

**Universidad Autónoma de Baja California**

**U. A. B. C.**

**Facultad de Ingeniería**



**“AUTOMATIZACIÓN DE UN BANCO PARA LA MEDICIÓN Y  
OBTENCIÓN DE PARÁMETROS DE RUIDO DE  
TRANSISTORES DE MICROONDAS”**

**TESIS PROFESIONAL QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:**

**INGENIERO EN ELECTRÓNICA**

**PRESENTA:**

**MARTHA ALEJANDRA AVILEZ SALCEDO**

Ensenada, B.C.

Noviembre del 2004

# AUTOMATIZACIÓN DE UN BANCO PARA LA MEDICIÓN Y OBTENCIÓN DE PARÁMETROS DE RUIDO DE TRANSISTORES DE MICROONDAS

## ÍNDICE

	Página
<b>I. INTRODUCCIÓN</b>	1
I.1 Antecedentes	3
I.2 Objetivos	5
I.3 Organización del Trabajo	6
<b>II. TEORÍA DE MEDICIÓN DE RUIDO</b>	7
II.1 Introducción	8
II.2 Tipos de Ruido	8
II.2.1 Ruido térmico	10
II.2.2 Ruido de disparo	12
II.2.3 Ruido Agregado $N_a$	13
II.3 Temperaturas de ruido	13
II.3.1 Temperatura de ruido $T_a$	13
II.3.2 Temperatura de ruido efectiva $T_{ne}$	14
II.3.3 Temperatura de ruido efectiva de entrada $T_e$	14
II.3.4 Temperatura de operación $T_{op}$	15
II.4 Figura de ruido	16
II.5 Principio de medición de Figura de Ruido	21
II.6 Parámetros de ruido	23
II.7 Métodos de extracción de parámetros de ruido	24
II.8 Equipos y bancos de medición	
<b>III. MEDICIÓN AUTOMATIZADA DE RUIDO</b>	32
III.1 Introducción	32
III.2 Configuración y automatización del banco de medición	35
III.3 Equipo para la caracterización de parámetros estáticos	36
III.3.1 Fuentes de voltaje	37
III.3.2 Voltímetros y amperímetros	
III.4 Equipo para la caracterización de parámetros dinámicos	38
III.4.1 Analizador de redes vectorial	
III.5 Equipo para la caracterización de parámetros de ruido	41
III.5.1 Medidor de ruido	44
III.5.2 Sintonizador de impedancias	49
III.5.3 Oscilador Sintetizador	52
III.5.4 Bloques acondicionadores de señal	54
III.6 Metodología utilizada para obtener los parámetros de ruido	68
III.7 Descripción del programa computacional	69
III.7.1 Sintonizador	71
III.7.2 Analizador de redes	75
III.7.3 Constelación	

III.7.4 Medidor de ruido	82
III.7.5 Extraer parámetros	85
<b>IV. APLICACIÓN DEL PROGRAMA EN LA MEDICIÓN DE RUIDO</b>	
IV.1 Introducción	89
IV.2 Caracterización del Receptor	89
IV.3 Caracterización de un transistor	98
<b>V. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES</b>	
V.1 Conclusiones	111
V.2 Contribuciones	112
V.3 Recomendaciones	113
<b>REFERENCIAS</b>	114

## LISTA DE FIGURAS

<b>Figura</b>	<b>Página</b>
1. Potencia de salida vs. Temperatura de la fuente en un bipuerto	16
2. Representación de un dispositivo libre de ruido y una impedancia de la fuente con temperatura $T_e$ .	18
3. Medición de ruido mediante la medición de dos potencias de ruido correspondientes a dos temperaturas.	19
4. Configuración para medición de figura de ruido empleando la técnica estándar.	25
5. Configuración para medición con la técnica de fuente fría.	26
6. Banco de medición de figura de ruido.	27
7. Banco de medición de parámetros de ruido.	33
8. Equipo para medición de parámetros estáticos.	36
9. Analizador de redes vectorial HP8510C (0.045-50GHz).	39
10. Medidor de figura de ruido HP8970A (a) y los dos generadores de ruido utilizados (b).	41
11. Comportamiento de la ENR y la $T_h$ de los generadores de ruido.	43
12. Coeficientes de reflexión medidos para los generadores HP346CK01 (parte superior) y HP346B (inferior) en apagado(azul) y encendido(rojo).	44
13. Sintonizador de impedancias MT984A01 y su controlador MT986A.	45
14. Repetitividad de la magnitud del sintonizador a 40 GHz.	48
15. Repetitividad de la fase del sintonizador a 40 GHz.	48
16. Variación de los coeficientes de reflexión (magnitud y fase) en función de las posiciones de P2 y L.	49
17. Oscilador - sintetizador de frecuencias HP83620A de 0.01 a 20 GHz.	50
18. Bloque acondicionador de Entrada	52
19. Bloque acondicionador de salida "receptor".	53
20. Fotografía de los bloques acondicionadores de entrada y salida	55
21. Resultados de la medición de los bloques acondicionadores de señal.	55
22. Fotografía del banco de medición completo.	56
23. Diagrama a bloques del banco de medición de ruido	57

24. Diagrama simplificado del banco de medición de ruido de transistores	58
25. Diagrama de flujo de la metodología de medición de ruido de transistores	59
26. Esquema para medir los parámetros “S” de la red de entrada	61
27. Medición de los coeficientes de reflexión presentados en el plano del DBP y en el plano del receptor.	62
28. Medición de Coeficientes del Receptor para cada punto de la Constelación.	63
29. Medición de parámetros “S” del dispositivo bajo prueba DBP.	63
30. Medición de ruido del DBP (Transistor).	65
31. Diagrama simplificado del banco de medición de ruido del receptor	66
32. Diagrama de flujo de la metodología de medición de ruido del receptor	67
33. Pantalla Principal del Programa.	69
34. Menú del sintonizador.	70
35. Menú para caracterizar el sintonizador.	71
36. Pantalla para leer archivos de datos del sintonizador.	71
37. Menú del analizador de redes.	72
38. Pantalla para calibrar el analizador de redes en coaxial.	73
39. Pantalla para calibración en las puntas de prueba.	74
40. Menú para medir parámetros “S”.	74
41. Pantalla para la medición de parámetros “S” del DBP.	75
42. Menú para determinar la constelación de impedancias.	76
43. Pantalla para obtener la constelación de impedancias.	76
44. Datos de la caracterización del sintonizador a 38 GHZ.	77
45. (a) Fase del S11 corregida por la fase inicial de P2, (b) Representación de fase en forma lineal.	79
46. Pantalla para calcular pérdidas de la red de entrada.	80
47. Menú del medidor de ruido.	82
48. Menú para calibrar el medidor de ruido.	82
49. Menú para introducir la ENR del generador de ruido.	83
50. Pantalla para calibración del medidor de ruido.	84
51. Menú para medición de ruido.	84
52. Menú para medir ruido del receptor.	84

53. Menú para medir ruido del DBP.	85
54. Menú para la extracción de parámetros de ruido.	85
55. Constelación de 21 puntos de coeficientes presentados al receptor.	92
56. Pérdidas a la entrada del receptor para cada punto de la constelación.	92
57. Error en ruido calculado vs. medido para una constelación de 21 puntos.	95
58. Error en ruido calculado vs. medido para constelación 17 puntos.	96
59. Círculos de ruido del receptor a 40 GHz	97
60. Transistor PHEMT FHR20X (a) y el transistor bajo prueba (b).	98
61. Características $I_{ds}$ - $V_{ds}$ , $I_{ds}$ - $V_{gs}$ , transconductancia $g_m$ y conductancia de salida $G_{ds}$ del transistor FHR20X.	99
62. Parámetros S del transistor de 1 a 42 GHz para $V_{ds}=2v$ , $I_{ds}=10mA$ .	101
63. Magnitudes y fases de los parámetros S del transistor FHR20X.	101
64. Comparación entre la constelación deseada (X) y la medida (O).	104
65. Constelación con el generador de ruido apagado (azul) y encendido (rojo).	105
66. Ganancia disponible del DBP en apagado(azul), encendido(rojo) y S21 en Db (verde) para los puntos de la constelación.	108
67. Error entre la figura de ruido medida y calculada del transistor	109
68. Círculos de ruido del transistor en pasos de 0.5 dB.	110

## LISTA DE TABLAS

<b>Tabla</b>	<b>Página</b>
I. Equipos y componentes del banco de medición.	35
II. Comandos utilizados para la fuente PS 5004	37
III. Comandos utilizados para la fuente PS 5010	37
IV. Comandos utilizados para el multímetro DM 5120	38
V. Comandos utilizados por el analizador de redes	40
VI. Comandos utilizados para el Medidor de Ruido HP8970A	42
VII. Comandos utilizados para el sintonizador MT986A	46
VIII. Comandos más importantes para controlar al sintetizador HP83620A.	51
IX.- Resumen de comandos de MATLAB utilizados para controlar los equipos del banco de medición	86
X.- Resumen de programas utilizados para la automatización del banco de medición.	87
XI. Resultados de la medición de coeficientes de reflexión presentados al receptor (Archivo CONSTELRA).	91
XII. Resultados de la medición de ruido (archivo: MRUIDOREC)	93
XIII. Resultados de la medición de ruido del receptor a 40 GHz	94
XIV. Parámetros de ruido del receptor y resultados a 40 GHz (21 puntos).	95
XV. Parámetros de ruido del receptor a 40 GHz eliminando 4 puntos.	95
XVI. Parámetros de ruido del receptor, medidos de 18 a 40 GHz	97
XVII. Datos del archivo CONSTELTA para una constelación de 21 puntos.	104
XVIII. Resultados de la medición de ruido del transistor a 40 GHz.	106
XIX. Datos necesarios para extraer los parámetros de ruido.	107
XX. Parámetros de ruido del transistor a 40 GHz (21 puntos).	108
XXI. Parámetros de ruido del transistor a 40 GHz (constelación 8 puntos).	109

# AUTOMATIZACIÓN DE UN BANCO PARA LA MEDICIÓN Y OBTENCIÓN DE PARÁMETROS DE RUIDO DE TRANSISTORES DE MICROONDAS

## I. INTRODUCCIÓN

Los sistemas receptores vía satélite y los empleados en radioastronomía (radiotelescopios) reciben señales muy pequeñas, las cuales requieren ser amplificadas. Para amplificar esas señales débiles, se requiere de un componente conocido como Amplificador de Bajo Ruido (LNA), que en conjunto con otros componentes: amplificadores, mezcladores, osciladores, aisladores y filtros, forman un subsistema receptor. Los amplificadores utilizan como dispositivos activos transistores con una movilidad electrónica elevada y pueden ser de los tipos: MESFET, HEMT's y P-HEMT's realizados con semiconductores compuestos de Arseniuro de Galio (GaAs) o bien de Fosfuro de Indio (InP).

Para el diseño de amplificadores de bajo ruido se requiere medir los transistores con el propósito de obtener los diversos tipos de parámetros que describen al dispositivo. Para aplicaciones de señal pequeña sólo se requieren tres tipos de parámetros: estáticos (DC), dinámicos o de radiofrecuencia (parámetros "S") y los parámetros de ruido.

Los parámetros estáticos o de DC se pueden medir configurando un banco de medición formado por 2 fuentes de voltaje, dos voltímetros y dos amperímetros, que permiten obtener las características voltaje corriente del dispositivo, la corriente de saturación  $I_{dss}$ , su transconductancia  $g_m$ , etc.

Los parámetros dinámicos o de radiofrecuencia (RF) se obtienen generalmente empleando un analizador de redes vectorial, el cual permite obtener una matriz de parámetros "S" para cada frecuencia, para cada condición de alimentación y para cada condición de temperatura.

Los parámetros de ruido de transistores de alta frecuencia se pueden obtener configurando un banco de medición constituido por un generador de ruido, un sintonizador de microondas, un receptor, un medidor de ruido y un analizador de redes principalmente. Para obtener los parámetros de ruido de un transistor se requiere medir el comportamiento de ruido del transistor o dispositivo, correspondiente a un conjunto de impedancias presentadas a su entrada, llamada constelación de impedancias. Los valores de impedancia presentadas a la entrada del Dispositivo Bajo Prueba (DBP) o transistor se miden mediante un analizador de redes, y con los valores medidos del ruido correspondiente a cada impedancia, corregidos por las pérdidas a su entrada, se efectúa un proceso matemático para obtener los parámetros de ruido del dispositivo.

En este trabajo se configura un banco de medición de ruido y se desarrolla el software necesario en plataforma MATLAB, que permite obtener los parámetros de ruido de manera automatizada. Se pone en operación un banco de medición de ruido y se modifica un software desarrollado previamente en otro trabajo de tesis [1], que permite obtener los parámetros estáticos y dinámicos de transistores.

Se realizan las subrutinas necesarias para controlar un sintonizador de impedancias y un medidor de ruido, así como las requeridas para efectuar todas las mediciones de parámetros S, impedancias, pérdidas y potencias de ruido que se necesitan para calcular los parámetros de ruido. Con los datos obtenidos de la medición de las impedancias presentadas a la entrada del DBP, de la medición del factor de ruido del dispositivo correspondiente a cada impedancia y un método matemático de extracción adecuado se determinan los parámetros de ruido del DBP. El software permite controlar los equipos de medición,

adquirir los resultados y efectuar cálculos para obtener los parámetros de ruido de transistores de microondas y graficar los resultados.

Para la medición de ruido de los transistores se efectúa la medición de potencias de ruido a dos temperaturas (frío / caliente), conmutando la fuente de ruido en dos estados: encendido ( $T_h$ ) y apagado ( $T_c$ ). Se utiliza el medidor de ruido HP8970A que cuenta también con una interface GP-IB. Se utiliza un analizador de redes HP8510C para obtener los parámetros S del DBP, las pérdidas del banco de medición y los coeficientes de reflexión o impedancias presentadas al dispositivo mediante el sintonizador Maury MT984 que opera de 8 a 50 GHz. Para controlar los diferentes equipos del banco de medición y llevar a cabo la adquisición de datos, se utiliza una tarjeta (National Instruments), que junto con el programa computacional desarrollado en este trabajo de tesis permite obtener de manera automatizada los parámetros de ruido de dispositivos de microondas.

## **I.1 Antecedentes**

En México y particularmente en el CICESE, ya se han hecho algunos experimentos de medición de ruido con la finalidad de obtener los parámetros de ruido necesarios para diseñar y construir amplificadores de bajo ruido para comunicaciones vía satélite en la banda de 3.7 a 4.2 GHz (banda C) de microondas [2-4], así como para la banda de 11.7 a 12.2 GHz (banda Ku) [5].

Se ha realizado un estudio comparativo de diferentes técnicas de extracción de los parámetros de ruido [6] y se han hecho esfuerzos para obtener de manera automática y aplicando el método de impedancias múltiples los parámetros de un TEC GaAs a 4 GHz [7] mediante un programa escrito en lenguaje HP BASIC.

Se desarrolló una metodología para obtener los parámetros de ruido de transistores de microondas para la banda de 36 a 40 GHz [8-9], basada en la medición de potencias de ruido. Mundialmente se realizan esfuerzos para resolver problemas y mejorar los métodos de caracterización de dispositivos a frecuencias de microondas y ondas milimétricas.

Se ha desarrollado un método para la caracterización completa de transistores de microondas (HEMT's) en términos de ruido, ganancia y parámetros de dispersión, automatizando mediante un programa computacional un banco de prueba de figura de ruido que opera dentro de un rango de frecuencias de 8–12 GHz [10].

Por otro lado, se ha desarrollado una técnica para permitir la determinación rápida de los parámetros de ruido de transistores de microondas montados en oblea, mediante un procedimiento completamente automatizado y que funciona en el rango de frecuencias de 2-18 GHz, utilizando 16 impedancias estándares medidas con gran precisión [11]. Asimismo, se ha propuesto una metodología para determinar los parámetros de ruido de transistores mediante mediciones de parámetros S y de ruido [12].

Existen diferentes trabajos disponibles en la literatura [13-15] que presentan aspectos teóricos y fundamentos de medición de ruido, que además describen algunos métodos para extraer los parámetros de ruido.

En el proceso de extracción de los parámetros de ruido de un transistor se requiere de un arreglo experimental adecuado que permita medir indirectamente la figura de ruido del dispositivo en función de un conjunto de impedancias presentadas a la entrada del dispositivo llamada constelación [15].

La confiabilidad de los parámetros de ruido obtenidos depende de varios factores, tales como:

1. Emplear un criterio adecuado para seleccionar los coeficientes de reflexión presentados en el plano de entrada del dispositivo.
2. Utilizar un método apropiado de medición del coeficiente de reflexión presentado al dispositivo.
3. Determinar con excelente precisión las pérdidas de los elementos pasivos que se encuentran entre el generador de ruido y el DBP.
4. Medir con precisión las potencias de ruido o el factor de ruido del receptor y del transistor.
5. Considerar los desacoplamientos entre los diversos elementos del sistema de medición [16-18].
6. Emplear un método de extracción adecuado para obtener los parámetros de ruido del DBP, de las mediciones realizadas con el medidor de figura de ruido [19] y con el analizador de redes.

## **I.2 Objetivos**

El objetivo principal de este trabajo es el de desarrollar el software necesario para medir de manera automatizada los coeficientes de reflexión y de ruido de transistores de microondas y que además permita calcular o extraer los parámetros de ruido de transistores de microondas con buena precisión. Otros objetivos son el de configurar y poner en operación un banco de medición de ruido de transistores de microondas.

El software desarrollado se basa en otro trabajo previo [1], el cual permite obtener los parámetros estáticos y dinámicos de transistores, pero no los parámetros de ruido ( $F_{min}$ ,  $R_n$  y  $\Gamma_o$ ) de un transistor. En este trabajo de tesis se controla un sintonizador y se establece una constelación de impedancias, así como una metodología sistemática para obtener los parámetros de ruido. Con los datos obtenidos de la medición de la impedancia de entrada y el factor de ruido del dispositivo y un método matemático de extracción, el software permite controlar los equipos de medición, controlar el sintonizador, adquirir datos medidos con los

diferentes equipos y efectuar cálculos para obtener y graficar los resultados de los parámetros de ruido de transistores de microondas.

### **I.3 Organización del Trabajo**

En el capítulo II se presentan los conceptos básicos y definiciones de ruido, así como los métodos y fundamentos de medición de ruido a frecuencias de microondas. Se describe el principio de medición y se presentan diferentes alternativas de bancos de mediciones, configurados para efectuar la medición de parámetros S y de ruido de transistores de microondas.

En el capítulo III se describe el banco de medición propuesto, así como la metodología empleada para la medición y extracción de los parámetros de ruido. Además, se describe el programa para la medición automatizada desarrollado en este trabajo de tesis y que opera bajo la plataforma MATLAB, el cual permite controlar los diferentes equipos que conforman el banco de medición y adquirir los resultados necesarios para obtener los parámetros de ruido de transistores a frecuencias de microondas.

En el capítulo IV se muestran los resultados obtenidos de la aplicación del programa para la medición de los parámetros de ruido de un receptor y de un transistor de microondas.

Por último, en el capítulo V se presentan las conclusiones y recomendaciones de este trabajo.

## II TEORÍA DE MEDICIÓN DE RUIDO

### II.1 Introducción

La mayoría de las veces los sistemas receptores modernos procesan señales muy débiles, pero el ruido agregado por los componentes del sistema tiende a obscurecer dichas señales. La sensibilidad y la figura de ruido son parámetros del sistema que caracterizan la habilidad de procesar señales de bajo nivel. De estos parámetros, la figura de ruido es una figura de mérito que no solo se utiliza para caracterizar el sistema completo sino también los elementos que lo componen como el preamplificador, mezclador y el amplificador de IF de manera individual. Variando la figura de ruido y la ganancia de los componentes del sistema, el diseñador puede controlar directamente la figura de ruido del sistema completo. Una vez que se conoce la figura de ruido, la sensibilidad del sistema puede estimarse fácilmente dentro del ancho de banda de operación del sistema.

El objetivo de medir las propiedades de ruido de las redes es el de minimizar el problema del ruido generado en los sistemas receptores. El ruido tiende a obscurecer las señales débiles, y el propósito de disminuir el ruido es aumentar la relación señal - ruido. Esto puede lograrse incrementando la potencia de la señal transmitida en la dirección del receptor, o incrementando la cantidad de potencia que intercepta la antena receptora. El aumento de la ganancia de la antena y el aumento de la potencia del transmisor se encuentran limitados por regulaciones gubernamentales, consideraciones ingenieriles o económicas. Una alternativa es minimizar el ruido generado dentro de los componentes del receptor. Las mediciones de ruido son la clave para asegurar que el ruido agregado por un componente es mínimo. Una vez que el ruido se agrega a las señales, los componentes del

receptor no pueden distinguir el ruido de las variaciones propias de la señal dentro de la banda de frecuencias de operación, de tal manera que la señal y el ruido se procesan juntos.

## II.2 Tipos de Ruido

En la medición de ruido se tienen variaciones espontáneas y aleatorias de nivel de una señal causadas por fenómenos ordinarios en el equipo eléctrico. Dos tipos de ruido principales son el ruido térmico y el ruido de disparo. El ruido térmico surge de vibraciones del flujo de electrones y huecos debido a su temperatura finita. Algunas de las vibraciones tienen contenido espectral dentro de la banda de frecuencia de interés y aportan ruido a las señales. Por otro lado, el ruido de disparo se debe a la naturaleza cuantizada del flujo de corriente [13].

### II.2.1 Ruido térmico.

El ruido térmico se refiere a la energía cinética de las partículas de un cuerpo, como resultado de su temperatura finita. Si algunas partículas se cargan (ionizan), la energía cinética vibratoria puede acoplarse eléctricamente a otro dispositivo si se provee una ruta de transmisión adecuada. J. B. Johnson observó en 1927 el ruido térmico de un amplificador y H. Nyquist completó un año después (en 1928) el tratamiento teórico del ruido térmico y mostró que el ruido térmico en las terminales de un resistor  $R$  se puede expresar en términos de un ancho de banda  $B$  y de la temperatura  $T$ . La potencia disponible, es entonces la máxima cantidad a la cual puede removerse energía de un cuerpo, y que se calcula por

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

donde  $k$  es la constante de Boltzmann ( $1.38 \times 10^{-23}$  joules/kelvin),  $T$  es la temperatura absoluta (kelvin), y  $B$  es el ancho de banda (Hertz). Las unidades de  $kTB$  son usualmente joules/seg o watts.

Una revisión más concisa de  $kTB$  muestra que cada uno de los factores tiene sentido. La constante de Boltzmann  $k$  proporciona la energía promedio por partícula que puede desacoplarse eléctricamente por grado de temperatura. La constante de Boltzmann está relacionada con la constante de gas universal  $R$  de la ley de los gases que establece  $PV=nRT$ .  $R$  proporciona la energía por mol de gas por grado, mientras que  $k$  proporciona la energía promedio por partícula por grado. La relación  $R/k$  es igual al número de partículas en un mol, el cual, por supuesto, es el número de Avogadro ( $6.02 \times 10^{26}$ ). La constante de Boltzmann es por consiguiente una constante de conversión entre dos formas de expresar la energía en términos de la temperatura absoluta y en términos de joules [13].

La potencia de ruido térmico depende directamente de la temperatura, y mientras más energía esté presente en forma de alta temperatura o vibraciones, es posible remover mayor energía por segundo. La potencia presente en el dispositivo esta dada por  $kTB$  y dicha potencia puede acoplarse solamente con una carga óptima, por ejemplo, el complejo conjugado de una impedancia cuya temperatura equivalente es el cero absoluto, de manera que ésta no envía energía de regreso [13].

La potencia del ruido térmico  $kTB$ , aunque depende del ancho de banda, es independiente de la frecuencia. La potencia presente es independiente del tamaño físico o del valor de la resistencia. Por ejemplo si se considera un sistema compuesto de un objeto grande a una cierta temperatura, conectado eléctricamente a un objeto pequeño a la misma

temperatura, existiría un flujo de potencia del objeto grande hacia el pequeño y entonces el objeto grande se enfriaría y el pequeño se calentaría. Esto no concuerda con la experiencia común sin mencionar la segunda ley de la termodinámica. Por lo tanto la potencia del objeto grande debe ser la misma que la del objeto pequeño. El mismo razonamiento se aplica a una resistencia mayor y una menor en lugar de un objeto grande y uno pequeño.

Lo anterior implica que si una fuente de ruido está emitiendo energía, esta se debe enfriar. Este caso es en forma general pero para la problemática de equipo eléctrico, cualquier energía removida por transferencia de potencia de ruido es tan pequeña que se restaura rápidamente por el entorno a la misma razón. Esto significa que las fuentes de ruido se encuentran en equilibrio térmico con su entorno.

## II.2 .2 Ruido de disparo

El ruido de disparo se debe a la naturaleza cuantizada y aleatoria del flujo de corriente. La corriente es cuantizada mas no continua, siendo limitada por la unidad de carga más pequeña que es la del electrón ( $e=1.6 \times 10^{-19}$  coulombs). Las partículas de carga, por otra parte, fluyen también espaciadas aleatoriamente. La llegada de una unidad de carga a la frontera es independiente de la llegada de la unidad anterior o posterior. Cuando la corriente de DC fluye, la corriente promedio es  $I_0$ , pero ésta no indica la variación de corriente o cuales frecuencias están involucradas en las variaciones aleatorias de corriente.

El análisis estadístico de la ocurrencia aleatoria del flujo de partículas indica que las variaciones de la corriente cuadrática media están uniformemente distribuidas en frecuencia y tienen una densidad espectral dada por [13].

$$i_n^2(f) = 2eI_0 \text{ A}^2/\text{Hz} \quad (2)$$

Esta fórmula se utiliza para aquellas frecuencias que tienen períodos menores que el tiempo de tránsito de los portadores a través del dispositivo. Más específicamente, el período debe ser mucho menor que el ancho de cada pulso de corriente. El flujo de una corriente ruidosa a través de una resistencia de carga provoca variaciones en la potencia conocidas como ruido de disparo.

Existen otros fenómenos aleatorios que son cuantizados en la naturaleza y que pueden analizarse estadísticamente como un ruido de disparo. Ejemplos de estos son la generación y recombinación de pares electrón-hueco de semiconductores (Ruido G-R), y la división de corriente de emisor entre la base y el colector de transistores (ruido de partición). Una fuente muy importante de ruido se presenta en los diodos de avalancha debido a que estos dispositivos se utilizan como fuentes de referencia en mediciones, en donde un portador acumula suficiente energía de tal manera, que después de un choque con la red cristalina, es capaz de generar otro par electrón-hueco. Algunos portadores móviles generan dos pares, algunos tres, y estos a su vez pueden generar otros pares, etc. El factor de multiplicación para la generación de carga libre varía aleatoriamente y es cuantizado también. La potencia de ruido asociada con los diodos de avalancha tiende a ser inversamente proporcional a la corriente y un tanto dependiente de la frecuencia. La relación entre potencia de ruido y frecuencia depende de la corriente que está circulando.

Como se puede apreciar, existen muchas causas de ruido aleatorio en dispositivos eléctricos. La caracterización del ruido usualmente se refiere a los efectos combinados de todas las causas de ruido presentes en un componente. El efecto combinado se refiere a

menudo al ruido térmico. Cuando se dice que un dispositivo tiene una cierta temperatura de ruido esto no significa que el componente tiene esa temperatura físicamente, sino sencillamente que su potencia de ruido es equivalente a una fuente térmica de dicha temperatura.

### 2.2.3 Ruido Agregado $N_a$

Se refiere a la componente de potencia de ruido presente a la salida debido a las fuentes dentro de la red bajo prueba. Ocasionalmente el ruido agregado se refiere al puerto de entrada, por ejemplo, la potencia de ruido agregado a la salida se divide por la ganancia disponible  $G_a$  la cual es la relación de la potencia disponible a la salida de una red  $P_{ao}$  con la potencia disponible de la fuente  $P_{as}$ , a una frecuencia específica.

$$G_a = \frac{P_{ao}}{P_{as}} \quad (3)$$

La ganancia disponible  $G_a$  es una función de los parámetros S de la red y del coeficiente de reflexión de la fuente  $\Gamma_s$ , y es independiente del coeficiente de reflexión de la carga  $\Gamma_L$  y se expresa como:

$$G_a = |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s S_{11}|^2 (1 - |\Gamma_2|^2)} \quad (4)$$

donde  $\Gamma_2$  es el coeficiente de reflexión dependiente del presentado a su entrada  $\Gamma_s$  y se da como:

$$\Gamma_2 = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_s}{1 - S_{11} \Gamma_s} \quad (5)$$

### II.3 Temperaturas de ruido

Existen diferentes definiciones de temperatura de ruido que se utilizan para representar las características de ruido de dispositivos bajo diferentes condiciones de acoplamiento [13].

#### II.3.1 Temperatura de ruido $T_a$ .

La temperatura de ruido ( $T_a$ ) es la temperatura que produce la densidad espectral de potencia disponible de una fuente. Se obtiene cuando los coeficientes de reflexión de la fuente y la carga son complejos conjugados.

$$T_a = \frac{P_a}{kB} \quad (6)$$

La temperatura de ruido puede definirse de manera equivalente como la temperatura de una resistencia que tiene la misma densidad espectral de potencia disponible que la fuente de ruido.

#### II.3.2 Temperatura de ruido efectiva $T_{ne}$ .

La temperatura de ruido efectiva ( $T_{ne}$ ) es una propiedad de un monopuerto tal como fuente de ruido. Es la temperatura que produce una potencia que sale de una fuente de ruido, cuando se conecta a una carga no reflectiva. La relación entre la temperatura de ruido  $T_a$  y la temperatura de ruido efectiva  $T_{ne}$  es

$$T_{ne} = T_a (1 - |\Gamma|^2) \quad (7)$$

donde,  $\Gamma$  es el coeficiente de reflexión de la fuente de ruido. Esta  $T_e$  tiene un factor de proporcionalidad con la potencia de salida  $P_e$  por  $kB$ , resultando:

$$T_{ne} = \frac{P_e}{kB} \quad (8)$$

### II.3.3 Temperatura de ruido efectiva de entrada $T_e$ .

La Temperatura de ruido efectiva de entrada ( $T_e$ ), indica una temperatura de ruido asignada a una impedancia conectada al puerto de entrada de un dispositivo, que cuando se conecta a un dispositivo equivalente no ruidoso, se tiene la misma potencia de ruido de salida del dispositivo ruidoso conectado a una impedancia libre de ruido. La misma temperatura se aplica simultáneamente a todas las frecuencias que contribuyen a la potencia de ruido de salida.  $T_e$  se relaciona con la figura de ruido  $F$  por:

$$T_e = 290(F - 1) \quad (9)$$

Cuando el factor de ruido se da en dB, la  $T_e$  se obtiene como:

$$T_e = 290(10^{\frac{FdB}{10}} - 1) \quad (10)$$

### II.3.4 Temperatura de operación $T_{op}$ .

La temperatura de operación  $T_{op}$  es la temperatura asociada a la potencia de ruido entregada a una carga por un bipuerto, a una frecuencia específica y bajo las condiciones de operación.

Para un transductor lineal de dos puertos, la temperatura de operación está relacionada con la temperatura de una carga de entrada  $T_a$  y la temperatura de ruido efectiva de entrada  $T_e$  por:

$$T_{op} = T_a + T_e \quad (11)$$

## II.4 Figura de ruido

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 relación señal a ruido a la salida. La figura de ruido de una red representa un incremento o degradación en la relación señal a ruido conforme la señal viaja a través de la red.

Un amplificador ideal amplificaría únicamente la señal de ruido que entra, sin embargo un amplificador no ideal agrega ruido extra de sus propios componentes y degrada la relación señal a ruido. Una baja figura de ruido significa que la red agrega muy poco ruido. La degradación en la relación señal a ruido de una red es independiente de la temperatura de la fuente que excita a la red. La figura de ruido se define entonces como:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{S_i/N_i}{G_a S_i / (N_a + G_a N_i)} = \frac{N_a + G_a N_i}{G_a N_i} \quad (12)$$

donde  $S_i$  y  $N_i$  representan los niveles de señal y ruido disponibles a la entrada del Dispositivo Bajo Prueba (DBP),  $S_o$  y  $N_o$  representan los niveles de señal y ruido disponibles a la salida del DBP,  $N_a$  es el ruido agregado por el DBP,  $G_a$  es la ganancia disponible del DBP.

El nivel de ruido en la entrada es usualmente el ruido térmico de la fuente ( $N_i = kT_0 B$ ) donde  $T_0$  es la temperatura de referencia (generalmente 290K). Entonces se puede expresar la figura de ruido de la siguiente manera:

$$F = \frac{N_a + kT_0 B G_a}{kT_0 B G_a} \quad (13)$$

Esta es la definición estándar establecida por el IEEE, la cual establece que la figura de ruido es la razón de la potencia de ruido total a la salida del DBP a la potencia de ruido presente a la salida, debido al ruido en la entrada cuando la temperatura de la fuente es 290K.

## II.5 Principio de medición de Figura de Ruido.

Cuando se tienen niveles bajos de potencia, los cuales son de interés para este trabajo, los componentes o dispositivos DBP (receptores, amplificadores, mezcladores, y transistores) operan en la región lineal. Esto quiere decir que la potencia de salida de un DBP es proporcional a la potencia de entrada. Si la señal de entrada es cero, pero la fuente de impedancias permanece, la potencia de entrada al dispositivo es el ruido térmico generado por la impedancia de la fuente. Los dispositivos lineales presentan una característica lineal de la potencia de salida contra la temperatura de la fuente como se muestra en la figura 1.

