

CAPÍTULO III

SISTEMA Y MÉTODOS DE MEDIDA DE RUIDO EN FRECUENCIAS DE MICROONDAS Y BANDA MILIMÉTRICA (2-75 GHz)

III.1. INTRODUCCIÓN

La obtención de los parámetros de ruido se basa en la medida del factor de ruido para uno o más coeficientes de reflexión a la entrada del dispositivo bajo prueba (DUT). Para medir el factor de ruido de un bipuerto en general, se puede emplear la técnica del ‘Factor-Y’, el cual se determina en función de la relación entre dos potencias de ruido medidas, correspondientes a dos cargas con diferente temperatura conectadas a la entrada del bipuerto, [1]. Sin embargo, en esta técnica se considera que el factor de ruido del cuadripolo no varía entre una carga y otra, por tanto que no varía el coeficiente de reflexión entre los dos estados. Por otra parte, se puede aplicar la técnica conocida como de ‘carga fría’, en donde se determina el factor de ruido a partir de la medida de potencia de ruido para una sola carga conectada a la entrada del receptor, previo conocimiento de la ganancia disponible asociada al mismo (dicha ganancia se determina a partir de dos cargas de referencia a diferente temperatura), tomando en cuenta la desadaptación que existe entre la carga y el receptor, [2]-[3]. Usualmente la carga está a temperatura ambiente. Frecuentemente, en los sistemas de carga fría se utiliza una carga con coeficiente de reflexión cercano a cero, es decir con una impedancia aproximadamente igual a 50Ω , a tales sistemas también se les conoce como sistemas de 50Ω , [4].

El sistema de medida de ruido está compuesto básicamente por una fuente de ruido de referencia y un receptor, [4]-[5], el cual también agrega un nivel de ruido. Entonces, para poder medir el factor de ruido de un DUT, es necesario calibrar antes el receptor, es decir, determinar su constante de ganancia, kG_0B , y su factor de ruido. Este último se puede calcular a partir de los parámetros de ruido del receptor, de tal forma que se tiene en cuenta el coeficiente de reflexión presentando a la entrada del mismo, que en la medida de transistores es importante debido a que su coeficiente de reflexión de salida, que es el de entrada al receptor, varía con la frecuencia y punto de polarización.

Para medir la constante de ganancia del receptor, se utilizan dos cargas de referencia a diferente temperatura, que puede ser una carga fría y a temperatura ambiente o una fuente de ruido generada por un diodo avalancha, que conmuta entre dos estados: apagado y encendido.

Los parámetros de ruido del receptor generalmente se miden empleando técnicas de *tuner*, [4],[6], lo cual implica un gran consumo de tiempo, que además puede llegar a generar fluctuaciones importantes en la ganancia del sistema debido a derivas en el tiempo. Alternativamente, considerando que el receptor es un dispositivo unilateral, se pueden calcular sus parámetros de ruido a partir de medidas potencia para dos estados de referencia (frío y caliente), [7]-[8], reduciendo así el tiempo de medida y complejidad en la calibración del receptor. Sin embargo, en trabajos previos se supone que el coeficiente reflexión no varía entre cada estado, y que es cercano a cero (técnica de fuente adaptada).

En este trabajo de Tesis se ha generalizado el método para calcular los parámetros de ruido del receptor utilizando dos estados de referencia, sin restricciones en sus coeficientes de reflexión. De tal forma que para calcular la ganancia del receptor y sus parámetros de ruido se considera el uso de dos cargas con coeficiente de reflexión arbitrario. Basado en un sistema de carga fría, se ha implementado un sistema automatizado de medida de ruido y parámetros S de dispositivos en oblea en la banda de 2-50 GHz y en guía de onda de 50-75 GHz, utilizando como medidor de potencia un analizador de espectros y un detector externo.

En los siguientes apartados se describe con mayor detalle la metodología seguida para medir el factor de ruido de un bipuerto, se presentan las características del sistema de medida de ruido implementado y el método propuesto para calcular la constante de ganancia del receptor y sus parámetros de ruido.

III.2. FACTOR DE RUIDO Y TEMPERATURA EFECTIVA

El factor de ruido de un bipuerto es definido como la relación señal a ruido, S_i/N_i , a la entrada respecto a la relación señal a ruido a la salida, S_o/N_o , para un sistema a temperatura de referencia T_0 :

$$F = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o} \quad (III.1)$$

La señal de salida, S_o , es igual a la señal de entrada amplificada por la ganancia disponible, G_a , del bipuerto y el ruido a la salida será el ruido a la entrada amplificado por la ganancia, G_a , más el ruido agregado por el bipuerto, N_a , entonces el factor de ruido puede reescribirse como:

$$F = \frac{N_a + G_a N_i}{G_a N_i} \quad (III.2)$$

En esta expresión puede observarse que el factor de ruido depende del nivel de ruido presentado a la entrada del bipuerto. Este usualmente es referido al ruido térmico de una impedancia de fuente, definido como kTB , donde k es la constante de Boltzman (1.38×10^{-23} J/K), B es el ancho de banda de integración de la densidad espectral de ruido y como temperatura de referencia se considera la temperatura estándar, $T_0=290$ K, [9]. Entonces, el factor de ruido queda definido, como:

$$F = \frac{N_a + kT_0 B G_a}{kT_0 B G_a} \quad (III.3)$$

Por otro lado, se puede representar gráficamente la curva característica de la potencia a la salida de un bipuerto en función de la temperatura de ruido a la entrada, [10]. Considerando que el nivel de ruido térmico de una impedancia de fuente es bajo (-174 dBm/Hz, para T_0) y que para estos valores el bipuerto trabaja en la región lineal, el nivel de ruido a la salida es proporcional al nivel de ruido presentado a la entrada, como se muestra en la Figura III.1. Esta representación es válida siempre y cuando el coeficiente de reflexión de la impedancia de fuente no cambie con la temperatura.

En la Figura III.1 se observa que el punto de cruce por la ordenada es igual a la temperatura agregada por el bipuerto y que la pendiente es igual a la constante kG_aB . Entonces, para una temperatura T_0 se tendrá a la salida la potencia de ruido de la impedancia de fuente amplificada por la ganancia G_a más la potencia de ruido agregada por el bipuerto.

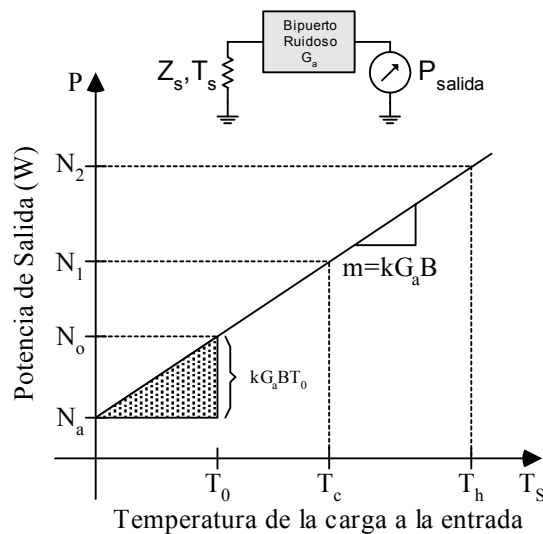


Figura III.1 Representación grafica de la potencia de ruido a la salida de un DUT, en función de la temperatura de ruido de una impedancia de fuente conectada a la entrada

Si se supusiera que el bipuerto es un dispositivo ideal, es decir, que está libre de ruido y que N_a es cero, la línea recta cruzaría por el origen. Esto en la práctica, no es posible porque para que ocurra el bipuerto debe estar a una temperatura igual al cero absoluto, donde los electrones dejan de tener movilidad. Sin embargo, este concepto es importante porque el bipuerto puede representarse como una red libre de ruido con una impedancia conectada a la entrada a una temperatura efectiva, T_e , que representa la temperatura equivalente de ruido del bipuerto. Entonces N_a está definida en función de T_e como:

$$N_a = kT_eBG_a, \quad (III.4)$$

y el factor de ruido:

$$F = \frac{T_e + T_0}{T_0} \quad (III.5)$$

Gráficamente, T_e , se puede obtener proyectando la línea en el eje horizontal para un dispositivo ideal, $N_a=0$, en donde el punto de cruce por la ordenada es cero. Entonces, T_e es el punto que se proyecta en la abscisa, como se muestra en la Figura III.2.

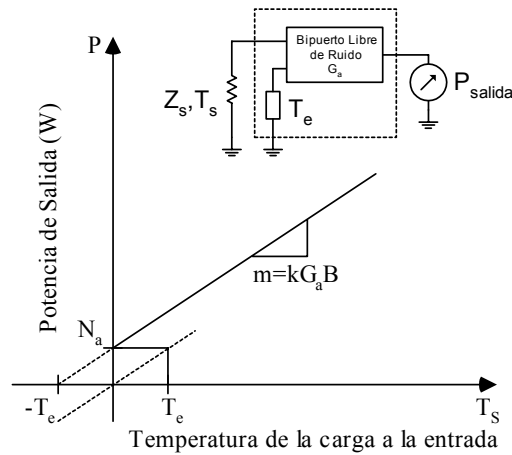


Figura III.2 Representación gráfica de la temperatura efectiva, T_e , de un DUT

III.3. MEDIDA DEL FACTOR DE RUIDO

III.3.1. TÉCNICA DEL 'FACTOR Y'

El factor de ruido usualmente se determina utilizando dos medidas de potencia de ruido, N_1 y N_2 , correspondientes a dos temperaturas de impedancia de fuente (T_c y T_h), como se muestra en la Figura III.1. Como impedancia de fuente generalmente se emplea una fuente de ruido, implementada mediante un diodo en avalancha, que genera una temperatura de ruido, T_h , superior a 1000 K. La temperatura T_c se tiene cuando la fuente está apagada, es decir, cuando el diodo no se polariza, y se considera igual a la temperatura ambiente, $T_c = T_a = 300$ K. Para evitar que el coeficiente de reflexión de la fuente de ruido cambie entre la temperatura T_c y T_h , esto es entre los estados apagado y encendido (o frío y caliente, que es como generalmente se definen), respectivamente, se conecta a la salida un atenuador, que permite adaptar la fuente pero que también agrega pérdidas reduciendo el nivel de ruido. Usualmente, los fabricantes especifican la temperatura T_h de la fuente de ruido en función de la relación de ruido en exceso, ENR, definida como:

$$ENR = \frac{T_h - T_0}{T_0} \quad (III.6)$$

De acuerdo a la Figura III.1 y a la expresión (III.4) N_1 y N_2 se pueden escribir como:

$$\begin{aligned} N_1 &= kG_a (\Gamma_{SC}) B \cdot (T_c + T_e (\Gamma_{SC})) \\ N_2 &= kG_a (\Gamma_{SH}) B \cdot (T_h + T_e (\Gamma_{SH})) \end{aligned} \quad (III.7)$$

donde G_a y T_e son función del coeficiente de reflexión de la fuente de ruido cuando está apagada y encendida, Γ_{SC} y Γ_{SH} , respectivamente. Suponiendo que $\Gamma_{SC} = \Gamma_{SH}$, la temperatura efectiva de ruido del bipuerto, T_e , se puede calcular a partir de la relación $Y = N_2/N_1$:

$$T_e = \frac{T_h - YT_c}{Y - 1} \quad (III.8)$$

y de la pendiente de la recta se calcula la constante de ganancia $kG_a B$:

$$kG_a B = \frac{N_2 - N_1}{T_h - T_c} \quad (\text{III.9})$$

Sustituyendo (III.6) y (III.8) en (III.5) se puede definir el factor de ruido en función ENR y del factor Y:

$$F = \frac{ENR}{Y-1} - \frac{Y(T_c/T_0)-1}{Y-1} + 1 \quad (\text{III.10})$$

En esta expresión (III.10) se observa que para calcular el factor de ruido sólo es necesario conocer el ENR de la fuente de ruido o carga de referencia empleada y la relación de potencias de ruido Y, que es la que le da el nombre de técnica del ‘Factor Y’, [1]. [11].

Considerando que $T_c \approx T_0$, F puede ser aproximada a:

$$F \approx \frac{ENR}{Y-1} \quad (\text{III.11})$$

Esta expresión es la más utilizada en medidas de factor de ruido que emplean esta técnica del factor Y.

III.3.2. TÉCNICA DE ‘CARGA FRÍA’ Y DE FUENTE ADAPTADA

La expresión (III.8) es válida siempre y cuando no cambie el coeficiente de reflexión de la fuente de ruido entre un estado y otro, sin embargo, en la práctica generalmente hay diferencia entre estos, [12]-[13]. Si los cambios entre un estado y otro son considerables, los errores que se pueden generar son importantes porque implica un cambio en la temperatura efectiva y ganancia del bipuerto.

Alternativamente, en la literatura se ha propuesto otra técnica para medir el factor de ruido, conocida como técnica de ‘carga fría’ [2]-[3], que utiliza la potencia de ruido medida de una sola carga, con impedancia arbitraria, generalmente a temperatura ambiente. Sin embargo, para poder aplicar dicha técnica es necesario determinar previamente la ganancia disponible del bipuerto en cuestión, para lo cual se emplean lecturas de potencia de ruido correspondientes a dos cargas con diferente temperatura, de forma similar que en la técnica del factor Y. No obstante, debe notarse que en el caso de la técnica de carga fría dichas lecturas de potencia se requieren únicamente para medir la ganancia del receptor, mientras que en la técnica del factor Y es necesario contar con cada par de potencias para cada factor de ruido que se desea medir, lo cual es un inconveniente cuando se desea medir un gran número de dichos factores. Además, los sistemas que utilizan la técnica de carga fría tienen la ventaja de que la misma fuente de ruido o una de las cargas empleadas para determinar la constante de ganancia puede ser utilizada para medir el factor de ruido del bipuerto, como se muestra en la Figura III.3. Adicionalmente, al aplicar dicha técnica se tiene en cuenta el coeficiente de reflexión de la carga que se conecta a la entrada del bipuerto a través del factor de desadaptación entre estos.

Frecuentemente, en los sistemas que aplican la técnica de carga fría se utiliza una carga de entrada con un coeficiente de reflexión de magnitud cercano cero. A estos sistemas también se les conoce como sistemas basados en fuente adaptada, o sistemas de 50 Ω.

El procedimiento para medir el factor de ruido se describe a continuación.

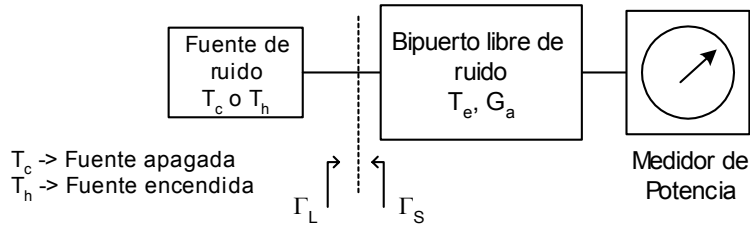


Figura III.3 Diagrama a bloques de un sistema de medida empleando la técnica de carga fría

Considerando el bipuerto como una red libre de ruido con una temperatura efectiva o equivalente asociada, T_e , la potencia de ruido medida, P_S , para una impedancia de entrada con un coeficiente de reflexión, Γ_S , es igual al ruido generado por la impedancia de entrada a temperatura T_c más el ruido generado por la carga equivalente del bipuerto a temperatura T_e , que es función de Γ_S , ambas amplificadas por la ganancia kG_aB :

$$P_S = kG_aB(T_c + T_e(\Gamma_S)) \quad (\text{III.12})$$

La ganancia disponible, G_a , también es función del coeficiente de reflexión presentado a la entrada del dispositivo, Γ_S :

$$G_a = |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{(1 - |\Gamma_2|^2) |1 - \Gamma_S S_{11}|} \quad (\text{III.13})$$

$$\Gamma_2 = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - \Gamma_S S_{11}} \quad (\text{III.14})$$

en donde S_{ij} ($i=1,2$ y $j=1,2$) son los parámetros S del bipuerto y Γ_2 es el coeficiente de reflexión de salida del bipuerto. Si consideramos el bipuerto como un dispositivo unilateral, $S_{12} \approx 0$, Γ_2 es independiente de Γ_S y S_{11} es igual al coeficiente de reflexión de entrada del bipuerto, Γ_L , entonces G_a puede escribirse como:

$$G_a = G_0 \cdot \mu_S \quad (\text{III.15})$$

donde G_0 es un valor constante y μ_S es el factor de desadaptación entre la impedancia de entrada y la entrada del bipuerto, es decir es función de Γ_S y Γ_L , Figura III.3:

$$\mu_S = \mu(\Gamma_S, \Gamma_L) = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S \Gamma_L|^2} \quad (\text{III.16})$$

Sustituyendo (III.15), (III.12) y (III.4) en (III.3), se define el factor de ruido en función de Γ_S , como:

$$F(\Gamma_S) = \frac{P_S}{T_0 \cdot kG_0B \cdot \mu_S} - \frac{T_c}{T_0} + 1 \quad (\text{III.17})$$

En la expresión (III.17) se observa que para calcular $F(\Gamma_S)$ es necesario medir antes kG_0B , para esto se emplean medidas de potencia de ruido de la fuente de ruido encendida y apagada,

P_H y P_C , respectivamente (equivalentes a N_1 y N_2 , definidas previamente por la ecuación (III.7)):

$$\begin{aligned} P_C &= kG_0 B \mu_{SC} (T_c + T_e (\Gamma_{SC})) \\ P_H &= kG_0 B \mu_{SH} (T_h + T_e (\Gamma_{SH})) \end{aligned} \quad (III.18)$$

donde μ_{SH} y μ_{SC} son los factores de desadaptación asociados a Γ_{SC} y Γ_{SH} , respectivamente. Haciendo la diferencia de las potencias medidas normalizadas respecto a su factor de desadaptación, y despejando $kG_0 B$, se tiene:

$$kG_0 B = \frac{P_H / \mu_{SH} - P_C / \mu_{SC}}{T_h + T_e (\Gamma_{SH}) - T_c - T_e (\Gamma_{SC})} \quad (III.19)$$

Si se considera que la temperatura T_e es aproximadamente constante entre los estados encendido y apagado de la fuente, la expresión de $kG_0 B$ puede simplificarse:

$$kG_0 B = \frac{P_H / \mu_{SH} - P_C / \mu_{SC}}{T_h - T_c} \quad (III.20)$$

En (III.17) y (III.19) (o (III.20)) se puede observar que para calcular el factor de ruido se considera la desadaptación que pudiera existir entre el bipuerto y la impedancia de entrada, y así mismo se calcula su ganancia disponible asociada al Γ_S presentado a la entrada del mismo.

