

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN
SUPERIOR DE ENSENADA, BAJA CALIFORNIA**



**PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS
EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**Caracterización de ruido en dispositivos activos saturados en
ganancia**

Tesis

para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
Maestro en Ciencias

Presenta:

Víctor Hugo Castañeda Miranda

Ensenada, Baja California, México

2014

Tesis defendida por

Víctor Hugo Castañeda Miranda

y aprobada por el siguiente comité

Dra. María del Carmen Maya Sánchez
Director del Comité

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández
Miembro del Comité

M. en C. José de Jesús Ibarra Villaseñor
Miembro del Comité

Dr. Pedro Negrete Regagnon
Miembro del Comité

Dr. César Cruz Hernández
*Coordinador del Programa de
Posgrado en Electrónica y Telecomunicaciones*

Dr. Jesús Favela Vara
Director de Estudios de Posgrado

Diciembre de 2014

Resumen de la tesis que presenta Víctor Hugo Castañeda Miranda como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones.

Caracterización de ruido en dispositivos activos saturados en ganancia

Resumen elaborado por:

Víctor Hugo Castañeda Miranda

El ruido se define como una perturbación indeseada que se superpone a una señal útil y está presente en sistemas de comunicación. Existen diferentes tipos de ruido como ruido térmico, ruido de difusión, ruido de disparo, etc. Estos tipos de ruido se clasifican según su origen.

El diseño del amplificador de bajo ruido (LNA) es desarrollado en condiciones lineales, pero al procesar varias señales se podría llegar a saturar. En la literatura se reporta el comportamiento del LNA bajo condiciones lineales, pero ha sido poco estudiado en condiciones de saturación. Los amplificadores de microondas que operan bajo condiciones no-lineales generan distorsión y puede variar y aumentar el factor de ruido (F). Por lo que el propósito de esta tesis es conocer el comportamiento del LNA bajo condiciones de saturación, para ello es necesario conocer F o los parámetros de ruido del LNA.

Para caracterizar el LNA es necesario implementar un sistema que además de medir el nivel de ruido, pueda saturar el dispositivo bajo prueba (DUT). En este sentido en esta tesis se desarrolla un sistema que permite caracterizar el DUT en régimen lineal y no-lineal. El banco de mediciones implementado está basado en el propuesto por Chambon (Chambon *et al.* (2007)). Se realizaron las modificaciones necesarias para optimizar las características y respuesta del sistema. Dicho banco de medición es capaz de medir el factor ruido del DUT en condiciones lineales y no-lineales. Se realizaron mediciones de potencia de entrada contra potencia de salida de DUT activos, donde se observa la saturación conforme la potencia de entrada incrementa, lo que lleva a una compresión en ganancia y un incremento en el factor de ruido. Se presentan los parámetros de ruido utilizando técnicas basadas en múltiples impedancias.

Palabras Clave: **Caracterización de ruido, parámetros de ruido, saturación de ganancia**

Abstract of the thesis presented by Víctor Hugo Castañeda Miranda as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Master in Sciences in Electronics and Telecommunications.

Noise characterization of active devices with gain saturation

Abstract by:

Víctor Hugo Castañeda Miranda

Noise is defined as an unwanted disturbance superimposed on a useful signal, and it is presented in communication systems. There are different types of noise such as thermal noise, noise diffusion, shot noise, etc. These types of noise are classified according to their origin.

The LNA design is developed under linear conditions; but when the LNA processes several signals, it might saturate. The microwave amplifiers operating under nonlinear conditions generate distortion, and their noise factor (F) might change and increase. In literature, results of the LNA behavior under linear conditions are reported; but to the best of the author knowledge, not many results have been presented of the LNA operating under saturated conditions. Therefore, the purpose of this thesis is to investigate about the behavior of LNA under saturated conditions; and this requires measurements of the LNA noise factor or of the noise parameters.

To characterize the LNA is necessary to implement a measurement system, which besides to measure the noise factor, will be able to saturate the device under test (DUT). In this sense, in this thesis a system for characterizing of DUT in linear and non-linear regime is implemented. The measurements setup is based on the system proposed by Chambon (Chambon *et al.* (2007)). In order to improve the system characteristics some changes have been made. The system has the capability for measuring the noise factor of DUTs in linear and non-linear conditions. Also, input and output power measurements of active devices are developed, where a gain saturation and noise factor increment is observed when input power increases. The noise parameters are computed using multiple impedance techniques.

Keywords: **Noise characterization, noise parameters, gain saturation**

Dedicatoria

A mi padre José Amador Castañeda García.

Agradecimientos

Al pueblo de México, por su apoyo financiero a través del CONACyT.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada que me permitió formar parte de esta gran institución.

Agradezco a mis padres y hermanos por su apoyo incondicional, así como también a mis compañeros y amigos quienes siempre me ayudaron en diferentes circunstancias.

Un agradecimiento muy especial a la Dra. María del Carmen Maya Sánchez, quien desde el inicio hasta el final de la maestría me ayudo en incontables ocasiones, desde mi formación académica, como directora de tesis y en cuestiones personales siempre me brindo su apoyo.

A el Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández, quien fue mi profesor y sinodal de tesis, le agradezco por toda la ayuda que me brindo a lo largo de mi formación académica y su gran apoyo en lo personal.

A el M. En C. José de Jesús Ibarra Villaseñor, quien fue mi profesor y sinodal de tesis, la agradezco por el apoyo en el desarrollo de mi tema de tesis.

A el Dr. Pedro Negrete Regagnon, quien fue mi sinodal de tesis, la agradezco por la ayuda brindada en mi tesis.

A todos los profesores que me instruyeron a lo largo de mi formación académica y gracias a los cuales obtuve el conocimiento que me permite estar mejor preparado para el mundo laboral.

Tabla de contenido

	Página
Resumen en español	iii
Resumen en inglés	iv
Dedicatoria	v
Agradecimientos	vi
Lista de figuras	viii
Lista de tablas	x
1. Introducción	1
1.1. Antecedentes	2
1.2. Objetivo general	4
1.3. Organización del trabajo	4
2. Factor de ruido y parámetros de ruido	5
2.1. Principios del factor de ruido	5
2.2. Técnica de carga fría	8
2.3. Parámetros de ruido	12
2.3.1. Figura de ruido mínima (F_{min})	12
2.3.2. Resistencia de ruido equivalente (R_n)	13
2.3.3. Coeficiente de reflexión óptimo (Γ_{opt})	13
2.4. Factor de ruido en función de los parámetros de ruido.	13
2.5. Sintonizador de impedancias	14
3. Esquema lineal	18
3.1. Caracterización de dispositivos pasivos (atenuadores) y activos (LNA)	24
3.1.1. Atenuadores	24
3.1.2. Amplificadores	26
4. Esquema de saturación	35
4.1. Análisis de resultados.	49
5. Conclusiones	50
5.1. Aportaciones.	51
5.2. Trabajo a futuro.	52
Lista de referencias	53
A. Técnicas de extracción de los parámetros de ruido	55
A.1. Técnica de impedancias múltiples	55
A.1.1. Técnica de Lane	56
A.1.2. Técnica de Vasilescu	59
A.2. Técnica de impedancia adaptada F_{50}	61
B. Hoja de datos del amplificador CENTELLAX	65

Lista de figuras

Figura		Página
1.	P_S a la salida de un DUT contra temperatura de ruido de una impedancia conectada a la entrada.	6
2.	Temperatura efectiva (T_e) en un DUT.	7
3.	Sistema de medida empleando la técnica de carga fría.	9
4.	Factor de ruido en función de Γ_S	12
5.	Software para el control del Tuner.	14
6.	Constelación de Γ 's.	16
7.	Repetitividad del Tuner Focus	17
8.	Banco de medición lineal.	18
9.	Banco de medición lineal implementado	19
10.	Factor de ruido del receptor.	21
11.	Parámetros de ruido del receptor.	22
12.	Pérdidas del bloque de entrada del receptor.	23
13.	(kG_0B) del receptor.	23
14.	constelación de 13 Γ 's	24
15.	Factor de ruido y pérdidas de un atenuador de 10 dB	25
16.	Factor de ruido y pérdidas de un atenuador de 6 dB	26
17.	Montaje de MAR1 con atenuador de 10 dB a la entrada	27
18.	Atenuador de 10 dB en cascada con amplificador MAR1	27
19.	Factor de ruido del atenuador de 10 dB en cascada con MAR1	28
20.	Factor de ruido del atenuador de 10 dB	29
21.	Factor de ruido del amplificador MAR1	30
22.	Montaje de Centellax con atenuador de 3 dB a la entrada	31
23.	Atenuador de 3 dB en cascada con amplificador CENTELLAX	31
24.	Factor de ruido del atenuador de 3 dB en cascada con CENTELLAX	32
25.	Factor de ruido del atenuador de 3 dB	33
26.	Factor de ruido del amplificador CENTELLAX.	34
27.	Banco de medición no-lineal.	35
28.	Banco de medición no-lineal implementado	36
29.	Esquema del acoplador direccional	37

Lista de figuras (continuación)

Figura	Página
30. (a) Pin Vs P sintetizador, (b) pérdidas Vs P sintetizador	37
31. Censo de potencia en puntos de interés del banco no-lineal.	38
32. Censo de potencia en el punto 2.	38
33. Censo de potencia en el punto 3.	39
34. Censo de potencia en el punto 1.	39
35. (a) Pout Vs P sintetizador, (b) pérdidas Vs P sintetizador	40
36. Censo de potencia en el punto 4.	40
37. Censo de potencia en el punto 5.	41
38. Factor de ruido del receptor del banco no-lineal.	42
39. Parámetros de ruido del receptor del banco no-lineal.	43
40. Pérdidas del bloque de entrada del receptor del banco no-lineal.	44
41. (kG_0B) del receptor del banco no-lineal.	44
42. Resultados Pin Vs Pout del Centellax con atenuador de 2.6 dB.	45
43. Factor de ruido del amplificador Centellax con atenuador de 2.6 dB en saturación.	45
44. Factor de ruido del DUT contra la potencia del sintetizador.	46
45. Parámetros de ruido del DUT contra la potencia del sintetizador.	46
46. Parámetros de ruido del DUT a la frecuencia central del filtro.	47
47. G del DUT en saturación.	47
48. Ganancia del DUT contra la potencia del sintetizador.	48
49. Ganancia y factor de ruido del DUT contra la potencia del sintetizador a (F_0)	48
50. Circuito eléctrico equivalente.	62
51. Configuraciones del circuito intrínseco.	63

Lista de tablas

Tabla

Página

Capítulo 1. Introducción

En los sistemas de comunicaciones al procesar señales multiportadora en el receptor se pueden generar efectos de saturación, como compresión en ganancia, generación de productos de intermodulación, entre otros, degradando las condiciones del sistema. En particular, el elemento que se ve más afectado es el amplificador de bajo ruido (LNA), el cual es sensible a la potencia de entrada y en consecuencia el ruido de alta frecuencia puede variar al trabajar bajo condiciones de saturación. Esto se convierte en un punto crítico para los sistemas de comunicación encargados de realizar múltiples procesos al mismo tiempo (Escotte *et al.* (2004)).

Por otro lado, uno de los componentes que principalmente presentan un comportamiento no-lineal frente a condiciones de saturación, es el elemento activo, esto es el transistor de alta frecuencia (*tipo PHEMT, HEMT, MESFET o HBT*), que se utiliza en el diseño de los componentes de los sistemas de comunicación como amplificadores de bajo ruido, amplificadores de potencia o conversores de frecuencia (Carvalho *et al.* (2006)) - (Cibiel *et al.* (2004)).

Con la finalidad de satisfacer los requerimientos de las aplicaciones emergentes día con día, los transistores de alta frecuencia han sido y siguen siendo objeto de amplios estudios. Además, en años recientes se han presentado nuevas tecnologías de transistores, como es el caso de transistores HEMT en tecnología de GaN. Estos dispositivos tienen aplicaciones principalmente en amplificadores de potencia, pero también se han presentado aplicaciones en el diseño de amplificadores de bajo ruido (LNA), dado que presentan características de ruido similares a las de transistores de GaAs (Sanabria *et al.* (2005)). Su voltaje de ruptura es alrededor de 100 V, por tanto tienen la ventaja de no requerirse circuitos de protección en los receptores, haciendo el diseño basado en tecnología de GaN menos complejo (Moon *et al.* (2002)). El estudio y la caracterización del comportamiento de ruido en un *LNA* bajo efectos de saturación es un tema de gran interés, considerando que es un dispositivo cuyo estudio y análisis ha sido poco explorado respecto al comportamiento del ruido en condiciones no-lineales.

En el diseño de receptores uno de los elementos críticos es el amplificadores de bajo

ruido, donde se busca primordialmente que tenga un bajo factor de ruido (F) con la mayor ganancia posible. En la literatura se reporta el comportamiento de los LNA bajo condiciones lineales pero se han realizado pocos estudios bajo condiciones de saturación, por tanto el propósito de esta tesis es conocer como se comportan los LNA bajo condiciones de saturación, para ello es necesario conocer el comportamiento del factor de ruido o los parámetros de ruido de los LNA. Para lograr esto, debemos saber cuál es la impedancia óptima de la fuente del transistor que genera el mínimo factor de ruido y su resistencia equivalente de ruido operando en condiciones no lineales, así como cuáles son las mejores condiciones de polarización con el fin de lograr un rendimiento aceptable cuando el transistor opera en el punto de 1 dB de compresión de ganancia. Para investigar lo antes mencionado, es necesario establecer un conjunto de pruebas de medición capaces de satisfacer estos puntos.

Las condiciones de diseño de un *LNA* son para trabajar en régimen lineal, pero al procesar varias señales se podría llegar a saturar, por tanto, el propósito de esta tesis es conocer los cambios que tendrá el factor de ruido cuando el LNA está saturado y su respuesta en función de diferentes impedancias de entrada.

1.1. Antecedentes

El ruido se puede definir como una perturbación indeseada que se superpone a una señal útil, está presente en sistemas de comunicación en general y se puede clasificar como ruido en el interior del sistema (*ruido eléctrico*), el cual es generado por los mismos componentes electrónicos que conforman el circuito, y ruido generado en el exterior del sistema el cual se debe a distintas condiciones del ambiente. Existen diferentes tipos de ruido como: ruido térmico, ruido de difusión, ruido de disparo, etc. Estos tipos de ruido se clasifican según su origen.