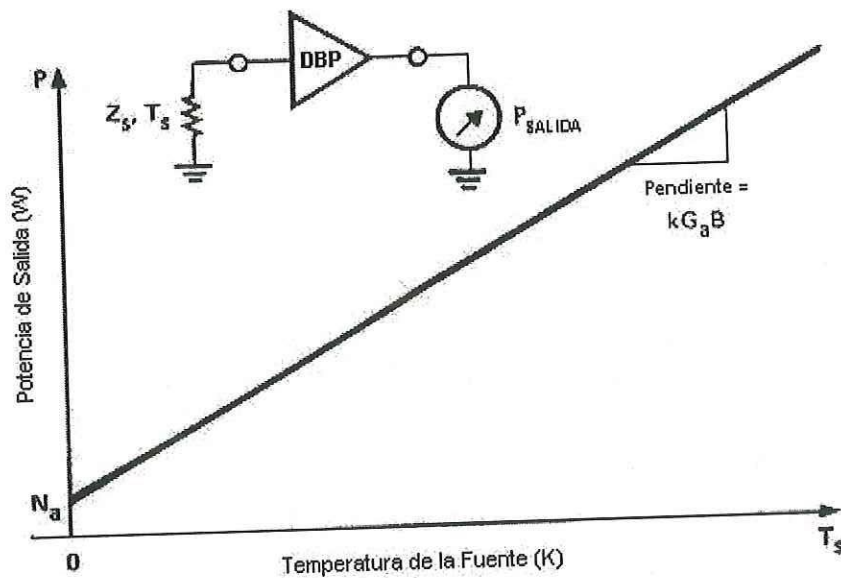


Figura 1. Potencia de salida vs. Temperatura de la fuente en un bipuerto

En la figura 1, el eje Y indica la potencia de ruido a la salida del dispositivo y el eje X indica la temperatura absoluta de la fuente de impedancias que excita al DBP. En el origen del eje X, donde la temperatura de la fuente de ruido es el cero absoluto, no existen

vibraciones en la fuente de impedancias y la potencia de ruido a la salida del DBP consiste únicamente del ruido  $N_a$  generado o agregado por el DBP.

La característica lineal de la potencia de ruido a la salida del DBP en función de la temperatura  $T_s$  de la fuente, tiene una pendiente  $kG_aB$  y una ordenada al origen de valor  $N_a$ , de manera que para cualquier otra temperatura  $T_s$  de la fuente, la vibración de los electrones actúa con una densidad de potencia de ruido disponible a la entrada del DBP ( $kT_s$ ) y la potencia de salida se obtiene mediante la ecuación

$$P_s = N_a + kT_sBG_a \quad (14)$$

El principio de medición de figura de ruido se basa en la medición de dos potencias de ruido correspondientes a dos temperaturas (fría  $T_c$  y caliente  $T_h$ ). Considerando el bipuerto como un dispositivo ideal libre de ruido, tendría un  $N_a$  igual a cero y la línea recta cruzaría por el origen como se muestra en la figura 2. En la práctica, esto no es posible, puesto que para que esto ocurra, el bipuerto debe estar a una temperatura igual al cero absoluto, donde los electrones dejan de tener movilidad. Si se traza una recta paralela con pendiente  $kG_aB$  de manera que intercepte al eje de las potencias en  $N_a$ , entonces se tendrá una temperatura equivalente al ruido agregado por un dispositivo llamada temperatura de ruido efectiva  $T_e$ .

Entonces  $N_a$  se puede definir en función de  $T_e$  como:

$$N_a = kT_eBG_a \quad (15)$$

y la potencia de salida resulta:

$$P_s = kT_eBG_a + kT_sBG_a = kBG_a(T_s + T_e) \quad (16)$$

La  $T_e$  junto con la figura de ruido caracterizan el comportamiento de ruido de los dispositivos y su equivalencia permite utilizarlas indistintamente, aunque por tradición, la

figura de ruido se utiliza en aplicaciones terrestres y la  $T_e$  en aplicaciones espaciales. La figura de ruido se representa en función de  $T_e$  como sigue:

$$F = \frac{(T_e + T_o)}{T_o} = \frac{T_e}{T_o} + 1 \quad (17)$$

donde  $T_o=290K$ . Por otro lado, la  $T_e$  se puede representar en función de la figura de ruido como:

$$T_e = T_o(F - 1) \quad (18)$$

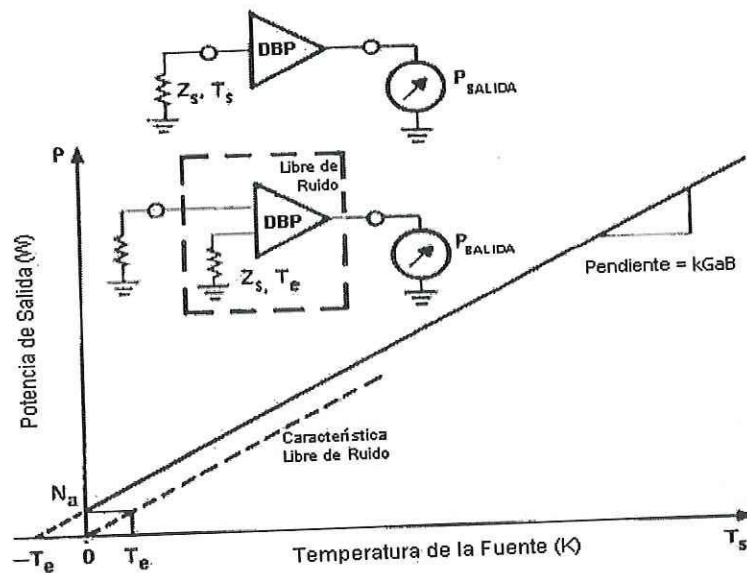


Figura 2. Representación de un dispositivo libre de ruido y una impedancia de la fuente con temperatura  $T_e$ .

El factor de ruido usualmente se determina utilizando dos medidas de potencia de ruido de salida,  $N_1$  y  $N_2$ , correspondientes a dos temperaturas de una fuente ( $T_c$  y  $T_h$ ), como se muestra en la figura 3. Como impedancia de fuente generalmente se emplea una fuente de

ruido, fabricada mediante un diodo en avalancha, que genera una temperatura de ruido  $T_h$ , superior a 1000K.

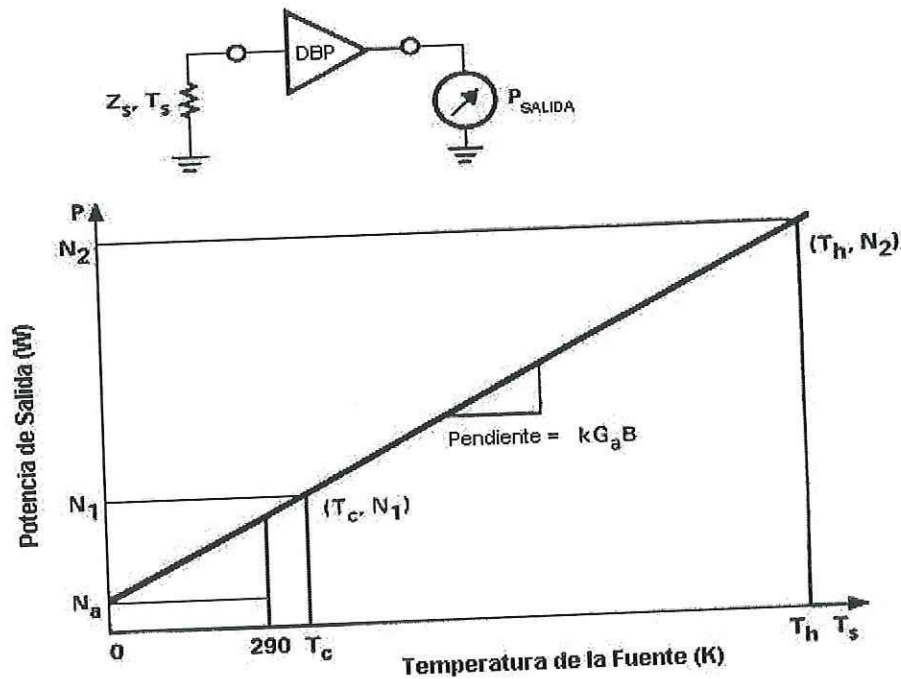


Figura 3. Medición de ruido mediante la medición de dos potencias de ruido correspondientes a dos temperaturas.

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,  $T_c = T_a = 290\text{K}$ , mientras que la temperatura  $T_h$  se obtiene polarizando la fuente con un voltaje de +28V. 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 en frío y caliente, que es como generalmente se definen), respectivamente, se conecta a la salida del diodo un aislador o un atenuador, cuales permiten adaptar la fuente pero que también agregan pérdidas aumentando 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:

$$ENR = 10 \log \left( \frac{T_h - T_o}{T_o} \right) \quad (19)$$

De las mediciones de las potencias  $N_2$  y  $N_1$  correspondientes a las temperaturas  $T_h$  y  $T_c$ , se obtiene la constante  $kGB$  que es la pendiente de la línea recta:

$$kGB = \frac{N_2 - N_1}{T_h - T_c} \quad (20)$$

Definiendo a la razón de potencias de ruido a la salida del DBP correspondientes a las dos fuentes de temperatura  $T_h$  y  $T_c$  como el factor  $Y$  dado como:

$$Y = \frac{N_2}{N_1} \quad (21)$$

Con el factor  $Y$ , se determinan la temperatura de ruido  $T_e$  y el factor de ruido  $F$  en dB mediante las siguientes expresiones:

$$T_e = \frac{T_h - YT_c}{Y - 1} \quad (22)$$

$$F = 10 \log \left( \frac{T_e + T_o}{T_o} \right) \quad (23)$$

Entonces la figura de ruido se puede obtener en función del factor  $Y$  mediante la expresión:

$$F = \frac{\left( \frac{T_h}{290} - 1 \right) - Y \left( \frac{T_c}{290} - 1 \right)}{Y - 1} \quad (24)$$

La técnica más general para medir razones de potencia consiste en determinar el aumento o decremento de la atenuación necesaria para mantener constante la potencia de RF. En forma práctica, una fuente de ruido se conecta a la entrada del DBP y la potencia detectada en el medidor de potencia cuando la fuente está apagada, se toma como potencia de referencia. Posteriormente la fuente de ruido se enciende y la potencia medida en el detector de potencia se regula mediante atenuadores de precisión de manera que la potencia de ruido

debida a la fuente en encendido sea la misma que con la fuente en apagado. La variación en el atenuador de precisión corresponde al valor del factor  $F$ , y por lo tanto se determina la figura de ruido.

## II.6 Parámetros de ruido

El factor de ruido de los dispositivos activos tales como los transistores, amplificadores o receptores varía cuando se sintoniza el circuito de acoplamiento de fuente. Es decir, que el comportamiento de ruido de dichos dispositivos depende de la impedancia que se presenta a su entrada. Dicha dependencia se expresa generalmente por un conjunto de cantidades escalares denominadas parámetros de ruido, los cuales están relacionados con el punto de polarización, la frecuencia y la temperatura absoluta. Estos parámetros de ruido son:

- $F_{\min}$ , el factor de ruido mínimo.
- $R_n$ , la resistencia equivalente de ruido y
- $\Gamma_{\text{opt}}$  el coeficiente de reflexión óptimo.

El coeficiente de reflexión óptimo es equivalente a una impedancia óptima ( $Z_{\text{opt}}$ ), o a una admitancia óptima ( $Y_{\text{opt}}$ ), razón por la cual la figura de ruido o el factor de ruido (en dB) de un dispositivo se pueden representar de diferentes maneras como sigue [13]:

La figura de ruido en función de las admitancias se expresa por:

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_o|^2 \quad (25)$$

que también se puede expresar en función de coeficientes de reflexión:

$$F = F_{\min} + \frac{4R_n}{Z_o} \cdot \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{\text{opt}}|^2}{|1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)} \quad (26)$$

donde  $F$  es la figura de ruido del DBP,  $Z_0$  es la impedancia característica (usualmente 50 ohms),  $\Gamma_{opt}$  es el coeficiente de reflexión óptimo de la fuente que proporciona la menor figura de ruido  $F_{min}$ , y  $R_n$  es la resistencia equivalente de ruido que indica la rapidez con que cambia la figura de ruido cuando se varía la impedancia presentada al dispositivo. Algunas veces  $R_n/Z_0$  se da como un solo parámetro  $r_n$ , llamado resistencia equivalente de ruido normalizada.

Para determinar los parámetros de ruido se debe presentar un conjunto de impedancias distribuidas de manera adecuada (llamada constelación de impedancias) a la entrada de un dispositivo y medir el ruido correspondiente a cada impedancia. Se determinan las pérdidas a la entrada del dispositivo y se efectúa una corrección de ruido, para posteriormente aplicar alguna técnica adecuada de extracción de parámetros de ruido.

Para establecer la constelación de impedancias que se presentarán a los transistores se tienen varios criterios entre los que se pueden mencionar los siguientes [13-19]:

- Cuidar la estabilidad de entrada del transistor para evitar alguna oscilación del dispositivo que traería en consecuencia un nivel de potencia que podría dañar a algún elemento del receptor (evitar coeficientes con magnitud mayor a  $S_{11}$  y fase cercana al conjugado del parámetro  $S_{11}$  del transistor).
- Evitar arreglos de impedancias que presenten singularidades al aplicar los métodos de extracción de los parámetros de ruido [18, 19].
- Distribuir las impedancias colocando varias cercanas a la región de ruido mínimo y otras cercanas a la impedancia de 50 ohms, pero no muy lejanas de la región del ruido mínimo.

## II.7 Métodos de extracción de parámetros de ruido

Existen varios criterios de extracción de parámetros de ruido en la literatura [6-12] y [14-19]. En este trabajo se utiliza la técnica de extracción de Lane [19], basado en la medición de la figura de ruido correspondiente a las diferentes impedancias presentadas a la entrada del dispositivo.

El comportamiento de ruido de un dispositivo activo se determina completamente por sus cuatro parámetros de ruido. La figura de ruido del dispositivo en función de una admitancia de fuente se calcula con la ecuación 25, o en función de coeficientes de reflexión mediante la ecuación (26). Se puede observar que ambas ecuaciones no son lineales y para linearizar dicha ecuación, Richard Lane [19] rescribió la ecuación (25) en forma lineal con respecto a cuatro nuevos parámetros A, B, C y D:

$$F = A + BG_s \cdot \frac{C + BB_s^2 + DB_s}{G_s} \quad (27)$$

Para resolver la ecuación 27 es necesario por lo menos efectuar cuatro mediciones, ya que se tienen cuatro incógnitas. Los nuevos parámetros A, B, C y D se determinan minimizando el criterio de error:

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^n \left[ A + B \left( G_i + \frac{B_i^2}{G_i} \right) + \frac{C}{G_i} + \frac{DB_i}{G_i} - F_i \right]^2 \quad (28)$$

donde  $F_i$  son los valores de figura de ruido medida correspondiente a cada admitancia de fuente presentada al dispositivo bajo prueba ( $G_i + jB_i$ ).

El criterio de error  $\varepsilon$  se minimiza construyendo un sistema lineal de ecuaciones utilizando derivadas parciales:

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial A} = \sum_{i=0}^n P = 0 \quad (29)$$

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial B} = \sum_{i=0}^n (G_i + \frac{B_i^2}{G_i}) P = 0 \quad (30)$$

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial C} = \sum_{i=0}^n \frac{1}{G_i} P = 0 \quad (31)$$

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial D} = \sum_{i=0}^n \frac{B_i}{G_i} P = 0 \quad (32)$$

donde P de acuerdo a la ecuación (28) se da como:

$$P = A + B(G_i + \frac{B_i^2}{G_i}) + \frac{C}{G_i} + \frac{DB_i}{G_i} - F_i \quad (33)$$

Se resuelven las ecuaciones (29) a (32) para obtener las incógnitas A, B, C y D. Finalmente se calculan los cuatro parámetros de ruido utilizando las ecuaciones (34) a (37) [19].

$$F_{\min} = A + \sqrt{4BC - D^2} \quad (34)$$

$$R_N = B \quad (35)$$

$$G_{OPT} = \frac{\sqrt{4BC - D^2}}{2B} \quad (36)$$

$$B_{OPT} = \frac{-D}{2B} \quad (37)$$

## II.8 Equipos y bancos de medición.

Para la medición de ruido se puede utilizar una fuente de ruido y un analizador de espectro o en su lugar un medidor de ruido. Como fuente de ruido se utiliza comúnmente un diodo de avalancha, el cual se conecta directamente a un medidor de ruido como el HP8970A

para calibración en el intervalo de frecuencias de 10 a 1600 MHz. Para la medición de un dispositivo en dicho intervalo de frecuencias, simplemente se inserta el dispositivo entre la fuente de ruido y el medidor de ruido. Por otro lado, cuando se desea medir ruido a frecuencias superiores a 1600 MHz, se utiliza un receptor heterodino compuesto por un mezclador y un oscilador local, con el propósito de bajar la frecuencia de RF a una frecuencia intermedia dentro del intervalo de 10 a 1600 MHz.

Las dos técnicas comúnmente utilizadas para la medición de figura de ruido son la estándar y la técnica de medición de fuente fría. En la técnica estándar, para obtener los parámetros de ruido de un transistor, se requiere insertar un sintonizador de impedancias entre la fuente de ruido y el dispositivo bajo prueba DBP como se muestra en la figura 4. La fuente de ruido establece los estados frío ( $T_c$ ) y caliente ( $T_h$ ), y las potencias de ruido respectivas a la salida se miden y se utilizan para calcular la figura de ruido del DBP.

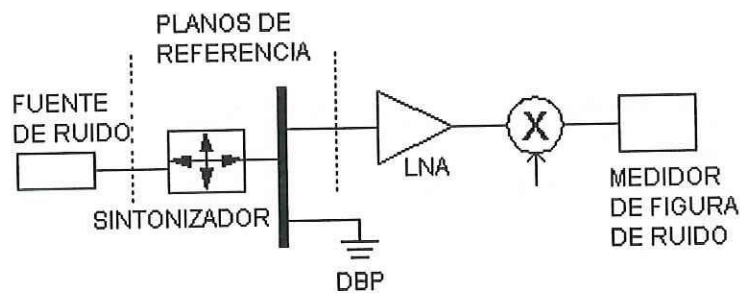


Figura 4. Configuración para medición de figura de ruido empleando la técnica estándar.

Por otro lado, la técnica de medición de fuente fría se muestra en la figura 5. Esta técnica requiere únicamente una fuente de ruido durante la fase de calibración para determinar la constante de ganancia-ancho de banda (kGB) del receptor. Para ajustar la

fuente de impedancias se conecta un sintonizador en la entrada del DBP durante las mediciones de figura de ruido

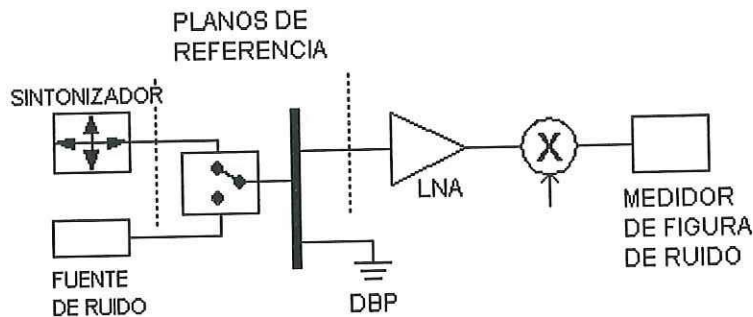


Figura 5. Configuración para medición con la técnica de fuente fría.

Ambas técnicas requieren que se lleve a cabo una calibración antes de iniciar las mediciones, de tal manera que se pueda caracterizar el receptor. Asimismo las técnicas estándar como la de fuente fría requieren de diferentes conexiones durante la calibración y medición, ya sea el re-posicionamiento de la fuente de ruido o la recolocación del DBP, respectivamente.

Las figuras 4 y 5 muestran bancos de medición simplificados, sin embargo, comúnmente se requiere de otros componentes adicionales como los que se muestran en la figura 6. En esta figura, se presenta un banco de medición de ruido el cual está formado por los siguientes componentes y equipos:

- Fuente de ruido
- Aislador
- T de polarización
- Sintonizador de impedancias
- Base de pruebas
- Amplificador de RF
- Mezclador
- Amplificador de IF
- Filtro
- Sintetizador de frecuencias (Oscilador local)

- Medidor de ruido

Como fuente de ruido se utiliza comúnmente un diodo de avalancha, las cuales tienen valores de ruido en exceso (ENR) que varían con la frecuencia. Esta ENR se calibra siguiendo un procedimiento establecido por el NIST (National Institute of Standard Technology) y es proporcionada por el fabricante de la fuente de ruido. Por lo tanto, cuando se lleva a cabo la medición de ruido para una frecuencia en particular, el medidor de ruido efectúa una interpolación para determinar la ENR correspondiente a la frecuencia deseada y así establecer el valor de la temperatura en encendido  $T_h$ . La temperatura de la fuente en frío (apagado)  $T_c$  es la temperatura física de la fuente a la temperatura ambiente.

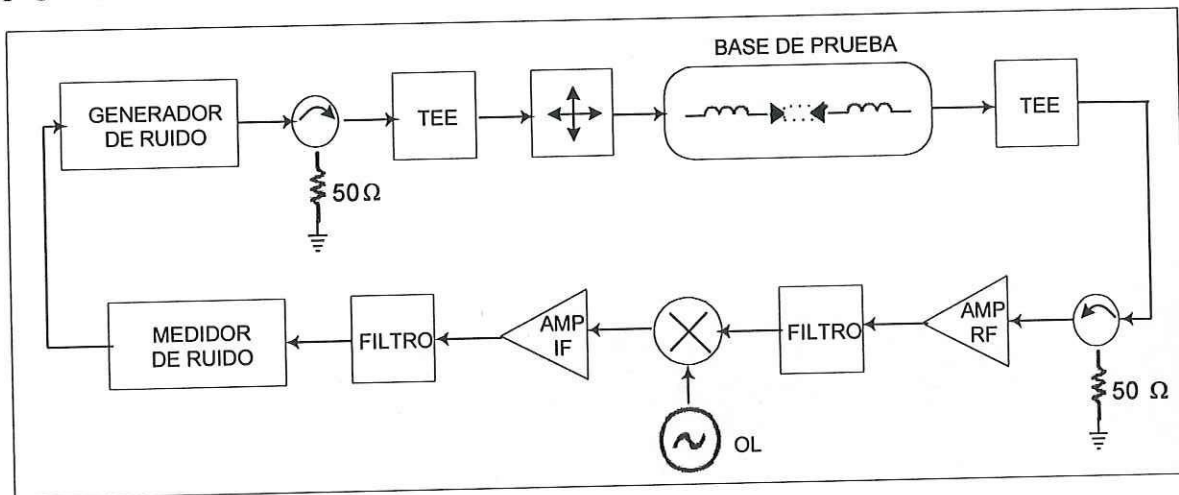


Figura 6. Banco de medición de figura de ruido.

A menudo los bancos de medición utilizan un aislador a la entrada para mejorar el acoplamiento de la fuente de ruido con el componente siguiente, ya que la fuente de ruido presenta diferentes coeficientes de reflexión en sus dos estados (encendido y apagado). Además, ayuda al acoplamiento con el sintonizador el cual presenta en ocasiones coeficientes de reflexión de valor grande. Algunas veces, también se utiliza otro aislador a la salida para mejorar el acoplamiento del dispositivo bajo prueba con el receptor.

Se utilizan dos "T" de polarización con el propósito de proveer los voltajes necesarios para operar al DBP. Una "T" a la entrada para proveer el voltaje  $V_{gs}$  y otra a la salida para proveer el voltaje  $V_{ds}$ .

El banco incluye un sintonizador de impedancias el cual tiene la función de proporcionar diferentes impedancias o coeficientes de reflexión al DBP.

Con el propósito de medir un transistor, se requiere de una base de prueba en la cual se pueda insertar al DBP a medir. La mitad de la base está a la entrada del DBP y la otra mitad a la salida.

A la salida de la base del transistor se tiene otra T de polarización, y un receptor. El receptor está constituido por otro aislador que mejora el acoplamiento del DBP con el receptor, un amplificador de RF el cual eleva el nivel de la señal sin contribuir con un ruido significativo al ruido del receptor. El componente que le sigue es un mezclador que se utiliza para convertir las frecuencias de microondas en el puerto de RF a una frecuencia intermedia FI dentro del intervalo de 10MHz a 1.6GHz que son las frecuencias a las cuales opera el medidor de ruido. El mezclador debe tener bajas pérdidas por conversión, bajo ruido y bajo coeficiente de reflexión en la entrada.

En el puerto de FI se tiene otro amplificador de baja frecuencia y un filtro pasa bajas el cual se conecta al medidor de ruido. El amplificador de IF debe tener un ruido bajo, de preferencia con un ancho de banda mayor que el del medidor de ruido. El amplificador de IF se utiliza cuando el medidor de ruido tiene baja sensibilidad y los niveles de potencia son difíciles de detectar.

En el puerto de OL del mezclador se conecta un oscilador o sintetizador de frecuencias. El oscilador local, debe manejar un rango apropiado de frecuencias y tener la

suficiente potencia de salida para operar al mezclador de manera apropiada. Es recomendable además, que sea de bajo ruido de fase y muy estable.

De todas las frecuencias donde la potencia de ruido es disponible en la entrada del convertidor de frecuencias, este toma todas aquellas frecuencias que satisfacen:

$$f_{MED} = f_{LO} \pm f_{IF} \quad (38)$$

donde,  $f_{LO}$  es la frecuencia del oscilador local) y se convierte la frecuencia de medición (RF, microondas, etc.) a la frecuencia de IF manejada por el medidor de ruido. Mediciones donde el signo + de la ecuación (38) aplica, se les llama de banda lateral superior (SSB) debido a que la frecuencia de medición es superior a la frecuencia del oscilador local. Mientras que mediciones donde el signo – aplica se llaman mediciones de banda lateral inferior (LSB) debido a que la frecuencia de medición es inferior a la del oscilador local. Cuando se tiene una LSB o una SSB, el sistema se refiere a una sola banda (la cual se selecciona) y el otro lado se suprime mediante un filtro de rechazo de imagen. Cuando ambos signos aplican, la medición consiste de dos bandas de frecuencia que son separadas por 2 veces la IF, y se denominan de doble banda lateral DSB.

El banco de medición antes descrito y mostrado en la figura 6, utiliza aisladores que en cierta manera limitan el ancho de banda del banco de medición, ya que los aisladores son por naturaleza componentes de banda angosta. En vez de emplear aisladores se pueden utilizar atenuadores los cuales tienen mayor ancho de banda, pero que introducen pérdidas (-3dB) que incrementan el factor de ruido del sistema. El no utilizar aisladores provoca desacoplamientos los cuales deben considerarse al momento de corregir los datos de ruido medidos.

Como se mencionó anteriormente, el principio de operación de los medidores de ruido se basa en la medición de potencias de ruido  $N_2$  y  $N_1$  a la salida del DBP correspondientes a las dos temperaturas de la fuente de ruido (en encendido  $T_h$  y apagado  $T_c$ ). Con los avances de la tecnología, los medidores de figura de ruido, tales como el HP 8970A, cuentan con microprocesadores capaces de almacenar los datos de la calibración y los medidos, así como efectuar los cálculos necesarios para determinar completamente las características de ruido tales como, la pendiente de la recta característica de ruido kGB, la temperatura efectiva de ruido  $T_e$ , la ganancia del DBP, las potencias en encendido y apagado  $N_2$  o  $P_h$  y  $N_1$  o  $P_c$ , la figura de ruido  $F$  o el factor de ruido en dB, etc.

Las características más importantes que se han desarrollado en los medidores de ruido modernos son la capacidad de manejar un amplio rango de temperaturas  $T_c$  y  $T_h$ , además de que la mayoría cuenta internamente con un amplificador de IF lo cual lo hace altamente sensitivo y suficiente para medir dispositivos con ganancia pequeña.

Se puede considerar al sistema como uno compuesto por dos etapas en cascada, donde la primera etapa representa al dispositivo DBP con una figura de ruido  $F_1$  y ganancia  $G_1$ . La segunda etapa representa al receptor con figura de ruido  $F_2$  y el ruido total medido del sistema se da como  $F_{12}$ , entonces dichos parámetros se relacionan mediante la ecuación de Friis [13]:

$$F_{12} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (39)$$

de donde se deduce que la contribución de la segunda etapa al ruido total del sistema depende de la ganancia del dispositivo y del ruido del receptor, es decir que la contribución de la segunda etapa es insignificante cuando la figura de ruido de la segunda etapa es baja o cuando el dispositivo medido tiene una ganancia grande.

En condiciones normales el medidor de ruido despliega únicamente el valor de  $F_{12}$ , de manera que para determinar la figura  $F_1$  de ruido del DBP es necesario medir por separado la ganancia  $G_1$  del DBP y el ruido  $F_2$  del receptor. Con los medidores de ruido modernos,  $F_2$  se determina mediante un proceso llamado de calibración y  $G_1$  se determina mediante procedimientos simples de medición de potencia a la salida del DBP para una potencia disponible a la entrada del mismo. Con  $F_2$  y  $G_1$  determinados, el medidor de ruido hace automáticamente la corrección y resuelve para obtener el ruido  $F_1$  del dispositivo que se da como:

$$F_1 = F_{12} - \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (40)$$

Es importante tener un bajo coeficiente de reflexión a la entrada del mezclador, ya que el efecto de desacoplamiento (“mismatch”) afecta la precisión en la caracterización de ruido de la segunda etapa y la medición de ganancia, debido a los efectos de reflexión que limitan la transferencia de energía del DBP al mezclador, que se traduce en pérdida de energía debido al desacoplamiento. Los efectos de desacoplamiento principalmente afectan el cálculo de la ganancia, que de hecho, la ganancia medida por el medidor de ruido es la ganancia de inserción  $G_i$  y no la ganancia disponible  $G_a$ . Estas ganancias se relacionan como sigue:

$$\frac{G_a}{G_i} = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{1 - |\Gamma_2|^2} \frac{|1 - \Gamma_L \Gamma_2|^2}{|1 - \Gamma_L \Gamma_s|^2} \quad (41)$$

donde  $\Gamma_s$ ,  $\Gamma_L$  y  $\Gamma_2$  son el coeficiente de reflexión en la fuente de ruido, en el mezclador y a la salida del DBP respectivamente.

### **III. MEDICIÓN AUTOMATIZADA DE RUIDO**

#### **III.1 Introducción**

En este capítulo se presenta un banco de medición único utilizado para la medición de parámetros estáticos (DC), dinámicos (“S”) y de ruido, de manera casi simultánea sin requerir conexiones y desconexiones adicionales. Se describe la metodología utilizada para efectuar la medición de ruido en dispositivos de alta frecuencia y la metodología para extraer los parámetros de ruido de transistores. Asimismo, se describe el software desarrollado para automatizar el proceso de medición, presentando los comandos principales de cada uno de los equipos utilizados en el banco de medición, y que se utilizan para controlar los equipos, así como para la adquisición de datos.

#### **III.2 Configuración y automatización del banco de medición**

Para poder obtener los parámetros de ruido de transistores de microondas fabricados con terminales coplanares, se configura un banco de medición utilizando diversos equipos y componentes interconectados de la manera mostrada en la figura 7. Los equipos que se requieren son:

- Base de pruebas
- Analizador de redes vectorial
- Medidor de ruido y generador de ruido
- 2 Fuentes de voltaje y 2 multímetros
- Un sintonizador de impedancias y su controlador
- 2 bloques acondicionadores de señal
- Computadora personal PC

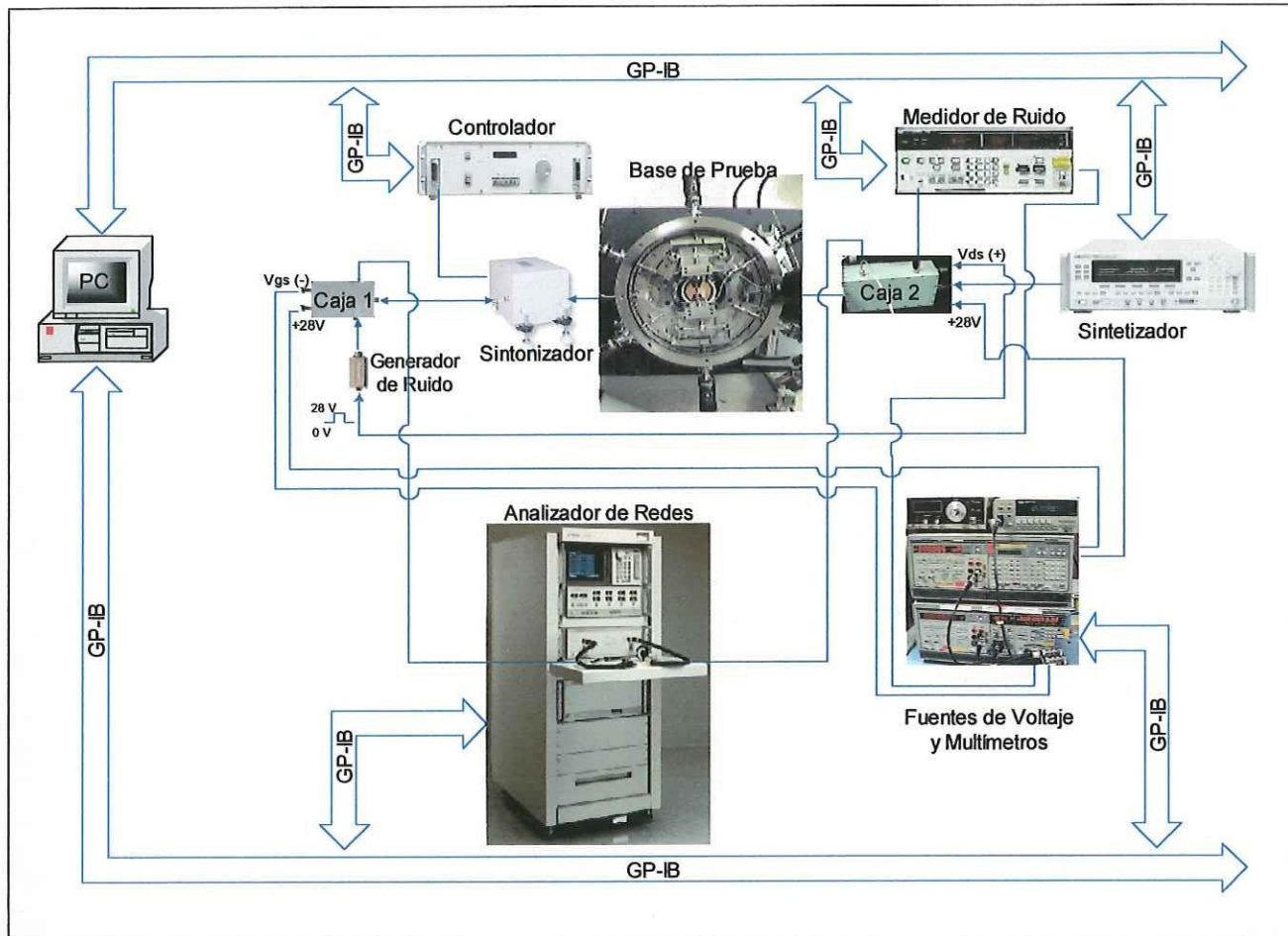


Figura 7. Banco de medición de parámetros de ruido.

