

Metodología de Medición de Parámetros de Ruido de Componentes de Microondas y Ondas Milimétricas

José L. Medina-Monroy, José L. Olvera-Cervantes., Ricardo A. Chávez-Pérez, Arturo Velázquez-Ventura

Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada
km 107 Carretera Tijuana-Ensenada, 22860, Baja California, México.
jmedina@cicese.mx

RESUMEN

En este trabajo, se propone una metodología para determinar de manera teórica-experimental los parámetros de ruido de componentes (transistores, amplificadores, receptores y circuitos pasivos) a frecuencias de microondas y ondas milimétricas. Se presentan los aspectos teóricos, la metodología propuesta y se describe la configuración del banco de medición empleado para determinar tanto los parámetros de ruido como los de dispersión "S" de dispositivos y componentes. Se proporcionan resultados del comportamiento de los parámetros "S" y de ruido de un receptor desarrollado en el CICESE en el intervalo de 18 GHz a 38 GHz y se verifica la exactitud mediante la medición de un elemento pasivo coplanar- microcinta.

1. INTRODUCCIÓN

Cualquier sistema de comunicación requiere que su etapa receptora sea lo suficientemente sensible y capaz de recibir la información sin agregar ruido o degradación a la información [1]. La mayoría de las veces los receptores modernos procesan señales muy débiles, pero el ruido agregado por los componentes del sistema tiende a oscurecer dichas señales. La sensibilidad y la figura de ruido son parámetros del sistema que caracterizan la habilidad de procesar señales de bajo nivel [2].

El tipo de ruido más importante para un receptor es el ruido térmico, donde la potencia disponible de ruido se da por [1]:

$$P_a = kTB, \quad (1)$$

donde k es la constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23}$ J/K), T es la temperatura absoluta (kelvin), y B es el ancho de banda (Hertz). Dicha potencia puede acoplarse solamente con una carga óptima igual al complejo conjugado de una impedancia cuya temperatura equivalente es el cero absoluto.

La figura de ruido F de una red es una figura de mérito y se define como la razón de la relación señal a ruido a la entrada con la de la salida:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o}. \quad (2)$$

La figura de ruido de una red provoca un incremento o degradación en la relación señal a

ruido conforme la señal viaja a través de la red. El principio de medición de ruido establece que la figura de ruido se puede obtener midiendo dos potencias de ruido (P_c y P_h) a dos temperaturas diferentes (T_c y T_h) [1]:

$$F = \frac{\left(\frac{T_h}{T_o} - 1\right) - Y\left(\frac{T_c}{T_o} - 1\right)}{Y - 1}, \quad (3)$$

donde $T_o=290$ K es la temperatura de referencia y el factor Y representa la relación de potencias dado como:

$$Y = \frac{P_h}{P_c}. \quad (4)$$

T_c es usualmente la temperatura ambiente "fría" y T_h la "caliente" que depende de la relación de ruido en exceso ENR de un generador de ruido:

$$T_h = T_o(1 + 10^{ENR/10}). \quad (5)$$

La figura de ruido de un dispositivo activo o pasivo varía en función de los coeficientes de reflexión presentados a su entrada y de sus parámetros de ruido:

$$F = F_{\min} + \frac{4R_n}{Z_o} \cdot \frac{|\Gamma_s - \Gamma_o|^2}{|1 + \Gamma_o|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)}, \quad (6)$$

donde Γ_s es el coeficiente de reflexión presentado a su entrada, Γ_o el coeficiente óptimo que

proporciona el mínimo ruido F_{\min} , R_n la resistencia equivalente de ruido y Z_o la impedancia característica (50 ohms). A estos parámetros (F_{\min} , R_n y Γ_o) se les llama parámetros de ruido [1].

Debido a que Γ_o es una cantidad compleja que tiene un módulo (o magnitud) y un ángulo de fase, en total son cuatro parámetros de ruido.

