

# CAPÍTULO I

## INTRODUCCIÓN

### I.1. PARÁMETROS DE RUIDO Y SU MEDIDA

Los sistemas modernos de recepción deben procesar señales muy débiles. A estas señales además se les suma el ruido generado por los propios componentes del sistema, ocasionando que dichas señales no sean detectadas correctamente. La sensibilidad y el factor de ruido, son dos figuras de mérito empleadas para caracterizar la habilidad del sistema para procesar señales de bajo nivel. De estos parámetros el factor de ruido es una figura de mérito que además de emplearse para caracterizar sistemas, es empleada para caracterizar elementos individuales como amplificadores de bajo ruido (LNA) y mezcladores. Teniendo en cuenta el factor de ruido y ganancia de los componentes, el diseñador puede controlar el factor de ruido total del sistema. Una vez que el factor de ruido es conocido la sensibilidad del sistema puede ser fácilmente estimada.

Para diseñar amplificadores de bajo ruido es necesario conocer las características de ruido del dispositivo activo, es decir del transistor que se empleará en el diseño. En frecuencias de microondas y milimétricas los dispositivos más populares y que ofrecen mejores prestaciones de bajo ruido, alta ganancia y frecuencia de corte superiores a 50 GHz, son los transistores de efecto de campo (FET) como MESFET y HEMT.

Por otro lado, el factor de ruido,  $F$ , de un dispositivo activo tal como un FET, desde un punto de vista de sistema donde no necesariamente se conocen sus características físicas ni eléctricas, es función del coeficiente de reflexión que se le presente a la entrada (o de fuente,  $\Gamma_S$ ) y depende de cuatro parámetros:  $F_{\min}$ ,  $R_n$  y  $\Gamma_{\text{opt}}=|\Gamma_{\text{opt}}|\angle\Phi_{\text{opt}}$  conocidos como parámetros de ruido [1]. Entonces,  $F$  se define como:

$$F(\Gamma_S) = F_{\min} + 4 \frac{R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{\text{opt}}|^2}{|1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2 (1 - |\Gamma_{\text{opt}}|^2)} \quad (\text{I.1})$$

donde  $Z_0$  es la impedancia característica,  $F_{\min}$  es el factor de ruido mínimo que puede generar el dispositivo,  $\Gamma_{\text{opt}}=|\Gamma_{\text{opt}}|\angle\Phi_{\text{opt}}$  es el coeficiente de reflexión óptimo en el que se puede obtener  $F_{\min}$  y  $R_n$  es la resistencia equivalente de ruido que indica qué tan rápido incrementa  $F$  conforme  $\Gamma_S$  se aleja de  $\Gamma_{\text{opt}}$ . El factor de ruido también puede expresarse en función de una

admitancia de entrada o fuente,  $Y_S$ , y en tal caso se tiene una admitancia óptima,  $Y_{opt}=G_{opt}+jB_{opt}$ , en lugar de  $\Gamma_{opt}$ . Dichos parámetros de ruido varían con la frecuencia y punto de polarización. En la Figura I.1 se ilustra gráficamente el factor de ruido en función del  $\Gamma_S$ .

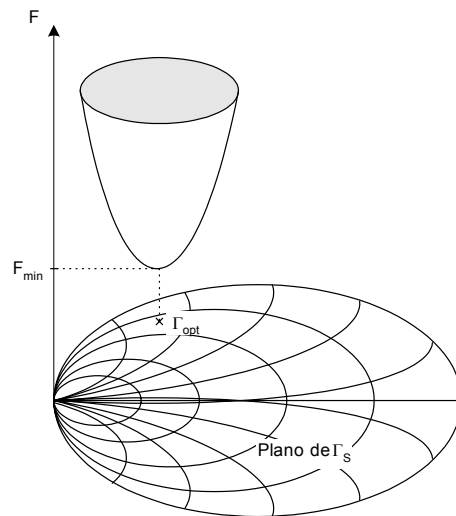


Figura I.1 Factor de ruido en función del coeficiente de reflexión de entrada,  $\Gamma_S$

Para medir los parámetros de ruido de un dispositivo activo se han propuesto diversas técnicas, sin embargo éstas se pueden clasificar en dos grandes grupos: técnicas de *tuner* y técnicas de medida con fuente adaptada.