La medición de los parámetros de ruido se basa en la técnica de impedancia múltiples desarrollado por Lane en 1969. El factor de ruido depende del coeficiente de reflexión de fuente, donde el factor de ruido mínimo (F_{min}), la resistencia de ruido equivalente (R_n) y el coeficiente de reflexión óptimo (Γ_{opt}) se conocen como los parámetros de ruido. El factor de ruido se mide mediante varios coeficientes de reflexión, lo que lleva a un sistema

de sobre determinado de ecuaciones lineales (Chambon *et al.* (2007)).

En un sistema de recepción el factor de ruido está dado principalmente por el LNA, y depende de los parámetros de ruido del transistor que se utiliza como elemento activo. El conocimiento del factor de ruido en función de diferentes impedancias de entrada permite la determinación de los cuatro parámetros de ruido. Los parámetros de ruido en los transistores dependen tanto de la frecuencia como de el punto de polarización, se pueden determinar mediante la técnica de múltiples impedancias o el método F50. El método de múltiples impedancias utiliza medidas del factor de ruido con diferentes impedancias presentadas en la entrada del dispositivo bajo prueba (*DUT*). Esta técnica se puede aplicar a dispositivos bajo prueba y al receptor del banco de medida de ruido. El método F50 requiere el conocimiento del modelo de ruido del transistor y sólo necesita medidas del factor de ruido del transistor cuando su entrada se conecta una carga de banda ancha cercana a 50 ohm. Para minimizar los errores en la medida del factor de ruido, el método F50 utiliza redundancia de frecuencia, esta técnica solo se puede aplicar a transistores o elementos de los que se conozca su modelo de ruido (Figuroa Reséndiz *et al.* (2005)).

Los efectos del ruido también se han estudiado en los amplificadores de tubo de onda progresiva y en los sistemas de FM. Algunos de los estudios se refieren sólo ruido gaussiano a la entrada de los dispositivos, mientras que otros se basan en la adición de una señal y ruido gaussiano. Una técnica simple para caracterizar el factor de ruido de varios transistores de silicio se ha propuesto recientemente, esto para cuando los dispositivos se hacen funcionar bajo condiciones no-lineales. Los resultados muestran que el factor de ruido aumenta cuando la potencia a la entrada de los transistores aumenta y que los valores medidos están relacionados con los parámetros de ruido, por tanto, existe una dependencia del factor de ruido con la potencia de entrada.

El comportamiento del ruido de los amplificadores de microondas que operan bajo condiciones no-lineales debe ser analizada con precisión con el fin de evaluar el comportamiento de los receptores de RF. La señal de transmisión actúa como una fuente de interferencia, aumentando aún más el factor de ruido del LNA. Por otro lado, también hay una preocupación especial en la obtención de los parámetros de ruido del dispositivos de microondas con el fin de diseñar osciladores de bajo ruido (Escotte *et al.* (2005)).

Con el banco de mediciones propuesto por Chambon (Chambon *et al.* (2007)) se realizan las mediciones que permiten el análisis de ruido en dispositivos operando bajo condiciones no-lineales. Este banco de medición fue implementado por Brenda Edith Figueroa Reséndiz, en su trabajo genera mediciones de potencia de entrada contra potencia de salida utilizando diversos amplificadores, también mide el factor de ruido cuando el DUT opera bajo condiciones lineales y posteriormente de manera gradual para diferentes niveles de potencia a la entrada del DUT, así, se observó la región lineal y la región no-lineal, en la región no-lineal se muestra el punto de 1 dB de compresión en ganancia, por otra parte, obtuvo los parámetros de dispersión a diferentes frecuencias y calculó el factor de ruido respecto a la potencia de entrada en diversas frecuencias. Estos datos son de gran utilidad para tener en cuenta que esperar del análisis del factor de ruido en condiciones no-lineales del transistor (Figueroa Reséndiz *et al.* (2008)). En este trabajo de tesis se planea mejorar la implementación del banco de medida de ruido lineal y no-lineal, así como también crear un programa para generar nuevas constelaciones de coeficientes de reflexión, y con ello caracterizar diferentes dispositivos activos y obtener el factor de ruido en base a los diferentes coeficientes de reflexión en un rango de frecuencia.

1.2. Objetivo general

Caracterizar y estudiar el comportamiento de ruido en dispositivos activos bajo condiciones de saturación. Adaptando para ello el banco de medida de ruido para llevar los dispositivos a condiciones de saturación y obtener en dichas condiciones su ganancia y factor de ruido utilizando técnicas basadas en impedancias múltiples.

1.3. Organización del trabajo

En el capítulo 2 se presentan los conceptos básicos para medir el factor de ruido y un programa para el control del sintonizador de impedancias. En el capítulo 3 se presenta el esquema lineal para la medida del factor de ruido y resultados obtenidos de dispositivos pasivos y activos. En el capítulo 4 se presentan las principales características del esquema no-lineal y resultados de dispositivos activos bajo saturación. En el capítulo 5 se presentan las conclusiones, aportaciones y líneas futuras de investigación.

Capítulo 2. Factor de ruido y parámetros de ruido

En este capítulo se abordan los principales fundamentos del factor de ruido, así como la técnica de carga fría la cual será usada en este trabajo tesis. Se describe en que consisten los principios básicos de los parámetros de ruido y como se define el factor de ruido en función de los cuatro parámetros de ruido. Además, se hace una breve descripción del software desarrollado para el control de un sintonizador de impedancias, el cual sirve para generar constelaciones de varios coeficiente de reflexión presentados a la entrada del DUT.

2.1. Principios del factor de ruido

Los sistemas de telecomunicaciones envían señales de alta potencia, a la cual se les suma ruido producido por los componentes del sistema y ruido generado al exterior del sistema, de tal manera que se pudiera llegar a ocultar la señal. El nivel de ruido que se agrega a la señal de interés se puede cuantificar mediante el factor de ruido también conocido como la figura de ruido, que se define como la relación señal a ruido a la entrada respecto a la relación señal a ruido a la salida de un bipuerto (Friis (1994)).

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

Considerando que la señal de salida (S_o) es igual a la señal de entrada (S_i) amplificada por la ganancia disponible (G_a), mientras que el ruido a la salida (N_o) es igual al ruido a la entrada (N_i) amplificado por la ganancia disponible mas el ruido agregado por el bipuerto (N_a). El factor de ruido se puede definir como:

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

Donde se observa que el factor de ruido depende del nivel de ruido a la entrada del bipuerto (N_i), el cual se puede referir al ruido térmico generado por una carga $N_i = kT_0B$; entonces factor de ruido se expresa como:

$$F = \frac{kT_0BG_a + N_a}{kT_0BG_a} \quad (3)$$

A la carga de referencia se le asocia una temperatura estándar $T_0 = 290 \text{ kelvin}$, k es la constante de Boltzmann ($k = 1.38 \times 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}}$) y B es el ancho de banda (generalmente 1 Hz). Por lo tanto, kT_0 es igual a $-174 \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}}$.

Por otra parte, la curva característica de potencia a la salida de un bipuerto se puede representar gráficamente en función de la temperatura de ruido a la entrada, como se muestra en la Figura 1. Donde se puede observar que el nivel de ruido a la salida del bipuerto es proporcional al nivel de ruido presentado a la entrada, esto es valido siempre y cuando el coeficiente de reflexión de la carga conectada a la entrada del dispositivo bajo prueba (Γ_s) no cambie con la temperatura.

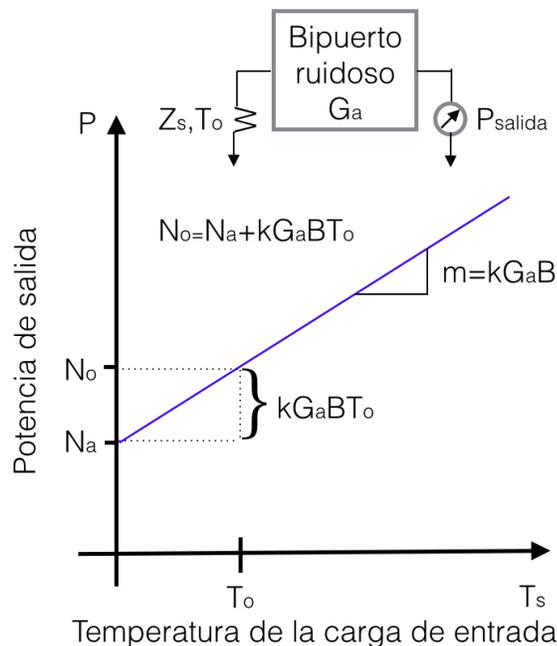


Figura 1: P_s a la salida de un DUT contra temperatura de ruido de una impedancia conectada a la entrada.

Un bipuerto con temperatura igual al cero absoluto sería aquel que no generara ruido, con lo cual, la línea recta cruzaría por el origen, bajo esta consideración se puede expresar un bipuerto libre de ruido con una impedancia conectada a la entrada a una temperatura efectiva (T_e), la cual representa la temperatura equivalente de ruido del bi-

puerto. Por tanto N_a se define en función de la temperatura efectiva (T_e) como:

$$N_a = KT_eBG_a \quad (4)$$

Sustituyendo (4) en (3) tenemos:

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

Para un dispositivo ideal que no agrega ruido ($N_a = 0$), la temperatura efectiva (T_e) se puede obtener proyectando la línea en el eje horizontal con cruce en cero. En la Figura 2 se muestra la temperatura efectiva (T_e) como el punto que se proyecta en la abscisa.

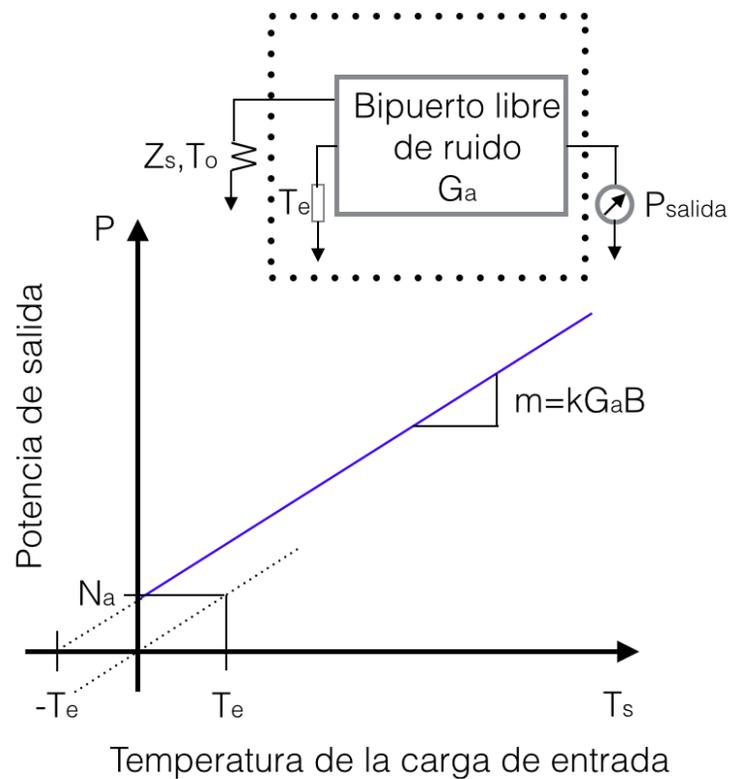


Figura 2: Temperatura efectiva (T_e) en un DUT.

2.2. Técnica de carga fría

Esta técnica para medir factor de ruido utiliza la potencia de ruido medida de una carga con impedancia arbitraria a temperatura ambiente. Además, requiere la determinación de la ganancia disponible del bipuerto, para lo cual se emplea la lectura de dos potencia de ruido (N_1 y N_2) correspondientes a dos diferentes temperaturas de carga de entrada o fuente (T_c y T_h). Como carga de fuente se utiliza una fuente de ruido, la cual mediante un diodo en avalancha genera una temperatura de ruido, conocida como temperatura en caliente (T_h), cuando está apagada se tiene una temperatura en frío (T_c) igual a la temperatura ambiente (T_a) que es igual a $300K$, mientras que al encender la fuente de ruido se tiene una temperatura en T_h superior a $1000K$. Usualmente los fabricantes especifican T_h de la fuente de ruido en función a la relación de ruido en exceso (ENR), definida como:

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

Por otro lado, N_1 y N_2 se definen como:

$$N_1 = kG_a(\Gamma_{sc})B(T_c + T_e(\Gamma_{sc})) \quad (7)$$

$$N_2 = kG_a(\Gamma_{sh})B(T_h + T_e(\Gamma_{sh})) \quad (8)$$

El coeficiente de reflexión cuando la fuente de ruido esta encendida se denomina Γ_{sh} y cuando esta apagada Γ_{sc} . La constante de ganancia (kG_aB) se puede obtener mediante la pendiente de la recta, dada por:

$$kG_aB = \frac{N_2 - N_1}{T_h - T_c} \quad (9)$$

Como se comento antes, la ecuación (9) se usa cuando no se consideran diferencias entre coeficiente de reflexión de estado encendido y apagado.

Como se utiliza una carga de entrada con un coeficiente de reflexión de magnitud cercana a cero, esta técnica es conocida como técnica de carga fría, en la Figura 3 se ilustra el sistema de medida empleado.

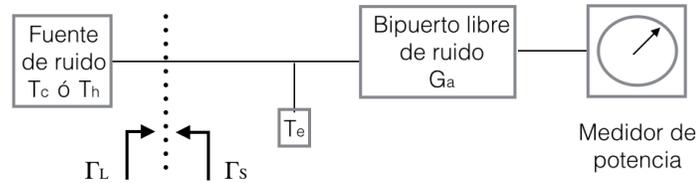


Figura 3: Sistema de medida empleando la técnica de carga fría.