El banco de medición mostrado en la figura 7 contiene en primer lugar, una base de pruebas que consiste de un par de puntas coplanares las cuales se posicionan directamente sobre el dispositivo bajo prueba (DBP). Las puntas de prueba utilizadas son las fabricadas por Picoprobe modelo 50A-GSG-100-P, que operan hasta 50 GHz y que tienen en uno de los extremos una terminal tipo coplanar y en el otro extremo un conector coaxial tipo 2.4mm.

Los voltajes de alimentación y de radiofrecuencia se introducen al dispositivo a través de cables y conectores tipos K y de 2.4mm. Los voltajes de alimentación del DBP se generan por dos fuentes de voltaje Tektronics PS5010 y DM5120, mientras que los de radiofrecuencia son entregados por el generador de ruido o el analizador de redes.

Hacia el lado izquierdo de la base de prueba se tiene un bloque acondicionador de la señal de entrada y un sintonizador de impedancias Maury MT984A01, el cual se controla con el controlador MT986A. El bloque acondicionador de señal conecta (por medio de un interruptor) al DBP con el generador de ruido (posición 1) o con el analizador de redes (posición 2). Además, este bloque permite introducir los voltajes para alimentar al transistor mediante una "T" de polarización.

Mientras que hacia el lado derecho de la base de prueba, se tiene un segundo bloque acondicionador de señal de salida que conecta (por medio de un interruptor) al analizador de redes (posición 2) y a un receptor de bajo ruido (posición 1). El receptor de bajo ruido amplifica las señales de microondas provenientes del DBP y las convierte a una frecuencia intermedia adecuada (empleando un sintetizador de frecuencias HP83620A) para ser procesada por el equipo medidor de ruido HP8970A. El medidor de ruido controla al generador de ruido por medio de un voltaje DC (lo apaga con 0 volts y lo enciende con +28 volts). La mayoría de los equipos se pueden controlar por medio de una interfaz GP-IB conectada a una PC por medio de una tarjeta GPIB-PCI National Instruments. En la Tabla I se describen los equipos y componentes utilizados en el banco de medición, donde se incluye el número de modelo y las características principales de cada uno de ellos.

En las siguientes secciones se presenta cada uno de los equipos, incluyendo sus características y comandos de control, se presentan resultados de la medición de los componentes más importantes. Posteriormente, se describe con detalle la metodología de medición y el software desarrollado para medir transistores de microondas.

**Tabla I. Equipos y componentes del banco de medición.**

No.	Equipo	Marca/Modelo	Características
1	Fuente de voltaje	Tektronix/PS5004	0-20v, 0-300mA, GPIB
2	Fuente de voltaje	Tektronics/PS5010	0-32v, 0-1.6A, GPIB
3	2 Multímetros digitales	Tektronics/DM5120	GPIB
4	Sintonizador de impedancias	Maury/MT984A01	8-50 GHz, 2.4mm
5	Controlador de sintonizador	Maury/MT986A	GPIB
6	2 Generadores de ruido	Hewlett Packard./ HP346B/HP346CK01	28v, 10MHz-18GHz/ 1GHz-50GHz
7	Medidor de ruido	Hewlett Packard/ HP8970A	10MHz-1.6GHz, 1.6GHz-50GHz, HPIB
8	Sintetizador de frecuencias	Hewlett Packard/ HP83620A	10MHz-20GHz, HPIB
9	Analizador de redes vectorial	Hewlett Packard/ HP8510C	45MHz – 50GHz, HPIB
10	Computadora personal		Pentium
11	Tarjeta GPIB	National Instruments/ PCI	1.5Mbps, GPIB
12	2 Interruptores	RLC/SR-2MININ-D-40	DC-40GHz, 28V,Latch, Conect. K
13	2 T de polarización	Anritsu/K250	0.1-40GHz, P=1.2dB max, 1W, conect. K(m-f)
14	1 amplificador de microondas	MITEQ/JS4-18004000-35- 5P	18-40GHz, G=23dB, FR=3dB, P <sub>1</sub> dB=5dBm, 15v
15	1 amplificador de RF	MiniCircuits/ZJL3G	.02-3GHz, G=19dB, FR=3.8dB, P <sub>1</sub> dB=12dBm, 12v
16	1 mezclador sub armónico	MITEQ/SBE0440LW1	RF:4-40, LO:2-20, IF:DC- 1.5 GHz, PC:10dB

### III.3 Equipo para la caracterización de parámetros estáticos

Se han hecho trabajos relacionados con la medición de parámetros estáticos que han permitido obtener de manera automatizada las características voltaje corriente del dispositivo, la corriente de saturación  $I_{dss}$ , su transconductancia  $g_m$  y la conductancia de salida  $G_{DS}$  [1]. Los parámetros estáticos o de DC se miden configurando un banco de medición formado por dos fuentes de voltaje, dos voltímetros y dos amperímetros, los cuales se controlan empleando una interfaz IEEE-488 (HP-IB). La primera fuente se utiliza para proveer voltajes negativos al transistor ( $V_{gs}$ ), mientras que la segunda fuente se emplea para proporcionar voltajes positivos ( $V_{gs}$ ). Con los dos voltímetros se miden los voltajes en las

terminales del DBP ( $V_{gs}$  y  $V_{ds}$ ) y con los amperímetros se miden las corrientes correspondientes ( $I_{gs}$  e  $I_{ds}$ ). En la figura 8 se presentan los equipos empleados en la caracterización estática de transistores de microondas.



Figura 8 Equipo para medición de parámetros estáticos.

### III.3.1 Fuentes de voltaje

La Fuente Tektronics PS 5004 es una fuente de alimentación de precisión utilizada en el módulo de poder de la serie TM 5000. El instrumento es compatible con GPIB. La unidad suministra voltajes de 0V a +20V sobre un rango de corriente de 0 a 300mA y tiene un modo de operación de corriente constante o voltaje constante [18]. Esta fuente cuenta con una dirección de ducto programado de fábrica que es la 21, y utiliza solamente una EOI (fin de instrucción) para la terminación del mensaje. La Tabla II muestra los comandos más importantes utilizados para controlar la fuente PS5004.

**Tabla II. Comandos utilizados para la fuente PS 5004**

<b>Comando</b>	<b>Descripción</b>
ID?	Regresa la identificación del instrumento y la versión del firmware
Init	Inicializa el instrumento (encendido)
OUTput ON	Enciende la salida de la fuente
OUTput Off	Apaga la salida de la fuente
Voltage	Ajusta el voltaje de salida de la fuente

Por otro lado, la fuente TEKTRONICS PS 5010 es una fuente de poder dual programable. Esta fuente entrega alimentación doble flotante y alimentación lógica referenciada a tierra. Cada fuente tiene modos de operación independientes de voltaje constante o corriente constante [19].

La fuente flotante entrega de 0 a +32Vdc y de 0 a -32Vdc, ambas con el panel frontal común. Las fuentes flotantes se pueden programar de 0 a 10V en incrementos de 10mV y de 10.1V a 32V con incrementos de 100mV. La corriente se puede programar de 50mA a 1.6A en incrementos de 50mA. Esta fuente también se instala en el módulo de potencia de la serie TM 5000 y cuenta con una dirección de ducto programado de fábrica que es la 22 y utiliza solamente una EOI (fin de instrucción) para la terminación del mensaje. La Tabla III presenta los comandos necesarios para controlar la fuente PS5010.

**Tabla III. Comandos utilizados para la fuente PS 5010**

<b>Comando</b>	<b>Descripción</b>
ID?	Regresa la identificación del instrumento y la versión del firmware
INIT	Inicializa el instrumento (encendido)
OUT ON	Este comando conecta la fuente a su respectivo terminal de salida
OUT Off	Este comando desconecta la fuente de su respectivo terminal de salida
VNEG	Este comando ajusta el voltaje negativo de la fuente flotante
VPOS	Este comando ajusta el voltaje positivo de la fuente flotante

### III.3.2 Voltímetros y amperímetros

El multímetro TEKTRONIX DM 5120 / 5520 es un multímetro digital con autorango y es programable con 5 funciones. El DM 5120 está diseñado para operar en tres

compartimentos del módulo de poder de la serie TM 5000. Éste cuenta con una dirección de ducto (de fábrica) que es la 16 y emplea una EOI como terminador de mensaje [20]. En la Tabla IV se proporcionan los comandos más relevantes empleados para controlar el multímetro DM5120.

**Tabla IV. Comandos utilizados para el multímetro DM 5120**

<b>Comando</b>	<b>Descripción</b>
ID?	Regresa la identificación del instrumento y la versión del firmware
INIT	Inicializa el instrumento (encendido)
DCA	Pone al DM 5120 en función de corriente directa
SEND	Manda leer al instrumento el voltaje o corriente que existe en las terminales

### **III.4 Equipo para la caracterización de parámetros dinámicos**

#### **III.4.1 Analizador de redes vectorial**

El equipo HP 8510 es un analizador de redes vectorial (ARV) [20] compuesto por los siguientes instrumentos:

- Fuente – Un sintetizador de barrido modelo HP 83650A de 10 MHz a 50 GHz.
- Test set – Un equipo de prueba “test set” modelo 8517B de 45MHz a 50 GHz.
- Analizador de redes – Un analizador de redes HP 8510C que consiste de dos instrumentos, el HP 85101 que es la pantalla y procesador y el 85102 que es un detector de IF(receptor).

La figura 9 muestra una fotografía del analizador de redes vectorial (ARV) HP8510C. El ARV cuenta con una dirección de ducto (de fábrica) que es el 16 como sistema y el 17 como analizador de redes.

La fuente o sintetizador provee la señal de RF al equipo de prueba (test set) el cual separa la señal generada por la fuente en una señal incidente que envía al dispositivo bajo prueba (DBP) y una señal de referencia la cual es transmitida y reflejada para después ser comparada y calcular los coeficientes de reflexión. Estas señales enrutan la señal transmitida y la reflejada por el DBP al receptor o detector de frecuencia intermedia (Detector de IF).



Figura 9. Analizador de redes vectorial HP8510C (0.045-50GHz).

El receptor junto con la pantalla y procesador, procesan la señal y utilizan el microprocesador integral para ejecutar un cálculo preciso, desplegando los resultados en una variedad de formatos en la pantalla.

Los parámetros de dispersión “S”, se han obtenido de manera automatizada [1], utilizando el analizador de redes HP8510C, disponible en el CICESE, que opera hasta 50 GHz y que cuenta con interface del tipo HP-IB para su control. Este analizador se calibra utilizando una técnica conocida: SOLT [20], TRL [21] o LRM [22]. La Tabla V muestra una lista de los comandos utilizados por el analizador de redes HP8510C para controlar, calibrar y adquirir datos.

**Tabla V Comandos utilizados por el analizador de redes**

<b>Comando</b>	<b>Descripción</b>
CAL1;	Empieza la medición de calibración utilizando el kit de calibración 1
CAL2;	Empieza la medición de calibración utilizando el kit de calibración 2
CALIFUL2;	Selecciona la calibración full 2-port
CLASS11A; CLASS11B; CLASS11C; CLASS22A; CLASS22B; CLASS22C;	Selecciona las clases del estándar de calibración
CORROFF;	Desactiva la corrección de los parámetros activos
CORRON;	Activa la corrección de los parámetros activos
DONE;	Termina con la clase de estándar activo durante la medición en calibración
EDITDONE;	Termina con la edición de la lista de frecuencia
EDITLIST;	Edita la lista de frecuencias
FORM4;	ASCII (cadenas separadas por coma)
FREQ;	Selecciona el dominio de la frecuencia
FWDI;	Mide el aislamiento en directa (forward isolation) del estándar
FWDM;	Mide el acoplamiento en directa (forward match) del estándar
FWDT;	Mide la transmisión en directa (forward transmisión) del estándar
ISOD;	Termina el aislamiento de 2 puertos
ISOL;	Empieza la calibración de aislamiento de 2 puertos
LISFREQ;	Selecciona el modo de barrido de la lista de frecuencia
OUTPDATA;	Manda los datos corregidos del canal seleccionado en pares real / imaginario
OUTPFREL;	Salida de la lista de frecuencia
REFD;	Termina las mediciones en reflexión. Se miden todas las clases de estándares de los 2 puertos
REFL;	Empiezan los pasos para la medición de reflexión en calibración de los 2 puertos
REST;	Reinicia la medición al principio del grupo
REVI;	Mide el aislamiento en inversa con el estándar
REVM;	Comienza los pasos para la medición en calibración de inversa match.
REVT;	Inicia los pasos para la medición en calibración de transmisión en inversa
S11; S12; S21; S22;	Selecciona el parámetro S en el canal activo
SADD;	Agrega un segmento a la lista de frecuencia
SAV2;	Almacena la medición de la calibración de 2 puertos; seguido por CALSn;
SDON;	Termina la edición del segmento activo de la lista de frecuencia
TRAD;	Transmisión terminada. Se miden todas las transmisiones de los 2 puertos y las clases de estándares compatibles necesarias.
TRAN;	Empiezan los pasos para medir la transmisión en calibración de los 2 puertos
USERPRES;	Ejecuta valores preestablecidos
WAIT;	Detiene la ejecución de la siguiente instrucción hasta que se complete la instrucción activa

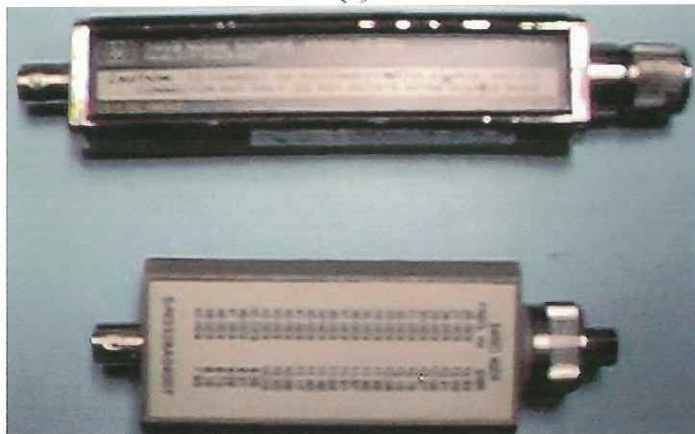
### III.5 Equipo para la caracterización de parámetros de ruido

#### III.5.1 Medidor de ruido

El medidor de figura de ruido HP 8970A [26], junto con una fuente de ruido apropiada, puede medir la figura de ruido y la ganancia del dispositivo que está conectado a él de manera automática. El medidor de figura de ruido HP8970A se muestra en la figura 10a y los generadores de ruido HP346B (.01-18GHz) y HP346CK01 (1-50GHz) se muestran en la figura 10b.



(a)



(b)

Figura 10. Medidor de figura de ruido HP8970A (a) y los dos generadores de ruido utilizados (b).

El medidor de figura de ruido puede aceptar señales entre 10 y 1600 MHz, y puede realizar barridos en cualquier parte dentro de este rango. Para la medición de figura de ruido de dispositivos con una salida mayor a 1600MHz, se utiliza un convertidor de frecuencia

constituido por un mezclador externo y un oscilador local, para convertir frecuencias superiores a 1.6GHz (1.6-50GHz) a un rango entre 10 y 1600 MHz. El ruido medido puede visualizarse en el display como figura de ruido, temperatura de ruido equivalente o como el factor Y. Además, puede indicar también la ganancia de inserción del dispositivo, la cual se proporciona en dB. El medidor de ruido HP8970A cuenta con una dirección de ducto de fábrica que es la 8. En la Tabla VI, se muestran los comandos utilizados para controlar y adquirir datos del medidor de ruido.

**Tabla VI Comandos utilizados para el Medidor de Ruido HP8970A**

<b>Código GPIB</b>	<b>Código Numérico</b>	<b>Descripción</b>
-	4.0	Modo normal transmisor y receptor
-	4.2	Modo de transmisión solamente
N5	9.1	Fuente apagada sin calibrar
N6	9.2	Fuente encendida sin calibrar
N7	9.3	Fuente apagada calibrada
N8	9.4	Fuente encendida calibrada
MC	14.1	Medición manual en frío con fuente apagada
MH	14.2	Medición manual en caliente con fuente encendida
CC	14.3	Calibración fría con fuente apagada
CH	14.4	Calibración caliente con fuente encendida
IC	33.0	Calibración de atenuadores de IF
CA	*	Calibración
FA	*	Frecuencia inicial
FB	*	Frecuencia final
FN	*	Incremento de frecuencia
FR	*	Frecuencia fija
SS	*	Tamaño del paso
W1	*	Barrido automático
W2	*	Barrido sencillo
TC	*	Temperatura en frío
TH	*	Temperatura en caliente
SP	*	Función especial
DE	*	Disminuir factor de alisamiento
IN	*	Incrementar factor de alisamiento
DN	*	Paso hacia abajo
UP	*	Paso hacia arriba
M1	*	Figura de ruido sin corregir
M2	*	Figura de ruido corregida y ganancia
EN	*	Enter
V1	13.1	Promediado aritmético
F5	AF32EN	Factor de promedio =32

\*Código Numérico No Disponible

En la figura 11 se muestra el comportamiento de la relación de ruido en exceso ENR y la temperatura caliente (en encendido) de los dos generadores de ruido HP346B (GR1: 0.01-18GHz) y HP346CK01 (GR2:1-50GHz) mostrados en la figura 10b.

Mientras que en la figura 12 se presentan los resultados de la caracterización de los coeficientes de reflexión de los dos generadores de ruido HP346CK01 (mostrado en la parte superior) y HP346B (en la parte inferior) para las condiciones de: apagado (en azul) y encendido (en rojo).

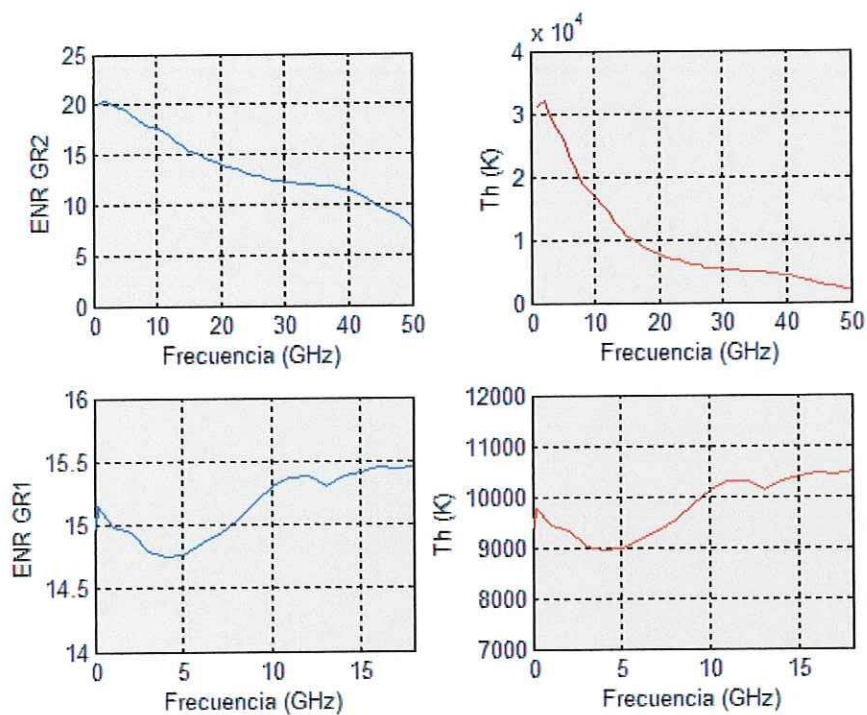


Figura 11 Comportamiento de la ENR y la Th de los generadores de ruido.

Se puede notar de la figura 12, que el generador de ruido HP346CK01 muestra una mayor variación de los coeficientes de reflexión correspondientes a los dos estados (apagado y encendido).

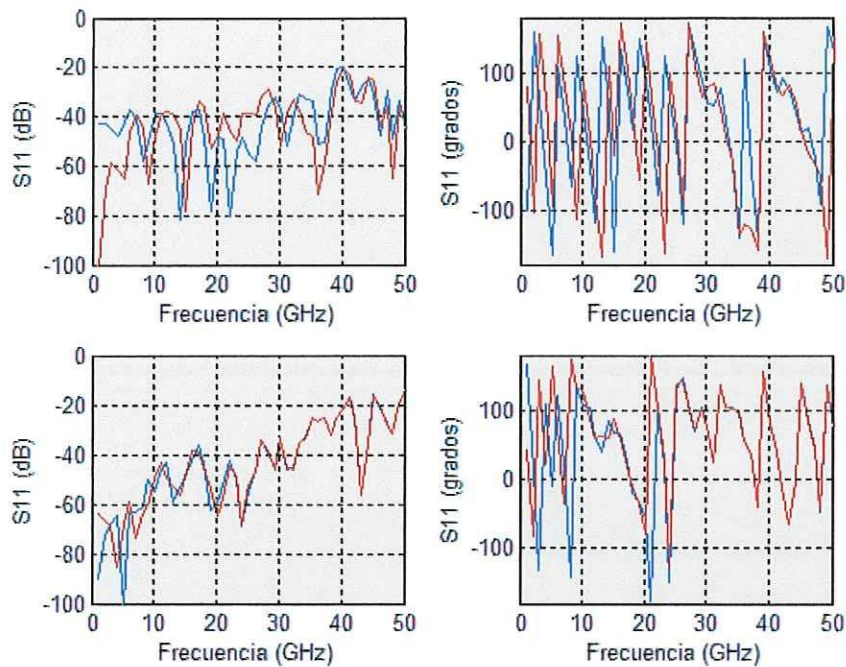


Figura 12 Coeficientes de reflexión medidos para los generadores HP346CK01 (parte superior) y HP346B (inferior) en apagado(azul) y encendido(rojo).

### III.5.2 Sintonizador de impedancias

El sintonizador de impedancias se utiliza para presentarle diferentes valores de impedancias (o coeficientes de reflexión) al dispositivo que se pretende medir. Las características que el sintonizador debe cumplir son: una gran repetitividad, que tenga bajas pérdidas, que sea libre de resonancias y tenga un rango de sintonización amplio. El sintonizador empleado en el banco de medición es el sintonizador modelo MT984A01 de la compañía Maury [27]. El sintonizador opera dentro de la banda de frecuencias de 8 a 50 GHz y consta de tres motores denominados: M0 (L) para variación de fase, M1 (P<sub>1</sub>) para variación de magnitud en banda de frecuencias baja y M2 (P<sub>2</sub>) para variación de magnitud en banda alta. El sintonizador cuenta con conectores tipo 2.4mm tipo hembra para la entrada y macho para la salida. Para mover los motores del sintonizador, se utiliza un controlador también de

la marca Maury, modelo MT986A el cual se conecta al sintonizador por un conector tipo DB-25. En la figura 13 se muestra una fotografía del sintonizador y su controlador.

El sintonizador MT986A responde a un conjunto de códigos de programación específicos, donde todos los comandos deben terminar sólo con el carácter de CARRIAGE RETURN. Todos los comandos son letras sencillas y si se requiere de algún parámetro éste debe separarse del comando por un espacio en blanco. En la Tabla VII se presentan los comandos principales utilizados para controlar el sintonizador.



Figura 13. Sintonizador de impedancias MT984A01 y su controlador MT986A.

Para el sintonizador, los parámetros se introducen como números enteros y están dentro del rango:

N	0 a 65535
n	0 a 127
m	0 a 7

Cualesquiera otros valores son ilegales y los efectos que puedan tener sobre el sintonizador no están definidos.

**Tabla VII Comandos utilizados para el sintonizador MT986A**

Comando	Parámetro	Función
A	N	Define la posición actual (Absoluto)
F	n	Incremento de paso inicial
G		Avanza según lo definido por N
I		Inicializa y mantiene la actividad presente
M	m	Número del motor a mover
N	N	Número de pasos a moverse
P	N	Se va a la posición N (Inmediato)
R	n	Máximo tamaño de paso
S	n	Pendiente para aceleración / desaceleración
V	0	Verifica la posición
Z	n	Divisor para Pendiente
+		Movimiento en sentido de las manecillas del reloj
-		Movimiento en contra de las manecillas del reloj

Los rangos de paso están definidos en unidades de aproximadamente 100 pasos por segundo, Los rangos precisos están determinados por la frecuencia del reloj pero no están ligados a tolerancias específicas. Para el motor que mueve en la dirección (L) 1 paso equivale a 50 micro pulgadas (1.27 micras), mientras que para P<sub>1</sub> o P<sub>2</sub> 1 paso equivale a 31 micropulgadas (0.787 micras) o 62 micropulgadas (1.575 micras) en alta velocidad. A 50 GHz, un error de 16.66 micras en el posicionamiento, provoca un error en fase de 1 grado. Esto quiere decir que un error en la posición de 13 pasos implicaría un error de fase de 1 grado a 50 GHz., lo cual puede considerarse como muy preciso. El sintonizador se caracterizo y se obtuvieron los siguientes límites de movimiento para los tres motores:

$$0 < L < 15,048$$

$$0 < P_1 < 4,931$$

$$0 < P_2 < 4767$$

Para verificar la precisión del sintonizador, se caracterizó la repetitividad del sintonizador dentro del rango de frecuencias de operación (8 a 50 GHz). Para probar la repetitividad de cada uno de los motores, se mantienen fijos dos y se varía el restante (p. Ej.

$P_1=4900$ ,  $P_2=0$  y  $L$  variable). El que se varía, se pone en cero y posteriormente se mueve 10 veces para cada posición predefinida dentro del rango de movimiento del sintonizador (p. Ej.  $0 < L < 15,048$ ).

Para efectuar la prueba de repetitividad, se tomaron 5 posiciones predefinidas (0, 3750, 7500, 11250 y 15000) y en cada posición se midió 10 veces el coeficiente de reflexión, regresando el motor a cero y nuevamente a la posición deseada para efectuar la siguiente medición. En las figuras 14 y 15 se muestra la repetitividad en la magnitud y fase (respectivamente) del coeficiente de reflexión presentado en el puerto del sintonizador de impedancias, a la frecuencia de 40 GHz y para tres posiciones de  $P_2$  (0, 500 y 1500). De los resultados a diferentes frecuencias dentro del rango de 8 a 50 GHz, se verificó que en ninguno de los casos se obtenían errores en la magnitud mayores a 0.0005 y en la fase mayores a 0.9 grados. A 10 GHz la variación en fase  $< 0.1$  grados, mientras que a 40 GHz la variación en fase  $< 0.7$  grados.

Para caracterizar al sintonizador, las mediciones se hicieron dentro del intervalo de frecuencias de 8 a 42 GHz en pasos de 1 GHz y se muestran en la figura 16. En la parte superior de la figura 16 se presentan resultados de la medición de la magnitud y fase de los coeficientes de reflexión en función de la variación de  $P_2$  ( $S_{22}$  vs.  $P_2$ ), manteniendo fijos  $L=0$  y  $P_1=4900$ . Mientras que en la parte inferior de la figura 16 se presentan resultados de los coeficientes de reflexión en función de la variación de  $L$  ( $S_{22}$  vs.  $L$ ), manteniendo fijos  $P_2=0$  y  $P_1=4900$ . Se puede observar de ambas figuras que el comportamiento es altamente no lineal, particularmente para la fase en función de  $P_2$  y la magnitud en función de  $L$ . Esta elevada no-linealidad dificulta el control del sintonizador.

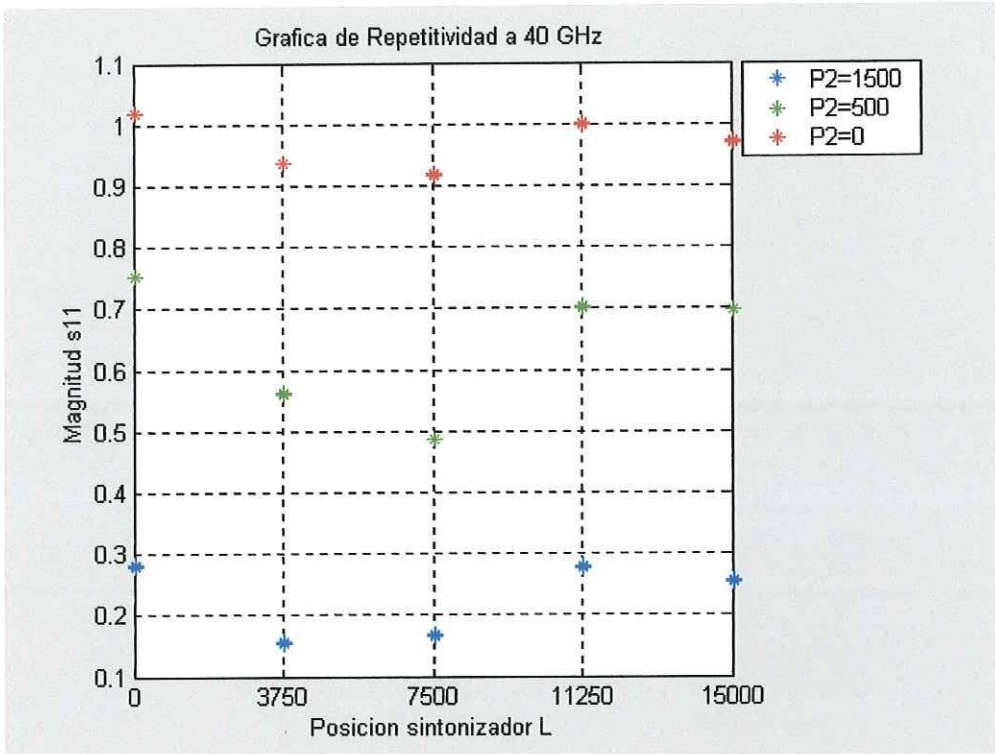


Figura 14. Repetitividad de la magnitud del sintonizador a 40 GHz.

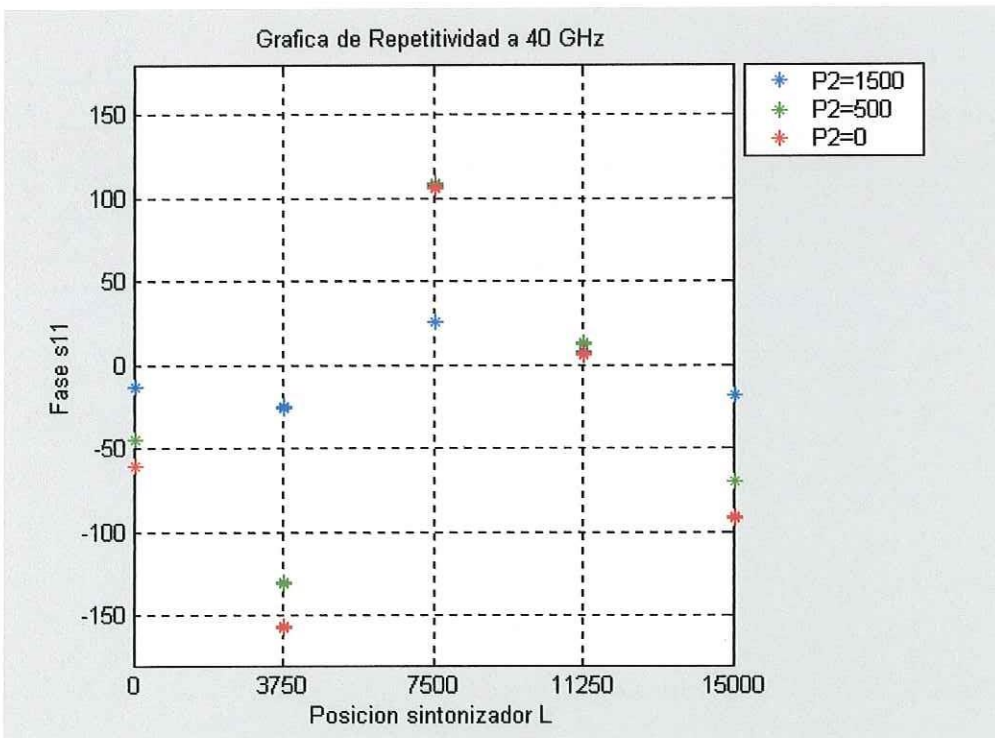


Figura 15. Repetitividad de la fase del sintonizador a 40 GHz.