Las técnicas de *tuner* [1]-[9] parten de la definición del factor de ruido en función de  $\Gamma_S$  (ecuación (I.1)). Estas técnicas plantean un sistema de ecuaciones a partir de la expresión del factor de ruido, en donde las incógnitas son una combinación lineal de los parámetros de ruido. Entonces, el procedimiento para medir los parámetros de ruido consiste en encontrar la solución al sistema de ecuaciones. Para resolver el sistema se emplean como datos un grupo de medidas de factores de ruido para un correspondiente grupo de coeficientes de reflexión de entrada, este número debe ser como mínimo igual a 4, pero para reducir errores de medida y problemas de mal condicionamiento generalmente se recomienda que el número de medidas sea mayor igual a 7 [1]. Precisamente estas técnicas son conocidas como técnicas de *tuner* por el sintonizador (*tuner* en inglés) que se emplea para variar el coeficiente de reflexión a la entrada del dispositivo activo. Dado que los parámetros de ruido varían con la frecuencia y el punto de polarización, el número de coeficientes de reflexión que se haya determinado medir se debe hacer para cada frecuencia y punto de polarización. Estas técnicas tienen el inconveniente de un posible mal condicionamiento del sistema de ecuaciones debido básicamente a la incorrecta elección de los estados de  $\Gamma_S$ , además, presentan mayor sensibilidad a errores de medida en  $F$  y  $\Gamma_S$  que incrementa por las condiciones de desadaptación del dispositivo bajo prueba (DUT), [10]-[11]. En el caso de transistores condicionalmente estables los estados de  $\Gamma_S$  pueden provocar la oscilación del dispositivo. Por ello se deben elegir adecuadamente dichos estados, en un compromiso con cubrir la mayor parte de la constelación de la carta de Smith para generar diferentes niveles del factor de ruido. Sin embargo, dado que los sintonizadores tienen pérdidas considerables no es tarea sencilla generar coeficientes de reflexión con magnitud cercana a uno. Además cada estado debe ser repetible. Aunado a todo ello se tiene la necesidad de que el sintonizador sea un dispositivo de banda ancha. Esto lleva al requerimiento de sintonizadores o *tuners* más complejos y precisos pero también más costosos, encareciendo en consecuencia el sistema de medida.

Las técnicas de fuente adaptada [12]-[19], emplean un modelo de ruido para el DUT [20]-[23] en combinación con su factor de ruido medido para un único coeficiente de reflexión de entrada,  $\Gamma_S$ , en diferentes puntos de frecuencia. El coeficiente de reflexión  $\Gamma_S$  puede ser de un valor arbitrario, sin embargo generalmente se emplea un  $\Gamma_S$  cercano al punto de adaptación,  $50 \Omega$ , para evitar posibles oscilaciones del DUT. De aquí el nombre de técnicas de fuente adaptada o  $F_{50}$ . En este caso los parámetros de ruido se obtienen del conocimiento de la matriz de correlación total del DUT, que es la representación matricial de las fuentes de ruido asociadas al DUT [24]. Al igual que en el caso anterior, si se desea determinar los parámetros de ruido en función del punto de polarización, se debe medir el factor de ruido en diferentes puntos de frecuencia para cada punto de polarización.

En las técnicas de fuente adaptada se reduce considerablemente la dependencia de los resultados respecto a errores de medida y a la correcta elección de los coeficientes de reflexión  $\Gamma_S$ , porque sólo se requiere conocer el factor de ruido para un  $\Gamma_S$  que puede ser por ejemplo el de una carga adaptada, y por consiguiente la incertidumbre en la medida de los parámetros de ruido es menor. En consecuencia, no es necesario el uso de un *tuner*, basta con una carga con coeficiente de reflexión conocido, lo que hace que el montaje de este sistema de medida sea menos costoso que un sistema con *tuner*, además, el tiempo de medida es menor y evita problemas de oscilación.

El procedimiento en las técnicas de fuente adaptada consiste en calcular los elementos de la matriz de correlación intrínseca en función de la frecuencia, los cuales modelan el comportamiento de las densidades espectrales de corriente y/o tensión de ruido del transistor intrínseco. Ellos se obtienen a partir del modelo de ruido y de los datos de factor de ruido en función de una impedancia de entrada, equivalente al coeficiente de reflexión de entrada. A la matriz de correlación intrínseca se agregan las contribuciones de ruido térmico de los elementos parásitos del transistor, para obtener finalmente la matriz de correlación total del transistor o DUT. Utilizando las expresiones en función de los elementos de dicha matriz se calculan los parámetros de ruido del DUT, [24].