Para el diseño de amplificadores y receptores de bajo ruido, se requiere conocer los parámetros de ruido de los dispositivos de microondas, además de sus parámetros de dispersión "S", dentro del rango de frecuencias de interés y bajo las condiciones de polarización y temperatura de operación. Los parámetros de ruido, se pueden obtener con diferentes métodos alternativos [1-5], que emplean un arreglo experimental llamado banco de ruido, que sea adecuado para cubrir el rango de frecuencias de interés.

En este trabajo, se propone una metodología sistemática para determinar de manera teórica-experimental los parámetros de ruido de componentes (transistores, amplificadores, receptores y circuitos pasivos) a frecuencias de microondas y ondas milimétricas. Se presentan los aspectos teóricos, y se describe tanto la metodología propuesta como la configuración del banco de medición utilizado para determinar tanto los parámetros de ruido como los de dispersión "S" de dispositivos y componentes de manera casi simultánea sin requerir conexiones y desconexiones adicionales.

Asimismo, con el propósito de verificar la aplicación del método, se presentan resultados del comportamiento de los parámetros "S" y de ruido de un receptor desarrollado en el CICESE para un alcance de 18 GHz a 38 GHz y se verifica la precisión mediante la medición de un elemento pasivo.

2. METODOLOGÍA DE MEDICIÓN

La metodología que se propone para determinar los parámetros de ruido de un receptor o dispositivo

bajo prueba DBP, utiliza el banco de medición que se muestra en la Fig. 1. El banco consiste de un generador de ruido el cual se conecta a una red de entrada (pérdidas α), una base de pruebas donde se coloca el DBP, un receptor que amplifica y convierte a una frecuencia intermedia y un medidor de ruido. Además, se encuentra conectado un analizador de redes vectorial, el cual permite medir los parámetros S del DBP y los coeficientes de reflexión de los componentes del banco de medición.

El banco de ruido simplificado se muestra en la Fig. 2. La red de entrada o de pérdidas α está formada por los elementos que le siguen al generador de ruido y hasta el plano del DBP. Esta red contiene conectores, un interruptor, una Tee de polarización, un sintonizador de impedancias, un cable y la punta de prueba de entrada. Por otro lado, al receptor lo constituyen la punta de prueba de salida, cables, una Tee de polarización, un interruptor, un amplificador de RF, un mezclador, un amplificador de FI y un filtro pasa banda FPB, el cual se conecta con el medidor de ruido. El receptor opera en el rango de RF 18 GHz a 42 GHz, el cual convierte las señales a una frecuencia intermedia de 70 MHz establecida por el filtro FPB y por un oscilador local OL (sintetizador) de alta estabilidad.

La metodología que se propone se puede resumir en los siguientes puntos:

1. Configurar el banco de medición.
2. Calibrar el analizador de redes en cable coaxial.
3. Medir el coeficiente de reflexión del generador de ruido.
4. Calibrar el medidor de ruido.
5. Establecer una constelación de impedancias.
6. Calibrar el analizador de redes en las puntas de prueba.
7. Medir el coeficiente de reflexión de entrada del receptor.
8. Determinar las pérdidas a la entrada.
9. Calcular factores de desacoplamiento
10. Medir el ruido total del sistema.
11. Corregir plano de medición.
12. Extraer parámetros de ruido.

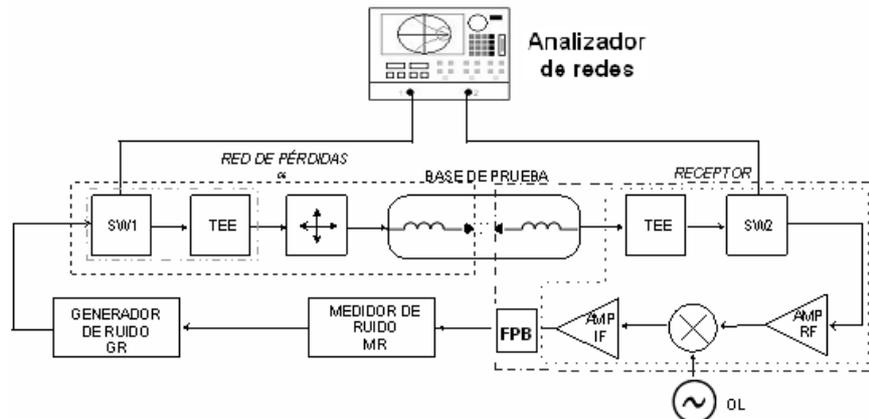


Fig. 1. Banco para medición de ruido.