III.4. SISTEMA DE MEDIDA DE RUIDO

El sistema de medida de factor de ruido descrito previamente se utiliza frecuentemente para medir los parámetros de ruido de un transistor. Para ello se pueden aplicar métodos de extracción de los parámetros de ruido basados en *tuner*, en donde se requiere medir el factor de ruido para diferentes impedancias de entrada, producidas mediante un sintonizador de impedancias o *tuner*. Sin embargo, el emplear técnicas basadas en *tuner* implica mayor consumo de tiempo de medida, además, estos métodos son más sensibles a la incertidumbre de medida, pueden presentar problemas de mal condicionamiento e incluso alguno de los estados del coeficiente de reflexión generado por el sintonizador puede provocar la oscilación del DUT. Aunado a que los sintonizadores de impedancia son costosos. Alternativamente, para extraer los parámetros de ruido de un FET se pueden usar métodos que requieren únicamente medidas del factor de ruido para una impedancia de entrada, como es el caso de la técnica F_{50} . Al aplicar dicha técnica se evita el uso de un *tuner*, con lo que tiempo de medida es menor. Además, dado que en esta técnica se considera una impedancia de entrada adaptada (cerca a 50Ω , característica que usualmente cumple la fuente de ruido) los problemas de oscilación de DUT son menos frecuentes, y debido al procedimiento de extracción aplicado la sensibilidad a errores de medida es menor.

De esta forma, por las ventajas enumeradas, en este trabajo de Tesis se emplea un sistema de medida de 50Ω para medir los parámetros de ruido de un dispositivo bajo prueba (DUT). Dicho sistema está compuesto principalmente por una fuente de ruido y un receptor. El receptor de medida de ruido lo componen básicamente un pre-amplificador y un medidor de potencia (Figura III.4).

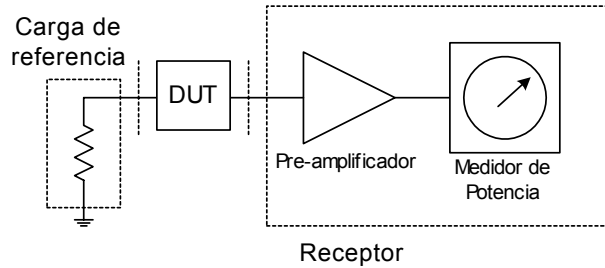


Figura III.4 Diagrama a bloques de un sistema de medida de ruido

Comercialmente existen medidores de ruido que ya tienen integrado el pre-amplificador. Típicamente, estos tienen un factor de ruido menor a 7 dB en frecuencias inferiores a 1.6 GHz y 10 dB a frecuencias superiores de 1.6 GHz [14], debido a que en este rango es necesario el uso de un convertor de bajada (DC). Para reducir este factor de ruido es recomendable incluir un pre-amplificador a la entrada del medidor. Sin embargo, el medidor de ruido es un instrumento específico, que no siempre está disponible en un laboratorio de microondas. Otro tipo de medidor que se ha propuesto es un analizador de espectros, [15]-[16]. Este tipo de medidor tiene como ventajas: mayor versatilidad en la medida de ruido, debido a que integra las funciones de filtrado, conversión de bajada de banda lateral (SSB) y medida de potencia. Además, de que la velocidad de lectura de datos es mayor, se puede detectar la generación de espurios u otro tipo de señales indeseadas que pudieran inducir otra fuente de error en la medida. Sin embargo, la incertidumbre del analizador de espectros es peor (típicamente ± 0.3 dB, [17]) comparada con la del medidor de ruido (típicamente de ± 0.05 dB a 3 GHz a ± 0.15 dB a 26 GHz, [14]), para mejorarla se ha propuesto el uso de un detector externo.

En este trabajo de Tesis se ha implementado un sistema automático de medida de parámetros S y de ruido en oblea, que emplea como medidor de potencia un analizador de espectros y un detector externo, Figura III.5. El sistema está dividido en 2 bandas de frecuencia:

- Banda de frecuencia de 2-22 GHz,
- Banda de frecuencia de 26-40 GHz (Banda Ka)

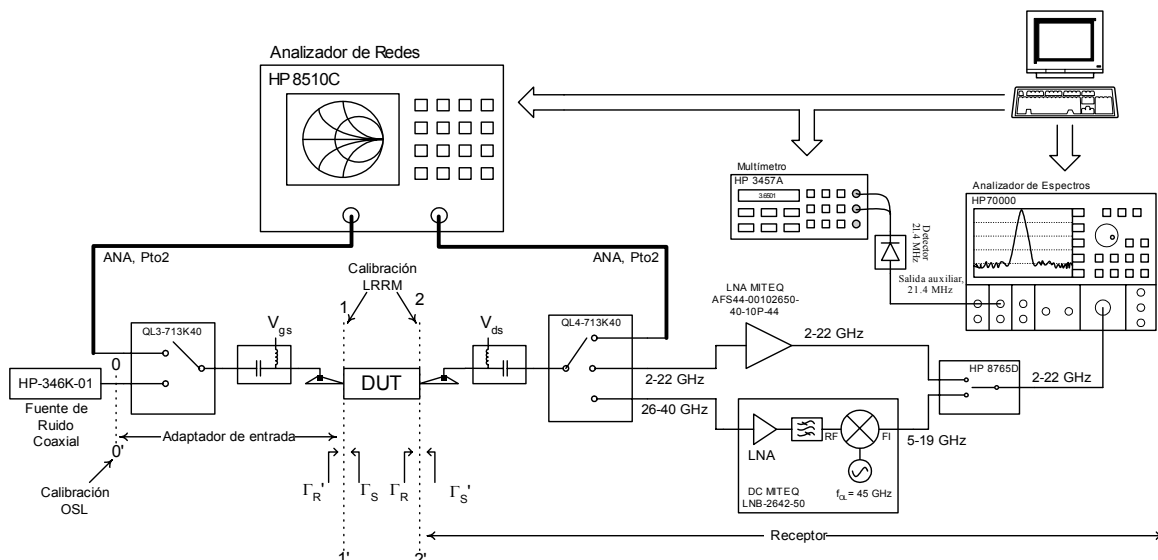


Figura III.5 Sistema de medida de ruido en oblea de 2-22 GHz y de 26-40 GHz

III.4.1. CARACTERÍSTICAS DEL SISTEMA DE MEDIDA

El sistema, en general, está integrado por un bloque de entrada, un receptor y un analizador vectorial de redes (ANA), HP 8510C. Este último se emplea para medir los parámetros S del DUT y los coeficientes de reflexión de fuente, Γ_S , y de receptor, Γ_R , Figura III.5. El bloque de entrada o adaptador de coaxial a coplanar está compuesto por un conmutador, una T de polarización para V_{gs} y la sonda de prueba que hace el contacto coplanar a la entrada del DUT. El conmutador permite conmutar entre el puerto 1 del ANA y la fuente de ruido. El receptor incluye la sonda de prueba que hace el contacto coplanar a la salida del DUT, una T de polarización para V_{ds} , un conmutador para conmutar entre el puerto 2 del ANA y un amplificador de bajo ruido (LNA, del inglés *Low Noise Amplifier*) de MITEQ para medir de 2-22 GHz o un LNB (del inglés *Low Noise Bloque*: LNA más conversor de baja -DC, del inglés *Down-Converter*-) de MITEQ para medir de 26-40 GHz, ambos conectados a través de un tercer conmutador a un Analizador de Espectros (AE) de HP de la serie 70000. A la salida de FI de 21.4 MHz del AE se conecta un detector cuya salida se lee con voltímetro.

Como parte del sistema de medida, de 2-40 GHz, se emplea una fuente de ruido coaxial, HP 346C-K01. Para medir los parámetros S del DUT se hace una calibración LRRM (*Line-Reflect-Reflect-Match*) en el plano coplanar, entre 1-1' y 2-2', utilizando un algoritmo LRRM modificado, [18], con un sustrato de estándares de Cascade, 101-190 LRM. Para medir las pérdidas de adaptador coaxial-coplanar, o bloque de entrada, del plano 0-0' al plano 1-1', se hace una calibración de OSL en el plano 0-0', para esto se emplea un *kit* de calibración 2.4 mm, HP 85056A.

El equipo de medida y los conmutadores se controlan vía *GPIB* y con cadenas de bits en paralelo obtenidos de una tarjeta I/O, el control se realiza bajo un entorno propio desarrollado en *matlab*.

En el Anexo B se listan las principales características de los componentes del sistema, como: el factor de ruido, ganancia, pérdidas y adaptación; también se presentan los requerimientos de alimentación y control.

III.4.2. MEDIDA DE POTENCIAS CON UN DETECTOR EXTERNO A 21.4 MHZ

Con el fin de reducir la incertidumbre en la medida de potencias del AE se utiliza un detector externo conectado a la salida de 21.4 MHz. El detector es implementado mediante un circuito integrado (CI) de un receptor de FM, SA614A de Philips, aprovechando la salida indicadora de la potencia de la señal recibida, RSSI (*Receiver Signal Strength Indicator*), Figura III.6, que tiene un rango dinámico de 90 dB. En la entrada se incluye un filtro paso bajo para eliminar señales indeseadas, como espurios del AE. Para incrementar el rango dinámico de la tensión de salida del detector (salida RSSI), se utiliza un amplificador operacional en configuración no inversora. La red de entrada y el filtro limitador se incluyen para mejorar la linealidad y adaptación de entrada del CI, siguiendo las especificaciones indicadas por el fabricante. En el Anexo C se describe con mayor detalle el montaje del circuito.

Antes de utilizar el detector es necesario obtener su curva de transferencia, voltaje a la salida del detector versus potencia de entrada al AE. Para ello se varía el nivel de potencia a la entrada del AE, leyendo en cada caso la tensión a la salida del detector. El sistema de medida implementado para medir la curva transferencia del detector se muestra en la Figura III.7, donde el ruido térmico de una carga de 50 Ω , a temperatura ambiente, es amplificado por dos amplificadores en cascada, y su nivel se varía mediante un atenuador PIN variable. El inyectar una señal de ruido de banda ancha en lugar de un tono se debe a que con la señal de banda ancha se tiene en cuenta la forma del filtro, mientras que con un tono se tiene la posibilidad de

desviaciones de frecuencia que provoquen que el tono caiga fuera del filtro. El voltaje detectado a la salida del detector es medido con un multímetro controlado vía GPIB, mientras que la potencia de entrada es el valor medio de la lectura de la traza del AE.

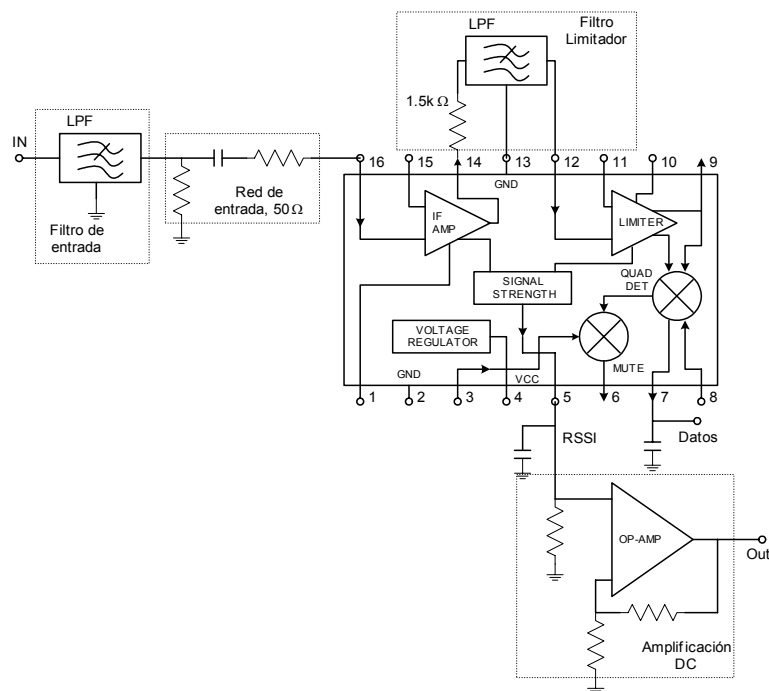


Figura III.6 Diagrama a bloques del detector a 21.4 MHz, con un filtro paso bajo a la entrada

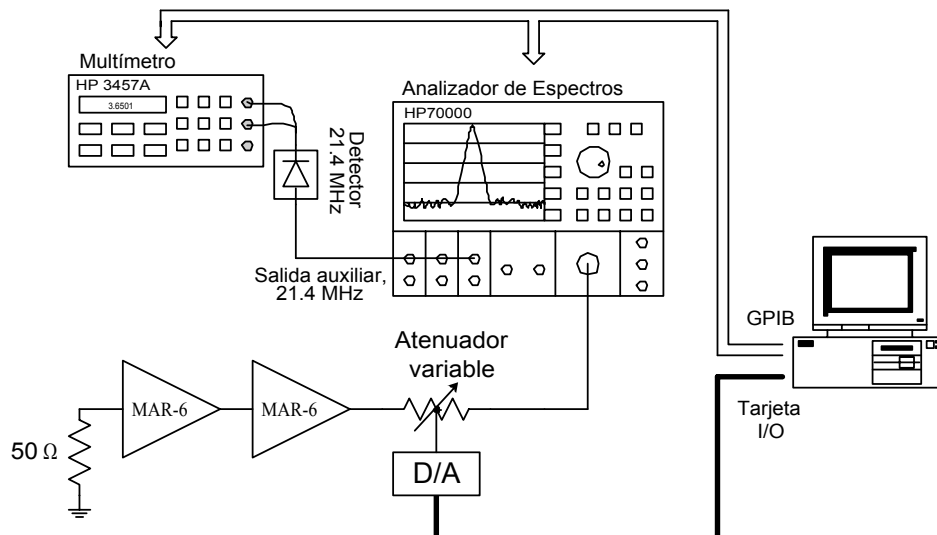


Figura III.7 Sistema de medida para obtener la curva de transferencia del detector a 21.4 MHz

En la Figura III.8 se muestra la curva de transferencia del detector. El rango dinámico es superior a 40 dB, con una sensibilidad tangencial de -90 dBm. La incertidumbre debida a la calibración interna del propio AE y a la medida de potencia puede generar variaciones de la curva entre una sesión y otra. Sin embargo, la desviación estándar de estas variaciones son menores que 0.02 dBm en potencia y menores que 0.004V en tensión, como se observa en la Figura III.9, que muestra 8 lecturas de la curva de transferencia tomadas en diferentes sesiones (‘.’) y su valor medio (‘-’).

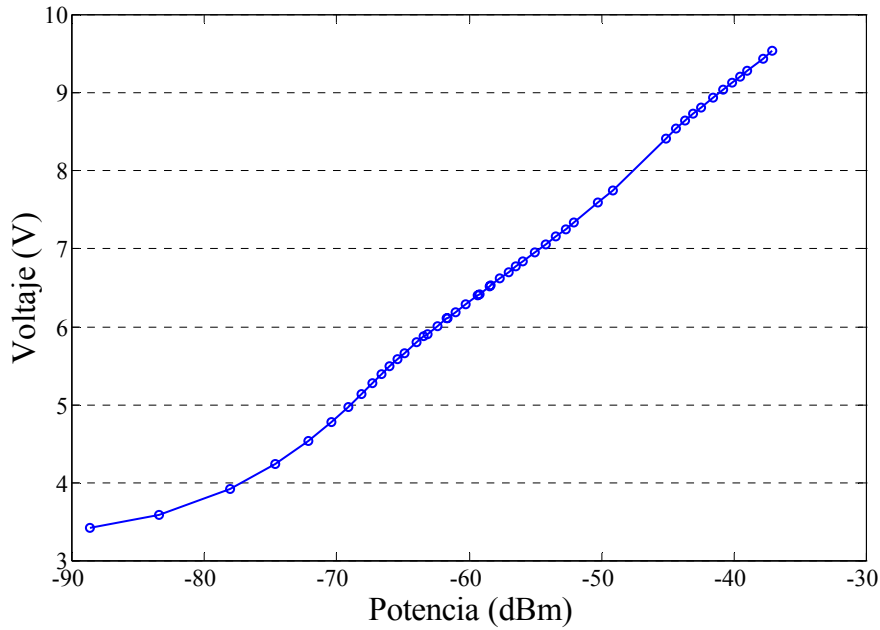


Figura III.8 Curva de transferencia del detector a 21.4 MHz

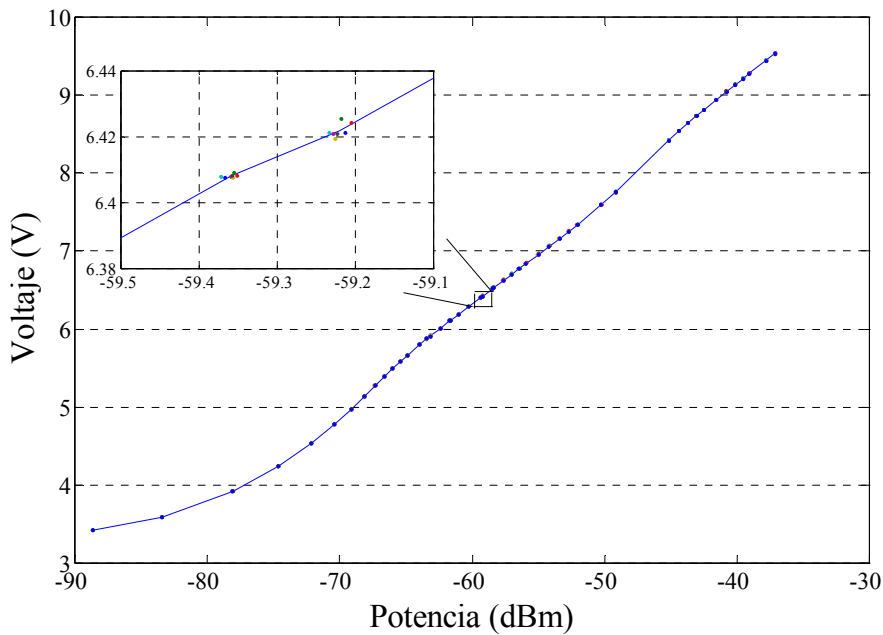


Figura III.9 Desviación estándar de la curva de transferencia

Por otro lado, cuando se varía de frecuencia central en el AE la potencia en la salida de FI presenta un offset, como se observa en la Figura III.10. No obstante, considerando que este offset es uniforme y que las lecturas de potencia se toman en la región lineal de la curva, de -75 dBm a -35 dBm, éste tiene un efecto mínimo en la medida del factor y parámetros de ruido dado que sólo se requieren medidas de relativas de potencia; por lo que es válido utilizar la misma curva para diferentes frecuencias. En la Figura III.10 se observa que para la frecuencia de 2 GHz el nivel de potencia medido, respecto a 1 GHz, es menor, esto es porque el límite lo imponen los amplificadores que se utilizan para amplificar la potencia de ruido de la carga de 50 Ω , y a esta frecuencia su ganancia es menor que a 1 GHz.