Para medir factor de ruido, se considera un bipuerto libre de ruido con de una temperatura efectiva (T_e) asociada. Por tanto, se tiene una potencia de ruido medida (P_s), para una impedancia de entrada con un coeficiente de reflexión (Γ_s) que es igual al ruido generado por la impedancia de entrada con temperatura de fuente apagada (T_c) mas el ruido generado por la carga equivalente del bipuerto a una temperatura efectiva (T_e) que es función del coeficiente de reflexión de fuente (Γ_s), las cuales están amplificadas por la ganancia (kG_aB).

$$P_s = kG_aB(T_c + T_e(\Gamma_s)) \quad (10)$$

La ganancia disponible (G_a) está dada en función del coeficiente de reflexión de fuente (Γ_s), mediante la siguiente ecuación:

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

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

Donde S_{ij} ($i = 1, 2$ y $j = 1, 2$) son los parámetros S del bipuerto y Γ_2 es el coeficiente de reflexión a la salida del bipuerto. El factor de desadaptación (μ_s) entre la impedancia

de entrada (Γ_s) y la entrada del bipuerto está dada por:

$$\mu_s = \mu(\Gamma_s, S_{11}) = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s S_{11}|} \quad (13)$$

Por tanto, ganancia disponible (G_a) se escribe en función de un valor constante G_0 multiplicado por el factor de desadaptación μ_s

$$G_a = G_0 \mu_s \quad (14)$$

Sustituyendo en la ecuación (3) las ecuaciones (14), (10) y (4), el factor de ruido en función del coeficiente de reflexión de entrada (Γ_s) se expresa de la siguiente manera:

$$F(\Gamma_s) = \frac{P_s}{T_0 (kG_0 B) \mu_s} - \frac{T_c}{T_0} + 1 \quad (15)$$

Dicha expresión de factor de ruido es para un bipuerto cualquiera, pero antes es necesario conocer la ganancia $kG_0 B$. Considerando medidas de potencia con fuente de ruido encendida (P_h) y apagada (P_c), definidas en las ecuaciones (7) y (8) se tiene que:

$$P_c = kG_0 B \mu_{sc} (T_c + T_e(\Gamma_{sc})) \quad (16)$$

$$P_h = kG_0 B \mu_{sh} (T_h + T_e(\Gamma_{sh})) \quad (17)$$

Donde los factores de desadaptación μ_{sh} y μ_{sc} están asociados a las coeficientes de reflexión de entrada con la fuente encendida, Γ_{sh} , y apagada, Γ_{sc} , respectivamente. Restando las potencias y despejando la constante de ganancia $kG_0 B$, se tiene entonces que:

$$kG_0 B = \frac{P_h/\mu_{sh} - P_c/\mu_{sc}}{T_h + T_e(\Gamma_{sh}) - T_e(\Gamma_{sc}) - T_c} \quad (18)$$

Considerando que la temperatura equivalente (T_e) es aproximadamente igual entre los estados con la fuente de ruido encendida y apagada, la constante de ganancia kG_0B se simplifica a la siguiente ecuación:

$$kG_0B = \frac{P_h/\mu_{sh} - P_c/\mu_{sc}}{T_h - T_c} \quad (19)$$

Con la constante de ganancia kG_0B , es posible conocer el factor de ruido a partir de la ecuación (15).

El sistema usado para medir el factor de ruido del DUT también agrega ruido, por tanto, es necesario primero conocer el factor ruido agregado por el sistema, para restarlo del factor de ruido del DUT. Entonces, es necesario conocer el ruido y la ganancia del receptor, en este caso se tiene la ventaja de que una de las cargas requeridas para determinar la ganancia (kG_0B) mediante la ecuación (19), se utiliza para medir el factor de ruido. Por otro lado en el receptor no se puede medir el parámetro de dispersión S_{11} , y además considerando que es un sistema unilateral ($S_{12} = 0$), se utiliza el coeficiente de reflexión a la entrada del receptor (Γ_L) en lugar del S_{11} , por tanto el factor de desadaptación (μ_s) entre la impedancia de entrada (Γ_s) y la entrada del bipuerto (Γ_L) que es el S_{11} del dispositivo esta dado por:

$$\mu_s = \mu(\Gamma_s, \Gamma_L) = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s\Gamma_L|} \quad (20)$$

Una vez calibrado el receptor se conecta el DUT, por tanto, el factor de ruido en función de Γ_s toma en cuenta la ganancia del dispositivo bajo prueba y se expresa de la siguiente manera:

$$F(\Gamma_s) = \frac{P_s}{T_0(kG_0B)\mu_s G_{DUT}} - \frac{T_c}{T_0} + 1 \quad (21)$$

Mientras que la ganancia disponible se obtiene de la siguiente manera:

$$G_a = |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{(1 - |\Gamma_2|^2) |1 - \Gamma_s \Gamma_L|} \quad (22)$$

2.3. Parámetros de ruido

El factor de ruido también se puede representar en función del coeficiente de reflexión que se presente a la entrada del dispositivo bajo prueba (*DUT*) y es dependiente de sus cuatro parámetros de ruido: F_{min} , R_n y $\Gamma_{opt} = |\Gamma_{opt}| \angle \Phi_{opt}$.

Los parámetros de ruido de un DUT activo son dependientes de los puntos de polarización y de la frecuencia. En la Figura 4 se ilustra el factor de ruido en función del coeficiente de reflexión Γ_S .

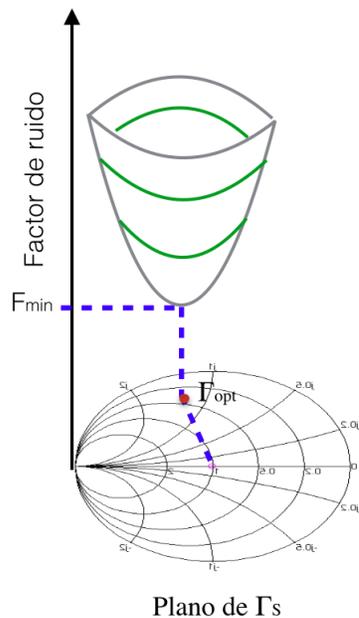


Figura 4: Factor de ruido en función de Γ_S

2.3.1. Figura de ruido mínima (F_{min})

Como su nombre lo indica, F_{min} es el factor de ruido mínimo que se puede obtener cuando el coeficiente de reflexión de fuente es igual al coeficiente de reflexión óptimo, fuera de este punto se puede tener el mismo nivel de factor de ruido para varios valores de coeficiente de reflexión. En la Figura 4 se observan los contornos de factor de ruido

constante para diferentes coeficientes de reflexión de fuente.

2.3.2. Resistencia de ruido equivalente (R_n)

Indica el grado de sensibilidad con el que incrementa factor de ruido del DUT conforme el coeficiente de reflexión de fuente se aleja del coeficiente de reflexión óptimo; en algunos casos, la resistencia equivalente de ruido se normaliza a la impedancia característica Z_0 (50Ω)

$$R'_n = \frac{R_n}{Z_0} \quad (23)$$

2.3.3. Coeficiente de reflexión óptimo (Γ_{opt})

Es valor de coeficiente de reflexión presentado a la entrada de un DUT activo, con el cual se tiene el factor de ruido mínimo (F_{min}), en este caso el coeficiente de reflexión de fuente es igual al coeficiente de reflexión óptimo ($\Gamma_s = \Gamma_{opt}$).

2.4. Factor de ruido en función de los parámetros de ruido.

El factor de ruido se calcula en base al coeficiente de reflexión de fuente (Γ_s), los parámetros de ruido (F_{min} , R_n y Γ_{opt}) y la impedancia característica Z_0 (50Ω), se relacionan mediante la siguiente ecuación:

$$F(\Gamma_s) = F_{min} + 4 \frac{R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{|1 + \Gamma_{opt}|^2 (1 - |\Gamma_s|)^2} \quad (24)$$

De la ecuación (24) se observa que el factor de ruido depende básicamente del coeficiente de reflexión de fuente (Γ_s), por tanto, los cuatro parámetros de ruido (F_{min} , R_n , $|\Gamma_{opt}|$ y $\angle\Phi_{opt}$) se pueden obtener a partir de cuatro diferentes mediciones del Γ_s .

Como se comentó antes, se observa que se tiene el mismo factor de ruido para distintos Γ_s situados sobre el mismo contorno, es por ello que la literatura sugiere obtener los parámetros de ruido con al menos siete diferentes Γ_s , donde se obtiene un sistema

sobre determinado de ecuaciones el cual asegura reducir la incertidumbre en la extracción de los parámetros de ruido. Para elegir apropiadamente los coeficientes de reflexión de fuente se realizó un programa para el control del sintonizador de impedancias, que se describe en la siguiente sección. Las diferentes técnicas de extracción de los parámetros de ruido se muestran en el Apéndice A.

2.5. Sintonizador de impedancias

El sintonizador de impedancias también conocido como “Tuner” es una herramienta que permite generar impedancias complejas y así posicionarse en cualquier punto de la carta Smith y con ello presentarle al *DUT* el coeficiente de reflexión de fuente deseado. Dicha herramienta es de vital importancia para la extracción de los parámetros de ruido mediante la técnica de impedancias múltiples (*Apéndice A*).

En la Figura 5 se observa el software desarrollado para el control del Tuner Focus.

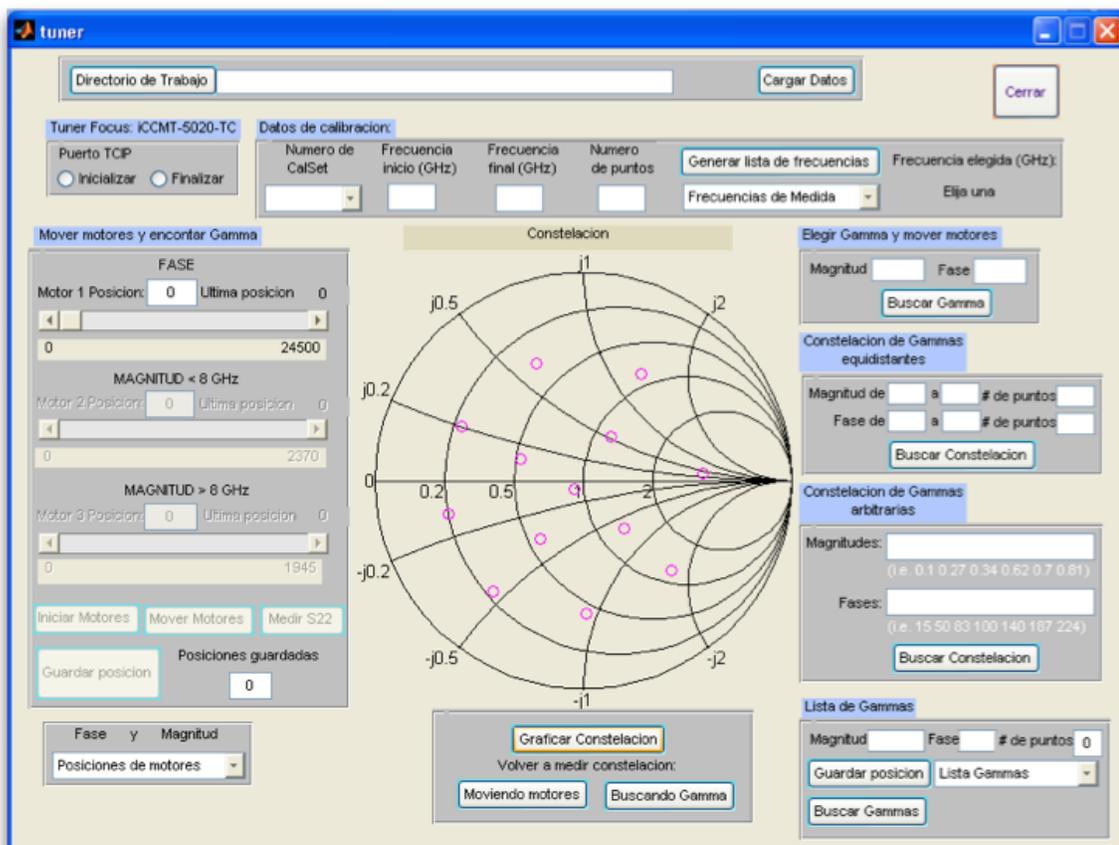


Figura 5: Software para el control del Tuner.

Dicho software tiene las siguientes opciones:

- Inicializar ó finalizar el Tuner Focus
- Interactuar con el analizador de redes para sincronizar la calibración, el intervalo de frecuencia y el punto en frecuencia de interés.
- Mover los motores de magnitud y fase para encontrar uno o varios Γ'_s , si el punto seleccionado es de interés se almacena, puede ser uno ó más, según el usuario desee.
- Almacenar constelaciones con distintos puntos de Γ'_s , cargar las diferentes constelaciones y graficarlas en la Carta de Smith.
- Repetir una constelación almacenada, con la opción de mover los motores o buscando gammas.
- Escoger un punto de Γ ó crear constelaciones arbitrarias ó constelaciones de Γ'_s con incrementos en magnitud y fase constantes, esto es posible mediante una caracterización previa del Tuner Focus con el fin de encontrar el Γ de la manera mas eficiente. En la Figura 6 se muestran algunos ejemplos de las constelaciones que se pueden generar.

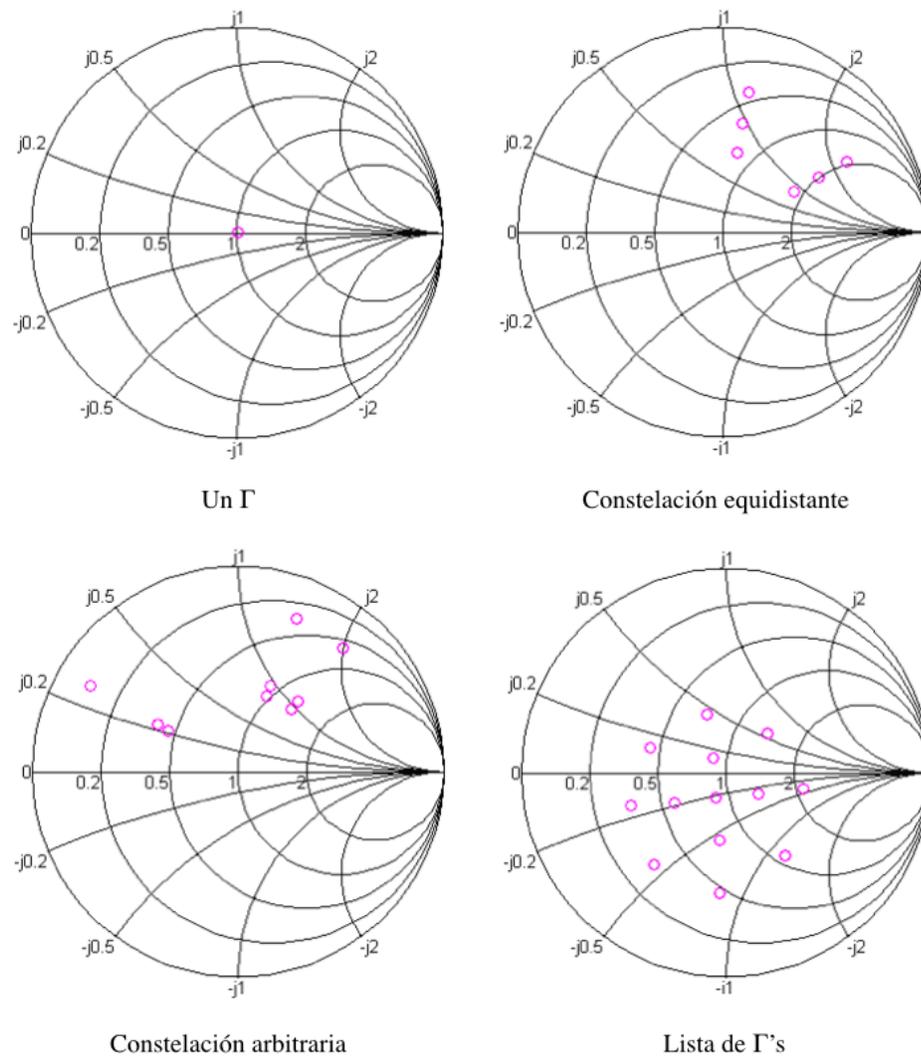


Figura 6: Constelación de Γ 's.