De esta forma, para aplicar la técnica de fuente adaptada se emplean como datos el factor de ruido del DUT, en función de un coeficiente de reflexión, medido para diferentes puntos de frecuencia y además se requiere un modelo de ruido del FET [12]-[19]. Este último se obtiene a partir del modelo en pequeña señal o circuito equivalente, [25]-[27], incluyendo las fuentes de ruido asociadas a los elementos parásitos y al transistor intrínseco. Actualmente se han propuesto diversos modelos de ruido del FETs basados en su modelo de pequeña señal con elementos concentrados, los cuales son válidos para dimensiones de la longitud de los electrodos, principalmente el de puerta, menores a la longitud de onda [28]. Sin embargo, cuando estos dispositivos trabajan en un margen frecuencial donde las dimensiones de la longitud de onda son comparables a las dimensiones de la línea de puerta, se debe considerar incluir los efectos distribuidos de los electrodos que empiezan a ser importantes [28]-[36].

La medida del factor de ruido está basada en lecturas de potencia. Tales lecturas se efectúan mediante el uso de un receptor, básicamente compuesto por un amplificador de bajo ruido (LNA), un conversor de bajada y un detector de potencia. Dicho receptor tiene su propio factor de ruido que puede ser agregado a la medida de factor de ruido del dispositivo bajo prueba. Esto implica la necesidad de calibrar el receptor, para cuantificar su nivel de ruido y descontar posteriormente su contribución en la medida del factor de ruido cuando el DUT está conectado. La calibración consiste básicamente en determinar la constante de ganancia del receptor y extraer sus parámetros de ruido.

Para calcular la constante de ganancia del receptor se miden potencias de ruido de una carga de referencia, que usualmente es una fuente de ruido de banda ancha, [11],[37]-[38]. Ésta se especifica mediante la relación de ruido en exceso (ENR) que es la diferencia entre la

temperatura de la fuente de ruido (temperatura de encendido) y la temperatura estándar,  $T_0$  (290 K), normalizada respecto a la temperatura estándar.

Comercialmente, las fuentes de ruido disponibles son de tipo coaxial o de guía de onda, lo cual implica el uso de una transición de coaxial o guía de onda a coplanar para poder medir parámetros de ruido de dispositivos en oblea. Esto tiene varios inconvenientes: i) es necesario contabilizar las pérdidas de la transición mediante el uso de una calibración OSL, que induce fuentes de error adicionales debidas a la incertidumbre de la propia calibración y por la conexión y desconexión de los estándares de calibración; ii) el nivel del ENR, indicado en dB, se ve afectado directamente por las pérdidas de la transición, llegando a niveles poco prácticos; iii) la incertidumbre del nivel de referencia ENR trasladado a la entrada del receptor depende de la incertidumbre en el cálculo de las pérdidas de la transición [39], entre otras causas.

La incertidumbre al estimar la constante de ganancia del receptor depende directamente de la incertidumbre al trasladar el ENR del plano coaxial al plano coplanar de referencia, del nivel inadecuado del ENR, si es el caso, y de la incertidumbre en la medida de potencia.

Para extraer los parámetros de ruido del receptor también se pueden emplear técnicas de *tuner*, o bien expresiones aproximadas en función de la potencia normalizada de ruido de salida. Estas expresiones se obtienen al considerar el receptor como un dispositivo unilateral, en donde sus densidades espectrales de ruido no están correladas y la densidad espectral de entrada es aproximadamente cero. Las expresiones aproximadas sólo requieren como datos la potencia de ruido medida de dos niveles de ruido generados a la entrada del receptor, [40]-[41]. Estos niveles de ruido usualmente son generados por una fuente de ruido, apagada y encendida, asumiendo inicialmente que el coeficiente de reflexión de la fuente no cambia entre estados, condición que no siempre se cumple.

Una vez que se ha calibrado el receptor se conecta el DUT, se mide el factor de ruido total, DUT más receptor. Aplicando la expresión de Friis se obtiene el factor de ruido del DUT, [42]. En esta Tesis se emplea la expresión del factor de ruido considerando constante la ganancia del sistema.

Por otro lado, como ya se ha indicado, la incertidumbre en el factor de ruido también depende, entre otros factores, de la incertidumbre en la medida de potencia.