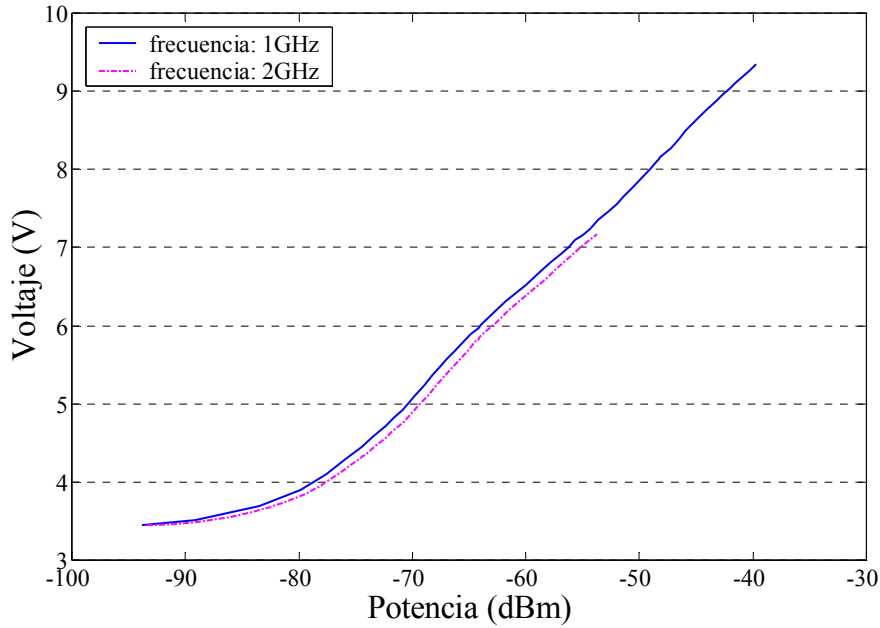


Figura III.10 Curva de transferencia medida para dos frecuencias centrales del AE: 1 y 2 GHz

La curva de transferencia preferentemente debe obtenerse en cada sesión de medida. Aunque puede omitirse si las características del AE y del multímetro son las mismas cuando se obtiene la curva que cuando se mide la potencia de ruido.

Alternativamente, se puede utilizar un detector comercial, por ejemplo, el sensor de potencia E4412A de Agilent en conjunto con el medidor de potencia E4418B, para mejorar el margen dinámico, de -70 a +20 dBm. Éste se ha utilizado posteriormente en una extensión del sistema de medida mostrado, de 50-75 GHz, del cual se presentan los primeros resultados en el apartado III.9.

III.5. CALIBRACIÓN COMPLETA DEL RECEPTOR SIN RESTRICCIONES EN LA FUENTE DE RUIDO [19],[20]

Como ya se ha mencionado, el receptor también agrega un nivel de ruido en la medida de un DUT, por eso es importante, antes de medir el dispositivo, conocer los parámetros de ruido del receptor y por consiguiente su ganancia.

Usualmente los parámetros de ruido del receptor se miden empleando técnicas de *tuner*, lo cual implica un gran consumo de tiempo. En este trabajo se ha implementado una técnica para obtener los parámetros de ruido utilizando únicamente dos impedancias de entrada a diferente temperatura, sin restricciones en su coeficiente de reflexión.

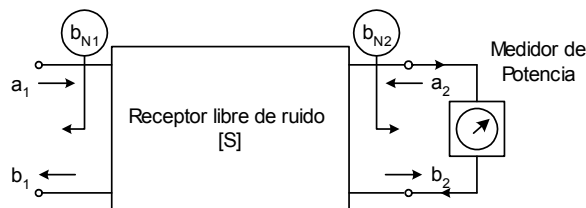


Figura III.11 Receptor libre de ruido con una onda de ruido a la entrada, b_{N1} y otra a la salida b_{N2}

Considerando que el receptor es básicamente unilateral, los elementos de su matriz de correlación, en representación de ondas de ruido o ‘*scattering parameters*’ (Figura III.11), pueden ser simplificados asumiendo que las fuentes equivalentes de ruido b_{N1} y b_{N2} no están correladas:

$$\overline{b_{N1} b_{N2}^*} = 0 \quad \text{y} \quad \overline{b_{N1}^2} = 0 \quad (\text{III.21})$$

Bajo esta hipótesis, los parámetros de ruido del receptor (F_{\min} , R_n y $\Gamma_{\text{opt}} = |\Gamma_{\text{opt}}| \cdot e^{j\Phi_{\text{opt}}}$) pueden ser aproximados a [7]-[8]:

$$F_{\min} \approx 1 + \frac{\overline{b_{N2}^2}}{|S_{21}|^2} (1 - |\Gamma_R|^2) \quad (\text{III.22})$$

$$R_n \approx \frac{Z_0}{4} \cdot \frac{\overline{b_{N2}^2}}{|S_{21}|^2} |1 + \Gamma_R|^2 \quad (\text{III.23})$$

$$\Gamma_{\text{opt}} \approx \Gamma_R^* \quad (\text{III.24})$$

donde F_{\min} es el factor de ruido mínimo del receptor, R_n es la resistencia equivalente y Γ_{opt} es el coeficiente de reflexión óptimo. Z_0 es la impedancia característica (50Ω) y Γ_R es el coeficiente de reflexión de entrada del receptor, plano 2-2’ en Figura III.5. Debido a que el LNA a la entrada del receptor es básicamente unilateral, en las expresiones (III.22)-(III.24) se ha considerado que $S_{11} \approx \Gamma_R$, donde S_{11} y S_{22} son parámetros S del receptor. Sustituyendo (III.22)-(III.24), el factor de ruido del receptor puede aproximarse a:

$$F_{\text{REC}}(\Gamma_{\text{Sin}}) \cong 1 + \alpha(\Gamma_R, \Gamma_{\text{Sin}}) \cdot \frac{\overline{b_{N2}^2}}{|S_{21}|^2} \quad (\text{III.25})$$

$$\alpha(\Gamma_R, \Gamma_{\text{Sin}}) = (1 - |\Gamma_R|^2) + \frac{|1 + \Gamma_R|^2 |\Gamma_{\text{Sin}} - \Gamma_R^*|^2}{(1 - |\Gamma_{\text{Sin}}|^2) |1 + \Gamma_R^*|^2} \quad (\text{III.26})$$

Γ_{Sin} es el coeficiente de reflexión de fuente presentado a la entrada al receptor, plano 2-2’ de la Figura III.5, en donde se conecta un *thru* entre los planos 1-1’ y 2-2’ en lugar del DUT. Con referencia a la Figura III.5 se observa que Γ_{Sin} es Γ_S desplazado a través del *thru* hasta el plano 2-2’. En la Figura III.12 se muestra un esquema simplificado empleado para calibrar el receptor.

En (III.25) se puede observar que el factor de ruido del receptor es función de la potencia normalizada de onda de ruido,

$$\frac{\overline{b_{N2}^2}}{|S_{21}|^2}, \quad (\text{III.27})$$

que es la incógnita a determinar, y del factor $\alpha(\Gamma_R, \Gamma_{\text{Sin}})$ que depende únicamente del coeficiente de reflexión de fuente y receptor medidos con el ANA. Para determinar la incógnita señalada en (III.27) se emplea la potencia de ruido medida para dos impedancias de entrada con diferente temperatura, que pueden ser, por ejemplo, la fuente de ruido encendida

y apagada, P_H y P_C , respectivamente. Definiendo la relación entre las potencias normalizadas por su factor de desadaptación como:

$$R = \frac{P_H / \mu_{SH}}{P_C / \mu_{SC}} \quad (III.28)$$

donde μ_{SH} y μ_{SC} son los factores de desadaptación, definidos en (III.16), a la entrada del receptor respecto a los coeficientes Γ_{SH} y Γ_{SC} , Figura III.12. De (III.5), el factor de ruido también puede ser expresado en función de su temperatura de ruido efectiva como:

$$T_{REC}(\Gamma_{Sin}) = (F_{REC}(\Gamma_{Sin}) - 1)T_0 \quad (III.29)$$

y de la expresión (III.18) las potencias normalizadas pueden ser expresadas en función T_{REC} (considerando que $T_e = T_{REC}$). Entonces, sustituyendo (III.25) en (III.29), y su vez en (III.18) y (III.28), tenemos:

$$R = \frac{T_h + T_0 \alpha(\Gamma_R, \Gamma_{SH}) \cdot \frac{\overline{b_{N2}^2}}{|S_{21}|^2}}{T_c + T_0 \alpha(\Gamma_R, \Gamma_{SC}) \cdot \frac{\overline{b_{N2}^2}}{|S_{21}|^2}} \quad (III.30)$$

donde T_h es la temperatura de la fuente de ruido cuando está encendida, calculada de los datos de ENR dados por el fabricante (expresión (III.6)), y T_c es la temperatura de la fuente apagada, que se considera igual a la temperatura ambiente (300K). Despejando de (III.30), se obtiene la expresión para determinar la potencia normalizada de onda de ruido:

$$\frac{\overline{b_{N2}^2}}{|S_{21}|^2} = \frac{T_h - R \cdot T_c}{T_0 [R \cdot \alpha(\Gamma_R, \Gamma_{SC}) - \alpha(\Gamma_R, \Gamma_{SH})]} \quad (III.31)$$

Sustituyendo (III.31) en (III.22) y (III.23) se pueden estimar los parámetros de ruido del receptor. De (III.30) y (III.31) se puede observar que, en contraste con métodos presentados previamente [8], se tienen en cuenta las variaciones en el factor de ruido del receptor debidas a diferencias entre los coeficientes de reflexión de la fuente apagada y encendida.

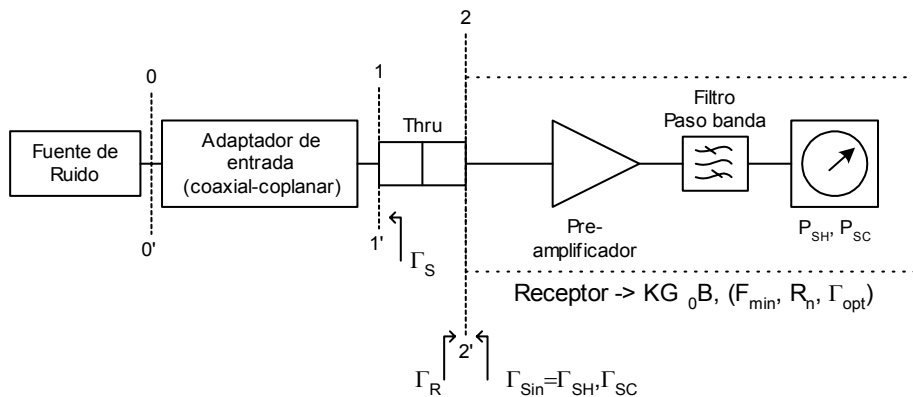


Figura III.12 Esquema de medida empleado para calibrar el receptor

La constante de ganancia del receptor, kG_0B , se obtiene empleando la expresión (III.19), donde G_0 es la ganancia del receptor para cuando $\Gamma_S=0$ y B es el ancho de banda de medida de ruido:

$$kG_0B = \frac{P_H/\mu_{SH} - P_C/\mu_{SC}}{T_h + T_{REC}(\Gamma_{SH}) - T_c - T_{REC}(\Gamma_{SC})} \quad (III.32)$$

III.6. MEDIDA DEL FACTOR DE RUIDO DE UN DISPOSITIVO BAJO PRUEBA

Una vez que el receptor ha sido calibrado, es decir que se conocen sus parámetros de ruido y su ganancia, se puede determinar el factor de ruido del DUT. El factor de ruido total, el DUT más el receptor (Figura III.5 y Figura III.13), para el coeficiente de reflexión presentado a la entrada del DUT, Γ_S , se calcula en función de la potencia de ruido medida P_S :

$$F_{TOT}(\Gamma_S) = \frac{P_S}{T_0 \cdot kG_0B \cdot \mu(\Gamma_S', \Gamma_R) \cdot G_{DUT}} - \frac{T_c}{T_0} + 1 \quad (III.33)$$

$\Gamma_S' = \Gamma_{out}$, es el coeficiente de reflexión a la salida del DUT, plano 2-2' en la Figura III.13:

$$\Gamma_{out} = S_{22}^{DUT} + \frac{S_{12}^{DUT} S_{21}^{DUT} \Gamma_S}{1 - \Gamma_S S_{11}^{DUT}} \quad (III.34)$$

G_{DUT} es la ganancia disponible del DUT:

$$G_a = |S_{21}^{DUT}|^2 \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{(1 - |\Gamma_S'|^2) |1 - \Gamma_S S_{11}^{DUT}|} \quad (III.35)$$

y S_{ij}^{DUT} son los parámetros S del DUT. Notar que Γ_S es el coeficiente de reflexión, cuando la fuente de ruido está apagada. Generalmente se busca que Γ_S corresponda a una carga adaptada, para evitar que el DUT oscile, sin embargo, ésta no es una condición necesaria, pero sí conveniente. Por otra parte, en el plano 0-0' puede conectarse una carga coaxial en lugar de la fuente de ruido, pero con la finalidad de disminuir el número de conexiones y desconexiones se ha considerado esta opción.

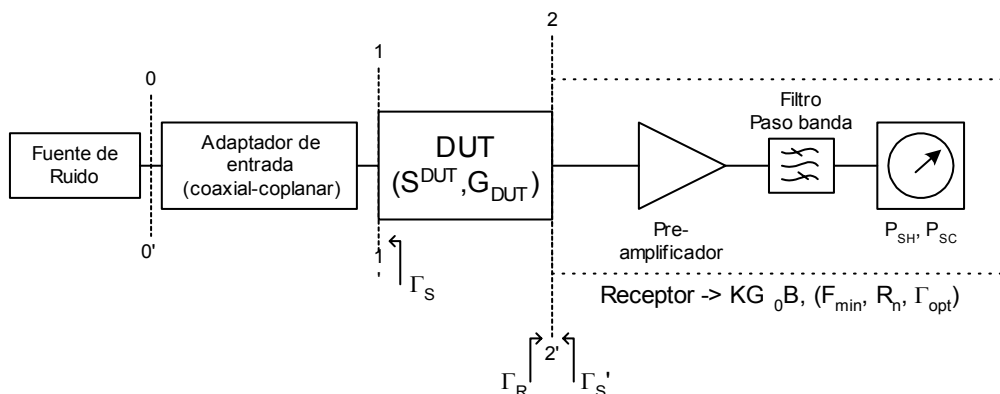


Figura III.13 Esquema de medida del factor de ruido del DUT

Finalmente el factor de ruido del DUT se obtiene despejando de la fórmula de Friis para el factor de ruido total de dos o más bipuertos conectados en cascada, [9]:

$$F_{DUT}(\Gamma_S) = F_{TOT}(\Gamma_S) - \frac{F_{REC}(\Gamma_S') - 1}{G_{DUT}} \quad (III.36)$$

III.7. PARÁMETROS DE RUIDO DEL RECEPTOR, DE 2-40 GHz

El procedimiento seguido para calibrar el receptor y medir el factor de ruido del DUT se describe a continuación:

1. Se hace una calibración LRRM entre los planos 1-1' y 2-2'. Con esta calibración se calculan las matrices de error entre el puerto 1 del ANA y el plano 1-1' y entre el plano 2-2' y el puerto 2 del ANA. Esta misma calibración se emplea, una vez calibrado el receptor, para medir los parámetros S del DUT conectado entre los planos 1-1' y 2-2'.
2. Para continuar con el procedimiento de calibración del receptor, se conecta un *thru* entre los planos 1-1' y 2-2'.
3. Se hace una calibración OSL en el plano 0-0'. En este caso se obtiene la matriz de error entre el puerto 2 del ANA y el plano 0-0'. Con los resultados de esta matriz de error y la calculada, en la calibración LRRM, del puerto 2 del ANA al plano 2-2' se obtienen las pérdidas del bloque de entrada o adaptador coaxial-coplanar, Figura III.12, incluyendo el *thru*.
4. Se miden los coeficientes de reflexión de la fuente de ruido encendida y apagada, Γ_{SH} y Γ_{SC} respectivamente, en el rango de frecuencias indicado.
5. Se mide el coeficiente de reflexión de entrada del receptor, Γ_R .
6. Se miden las potencias de ruido con la fuente de ruido encendida y apagada, P_H y P_C respectivamente, tomando lecturas con la traza del AE y con el detector externo.
7. Se inicia el proceso de cálculo. Primero se refieren los coeficientes de reflexión Γ_{SH} , Γ_{SC} y Γ_R al plano 2-2', mediante las matrices de error calculadas en el punto 1. Posteriormente, se calcula las pérdidas del bloque de entrada utilizando las matrices de error calculadas con la calibración LRRM y OSL, pasos 1 y 3. Una vez conocidas las pérdidas del bloque de entrada se desplaza el ENR al plano 2-2'. Con el ENR conocido a la entrada del receptor, coeficientes de reflexión y potencias de ruido medidas, se calcula la constante de ganancia kG_0B y los parámetros de ruido del receptor, utilizando las expresiones aproximadas ((III.22)-(III.24), (III.26), (III.28), (III.31)).
8. Una vez que se ha calibrado el receptor se conecta el DUT en lugar del *thru* entre los planos 1-1' y 2-2'.
9. Se indican los puntos de polarización del DUT, bajo los cuales se medirán sus parámetros S y su factor de ruido.
10. Se miden los parámetros S del DUT y potencias de ruido con la fuente de ruido apagada, para cada punto de polarización.
11. Se calcula el factor de ruido total (DUT más receptor) en función de Γ_S referido al plano 1-1', aplicando las expresiones (III.33)-(III.35). Finalmente se determina el factor de ruido del DUT utilizando la expresión de Friis, ecuación (III.36), en función de la frecuencia y del punto de polarización.

III.7.1. PARÁMETROS DE RUIDO MEDIDOS

Con la finalidad de verificar las aproximaciones presentadas en la sección III.5, en la Figura III.14 se comparan los parámetros de ruido, en la banda de 2-22 GHz, medidos con *tuner* y con fuente adaptada empleado aproximaciones.