El Tuner Focus generó una buena repetitividad. En la Figura 7 se muestran tres constelaciones medidas en diferentes instantes de tiempo; se observan pequeñas variaciones entre ellas. Sin embargo, para un análisis de repetitividad es necesario tomar un mayor número de muestras; como se señala en actividades por realizar. No obstante, con los datos obtenidos se obtienen resultados acordes a lo esperado, como se observa en los siguientes capítulos. Lo que permite tener certeza de que la impedancia que se escoja será la impedancia compleja que será presentada a la entrada del DUT activo, lo cual resulta de suma importancia pues en base a ella se realizan los cálculos del factor de ruido.

El programa de control del Tuner se adaptó como complemento del software para la medición del factor de ruido (Figuroa Reséndiz *et al.* (2008)).

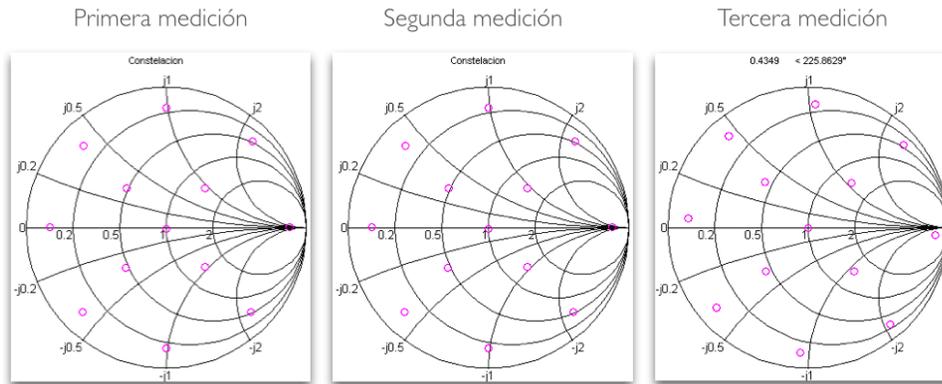


Figura 7: Repetitividad del Tuner Focus

Capítulo 3. Esquema lineal

Para la medida del factor de ruido, se ha implementada un sistema automático con el que se puede medir el coeficiente de reflexión de fuente (Γ_S), el coeficiente de reflexión a la entrada del bipuerto (Γ_L), los parámetros S y la potencia de ruido (P_s). Dicho sistema se muestra en la Figura 8.

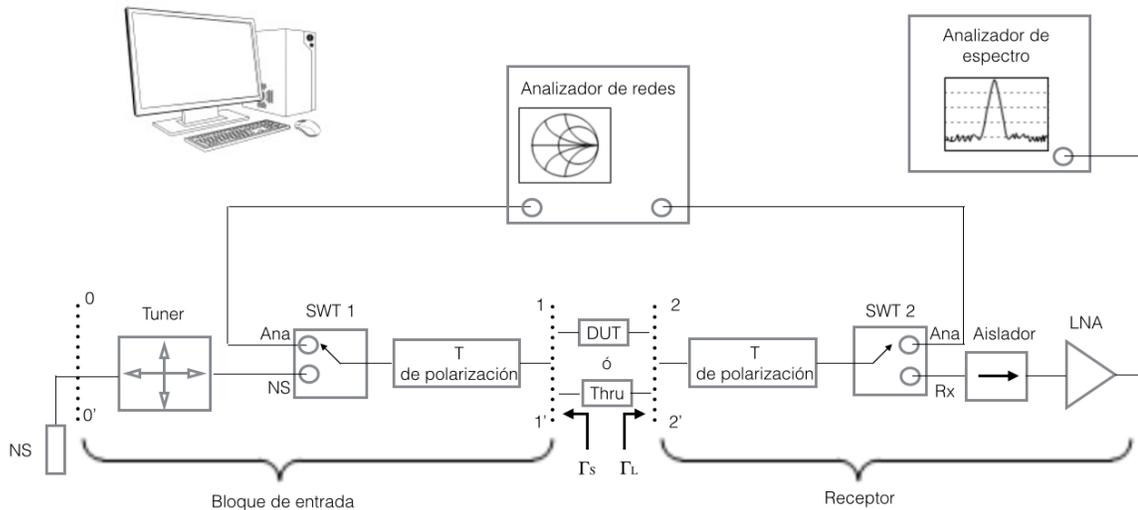


Figura 8: Banco de medición lineal.

El sistema de medida esta formado por los siguientes bloques:

- Bloque de entrada, que lo conforma el Tuner Focus, un switch y una T de polarización.
- Bloque de receptor, que lo conforma una T de polarización, un switch, el aislador y los amplificadores de bajo ruido (LNA).
- Analizador de redes (AR).
- Computadora.

En la Figura 9 se muestra el montaje físico de todos los componentes que conforman el banco de medición lineal.

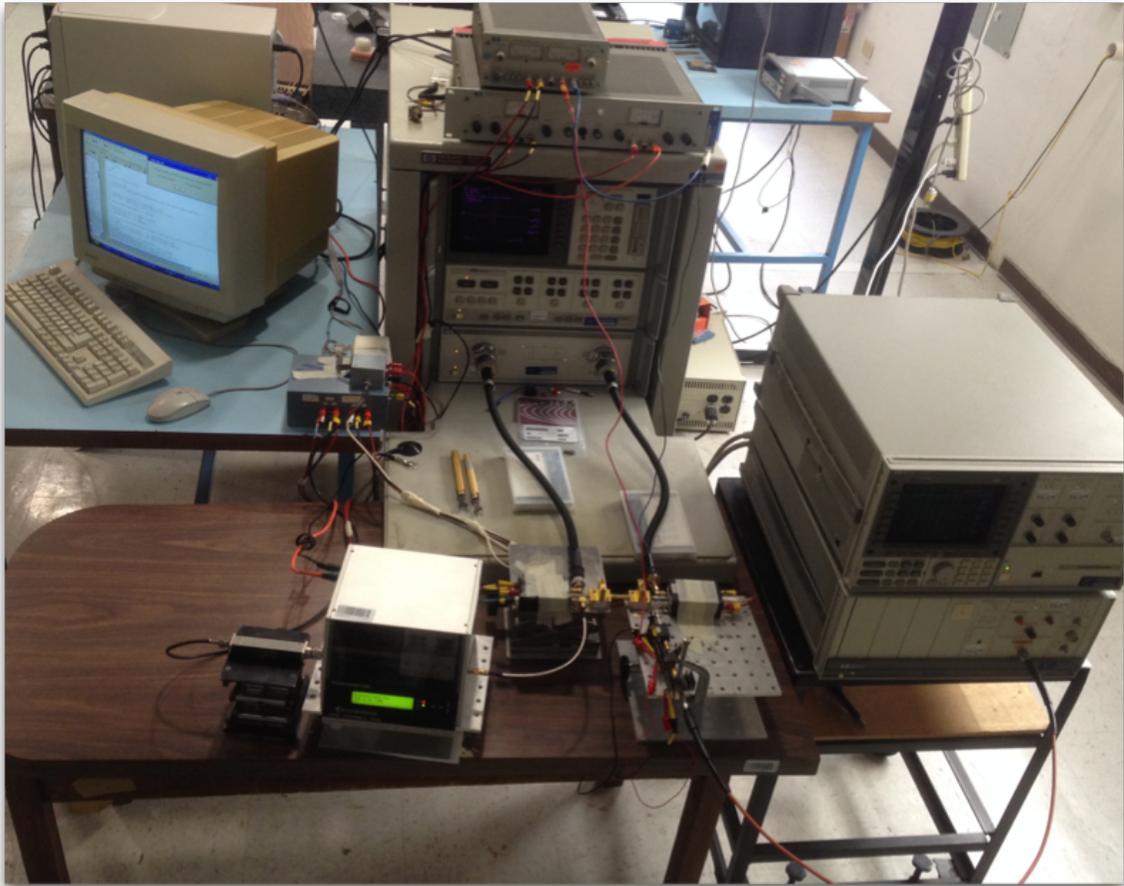


Figura 9: Banco de medición lineal implementado

El banco de medición lineal requiere también de fuentes de polarización para: los amplificadores de bajo ruido (*LNA*) del receptor, la fuente de ruido, la conmutación de los switches y para polarizar los dispositivos bajo prueba (*DUT*) activos.

En la etapa de amplificador de bajo ruido (*LNA*) se utilizan dos amplificadores, el JS3-00102600 y JS4-00102600 ambos de MITEQ

La computadora hace el control automático de:

- La fuente de ruido para encenderla y apagarla, y así generar la temperatura en caliente y frío, respectivamente.
- El Tuner para posicionarlo en la impedancia deseada.

- Los switches para conmutarlos. El switch 1 conmuta hacia la fuente de ruido ó el puerto uno del AR y el switch 2 conmuta hacia el puerto dos del AR ó el receptor. Para medir parámetros S se conmuta el switch 1 y el switch 2 hacia el AR, para medir coeficiente de reflexión de fuente de ruido (Γ_S) se conmuta el switch 1 hacia la fuente de ruido y es switch 2 hacia el AR, para medir el coeficiente de reflexión (Γ_L) se conmuta el switch 1 hacia el AR y el switch 2 hacia el receptor, para medir la potencia de ruido se conmuta el switch 1 hacia la fuente de ruido y el switch 2 hacia el receptor.
- El analizador de redes para enviar especificaciones o pedir datos.
- El analizador de espectros para enviar especificaciones o pedir datos.
- La fuente de polarización para pedir datos.

Para poder medir el DUT es necesario calibrar primero el sistema para corregir todos los efectos producidos por cables, conectores, etc. La calibración del sistema consiste en los siguientes pasos:

Primero se hace una calibración completa de dos puertos también conocida en ingles como "full two port" entre los planos $1 - 1'$ y $2 - 2'$ para poder medir los parámetros S del DUT. Además se hace otra calibración abierto-corto-carga también conocida como "OSL" en el plano $0 - 0'$. La información de la calibración en el plano $2 - 2'$ en combinación con la información de la calibración en el plano $0 - 0'$, permite calcular los parámetros S del bloque de entrada (Figura 9). Una vez conocidos los parámetros S del bloque de entrada se puede desplaza la potencia de la fuente de ruido (ENR) del plano $0 - 0'$ hasta el plano $1 - 1'$, que es la entrada del dispositivo bajo prueba. Dichas calibraciones se hacen en sincronía con el software para la medición del factor de ruido, el cuál hace la conmutación necesaria de los switches (Figuroa Reséndiz *et al.* (2008)).

Para obtener el factor de ruido del dispositivo bajo prueba (F_{DUT}), se calcula el factor de ruido del receptor (F_{REC}) conectando juntos los planos $1 - 1'$ y $2 - 2'$ (*Thru*). Posteriormente se conecta el dispositivo bajo prueba entre los planos $1 - 1'$ y $2 - 2'$ calculando así el factor de ruido total (F_{TOT}). Después se mide ganancia del dispositivo bajo prueba

(G_{DUT}) mediante los parámetros de dispersión. Con esta información y haciendo uso de la ecuación de Friis la cuál dicta que:

$$F_{TOT} = F_{DUT} + \frac{F_{REC} - 1}{G_{DUT}} \quad (25)$$

Se tiene entonces que F_{DUT} está dada por:

$$F_{DUT} = F_{TOT} - \frac{F_{REC} - 1}{G_{DUT}} \quad (26)$$

En la Figura 10 se presenta el factor de ruido del receptor que varia entre 3.2 dB a 3.8 dB, con una tendencia clara a 3.5 dB, estos resultados son con el método que usa los diferentes coeficientes de reflexión presentados por el Tuner.

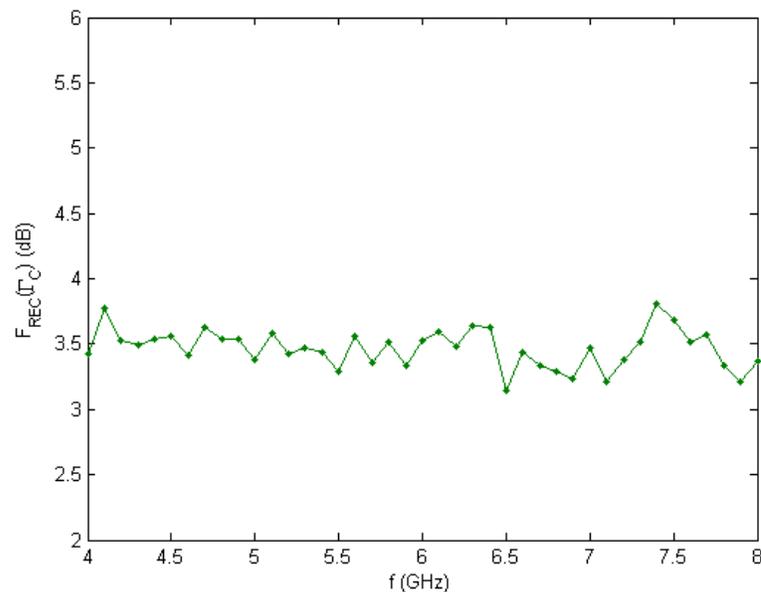


Figura 10: Factor de ruido del receptor.

En la Figura 11 se presentan los parámetros de ruido del receptor, donde se tiene un factor de ruido mínimo de aproximadamente 3.5 dB, el cual se obtiene que el método de impedancias múltiples y la magnitud del coeficiente de reflexión óptimo de 0.1 en la mayor parte del rango de frecuencia.