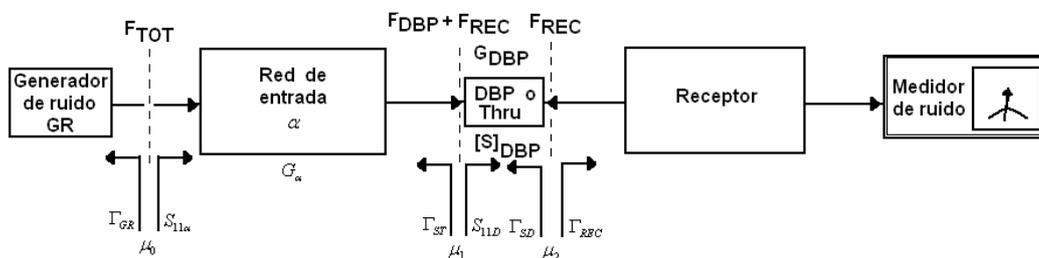


Fig. 2. Diagrama a bloques simplificado del banco de medición de ruido.

En primer lugar, se configura el banco como se muestra en las Figs. 1 y 2. Sin embargo, antes de conectar el analizador de redes, se calibra en los conectores coaxiales mediante la técnica SOLT (*Short-Open-Load-Thru*) con el propósito de corregir los errores sistemáticos y se mide el coeficiente de reflexión del generador de ruido Γ_{GR} . Enseguida se conecta el generador de ruido directamente al medidor de ruido y se calibra. El siguiente paso consiste en establecer una constelación de impedancias que se presentarán al DBP, para lo cual se tienen varios criterios [4, 5]. Esta constelación es necesaria para determinar los parámetros de ruido, en donde se debe presentar un conjunto de impedancias (o coeficientes de reflexión) distribuidas de manera adecuada (constelación) a la entrada de un dispositivo y medir el ruido correspondiente a cada impedancia. Debido a que los parámetros de ruido representan cuatro incógnitas, el número de impedancias presentadas, debe ser mayor a 4, sin embargo, se recomienda utilizar un número mayor a 7. El siguiente paso es calibrar el analizador de redes en las puntas de prueba mediante la técnica LRM [6], en la cual se utilizan tres estándares: una carga, un circuito abierto y una línea de transmisión corta (*Thru*).

En el punto 7, se mide el coeficiente de reflexión de entrada del receptor con el interruptor 1 hacia el analizador de redes y el dos hacia el receptor de ruido. En esta paso, el plano de la punta de prueba 1 se desplaza hasta el plano de la punta 2.

Posteriormente, para determinar las pérdidas de la red de entrada α mostrada en la figura 2, se calcula su ganancia disponible en función de sus parámetros "S" y del coeficiente de reflexión presentado por el generador de ruido, mediante la ecuación [1]:

$$G_{\alpha} = |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_{GR}|^2}{|1 - \Gamma_{GR} S_{11}|^2 (1 - |\Gamma_{ST}|^2)}, \quad (7)$$

donde Γ_{ST} es el coeficiente de reflexión de salida de la red α , dependiente del presentado a su entrada Γ_{GR} el cual se puede medir o calcular por:

$$\Gamma_{ST} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_{GR}}{1 - S_{11} \Gamma_{GR}}. \quad (8)$$

Los parámetros "S" de la red de entrada se obtienen colocando tres estándares conocidos Γ_{ei} a su

entrada (plano del generador de ruido) y midiendo tres coeficientes de reflexión Γ_{mi} en el plano de salida de la red o de entrada del DBP:

$$\Gamma_{mi} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{ei}}{1 - S_{11}\Gamma_{ei}}, \quad (9)$$

con $i=1,3$ para los tres estándares, se forman tres ecuaciones con tres incógnitas y resolviéndolas se obtienen S_{11} , S_{22} , y $S_{12}S_{21}$. Debido a que la red de entrada es pasiva y recíproca, se tiene que $S_{12}=S_{21}$, y entonces aplicando la raíz cuadrada y corrigiendo la fase se determinan S_{12} y S_{21} .