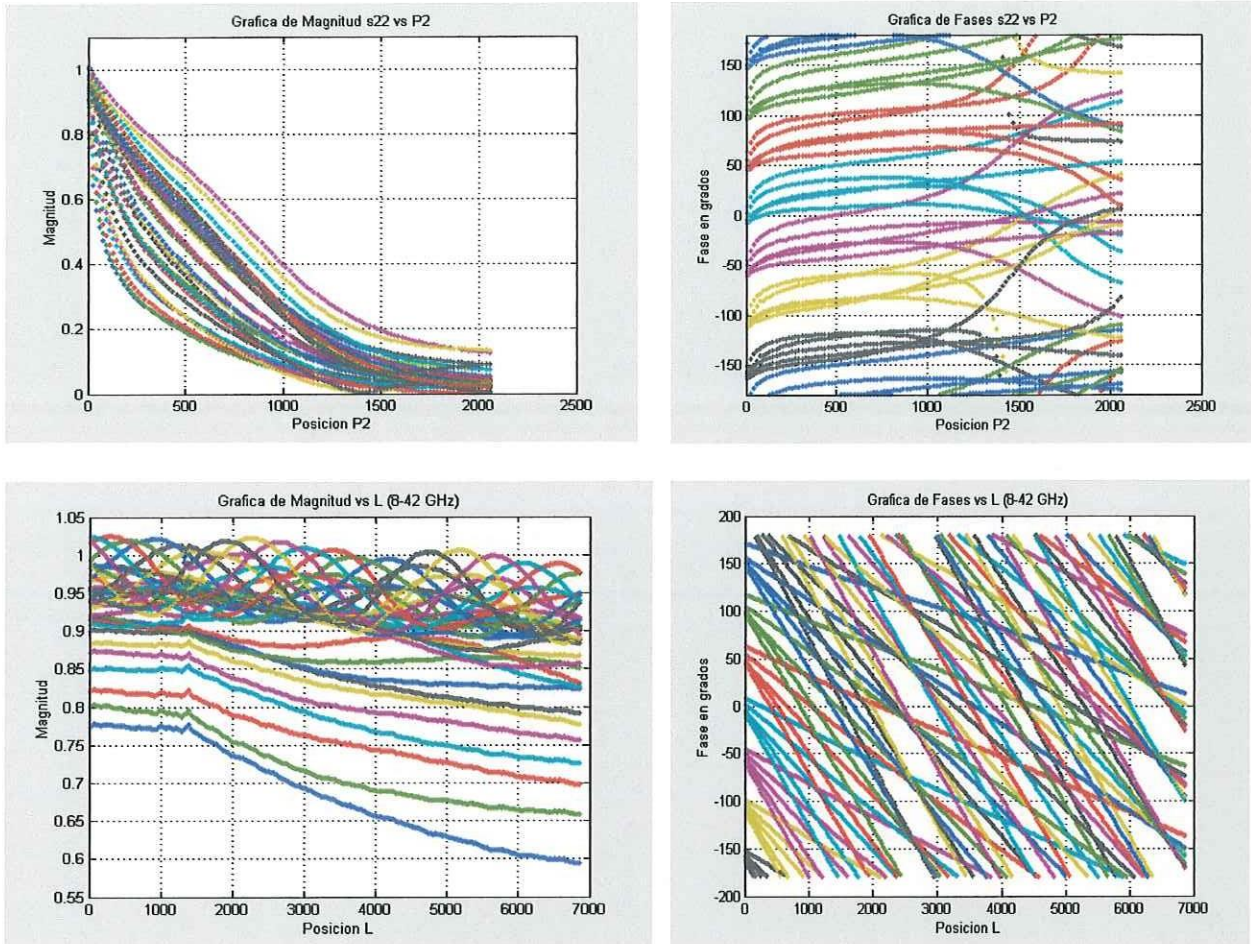


Figura 16. Variación de los coeficientes de reflexión (magnitud y fase) en función de las posiciones de  $P_2$  y  $L$ .

### III.5.3 Oscilador Sintetizador

El Oscilador – sintetizador utilizado para efectuar la conversión de frecuencias de microondas y ondas milimétricas del intervalo de 1 a 40 GHz a frecuencias intermedias en el rango del medidor de ruido (0.01 a 1.6 GHz) es de la marca Hewlett Packard modelo HP83620A [28]. El sintetizador se conecta al puerto del oscilador local OL de un mezclador sub-armónico. El rango de frecuencias de operación del sintetizador de frecuencias es de 10 MHz a 20 GHz con una potencia de salida RF máxima de aproximadamente +13 dBm y con una impedancia característica nominal de  $50\Omega$ . Es posible efectuar un barrido de frecuencia

hasta con 801 puntos. La dirección de ducto de fábrica del sintetizador es la 19, aunque ésta puede cambiarse si se desea.

El sintetizador puede controlarse completamente por computadora, utilizando un ducto HP-IB (aunque el switch de encendido, POWER, debe ser operado manualmente). Varias de sus funciones son realizables únicamente por medio del control de la computadora (REMOTE). Los procedimientos de programación para el sintetizador implican: seleccionar una secuencia de comandos HP-IB y agregar a éstos, los comandos específicos de programación del sintetizador, con el propósito de lograr las condiciones de operación deseadas.

Los códigos de programación del sintetizador pueden categorizarse en dos grupos: los que corresponden a las teclas que se encuentran en la parte frontal del equipo; y los que son únicos y exclusivos para efectuar el control por computadora y no tienen alguna tecla equivalente en el equipo. En la figura 17 se muestra una fotografía del sintetizador. Tanto la salida de RF como el conector del ducto HP-IB se encuentran en la parte posterior. En la Tabla VIII se proporcionan los comandos más importantes para controlar al sintetizador HP83620A.



Figura 17 Oscilador - sintetizador de frecuencias HP83620A de 0.01 a 20 GHz.

**Tabla VIII Comandos más importantes para controlar al sintetizador HP83620A.**

<b>Comando</b>	<b>Descripción</b>
*CLS	Limpia los registros contenidos dentro del "Status Byte".
*RST	El sintetizador se manda a una condición predefinida para el instrumento.
*IDN?	Regresa una cadena de identificación del equipo al HP-IB.
*OPC	Comando de operación completa. El sintetizador genera el mensaje OPC en el SESR cuando todas las operaciones pendientes han finalizado.
*OPC?	Pregunta de operación completa. El sintetizador manda un "1" ASCII cuando todas las operaciones pendientes han finalizado.
*WAI	Causa que el sintetizador espere a que se completen los comandos pendientes antes de ejecutar cualquier otro comando.
FREQ:SPAN <num> [freq. Suffix]	Establece el ancho de banda "SPAN" de frecuencia.
FREQ:SPAN?	Pregunta el ancho de banda "SPAN" de frecuencia.
FREQ:STAR <num> [freq. Suffix]	Establece la frecuencia de inicio. El valor predefinido por *RST es MIN.
FREQ:STAR?	Pregunta la frecuencia de inicio.
FREQ:STOP <num> [freq. Suffix]	Establece la frecuencia final. El valor predefinido por *RST es MAX.
FREQ:STOP?	Pregunta la frecuencia final.
FREQ:STEP AUTO ON OFF	Establece la función del interruptor que controla el cálculo del tamaño de paso de frecuencia (FREQ:STEP:INCR). Si la respuesta es AUTO ON, entonces el sintetizador elige un tamaño de paso que se acople al ancho de banda de frecuencia. El valor *RST es ON.
FREQ:STEP:AUTO?	Pregunta el estado del interruptor que controla el cálculo del tamaño de paso de frecuencia.
FREQ:STEP[:INCR] <num> [freq. Suffix]	Establece el paso de frecuencia a utilizar para cualquier nodo en el subsistema de frecuencia que permite el UP y DOWN como parámetros.
LIST:FREQ:POIN?	Regresa el número de frecuencias que han sido introducidos en el arreglo de la lista de frecuencia. Después del comando *RST el valor de regreso es 1.
POW:ATT <num> [DB]	Establece el nivel de atenuación de salida.
POW:ATT?	Pregunta el nivel de atenuación de salida.
POW:ATT:AUTO ON OFF	Establece el estado del interruptor acoplador del atenuador de RF.
POW:ATT:AUTO?	Pregunta el estado del interruptor acoplador del atenuador de RF.
POW:CENT <num> [lvl suffix]	Establece el nivel de potencia central para el barrido de potencia. Las unidades predefinidas están dadas por el comando UNIT:POW.
POW:CENT?	Pregunta el nivel de potencia central para el barrido de potencia.
POW:[:LEV] <num> [lvl suffix]	Establece el nivel de potencia de salida. Las unidades predefinidas están dadas por el comando UNIT:POW.
POW:[:LEV]? [MAX MIN]	Pregunta el nivel de potencia de salida. El nivel máximo y mínimo están referidos al tipo de nivel presente al momento en que se envía este comando.

UNIT:POW [lvl suffix]	Establece las unidades predefinidas del subsistema de potencia. El valor *RST es DBM.
UNIT:POW?	Pregunta las unidades predefinidas del subsistema de potencia.
SWE:POIN <num>	Establece el número de puntos en un barrido.
SWE:POIN?	Pregunta el número de puntos en un barrido.
SWE:STEP <num> [freq. Suffix]	Establece el tamaño de cada paso de frecuencia.
SWE:STEP?	Pregunta el tamaño de cada paso de frecuencia.
SWE:TIME <num> [time suffix]	Establece el tiempo de barrido actual. El rango de valores es de 200s a 133ms. El valor de *RST es MIN.
SWE:TIME?	Pregunta el tiempo de barrido actual.

### III.5.4 Bloques acondicionadores de señal

El banco de medición de parámetros estáticos, dinámicos y de ruido utiliza dos bloques acondicionadores de señal. El primer bloque se muestra en la figura 18 y contiene un interruptor de microondas el cual permite conectar por un lado el puerto 1 del analizador de redes AR, y por el otro el generador de ruido GR. Además, tiene la función de poder introducir el voltaje de DC ( $V_{gs}$ ) al dispositivo bajo prueba, mediante una "T" o "Tee" de polarización. A la salida de la "T" se conecta un cable que va hacia la punta 1 de la base de prueba y que es donde se conecta el dispositivo bajo prueba DBP.

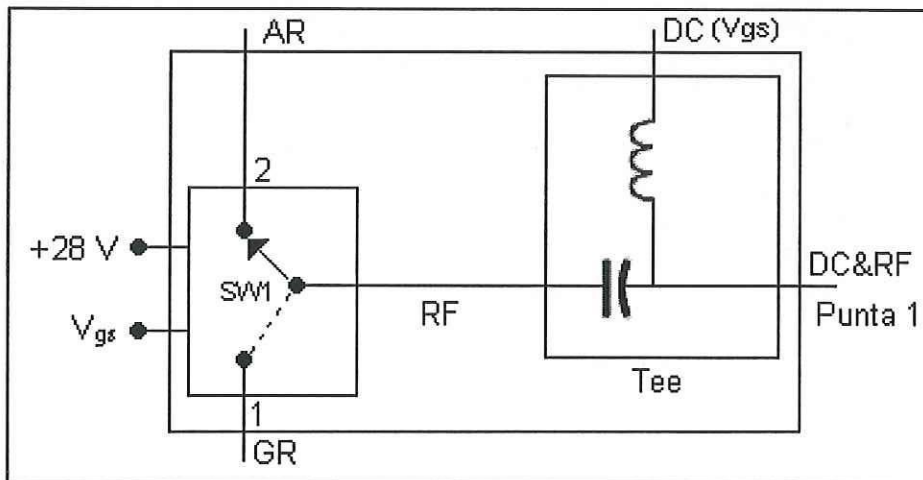


Figura 18.- Bloque acondicionador de Entrada

El segundo bloque acondicionador el cual se conecta a la punta 2 de la base de pruebas, se le denomina “receptor” y se muestra en la figura 19. Este bloque consiste de una “T” o “Tee” de polarización, un interruptor de microondas que permite conectar la salida del dispositivo bajo prueba con el puerto 2 del analizador de redes por un lado, y por el otro hacia el receptor de ruido. El receptor está constituido por un amplificador de microondas que opera de 18 a 40 GHz (MITEQ JS4-18004000-35-5P), un mezclador sub-armónico (MITEQ SBE0440LW1), un amplificador de frecuencia intermedia (MINICIRCUITS ZJL3G) que opera de 0.02 a 3 GHz, y un circuito regulador de voltaje que provee los voltajes necesarios para alimentar a cada uno de los componentes del receptor.

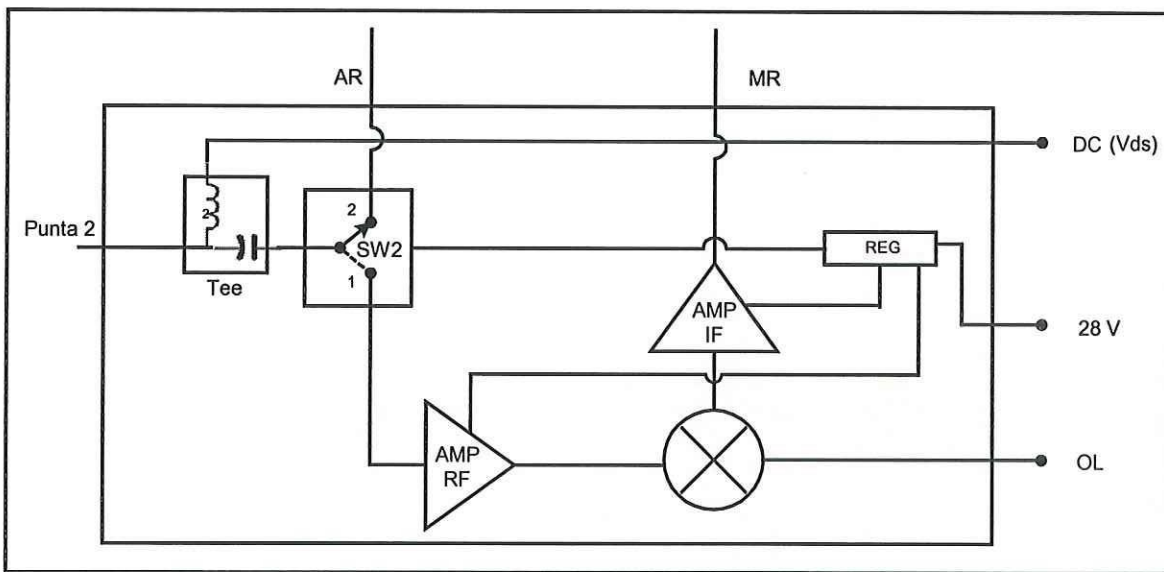


Figura 19.- Bloque acondicionador de salida “receptor”.

En la figura 20 se muestra una fotografía de los dos bloques acondicionadores, donde se pueden apreciar los componentes internos antes mencionados. La figura 21 presenta los resultados de la medición de los parámetros “S” de los bloques acondicionadores de señal con los interruptores conectados hacia la trayectoria del analizador de redes dentro del intervalo de frecuencias de 1 a 50 GHz, teniendo un comportamiento similar hacia la

trayectoria de ruido. Se puede notar que en los parámetros de transmisión  $S_{21}$  y  $S_{12}$  muestran pérdidas menores a 3 dB hasta 42 GHz y que a mayores frecuencias las pérdidas aumentan rápidamente alcanzando hasta 25 dB. Las pérdidas por regreso se pueden apreciar en los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$ , donde se observa que a frecuencias menores a 40 GHz, se tienen pérdidas por regreso mayores a 10 dB. El componente que limita la frecuencia superior hasta 42 GHz es la “T” o “Tee” de polarización, mientras que el que limita la frecuencia inferior hasta 18 GHz es el amplificador de microondas que opera de 18 a 40 GHz. Entonces se puede concluir que el banco de medición permite efectuar mediciones en el intervalo de 18 a 42 GHz. El rango de frecuencias se puede aumentar (de 0.01 a 50 GHz), cambiando el amplificador de microondas y la “T” de polarización.

En la figura 22 se presenta una fotografía del banco de medición completo, el cual permite realizar mediciones de parámetros estáticos (DC), dinámicos (“S”) y de ruido (“FR”). En donde se pueden apreciar la manera en que se encuentran conectados todos los equipos y accesorios que lo constituyen.

### **III.6 Metodología utilizada para obtener los parámetros de ruido**

La metodología utilizada para medir transistores de microondas y extraer sus parámetros de ruido, se basa en los aspectos teóricos presentados en el capítulo II y en el banco de medición presentado en las secciones III.2 a la III.5. Para extraer los parámetros de ruido de transistores de microondas, se requiere efectuar diferentes tipos de mediciones.

En la figura 23, se presenta el diagrama a bloques del banco de medición de ruido.

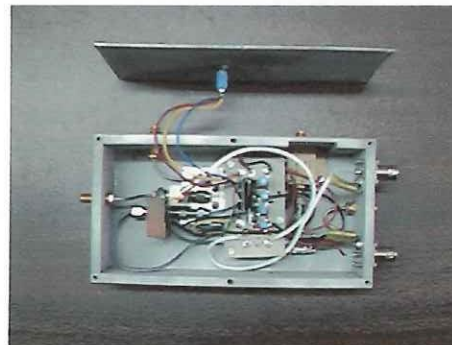
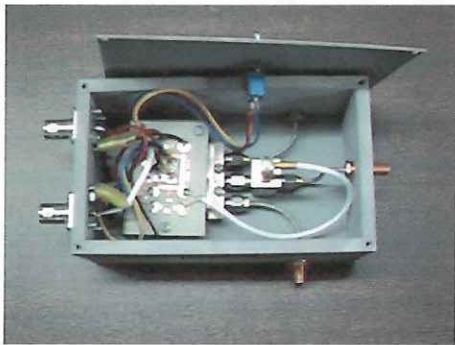
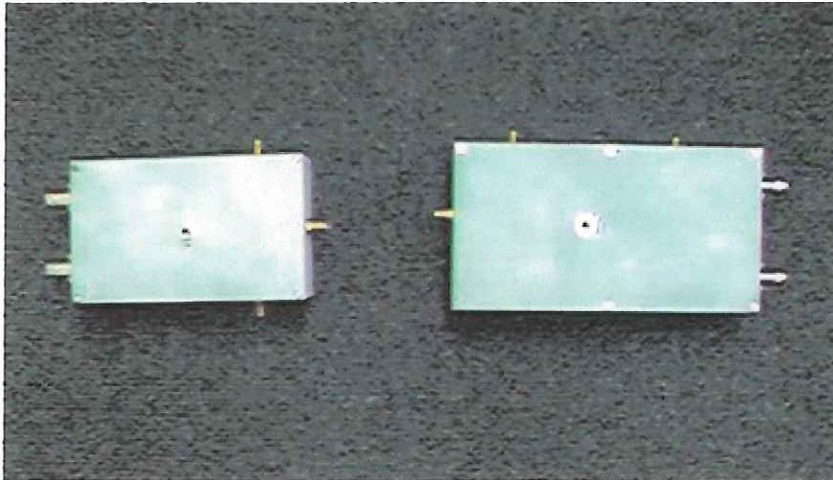


Figura 20. Fotografía de los bloques acondicionadores de entrada y salida

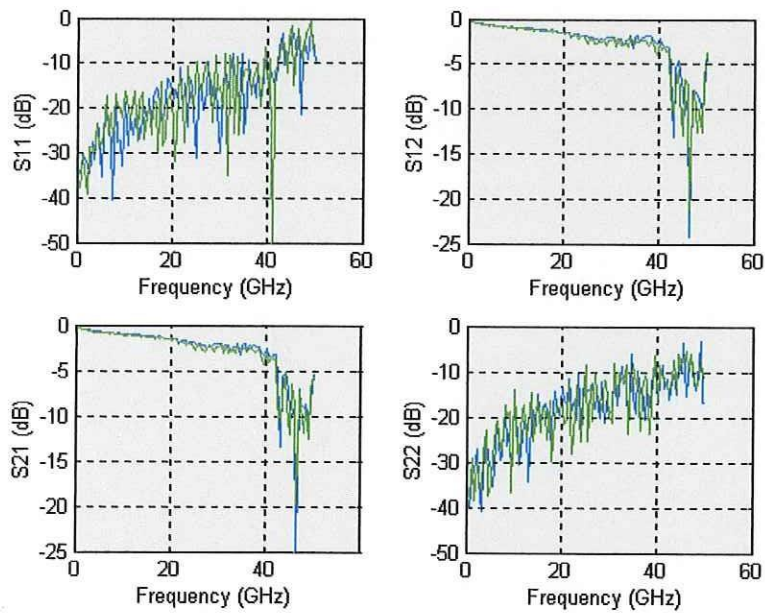


Figura 21. Resultados de la medición de los bloques acondicionadores de señal.



Figura 22 Fotografía del banco de medición completo.

El banco consiste de un generador de ruido GR, una red de pérdidas a la entrada  $\alpha$  constituida por un interruptor de microondas (SW1) que permite conectar por un lado al puerto 1 de un analizador de redes y por el otro al generador de ruido.

Se tiene una "T" (TEE) de polarización que se utiliza para introducir un voltaje DC al dispositivo bajo prueba (DBP), un sintonizador de impedancias que se encarga de presentarle una constelación de impedancias preestablecida al DBP el cual se coloca en una base de pruebas. A la salida del DBP se cuenta con una segunda "T" de polarización, un segundo interruptor (SW2) que permite conectar por un lado al puerto 2 del analizador de redes y por el otro a un receptor de microondas formado por un amplificador de microondas, un

mezclador, un oscilador (OL) v un amplificador de frecuencia intermedia (IF), el cual se conecta finalmente al medidor de ruido (MR).

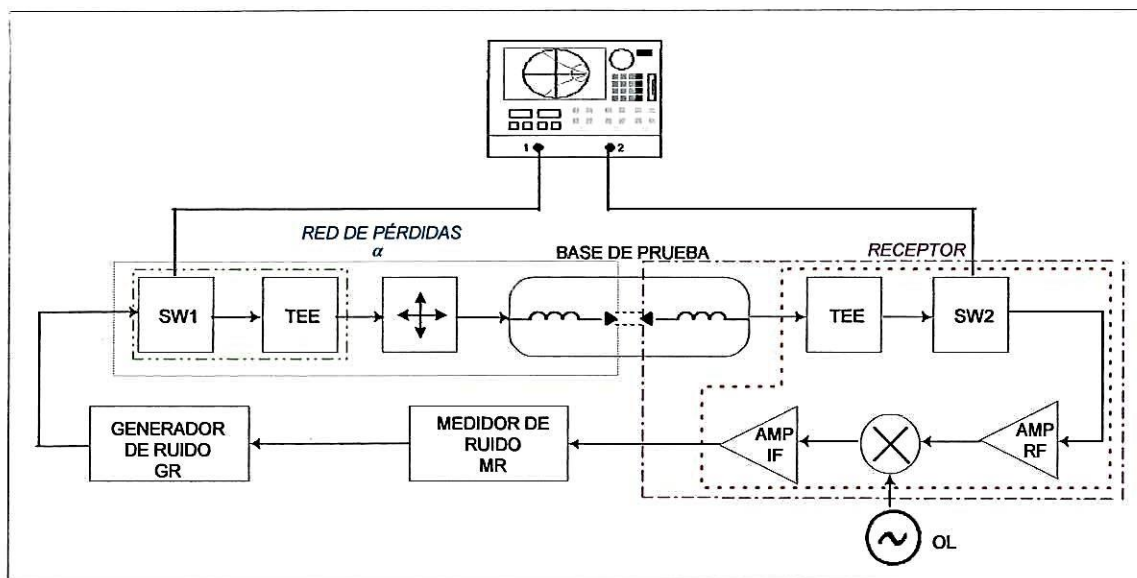


Figura 23 Diagrama a bloques del banco de medición de ruido

### Parámetros de ruido del transistor

La metodología de medición se puede explicar basándose en la figura 24, que muestra un diagrama simplificado del banco de medición de ruido de transistores, así como en la figura 25 donde se describe el diagrama de flujo de la metodología de medición y extracción de parámetros de ruido. En la figura 24 se puede apreciar que el factor de ruido que se mide es el ruido total del sistema  $F_{TOT}$  que está dado por la ecuación (42), que es similar a la ecuación (39):

$$F_{TOT} = G_{\alpha} + F_{DBP} + \frac{F_{REC} - 1}{G_{DBP}} \quad (42)$$

donde  $G_{\alpha}$  son las pérdidas a la entrada,  $F_{DBP}$  y  $G_{DBP}$  son el ruido y la ganancia del dispositivo bajo prueba y  $F_{REC}$  es el factor de ruido del receptor.



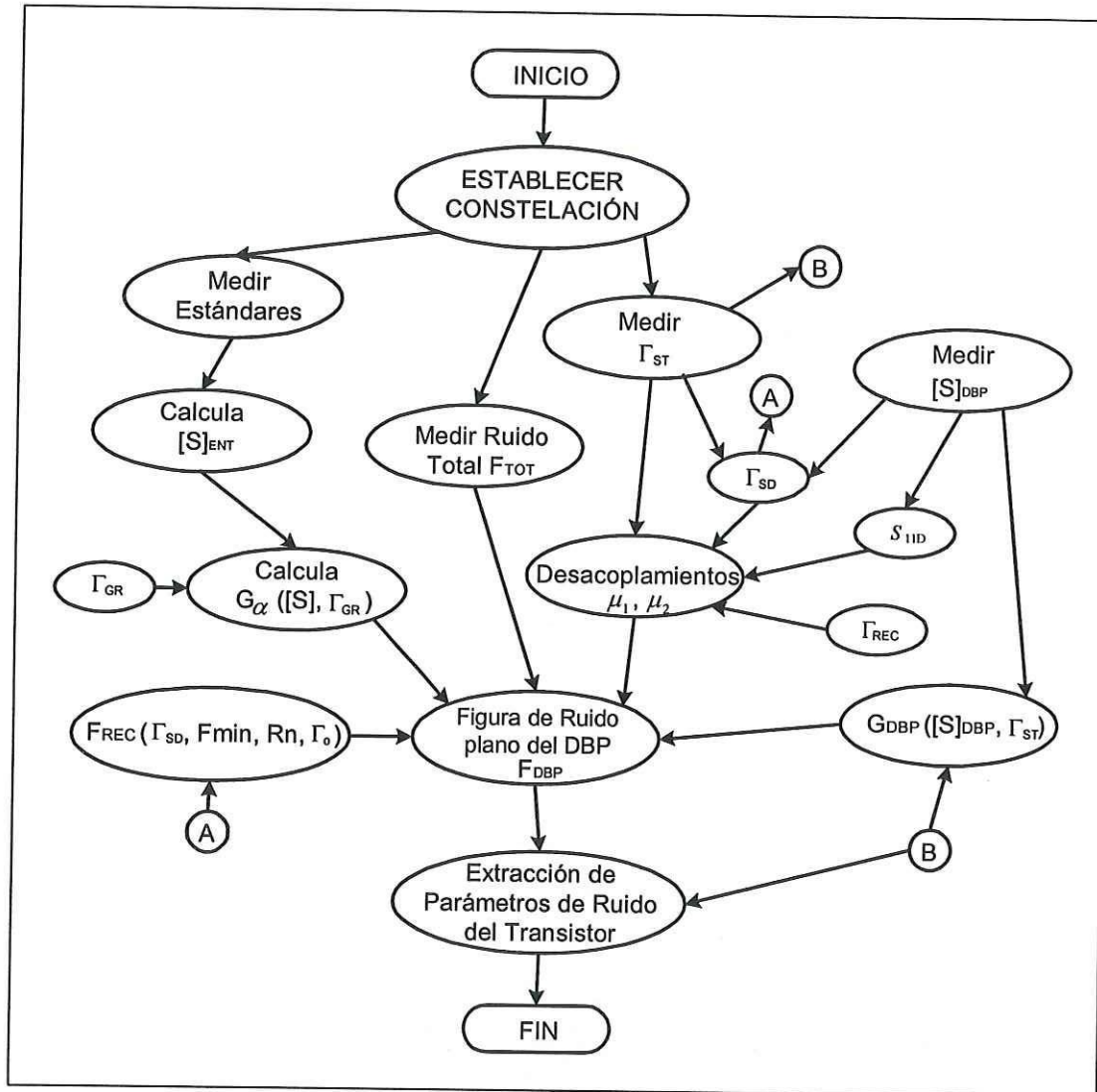


Figura 25 Diagrama de flujo de la metodología de medición de ruido de transistores

Enseguida, se establece la constelación de impedancias deseada que se le deberá presentar al transistor como se indica en el diagrama de flujo mostrado en la figura 25. La constelación puede tener como mínimo cuatro puntos. Con esta constelación definida, y siguiendo un algoritmo desarrollado en este trabajo de tesis, presentado en la sección III.7, se encuentran las posiciones del sintonizador ( $P_2$  y  $L$ ) para cada punto o impedancia de la constelación deseada.

Posteriormente, para determinar las pérdidas de la red de entrada mostrada en la figura 24, para cada punto de la constelación, se calcula la ganancia disponible de la red  $\alpha$  en función de los parámetros "S" de la red de entrada y del coeficiente de reflexión presentado  $\Gamma_{GR}$ , mediante la ecuación:

$$G_{\alpha} = |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_{GR}|^2}{|1 - \Gamma_{GR} S_{11}|^2 (1 - |\Gamma_2|^2)} \quad (44)$$

donde  $\Gamma_2$  es el coeficiente de reflexión dependiente del presentado a su entrada  $\Gamma_{GR}$  y se da como:

$$\Gamma_2 = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_{GR}}{1 - S_{11} \Gamma_{GR}} \quad (45)$$

Los parámetros "S" de la red de entrada se obtienen colocando tres estándares conocidos  $\Gamma_{ei}$  a su entrada (plano del generador de ruido) y midiendo tres coeficientes de reflexión  $\Gamma_{mi}$  en el plano de entrada del DBP, como se muestra en la figura 26. Es importante mencionar que esto se realiza con el estándar "Thru" en vez del DBP y los coeficientes de reflexión se miden con la punta 2 desplazada  $-500\text{fs}$ . Los coeficientes medidos se relacionan con los parámetros "S" como sigue:

$$\Gamma_{mi} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_{ei}}{1 - S_{11} \Gamma_{ei}} \quad (46)$$

Con  $i=1,3$  para los tres estándares, se forman tres ecuaciones con tres incógnitas y resolviendo 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  $S_{21}$ .

Para calcular las pérdidas de la red de entrada  $G_{\alpha}$ , se substituyen los parámetros “S” en las ecuaciones (44) y (45). Sin embargo, se puede observar que se requiere conocer el coeficiente de reflexión de la fuente de ruido  $\Gamma_{GR}$ , el cual se mide solo una vez de manera independiente con el analizador de redes calibrado en coaxial (2.4mm). Debido a que el generador de ruido presenta diferentes coeficientes de reflexión en sus estados de apagado y encendido, se miden dos coeficientes  $\Gamma_{GR}$  ( $\Gamma_{GRa}$  apagado y  $\Gamma_{GRe}$  encendido), y con ellos y las ecuaciones (44) y (45) se determinan dos grupos de pérdidas  $G_{\alpha}$ , una en estado de apagado ( $G_{\alpha a}$ ) y otra en encendido ( $G_{\alpha e}$ ).

Enseguida se deben medir los coeficientes presentados al transistor  $\Gamma_{ST}$  para cada una de los puntos de la constelación de impedancias. Esto se realiza con los interruptores en las posiciones indicadas en la figura 27 (interruptor 1 en posición 1 e interruptor 2 en posición 2).

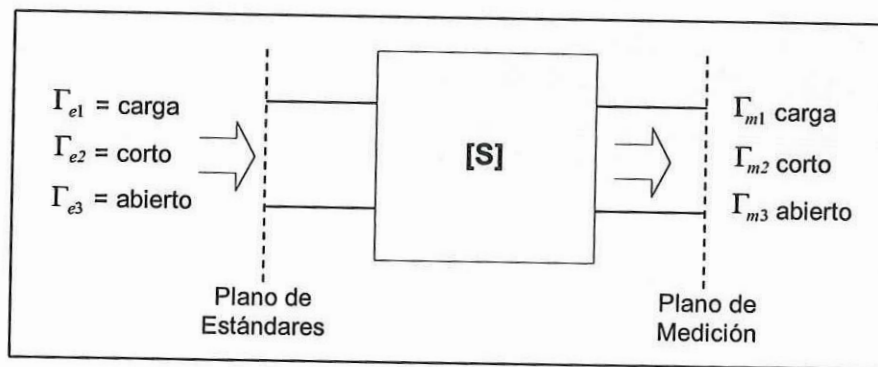


Figura 26 Esquema para medir los parámetros “S” de la red de entrada

La medición de los coeficientes presentados al transistor  $\Gamma_{ST}$  se efectúa con la punta 2 desplazada hasta la punta 1 con una extensión de puerto de +500fS. Es importante mencionar que para cada posición del sintonizador, es posible medir también los coeficientes que se

presentarán al receptor  $\Gamma_{SR}$  lo cual se realiza desplazando la punta 2 al plano derecho del “Thru” con una extensión de puerto de  $-500\text{fS}$ .

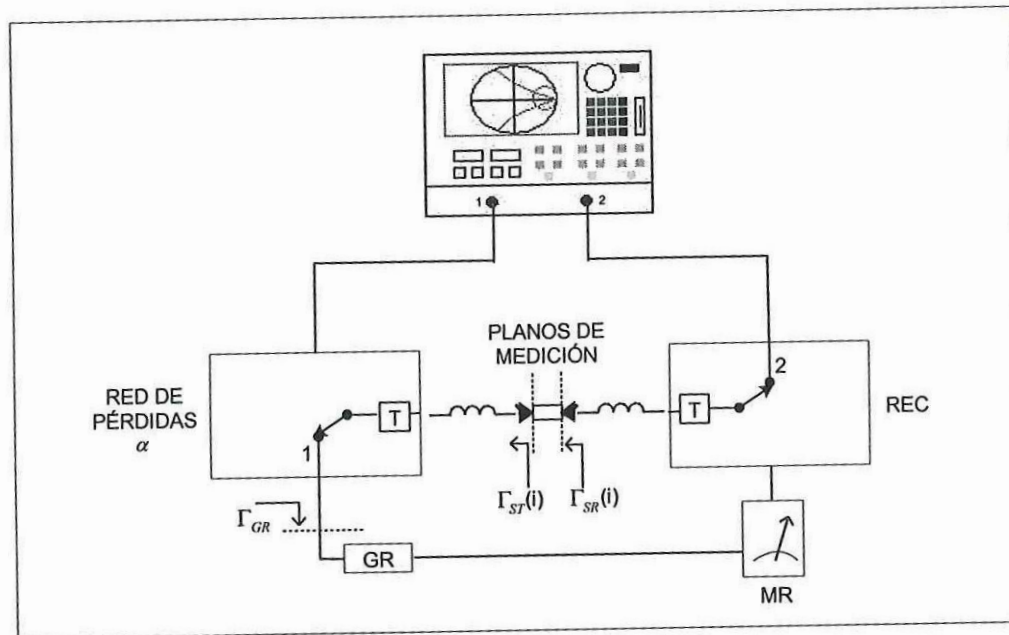


Figura 27 Medición de los coeficientes de reflexión presentados en el plano del DBP y en el plano del receptor.

El siguiente paso es medir el coeficiente de reflexión del receptor  $\Gamma_{REC}$ , para lo cual los interruptores 1 y 2 se colocan en la posición 2 y 1 respectivamente como se puede apreciar en la figura 28. Con el sintonizador inicializado y colocado el “Thru”, se desplaza el plano de medición de la punta 1 hasta la punta 2 con una extensión de puerto de  $+500\text{ fS}$  y se miden los coeficientes de reflexión del receptor  $\Gamma_{REC}$  con la punta 1. Esta medición solo es necesario realizarla una vez, al igual que los coeficientes de reflexión del generador de ruido  $\Gamma_{GR}$ .