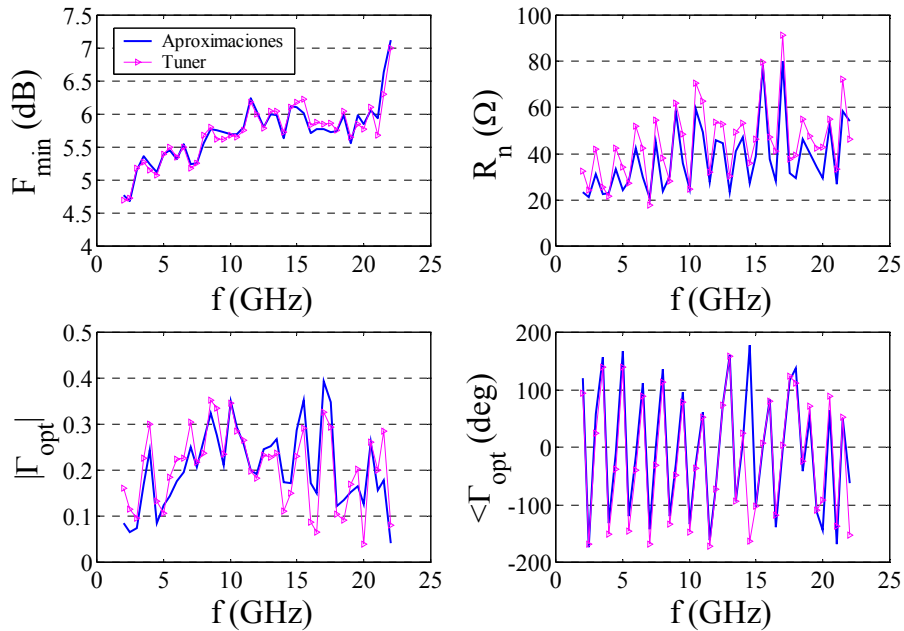


Figura III.14 Parámetros de ruido del receptor de 2-22 GHz calculados con tuner y aproximaciones

Se puede observar que los resultados coinciden en ambos casos, con diferencias menores a 0.25 dB en el caso de F_{\min} , menores a 0.1 en la magnitud de Γ_{opt} y menores de 30° en la fase. La desviación en Γ_{opt} no es importante debido a que es un coeficiente de reflexión de magnitud pequeña, que representado en la carta de Smith originaria puntos muy cercanos entre ambos resultados y alrededor del centro de la carta. La mayor desviación entre los parámetros de ruido se observa en R_n , no obstante la influencia de este parámetro es importante cuando el coeficiente de reflexión que se presenta a la entrada del receptor está muy desadaptado. Desafortunadamente, es el caso típico en la medida de FETs, donde la magnitud del coeficiente de reflexión generalmente es mayor de 0.5; sin embargo, la desviación que induce la incertidumbre de R_n del receptor en el factor de ruido del DUT (F_{DUT}) es menor a ± 0.2 dB (típicamente ± 0.1 dB), de acuerdo a la simulación de errores que se describe a continuación, cuyos resultados se presentan en la Figura III.15.

La simulación de errores se ha desarrollado a partir de parámetros de ruido previamente conocidos de un PHEMT. El factor de ruido del DUT, F_{DUT} , se calcula para un coeficiente de reflexión de entrada real, es decir se toman medidas de Γ_S de la fuente de ruido apagada en el plano 1-1' (Figura III.13). El factor de ruido total, F_{TOT} , se estima despejando de la expresión (III.36):

$$F_{\text{TOT}}(\Gamma_S) = F_{\text{DUT}}(\Gamma_S) + \frac{F_{\text{REC}}(\Gamma_S') - 1}{G_{\text{DUT}}} \quad (\text{III.37})$$

donde F_{REC} se obtiene utilizando el valor medio entre los parámetros de ruido calculados con *tuner* y aproximaciones, para el coeficiente de reflexión a la salida del DUT, Γ_S' (expresión

(III.34)), y G_{DUT} se determina con los parámetros S^{DUT} y Γ_S medidos (expresión (III.35)). Para estimar el desviación de F_{DUT} (ΔF_{DUT}), éste se calcula nuevamente para F_{REC} en función de los valores medios de los parámetros de ruido más ΔF_{min} , ΔR_n , $\Delta|\Gamma_{opt}|$ y/o $\Delta\Phi_{opt}$ según sea el caso, donde los valores de delta son iguales a las diferencias en los resultados obtenidos con *tuner* y aproximaciones.

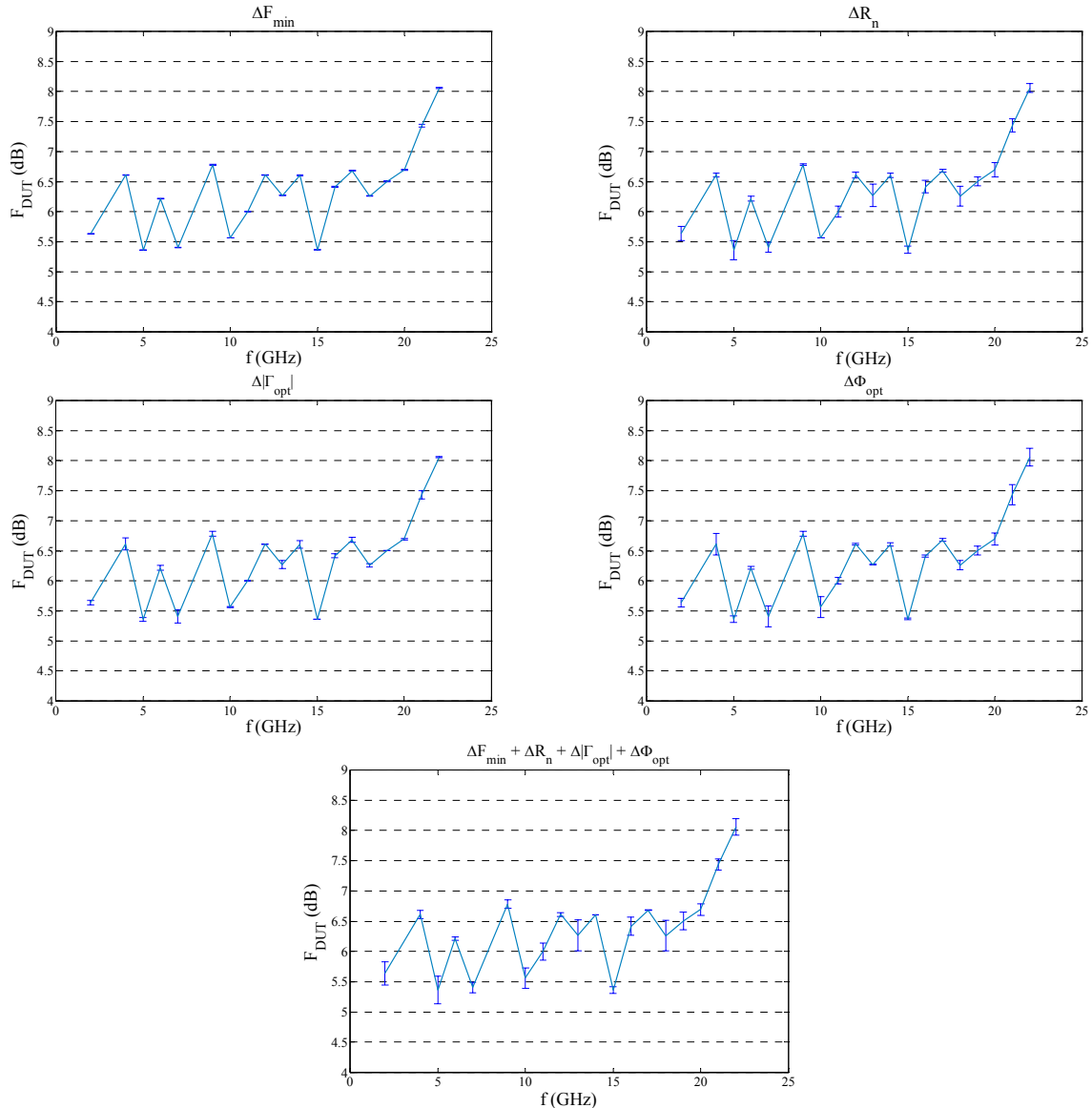


Figura III.15 Factor de ruido un DUT ($F_{DUT} \pm \Delta F_{DUT}$), debida a la desviación entre los parámetros de ruido del receptor calculados con aproximaciones y *tuner* (ver Figura III.14)

En la Figura III.15 se observa que F_{DUT} , además de ser sensible a R_n , también lo es a variaciones en la fase del coeficiente de reflexión óptimo del receptor, $\Delta\Phi_{opt}$, esto se debe a que la magnitud de la diferencia entre el Γ_{opt} y Γ_S es mayor, y ponderado por R_n incrementa la incertidumbre en F_{DUT} . Sin embargo, esta desviación es menor a ± 0.2 dB (típicamente ± 0.1 dB). Así mismo, las desviaciones de F_{DUT} considerando desviación en todos los parámetros es menor a ± 0.25 dB (típicamente ± 0.15 dB).

La incertidumbre en la medida del F_{DUT} , debida a diferencias entre los métodos de calibración del receptor (*tuner* y aproximaciones), prácticamente no genera variación en los resultados de los parámetros de ruido, como se observa en la Figura III.16. Dichos parámetros

han sido calculados aplicando la técnica F_{50} , [21], descrita brevemente en el Capítulo II. El factor de ruido mínimo, F_{\min} , y el coeficiente de reflexión óptimo, Γ_{opt} , del DUT son prácticamente iguales para cuando se considera el valor medio de F_{REC} que cuando se tiene un $F_{\text{REC}} \pm \Delta F_{\text{REC}}$ (teniendo en cuenta la desviación en los cuatro parámetros de ruido). La mayor diferencia se observa en R_n , no obstante las variaciones entre un caso y otro son menores a 6Ω , que equivalen a menos de un 5% a 22 GHz. El que haya mayores diferencias en R_n se debe a que este parámetro es más sensible a la optimización desarrollada en la técnica F_{50} para extraer las matrices de correlación intrínsecas. En general se puede observar que la técnica F_{50} presenta poca sensibilidad al método empleado para calibrar el receptor. Con lo cual se puede concluir que el uso de las expresiones aproximadas para calibrar el receptor es un método adecuado, dada la reducción en la complejidad para implementarlo y principalmente por el menor consumo de tiempo de medida en comparación con métodos de *tuner*.

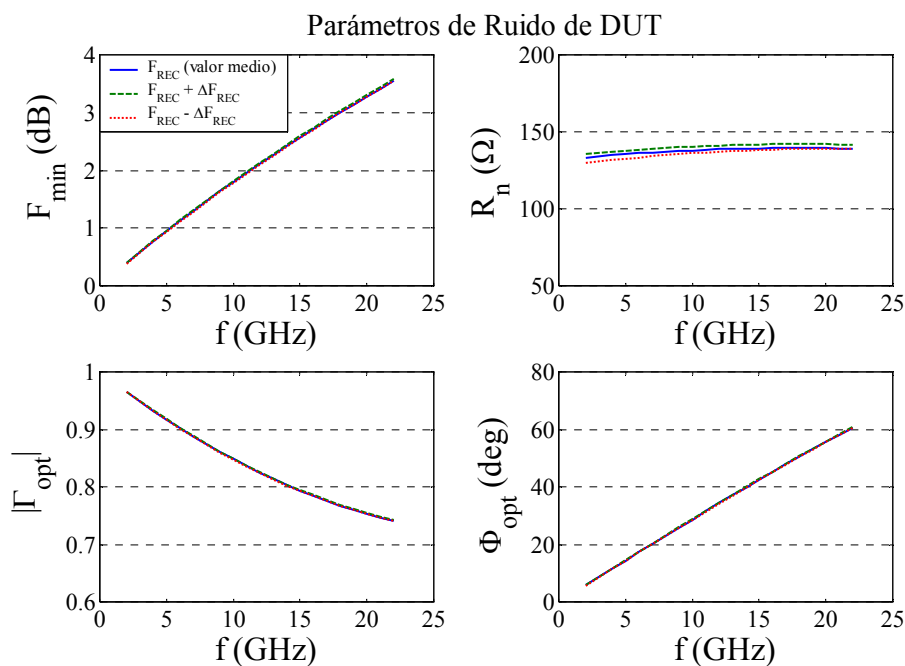
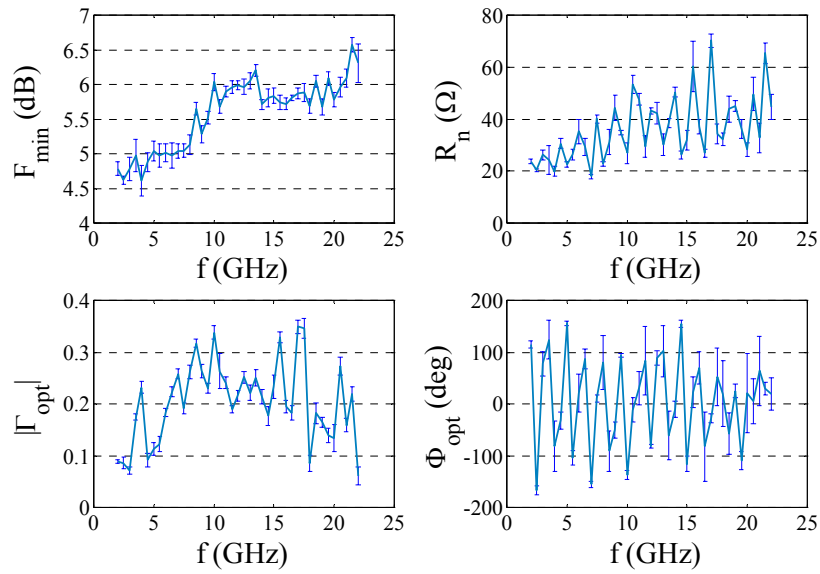
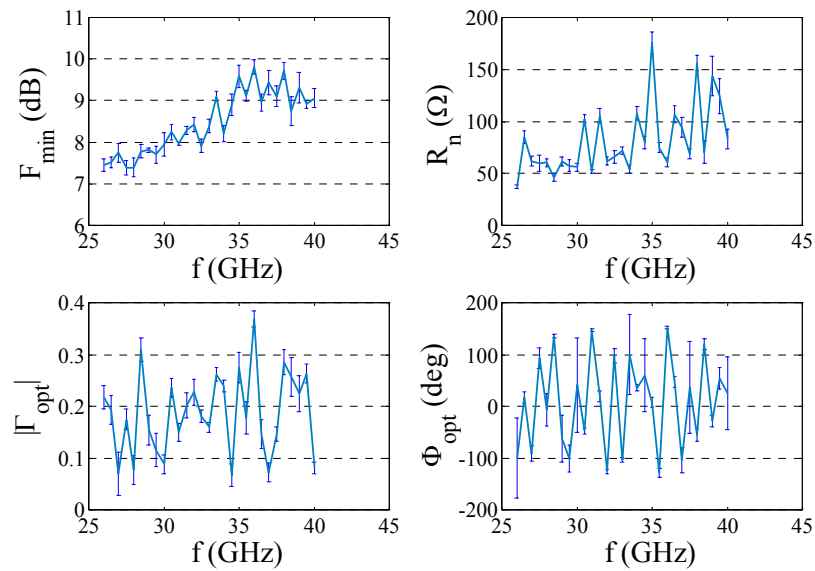


Figura III.16 Parámetros de ruido de un DUT calculados con la técnica F_{50} . F_{DUT} se ha simulado utilizando los valores medios entre los parámetros de ruido del receptor (F_{REC}) calculados con *tuner* y aproximaciones y considerando la diferencia entre estos: $F_{\text{REC}} + \Delta F_{\text{REC}}$ y $F_{\text{REC}} - \Delta F_{\text{REC}}$.

La Figura III.17 muestra el valor medio y la desviación estándar de los parámetros de ruido del receptor de 2-22 GHz y de 26-40 GHz, calculados con expresiones aproximadas, para ~10 sesiones de medidas desarrolladas a lo largo de un año. Se observa que se tienen desviaciones menores a ± 0.25 dB (típicamente ± 0.15 dB) en F_{\min} para ambos receptores, con excepción del punto del extremo de la banda, donde la desviación es ligeramente mayor, pero esto se debe a que es el peor punto de medida del AE. En el receptor de 2-22 GHz se tienen desviaciones menores de $\pm 5 \Omega$ en R_n , que equivalen a un 10% en 22 GHz, y menores a 20Ω en el receptor de 26-40 GHz, que también equivalen a valores menores de un 10% a 40 GHz. En cuanto al coeficiente de reflexión las diferencias son menores a ± 0.05 en el peor de los casos, típicamente la desviación es de ± 0.01 en el sistema de 2-22 GHz y de ± 0.02 en el sistema de 26-40 GHz.



(a)



(b)

Figura III.17 Valores medios y desviación estándar de los parámetros de ruido del receptor de: (a) 2-22 GHz y (b) 26-40 GHz, calculados con aproximaciones

Al igual que lo expuesto anteriormente, se estima la sensibilidad del factor de ruido de un DUT en función de la desviación de los parámetros de ruido del receptor mostrada en la Figura III.17, considerando ahora el rango de frecuencia de 2-22 GHz y de 26-40 GHz. Los resultados se muestran en la Figura III.18, en la cual se observa un $\Delta F_{DUT} \pm 0.4$ dB (típico ± 0.2 dB), con la excepción de los puntos de 13 y 40 GHz que presentan un valor de ± 0.7 dB. El que exista mayor desviación en 40 GHz, se atribuye a que es extremo de banda y que en estos puntos se tienen las peores condiciones de medida. La desviación en el punto de 13 GHz coincide con una mayor desviación en Φ_{opt} del receptor, que aunado a la desviación en el resto de los parámetros se tiene un incremento de la incertidumbre en este punto.