## **I.2. OBJETIVOS**

En esta Tesis, por las ventajas enumeradas anteriormente, se ha utilizado una técnica de fuente adaptada para medir los parámetros de ruido de transistores de efecto campo, como MESFET y HEMT, extendiendo el margen frecuencial de medida presentado en un trabajo de Tesis desarrollado previamente, [14].

La extensión del margen frecuencial ha implicado el desarrollo de una serie de mejoras del sistema de medida, dado que a frecuencias superiores las pérdidas de los dispositivos aumentan, el nivel de ENR es menor, por lo que es más sensible a la precisión en la medida de potencia, además, se postula que los efectos distribuidos de los electrodos del FET empiezan a ser apreciables.

Tal como se ha citado, para extraer los parámetros de ruido de un DUT se requieren como datos la medida del factor de ruido, en diferentes puntos de frecuencia, correspondiente a un coeficiente de reflexión presentado a la entrada del dispositivo. Para medir dicho factor se emplea un receptor, que a su vez tiene un factor de ruido inherente, por lo tanto, éste debe ser calibrado, es decir, se deben estimar sus propios parámetros de ruido y constante de ganancia. Considerando que la medida de parámetros de ruido se basa en lecturas de potencias y después de haber abordado el problema de calibración del receptor, se observa la necesidad de

mejorar la precisión de éstas, además de disminuir la incertidumbre del ENR y mantener un nivel mínimo a la entrada del receptor. Para esto se plantearon cubrir una serie de tareas a lo largo del desarrollo del presente trabajo de Tesis: desarrollar modificaciones alternativas para tomar las lecturas de potencia con mayor precisión, disminuir el tiempo de medida y costos, incrementar el nivel de ENR a la entrada del receptor y conocer éste con la mayor certidumbre posible.

Particularmente, para reducir la incertidumbre en el cálculo de la constante de ganancia, se plantea el uso de fuentes de ruido en oblea (del tipo coplanar) como una alternativa a las fuentes de ruido coaxiales, que generen un nivel de ENR mayor y que además, siendo coplanares permitan disminuir pérdidas por el uso de una transición coaxial-coplanar y en consecuencia se pueda prescindir de una calibración OSL, necesaria para estimar las pérdidas de la transición, [43]. A este respecto, en la literatura se han presentado trabajos sobre fuentes de ruido tipo coplanar, que permiten conocer un nivel de referencia de ruido directamente en el plano de las sondas coplanar, las cuales son implementadas mediante cargas resistivas, transistores polarizados en frío o bien diodos en avalancha, [44]-[46]. En esta Tesis se proponen dos fuentes de ruido tipo coplanar: un transistor polarizado en frío (*cold-FET*) y un diodo en avalancha, [47]-[52]. Para calcular los parámetros de ruido del receptor se utilizan expresiones aproximadas que son extendidas a un caso general, en donde el coeficiente de reflexión de la carga no es necesariamente igual entre estados, [43],[53]. Para disminuir la incertidumbre en la medida de potencia, se ha implementado el uso de un detector externo.

Por otra parte, se ha propuesto un modelo distribuido para transistores de efecto de campo, con la finalidad de predecir mejor el comportamiento en pequeña señal y ruido del dispositivo teniendo en cuenta los efectos distribuido de las líneas (electrodos) de puerta, drenador y fuente, [54]-[56].

Como una aplicación de la técnica  $F_{50}$ , ésta se ha utilizado en conjunto con un modelo en pequeña señal y de ruido clásico para transistores bipolares, [57]-[58], en la extracción de los parámetros de ruido de un transistor bipolar de heterounión (HBT) y de los elementos de su circuito equivalente en pequeña señal.

En resumen, los objetivos del presente trabajo de Tesis son:

- Desarrollo de técnicas de medida de parámetros de ruido de dispositivos activos, en el rango de frecuencias de microondas y milimétricas, en particular de 2-40 GHz, empleando técnicas de fuente adaptada.
- Desarrollo y mejoras de un sistema de medida de ruido de banda ancha, a frecuencia de microondas y milimétricas.
- Investigación de fuentes de ruido en oblea o tipo coplanares, como una alternativa a las fuentes de ruido comerciales (particularmente fuentes de ruido coaxiales, pero que también pueden ser en guía de onda).
- Desarrollo de métodos para calibrar las fuentes de ruido coplanares, es decir, para obtener su relación de ruido en exceso (ENR).
- Calibración del receptor del sistema de medida empleando fuentes de ruido coplanares, sin restricciones respecto a su coeficiente de reflexión.
- Investigación y desarrollo de modelos distribuidos en pequeña señal y ruido de transistores MESFET y HEMT y su aplicación para la medida de parámetros de ruido mediante técnicas de fuente adaptada.
- Implementación de la técnica  $F_{50}$  como una herramienta auxiliar en la extracción de los elementos del circuito equivalente y de los parámetros de ruido de un HBT.