El siguiente punto en el proceso de medición es obtener la ganancia disponible del transistor o DBP denominada  $G_{DBP}$ . Para ello, se coloca el transistor en la base de pruebas, se posicionan ambos interruptores hacia la trayectoria del analizador de redes (posición 2) como se muestra en la figura 29, se introducen los voltajes de alimentación ( $V_{gs}$  y  $V_{ds}$ ) y se

efectúa la medición de los parámetros “S” del DBP. Antes de medir, los planos de referencia se desplazan hacia las puntas de prueba coplanares introduciendo en el analizador de redes una extensión de puertos de -500fS para cada punta.

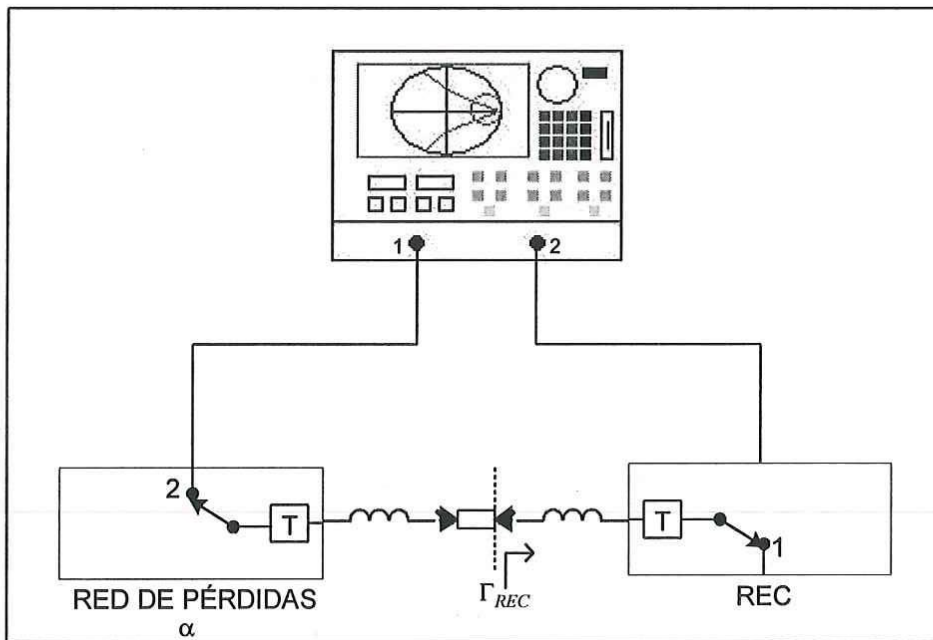


Figura 28.- Medición de Coeficientes del Receptor para cada punto de la Constelación.

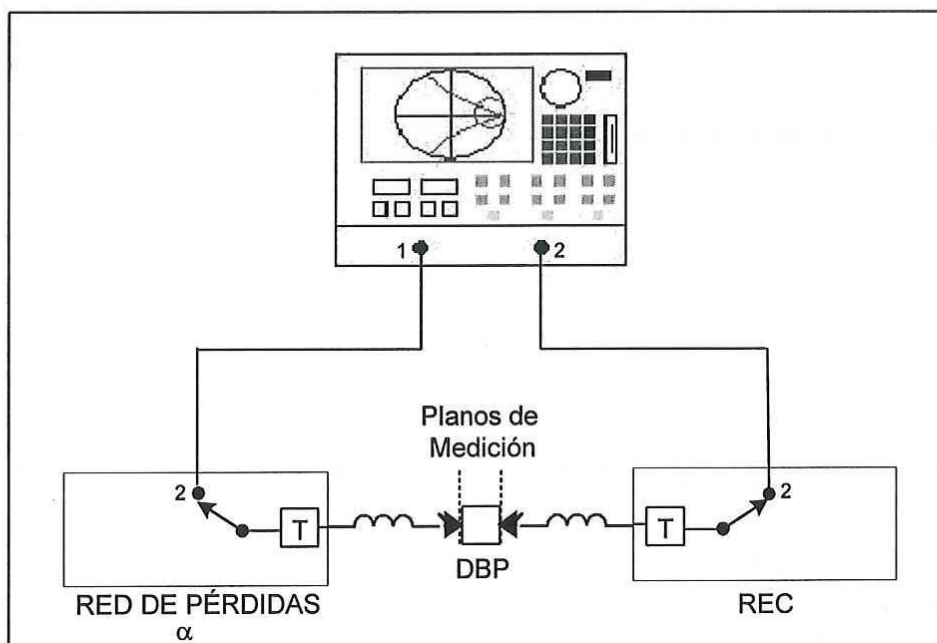


Figura 29 Medición de parámetros “S” del dispositivo bajo prueba DBP.

Una vez medidos los parámetros “S” del DBP, Enseguida, se calcula la ganancia disponible del transistor en función del coeficiente presentado a su entrada  $\Gamma_{ST}$  mediante la siguiente expresión:

$$G_{DBP} = |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_{ST}|^2}{|1 - \Gamma_{ST} S_{11}|^2 (1 - |\Gamma_{SD}|^2)} \quad (47)$$

donde  $\Gamma_{SD}$  es el coeficiente de reflexión a la salida del DBP en función del presentado a su entrada  $\Gamma_{ST}$  y se da como:

$$\Gamma_{SD} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_{ST}}{1 - S_{11} \Gamma_{ST}} \quad (48)$$

Con los coeficientes de reflexión presentados y los parámetros “S” del DBP medidos, enseguida se calculan los factores de desacoplamiento a la entrada y salida del DBP, indicados en las figuras 24 y 25, denominados  $\mu_1$  y  $\mu_2$  respectivamente los cuales se determinan como sigue:

$$\mu_1 = \frac{1 - |\Gamma_{ST}|^2}{|1 - \Gamma_{ST} S_{11D}|^2} \quad (49)$$

y

$$\mu_2 = \frac{1 - |\Gamma_{SD}|^2}{|1 - \Gamma_{SD} \Gamma_{REC}|^2} \quad (50)$$

donde  $\Gamma_{ST}$  es el coeficiente presentado a la entrada del DBP,  $S_{11D}$  es el coeficiente de reflexión de entrada del DBP obtenido de los parámetros “S” del DBP,  $\Gamma_{SD}$  es el coeficiente de reflexión a la salida del DBP (el cual se puede medir o calcular con la ecuación 48) y  $\Gamma_{REC}$  el coeficiente de reflexión del receptor. Posteriormente, con el transistor colocado en la base de pruebas y siguiendo la configuración mostrada en la figura 30, se procede a medir el ruido

del DBP. Para ello, ambos interruptores se colocan en la posición 1 y se efectúa una calibración del medidor de ruido, se coloca el dispositivo, se aplican los voltajes  $V_{gs}$  y  $V_{ds}$  y se efectúa la medición. En realidad, se mide el ruido total del sistema  $F_{TOT}$  como se puede apreciar en la ecuación (42). Al ruido medido  $F_{TOT}$  se le deben quitar las pérdidas de la red de entrada y la contribución de ruido del receptor  $F_{REC}$  de acuerdo a la ecuación (43) para obtener el ruido del DBP. Hasta el momento, todos los parámetros que involucran la ecuación (43) han sido determinados, con excepción del ruido del receptor  $F_{REC}$  el cual se puede determinar si se conocen los parámetros de ruido del receptor con la expresión (51):

$$F_{REC} = F_{MIN} + \frac{4R_N}{Z_o} \cdot \frac{|\Gamma_{SD} - \Gamma_o|^2}{|1 + \Gamma_o|^2 (1 - |\Gamma_{SD}|^2)} \quad (51)$$

donde  $\Gamma_{SD}$  es el coeficiente presentado al receptor por el transistor o DBP y  $F_{MIN}$ ,  $R_N$  y  $\Gamma_o$  son los parámetros de ruido del receptor, los cuales se determinan siguiendo una metodología similar a la empleada para el transistor y que se describe enseguida.

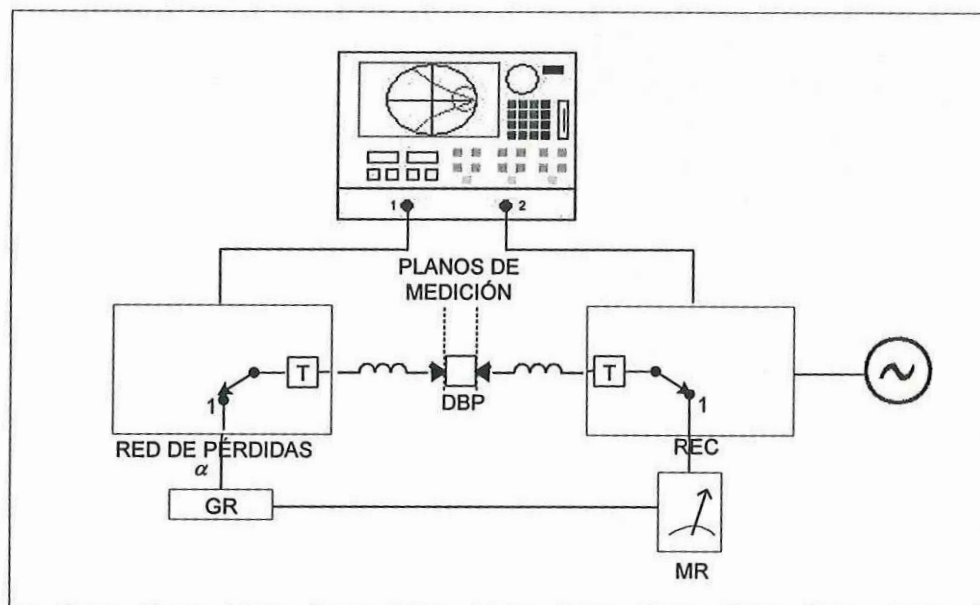


Figura 30 Medición de ruido del DBP (Transistor).

## Parámetros de ruido del receptor

Los parámetros de ruido del receptor se pueden medir basándose en el diagrama a bloques mostrado en la figura 31 y el diagrama de flujo donde se muestra la metodología para determinar los parámetros de ruido del receptor presentado en la figura 32. Se puede apreciar en la figura 31 que el sistema completo consiste de dos partes: una red de pérdidas a la entrada  $G_\alpha$  y el receptor el cual su puerto de entrada está en la punta 2. Las pérdidas a la entrada se obtienen de manera similar a la realizada en la medición del DBP, teniéndose como elemento adicional al "Thru".

El coeficiente presentado al receptor  $\Gamma_{SR}$  se obtiene de manera similar al caso del DBP, con los interruptores 1 y 2 en las posiciones 1 y 2 respectivamente y las mediciones se realizan con la punta 2 desplazada  $-500\text{fS}$ . No se requiere medir de nuevo los coeficientes del generador de ruido  $\Gamma_{GR}$  y del receptor  $\Gamma_{REC}$  y se utilizan los valores medidos anteriormente para calcular el factor de desacoplamiento  $\mu_2(\Gamma_{SR}, \Gamma_{REC})$ .

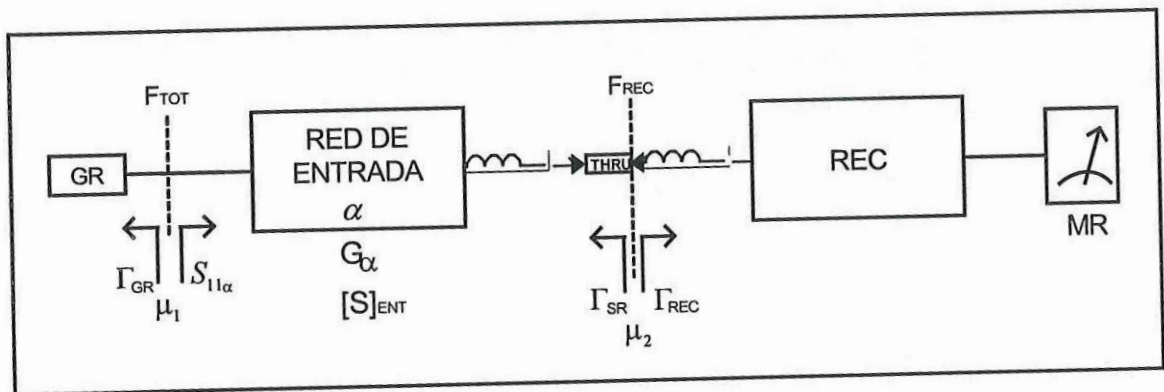


Figura 31 Diagrama simplificado del banco de medición de ruido del receptor

Con el "Thru" colocado, se colocan ambos interruptores en la posición 1 y se procede a medir el ruido total de sistema  $F_{TOT}$  dado por:

$$F_{TOT} = G_\alpha + F_{REC} \quad (52)$$

de donde el ruido del receptor se determina quitándole las pérdidas a la entrada al ruido total, el cual es afectado por el factor de desacoplamiento  $\mu_2$ ,

$$F_{REC} = F_{TOT} - G_{\alpha} \quad (53)$$

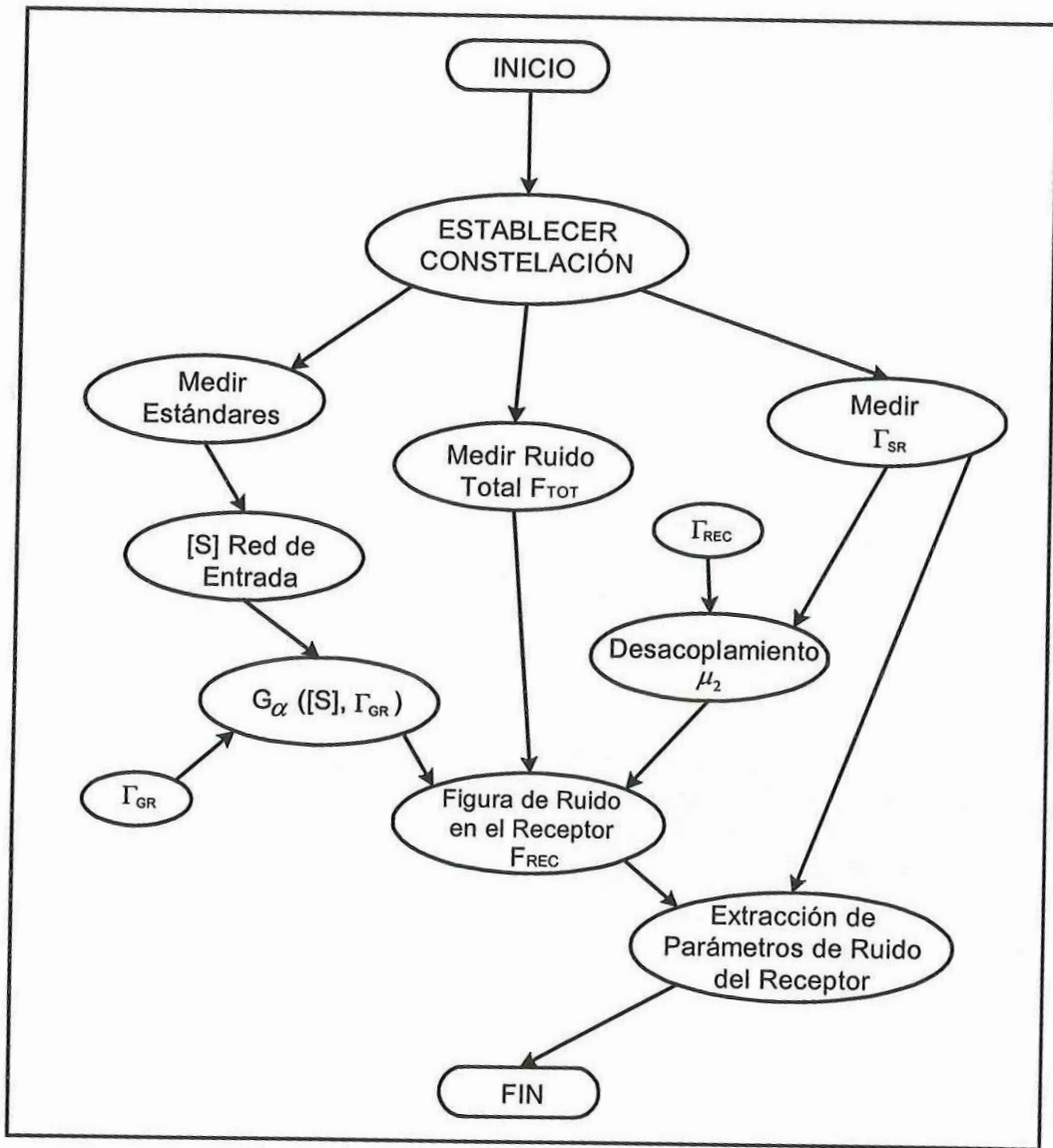


Figura 32 Diagrama de flujo de la metodología de medición de ruido del receptor

Conocidos los coeficientes presentados a la entrada del receptor  $\Gamma_{SR}$  y el factor de ruido medido del receptor  $F_{REC}$  para todos los puntos de la constelación, se aplica la

metodología de Lane [19] y las ecuaciones (27) a la (37) para extraer los parámetros de ruido del receptor ( $F_{MIN}$ ,  $R_N$  y  $\Gamma_O$ ).

Por último, ya conocidos los parámetros del receptor, la ganancia disponible del DBP y las pérdidas a la entrada, se calcula el  $F_{DBP}$  con la ecuación (43) y con los coeficientes presentados a la entrada del transistor ( $\Gamma_{ST}$ ), se aplica nuevamente el método de Lane [19] para extraer finalmente los parámetros de ruido del transistor o DBP como se muestra en la figura 25.

### **III.7 Descripción del programa computacional**

En esta sección se describe el programa computacional “software” que se emplea en la caracterización de transistores y particularmente en la extracción de parámetros de ruido. El software fue desarrollado en ambiente MATLAB mediante diferentes subrutinas que permiten realizar diferentes funciones: el programa permite controlar las fuentes de alimentación, los equipos de medición, controlar el sintonizador, adquirir datos medidos con los diferentes equipos y efectuar cálculos para obtener y graficar los resultados de los parámetros de ruido de transistores de microondas.

Al iniciar el programa aparece la primera pantalla la cual se muestra en la figura 33, en donde se puede apreciar en la parte superior el menú de opciones del mismo. En este menú aparecen las opciones de ruido, mediciones estáticas, mediciones dinámicas, leer datos, graficar datos, guardar datos y limpiar memoria.

En este trabajo se desarrolló la parte correspondiente al ruido, en la cual aparecen dos opciones: Medición de ruido y Parámetros de Ruido. La opción de medición de ruido permite calibrar el equipo en un ancho de banda dado y efectuar mediciones de componentes

amplificadores, mezcladores u otros, mostrando como resultados la figura de ruido y la ganancia o pérdidas de inserción del componente bajo prueba. La segunda opción, se utiliza para obtener los parámetros de ruido de un DBP o del receptor del sistema de prueba. Esta opción, incluye las opciones necesarias para la caracterización completa del banco de medición y del DBP. Al presionar la opción de “Parámetros de Ruido”, aparece un submenú que permite caracterizar al sintonizador, al analizador de redes, obtener la constelación, efectuar mediciones de ruido y extraer los parámetros de ruido. En las siguientes secciones se describen cada una de éstas opciones.

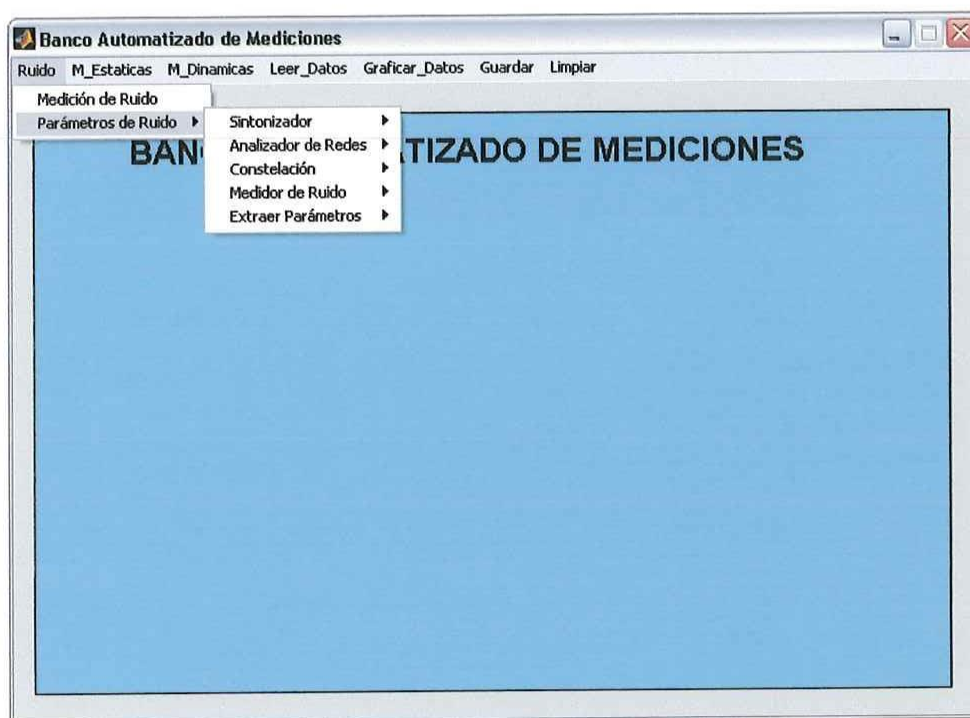


Figura 33 Pantalla Principal del Programa.

### III.7.1 Sintonizador

La primera opción del submenú se relaciona con la caracterización del sintonizador. Esta opción, cuenta con tres opciones: inicializar, caracterizar y leer archivos, como se muestra en la figura 34.

La opción de inicializar, inicializa el sintonizador utilizando el programa INICIAT1, el cual posiciona los motores M0 (L), M1 (P<sub>1</sub>) y M2 (P<sub>2</sub>) en cero, y verifica su posición. Posteriormente, se llaman los programas MAXM1 y MAXM2 los cuales posicionan los motores M1 y M2 en 4900 y 4700 respectivamente. En estas posiciones, el sintonizador presenta un coeficiente de reflexión cercano a cero ( $Z_o$  aproximadamente  $50\Omega$ ).

La opción de caracterizar, permite medir al sintonizador dividiendo el rango de operación del sintonizador (8 a 50 GHz), en tres rangos de frecuencias, de 8 a 18 GHz, de 18 a 34 GHz y de 34 a 50 GHz, como se puede apreciar en la figura 35. Se seleccionaron dichos rangos para obtener una caracterización más precisa de la magnitud y fase del coeficiente de reflexión que presenta en su puerto de salida, en función de las posiciones de los motores. Se proporcionan valores preestablecidos diferentes del incremento (65, 30 y 16) y posición final (14820, 6840 y 3648) respectivamente, necesarios para cubrir 360 grados de fase en la frecuencia inferior de cada rango, Esta opción almacena los datos de la medición en archivos cuyo nombre se asigna de manera automática.

La opción de leer archivos de datos permite abrir la pantalla de lectura de datos mostrada en la figura 36, en la cual se pueden seleccionar los archivos que contienen los datos de caracterización del sintonizador que fueron medidos con anterioridad y graficar los datos.

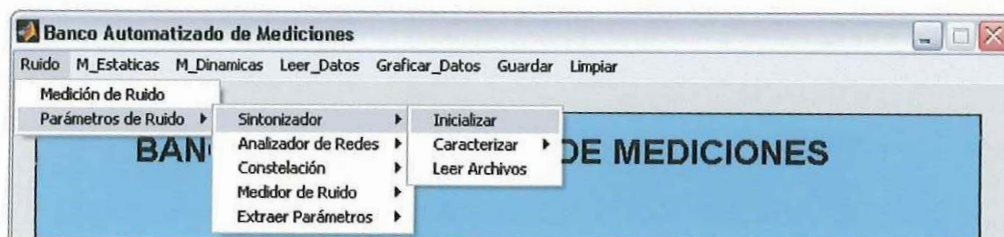


Figura 34 Menú del sintonizador.

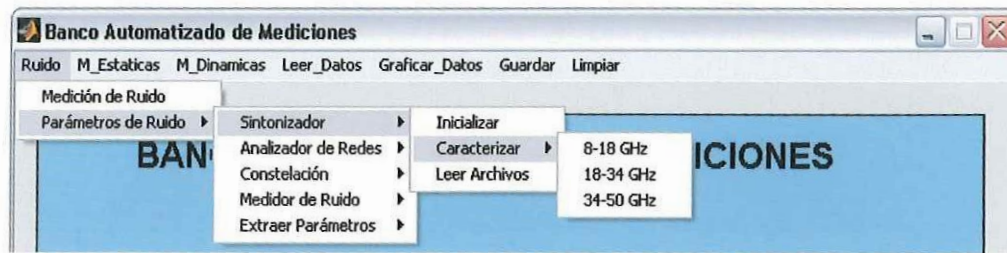


Figura 35 Menú para caracterizar el sintonizador.

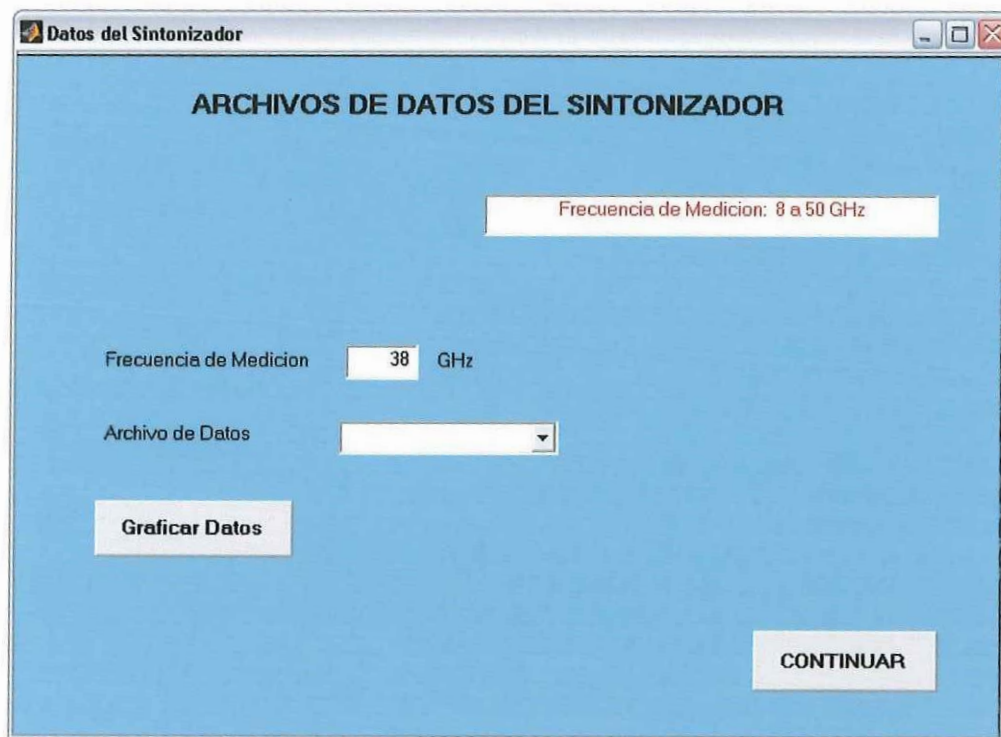


Figura 36 Pantalla para leer archivos de datos del sintonizador.

### III.7.2 Analizador de redes

La opción analizador de redes presenta el menú mostrado en la figura 37, el cual permite efectuar una calibración coaxial, medir el coeficiente de reflexión del generador de ruido GR, calibrar en las puntas de prueba coplanar y medir parámetros S.

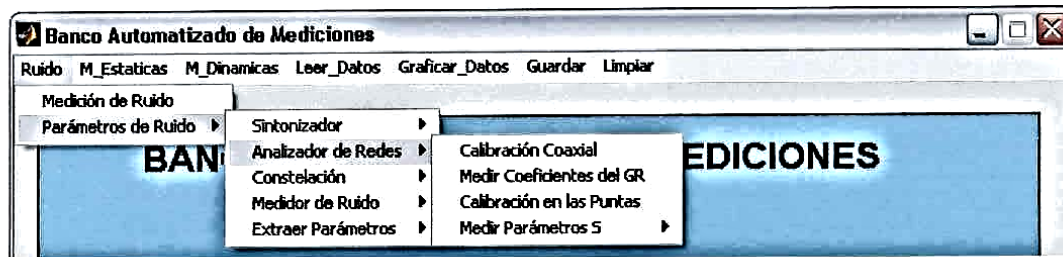


Figura 37 Menú del analizador de redes.

La primera opción del menú del analizador de redes es la necesaria para realizar una calibración coaxial. Al presionar esta opción, se abre la pantalla de calibración coaxial del analizador de redes, como se puede observar en la Figura 38. En esta pantalla se muestran las instrucciones requeridas para realizar la calibración empleando la técnica SOLT (Short, Open, Load, Thru). En primer lugar, se calibra en Reflexión (REFL), después en Aislamiento (AISL) y por último en Transmisión (TRAN). En opción de REFL se colocan cada uno de los estándares (Abierto Corto y Carga) y se presionan las teclas  $S_{11}$  y  $S_{22}$ . Posteriormente, con las cargas conectadas se realiza una calibración del aislamiento y enseguida se conecta el “Thru” y se presiona cada una de las teclas necesarias para la calibración de transmisión. Como último paso se almacenan los valores obtenidos de la calibración en el AR.

La siguiente opción es la de medir coeficientes del GR (Generador de Ruido). Esta opción permite medir los coeficientes de reflexión del generador de ruido en sus estados de encendido y apagado, utilizando la calibración coaxial. Se llama el programa *med\_gr*, el cual mide los coeficientes medidos con el analizador de redes y almacena los datos en el archivo “erruido”. Puesto que los coeficientes del GR no cambian (para el mismo generador), no es necesario repetir esta medición cada vez que se utilice el programa; basta con medir el GR una sola vez e introducir los datos dentro del programa como vector. de esta forma se acorta el tiempo de las mediciones.



Figura 38 Pantalla para calibrar el analizador de redes en coaxial.

Enseguida, se describe la opción requerida para efectuar una calibración en las puntas de prueba. Al seleccionar esta opción, aparece la pantalla mostrada en la figura 39. En esta opción se calibra el analizador de redes con la técnica LRM para calibrar en las puntas de prueba tipo coplanar. Se realizan tres tipos de mediciones: en reflexión, aislamiento y en transmisión. En reflexión se levantan las puntas y se presiona “S<sub>11</sub> Reflexión, Abierto, Hecho” y “S<sub>22</sub> Reflexión, Abierto, Hecho”. Enseguida se posicionan las puntas en la carga y se presiona “Cargas, Hecho”, Posteriormente, se presiona “Aislamiento, omitir, Hecho” para omitir la calibración de aislamiento. Después, se colocan las puntas en el Thru y se presionan las teclas “Trans, Thru” y finalmente se presiona la tecla “Guardar” para almacenar los datos de la calibración.



Figura 39 Pantalla para calibración en las puntas de prueba.

La última opción del analizador de redes es la de medir parámetros S. En esta opción, se puede seleccionar entre medir los parámetros S del “Thru”, del “DBP” o del receptor “REC” como se muestra en la figura 40. En los tres casos se utiliza la calibración LRM del AR para realizar la medición, y los datos de la matriz de parámetros S se almacenan en archivos denominados: (“sthru”, “sdbp” y “srec”), los cuales se van a utilizar durante la caracterización de ruido. Para el caso del DBP, se presenta otra pantalla mostrada en la figura 41, en donde se puede seleccionar la opción de polarizar al transistor y la de efectuar la medición.

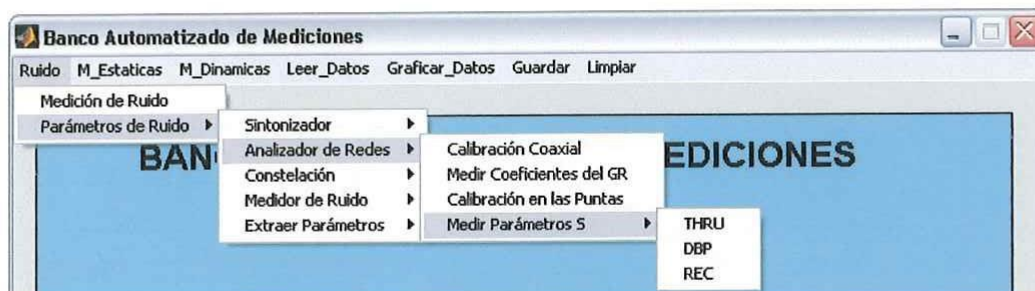


Figura 40 Menú para medir parámetros “S”.

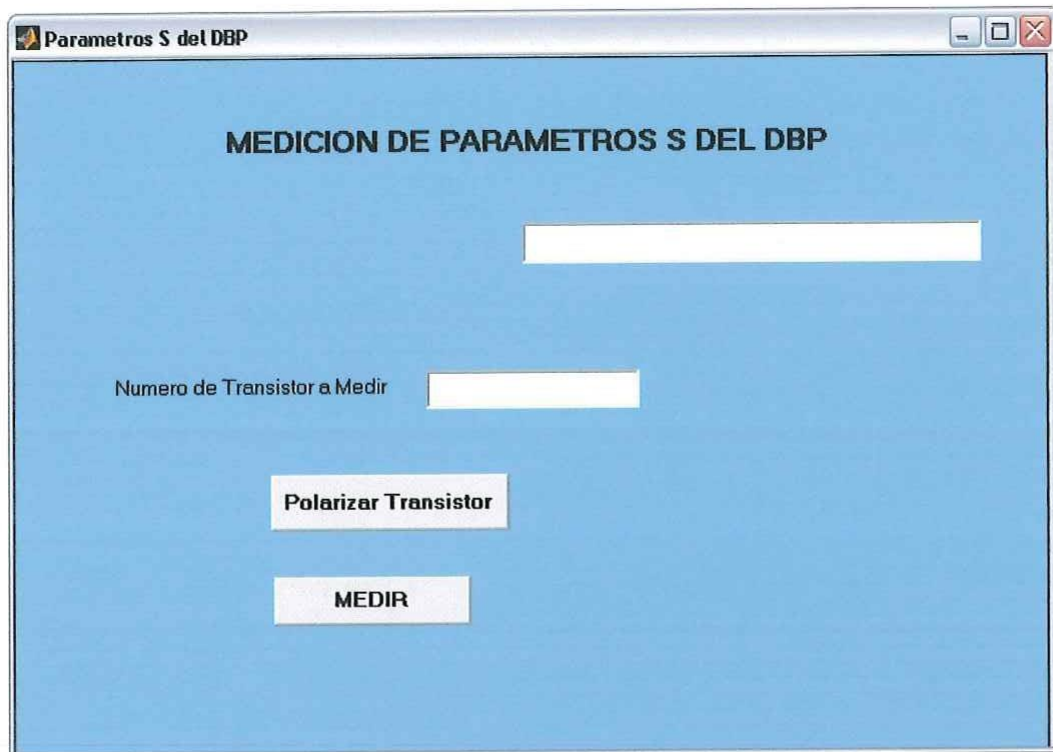


Figura 41 Pantalla para la medición de parámetros “S” del DBP.