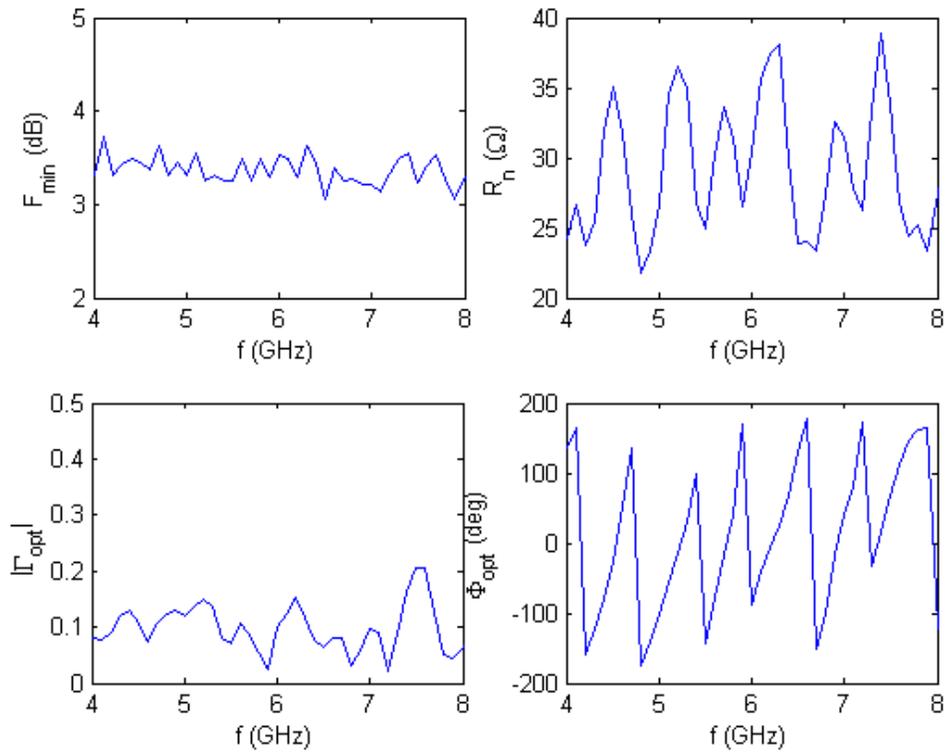


Figura 11: Parametros de ruido del receptor.

En la Figura 12 se presentan las pérdidas del bloque de entrada con del receptor, dichas pérdidas se grafican con signo negativo y van de lo 2 dB a los 3dB incrementando conforme incrementa la frecuencia.

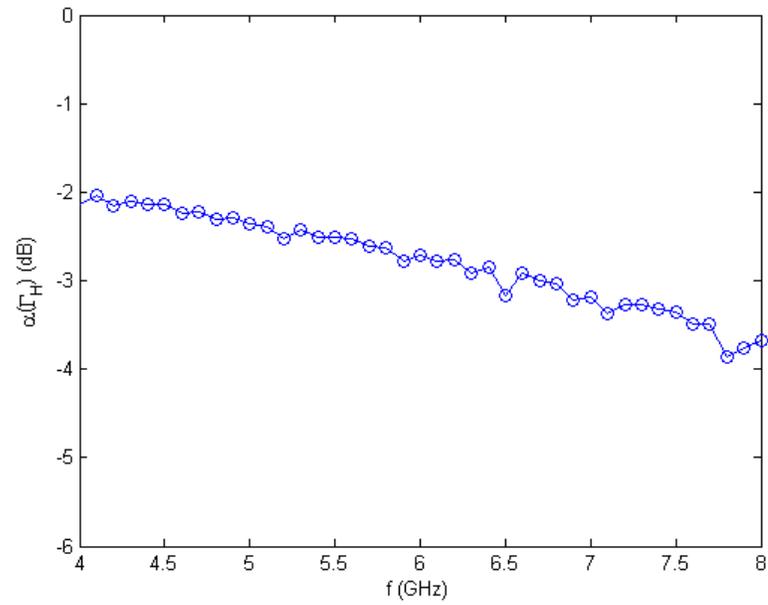


Figura 12: Pérdidas del bloque de entrada del receptor.

En la Figura 13 se presenta la (kG_0B) del sistema receptor, la cual es de aproximadamente 90 dB a 92 dB.

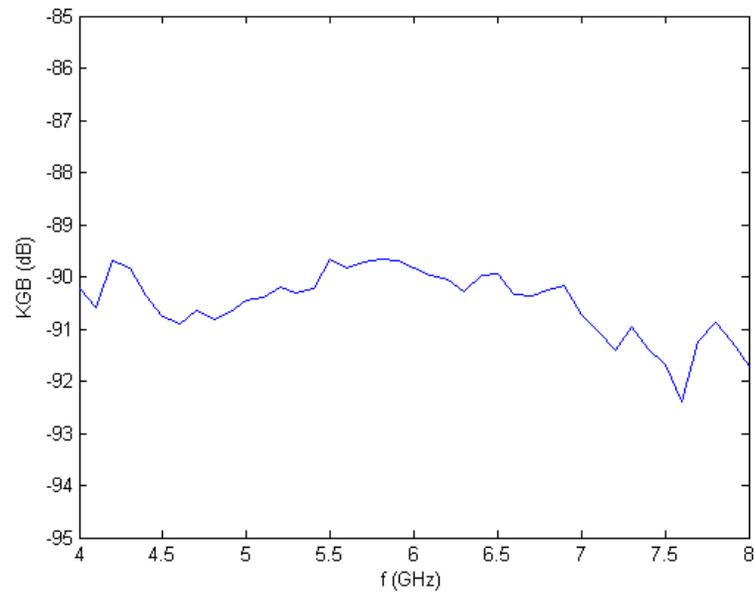


Figura 13: (kG_0B) del receptor.

3.1. Caracterización de dispositivos pasivos (atenuadores) y activos (LNA)

Se caracterizaron atenuadores de distintos valores y también dispositivos activos como el amplificador MAR1 y el amplificador CENTELLAX, los cuales tienen una alta ganancia, por lo que fue necesario conectar atenuadores en cascada para no llegar a saturar el sistema. Como complemento, se desarrolló el software para separar la contribución de cada elemento de un DUT en cascada, es decir, si se tiene un DUT compuesto por dispositivos pasivos y activo, se puede conocer como influyó cada elemento en el factor de ruido total.

Para caracterizar el factor de ruido de los DUT se utilizan 15 $\Gamma's$ en el siguiente orden: fuente de ruido apagada, fuente de ruido encendida y la constelación de 13 $\Gamma's$ mostrada en la Figura 14.

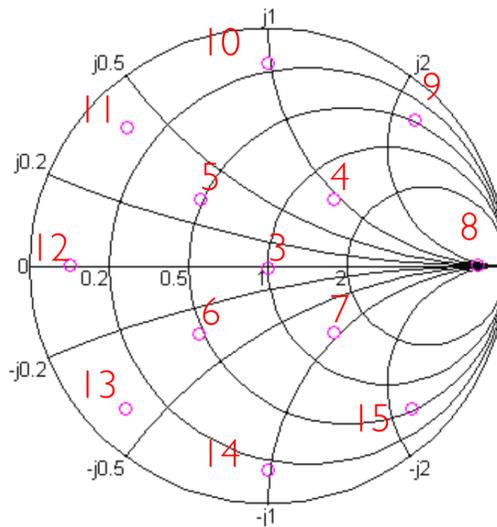


Figura 14: constelación de 13 $\Gamma's$

3.1.1. Atenuadores

Una de las características importantes de un DUT pasivo es que su ganancia es inversamente proporcional a su factor de ruido, por lo tanto, con la medición de atenuadores podemos corroborar el correcto funcionamiento del banco de medición de ruido.

La función de los atenuadores en el banco de medición lineal consiste en: atenuar la

señal de entrada al DUT activo para que este no llegue a zona de saturación y mejorar la adaptación a la entrada o salida del DUT.

En la Figura 15 se muestra factor de ruido y la ganancia con signo negativo ($-G_{DUT}$) ó pérdidas de un atenuador de 10 dB, donde se puede observar que se tiene una diferencia de aproximadamente 0.4 dB.

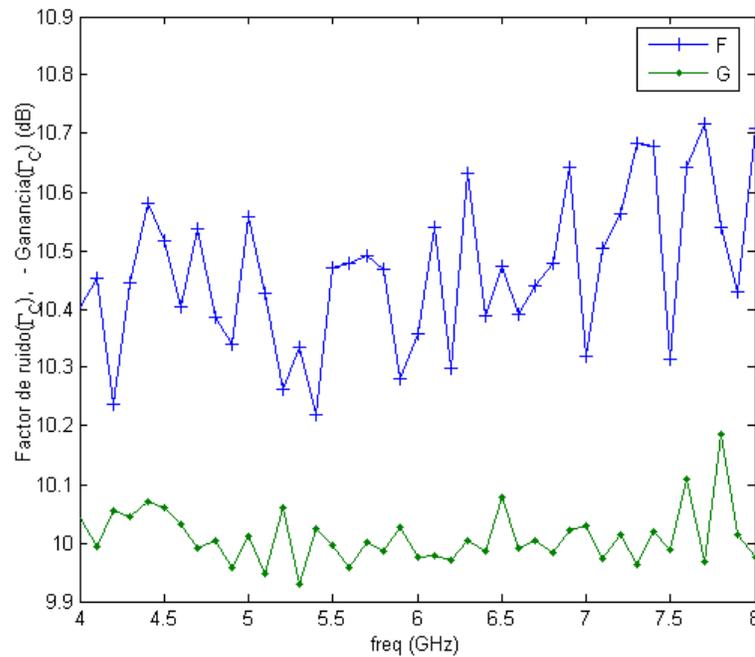


Figura 15: Factor de ruido y pérdidas de un atenuador de 10 dB

En la Figura 16 se muestra el factor de ruido y las pérdidas de un atenuador de 6 dB, donde se puede observar que el F es inversamente proporcional a las pérdidas del atenuador, con una diferencia también de aproximadamente 0.4 dB que podría asociarse a un error en el desplazamiento del ENR.

Con estos resultados queda comprobado el correcto funcionamiento del banco de medición lineal.

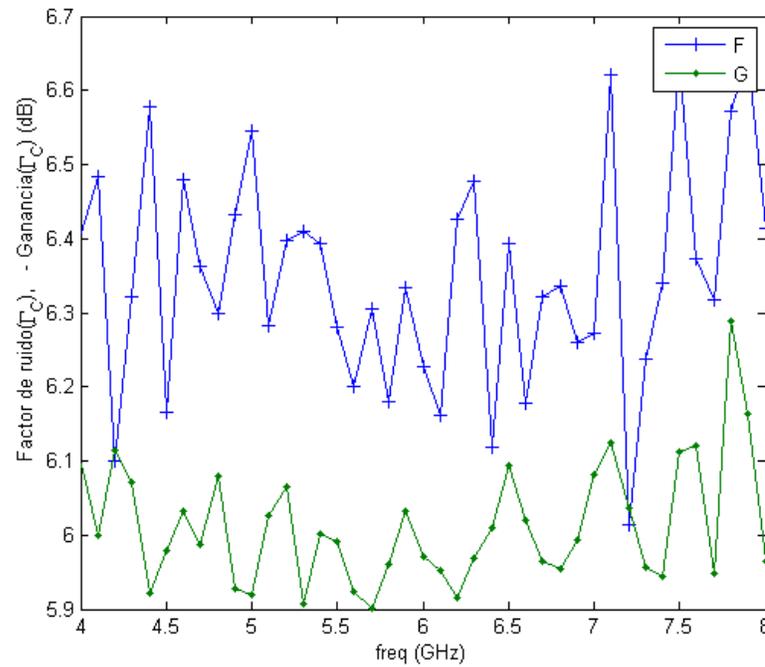


Figura 16: Factor de ruido y pérdidas de un atenuador de 6 dB

3.1.2. Amplificadores

- *MAR1*

Como se comentó previamente dentro de los amplificadores se midieron el amplificador *MAR1* y el amplificador *CENTELLAX*.

El amplificador *MAR1* se polariza con 11 Volts y con el fin de no saturarlo, se conectó un atenuador de 10 dB a la entrada, por tanto, el DUT es el atenuador de 10 dB en cascada con el amplificador *MAR1*. El DUT se conectó en el banco de medición lineal entre las dos T's de polarización, como se muestra en la Figura 17.

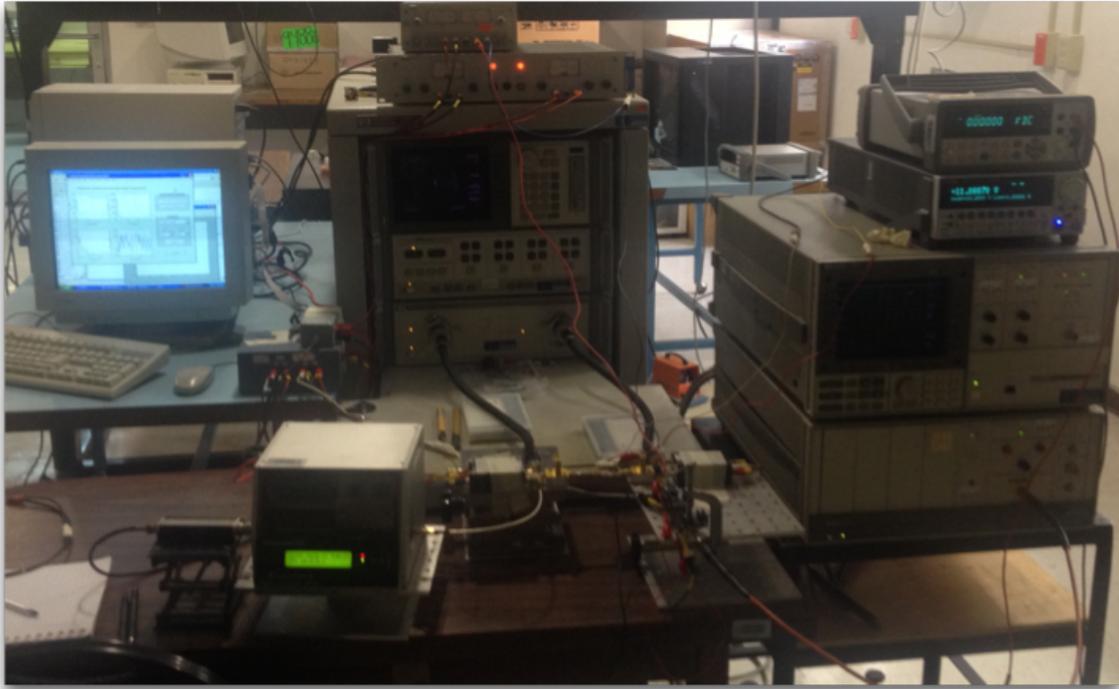


Figura 17: Montaje de MAR1 con atenuador de 10 dB a la entrada

En la Figura 18 se muestra el atenuador de 10 dB en cascada con el amplificador *MAR1* conectado entre las dos T's de polarización.