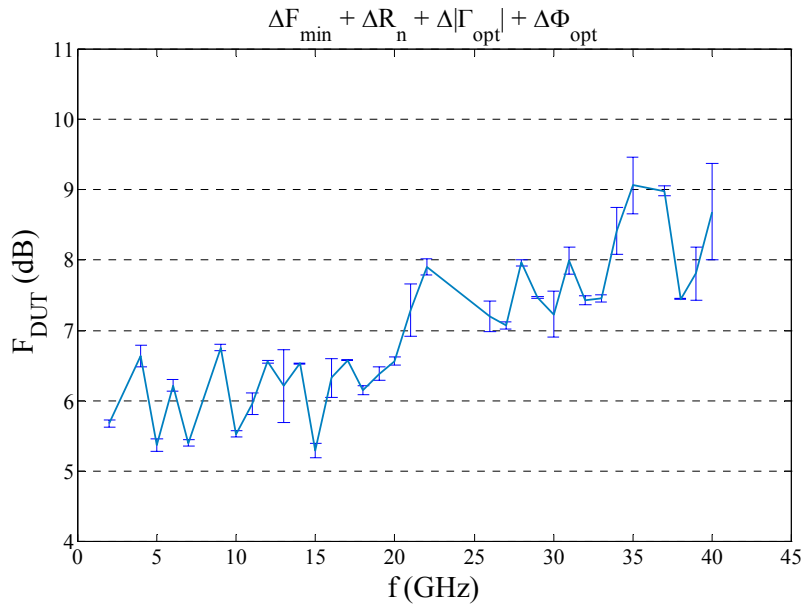


Figura III.18 Factor de ruido un DUT ($F_{DUT} \pm \Delta F_{DUT}$), en función de la desviación estándar en la medida de los parámetros de ruido del receptor

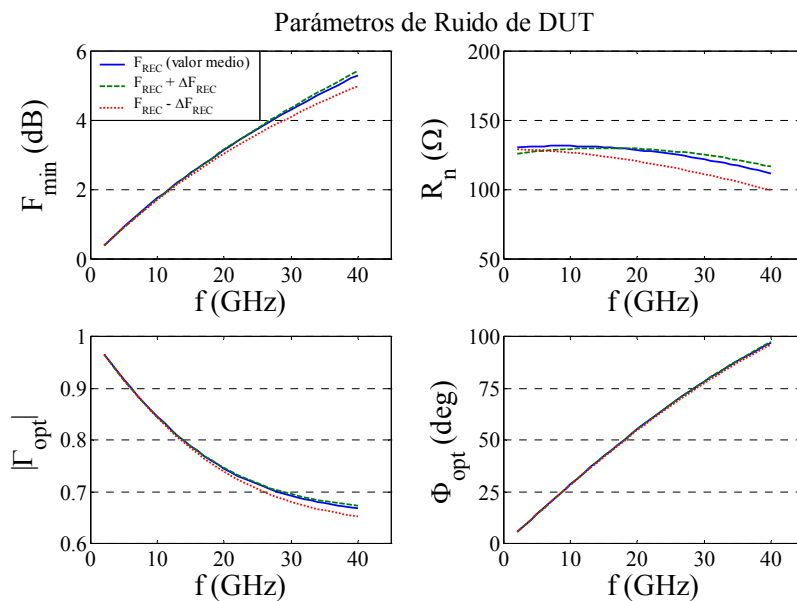


Figura III.19 Parámetros de ruido del DUT, calculados con la técnica F_{50} , en función de la desviación estándar en la medida de los parámetros de ruido del receptor mostrados en la Figura III.18

De igual manera que en las discusiones anteriores y con la finalidad de estimar la sensibilidad de los parámetros de ruido respecto a la incertidumbre en F_{DUT} , mostrada en función de la frecuencia en la Figura III.18, se calculan estos para F_{DUT} y $F_{DUT} \pm \Delta F_{DUT}$ (que viene a ser F_{REC} y $F_{REC} \pm \Delta F_{REC}$). La Figura III.19 muestra los resultados obtenidos. En ésta se observa que el parámetro que tiene mayor sensibilidad a la incertidumbre en la medida de F_{DUT} es R_n , que a 40 GHz presenta una desviación de $\pm 10 \Omega$, que corresponde a un 10%, mientras que a 2 GHz, la desviación es menor a 5 Ω , es decir menor a un 4%. Esto, como ya se ha comentado, se debe a que presenta mayor sensibilidad en el desarrollo del algoritmo de optimización utilizado en la técnica F_{50} . Además, se debe tener en cuenta que la mayor incertidumbre se presenta en los extremos de la banda donde las pérdidas son mayores y la ganancia del LNA a la entrada del receptor es menor. Por otra parte, F_{min} presenta diferencias

menores a 0.5 dB a 40 GHz y menor a 0.02 en la magnitud de Γ_{opt} , mientras que en la fase de Γ_{opt} se tienen prácticamente los mismos resultados, independientemente de la incertidumbre en F_{DUT} . En resumen, se puede observar que si se tienen errores puntuales en F_{DUT} , que sobrepasan la incertidumbre del resto de puntos de frecuencia, son descartados mediante el criterio de error, función de error de Huber, considerado en el algoritmo de optimización de la técnica F_{50} .

Con el fin de comparar los resultados de los parámetros de ruido del receptor obtenidos con las lecturas de potencias tomadas directamente con la traza del AE y con el detector externo, estos se han calculado en ambos casos utilizando expresiones aproximadas. En la Figura III.20(a)-(b) se muestran los resultados de los parámetros de ruido del receptor de 2-22 GHz y de 26-40 GHz, respectivamente. Se puede observar que los resultados coinciden en ambos casos (con lecturas tomadas con el AE y con el detector externo) en las dos bandas de frecuencia medidas, con un rizado de medida o *jitter* menor en el caso del detector.

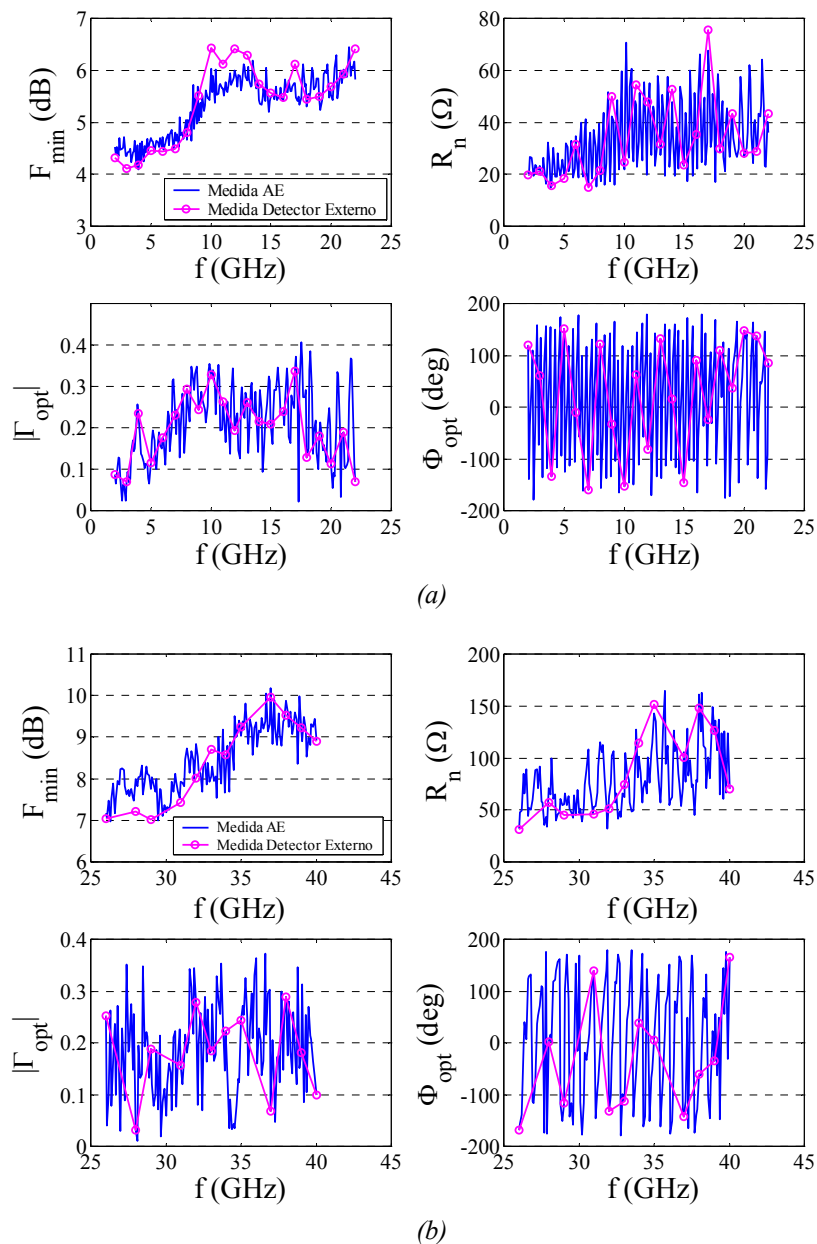


Figura III.20 Parámetros de ruido del receptor para la banda (a) de 2-22 GHz y (b) de 26-40 GHz, utilizando lecturas de potencia de la traza del AE y con un detector externo

En la Figura III.21 se muestra la constante kG_0B del receptor de 2-22 GHz y de 26-40 GHz. En ésta se comparan las medidas con la lectura directa del AE y con el detector externo. Los resultados muestran diferencias menores de -1 dB. En la medida de kG_0B se ha considerado el factor de desadaptación a la entrada del receptor.

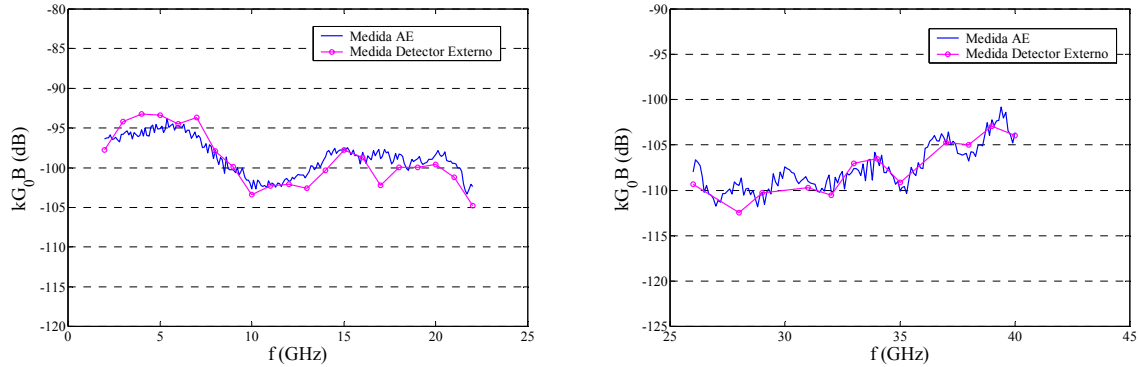


Figura III.21 Constante de ganancia de los receptores de 2-22 GHz y de 26-40 GHz

De acuerdo a los resultados de la Figura III.20 y Figura III.21, se puede observar que el uso del detector externo permite reducir el *jitter* de medida, tanto en la extracción de los parámetros de ruido del receptor, como en el cálculo de la ganancia del mismo. Ello nos lleva a considerar que el uso de dicho detector permitirá reducir la incertidumbre debida a la medida de potencia.

III.7.2. FACTOR DE RUIDO DE UN TRANSISTOR CON PUERTA COMÚN

Una forma de comprobar que la calibración del receptor es correcta, es decir que se han determinado correctamente sus parámetros de ruido y kG_0B , es el medir un dispositivo del cual se conoce su factor de ruido. Para esto generalmente se emplean dispositivos pasivos, como atenuadores en los que su factor de ruido es igual a sus pérdidas, o inversamente proporcional a su ganancia, ambas definiciones son equivalentes. En [22] se propone el uso de un FET pasivo con puerta común, cuyo factor de ruido es igual al inverso de su ganancia disponible, la cual se determina a partir de sus parámetros S medidos y el coeficiente de reflexión presentado a la entrada (ecuación (III.35)). Las pérdidas de inserción, y por lo tanto la ganancia disponible de este dispositivo, son función de la polarización, lo cual permite tener un amplio rango de niveles de factor de ruido para validar la calibración del receptor.

El factor de ruido de un dispositivo también se puede expresar en función de su matriz de correlación y de la impedancia conectada a la entrada. Considerando que en este caso se trata de un elemento pasivo, la matriz de correlación se obtiene a partir de los parámetros S medidos, como se muestra a continuación.

Escribiendo el factor de ruido en función de la matriz de correlación total del DUT, C_A , en configuración de cascada y de la impedancia de entrada al bipuerto, Z_S :

$$F_{DUT}(Z_S) = 10 \cdot \log \left(1 + \frac{\mathbf{Z} \cdot \mathbf{C}_A \cdot \mathbf{Z}^\dagger}{4T_0k \cdot \text{Re}(Z_S)} \right) ; \quad \mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 1 & Z_S^* \end{bmatrix} \quad (\text{III.38})$$

donde Z_S es la impedancia medida a la entrada del DUT y la matriz de correlación, C_A , se obtiene haciendo la transformación de la matriz de correlación en configuración de

impedancia, C_Z , o admitancia, C_Y , a cascada, en este caso se considera la configuración de impedancia:

$$\mathbf{C}_A = \mathbf{P} \cdot \mathbf{C}_Z \cdot \mathbf{P}^\dagger$$

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & -A_{11} \\ 0 & -A_{21} \end{bmatrix} \quad (\text{III.39})$$

La matriz \mathbf{P} se conoce como matriz de paso, [23], y A_{ij} ($i=1,2$ y $j=1,2$) son los elementos de matriz ABCD del DUT, calculada de los parámetros S medidos. Para un dispositivo pasivo la matriz de correlación de impedancia, C_Z , se obtiene directamente de sus parámetros de impedancia, \mathbf{Z} :

$$\mathbf{C}_Z = 2kT_a (\mathbf{Z} + \mathbf{Z}^\dagger) \quad (\text{III.40})$$

La matriz \mathbf{Z} se calcula de los parámetros S medidos. Así, para verificar la calibración del receptor se midió un transistor con puerta común. Éste fue diseñado mediante un PHEMT de Philips (OMMIC) con $0.2\mu\text{m}$ de longitud de puerta y $2 \times 15\mu\text{m}$ de ancho de puerta. Este dispositivo se polariza con $V_{dg}=V_{sg} > 0$, es decir como un *cold-FET* en *pinch-off*, $V_{ds}=0$ y $V_{gs} < 0$. El layout se muestra en la Figura III.22.

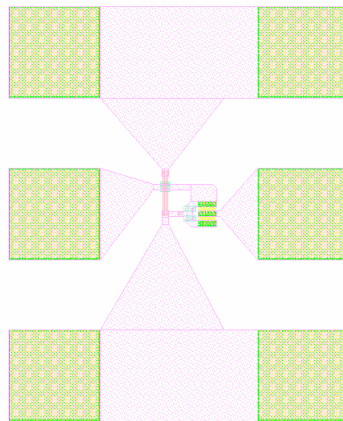


Figura III.22 Layout de un PHEMT con puerta común

La Figura III.23 compara el factor de ruido medido y estimado con la expresión (III.38) y el inverso de la ganancia. En ésta puede observarse que el inverso de la ganancia y el factor de ruido estimado con la matriz de correlación total son equivalentes, cuyos resultados son prácticamente iguales hasta 22 GHz y en frecuencia superiores a 26 GHz se tienen diferencias menores de 0.5 dB, con excepción del punto de 35 GHz, que tiene mayor desadaptación entre el coeficiente de reflexión de fuente Γ_S y el S_{11} del DUT. La diferencia entre el factor de ruido medido y estimado hasta 22 GHz es menor a 0.5 dB, con excepción de un punto alrededor de 3 GHz, donde han influido tanto errores de medida como desadaptación. Para frecuencias superiores a 22 GHz, se tienen diferencias entre 0.5 y 1 dB y en algunos puntos el error llega a ser hasta de 2 dB. Esto se debe a que en este rango de frecuencia se presentan una serie de factores en contra, en primer lugar, de la expresión de Friis (III.36) se observa que al medir un atenuador se tiene un caso desfavorable, dado que la incertidumbre en el factor de ruido de segunda etapa tienen mayor influencia. Además, sí el dispositivo está desadaptado, lo mismo que la fuente de ruido, la incertidumbre en la medida del factor de ruido es mayor.

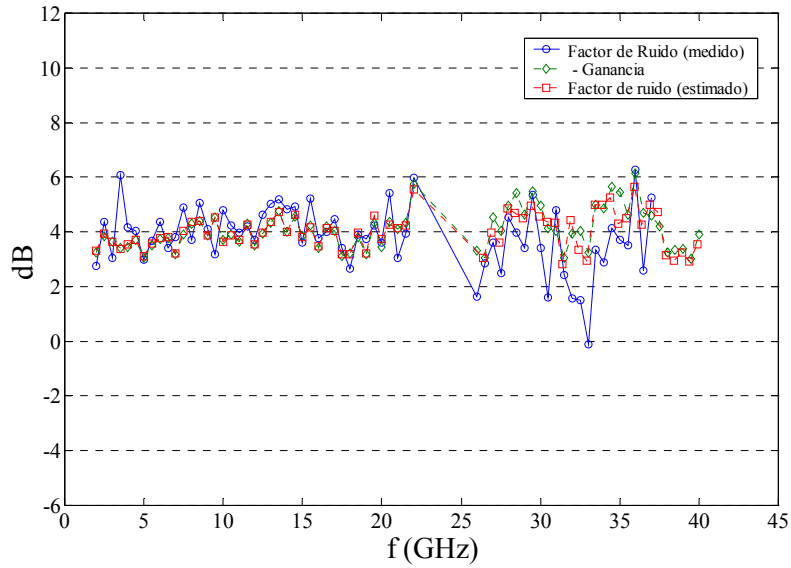


Figura III.23 Factor de ruido y ganancia disponible de un FET pasivo con puerta común

En la Tabla III.1 se lista el error cuadrático medio entre el factor de ruido medido y estimado, para N_f puntos de frecuencia, calculado mediante la siguiente expresión:

$$error = \frac{1}{N_f} \sqrt{\sum_{N_f} (F_{med} - F_{est})^2} \tag{III.41}$$

$$error_{dB} = 4.34 \cdot error$$

En la dicha tabla se observa que el error medio entre los valores medidos y estimados es menor a 0.5 dB, debido a que éste refleja el valor medio de la mayor concentración de puntos, descartando los valores que salen de rango.

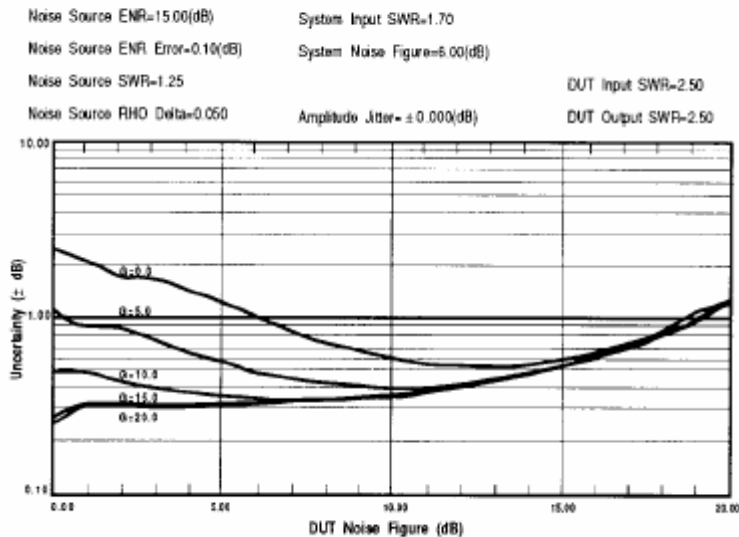
Tabla III.1 Error cuadrático medio entre el factor de ruido medido y estimado

Frecuencia	Error cuadrático medio (dB) entre el factor de ruido medido y la ganancia disponible	
	la ganancia disponible	el factor de ruido estimado
2 - 22 GHz	0.132	0.133
26 - 40 GHz	0.394	0.380
2 - 40 GHz	0.179	0.175

Por otro lado, cuando se mide un transistor con una ganancia alta, la incertidumbre en la calibración tiene menor influencia en el F_{DUT} . Sobre la incertidumbre de medida del factor de ruido del DUT en función de la incertidumbre de medida del factor de ruido del receptor y la ganancia del DUT se han publicado una serie de trabajos, [24]-[26], que presentan gráficas en función de las fuentes de error de medida, como son: incertidumbre en el ENR de la fuente de ruido, en la medida de potencia, en el coeficiente de reflexión de la fuente de ruido y en la medida de los parámetros S del DUT; de forma implícita en estos últimos parámetros se tiene en cuenta la incertidumbre en las calibraciones OSL y LRRM. Estos valores tienen mayor o menor influencia en función de la ganancia del DUT y del factor de ruido medido. Particularmente en [24] Lázaro presenta un simulador de errores en donde considera cada una de las incertidumbres enumeradas anteriormente y en función de esto determina la incertidumbre en la medida del factor de ruido del DUT. Así mismo, en [25] se presentan una

serie de gráficas de la incertidumbre en la medida del factor de ruido del DUT en función de la magnitud de dicho factor, de la ganancia del dispositivo y del factor de ruido del receptor, considerando una incertidumbre típica de las fuentes de error enumeradas previamente.