Al seleccionar la opción de polarizar, se enruta hacia la parte de mediciones estáticas para un punto de polarización con  $I_{ds\_fija}$  y se aplican los voltajes.

### III.7.3 Constelación

Al presionar la opción llamada constelación, el programa presenta el menú que se muestra en la figura 42. La primera opción se utiliza para determinar las posiciones de los motores del sintonizador correspondientes a una constelación preestablecida. Al presionar la opción determinar constelación, aparece otra pantalla, la cual se muestra en la figura 43. En ella se introduce el valor de la frecuencia a la cual se desea obtener la constelación y se presiona la tecla “obtener constelación” e inmediatamente llama al programa que determina las posiciones P2 y L para cada uno de los puntos de la constelación.



Figura 42 Menú para determinar la constelación de impedancias.

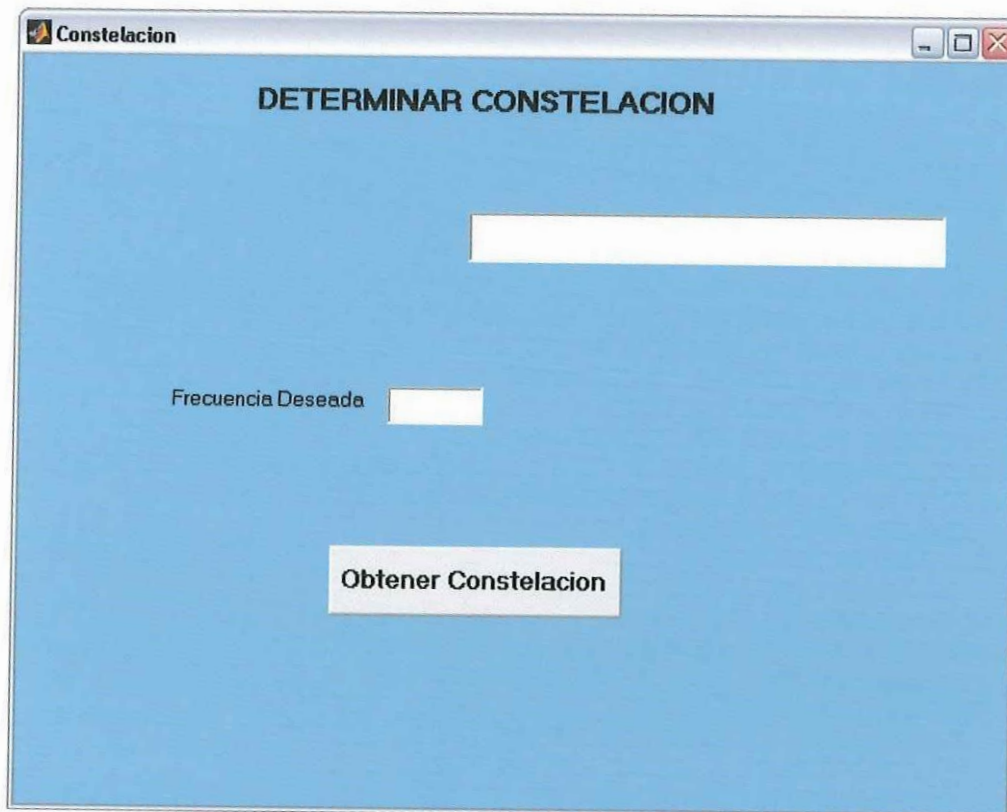


Figura 43 Pantalla para obtener la constelación de impedancias.

La manera en que se determinan las posiciones de los motores del sintonizador, correspondientes a cada punto de una constelación de impedancias preestablecida se describe a continuación. De la figura 16 donde se presenta el comportamiento de los coeficientes de reflexión en función de las posiciones de los motores  $L$  y  $P_2$  para frecuencias dentro del rango de (8 a 42 GHz), se elige una sola curva correspondiente a la frecuencia a la cual se

desea obtener la constelación. Como ejemplo, se eligen las curvas para la frecuencia de 38 GHz, cuyos datos se encuentran almacenados en los archivos: medp2.s2p, mL34600m.s2p y mL34600f.s2p.

Para un coeficiente de reflexión deseado de la constelación, con magnitud (MagD) y fase (FasD) deseada, el programa lee el archivo de datos obtenido en la caracterización del sintonizador, que contiene los datos de la magnitud y fase del  $S_{11}$  en función de L y  $P_2$  y que se muestran en la figura 44.

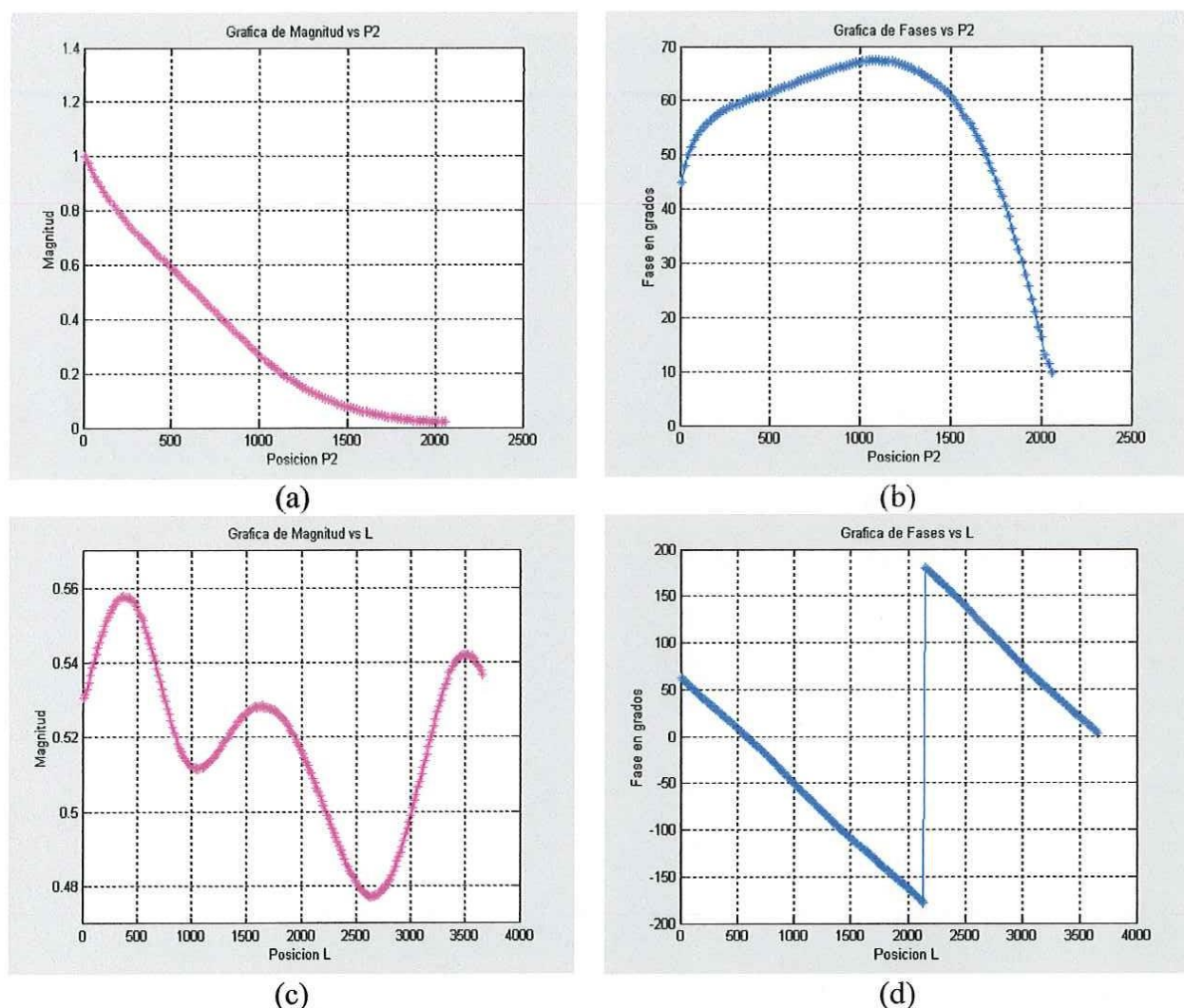


Figura 44 Datos de la caracterización del sintonizador a 38 GHz.

Del archivo medP2 se leen los vectores de datos de magnitudes y fases correspondientes a la frecuencia seleccionada y que se muestran graficados en las figuras 44a

y 44b respectivamente. La posición de P2 ( $P2m$ ) correspondiente a la magnitud deseada  $MagD$  se determina efectuando una interpolación con los datos de magnitud y posiciones de P2 mostrados en la figura 44a. El valor obtenido se redondea debido a que el sintonizador maneja posiciones enteras solamente. Enseguida, con la posición obtenida y redondeada ' $P2r$ ' se obtiene ahora la fase inicial (para la posición  $L=0$ ) correspondiente a dicha posición ( $P2fi$ ), lo cual se hace interpolando los datos de fases y posiciones de P2 dadas en la figura 44b.

Posteriormente, el archivo ( $mL34600f.s2p$ ) que contiene los datos de fase del  $S_{11}$  en función del motor  $m0$  ( $L$ ) y que se muestra graficado en la figura 44d, se utiliza para determinar el valor de  $L$  correspondiente a la fase deseada  $FasD$ . Esto se realiza mediante una corrección de fase de todos los puntos del vector de  $L$  con respecto a la fase inicial obtenida de P2, siendo el resultado los datos mostrados en la Figura 45a. Enseguida, se hace una corrección de cambio de fase, y se linealizan los datos para poder observar la fase similar a una línea recta como se muestra en la figura 45b. Esto se realiza para poder efectuar la interpolación ya que no deben existir valores iguales de fase. En caso de no estar presente la fase deseada en la escala, como se muestra en la figura 45b, se le restan 360 grados para encontrar la fase equivalente. Interpolando el valor de fase vs.  $L$  se obtiene la posición de  $L$  correspondiente a la fase deseada ( $pL$ ), la cual debe redondearse ( $pLd$ ) para poder posicionar el sintonizador.

Con las posiciones de P2 y  $L$  correspondientes a la magnitud y fase deseadas ya determinadas, se debe efectuar una corrección debido a que el comportamiento de la magnitud en función de  $L$  no es lineal como se puede apreciar en la figura 44c. La corrección

se lleva a cabo determinando la diferencia entre la magnitud deseada  $MagD$  y la calculada para la posición de  $L$ . Si la magnitud calculada es mayor que  $MagD$ , se le resta la diferencia a la  $MagD$  y en caso contrario, se le suma.

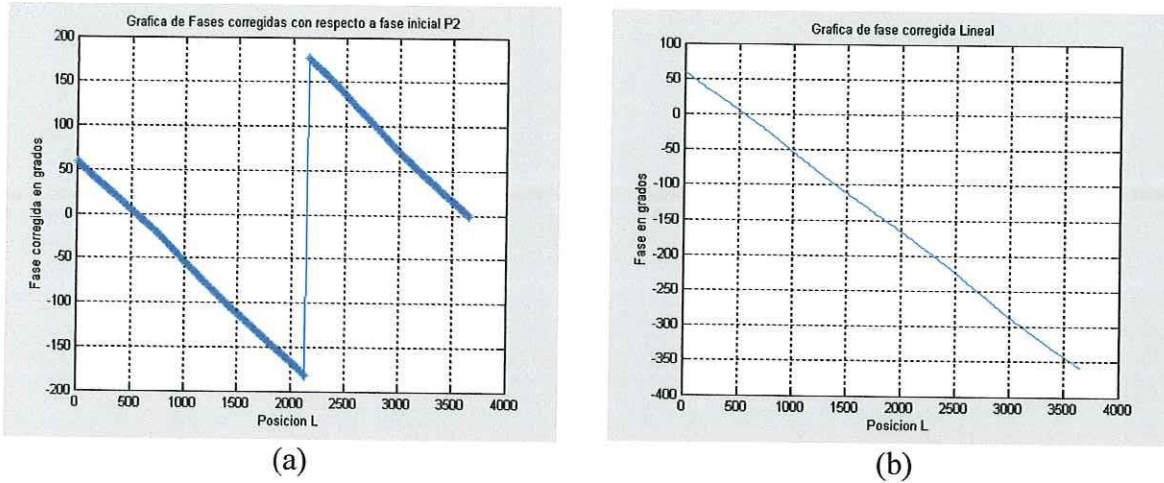


Figura 45 (a) Fase del  $S_{11}$  corregida por la fase inicial de  $P_2$ , (b) Representación de fase en forma lineal.

El procedimiento se repite nuevamente con el nuevo valor de  $MagD$ , entregando finalmente los valores de  $P_2$  y  $L$  requeridos para proporcionar el coeficiente de reflexión deseado. Este procedimiento, se realiza para cada uno de los puntos de la constelación; almacenándose en memoria los vectores con las posiciones de  $P_2$  y  $L$  correspondientes a cada punto de la constelación.

La segunda opción del menú de Constelación es la de medir pérdidas. Al seleccionar esta opción se abre la pantalla de pérdidas mostrada en la figura 46. Esta opción se utiliza para medir el coeficiente de reflexión ya sea en el plano de DBP o bien en el plano del receptor, cuando a la entrada se conectan los tres estándares utilizados para determinar los parámetros "S" de la red de entrada. Se efectúan mediciones de coeficientes de reflexión para todas las posiciones del sintonizador correspondientes a la constelación deseada. Además,

permite calcular las pérdidas de la red de entrada a través del cálculo de la ganancia disponible en función del coeficiente de reflexión del generador de ruido.

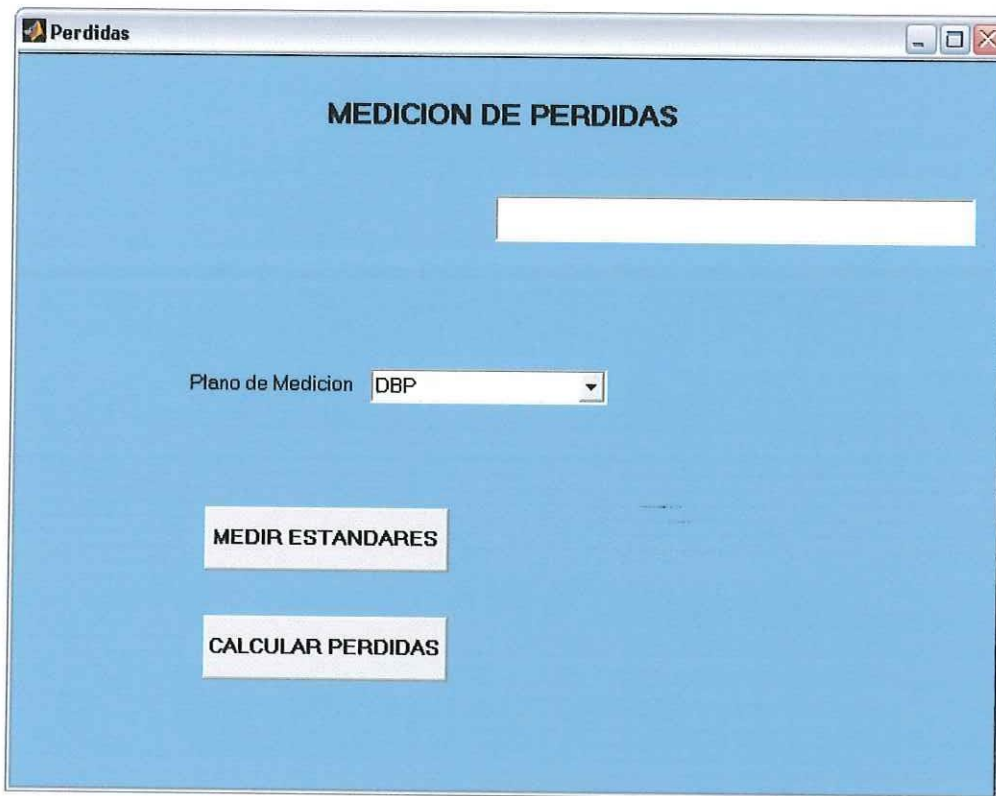


Figura 46. Pantalla para calcular pérdidas de la red de entrada.

Los datos medidos con los estándares se almacenan en los archivos para el plano del transistor: gamedlmt (magnitud con la carga), gamedlat (fase con la carga), gamedomt (magnitud con el abierto), gamedoat (fase con el abierto), gamedsmt (magnitud con el corto), gamedsat (fase con el corto). Para el plano del receptor se almacenan en archivos con nombres similares pero con la última letra “r” en vez de la “t” utilizada en el transistor.

La tercera opción es la de medir coeficientes. Al seleccionar esta opción se abre otro menú en donde se puede seleccionar el plano en el que se desea medir los coeficientes de reflexión. Es posible seleccionar ya sea en el plano del DBP ( $\Gamma_{ST}$ ), del REC ( $\Gamma_{SR}$ ) o

AMBOS ( $\Gamma_{ST}$ ) y ( $\Gamma_{SR}$ ). El realizar la medición en ambos planos permite ahorrar tiempo, pues solamente se desplaza el plano de medición del analizador de redes para cada posición del sintonizador, evitando repetir dos veces el posicionamiento del sintonizador en todos los puntos de la constelación.

Con todas las posiciones de la constelación determinadas, se procede a hacer la medición de los parámetros. Para ello, se controla el sintonizador, se posiciona en el primer punto de la constelación  $P_2$  (1) y L (1) y enseguida se desconecta. Posteriormente se conecta el medidor de ruido y apaga el generador de ruido y se desconecta. Enseguida se conecta el analizador de redes, mide el S11 (magnitud y fase) y se desconecta. Vuelve a conectar al medidor de ruido, enciende el generador de ruido y lo desconecta. Posteriormente, se vuelve a conectar al analizador de redes, mide el S11 y se desconecta. Terminadas las mediciones para el primer punto, se conecta el sintonizador y se posiciona en el segundo punto de la constelación y se realizan mediciones similares a las realizadas para el primer punto, hasta completar todas las mediciones para todos los puntos de la constelación. Por último, se almacenan todos los datos en una matriz.

Para el caso del transistor, se almacenan en los archivos constelta (generador de ruido apagado) y constelte (generador de ruido encendido), mientras que para el receptor, se almacenan en los archivos constelra y constelre respectivamente. Estas matrices contienen todos los puntos de la constelación con sus fases y magnitudes deseadas, así como la posición  $P_2$  y L correspondiente a cada punto, las magnitudes y fases medidas, así como la diferencia existente entre los valores deseados y medidos.

### III.7.4 Medidor de ruido

Al presionar la opción de medidor de ruido, aparece otro menú con las opciones de calibrar y la de medir como se muestra en la figura 47. Al seleccionar la opción de calibrar, se abre otro menú con las opciones: ENR, Baja Frecuencia y Alta Frecuencia como se muestra en la figura 48. Al seleccionar la opción ENR, aparece el menú que se muestra en la figura 49, que presenta las opciones GR-1, GR2 o Ambos. Esta opción, se utiliza para introducir los valores de la relación de ruido en exceso ENR del generador de ruido 1 GR-1 (10MHz-18GHz), del generador de ruido 2 GR-2 (1-50GHz) o de ambos.



Figura 47 Menú del medidor de ruido.



Figura 48 Menú para calibrar el medidor de ruido.

Al seleccionar la opción calibrar, se abre la pantalla que se presenta en la figura 50. En ella se pueden introducir la frecuencia inicial, la final y el tamaño de cada paso.



Figura 49 Menú para introducir la ENR del generador de ruido.

Asimismo, es posible presionar la calibración de baja frecuencia utilizando el generador de ruido 1 (GR-1) o la opción de alta frecuencia mediante el GR-2. Es importante resaltar que el programa tiene valores establecidos para la función de promediado aritmético y para calibrar los atenuadores de frecuencia intermedia entre otros.

Cuando se selecciona la opción Medir dentro del menú del medidor de ruido, aparece otro menú mostrado en la figura 51. En este menú aparecen las opciones REC y DBP. Al seleccionar la opción REC aparece otro menú mostrado en la figura 52, el cual permite efectuar la medición de ruido del receptor al presionar la opción “Medir”, o bien determinar el factor de ruido del receptor corregido por las pérdidas al seleccionar la opción “corregir”.

Al seleccionar la opción “Medir”, se conecta el sintonizador, se posiciona en el primer punto de la constelación y lo desconecta. Enseguida conecta al medidor de ruido se efectúa la medición y se desconecta. Posteriormente continúa con los demás puntos de la constelación y almacena los datos en un archivo denominado mruidorec.

Al seleccionar la opción DBP, aparece otro menú con las opciones Polarizar, Medir y Corregir mostrado en la figura 53. Al presionar “Polarizar”, el programa conecta las fuentes de alimentación y determina el voltaje  $V_{gs}$  para una corriente  $I_{ds}$  fija. Cuando se selecciona la opción “Medir”, se conecta el sintonizador y se posiciona en el primer punto de la constelación, se conecta el medidor de ruido, se realiza la medición y se desconecta.

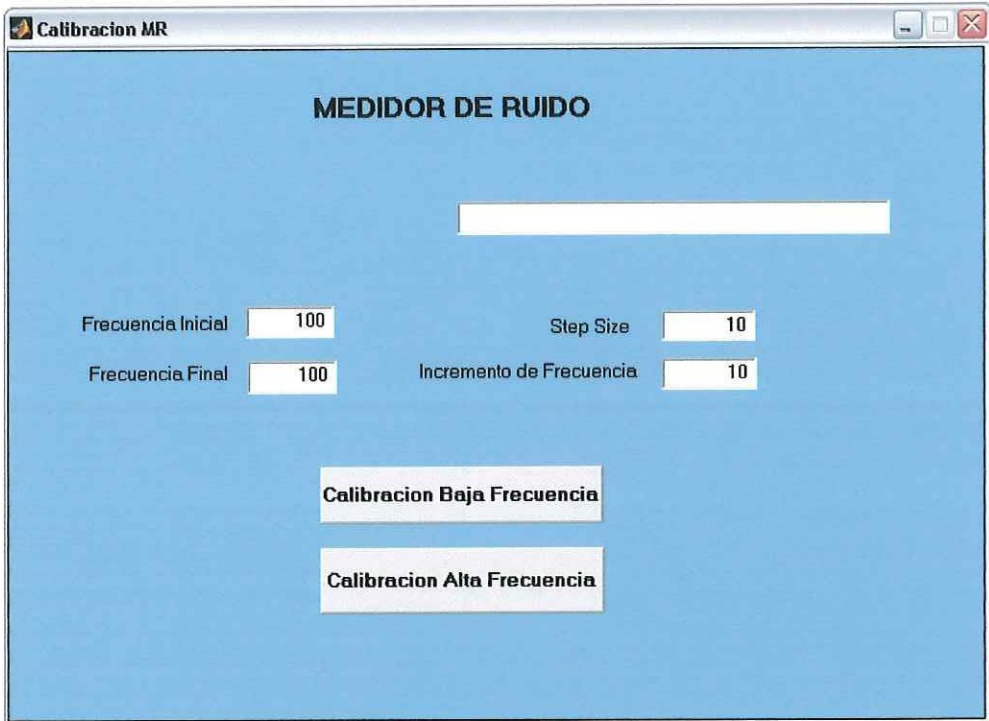


Figura 50 Pantalla para calibración del medidor de ruido.



Figura 51 Menú para medición de ruido.



Figura 52 Menú para medir ruido del receptor.

Lo anterior se realiza para todos los puntos de la constelación y los resultados de la figura de ruido total se almacenan en un archivo denominado “mruidotr”.

Al presionar la opción corregir, los datos de la figura de ruido medida se corrigen quitándole las pérdidas a la entrada y la contribución de ruido de la segunda etapa o receptor.



Figura 53 Menú para medir ruido del DBP.

### III.7.5 Extraer Parámetros

Al seleccionar la opción “Extraer Parámetros”, aparece un menú con las opciones: Receptor y Transistor como se muestra en la figura 54. Al presionar la opción “Receptor”, el programa efectúa el procedimiento para extraer los parámetros de ruido del receptor empleando el método de Lane [19].

Por otro lado, al seleccionar la opción “Transistor”, el programa realiza finalmente la extracción de los parámetros de ruido del transistor aplicando también la metodología de Lane [19]. La subrutina de extracción solamente requiere los valores de los coeficientes de reflexión presentados y la figura de ruido correspondiente, para todos los puntos de la constelación. El programa entrega finalmente los parámetros de ruido:  $F_{min}$ ,  $R_n$  y  $\Gamma_o$ .



Figura 54 Menú para la extracción de parámetros de ruido.

Por último, en la Tabla IX se presenta un resumen de los comandos utilizados para controlar los equipos con el formato adecuado para ser leídos por MATLAB. Estas instrucciones son las básicas para poder controlar cada uno de los equipos por medio del ducto GPIB conectado a la computadora. Puesto que con este ducto sólo puede estar activado un equipo a la vez, es necesario repetir una serie de comandos para crear, conectar y controlar cada equipo, pues cada uno tiene su propia dirección de ducto e instrucciones específicas como las mencionadas anteriormente.

**Tabla IX.- Resumen de comandos de MATLAB utilizados para controlar los equipos del banco de medición**

Comando	Descripción
<code>obj = gpib('vendor',boardindex,primaryaddress)</code>	Crea un objeto GPIB, <i>obj</i> , asociado con un índice de tabla, <i>boardindex</i> , y con la dirección principal del instrumento (en el rango de 0 a 30), <i>primaryaddress</i> . <i>Vendor</i> corresponde al nombre del fabricante de la tarjeta de control y adquisición de datos, en este caso utilizamos 'ni' (National Instruments hardware).
<code>fopen(obj)</code>	Conecta el objeto GPIB al instrumento.
<code>fprintf(obj,'CMD')</code>	Escribe una cadena de caracteres, <i>CMD</i> , al instrumento conectado, <i>obj</i> .
<code>a=fscanf(obj)</code>	Lee los datos del instrumento conectado al objeto, <i>obj</i> , les da formato de texto y los asigna a la variable <i>a</i> .
<code>fclose(obj)</code>	Desconecta el objeto GPIB del instrumento.
<code>delete(obj)</code>	Borra el instrumento objeto, <i>obj</i> , de la memoria.
<code>clear(obj)</code>	Limpia la referencia del objeto, <i>obj</i> , del espacio de trabajo, <i>workspace</i> , de <i>matlab</i> .

En la Tabla X se presenta un resumen de los programas creados para la caracterización y automatización del banco de mediciones. Se describe en forma breve las acciones que se realizan en cada programa, se mencionan los archivos de datos que se crean y los programas que se llaman.

**Tabla X.- Resumen de programas utilizados para la automatización del banco de medición.**

<b>PROGRAMA</b>	<b>DESCRIPCIÓN</b>
calibrasolt	Contiene las instrucciones para controlar el AR y calibrarlo en modo coaxial.
calibrarm	Contiene las instrucciones para controlar el AR y calibrarlo en modo LRM.
calruido_AF	Controla el medidor de ruido y lo calibra en alta frecuencia.
calruido_BF	Controla el medidor de ruido y lo calibra en baja frecuencia.
calibraruido	Este programa es llamado por el menú de calibración del medidor de ruido. Contiene las instrucciones específicas para calibrar el MR. Los datos de la calibración se almacenan en el archivo <i>caldata</i> (frecuencia, pot9.1, pot9.2, man14.1, man14.2, corrgan)
caract_L	Se utiliza para caracterizar el motor M0 (L) del sintonizador, contiene los comandos para controlar el sintonizador (conectarlo, posicionarlo, desconectarlo) y el analizador de redes para hacer las mediciones necesarias para la caracterización.
conetu	Contiene las instrucciones para conectar al sintonizador con el ducto GPIB.
conscam	Contiene el algoritmo necesario para obtener las posiciones de L y P2 para cada uno de los puntos de una constelación predefinida. Utiliza los archivos de la caracterización del sintonizador con la cámara criogénica.
conestand	Se utiliza para medir los estándares. Controla el sintonizador y lo posiciona en cada uno de los puntos de la constelación y llama al programa "medicion3" para realizar la medición con el AR; por último, guarda los datos en los archivos "gamed". Todo esto se realiza para los tres estándares, corto, abierto y carga.
consruido	Controla el sintonizador en cada punto de la constelación y llama al programa "m_barrido_ruido".
controlL18cam	Contiene las instrucciones necesarias para la caracterización del sintonizador dentro de la cámara criogénica, en el rango de frecuencias de 18 a 34 GHz. Llama al programa <i>medicion2</i> . Guarda los datos en dos archivos, uno de magnitud y otro de fases, para cada posición del sintonizador y para cada frecuencia.
controlL34cam	Contiene las instrucciones necesarias para la caracterización del sintonizador dentro de la cámara criogénica, en el rango de frecuencias de 34 a 50 GHz. Llama al programa <i>medicion2</i> . Guarda los datos en dos archivos, uno de magnitud y otro de fases, para cada posición del sintonizador y para cada frecuencia.
controlL8cam	Contiene las instrucciones necesarias para la caracterización del sintonizador dentro de la cámara criogénica, en el rango de frecuencias de 8 a 18 GHz. Llama al programa <i>medicion2</i> . Guarda los datos en dos archivos, uno de magnitud y otro de fases, para cada posición del sintonizador y para cada frecuencia.
controlP2cam	Obtiene los datos de caracterización del motor P2 (M2) del sintonizador, dentro de la cámara. Llama al programa <i>medicion3</i> , y para cada posición del sintonizador enciende y apaga la fuente de ruido, para hacer las dos mediciones. Los datos se guardan en los archivos <i>mcs22P_L0a</i> (fuente de ruido apagada) y <i>mcs22P_L0e</i> (fuente de ruido encendida).
desacopla	Calcula el factor de desacoplamiento $\mu$ .
destu	Desconecta el sintonizador y lo borra de la memoria.
extrae	Contiene el algoritmo del método de extracción de parámetros de ruido.

	Guarda los datos en el archivo <i>resul</i> .
grafica3	Grafica los datos de la caracterización del sintonizador. Abre el archivo <i>medp2</i> y los que contienen la magnitud y fase de L.
grafrepet	Grafica los datos obtenidos para la repetitividad del sintonizador.
graftu_L	Grafica los datos de la caracterización del sintonizador.
iniciat1	Controla el sintonizador y lo inicializa, posiciona los motores en cero y verifica las posiciones.
lee3archivos	Abre los archivos de datos correspondientes a la caracterización del sintonizador, <i>medp2</i> y los de magnitud y fase con respecto a L.
maxm1	Contiene las instrucciones para controlar el sintonizador y posicionar el motor M1 en el valor máximo, 4900.
maxm2	Contiene las instrucciones para controlar el sintonizador y posicionar el motor M2 en el valor máximo, 4700.
medicion	Contiene las instrucciones para controlar el analizador de redes. Lo conecta, controla para realizar las mediciones de <i>s11</i> , separa los datos en reales e imaginarios y por último desconecta el analizador de redes.
medicion2	Contiene las instrucciones para controlar el analizador de redes. Lo conecta, controla para realizar las mediciones de los cuatro parámetros "S", separa los datos en reales e imaginarios y por último desconecta el analizador de redes.
medicion3	Contiene las instrucciones para controlar el analizador de redes. Lo conecta, controla para realizar las mediciones de <i>s22</i> , separa los datos en reales e imaginarios y por último desconecta el analizador de redes.
medicion4	Se utiliza cuando queremos realizar mediciones en los distintos planos (DBP, REC o ambos). Contiene las instrucciones para controlar el analizador de redes. Lo conecta, desplaza el plano de medición, controla para realizar las mediciones de <i>s22</i> , separa los datos en reales e imaginarios y por último desconecta el analizador de redes.
midecons	Contiene las instrucciones para realizar la medición de los coeficientes de cada punto de la constelación. Llama a <i>medicion4</i> , se realiza la medición con la fuente de ruido en apagado y en encendido. Se guardan los <i>archivos constelra, constelre, constelta y constelte</i> (Punto, Mag des., Fase des., P2, L, Mag med., Fase med., Dm, Df)
midegr	Mide los generadores de ruido (18 y 50) en apagado y encendido. Llama a <i>medicion3</i> . Se obtiene el archivo <i>gruido</i> (Frecuencia, <i>gr50am, gr50aa, gr50em, gr50ea, gr18am, gr18aa, gr18em, gr18ea</i> )
miderec	Archivo para medir los parámetros "S" del receptor. Llama a <i>iniciat1, maxm1, maxm2, conetu, destu</i> . Se guardan los datos en el archivo <i>srec</i> ( <i>frec, mag s11, fase s11</i> ).
mideruido	Controla el medidor de ruido y hace la medición del ruido total del sistema para cada punto de la constelación. Guarda los datos en el archivo <i>mruidorec</i> .
msdbp	Inicializa el sintonizador, llama al programa <i>medicion2</i> y graba en un archivo la matriz de parámetros "S" con el número del transistor.
msthru	Inicializa el sintonizador, llama al programa <i>medicion2</i> y graba en el archivo <i>thru</i> la matriz de parámetros "S".
m_barrido_ruido	Controla el medidor de ruido; lo conecta y da las instrucciones para realizar un barrido. Guarda los datos en el archivo <i>medruido</i> .
perdidas	Calcula los parámetros "S" y las pérdidas de la red de entrada.