### **I.3. ORGANIZACIÓN DE LA TESIS**

Con el fin de presentar los antecedentes del presente trabajo de Tesis, en el Capítulo II se hace un breve resumen de los modelos en pequeña señal y de ruido de transistores de efecto de campo presentados en la literatura, así mismo, se describe brevemente el procedimiento seguido para medir los parámetros de ruido empleando la técnica  $F_{50}$ .

En el Capítulo III se describe la implementación del sistema de medida de ruido, así como las modificaciones realizadas para medir las potencias de ruido, la calibración de este sistema y la medida del factor de ruido de un dispositivo bajo prueba. También se presentan resultados sobre la incertidumbre de medida del factor de ruido.

En el Capítulo IV se presenta el procedimiento desarrollado para medir la relación de ruido en exceso de dos fuentes de ruido coplanares, utilizando su modelo de ruido y medidas de temperatura de ruido. También se muestran resultados de calibración de segunda etapa empleando tales fuentes de ruido y la medida de parámetros de ruido de un FET utilizando dicha calibración.

En el Capítulo V se describe el desarrollo para obtener el modelo distribuido en pequeña señal y de ruido de transistores de efecto de campo, aplicando la técnica  $F_{50}$  para calcular los parámetros de ruido del FET. Asimismo se muestran resultados del modelo en pequeña señal y de los parámetros de ruido utilizando dicho modelo.

En el Capítulo VI se describe el procedimiento propuesto para extraer los elementos del circuito equivalente de un HBT y sus parámetros de ruido, utilizando para esto un modelo en pequeña señal y de ruido basados en publicaciones previas en conjunto con la técnica  $F_{50}$ .

Finalmente, en el Capítulo VII se presentan las conclusiones generales del desarrollo de la memoria de Tesis y las líneas futuras de investigación.

## REFERENCIAS

- [1] R.Q Lane, "The determination of device noise parameters," *Proc. IRE*, Vol. 48, pp. 60-68, January 1960.
- [2] M. Sanino, "On the determination of device noise and gain parameters," *Proc. IEEE (letts.)*, Vol. 67, pp. 1364-1366, September 1979.
- [3] G. Vasilescu, G. Alquie, and M. Krim, "Exact computation of two-port noise parameter," *Electronics letters*, Vol. 25, No. 4, pp. 292-293, February 1989.
- [4] A. Boudiaf and M. Laporte, "An accurate and repeatable technique for noise parameter measurements," *IEEE Trans. Instrumentation and measurement*, Vol. 42, No. 2, pp. 532-537, April 1993.
- [5] M. Gupta, "Determination of noise parameters of a linear 2-port," *Electronics Letters*, Vol. 6, No. 17, August 1970.
- [6] J. Lange, "Noise characterisation of linear two ports in terms of invariant parameters," *IEEE Journal of solid state circuits*, Vol. 2, No. 2, June 1997.
- [7] M. Mitama and H. Katoh, "An improved computational method for noise parameter measurement," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 27, pp. 612-615, June 1979.
- [8] A. Lázaro, L. Pradell, and J. O'Callaghan, "Method for measuring noise parameters of microwave two port," *IEE Electronics letter*, Vol. 34, No. 13, pp. 1332-1333, 1998.
- [9] J. O'Callaghan and J. Mondal, "A vector approach for noise parameter fitting and selection of source admittance," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 39, No. 8, August 1991.
- [10] J. O'Callaghan, A. Alegret, L. Pradell, and I. Corbella, "Ill conditioning loci in noise parameter determination," *IEE Electronics letters*, Vol. 32, No. 18, pp. 1680-1681, August 1996.
- [11] A. Adamian and A. Uhler, "A novel procedure for receiver noise characterization," *IEEE Trans. Instrumentation and measurement*, Vol. 32, pp. 181-182, June 1983.
- [12] P. Crozat, C. Boutex, M. Chaubet, V. Danelon, A. Sylvestre, and A. Vernet, "50 $\Omega$  noise measurements with full receiver calibration without tuner", *Electron Letters*, Vol., 32, No. 3, pp. 261-262, 1996.
- [13] A. Lázaro, L. Pradell, A. Beltrán, and J. O'Callaghan, "Direct extraction of all four transistor noise parameters from 50 $\Omega$  noise figure meters," *Electronics Letters*, Vol., 32, No. 3, pp. 289-291, 1998.
- [14] A. Lázaro, "Modelado Físico de Transistores MESFET Y HEMT con Aplicación a Modelado de Ruido," *Tesis Doctoral, ETSETB, Universitat Politècnica de Catalunya*, 1999.
- [15] A. Lázaro, L. Pradell, and J. O'Callaghan, "FET noise parameter determination using a novel technique based on 50 $\Omega$  noise figure measurements," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 47, No. 3, pp. 315-324, March 1999.
- [16] J. Stenarson, M. Garcia, I. Angelov, and H. Zirath, "A general parameter-extraction method for transistor noise models," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 47, No. 12, pp. 2358-2363, December 1999.
- [17] P.J. Tasker, W. Reinert, J. Braunstein, and M. Schlechtweg, "Direct extraction of all transistor noise parameters from a single noise figure measurement," *Proc. 22<sup>nd</sup> European Microwave Conference*, pp. 157-162, August 1992.
- [18] M. Garcia, J. Stenarson, H. Zirath, and I. Angelov, "A direct extraction formula for the FET temperature noise model," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 16, No. 4, pp. 208-212, November 1997.