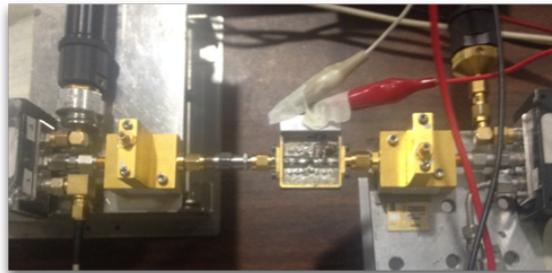


Figura 18: Atenuador de 10 dB en cascada con amplificador MAR1

El resultado del factor de ruido del atenuador de 10 dB en cascada con el amplificador *MAR1* se muestran en la Figura 19. Donde se observa que el factor de ruido incrementa con la frecuencia. Otra característica interesante que se observa es que este amplificador fue diseñado con las redes de adaptación para tener la máxima ganancia en el centro de la carta Smith y por tanto el factor de ruido mínimo, es por ello que, al alejarse del centro de la carta Smith incrementando la Γ aumenta el factor de ruido.

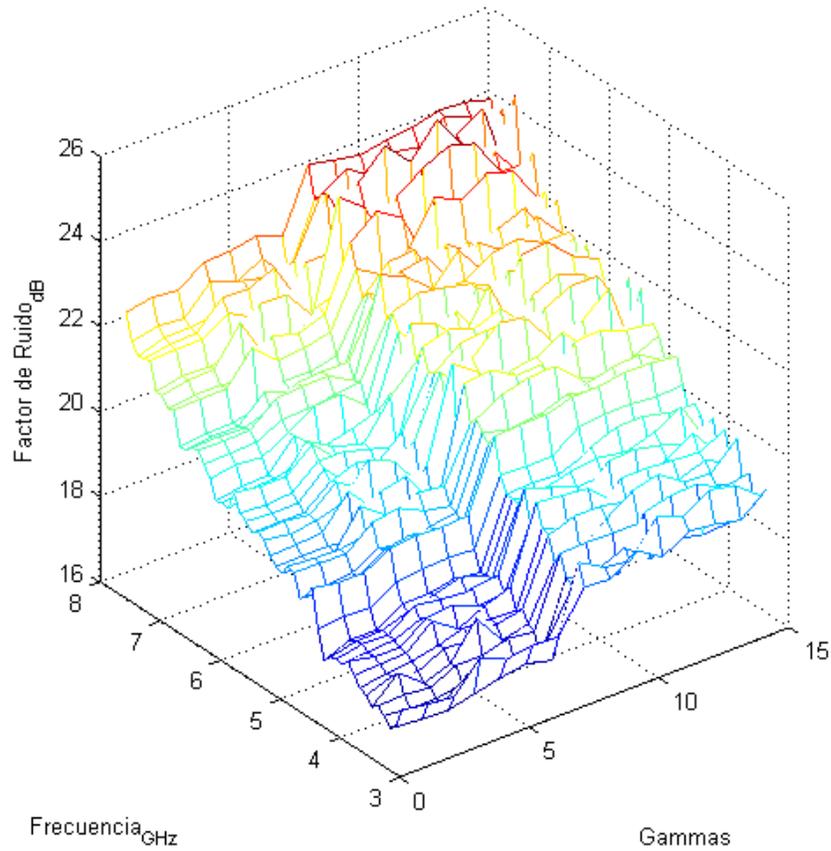


Figura 19: Factor de ruido del atenuador de 10 dB en cascada con MAR1

Para obtener el factor de ruido del *MAR1*, se resta la contribución del factor de ruido del atenuador de 10 dB (Figura 20). Este proceso se efectúa mediante la ecuación de Friis (22) y el software desarrollado en MatLab. El factor de ruido del amplificador *MAR1* se muestra en la Figura 21.

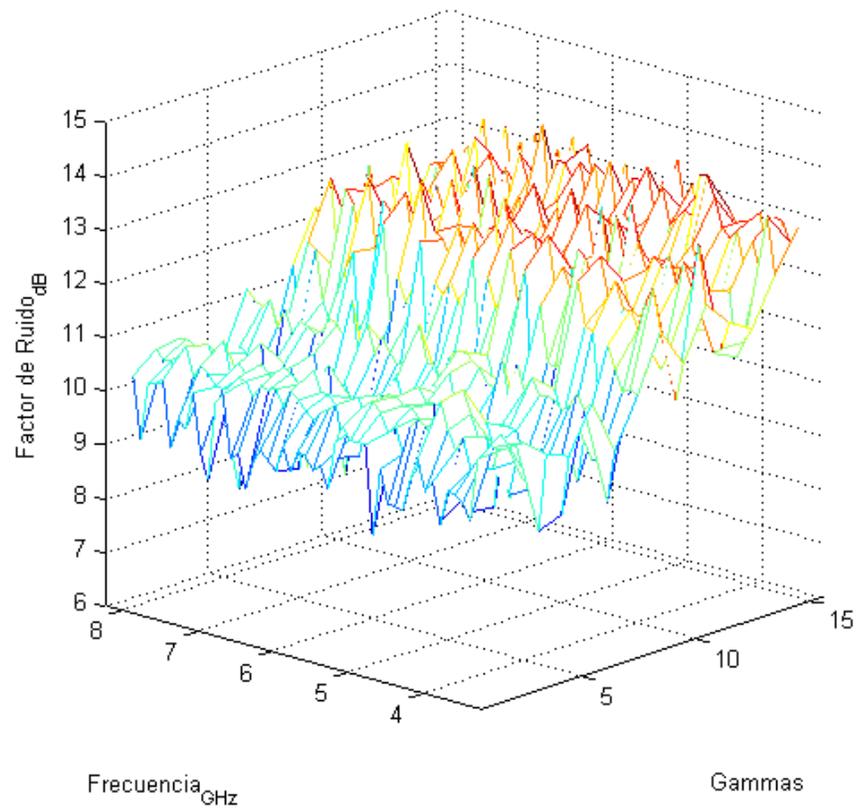


Figura 20: Factor de ruido del atenuador de 10 dB

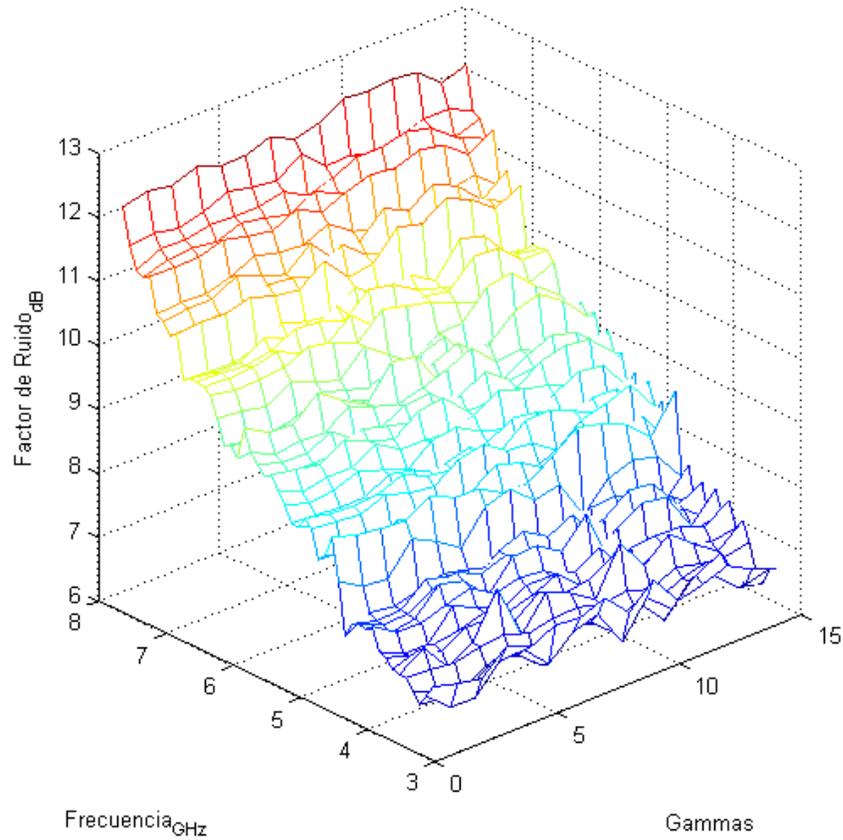


Figura 21: Factor de ruido del amplificador MAR1

■ *CENTELLAX*

El amplificador *CENTELLAX* se polariza en base a su hoja de datos, con el fin de obtener el menor factor de ruido, esto se da al polarizar con 7 Volts de V_{DS} y -0.05 Volts de V_{GS} , para un consumo de 0.489 Amperes de I_{DS} . Se caracterizó con un atenuador de 3 dB a la entrada para no saturar el amplificador *CENTELLAX*, por tanto, el atenuador de 3 dB en cascada con el amplificador *CENTELLAX* son el DUT, el cual se conecta entre la primera T de polarización como se muestra en la Figura 22.

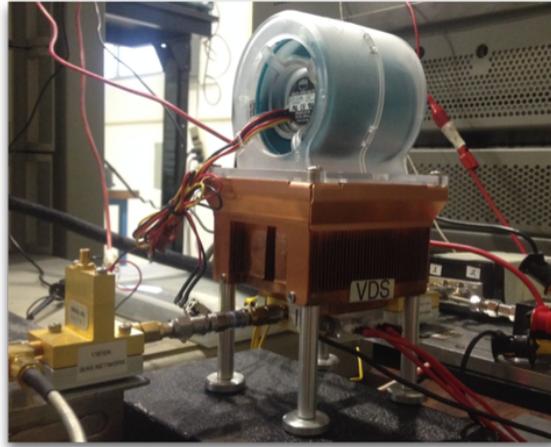


Figura 22: Montaje de Centellax con atenuador de 3 dB a la entrada

En la Figura 23 se muestra el montaje físico del atenuador de 3 dB en cascada con el amplificador *CENTELLAX*.

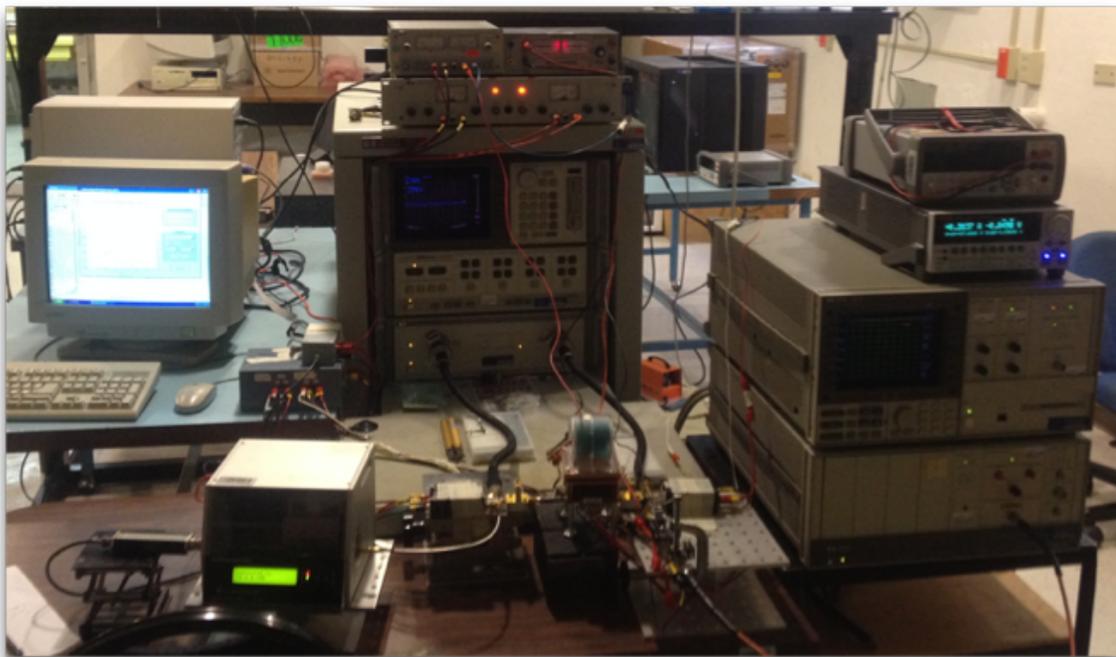


Figura 23: Atenuador de 3 dB en cascada con amplificador CENTELLAX

En la Figura 24 se observa el factor de ruido del atenuador de 3 dB en cascada con el amplificador *CENTELLAX*, donde se nota que es mas estable en frecuencia respecto al amplificador *MAR1*, también incrementa el factor de ruido al aumentar el numero de Γ ,

pues se va alejando del centro de la carta Smith y este amplificador tiene sus redes de adaptación para presentar el menor factor de ruido en el centro de la carta Smith.

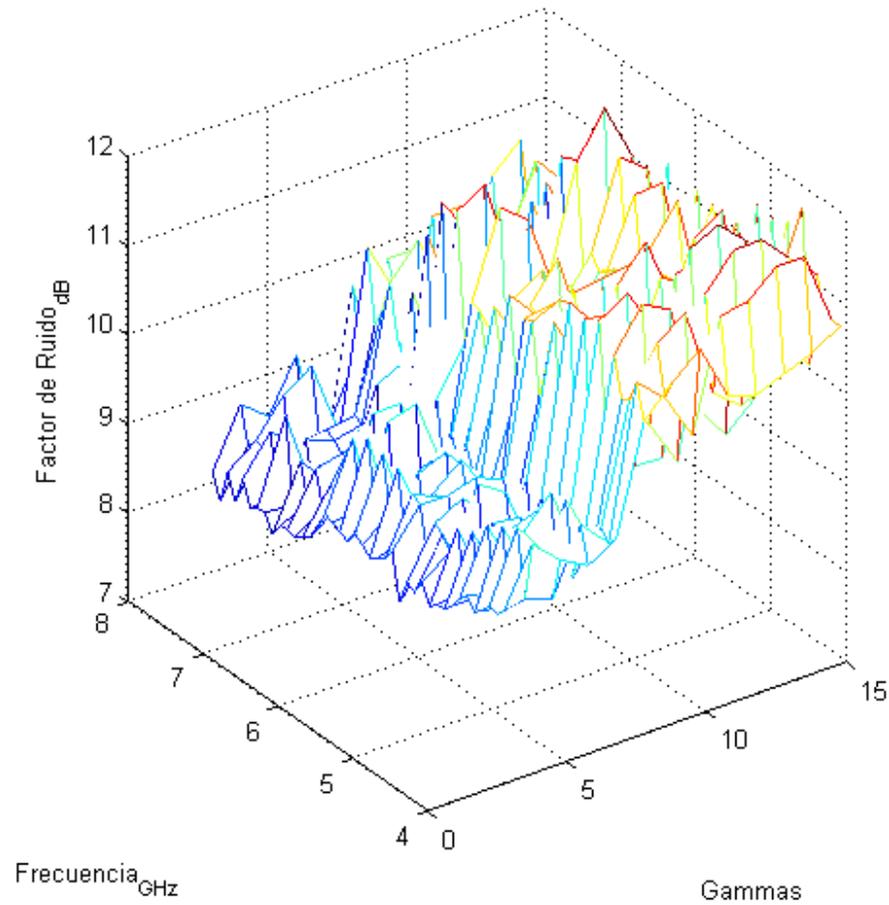


Figura 24: Factor de ruido del atenuador de 3 dB en cascada con CENTELLAX

Para obtener el factor de ruido del *CENTELLAX*, se auxilia de la ecuación de Friis (22), donde se resta la contribución del factor de ruido del atenuador de 3 dB, el cual se muestra en la Figura 25.