System NF: 6 dB



System NF: 12 dB

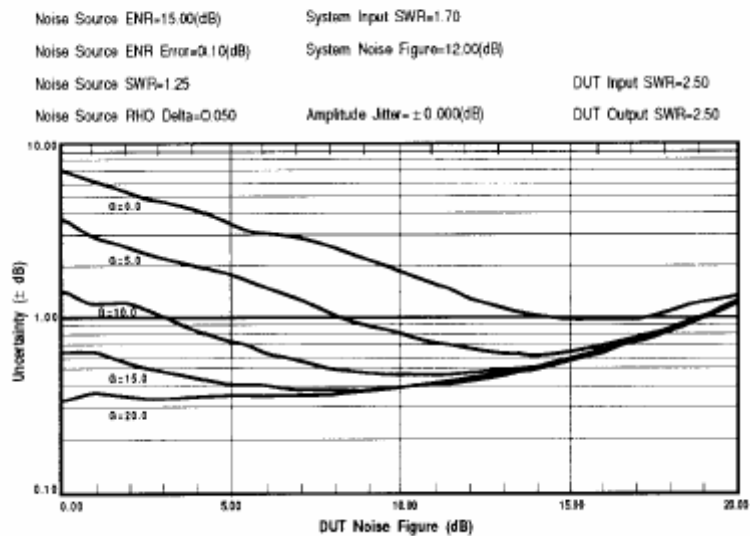


Figura III.24 Incertidumbre de F_{DUT} , ΔNF_{DUT} , en función del F_{DUT} y G_w , ambas en dB, tomadas de [25]

Por ejemplo, en las gráficas mostradas en la Figura III.24 se observa que cuando el factor de ruido del receptor (sistema) es de 12 dB, la incertidumbre en dB del factor de ruido, ΔNF_{DUT} , incrementa más de 2 dB para un DUT con ganancia de 0 dB y factor de ruido de 5 dB, respecto al de un receptor con 6 dB; inclusive dicha incertidumbre puede llegar a incrementar hasta 4 dB para un DUT con un factor de ruido igual a 1 dB. Sin embargo, para G_{DUT} superiores a 15 dB, la incertidumbre en ambos sistemas es menor de 0.7 dB para un F_{DUT} igual a 1 dB y menor a 0.5 dB para un F_{DUT} igual a 5 dB. Por otro lado, para F_{DUT}

mayores a 10 dB la incertidumbre incrementa de forma casi independiente de G_{DUT} , particularmente cuando del factor de ruido del receptor es menor. Esto nos lleva a considerar el tener un sistema de medida en donde el receptor tenga un factor de ruido menor a 10 dB, con lo que espera tener una incertidumbre de alrededor de 1 dB. Además de tener en cuenta las recomendaciones indicadas en las referencias [24]-[25] y de las que se ha venido haciendo hincapié, como son reducir el *jitter* de medida, incrementar el ENR de la fuente de ruido, de tal forma que se tengan una mayor diferencia entre la potencia medida para los estados frío y caliente de la fuente de ruido, disminuyendo así la sensibilidad al *jitter* en la lectura de potencias. Asimismo, evitar inestabilidades debidas a conexiones y desconexiones de transiciones o elementos que forman parte del sistema, suciedad en los conectores y por supuesto asegurar en lo posible la estabilidad de ganancia del sistema, que puede degradarse por variaciones de temperatura y en el tiempo.

III.8. SISTEMA DE MEDIDA DE PARÁMETROS S Y DE RUIDO EN LA BANDA Q, 33-50 GHz

Inicialmente se propuso un sistema de medida que incluyera el margen de frecuencia de 33-50 GHz, banda Q. Sin embargo, como se muestra en los resultados de los parámetros de ruido presentados más adelante, el factor de ruido del sistema es superior a 10 dB, característica no recomendable cuando se desean medir dispositivos que tiene un factor de ruido pequeño, como es el caso de los FETs caracterizados. Dicho incremento del factor de ruido se debe a la suma directa de las pérdidas de conmutadores y transiciones conectados antes del pre-amplificador de entrada al receptor, necesarios si se desea agregar este sistema al de 2-40 GHz, como se muestra en la Figura III.25.

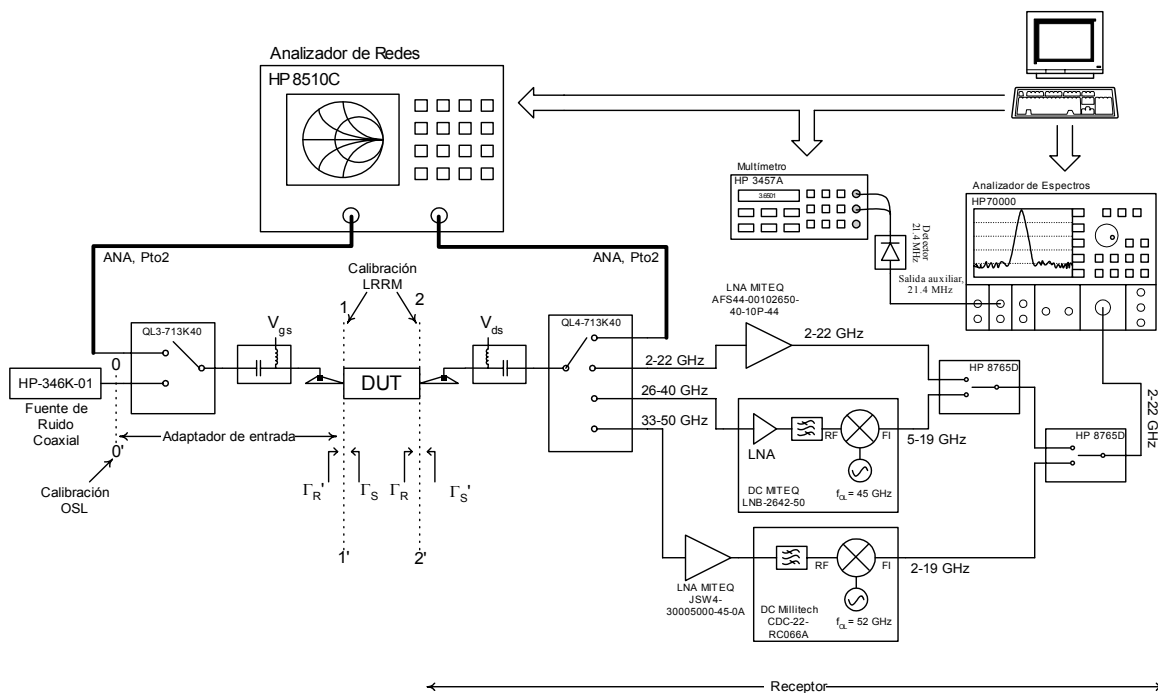


Figura III.25 Primera propuesta del sistema de medida de ruido en oblea en la banda Q, de 33-50 GHz, como una extensión del sistema de 2-40 GHz

En vista de lo anterior se optó por implementar el sistema de 33-50 GHz como un banco de medida independiente al de 2-40 GHz, Figura III.26, con lo que disminuye el número de elementos conectados antes del pre-amplificador y en consecuencia su factor de ruido.

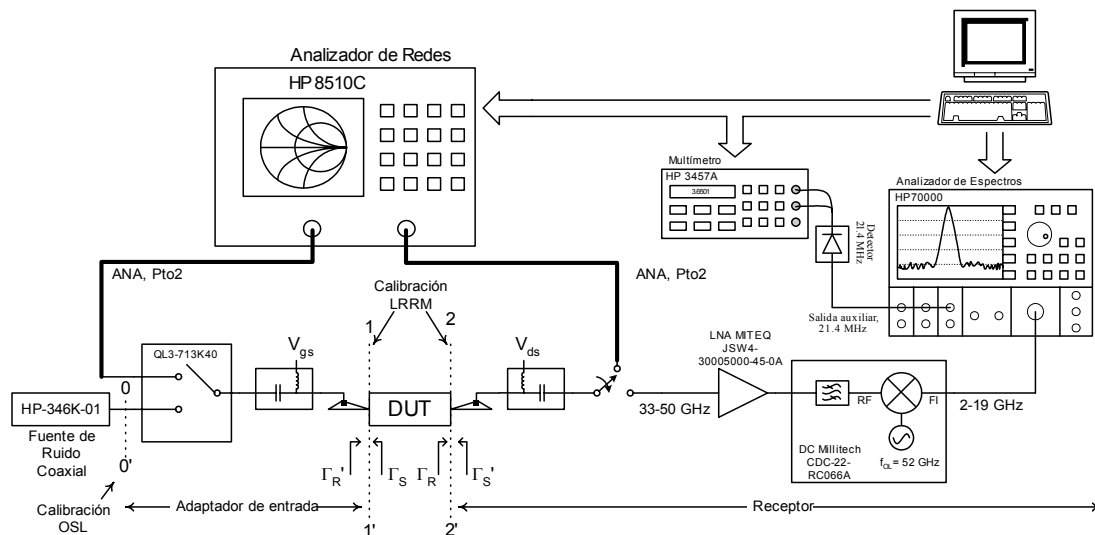


Figura III.26 Sistema de medida de ruido en oblea de 33-50 GHz, banda Q

El sistema en la banda Q está compuesto también por un bloque de entrada, un receptor y un analizador de redes (ANA), HP 8510C. El bloque de entrada es similar al del sistema de 2-40 GHz. El receptor, además de incluir la sonda de prueba y la T de polarización, tiene como pre-amplificador un LNA de MITEQ de 33-50 GHz conectado a un DC de Millitech que baja la señal de 33-50 GHz a 2-19 GHz y éste a su vez conectado a un AE de HP de la serie 70000. A la salida de FI de 21.4 MHz del AE también se conecta un detector cuya salida se lee con un voltímetro. Asimismo, se emplea una fuente de ruido coaxial, HP 346C-K01, para calibrar el receptor. Para medir los parámetros S del DUT se hace una calibración LRRM, [18], en el plano coplanar, entre 1-1' y 2-2', con un substrato de estándares de Cascade, 101-190 LRM, y para medir las pérdidas del bloque de entrada se hace una calibración de OSL en el plano 0-0', para lo cual se emplea un *kit* de calibración 2.4 mm, HP 85056A. En este caso se ha omitido el uso del conmutador entre el ANA y el receptor para disminuir el factor de ruido de este último, haciendo la conmutación de forma manual. El equipo de medida y el conmutador de entrada se controlan vía *GPIB* y con cadenas de bits en paralelo obtenidos de una tarjeta I/O, el control se realiza con el mismo software del sistema de 2-40 GHz.

El procedimiento seguido para calibrar el receptor en la banda Q es similar al indicado en el apartado III.7. Los parámetros de ruido del primer sistema propuesto de la banda Q, en donde forma parte del sistema de 2-40 GHz, se muestran en la Figura III.27. Se puede observar que el factor de ruido mínimo, F_{\min} , está entre 10 y 13 dB para frecuencias menores a 45 GHz y entre 8 y 13 para frecuencias superiores. El coeficiente de reflexión óptimo, Γ_{opt} , tiene una adaptación similar a la de los LNAs de 2-22 GHz y de 26-40 GHz.

La Figura III.28 muestra el factor de ruido medido del receptor en la banda Q como un sistema de medida independiente del de 2-40 GHz. Se observa que el factor de ruido ha disminuido aproximadamente 2 dB hasta 46 GHz y 1 dB hasta 50 GHz. Sin embargo, esta medida se desarrolló sin conectar la sonda coplanar de prueba y la T de polarización, utilizando en su lugar transiciones y cables coaxiales que simulan las pérdidas de dichos elementos. La intención es predecir el factor de ruido que se espera y si es adecuado a la aplicación de las medidas desarrolladas. Así, se prevé que el factor de ruido mínimo que se tendrá en este sistema está entre 8 y 10 dB, mientras que Γ_{opt} y R_n tendrán una respuesta similar a la mostrada en la Figura III.27, dado que Γ_{opt} es igual al conjugado del coeficiente de reflexión del receptor, y R_n es básicamente función de la desadaptación entre el receptor y la carga presentada a la entrada de este y de la relación de potencias de ruido correspondientes a los dos estados de la fuente de ruido.

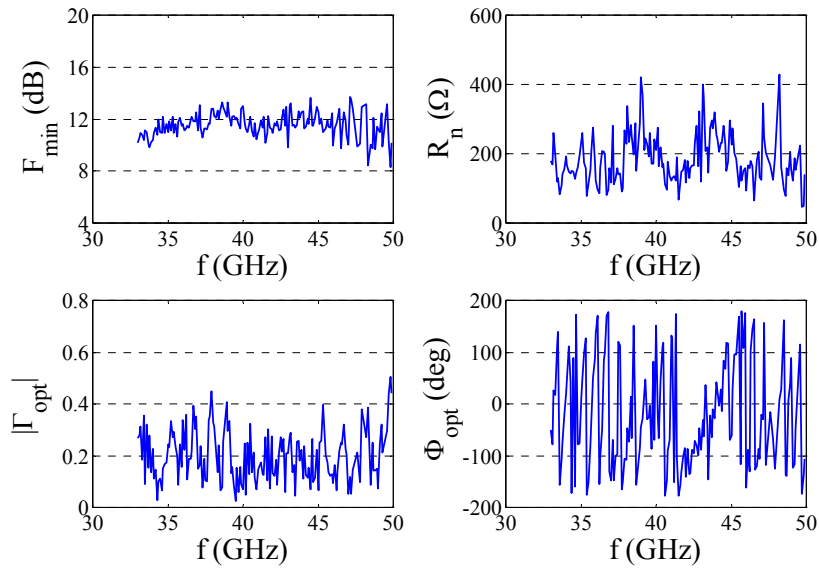


Figura III.27 Parámetros de ruido del receptor en la banda Q, 33-50 GHz, del sistema mostrado en la Figura III.25

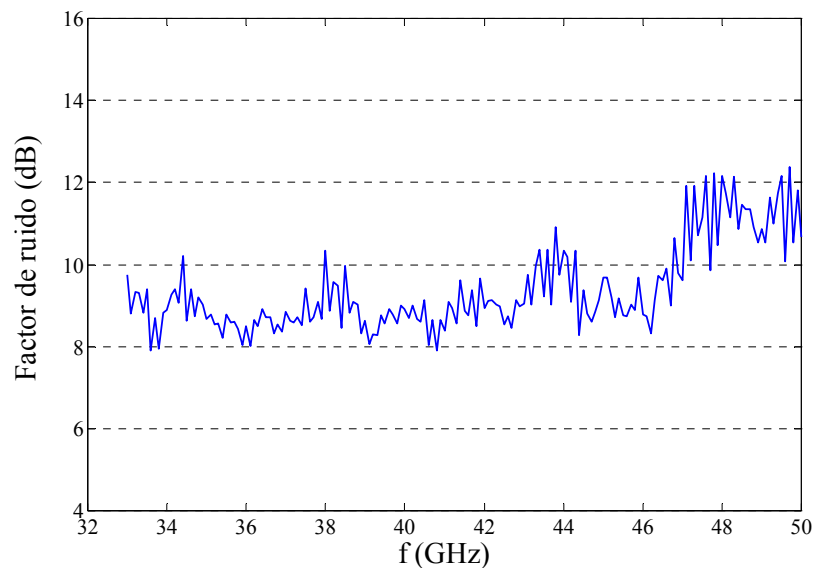


Figura III.28 Factor de ruido del receptor en la banda Q, 33-50 GHz, después de optimizar las pérdidas inducidas por los elementos del sistema

III.9. SISTEMA DE MEDIDA DE PARÁMETROS S Y DE RUIDO EN LA BANDA V, 50-75 GHz, [27]

El incremento de aplicaciones en la banda V, de 50-75 GHz, ha motivado el diseño de sistemas a estas frecuencias, por ejemplo receptores, radiómetros o radares [28]-[29], así mismo se han desarrollado dispositivos, como PHEMT o FETs de InP que tienen frecuencias de corte superior a 100 GHz, [29]-[30]. Sin embargo, para diseñar o caracterizar tales sistemas es deseable contar el equipo adecuado para determinar su comportamiento, como por ejemplo ganancia, factor de ruido o potencia, o bien en el caso de dispositivos discretos como transistores, para medir sus parámetros S, curvas en continua o parámetros de ruido, datos con los que se busca predecir su comportamiento bajo diferentes condiciones de trabajo, [31]-[33].

Bajo estas premisas, como extensión del sistema de medida de ruido previamente presentado, se ha iniciado la implementación de un sistema en guía de onda en la banda V, el cual se plantea como una fase previa a un sistema automatizado de medida en continua, parámetros S y de ruido, en oblea ‘*on-wafer*’.

III.9.1. CARACTERÍSTICAS Y CALIBRACIÓN DEL SISTEMA EN LA BANDA V

El sistema de medida de ruido implementado, en guía de onda en la banda V, se muestra en la Figura III.29. El receptor está compuesto por un pre-amplificador de bajo ruido de 50-75 GHz de Spacek Labs (SLV-20-4W), un Down-Converter de Millitech (CDA-15-RC545B), un amplificador para FI de Miteq de 0.1-26 (AFS44). Como medidor de potencia se utiliza un analizador de espectros (HP 70000) con un sensor de potencia conectado a la salida de 21.4 MHz. El conversor de Millitech tiene a la entrada un aislador para evitar problemas de adaptación entre este y el pre-amplificador; el rango de frecuencia de la señal de entrada al mezclador es de 50-75 GHz, con una frecuencia del oscilador local de 48.8 GHz y la frecuencia de salida, FI, es de 1.2-26.2 GHz. Debido a que el analizador de espectros tiene un límite superior de 22 GHz, las medidas de potencia de ruido se efectúan en el rango de 50-70.8 GHz. Los parámetros S del dispositivo y los coeficientes de reflexión de las cargas de calibración se miden con un Analizador de Redes (HP 85106D, que es una extensión a 75 GHz del modelo HP 8510C). Para conmutar entre el analizador de redes (ANA) y el receptor se emplea un conmutador en guía de onda Flann-Microwave (25333-3) indicado en la figura 1 como SWT. El control del equipo de medida, como el analizador redes, el analizador de espectros y el medidor de potencia, se hace vía GPIB, mediante un software propio desarrollado en entorno MATLAB. El control del conmutador, SWT, se hace manualmente. De igual forma, las cargas, necesarias para calibrar el sistema, y el DUT se conectan y desconectan manualmente en cada caso, según la medida que se este desarrollando.