- [19] M. Garcia, J. Stenarson, H. Zirath, and I. Angelov, "An algebraic method for noise parameter analysis of temperature noise models," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 17, No. 5, pp. 287-291, April 1998.
- [20] M.W. Pospieszalski, "Modeling of noise parameters of MESFET's and MODFET's and their frequency and temperature dependence," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.* Vol. 37, No. 9, pp. 1340-1350, September 1989.
- [21] R.A. Pucel, H.A. Haus, and H. Statz, "Signal and noise properties of GaAs microwave FET," *Advances in Electronics and Electron Physics*, Vol. 38, L. Morton, Ed. New York: Academic Press, 1975, pp. 195-265.
- [22] A. Cappy, "Noise modeling and measurement techniques," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.* Vol. 36, No. 1, pp. 1-10, January 1988.
- [23] J. Portilla, R. Quere, and J. Obregón, "An improved CAD oriented FET model for large-signal and noise applications," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 849-852, 1994.
- [24] H. Hillbrand and P.H. Russer, "An efficient method for computer aided noise analysis of linear amplifier networks," *IEEE Trans. Circuits and Systems*, Vol. 23, No. 4, pp. 235-238, April 1976.
- [25] G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, and E. Playez, "A new method for determining FET small-signal equivalents circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 36, No.7, pp. 1151-1159, July 1988.
- [26] M. Berroth and R. Bosch, "Broad-band determination of the FET small-signal equivalent circuit," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 38, No. 7, pp. 891-895, July 1990.
- [27] F. Lin and G. Kompa, "FET model parameter extraction based on optimization with multiplane data-fitting and bidirectional search-a new concept ," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 42, No. 7, pp. 1114-1121, July 1994.
- [28] W. Heinrich, "Limits of FET modelling by lumped elements," *Electronics letters*, Vol. 22, No. 12, pp. 630-631, June 1986.
- [29] A. Abdipour and A. Pacaud, "Temperature noise constants extraction of mm-wave from measured S and noise parameters," *IEEE MTT-Digest*, pp. 1723-1727, 1996.
- [30] R. Khosravi, and A. Abdipour, "A new approach for high frequency FET noise modeling," *Microwave Conference Asia Pacific*, pp. 1150-1153, 2000.
- [31] S. Agostino, G. Inzeo, and L. Tudini, "Analytical modelling and design criteria for travelling -wave FET amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 40, No. 2, pp. 202-208, February 1992.
- [32] W. Heinrich and H. Hartnagel, "Wave propagation on MESFET electrodes and its influence transistor gain," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 35, No. 1, pp. 1-8, 1987.
- [33] W. Heinrich, "Distributed equivalent-circuit model for traveling-wave FET design," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 35, No. 5, pp. 487-491, May 1987.
- [34] W. Heinrich, "Distributed analysis of submicron-MESFET noise properties," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 327-331, 1988.
- [35] R. Kuvas, "Equivalent circuit model of FET including distributed gate effects," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 27, No. 6, pp. 1193-1195, 1980.
- [36] A. Yarbrough and S.S Osofsky, "Design and analysis of travelling-wave MESFET with enhanced shielding capabilities," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 42, No. 9, pp. 1610-1616, September 1994.
- [37] R. Benelbar, B. Huyart, and G. Bosisio, "Microwave noise characterisation of two port devices using an uncalibrated tuner," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 44, No. 10, pp. 1725-1728, October 1996.