## IV. APLICACIÓN DEL PROGRAMA EN LA MEDICION DE RUIDO

### IV.1 Introducción

En este capítulo se presentan dos ejemplos de la aplicación del programa de cómputo desarrollado en este trabajo, requerido para la automatización de un banco de medición de ruido de dispositivos de microondas. En primer lugar, se presentan resultados de la medición del receptor que forma parte del sistema de medición y en segundo término, se proporcionan resultados obtenidos de la caracterización de un transistor de alta movilidad electrónica. Se presentan resultados de la caracterización de parámetros estáticos, dinámicos y de ruido.

### IV.2 Caracterización del Receptor

Como primer ejemplo de la aplicación del programa de cómputo desarrollado, se presenta la caracterización del receptor que forma parte del sistema de medición de ruido y que se utiliza como segunda etapa en el proceso de caracterización de ruido del DBP. El procedimiento para medir al receptor es el siguiente:

- El primer paso consiste en efectuar una calibración coaxial tipo SOLT. (Programa: CALIBRASOLT).
- Efectuar la medición del  $\Gamma_{GR}$  del generador de ruido apagado y encendido. (o de todos los generadores disponibles que se vayan a utilizar)(Programa: MIDEGR, Resultados: GRRUIDO).
- Calibrar el analizador de redes tipo LRM en las puntas de prueba coplanares. (Programa: CALIBRALRM).
- Con el interruptor 1 en posición 2 y el interruptor 2 en posición 1, medir el coeficiente de reflexión del receptor con la punta 1 desplazada hasta el lado 2 del "Thru" +500fS (Programa: MIDEREC, Resultados: SREC).
- Establecer la constelación y determinar posiciones del sintonizador (Programa: CONSCAM).
- Presentar estándares SOLT en el plano del generador de ruido y medir el coeficiente de reflexión a la salida del "Thru" con la punta 2 desplazada -500fS. Esto se hace para cada punto de la constelación (Programa: CONESTAND, Resultados: GAMED...r.).
- Calcular los parámetros "S" y las pérdidas de la red de entrada.(Programa: PERDIDAS)

- Medir los coeficientes que se presentarán al receptor para cada punto de la constelación con el generador de ruido en encendido  $\Gamma_{SR_e}$  y apagado  $\Gamma_{SR_a}$ . Colocar el interruptor 1 en posición 1 y el interruptor 2 en la posición 2. Esto se hace con la punta 2 desplazada hacia el lado 2 del “Thru”  $-500fS$ . (Programa: MIDECONS, Resultados: CONSTELRA y CONSTELRE).
- Calcular el factor de desacoplamiento  $\mu_2$ . (Programa: DESACOPLA)
- Calibrar el medidor de ruido. Esto se realiza con ambos interruptores en la posición 1 y el (los) generador(es) de ruido conectado(s). (Programa: CALIBRARUIDO, Resultados: CALDATA).
- Medir el ruido total del sistema  $F_{TOT}$  para todos los puntos de la constelación. (Programa: MIDERUIDO, Resultados: MRUIDOREC).
- Efectuar corrección del ruido en el plano del receptor (Punta 2).
- Aplicar método de extracción de parámetros de ruido. (Programa: EXTRAE, Resultados: RESUL).

La Tabla XI presenta el archivo de resultados CONSTELRA para una constelación de 21 puntos mostrada en la figura 55 en apagado (azul) y encendido (rojo). En la primera columna se proporciona el número de punto de la constelación (Punto), le sigue la magnitud y fase del coeficiente de reflexión deseado (MagDes y FaseDes), se proporcionan las posiciones de los motores  $P_2$  y  $L$  obtenidas, le sigue la magnitud y fase del coeficiente de reflexión medido (MagMed y FaseMed), y finalmente se proporcionan las diferencias en magnitud (Dm) y fase (Df) entre los valores deseados y calculados. Se puede notar que en algunos puntos existe una diferencia en fase de aproximadamente 30 grados. Esto se debe a que el sintonizador fue caracterizado en el plano 1 del “Thru” (Punta 1), y en el caso del receptor se está midiendo en el lado 2 del “Thru”, el cual tiene una longitud de  $1pS$  y que a 40 GHz tiene un desplazamiento de fase de 28.8 grados. Es por eso que en general, los puntos de la constelación se desplazan aproximadamente 30 grados en fase.

En la figura 56 se presentan las pérdidas de la red de entrada calculadas con el generador de ruido apagado (azul) y encendido (rojo), correspondientes a cada posición del sintonizador. Se puede notar de la figura 56, que el punto 15 de la constelación presenta

mayores pérdidas y que los puntos 5 y 10 presentan mayor diferencia entre los estados de apagado y encendido.

**Tabla XI Resultados de la medición de coeficientes de reflexión presentados al receptor (Archivo CONSTELRA).**

Punto	MagDes	FaseDes	P <sub>2</sub>	L	MagMed	FaseMed	Dm	Df
1	0.118	100	4700	0	0.071	90.79	0.047	9.21
2	0.55	-112.5	149	1821	0.453	-142.707	0.097	30.207
3	0.325	-112.5	701	1886	0.225	-142.747	0.1	30.247
4	0.45	-135	335	2058	0.377	-167.858	0.073	32.858
5	0.55	-157.5	153	2216	0.468	169.464	0.082	33.036
6	0.325	-157.5	731	2279	0.247	165.169	0.078	37.331
7	0.525	157.5	120	2570	0.482	127.163	0.043	30.337
8	0.3	157.5	751	2644	0.27	123.784	0.03	33.716
9	0.4	135	376	2797	0.386	105.709	0.014	29.291
10	0.525	112.5	58	2884	0.493	88.259	0.032	24.241
11	0.3	112.5	686	51	0.305	85.545	0.005	26.955
12	0.5	67.5	18	285	0.483	40.792	0.017	26.708
13	0.275	67.5	725	389	0.279	51.086	0.004	16.414
14	0.375	45	377	535	0.361	25.267	0.014	19.733
15	0.5	22.5	18	622	0.463	-2.929	0.037	25.429
16	0.275	22.5	730	734	0.255	12.526	0.02	9.974
17	0.56	-22.5	18	978	0.472	-49.296	0.088	26.796
18	0.35	-22.5	542	1082	0.291	-37.273	0.059	14.773
19	0.475	-45	180	1236	0.408	-68.666	0.067	23.666
20	0.56	-67.5	106	1392	0.451	-92.455	0.109	24.955
21	0.35	-67.5	619	1473	0.249	-86.25	0.101	18.75

En la Tabla XII se proporcionan resultados de la medición del ruido total del sistema para todos los puntos de la constelación a la frecuencia de 40 GHz. Al medir, se almacenan los resultados en el archivo (MRUIDOREC). En esta Tabla, la primera columna representa la frecuencia de medición, la segunda columna la figura de ruido en dB (Fruido (dB)), en la tercera y cuarta columnas, se encuentran las potencias de ruido medidas con el generador de ruido apagado y encendido respectivamente. Estas potencias se utilizan para calcular de manera alternativa la figura de ruido o temperatura de ruido medida.

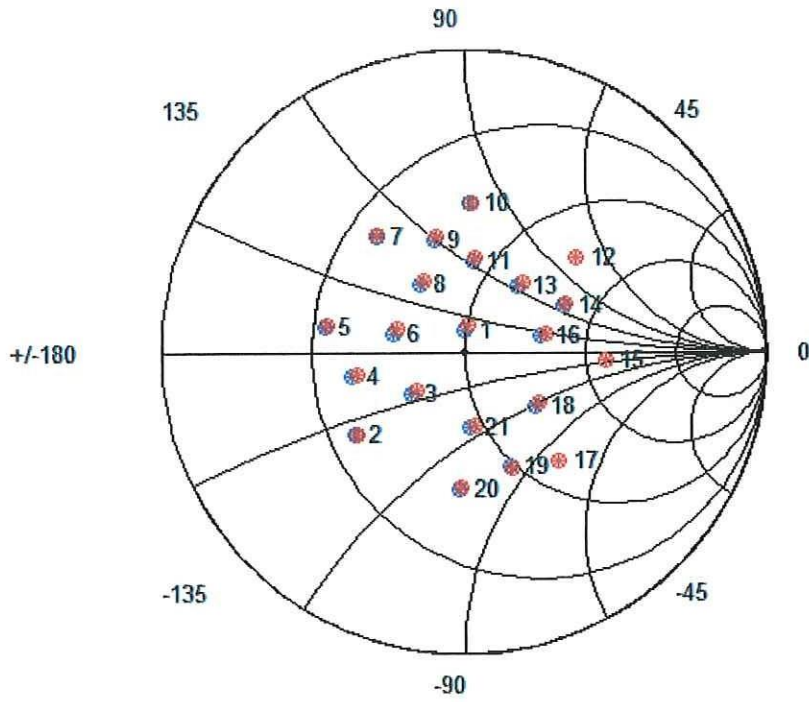


Figura 55. Constelación de 21 puntos de coeficientes presentados al receptor.

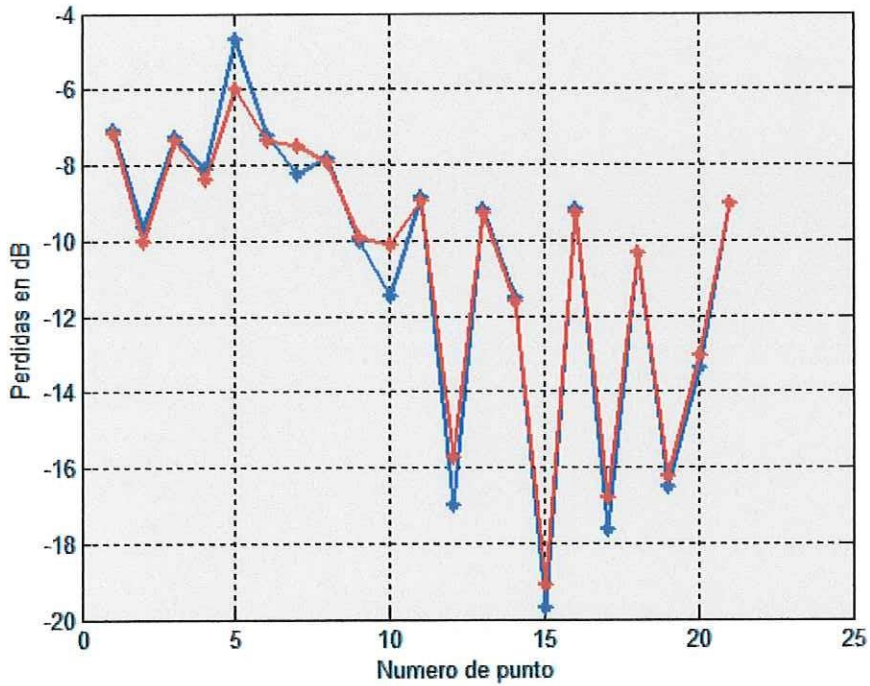


Figura 56 Pérdidas a la entrada del receptor para cada punto de la constelación.

**Tabla XII.- Resultados de la medición de ruido (archivo: MRUIDOREC)**

<b>Frec(Hz)</b>	<b>Fruído(dB)</b>	<b>Potencia(a)</b>	<b>Potencia(e)</b>
40E+9	14.972	42.605	44.162
40E+9	20.548	42.504	42.987
40E+9	16.281	42.542	43.737
40E+9	18.145	42.56	43.377
40E+9	20.383	42.622	43.262
40E+9	16.281	42.604	44.023
40E+9	21.363	42.748	43.262
40E+9	16.307	42.683	44.074
40E+9	18.261	42.965	43.566
40E+9	24.377	42.916	43.069
40E+9	16.524	42.994	43.888
40E+9	29.959	42.873	42.933
40E+9	15.936	42.763	44.188
40E+9	17.426	42.800	43.846
40E+9	30.941	42.736	42.801
40E+9	15.288	42.709	44.301
40E+9	28.448	42.568	42.637
40E+9	15.785	42.613	43.982
40E+9	18.429	42.534	43.317
40E+9	20.584	42.487	42.974
40E+9	16.244	42.529	43.758

En la Tabla XIII se muestran resultados de las mediciones de ruido a 40 GHz para la constelación de 21 puntos. La primera columna presenta el punto de la constelación, enseguida se proporcionan los valores de las magnitudes y fases de los coeficientes de reflexión proporcionados al receptor con el generador de ruido apagado ( $\text{Mag}\Gamma_{\text{SRA}}$  y  $\text{Ang}\Gamma_{\text{SRA}}$ ). Las siguientes columnas muestran las pérdidas de la red de entrada con el generador de ruido en apagado y encendido ( $\text{PerdA}$  y  $\text{PerdE}$ ). Las últimas dos columnas representan a las figuras de ruido medidas (corregidas por los desacoplamientos) y las corregidas finales (sin pérdidas) en el plano del receptor. Las columnas 2, 3 y la 7 se utilizan para extraer los parámetros de ruido del receptor.

**Tabla XIII.- Resultados de la medición de ruido del receptor a 40 GHz**

Punto	Mag $\Gamma_{SRA}$	Ang $\Gamma_{SRA}$	Perd A	Perd E	Fr Med.	Fr Corr.
1	0.071	90.79	-7.055	-7.1574	14.9752	7.8201
2	0.453	-142.707	-9.6418	-10.0161	15.5655	8.5104
3	0.225	-142.747	-7.2312	-7.3402	14.9898	7.9347
4	0.377	-167.858	-8.0834	-8.3768	15.1532	8.0982
5	0.468	169.464	-4.6841	-5.9884	15.3926	8.3376
6	0.247	165.169	-7.2223	-7.3551	14.9013	7.8462
7	0.482	127.163	-8.2181	-7.5061	15.6742	8.6191
8	0.27	123.784	-7.8217	-7.914	15.0734	8.0184
9	0.386	105.709	-10.0053	-9.9359	15.7205	8.6654
10	0.493	88.259	-11.446	-10.1206	16.2961	9.2411
11	0.305	85.545	-8.8492	-8.9507	15.6858	8.3308
12	0.483	40.792	-16.9637	-15.7314	16.7572	9.7022
13	0.279	51.086	-9.1547	-9.2523	15.6315	8.5764
14	0.361	25.267	-11.4871	-11.5926	16.1551	9.1001
15	0.463	-2.929	-19.7159	-19.097	16.7923	9.7373
16	0.255	12.526	-9.1645	-9.2458	15.6934	8.6384
17	0.472	-49.296	-17.6362	-16.8032	16.6465	9.5915
18	0.291	-37.273	-10.3538	-10.344	15.7853	8.7302
19	0.408	-68.666	-16.5187	-16.2477	16.1204	9.0654
20	0.451	-92.455	-13.3622	-13.0753	16.0996	9.0445
21	0.249	-86.25	-9.0401	-9.0348	15.3554	8.3004

La Tabla XIV muestra los resultados finales de la extracción de los parámetros de ruido del receptor a la frecuencia de 40 GHz. En la primera columna se muestra la frecuencia de medición, le sigue la figura de ruido mínima (Fmin), la resistencia equivalente de ruido (Rn), la magnitud ( $|\Gamma_0|$ ) y fase ( $\angle\Gamma_0$ ) del coeficiente de reflexión óptimo, la magnitud y fase del conjugado del parámetro  $S_{11}$ , la constante KGB y en las dos últimas columnas se muestra la diferencia máxima (Dif\_m) y el error total (Error) entre la figura de ruido medida y la calculada con los parámetros de ruido obtenidos. Se puede notar que la diferencia máxima es: 0.1784 y el error total es: 0.7958. En la figura 57 se muestra la diferencia o error entre la figura de ruido medida y la calculada para cada punto de la constelación. Se puede apreciar que los puntos 1, 7, 9 y 11 son los que proporcionan mayor error. Si se eliminan esos puntos, los parámetros de ruido cambian como se muestra en la Tabla XV, donde se puede observar

que la diferencia máxima se reduce a: 0.0330 y el error total se reduce a: 0.1867. La figura 58 muestra el error en la diferencia de la figura de ruido calculada vs. medida correspondiente a la constelación reducida de 17 puntos.

**Tabla XIV.- Parámetros de ruido del receptor y resultados a 40 GHz (21 puntos).**

Frec	Fmin	Rn	$ \Gamma_0 $	$\angle\Gamma_0$	$ S_{11}^* $	$\angle S_{11}^*$	KGB	Dif_m	Error
40.00	7.8449	56.0478	0.1713	178.1002	0.1670	158.2690	4.0298e-17	0.1784	0.7958

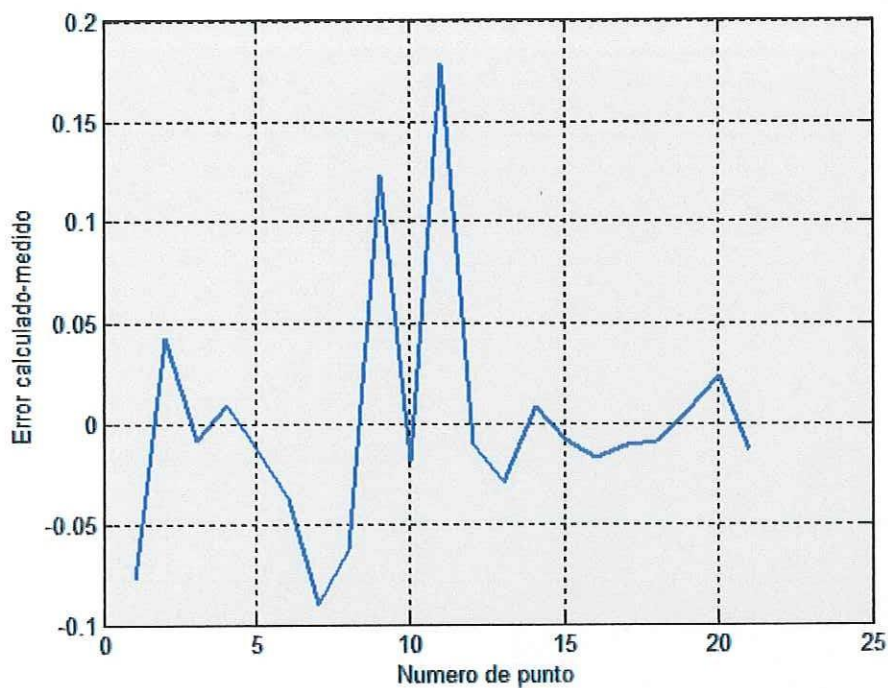


Figura 57 Error en ruido calculado vs. medido para una constelación de 21 puntos.

**Tabla XV.- Parámetros de ruido del receptor a 40 GHz eliminando 4 puntos.**

Frec	Fr	Rn	$ \Gamma_0 $	$\angle\Gamma_0$	$ S_{11}^* $	$\angle S_{11}^*$	KGB	Dif_m	Error
40.00	7.8194	58.1610	0.1662	176.4034	0.1670	158.2690	1.1740e-17	0.0330	0.1867

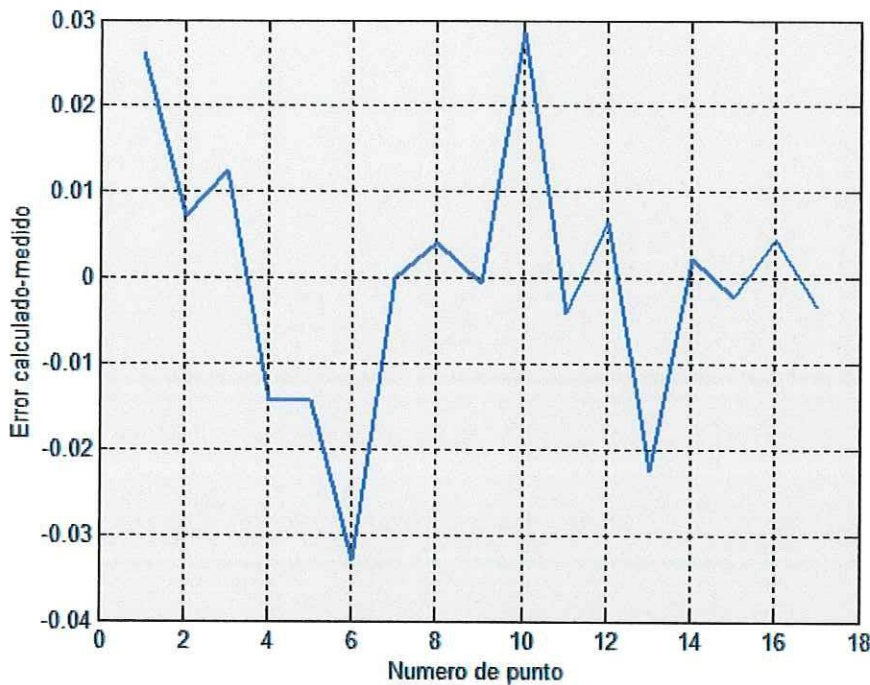


Figura 58 Error en ruido calculado vs. medido para constelación 17 puntos.

La figura 59 muestra los círculos de figura de ruido del receptor a 40 GHz en incrementos de 0.5dB, comenzando del ruido mínimo de 7.819dB. El primer círculo tiene radio cero (punto) con un ruido de 7.819 dB, el segundo será 8.319 dB y así sucesivamente. Se presentan además los coeficientes de reflexión finales para la constelación de 17 puntos.

Finalmente, en la Tabla XVI se proporcionan resultados de los parámetros de ruido del receptor obtenidos para la banda de 18 a 40 GHz, incluyendo la constante KGB correspondiente a cada frecuencia.

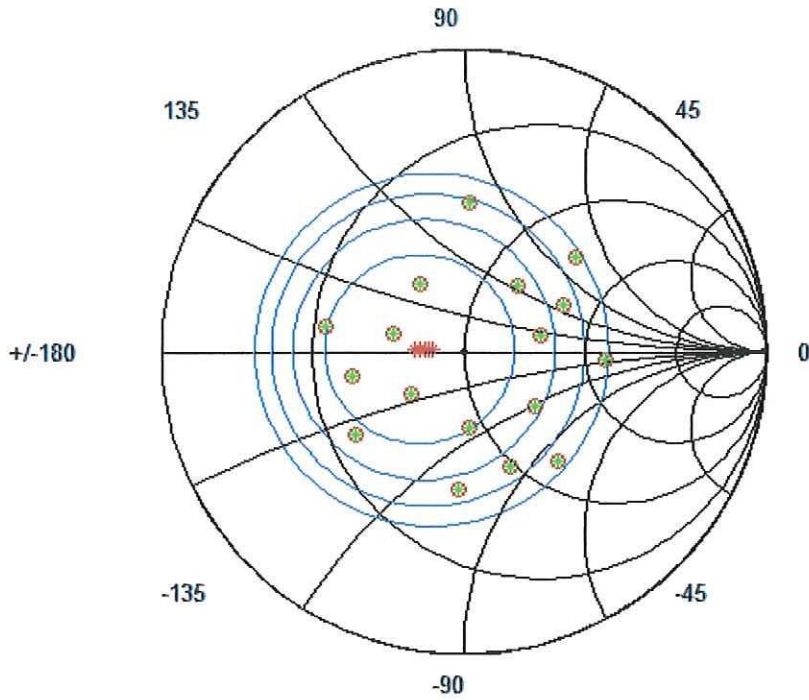


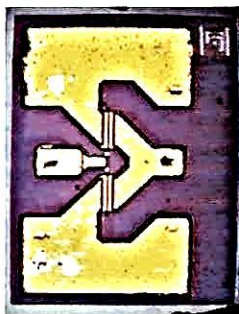
Figura 59 Círculos de ruido del receptor a 40 GHz

**Tabla XVI.- Parámetros de ruido del receptor, medidos de 18 a 40 GHz**

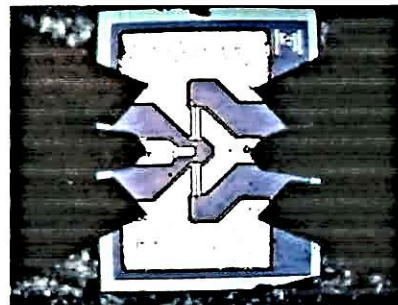
Frecuencia	Fmin(dB)	Rn	$ \Gamma_0 $	$\angle\Gamma_0$	KGB
18	5.8504	50.3895	0.1387	-62.2804	1.4645e-16
20	4.9460	32.0780	0.0765	155.8670	1.62854e-17
22	6.2922	66.0634	0.1575	-33.0076	1.0203e-16
24	6.3641	51.9946	0.0502	80.3749	8.5398e-17
26	6.3987	50.2039	0.1373	106.5479	1.1942e-16
28	6.4117	61.9723	0.1565	60.3661	1.0923e-16
30	6.4247	73.7406	0.1757	14.1844	1.0027e-16
32	5.9276	45.2573	0.1255	103.2600	8.7706e-17
34	6.3326	38.3206	0.1644	177.4488	9.3859e-17
36	6.6454	73.7559	0.1784	18.8840	9.8413e-17
38	7.1015	53.8561	0.1289	100.5468	1.0767e-16
40	7.8489	56.0478	0.1713	178.1002	4.0298e-17

### IV.3 Caracterización de un transistor.

Como segundo ejemplo de la utilización del programa desarrollado en este trabajo, se presenta la medición de un transistor de microondas tipo P-IIEMT desarrollado por la compañía Fujitsu. El transistor número FHR20X es un dispositivo de movilidad electrónica elevada de bajo ruido fabricado en Arseniuro de Galio GaAs con una longitud de compuerta  $L_g=0.15\mu\text{m}$  y un ancho de compuerta  $W_g=100\mu\text{m}$ . El dispositivo es un chip realizado en tecnología coplanar, lo cual permite medirlo directamente mediante un sistema de prueba de obleas, empleando puntas de prueba coplanares. En la figura 60a se muestra el chip del transistor FHR20X y en la figura 60b se muestra el chip bajo prueba con las puntas coplanares posicionadas sobre el chip.



a)



b)

Figura 60 Transistor PIIEMT FHR20X (a) y el transistor bajo prueba (b).

Para caracterizar el transistor se efectúa la medición de tres grupos de parámetros empleando el programa de cómputo desarrollado:

1. Medición de parámetros estáticos
2. Medición de parámetros S
3. Obtención de parámetros de ruido

1. Medición de parámetros estáticos.- Para efectuar la caracterización de los parámetros estáticos, el programa controla las dos fuentes de voltaje Tektronix (PS5004 y PS5010), una para aplicar al dispositivo el  $V_{gs}$  y otra para el  $V_{ds}$ , las cuales para este transistor se varían respectivamente entre  $-0.9 \leq V_{gs} \leq 0$  en pasos de 0.1 v y de  $0 \leq V_{ds} \leq 3$  en pasos de 0.2 v. Para cada voltaje, se mide la corriente  $I_{ds}$  con uno de los multímetros Tektronix DM5120 y se obtienen las curvas voltaje – corriente (Curvas I-V) del dispositivo como se muestra en la figura 61, en conjunto con las características,  $I_{ds}$ - $V_{gs}$ , la transconductancia  $g_m$  y la conductancia de salida  $G_{ds}$  del transistor. Se puede observar que la  $I_{dss}$  es del orden de 27mA y la  $g_m$  máxima es de alrededor de 55mS.

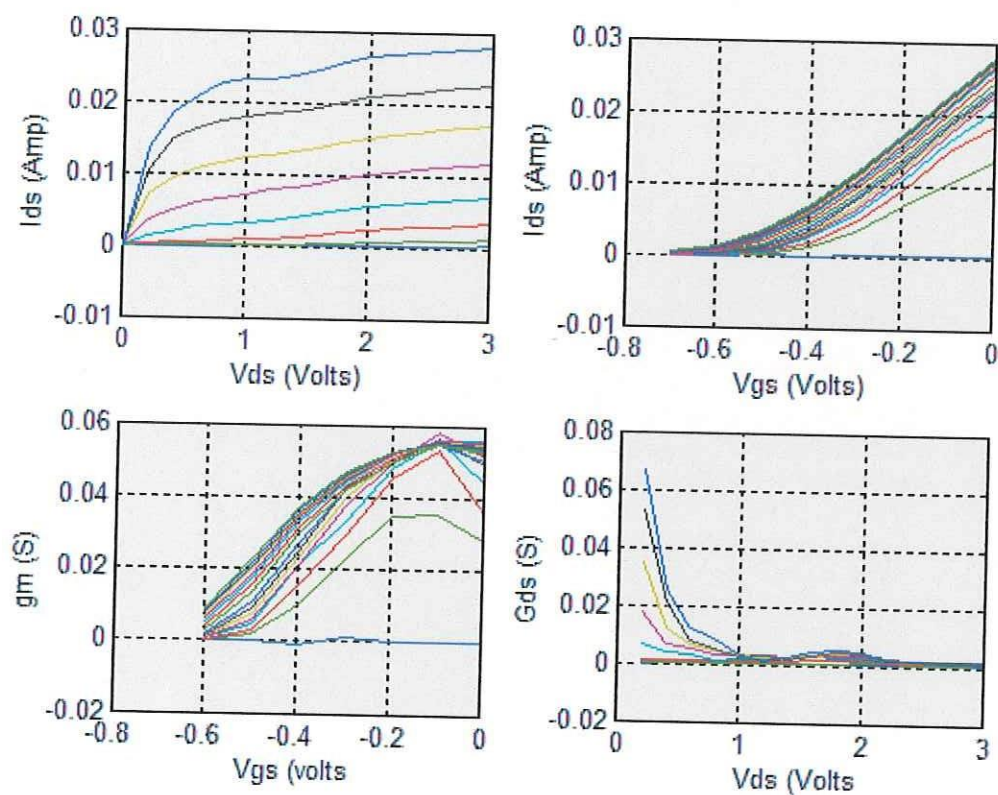


Figura 61 Características  $I_{ds}$ - $V_{ds}$ ,  $I_{ds}$ - $V_{gs}$ , transconductancia  $g_m$  y conductancia de salida  $G_{ds}$  del transistor FHR20X.

2. Medición de parámetros S.- Para obtener los parámetros S del transistor o dispositivo bajo prueba DBP, el programa controla al analizador de redes vectorial HP8510C que opera de 0.045 a 50 GHz. El analizador de redes se calibra de 1 a 42 GHz empleando la técnica LRM, estableciendo los planos de referencia en el centro de una línea de transmisión corta “Thru” y posteriormente efectuando un desplazamiento para mover los planos de referencia hacia las puntas de prueba coplanares. Para ello se sigue la rutina de calibración proporcionada anteriormente mostrada en la figura 39. Enseguida se coloca el dispositivo a medir, que en este caso es el transistor Fujitsu FHR20X. Una vez colocado el transistor, se activan las pantallas mostradas en las figuras 40 y 41 en donde se presenta la opción de polarizar al dispositivo. En esta opción, el programa controla las fuentes de voltaje para proveer los voltajes y corrientes necesarios para operar al dispositivo bajo prueba.

En la figura 62 se muestra el comportamiento de los parámetros S del transistor FHR20X en el intervalo de frecuencias de 1 a 42 GHz, para las condiciones de polarización  $V_{ds}=2v$  e  $I_{ds}=10mA$ . La figura 63 muestra los valores correspondientes a las magnitudes en dB y el comportamiento de fase de los parámetros S. En esta figura, las líneas continuas (color rojo) representan a  $S_{21}$  y  $S_{11}$ , mientras que las línea punteadas (color azul) indican a los parámetros  $S_{12}$  y  $S_{22}$ . Se puede observar que la ganancia ( $S_{21}$ ) tiende a disminuir con la frecuencia y además que los coeficientes de reflexión tienden a mejorar a frecuencias más elevadas.

### 3. Obtención de parámetros de ruido

Para obtener los parámetros de ruido del transistor FHR20X, se sigue la metodología proporcionada en la figura 25 y que se puede resumir como sigue:

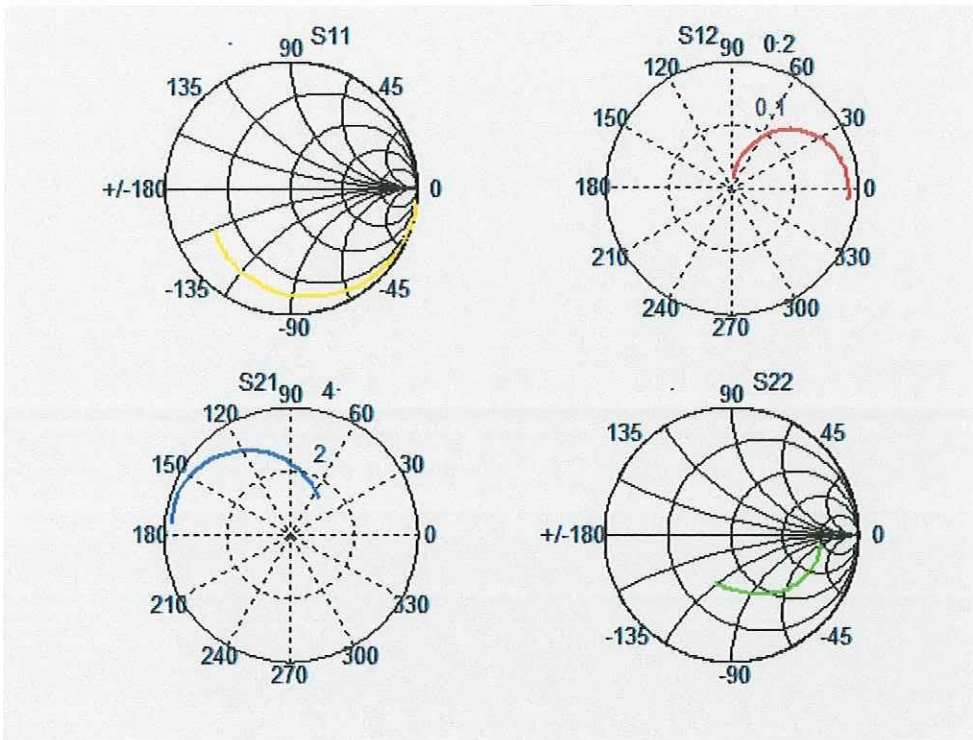


Figura 62 Parámetros S del transistor de 1 a 42 GHz para  $V_{ds}=2v$ ,  $I_{ds}=10mA$ .