El siguiente paso consiste en calcular los factores de desacoplamiento μ_0 , μ_1 y μ_2 indicados en la Fig. 2, mediante la siguiente ecuación:

$$\mu_i = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S \Gamma_L|^2}, \quad (10)$$

donde $\Gamma_S = \Gamma_{GR}$ o Γ_{ST} o Γ_{SD} y $\Gamma_L = S_{11\alpha}$ o S_{11D} o Γ_{REC} para μ_0 , μ_1 , o μ_2 respectivamente.

En el punto 10, se mide el ruido total del sistema F_{TOT} para cada impedancia o coeficiente de reflexión Γ_{ST} presentado por el sintonizador al DBP o al receptor. Este se determina con las Ecs. (3) y (4) o en función de la potencia de ruido P_c por:

$$F = \frac{P_c}{KGB\mu_2 T_o} - \frac{T_c}{T_o} + 1, \quad (11)$$

donde la KGB se obtiene como:

$$KGB = \frac{(\frac{P_H}{\mu_2} - \frac{P_C}{\mu_2})}{(T_H - T_C)}. \quad (12)$$

Enseguida se corrige el plano de medición trasladándolo hasta el plano del DBP o al plano del receptor según sea el caso, con las pérdidas de la red de entrada $G\alpha$ determinadas previamente,

$$F_{DBP} = F_{TOT} - G\alpha, \quad (13)$$

$$F_{REC} = F_{TOT} - G\alpha - P_{THRU}, \quad (14)$$

donde P_{THRU} son las pérdidas del *Thru*, que la mayoría de las veces se desprecian por ser tan pequeñas. En el receptor, F_{REC} se afecta por el factor de desacoplamiento μ_2 y debe corregirse. Cuando se desea medir un DBP activo, se consideran dos etapas en cascada y se utiliza la ecuación de Friis:

$$F_{DBP} = F_{TOT} - \frac{F_{REC} - 1}{G_{DBP}}. \quad (15)$$

Hasta este punto, ya se tiene el ruido en el plano del receptor correspondiente a cada impedancia presentada. Por último, se aplica alguna técnica adecuada de extracción de parámetros de ruido [7, 8]. R. Lane [7], linealiza la Ec. (6) considerando cuatro nuevos parámetros A, B, C y D:

$$F = A + BG_s \cdot \frac{C + BB_s^2 + DB_s}{G_s}. \quad (16)$$

Para resolver la ecuación es necesario efectuar cuatro mediciones, ya que se tienen cuatro incógnitas. Los nuevos parámetros A, B, C y D se determinan minimizando el error, y entonces se calculan los parámetros de ruido:

$$F_{min} = A + \sqrt{4BC - D^2}, \quad (17)$$

$$R_n = B, \quad (18)$$

$$G_o = \frac{\sqrt{4BC - D^2}}{2B}, \quad (19)$$

$$B_o = \frac{-D}{2B}, \quad (20)$$

donde G_o y B_o son la parte real e imaginaria de la admitancia óptima para mínimo ruido, la cual se puede transformar al coeficiente de reflexión Γ_0 .

Por otro lado, el método de Vasilescu [8] se basa en cuatro mediciones de figura de ruido correspondientes a cuatro coeficientes de reflexión (o admitancias). Con las cuatro mediciones se forma un sistema de cuatro ecuaciones con cuatro incógnitas, y después se van eliminando hasta reducirlo a uno de dos ecuaciones con dos incógnitas y se resuelve para encontrar R_n y B_o , después para G_o y por último para F_{min} .

