes Journées de Caractérisation Micro-Ondes et Matériaux, JMMC-2002*, pp. 235-238, 2002.
- [27] M.C. Maya, A Lázaro, and L. Pradell, "Characterization of the excess noise ratio of on-wafer avalanche noise diode," *Mediterranean Microwave Symposium*, pp. 75-78, 2002.
- [28] M.C. Maya, A. Lázaro, and L. Pradell, "Extraction of an avalanche diode noise model for its application as an on-wafer noise source," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 38, No. 2, pp. 89-92, July 2003.
- [29] M.C. Maya, A. Lázaro, P. de Paco, L. Pradell, "Modelo de ruido de un diodo en avalancha," *XVI Simposium Nacional de la URSI*, pp. 325-326, Septiembre 2001.
- [30] N.J. Keen, "Avalanche diode noise sources at short centimetre and millimeter wavelengths," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 24, No. 3, pp. 153-155, March 1976.
- [31] M. Kanda, "An improvement solid-state noise source," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 24, No. 12, pp. 990-995, December 1976.
- [32] M.M. Radmanesh, and J.M. Cadwallader, "Solid-state noise sources at mm-waves: theory and experiment," *Microwave Journal*, Vol. 34, No. 4, pp. 125-133, October 1991.
- [33] M.M. Radmanesh, and J-M. Cadwallader, "Millimeter-wave noise sources at V-band (50 to 75 GHz)," *Microwave Journal*, Vol. 36, No. 9, pp. 128-134, September 1993.
- [34] M.C. Maya, A. Lázaro, and L. Pradell, "A Method for characterizing coplanar waveguide-to-microstrip transitions, and its application to the measurement of microstrip devices with coplanar microprobes," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 39, No. 5, December 2003.
- [35] M.C. Maya, A. Lázaro, P. de Paco, L. Pradell, "Caracterización de una transición coplanar-microstrip, mediante medidas coplanares," *XVIII Simposium Nacional de la URSI*, Septiembre, 2003.
- [36] W.T. Read Jr., "A proposed high frequency, negative resistance diode," *Bell Sys. Tech. J.*, Vol. 37, pp. 401-446, March 1958.
- [37] H.A. Haus, H. Statz, and R. Pucel, "Optimum noise measure of IMPATT diodes," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 19, No. 10, pp. 801-813, October 1971.
- [38] T. Misawa, "Negative resistance in p-n junctions under avalanche breakdown conditions, part I," *IEEE Trans. on Electron Devices*, Vol. 13, No.1, pp. 137-151, January 1966.
- [39] M. Gilden and M.E. Hines, "Electronic tuning effects in the read microwave avalanche diode," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-13, No. 1, pp. 169-175, January 1966.

- [40] M.C. Maya, A. Lázaro, L. Pradell, “Medida de parámetros de ruido en banda milimétrica utilizando fuentes de ruido en oblea,” *XV Simposium Nacional de la URSI*, pp. 339-340, Septiembre 2000.
- [41] A. Lázaro, M.C. Maya, and L. Pradell, “Measurement of on-wafer transistor noise parameters without a tuner using unrestricted noise sources,” *Microwave Journal*, Vol. 45, No. 3, pp. 20-46, March 2002.
- [42] 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.