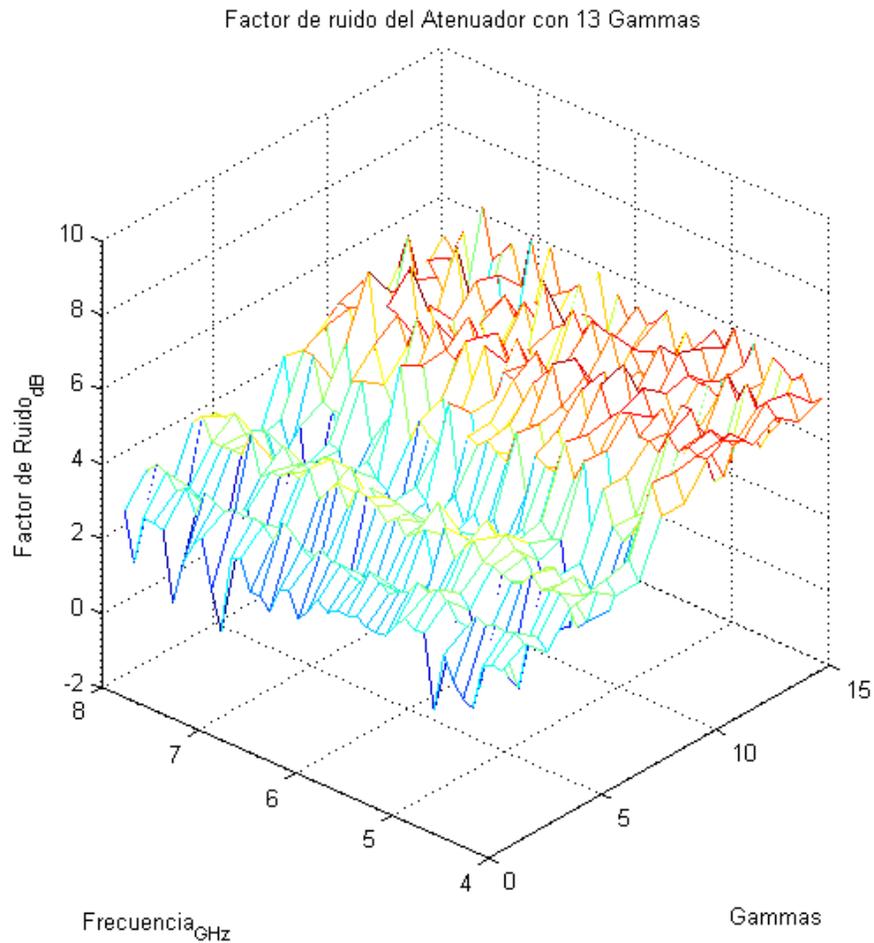


Figura 25: Factor de ruido del atenuador de 3 dB

En la Figura 26 se observa que el factor de ruido del amplificador *CENTELLAX* esta dentro del rango especificador por la hoja de datos del dispositivo como se muestra en el Apéndice B, con lo que podemos concluir que el sistema empleado para conocer los parámetros de ruido y el factor de ruido está funcionando de manera correcta y se llegan a los resultados esperados después de quitar la contribución del atenuador.

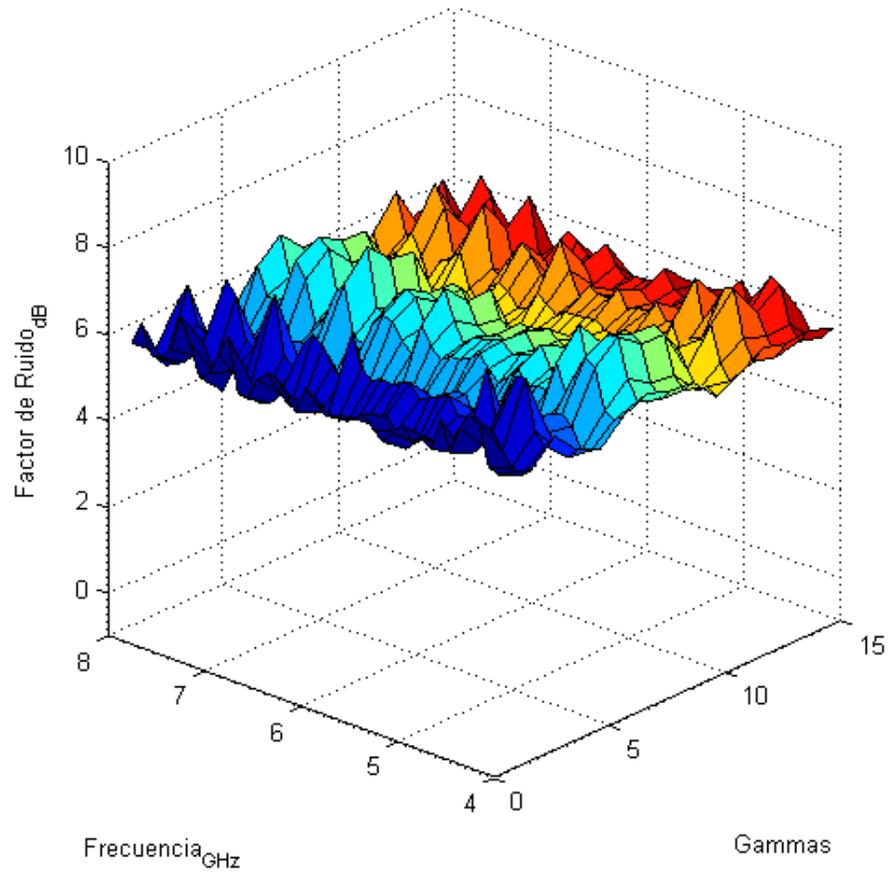


Figura 26: Factor de ruido del amplificador CENTELLAX.

Capítulo 4. Esquema de saturación

Para la medida del factor de ruido de dispositivos bajo prueba saturados en potencia, se aplica un pulso a 8 GHz de frecuencia (F_{RF}) que varía desde baja potencia hasta una potencia capaz de saturar el DUT por el puerto acoplado de un acoplador direccional y se mide el ruido a 5.295 GHz de frecuencia (F_0) en el puerto de salida del acoplador direccional, por tanto, para adecuar el banco de medición lineal como banco de medición no-lineal se le agrega un acoplador direccional, un par de filtros con frecuencia central F_0 y un sintetizador de potencia el cual será el encargado de proveer el pulso que varía en potencia.

Los componentes que integran el banco de medición no-lineal se observan en la Figura 27.

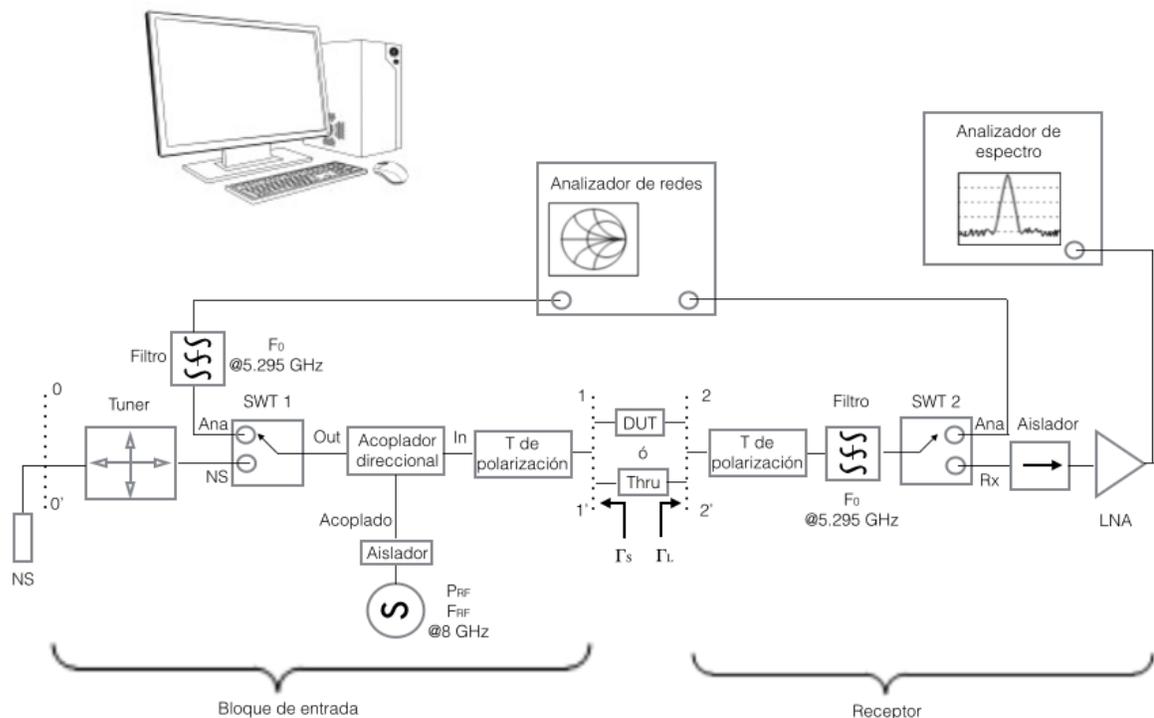


Figura 27: Banco de medición no-lineal.

En la Figura 28 se muestra el montaje físico de todos los componentes del banco de medición no-lineal.

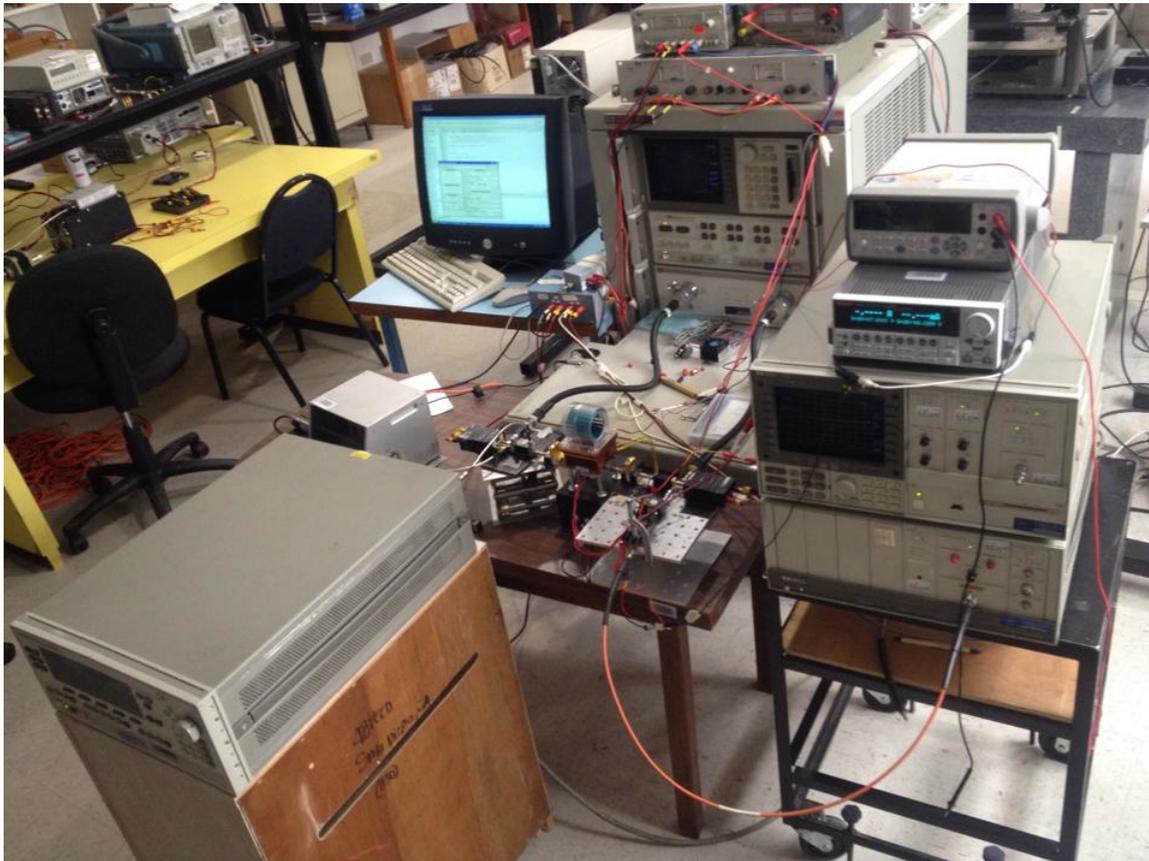


Figura 28: Banco de medición no-lineal implementado

Con el fin de encontrar la mejor posición del acoplador direccional en el banco de medición no-lineal, se midieron las pérdidas entre cada terminal, según se describe a continuación. Con el sintetizador de señales se aplica un tono de RF al puerto acoplado y se mide la potencia que sale del puerto de entrada (In), cargando el puerto de salida (Out) con 50 Ohm, como se muestra en la Figura 29 (a). Se repite el procedimiento con el puerto In cargado con 50 ohm y midiendo la potencia a la salida del puerto Out (Figura 29 (b)). De los resultados se encontró, que la salida (Out) del acoplador direccional tiene mayores pérdidas que la entrada (In) del acoplador direccional, por tanto, la entrada (In) del acoplador direccional se conecta en dirección al DUT pues de este modo se satura el DUT con menor potencia del sintetizador.

El esquema usado se muestra en la Figura 29.