3. RESULTADOS

Con el fin de aplicar el método de medición de ruido, se midieron el receptor mostrado en la Fig. 3a y la línea coplanar-microcinta dada en la Fig. 3b, en la banda de 18 GHz a 38 GHz.

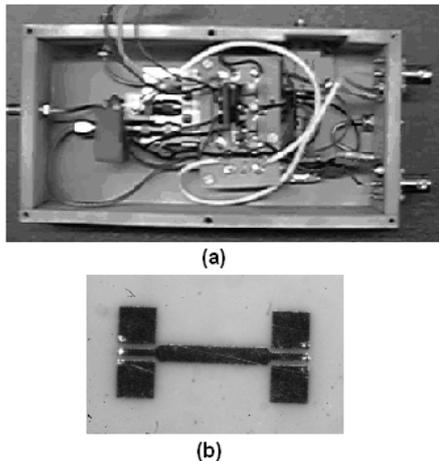


Fig. 3. Componentes a caracterizar a) Receptor y b) Línea coplanar-microcinta.

3.1. Medición del Receptor

El receptor está formado una Tee de polarización, un interruptor, un amplificador de RF de 18 GHz a 40 GHz, un mezclador subarmónico, un amplificador de FI que opera hasta 3 GHz y un filtro pasa banda FPB de 70 MHz. Además se incluyen la punta de prueba de salida y 2 cables coaxiales.

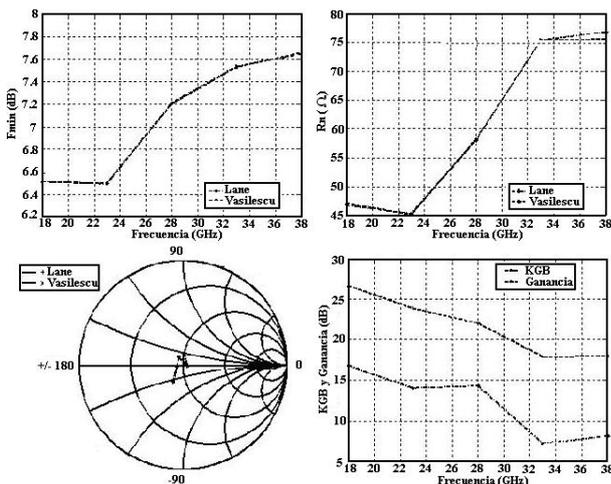


Fig. 4. Parámetros de ruido, KGB y ganancia del receptor de 18 a 38 GHz.

La caracterización se lleva a cabo utilizando la metodología propuesta y empleando una constelación de impedancias de 21 puntos. El comportamiento de los parámetros de ruido (F_{min} , R_n y Γ_o) del receptor obtenido por los métodos de Lane [7] y Vasilescu [8] se muestran en la Fig. 4 en el alcance de 18 GHz a 38 GHz. Se puede notar que los resultados de ambas técnicas están dentro de la incertidumbre de medición esperada. Además, se incluyen los valores de la constante KGB y la ganancia del receptor los cuales se reducen de manera paralela al aumentar la frecuencia. La diferencia máxima en el F_{min} fue de 0,08 dB con un error relativo del 0,15 %.

En la Fig. 5, se muestra la desviación de los cuatro parámetros de ruido a la frecuencia de 28 GHz, calculados para 5 936 combinaciones en grupos de cuatro empleando el método de Vasilescu [8]. El valor final de cada parámetro a 28 GHz, se obtiene mediante la mediana estadística. $F_{min}=7,2$ dB, $R_n=58,19$ ohms, $\Gamma_o=0,088\angle 119,2^\circ$.