En la Figura III.29 se puede observar que el receptor está conectado en el puerto 1 y no en el 2, que es la configuración habitual, esto se hace con la finalidad de reducir las pérdidas del receptor y así evitar empeorar el factor de ruido del mismo. Lo anterior, se considera básicamente porque el sistema presentado se ha concebido como primera fase de un sistema de medida en oblea en la banda V; sin embargo, para la configuración de medida en guía de onda, el receptor puede ser conectado de forma indiferente en el puerto 1 o puerto 2. De igual forma, para mejorar el factor de ruido del receptor, se ha evitado el uso de un aislador a la entrada, con el inconveniente de no poder asegurar que el factor de ruido del receptor permanece constante independientemente del coeficiente de reflexión que se le presente. Además, la entrada del receptor no está completamente adaptada, como se muestra más adelante. Por esta razón, para calibrar el receptor no es conveniente aplicar la técnica del factor Y, [1],[11], que se utiliza la relación de potencias de ruido de dos cargas con diferente temperatura, asumiendo que el coeficiente de reflexión de éstas es igual y por consiguiente el factor de desadaptación también es igual para ambas cargas, característica que no se cumple en este caso. Alternativamente, se podría aplicar una técnica de *tuner*, sin embargo, a estas frecuencias es difícil implementar tales dispositivos. Por otra parte, el procedimiento descrito en el apartado III.5, para determinar los parámetros de ruido del receptor y su constante de ganancia a partir de expresiones aproximadas, toma en cuenta las posibles variaciones del coeficiente de reflexión de la carga presentada a la entrada del receptor así como las desadaptaciones, lo que lo hace el método más adecuado para calibrar el sistema de medida de ruido de 50-75 GHz. Además, para desarrollar esta tarea basta con tomar medidas de potencia de dos cargas con diferente temperatura.

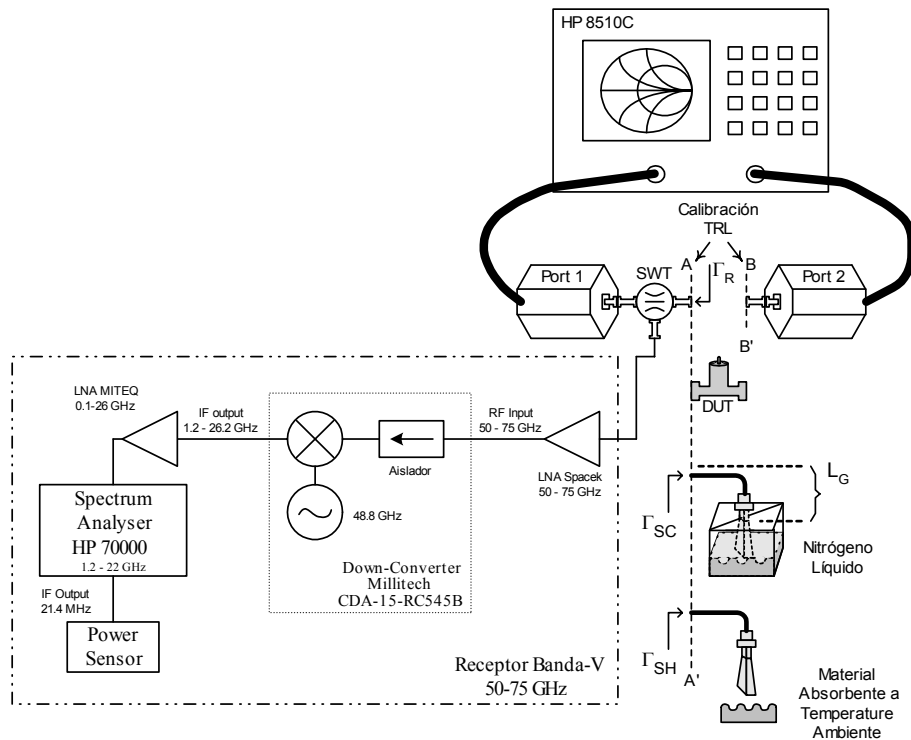


Figura III.29 Esquema del sistema de medida de ruido y parámetros S en guía de onda en la banda V

Para calibrar el receptor de los sistemas de 2-40 GHz y de 33-50 GHz se ha utilizado una fuente de ruido coaxial. Sin embargo, en el margen de frecuencia de 50-75 GHz no es tarea sencilla implementar una fuente de ruido en guía y que además esté medianamente adaptada, de hecho el principal inconveniente es éste. Comercialmente existen fuentes de ruido en guía de onda en la banda V , las cuales están muy desadaptadas (con valores menores a 5 dB) en ambos estados, apagado y encendido, con lo que es de esperarse que el coeficiente de reflexión entre sea diferente entre estos. Aunado a lo anterior se tiene la incertidumbre de la correcta calibración del ENR de la fuente de ruido proporcionada por el fabricante, que según especificaciones se ha determinado mediante una técnica de factor Y , sin tener en cuenta la desadaptación de la fuente. Por todo ello, para calibrar el receptor se ha considerado como alternativa el uso de una antena apuntando a un material absorbente a temperatura ambiente y sumergido en nitrógeno líquido. De esta forma, se utiliza como carga caliente una antena apuntando a un material absorbente a temperatura ambiente, T_a ($=300K$), en donde la temperatura en caliente de la antena, T_h es igual a T_a ; y como carga fría una antena apuntando a un material absorbente sumergido en nitrógeno líquido a 77K. La relación de ruido en exceso respecto a la carga fría, definida en [34] como ‘Cold Noise Ratio (CNR)’, se calcula como:

$$CNR_{dB} = 10 \cdot \log \left(1 - \frac{T_c}{T_0} \right) \quad (III.42)$$

T_c es la temperatura de la carga fría en el plano de entrada del receptor, plano $A-A'$ en la Figura III.29. En la misma figura se puede observar que la temperatura T_c no es igual a la temperatura que ve la antena apuntando al nitrógeno líquido, con una temperatura aparente $T_{AP}=77 K$, sino que se deben considerar las pérdidas de los tramos de guía, L_G , que van desde la antena hasta la entrada al receptor, [35], de tal forma que la temperatura T_c es igual a:

$$T_c = \frac{T_{AP}}{L_G} + T_a \cdot \left(1 - \frac{1}{L_G}\right) \quad (\text{III.43})$$

El procedimiento de calibración del receptor y de medida del factor de ruido de un DUT es el siguiente:

- Se hace una calibración TRL entre los planos A-A' y B-B'. Esta calibración se emplea posteriormente para medir los parámetros S del DUT y los coeficientes de reflexión de las cargas y del receptor.
- Se conectan el plano A-A' y B-B', se conmuta el SWT (Figura III.29) hacia el receptor y se mide el coeficiente de reflexión del receptor, Γ_R , con el puerto 2.
- Se conecta la carga caliente a la entrada del receptor, plano A-A', el SWT se conmuta hacia el analizador de redes, se mide su coeficiente de reflexión, Γ_H , con el puerto 1, posteriormente se conmuta SWT hacia el receptor y se mide la potencia de ruido, P_H .
- Se conecta la carga fría en la entrada del receptor, plano A-A', y al igual que con la carga caliente, se mide su coeficiente de reflexión, Γ_C , y su potencia de ruido, P_C .
- Se calculan los parámetros de ruido del receptor empleando expresiones aproximadas del apartado III.5 ((III.22)-(III.24), (III.26), (III.28), (III.31)).
- Se conecta el DUT entre los planos A-A' y B-B', el SWT se conmuta hacia el analizador de redes y se miden sus parámetros S, S^{DUT} .
- Se separa el tramo del guía por el plano B-B' y en este extremo del DUT (que equivale a la entrada del DUT) se conecta la carga caliente, el SWT se conmuta hacia el receptor para medir la potencia de ruido del DUT con una carga adaptada a la entrada, P_{DUT} . (P_S en expresión (III.33)).
- Finalmente, se calcula el factor de ruido del DUT más el receptor, F_{TOT} (expresiones (III.33)-(III.35)) y se determina el factor de ruido del DUT, F_{DUT} , restando el factor de ruido del receptor, F_{REC} (expresión (III.36)).

En la Figura III.30 se muestra una fotografía del sistema de medida en la banda V, tomada mientras se efectuaba la medida de la carga fría.

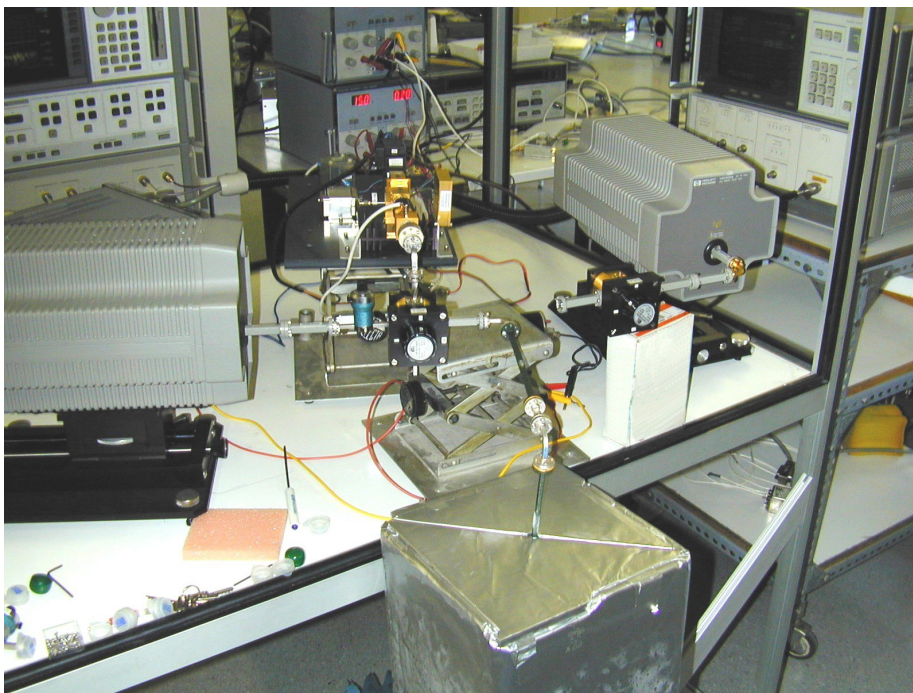


Figura III.30 Fotografía del sistema de medida en la banda V

III.9.2. PARÁMETROS DE RUIDO MEDIDOS DEL RECEPTOR

Aplicando el procedimiento descrito previamente se obtuvieron los parámetros de ruido del receptor que se muestran en la Figura III.31. Se observa que F_{\min} está entre 3.5 y 6 dB, valores ligeramente mayores a los especificados por el fabricante, que indica un valor de 3.8 dB hasta 60 GHz, y de 4.6 GHz a frecuencias superiores. El coeficiente de reflexión óptimo, $\Gamma_{\text{opt}} = |\Gamma_{\text{opt}}|e^{j\Phi_{\text{opt}}}$ se considera igual al conjugado del coeficiente de reflexión del receptor, es decir el S_{11}^* del pre-amplificador. La resistencia equivalente de ruido, R_n , presenta valores que van 0 a 120 Ω , con una variación rápida en frecuencia, comportamiento que también se observa en el receptor de 2-40 GHz.

De forma similar que en el sistema de 2-40 GHz, para verificar la calibración del receptor, se midió el factor de ruido de un atenuador variable en guía y se comparó con las pérdidas del atenuador, que teóricamente por ser un dispositivo pasivo ambos parámetros son iguales. En la Figura III.32 se muestran el factor de ruido y las pérdidas medidas del atenuador para dos valores de atenuación. Se observa que los resultados coinciden prácticamente en todo el rango de frecuencias, para ambos puntos de atenuación, con diferencias menores a 0.5 dB, comprobando con esto que la calibración del sistema es correcta.

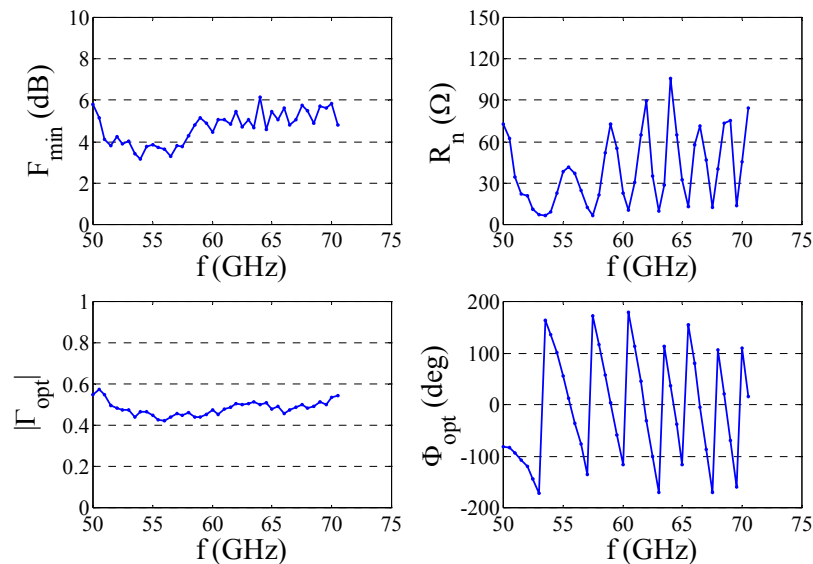


Figura III.31 Parámetros de ruido del receptor en la banda V

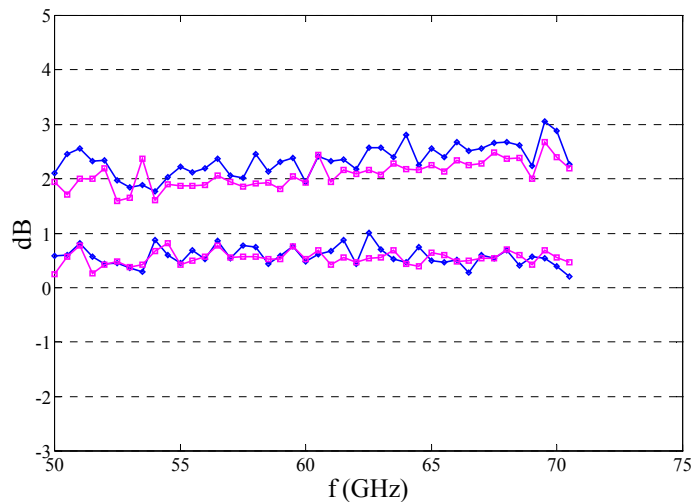


Figura III.32 Factor de ruido (-◇-) y pérdidas (-□-) de un atenuador variable en dos puntos de atenuación (0.5 dB y 2 dB), medidos con el sistema de medida de ruido en la banda V

III.9.3. SISTEMA DE MEDIDA DE PARÁMETROS S EN OBLEA EN LA BANDA V

Como parte del sistema de medida en oblea, se han realizado algunas pruebas de calibración y medidas de parámetros S en la banda V. Para esto se ha utilizado el sustrato de calibración CS-5 de Picoprobe (GGB Industries Inc.) y se han empleado tres algoritmos de calibración: LRM, TRL y LRRM modificado, [18], con la finalidad de comprobar viabilidad de aplicación de cada uno de ellos en este rango de frecuencias. Los algoritmos LRM y TRL están implementados en el software del analizador de redes. El algoritmo LRRM se desarrolla de forma externa al analizador de redes, mediante un software implementado en matlab; toma las lecturas de los estándares de calibración y envía las matrices de error resultantes al analizador de redes vía GPIB.

La calibración LRRM modificada se aplicó dos veces: una utilizando como abierto las sondas levantadas (LRRM UPC) y otra con el abierto desplazado (*OpenOffset*) del sustrato de calibración (LRRM UPC (*OpenOffset*)); los otros estándares utilizados son, una carga '*Match*', un corto '*Reflect*' y un '*thru*'. En la calibración LRM (LRM Picoprobe) se empleó el abierto del sustrato de calibración, un *thru* y una carga. En la calibración TRL se utilizó un corto, un *thru* y una línea de 550 μ m. En las cuatro calibraciones, el plano de referencia se fijó en el plano de las sondas coplanares. La Figura III.33 muestra los parámetros S medidos del *thru* del sustrato de calibración, con cada una de las cuatro calibraciones del ANA mencionadas previamente. Se observa que los resultados coinciden, con una magnitud de S_{12} , $|S_{12}|$, menor a 0.1 dB y adaptación, $|S_{11}|$, mejor a -35 dB. En cuanto al retardo medido del *thru*, $\tau=1.05$ ps, es del mismo orden al indicado por fabricante, $\tau=1.13$ ps.