- [38] 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.
- [39] "Maximizing accuracy in noise figure measurements," Product Note, Agilent PN 8519A-1.
- [40] A. Lázaro and L. Pradell, "Extraction of noise parameters of transistor using a spectrum analyser and  $50\Omega$  noise figure measurements only," *IEE Electronics Letters*, Vol. 34, No. 24, pp. 2353-2354, November 1998.
- [41] 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.
- [42] H.T. Friis, "Noise figures of radio receivers," *Proc. IRE*, Vol. 32, pp. 419-422, July 1944.
- [43] 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.
- [44] P. Béland, S. Labonté, L. Roy, and M. Stubbs, "A novel on-wafer resistive noise source," *IEEE Microwave and Guided wave letters*, Vol. 9, No. 6, pp. 227-229, June 1999.
- [45] L.P. Dunleavy, J. Randa, D.K. Walker, R. Billinger, and J. Rice, "Characterization and applications of on-wafer diode noise," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 48, No. 12, pp. 2620-2627, 1998.
- [46] P.M. Buhles and S.M. Lardizabal, "Design and characterization of MMIC active cold loads," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 29-32, 2000.
- [47] M.C. Maya, A. Lázaro, L. Pradell, "Calibración del ENR de fuentes de ruido en oblea," *XV Simposium Nacional de la URSI*, pp. 1-2, Septiembre 2000.
- [48] M.C. Maya, A. Lázaro, P. de Paco, L. Pradell, "Modelo de ruido de un diodo en avalancha," *XVI Simposium Nacional de la URSI*, pp. 325-326, Septiembre 2001.
- [49] A. Lázaro, M.C. Maya, and L. Pradell, "Characterization of on-wafer avalanche noise diodes as noise sources," *7èmes Journées de Caracterisation Micro-ondes et Matériaux, JMMC-2002*, pp. 235-238, March 2002.
- [50] M.C. Maya, A. Lázaro, and L. Pradell, "Characterization of the excess noise ratio of on-wafer avalanche noise diode," *Mediterranean Microwave Symposium, MMS-2002*, pp. 75-78, June 2002.
- [51] M.C. Maya, A. Lázaro, and L. Pradell, "Cold-FET ENR characterisation applied to the measurement of on-wafer transistor noise parameters," *European Microwave Conference, EuMC-2002*, pp. 41-44, September 2002.
- [52] M.C. Maya, A. Lázaro, and L. Pradell, "Extraction of an avalanche diode noise model for its applications as on-wafer noise source," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 38, No. 2, pp. 89-92, July 2003.
- [53] 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.
- [54] M.C. Maya, A. Lázaro, L. Pradell, "Nueva Técnica de extracción de modelos distribuidos de ruido de FETs," *XVI Simposium Nacional de la URSI*, pp. 329-330, Septiembre 2001.
- [55] M.C. Maya, A. Lázaro, and L. Pradell, "FET noise parameters extraction from  $50\Omega$  noise figure measurements using a distributed noise-model," *Mediterranean Microwave Symposium, MMS-2002*, pp. 143-146, June 2002.

- [56] M.C. Maya, A. Lázaro, and L. Pradell, “Determination of FET noise parameters from  $50\ \Omega$  noise figure measurements using a distributed model,” *GaAs Conference*, pp. 225-228, September 2002.
- [57] B. Li and S. Prasad, “Basic expressions and approximations in small-signal parameter extraction for HBT’s,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 47, No. 5, pp. 534-539, May 1999.
- [58] R.J. Hawkins, “Limitations of Nielsen’s and related noise equations applied to microwave bipolar transistors and new expression for the frequency and current dependent noise figure,” *Solid-State Electron.*, Vol. 20, pp. 191-196, 1977.