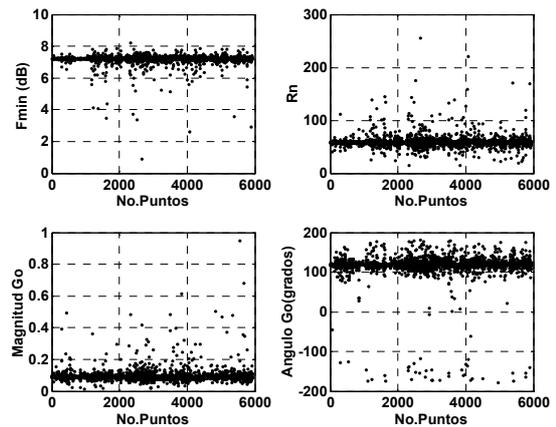


Fig. 5. Parámetros de ruido del receptor a 28 GHz para 5936 combinaciones.

En la Fig. 6 se muestra la constelación de 21 impedancias presentadas al receptor y se incluyen los círculos de ruido en pasos de 0.5 dB, calculados para el receptor a la frecuencia de 28 GHz, donde su F_{min} es de 7.2 dB, de tal manera que el primer círculo corresponde a 7.7 dB.

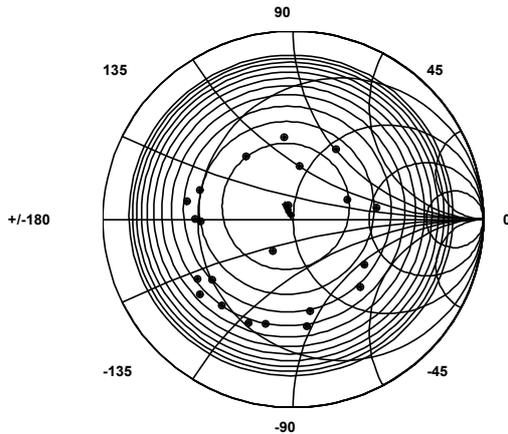


Fig. 6. Constelación de 21 puntos y círculos de ruido del receptor a 28GHz en pasos de 0.5 dB.

3.2. Medición de la Línea

Para verificar la exactitud de la medición, se mide un elemento pasivo. En este ejemplo se utiliza la línea de microcinta con transiciones coplanares mostrada en la Fig. 3b, la cual tiene una longitud de 2,2 mm y está construida sobre un sustrato de Alumina Al_2O_3 con $\epsilon_r=9,9$ y $h=0,635$ mm. Al ser la línea un elemento pasivo, ésta muestra pérdidas las cuales deben ser iguales a su figura de ruido.

El comportamiento de los parámetros de ruido (F_{min} , R_n y Γ_o) y los parámetros [S] obtenidos para la línea de 18 GHz a 38 GHz, se muestran en la Fig. 7, donde se puede apreciar la diferencia obtenida entre los métodos de Lane [7] y Vasilescu [8]. La Fig. 7 muestra además, los parámetros de ruido calculados con las pérdidas obtenidas de la medición. En general se notó una diferencia menor a 0,1 dB, con excepción de la frecuencia de 23 GHz que mostró una diferencia de 0,15 dB. Con respecto a R_n , se observó una diferencia máxima de 0,2 dB, 0,05 en el módulo de Γ_o y 10° en la fase de Γ_o . Esta diferencia de fase encontrada no es significativa ya que el módulo de Γ_o es muy pequeño (entre 0.08 y 0.25).

Por último, en la Fig. 8 se muestra el comportamiento de F_{min} medido vs el calculado, para los 21 coeficientes de reflexión presentados a la entrada de la línea. Además, se efectúa una comparación del F_{min} con las pérdidas de la línea a 28 GHz. Se encontró que existe una diferencia máxima de 0,025 dB entre las respuestas calculada y medida con un error relativo menor al 1.8 % y una diferencia máxima de 0,06 dB con relación a las pérdidas.

Con los resultados presentados en las Figs. 7 y 8, se comprueba la exactitud de la medición de ruido y de los métodos de extracción de los parámetros de ruido.