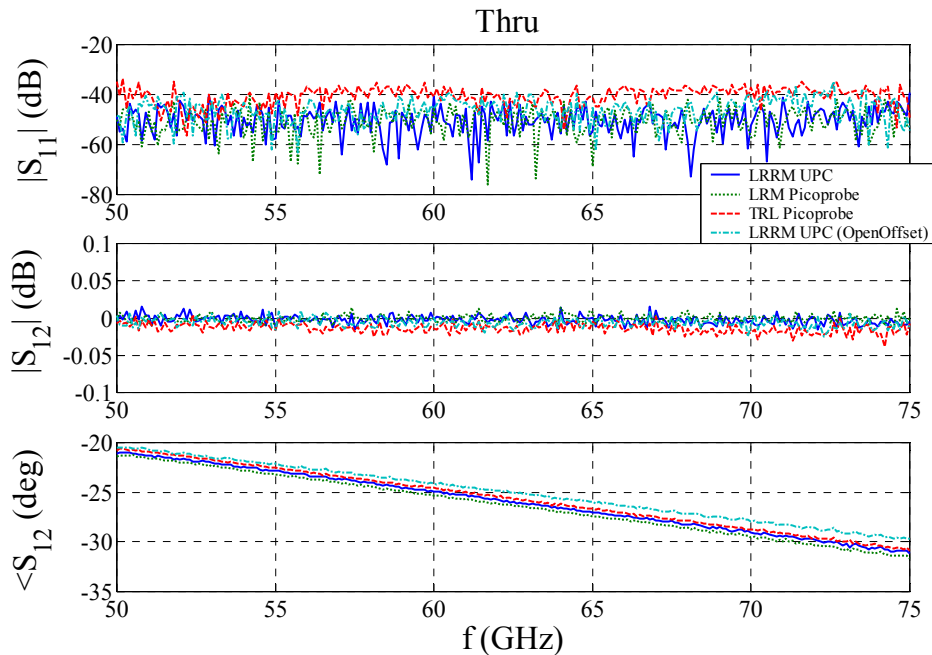


Figura III.33 Parámetros S medidos del estándar '*thru*' del sustrato de calibración de Picoprobe

Con el sistema calibrado, mediante las cuatro calibraciones indicadas, se midió una línea de 550 μ m. La Figura III.34 muestra los parámetros S medidos. En ésta se observa que $|S_{12}|$ es similar en los cuatro casos, con mayor rizado en las medidas con LRM de Picoprobe; en tanto que en $|S_{11}|$ se tienen mayores diferencias entre los resultados debido a las consideraciones que se hacen al modelar los estándares en cada técnica de calibración. Por ejemplo, en el LRRM-UPC se considera que la carga de referencia es de 50 Ω , pero que tiene una componente inductiva, y que los estándares en reflexión, abierto y corto, tienen magnitud

igual a 1, lo cual no siempre se cumple, por lo menos no en todo el margen de frecuencia. Mientras que en la técnica LRM se asume que la carga de referencia es igual a 50Ω , y en la TRL la impedancia de referencia viene dada por la impedancia característica, Z_0 , del estándar 'Line', además, en ésta se supone que el estándar de reflexión 'Reflect' es igual en cada puerto. De acuerdo a esto, en la Figura III.34 se observa que la adaptación es peor en las técnicas donde se utilizó el abierto desplazado, lo cual se atribuye a que dicho estándar está construido mediante una pequeña línea transmisión terminada en abierto y puede tener pérdidas que no se han tenido en cuenta. No obstante, los valores son mejores a -20 dB. Entre tanto, el $|S_{11}|$ medido con la calibración TRL muestra una adaptación mejor a -40 dB, ello se debe a que esta misma línea se utilizó como estándar *Line* en dicha calibración y la impedancia de referencia considerada es la Z_0 de esta línea, que al medirla se encuentra muy bien adaptada. En cuanto a la fase de S_{12} , la diferencia entre una calibración y otra es menor a 5° , esto se debe a pequeñas diferencias en la posición de contacto de la sonda coplanar entre un caso y otro.

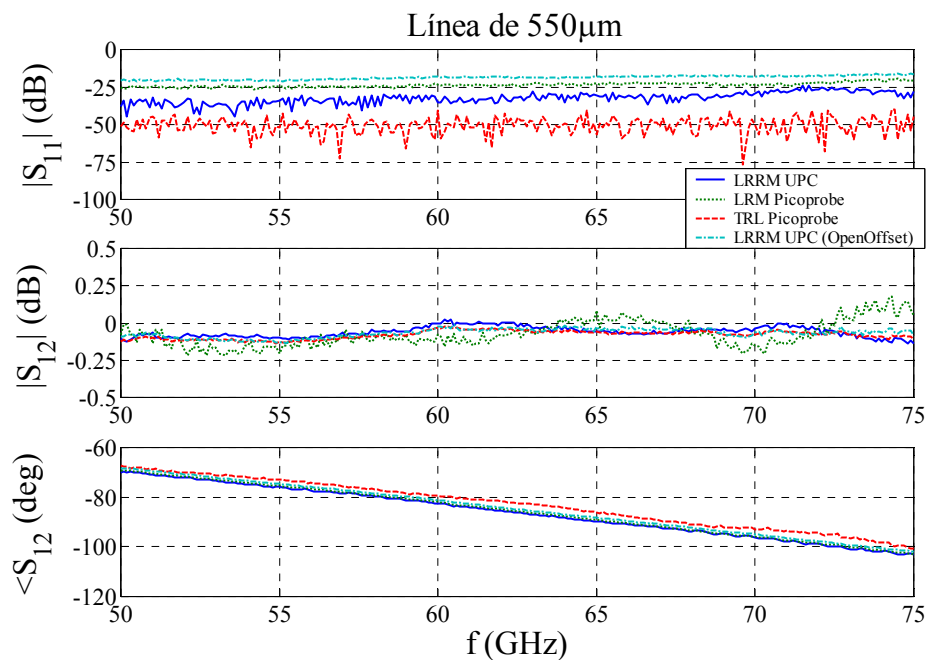


Figura III.34 Parámetros S medidos de una línea de $550 \mu\text{m}$ de longitud

III.10. CONCLUSIONES

Se han implementado tres sistemas de medida de ruido y parámetros S con la finalidad de cubrir el margen de frecuencia de 2-75 GHz. El primero ha sido implementado en oblea en el margen de frecuencia de 2-40 GHz, del que se ha efectuado una calibración completa: extracción de parámetros de ruido y ganancia disponible. El segundo también se ha implementado en oblea, en la banda Q, de 33-50 GHz, del que se ha estimado su factor de ruido y se han realizado las pruebas de medida de sus parámetros de ruido. El tercero cubre la banda V, de 50-75 GHz, éste se ha implementado en guía de onda para las medidas en ruido y se han realizado las primeras pruebas de calibración en oblea para medir parámetros S. Sin embargo, la finalidad es cubrir todo el margen de frecuencia para la medida, tanto de parámetro S como de ruido, de dispositivos en oblea.

El detector de potencia conectado a la salida de FI de 21.4 MHz del analizador de espectros, permite reducir el *jitter* de medida de potencia, después de hacer un promediado adecuado.

El método de calibración del receptor presentado permite determinar sus parámetros de ruido y ganancia utilizando tan sólo la lectura de potencia de ruido para dos o una misma carga, a diferente temperatura, sin restricciones en su coeficiente de reflexión. Los resultados de los parámetros de ruido del receptor calculados con el método propuesto se han comparado con los obtenidos mediante un método basado en medidas de *tuner* mostrando coincidencia entre ellos. Asimismo, se observa que estos son repetibles en diferentes sesiones de medida. De esta forma, de acuerdo a los resultados obtenidos se demuestra la viabilidad de utilizar este método como una alternativa a los métodos clásicos, con el cual se calibra completamente el receptor con un menor número de cargas conectadas a la entrada del mismo, en consecuencia implica menor tiempo de medida, además, tiene en cuenta los efectos de desadaptación y las posibles variaciones del coeficiente de reflexión de las cargas utilizadas para calibrar.

La correcta calibración del receptor se ha comprobado mediante de la medida del factor de ruido y ganancia disponible de un atenuador variable implementado mediante un *cold-FET* de puerta común, observándose concordancia entre el factor de ruido y la ganancia disponible medidas, en acuerdo con lo esperado.

III.11. RESUMEN

Se ha propuesto el uso de un detector externo al analizador de espectros para medir las potencias de ruido, reduciendo el *jitter* de medida después de hacer un promediado adecuado. El detector ha sido implementado mediante un circuito comercial (un receptor de FM) aprovechando la salida indicadora de la potencia de la señal recibida, RSSI. A la salida de FI de 21.4 MHz del analizador de espectros se conecta el detector cuya salida se lee con un voltímetro. Alternativamente, en el sistema de medida en la banda V, se ha utilizado un sensor de potencia en lugar del detector, incrementando el margen dinámico.

Se ha presentado un método de calibración completa del receptor, que utiliza expresiones aproximadas para medir los parámetros de ruido del éste, considerando únicamente dos potencias de ruido medidas para dos o una misma carga a diferente temperatura, sin restricciones entre los coeficientes de reflexión de la carga de entrada. Además, para calcular la ganancia del receptor se considera la desadaptación entre éste y la impedancia presentada a la entrada. Así mismo, se describen las características del sistema de medida de ruido implementado hasta 40 GHz y el procedimiento seguido para calibrarlo.

Se han comparado los resultados de los parámetros de ruido del receptor, hasta 22 GHz, calculados con la técnica propuesta aquí (expresiones aproximaciones) y con los obtenidos utilizando un método basado en *tuner*, mostrando concordancia entre ellos, donde las pequeñas diferencias que tienen se traducen en incertidumbre menor a 0.5 dB en el cálculo del factor de ruido de un DUT. Dicho factor de ruido, correspondiente a una impedancia de entrada real (medida), fue simulado a partir de los parámetros de ruido conocidos del DUT y del valor medio entre los parámetros de ruido del receptor obtenidos con aproximaciones y *tuner*. Además, se comprobó que al extraer los parámetros de ruido del DUT tal incertidumbre en el factor de ruido del DUT influye principalmente en la extracción de R_n , sin embargo, la desviación observada es menor del 5%.

Así mismo, se han presentado los valores medios y la desviación estándar de los parámetros de ruido del receptor, de 2-40 GHz, medidos a lo largo de un año en aproximadamente 10 sesiones de medidas. La desviación de los parámetros de ruido del receptor genera una incertidumbre en el factor de ruido del DUT menor a ± 0.5 dB, con

excepción de algunos puntos que muestran una incertidumbre de ± 0.7 dB. Sin embargo, al extraer los parámetros de ruido del DUT se observa nuevamente que el parámetro más sensible a errores es R_n . Esto se debe básicamente a su sensibilidad en el desarrollo del algoritmo de optimización utilizado en la técnica F_{50} . No obstante, se puede concluir que si se tienen errores puntuales en el factor de ruido del DUT, que sobrepasan la incertidumbre del resto de puntos de frecuencia, son descartados gracias al criterio de error, función de error de Huber, utilizado en el algoritmo de optimización de dicha técnica.

Además, se presentan resultados de los parámetros de ruido del receptor de 2-22 GHz y de 26-40 GHz, utilizando expresiones aproximadas, con lecturas de potencia tomadas con el analizador de espectros y con el detector externo, en donde ambos resultados coinciden.

Con el fin de comprobar que el receptor ha sido calibrado correctamente se propone el uso de un FET pasivo con puerta común, el cual se comporta como un atenuador variable con la polarización. El factor de ruido de dispositivos pasivos teóricamente es igual a su ganancia, o al inverso de sus pérdidas, que se puede calcular a partir de sus parámetros S medidos. Así mismo, dicho factor puede ser estimado a través de su matriz de correlación en cascada, en función de la impedancia de fuente conectada a la entrada del dispositivo. Esta matriz de correlación también se puede calcular a partir de sus parámetros S medidos después de aplicar una serie de transformaciones. Al comparar el factor de ruido medido y estimado y la ganancia disponible, se observa que a frecuencias inferiores a 22 GHz se tienen desviaciones menores a 0.5 dB. Sin embargo, para frecuencias superiores la desviación es mayor, esto se debe a que la incertidumbre en el factor de ruido de segunda etapa tienen mayor peso, además de la influencia de otros efectos como la incertidumbre en la medida de potencia y la desadaptación del dispositivo, que es mayor a estas frecuencias lo mismo que el coeficiente de reflexión de la fuente de entrada. Por esta razón, y en vista de los resultados obtenidos al simular errores en el sistema de medida, se propone el uso de una fuente de ruido coplanar, que permita conocer el ENR directamente en el plano coplanar, lo cual evita el uso de un adaptador coaxial-coplanar y reduce las fuentes de incertidumbre generadas por la calibración OSL necesaria para medir las pérdidas de dicho adaptador. Esta fuente de ruido y el procedimiento para caracterizarla se describe en el siguiente capítulo.

Como extensión al sistema de 2-40 GHz, se han presentado las características del sistema de medida de dispositivos en oblea en la banda Q, de 33-50 GHz y las primeras pruebas de la implementación de un sistema de medida de parámetros S y ruido en la banda V, de 50-75 GHz.

En el sistema de la banda Q se han presentado los parámetros de ruido calculados en la primera propuesta del montaje del sistema de medida y el factor de ruido esperado una vez que se ha optimizado el número de elementos que componen dicho sistema.

El sistema en la banda V se ha implementado en guía de onda, con el objetivo de implementarlo posteriormente para medida de dispositivos en oblea. Los parámetros de ruido del receptor de dicho sistema se han determinado a partir de expresiones aproximadas, en donde como carga caliente se emplea una antena apuntando a un material absorbente a temperatura ambiente y como carga fría se utiliza una antena apuntando a un material absorbente sumergido en nitrógeno líquido. Con la finalidad de verificar la calibración del receptor se ha medido un atenuador variable en guía, comparándose el factor de ruido con las pérdidas de inserción, mostrando resultados similares, por lo que se puede deducir que el procedimiento de calibración es correcto. Además, se presentaron las primeras pruebas de calibración de parámetros S en oblea en la banda V.

REFERENCIAS

- [1] D.R. Boyle, F.R. Clague, G.R. Reeve, D.F. Wait, and M. Kanda, "An automated precision noise figure measurement system at 60 GHz," *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, Vol. 12, No. 4, pp. 543-549, November 1972.
- [2] C. Tsironis, "Spectrum analyzer suits noise-parameter testing," *Microwaves & RF*, Vol. 38, pp. 98-107, March 1999.
- [3] A. Adamian and A. Uhlir, Jr., "A novel procedure for receiver noise characterization," *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, Vol. 32, pp. 181-182, June 1983.
- [4] R. Meierer and C. Tsironis, "An on-wafer noise parameter measurement technique with automatic receiver calibration," *Microwave Journal*, Vol. 38, No. 3, pp. 22-37, March 1995.
- [5] R. Froelich, "Measurement of GaAs FET noise parameters," *Watkins-Johnson Company, Tech-notes*, Vol. 13, No. 6, pp. 1-11, November/December 1986.
- [6] A.C. Davidson, B.W. Leake, and E. Strid, "Accuracy improvements in microwave noise parameter measurements," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 37, No. 12, pp. 1973-1978, December 1989.
- [7] T. Werling, E. Bourdel, D. Pasquet, and A. Boudiaf, "Determination of wave noise source using spectral parametric modeling," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 45, No. 12, pp. 2461-2467, December 1997.
- [8] A. Lazaro and L. Pradell, "Extraction of noise parameters of transistor using a spectrum analyser and 50Ω noise figure measurements only," *Electronics Letters*, Vol. 34, No. 24, pp. 2353-2354, November 1998.
- [9] H.T. Friis, "Noise figures of radio receivers," *Proc. IRE*, Vol. 32, pp. 419-422, July 1944.
- [10] "Fundamentals of RF and microwave noise figure measurements," Application Note 57-1, *Hewlett Packard*, July 1983.
- [11] P. Drexler, "Noise measurement using the Y factor, a technique for characterization of narrowband sources," *RF Design Feature*, pp. 84-91, October 1983.
- [12] N.J. Kuhn, "Curing a subtle but significant cause of noise figure error," *Microwave Journal*, Vol. 27, No. 6, pp. 85-98, June 1984.
- [13] L. Pradell, A. Comerón, and A. Ramírez, "A general analysis of errors in noise measurements systems," *18th European Conference*, pp. 924-929, September 1988.
- [14] "Agilent N8972A,N8973A,N8974A,N8975A NFA Series Noise Figure Analyzers," Data sheet, *Agilent Literature*, No.5980-0164E, Agilent, November 2000.
- [15] P. Heymann, R. Doerner, and H. Prinzler, "Improved measurements procedure for extremely low noise figures of FET's in the frequency range below 3 GHz," *ARFTG Conference Digest*, pp. 161-170, 1997.
- [16] M.L. Schmatz and W. Baechtold, "Broadband noise parameter and S-parameter measurement technique," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1443-1446, 1997.
- [17] "Noise Figure Measurements Personality," Agilent 85719A data sheet, *Agilent Literature*, No. 5091-4800, July 2000.
- [18] F. Purroy and L. Pradell, "New theoretical analysis of the LRRM calibration technique for vector network analyzers," *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, Vol. 50, No. 5, pp.1307-1314, October 2001.
- [19] 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.

- [20] 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.
- [21] A. Lázaro, L. Pradell, and J. O'Callaghan, “FET noise parameter determination using a novel technique based on 50Ω noise figure measurements,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 47, No. 3, pp. 315-324, March 1999.
- [22] L. Escotte, R. Plana, and J. Graffeuil, “Evaluation of noise parameters extraction methods,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 41, No. 3, pp. 382-387, March 1993.
- [23] H. Hillbrand and P. 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.
- [24] A. Lázaro, “Modelado físico de transistores MESFET y HEMT con aplicación a modelado de ruido”, *Tesis Doctoral, ETSETB, Universitat Politècnica de Catalunya*, 1999.
- [25] “Maximizing Accuracy in Noise Figure Measurements,” Product Note, *Agilent PN85719A-1*, Agilent, October 2000.
- [26] “Noise Figure Measurements, principles and applications,” Stanford Park Division.
- [27] M.C. Maya, A. Lázaro, L. Pradell, “Sistema de medida de ruido y parámetros S, en la banda V,” *XVIII Simposium Nacional de la URSI*, Septiembre, 2003.
- [28] P. Kangaslahti, P. Sjöman, P. Jukkala, A.R. Barnes, P. Munday, R. Jennings, M.T. Moore, T. Karttaavi, M. Lahdes, and J. Tuovinen, “A W-band radar receiver for cloud observations,” *European Microwave Conference*, pp. 925-928, 2002.
- [29] M.W. Pospieszalski, E.J. Wollack, N. Bailey, D. Thacker, J. Webber, L.D. Nguyen, M. Le, and M. Lui, “Design and performance of wideband, low-noise, millimeter-wave amplifiers for microwave anisotropy probe radiometers,” *IEEE MTT-S Digest*, pp. 25-27, 2000.
- [30] C. Shwörer, A. Tessmann, M. Leich, A. Leuther, S. Kudzusz, A. Bessemoulin, and M. Schlechtweg, “Coplanar high performance MMICs in MHEMT and PHEMT technology for applications up to 100 GHz,” *GaAs Conference*, pp. 49-52, 2002.
- [31] R. Drury, R.D. Pollard, and C.M. Snowden, “W-band noise figure measurement designed for on-wafer characterization,” *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1273-1276, 1996.
- [32] T.A. Alam, R.D. Pollard, and C.M. Snowden, “Determination of W-band noise parameters,” *Electronics Letters*, Vol. 34, No. 3, pp. 288-289, 1998.
- [33] T. Vähä-Heikkilä, M. Lahdes, M. Kantanen, T. Karttaavi, and J. Tuovinen, “Very wideband automated on-wafer noise figure and gain measurements at 50-110,” *GaAs Conference*, pp. 233-236, 2002.
- [34] 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.
- [35] D.F. Wait and J. Randa, “Amplifier noise measurements at NIST,” *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, Vol. 46, No. 2, pp. 482-485, April 1997.