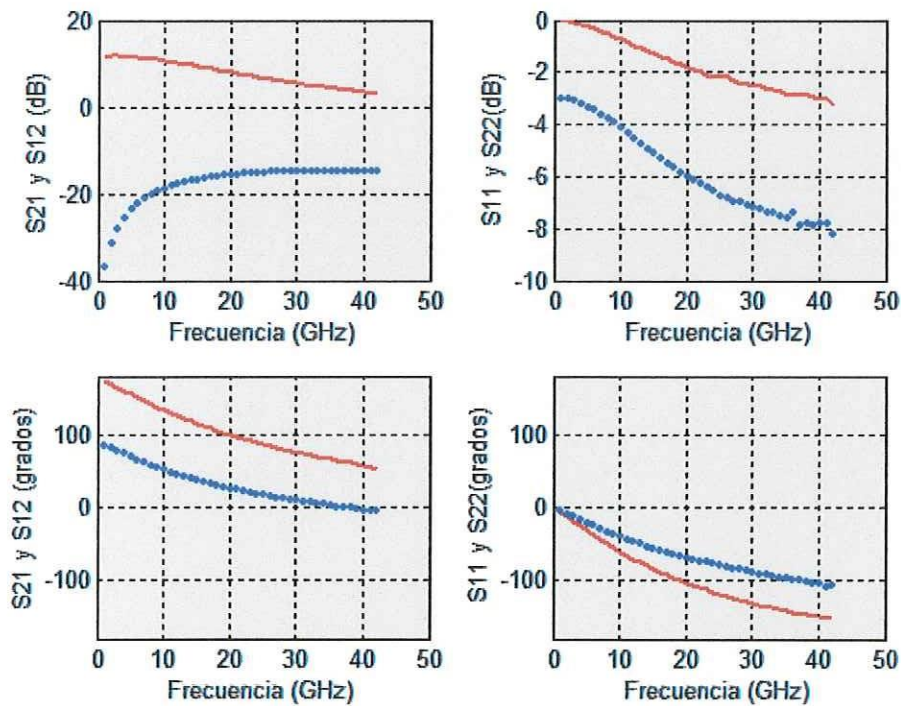


Figura 63 Magnitudes y fases de los parámetros S del transistor FHR20X.

- El primer paso consiste en efectuar una calibración coaxial tipo SOLT de acuerdo a las figuras 37 y 38. (Programa: CALIBRASOLT). Efectuar la medición del  $\Gamma_{GR}$  del generador de ruido apagado y encendido siguiendo el menú de la figura 37. (o de todos los generadores disponibles que se vayan a utilizar)(Programa: MIDEGR, Resultados: GRRUIDO). Los pasos 1 y 2 no es necesario efectuarlos si ya se midió el generador de ruido previamente.
- Calibrar el analizador de redes tipo LRM en las puntas de prueba coplanares con la pantalla mostrada en la figura 39 (Programa: CALIBRALRM). Este paso no será necesario si ya fue calibrado el analizador de redes previamente.
- Con el interruptor 1 en posición 2 y el interruptor 2 en posición 1, medir el coeficiente de reflexión del receptor con la punta 1 desplazada hasta el lado 2 del “Thru” +500fS (Programa: MIDEREC, Resultados: SREC). Este paso se puede obviar si ya se caracterizó el receptor previamente.
- Establecer la constelación y determinar posiciones del sintonizador mediante el menú de las figuras 42 y 43 (Programa: CONSCAM). Este paso no será necesario si ya se activó el programa CONSCAM previamente durante la caracterización del receptor.
- Presentar estándares SOLT en el plano del generador de ruido y medir el coeficiente de reflexión a la entrada del “Thru” con la punta 2 desplazada +500fS, y activando la pantalla de la figura 46. Esto se hace para cada punto de la constelación (Programa: CONESTAND, Resultados: GAMED..t.). Estos se utilizarán para determinar los parámetros “S” de la red de entrada, desde el generador de ruido hasta la punta 1.
- Calcular los parámetros “S” y las pérdidas de la red de entrada mediante el menú de la figura 46.(Programa: PERDIDAS).
- Medir los coeficientes que se presentarán al transistor para cada punto de la constelación con el generador de ruido en encendido  $\Gamma_{STe}$  y apagado  $\Gamma_{STa}$  siguiendo el menú dado en la figura 42 bajo la opción “Medir coeficientes”. Colocar el interruptor 1 en posición 1 y el interruptor 2 en la posición 2. Esto se hace con la punta 2 desplazada hacia el lado 1 del “Thru” +500fS. (Programa: MIDECONS, Resultados: CONSTELTA y CONSTELTE). Es posible medir los coeficientes de manera simultánea para el plano del transistor y para el plano del receptor, seleccionando la opción “ambos” y así ahorrar tiempo.
- Calibrar el medidor de ruido. Esto se realiza con ambos interruptores en la posición 1 y el (los) generador(es) de ruido conectado(s) siguiendo el menú y pantallas mostradas en la figuras 47 a la 50. (Programa: CALIBRARUIDO, Resultados: CALDATA).
- Colocar el transistor a medir en la base de pruebas, polarizarlo y medir sus parámetros “S” activando el menú y pantalla de las figuras 40 y 41.
- Calcular la ganancia disponible del dispositivo  $G_{DBPa,e}$  con los parámetros “S” y los coeficientes de reflexión presentados a su entrada  $\Gamma_{STa}$  y  $\Gamma_{STe}$  con el generador de ruido en apagado y encendido.
- Calcular los factores de desacoplamiento  $\mu_1$  y  $\mu_2$  a la entrada y salida del DBP. (Programa: DESACOPLA).
- Medir el ruido total del sistema  $F_{TOT}$  para todos los puntos de la constelación. (Programa: MIDERUIDO, Resultados: MRUIDOTR). Esto se hace siguiendo el menú mostrado en la figura 53.

- Leer los parámetros de ruido del receptor y calcular la contribución de ruido del receptor.(Archivo: RPRREC).
- Efectuar corrección del ruido para determinar el ruido en el plano del transistor.
- Aplicar método de extracción de parámetros de ruido siguiendo el menú de la figura 54. (Programa: EXTRAE, Resultados: RESULT).

Todos los pasos anteriores se pueden realizar con el programa desarrollado descrito en la sección III.7 y en las figuras 33 a la 54. Como ejemplo de la aplicación del programa, a continuación se presentan resultados obtenidos de la caracterización del transistor FHR20X a la frecuencia de 40 GHz.

En primer lugar, se miden los coeficientes de reflexión presentados al transistor, correspondientes a una constelación de 21 puntos y se almacenan en el archivo CONSTELTA con el generador de ruido apagado y en el archivo CONSTELTE con el generador encendido. La Tabla XVII presenta los resultados almacenados en el archivo CONSTELTA correspondientes a una constelación de 21 puntos, donde se proporcionan la magnitud (MagDes) y fase deseada (FasDes), las posiciones del sintonizador ( $P_2$  y L), la magnitud (MagMed) y fase medida (FaseMed) y la diferencia en magnitud (Dm) y la diferencia en fase (Df) para cada punto de la constelación. Se puede observar una gran cercanía entre los coeficientes deseados y los medidos con una diferencia máxima en magnitud de 0.108 y en fase de 19.928 grados. Estas diferencias se pueden apreciar en la figura 64, las cuales se deben a problemas de desacoplamiento y a la no linealidad del sintonizador. Sin embargo, lo importante es obtener con gran precisión los valores de los coeficientes de reflexión medidos.

La figura 65 muestra la constelación numerada para las condiciones del generador de ruido apagado (azul) y encendido (rojo), en donde se puede apreciar que algunos coeficientes no cambian al encender o apagar el generador de ruido.

**Tabla XVII.- Datos del archivo CONSTELTA para una constelación de 21 puntos**

Punto	MagDes	FaseDes	P <sub>2</sub>	L	MagMed	FaseMed	Dm	Df
1	0.118	100	4700	0	0.069	119.928	0.049	19.928
2	0.55	-112.5	149	1821	0.452	-114.1	0.098	1.6
3	0.325	-112.5	701	1886	0.226	-113.989	0.099	1.489
4	0.45	-135	335	2058	0.376	-138.992	0.074	3.992
5	0.55	-157.5	153	2216	0.467	-161.703	0.083	4.203
6	0.325	-157.5	731	2279	0.246	-165.699	0.079	8.199
7	0.525	157.5	120	2570	0.485	156.05	0.04	1.45
8	0.3	157.5	751	2644	0.271	152.93	0.029	4.57
9	0.4	135	376	2797	0.387	134.547	0.013	0.453
10	0.525	112.5	58	2884	0.493	117.212	0.032	4.712
11	0.3	112.5	686	51	0.302	114.24	0.002	1.74
12	0.5	67.5	18	285	0.481	69.456	0.019	1.956
13	0.275	67.5	725	389	0.28	79.89	0.005	12.39
14	0.375	45	377	535	0.36	54.146	0.015	9.146
15	0.5	22.5	18	622	0.463	25.934	0.037	3.434
16	0.275	22.5	730	734	0.254	41.406	0.021	18.906
17	0.56	-22.5	18	978	0.472	-20.845	0.088	1.655
18	0.35	-22.5	542	1082	0.29	-8.742	0.06	13.758
19	0.475	-45	180	1236	0.409	-39.733	0.066	5.267
20	0.56	-67.5	106	1392	0.452	-63.816	0.108	3.684
21	0.35	-67.5	619	1473	0.251	-57.09	0.099	10.41

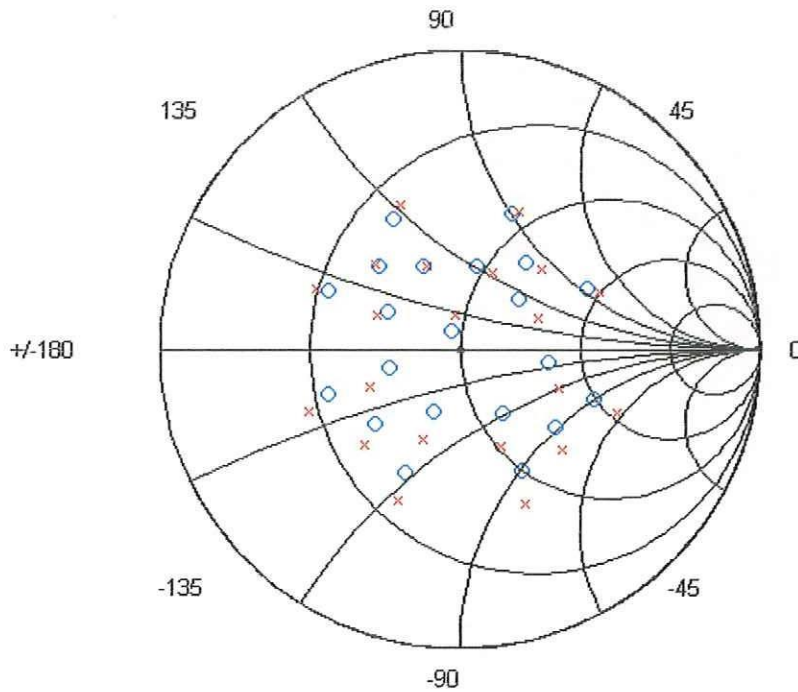


Figura 64 Comparación entre la constelación descaída (X) y la medida (O).

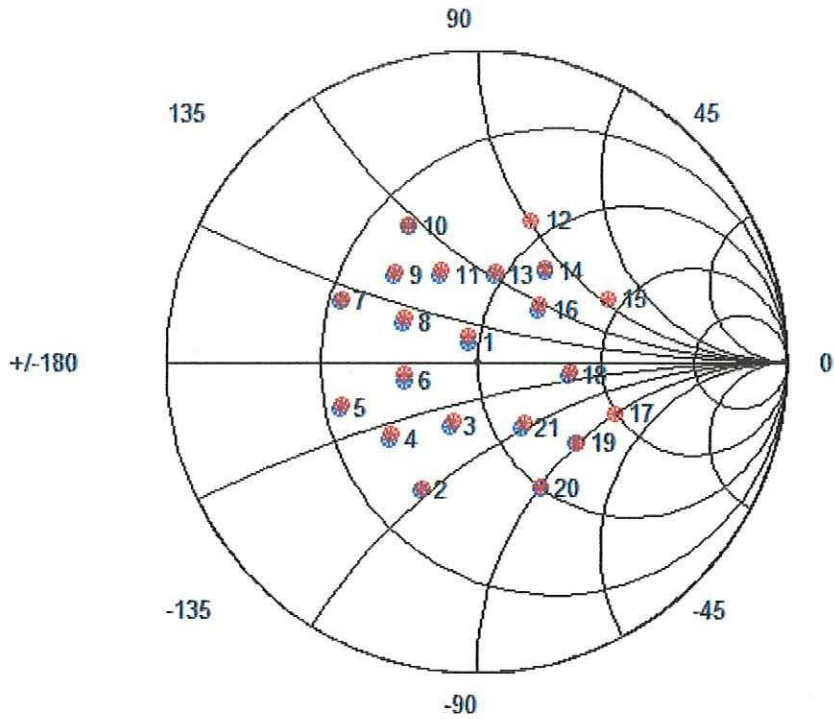


Figura 65 Constelación con el generador de ruido apagado (azul) y encendido (rojo).

La Tabla XVIII proporciona resultados de la medición del ruido total del sistema con el transistor insertado, para todos los puntos de la constelación a la frecuencia de 40 GHz. Al medir, se almacenan los resultados en el archivo (MRUIDOTR). En esta Tabla, la primera columna representa la frecuencia de medición, la segunda columna la figura de ruido en dB (Fruido(dB)), en la tercera y cuarta columnas, se encuentran las potencias de ruido medidas con el generador de ruido apagado y encendido respectivamente. El ruido medido corresponde al ruido del transistor con las pérdidas a su entrada y con la contribución de ruido del receptor.

**Tabla XVIII. Resultados de la medición de ruido del transistor a 40 GHz.**

Frec(Hz)	Fruído(dB)	Potencia(a)	Potencia(e)
40E+9	12.626	44.381	46.782
40E+9	19.669	44.335	44.937
40E+9	14.09	44.364	46.201
40E+9	16.544	44.221	45.378
40E+9	19.329	44.203	44.821
40E+9	14.17	44.261	46.141
40E+9	19.989	44.462	44.989
40E+9	14.163	44.28	46.121
40E+9	15.902	44.314	45.69
40E+9	26.208	44.244	44.385
40E+9	14.721	44.251	45.875
40E+9	28.769	44.219	44.312
40E+9	14.573	44.248	45.924
40E+9	16.436	44.303	45.536
40E+9	28.383	44.584	44.67
40E+9	13.762	44.383	46.367
40E+9	24.787	45.223	45.414
40E+9	13.13	44.691	46.917
40E+9	15.29	45.152	46.616
40E+9	18.362	45.16	45.951
40E+9	13.248	44.681	46.823

La Tabla XIX muestra resultados de las mediciones de ruido del transistor FHR20X a 40 GHz para la constelación de 21 puntos. La primera columna presenta el punto de la constelación, enseguida se proporcionan los valores de las magnitudes y fases de los coeficientes de reflexión proporcionados al transistor con el generador de ruido apagado ( $\text{Mag}\Gamma_{\text{STA}}$  y  $\text{Ang}\Gamma_{\text{STA}}$ ). Las siguientes columnas muestran las pérdidas de la red de entrada con el generador de ruido en apagado y encendido (PerdA y PerdE). La siguiente columna indica la ganancia disponible del transistor (Gdbp). Las últimas dos columnas representan a las figuras de ruido medidas (corregidas por los desacoplamientos) y las corregidas finales (sin pérdidas) en el plano del receptor. Las columnas 2, 3 y la 8 se utilizan para extraer los parámetros de ruido del receptor.

**Tabla XIX.- Datos necesarios para extraer los parámetros de ruido**

Punto	Mag $\Gamma_{STA}$	Ang $\Gamma_{STA}$	Perd A	Perd E	Gdbp	Fr Med.	Fr Corr.
1	0.069	119.928	-7.0914	-7.1841	4.6343	12.399	5.3076
2	0.452	-114.1	-9.7365	-10.0979	2.9227	15.112	8.0207
3	0.226	-113.989	-7.2671	-7.3705	3.9725	13.6256	6.5343
4	0.376	-138.992	-8.0705	-8.3687	4.5468	13.5761	6.4847
5	0.467	-161.703	-4.6348	-5.9311	5.7959	13.0744	5.983
6	0.246	-165.699	-7.2042	-7.335	5.442	12.3176	5.2263
7	0.485	156.05	-8.177	-7.4719	7.6474	11.1225	4.0311
8	0.271	152.93	-7.8221	-7.9202	6.0981	11.3355	4.2441
9	0.387	134.547	-9.9659	-9.9072	6.4767	10.7179	3.6265
10	0.493	117.212	-11.4474	-10.112	5.82	10.5796	3.4882
11	0.302	114.24	-8.905	-8.9956	5.4154	11.1929	4.1015
12	0.481	69.456	-14.7631	-13.1134	2.7266	13.0814	5.99
13	0.28	79.89	-9.042	-9.1786	4.1562	12.1271	5.0357
14	0.36	54.146	-11.5264	-11.6209	2.871	13.2948	6.2035
15	0.463	25.934	-34.9466	-34.3946	1.1747	15.353	8.2617
16	0.254	41.406	-9.1077	-9.1871	3.1451	13.3438	6.2525
17	0.472	-20.845	-18.3445	-17.671	0.4627	17.2391	10.1477
18	0.29	-8.742	-10.3425	-10.3263	2.1499	14.9283	7.837
19	0.409	-39.733	-16.3259	-16.0501	1.1483	16.695	9.6037
20	0.452	-63.816	-13.3223	-13.0328	1.1129	17.0384	9.9471
21	0.251	-57.09	-8.9477	-8.9448	2.6488	14.837	7.7457

La figura 66 muestra la ganancia disponible del transistor para las condiciones del generador de ruido apagado (azul), encendido (rojo) y el parámetro  $S_{21}$  en dB (verde). Se puede apreciar que la mayor ganancia se obtiene para el punto 7 y que la ganancia no cambia de manera significativa con el estado del generador de ruido.

La Tabla XX muestra los resultados finales de la extracción de los parámetros de ruido del transistor a la frecuencia de 40 GHz. En la primera columna se muestra la frecuencia de medición, le sigue la figura de ruido mínima ( $F_{min}$ ), la resistencia equivalente de ruido ( $R_n$ ), la magnitud ( $|\Gamma_0|$ ) y fase ( $\angle\Gamma_0$ ) del coeficiente de reflexión óptimo, la magnitud y fase del conjugado del parámetro  $S_{11}$ , la constante KGB y en las dos últimas columnas se muestra la diferencia máxima ( $Dif_m$ ) y el error total (Error) entre la figura de

ruido medida y la calculada con los parámetros de ruido obtenidos. Se puede notar que la diferencia máxima es: 0.7450 y el error total es: 5.8304.

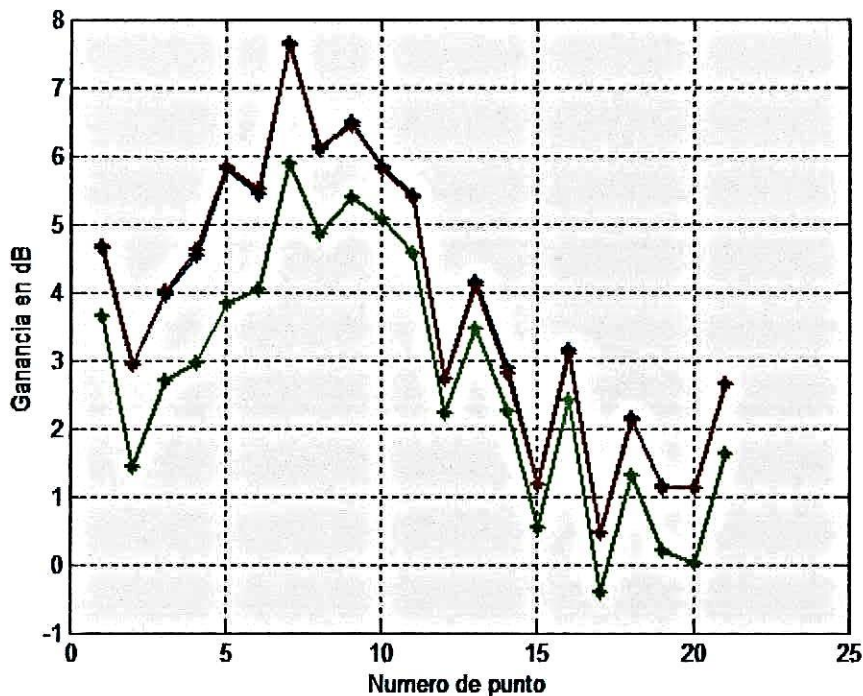


Figura 66 Ganancia disponible del DBP en apagado (azul), encendido (rojo) y S<sub>21</sub> en dB (verde) para los puntos de la constelación.

Tabla XX.- Parámetros de ruido del transistor a 40 GHz (21 puntos).

Frec	Fmin	Rn	$ \Gamma_0 $	$\angle\Gamma_0$	$ S_{11}^* $	$\angle S_{11}^*$	KGB	Dif_m	Error
40.00	2.5824	41.3832	0.5411	135.2738	0.7090	149.8170	2.1579e-17	0.7450	5.8304

En la figura 67 se muestra la diferencia o error entre la figura de ruido medida y la calculada para cada punto de la constelación. Se puede apreciar que los puntos 2, 7, 9 y 12 son los que proporcionan mayor error. Eliminando esos puntos y los que muestran mayor error hasta dejar solo 8 puntos (1, 3, 5, 6, 13, 16, 18 y 21), los parámetros de ruido cambian como se muestra en la Tabla XXI, donde se puede observar que la diferencia máxima se reduce a: 0.1379 y el error total se reduce a: 0.4842.

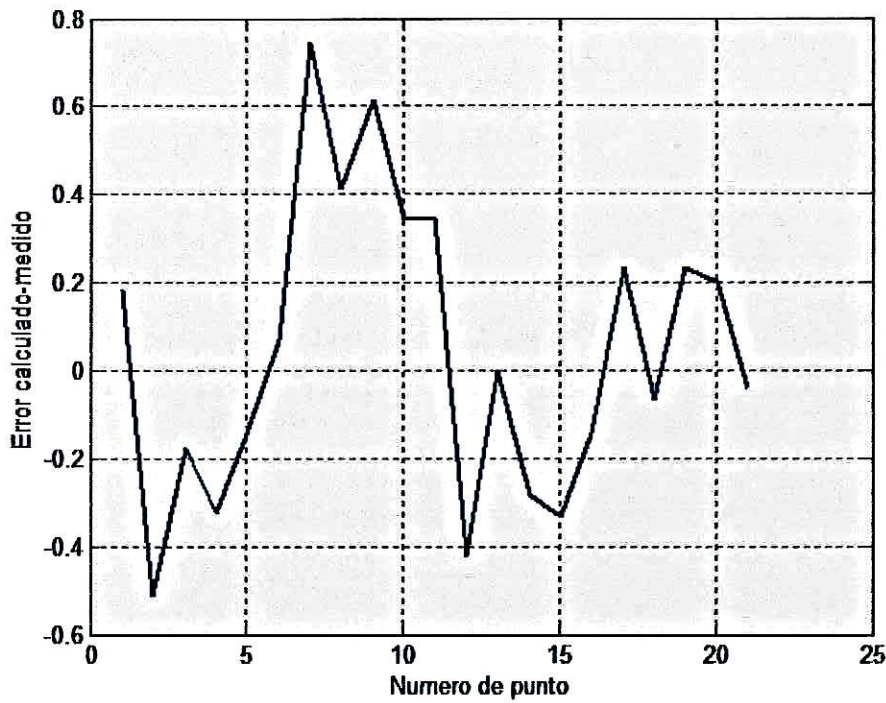


Figura 67 Error entre la figura de ruido medida y calculada del transistor

Tabla XXI.- Parámetros de ruido del transistor a 40 GHz (constelación 8 puntos).

Frec	Fr	Rn	$ \Gamma_0 $	$\angle\Gamma_0$	$ S_{11}^* $	$\angle S_{11}^*$	KGB	Dif_m	Error
40.00	2.0554	31.9044	0.6423	135.0670	0.7090	149.8170	2.1580e-17	0.1379	0.4842

Finalmente, la figura 68 presenta la constelación final de 8 puntos, con los círculos de ruido constante en pasos de 0.5 dB partiendo de la figura de ruido mínima de 2.055dB.

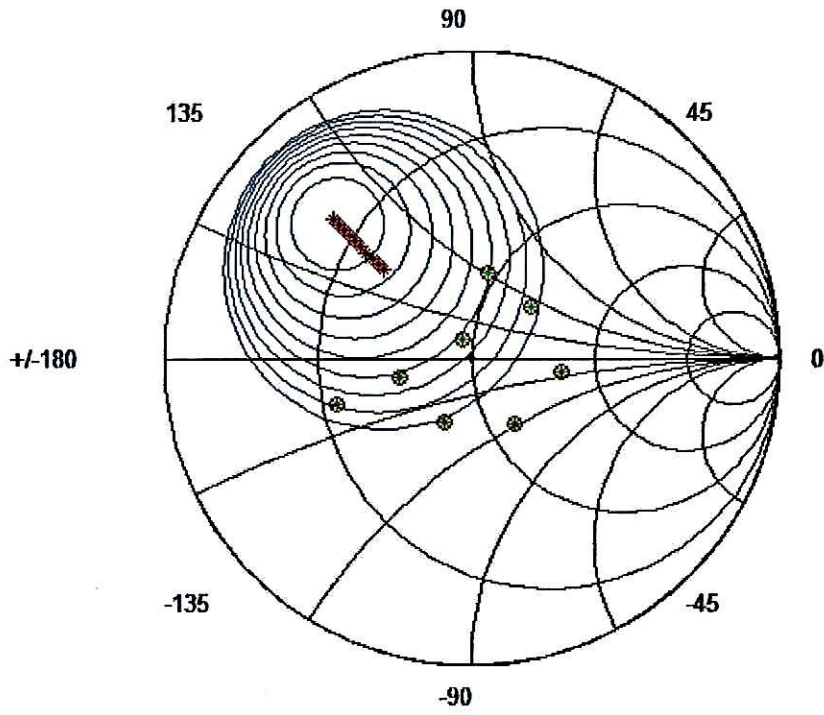


Figura 68 Círculos de ruido del transistor en pasos de 0.5 dB.

## **V. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES**

### **V.1 Conclusiones.**

En este trabajo de tesis se presentaron los fundamentos y conceptos básicos relacionados con las diferentes definiciones de ruido, con los mecanismos de generación de ruido, así como con los métodos y fundamentos de medición de ruido a frecuencias de microondas. Se describió el principio de medición y se presentaron diferentes alternativas y configuraciones de bancos de mediciones, empleados en la medición de parámetros estáticos, parámetros "S" y de ruido de transistores de microondas.

Se presentó el banco de medición propuesto para realizar las mediciones de ruido de manera automatizada, describiendo de cada uno de los componentes que lo integran sus características principales y los comandos necesarios para controlarlos. Se presentaron resultados de la medición de los componentes que forman parte del banco de medición, y comprobó la excelente repetitividad del sintonizador de microondas utilizado. Se describió con detalle la metodología empleada para la medición de ruido y la utilizada para la extracción de los parámetros de ruido.

Se describió el programa de cómputo desarrollado en este trabajo de tesis para la medición automatizada de transistores de microondas y que opera bajo la plataforma MATLAB. El programa permite controlar los diferentes equipos que conforman el banco de medición, adquirir los datos resultantes de las mediciones, procesar los datos y efectuar el proceso de extracción matemática de los parámetros de ruido, así como también presentar los resultados en forma de tablas o gráficas de manera automática.

Se presentaron dos ejemplos de la aplicación del programa de cómputo desarrollado en este trabajo, requerido para la automatización de un banco de medición de ruido de dispositivos de microondas. Se presentaron resultados de la medición del receptor que forma parte del sistema de medición, proporcionando resultados con excelente precisión dentro de la banda de 18 a 40 GHz.

Además, se describió el proceso de caracterización de un transistor de alta movilidad electrónica tipo P-HEMT, proporcionando resultados de la caracterización de parámetros estáticos donde se muestran sus características voltaje - corriente, los parámetros dinámicos en función de la frecuencia, presentando el comportamiento de los parámetros "S" del transistor en la banda de 1 a 42 GHz. Por último se proporcionan resultados obtenidos del proceso de medición y extracción de parámetros de ruido del transistor a la frecuencia de 40 GHz.

## **V.2 Contribuciones.**

Las principales contribuciones de este trabajo de tesis son:

- Configuración del banco para la medición de transistores.
- El control y caracterización del sintonizador de impedancias.
- El desarrollo de un algoritmo de posicionamiento del sintonizador.
- El desarrollo del software para la medición automatizada de transistores.
- La presentación de la metodología sistemática utilizada para la caracterización de transistores de microondas y ondas milimétricas.

- La presentación de resultados de la medición de ruido de un receptor y un transistor a frecuencias con longitudes de ondas milimétricas hasta 40 GHz y con excelente precisión.

### **V.3 Recomendaciones.**

Controlar los interruptores con la computadora para hacer el proceso de medición totalmente automático.

Profundizar en la caracterización del sintonizador para tratar de mejorar la precisión en el posicionamiento del sintonizador.

Se recomienda además, continuar con el estudio de las metodologías de medición y extracción de parámetros de ruido de transistores para tratar de mejorar aún más la precisión y reducir el tiempo de las mediciones.

## REFERENCIAS.

1. Pérez P. L. A., "Desarrollo de un programa computacional para la medición automatizada de transistores de microondas", Tesis de Licenciatura, Fac. de Ingeniería UABC, 92pp., agosto 2002.
2. Velázquez Ventura Arturo, "Diseño y construcción de amplificadores con GaAs FETs de bajo ruido para comunicaciones vía satélite", . Tesis de maestría, CICESE, dic., 1980.
3. Medina Monroy José Luis, "Diseño y construcción de la etapa de potencia de un amplificador para recepción de señales vía satélite". Tesis de maestría, CICESE, marzo, 1982.
4. Medina José Luis, Velázquez V. Arturo, Serrano Arturo, Covarrubias R. David, "Prototipo Base para la Industrialización de un Amplificador de Bajo Ruido Utilizado en Sistemas de Recepción de Estaciones Terrenas Vía Satélite", Reporte de Proyecto BID-CONACYT, 110 pp. mayo 1985.
5. Arzeta Armenta Oscar, "Diseño y construcción de un amplificador de bajo ruido para recepción de señales vía satélite en banda Ku". Tesis de maestría, CICESE, marzo, 1988.
6. Maya Sánchez María del Carmen, "Estudio comparativo entre diferentes técnicas de extracción de los parámetros de ruido del TEC GaAs. Tesis de maestría, CICESE, feb., 1998.
7. Enciso A. Mauro Alberto, "Medición automatizada del factor de ruido del TEC GaAs mediante el método de impedancias múltiples", Tesis de maestría, CICESE, feb., 1998.
8. Hernández Balbuena Daniel, "Diseño y construcción con tecnología coplanar de un preamplificador de bajo ruido en la banda de 36 a 40 GHz de telecomunicaciones", Tesis de maestría, CICESE agosto de 1999.
9. Hernández B. D., Medina M., J.L, Alvarez G. E., Chavez P. R.A., "Medición de parámetros de ruido de transistores P-HEMT a frecuencias de microondas y ondas milimétricas", Congreso de Instrumentación SOMI XIV, pp. 183-188, octubre 1999.
10. 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.

11. Archer J.W., Batchelor R.A, "Fully automated on-wafer noise characterization of GaAsMESFET's and HEMT's" IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, no.2 , pp. 209-216, 1992.
12. Pradell, L. "Determination of transistor noise parameters from noise figure and s-parameter measurements," Microwave Engineering Europe, January/February, 1991, pp. 37 - 43.
13. Anón, "Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements," Hewlett-Packard Application Note 57-1, Palo Alto, CA, July, 1983.
14. Medina M. J. L., "Caracterización de dispositivos y Componentes de microondas", Notas de curso CICESE, ene-abr. 2003.
15. Chong. "Understand noise-figure measurements," Microwave & RF, pp. 91 – 96, February, 1994.
16. Kuhn, J. Nicholas. "Curing a subtle but significant cause of Noise Figure error," Microwave Journal, June 1984, pp. 85-98.
17. Adamian, Vahe. "Verification of the noise parameter instrumentation," 49th ARFTG Conference Digest, Spring 1997, pp. 181 - 190.
18. Anón, "Noise Measurements using the computer controlled microwave tuner (CCMT) System." Focus Microwave Inc. Application Note 1-90. Quebec, Canada.
19. Lane, "The determination of Device Noise Parameters", Proceedings IEEE, vol. 57, august 1969, pp. 1461-1462.
20. Anón, "*Network Analyzer HP8510*", Hewlett Packard Network Analyzer System Manual (1991), p.p. 1-1 a 10-5.
21. G.F. Engen and C.A. Hoer, "Thru-Reflect-Line: an improved technique for calibration the dual six-port Automatic Network Analyzer", IEEE MTT 27, (12), 987-993, (1979).
22. D. Rytting, "An analysis of vector measurement accuracy enhancement techniques", HP RF & Microwave Symp. 21pp, 1982.
23. "PS 5004 Instrument Interfacing Guide" Tektronix, Instruction Manual, Part No. PS5004/B012130 first printing Jan 1984, Revised Aug 1988.
24. "PS 5010 Programmable Power Supply" Tektronix, Instruction Manual, Part No. PS5010/B033424 first printing Jun 1981, Revised Apr 1988.

25. "DM 5120/5520 Programmable Digital Multimeter" Tektronix, Instruction Manual, Part No.070-7240-00, first printing Sep 1988, Revised Nov 1988.
26. Anón, "HP 8970A Noise Figure Meter", Hewlett Packard User Manual No. 08970-90014 (may 1985), p.p. 1-1 a 3-150.
27. Anón, "Tuner controller MT986-49", Maury Microwave Operating Manual ( may 1988), 12 p.p.
28. Anón, "HP8360 Synthesized Sweepers", Hewlett Packard User's Handbook No. 08360-90070 (nov. 1991) 6 Ed., p.p. 1-3 a 1-114.