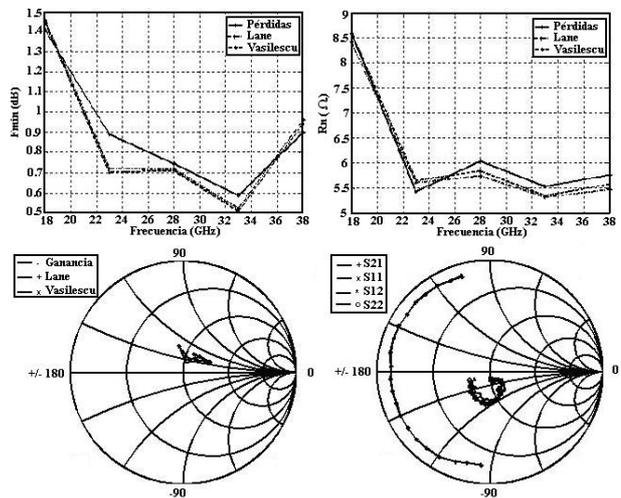


Fig. 7. Parámetros de ruido y parámetros S de la línea coplanar-microcinta de 18 GHz a 38 GHz.

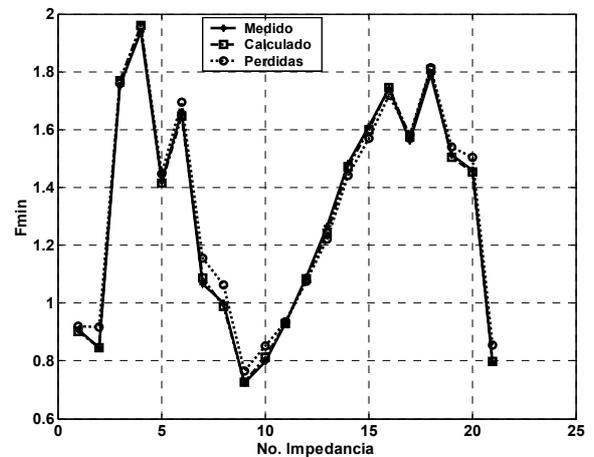


Fig. 8. Parámetro F_{min} medido vs calculado y su comparación con las pérdidas de la línea a 28 GHz.

4. CONCLUSIONES

Se propuso una metodología para determinar los parámetros de ruido de componentes de microondas y ondas milimétricas. Se presentaron tanto los aspectos teóricos, como la metodología propuesta, describiendo la configuración del banco de medición, mediante el cual es posible determinar tanto los parámetros de ruido como los de dispersión "S" de dispositivos y componentes activos o pasivos. Se presentaron resultados del

comportamiento de un receptor desarrollado en el CICESE, en el alcance de 18 GHz a 38 GHz y se verificó la exactitud de la medición mediante un elemento pasivo realizado con tecnología coplanar-microcinta, obteniéndose diferencias menores a 0,15 dB de 18 GHz a 38 GHz.

AGRADECIMIENTOS

Se agradece al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología CONACYT, por el apoyo al proyecto de investigación 35225-A.

REFERENCIAS

- [1] Anón, "Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements," Hewlett-Packard Application Note 57-1, Palo Alto, CA, July, 1983.
- [2] Medina M. J. L., "Caracterización de dispositivos y Componentes de microondas", Notas de curso CICESE, ene-abr. 2008.
- [3] Chong. "Understand noise figure measurements", Microwave & RF, pp. 91 – 96, February, 1994.
- [4] Pradell, L. "Determination of transistor noise parameters from noise figure and S-parameter measurements," Microwave Engineering Europe, January/February, 1991, pp. 37 - 43.
- [5] Martines G., Sannino M., "Simultaneous determination of transistor noise, gain and scattering parameters for amplifier design through noise figure measurements only", IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, vol. 42, no.7 , pp. 1105-1113, 1994.
- [6] D. Rytting, "An analysis of vector measurement accuracy enhancement techniques", HP RF & Microwave Symp., 21, 1982.
- [7] Lane, "The determination of Device Noise Parameters", Proceedings IEEE, vol. 57, august 1969, pp. 1461-1462.
- [8] Vasilescu G., et al. "Exact computation of two-port noise parameters", Electron. Lett., 25(4): pp. 292-293, 1989.