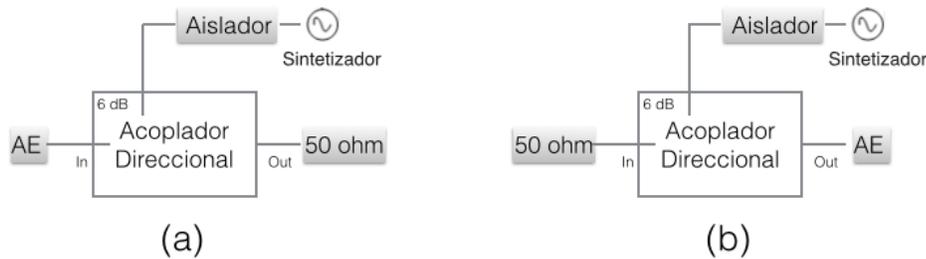


Figura 29: Esquema del acoplador direccional

En la Figura 30 (a) se observa la potencia que recibe el analizador de espectro respecto a la potencia del sintetizador, donde se encontró que para una potencia del sintetizador de 0 dBm, la configuración de la Figura 29 (a) detecta en el analizador de espectro -11.1 dBm y la configuración de la Figura 29 (b) detecta en el analizador de espectro -33.5 dBm. Con base a ello se eligió la configuración de la Figura 29 (a), a la cual se le dan valores de sintetizador entre -12 dBm a 6 dBm, para que la potencia en la terminal in este entre -20 dBm a -4dBm, que será la potencia de entrada al amplificador Centellax.

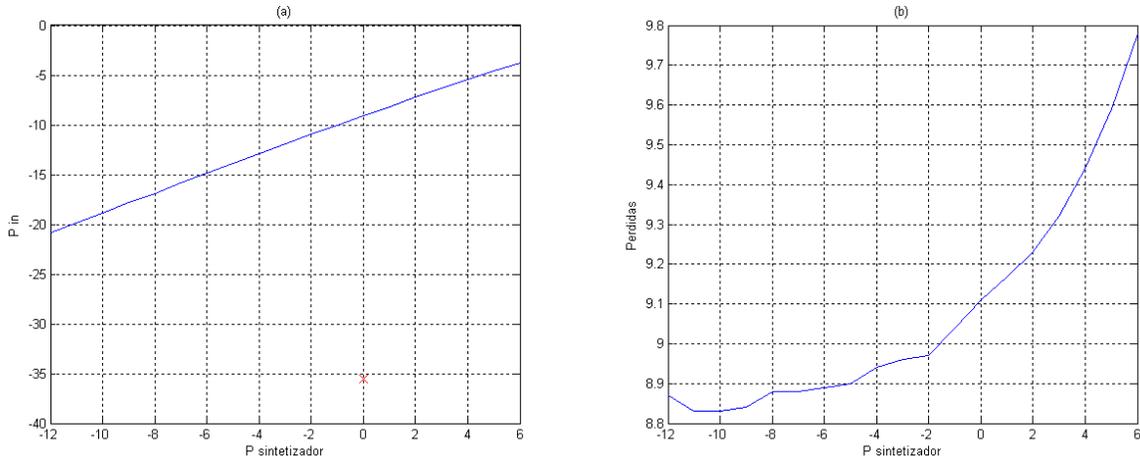


Figura 30: (a) P_{in} Vs P sintetizador, (b) pérdidas Vs P sintetizador

En la Figura 30 (b) se puede observar como las pérdidas aumentan conforme la potencia del sintetizador incrementa, con esto podemos mencionar que el sintetizador genera menos potencia de salida respecto a la potencia que se le pide.

Con la finalidad de conocer la influencia que tiene la potencia del sintetizador en los

puntos de interés, se implementa el esquema mostrado en la Figura 31, que corresponde al bloque de entrada del sistema de ruido con el DUT y filtro conectado. Se mide la potencia en los puntos de interés y se hace un barrido de potencia del sintetizador va desde -12 dBm hasta los 9 dBm con incrementos de 1 dBm .

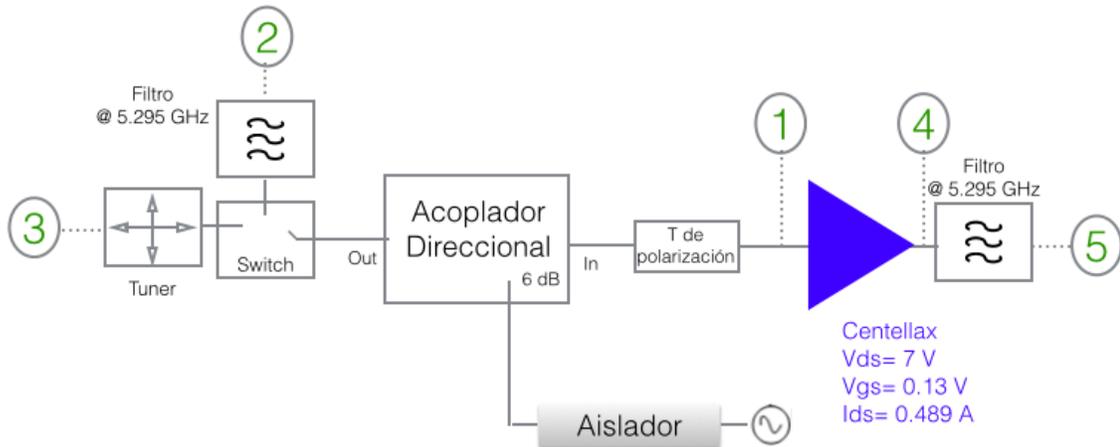


Figura 31: Censo de potencia en puntos de interés del banco no-lineal.

Es importante comentar que cuando se midió en los puntos 1, 2 y 3 el DUT y el filtro a la salida del DUT se desconectaron. Además, cuando se mide en cada terminal indicada, el resto de las terminales se carga con 50 ohm . Cuando se mide en la terminal dos, el switch está conmutado hacia el analizador de redes. Como es de esperarse, dado que la frecuencia del tono del sintetizador está en la zona de rechazo del filtro, sólo se mide el ruido de piso del sistema, como se observa en la Figura 32.

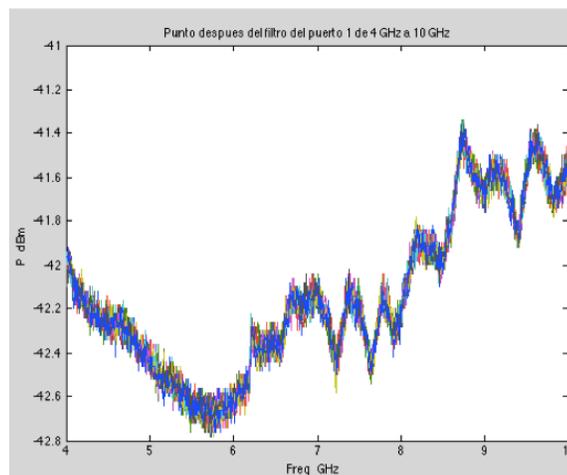


Figura 32: Censo de potencia en el punto 2.

Cuando se mide en la terminal 3, el switch esta conmutado hacia el Tuner. El tono que se observa se atenúa aproximadamente 40 dBm respecto al tono del sintetizador, como se muestra en la Figura 33.

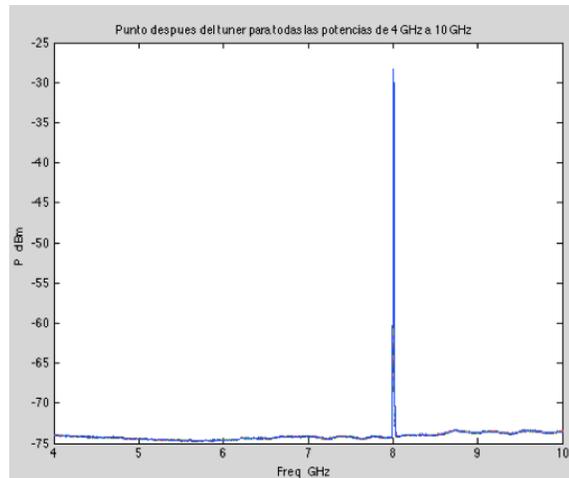


Figura 33: Censo de potencia en el punto 3.

En el punto 1, se tiene el tono que va a recibir el DUT, el cual se muestra en la Figura 34.

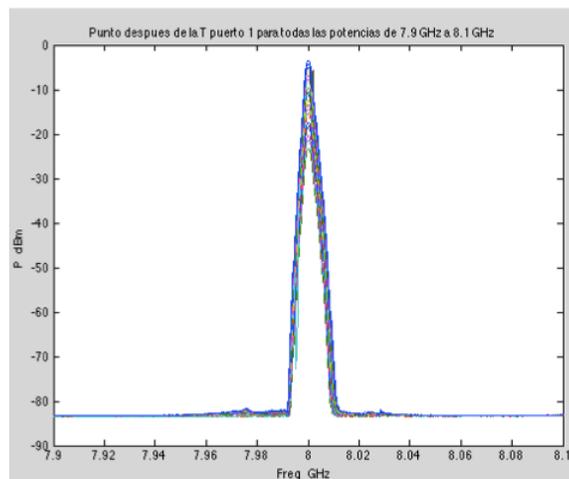


Figura 34: Censo de potencia en el punto 1.

En la Figura 35 (a) se observa como varia la potencia en el punto 1 respecto a la potencia del sintetizador, se podría esperar que dicha línea tenga una pendiente constante, lo que significaría que las perdidas son constantes, sin embargo como se observa

en la Figura 35 (b) las pérdidas están variando en función de la potencia del sintetizador, esta variación se atribuye a que el sintetizador no está dando los niveles de potencia que indica, si no que da menor potencia. Además en la Figura 35 (b) se observa que hay una atenuación en la potencia del tono asociada a las pérdidas que existen entre el sintetizador y la terminal 1.

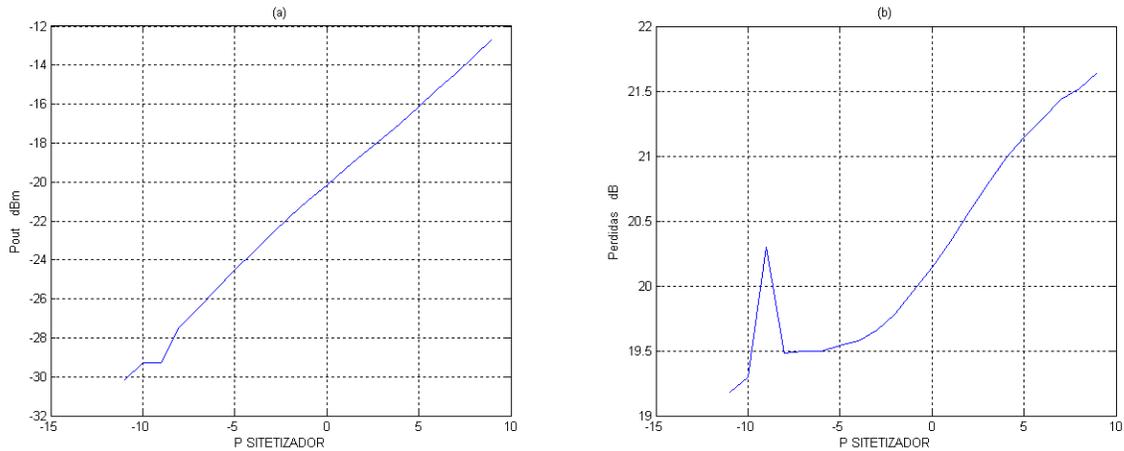


Figura 35: (a) Pout Vs P sintetizador, (b) pérdidas Vs P sintetizador

En el punto 4, después del DUT, se observa que la señal ha sido amplificada por el Centellax, como se muestra en la Figura 36.

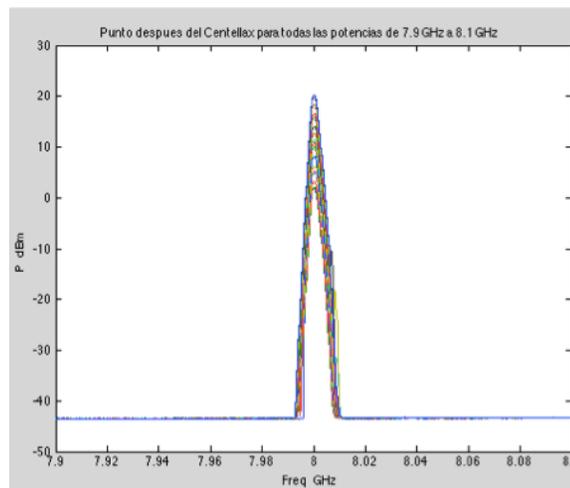


Figura 36: Censo de potencia en el punto 4.

Por ultimo, en el punto 5, después del filtro, se tiene que el tono no pasa, dado que la frecuencia del tono del sintetizador está fuera de la banda de paso del filtro, como

se muestra en la Figura 37. Con esto se verifica que en el analizador solo estaremos midiendo la potencia de ruido asociada al DUT y al sistema.

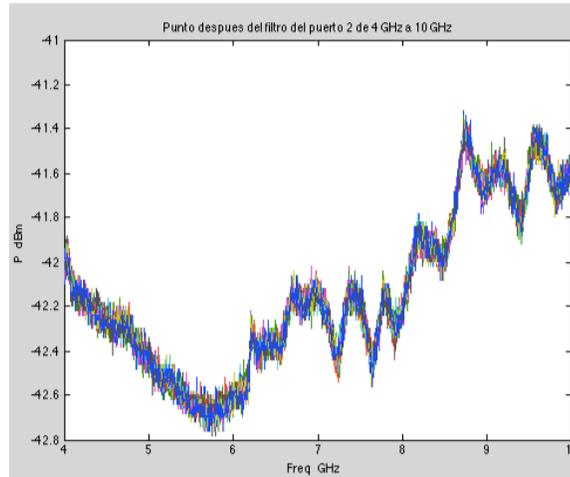


Figura 37: Censo de potencia en el punto 5.

Una vez verificados los niveles en los diferentes puntos de interés, se procedió a calibrar el receptor para posteriormente medir el CENTELLAX.

En la Figura 38 se presenta el factor de ruido del receptor del banco de medición no-lineal, donde se puede notar el corte que hace el filtro, el cual tiene una frecuencia central de 5.295 GHz. El factor de ruido que se obtiene es mediante el método que usa los diferentes coeficientes de reflexión presentados por el Tuner, donde se puede notar que se tiene un factor de ruido de aproximadamente 7 dB a la frecuencia central. Cabe hacer notar que en el receptor del sistema no-lineal respecto del lineal difiere solamente por el filtro conectado entre la T de polarización y el switch 2 y un atenuador de 3 dB conectado a la entrada (entre el plano 2-2 y la T de polarización), esto para evitar saturar los LNA del receptor. Por lo que es de esperarse que el factor de ruido del receptor del sistema no-lineal incremente aproximadamente 3.5 dB respecto al receptor del sistema lineal (3 dB del atenuador más las pérdidas del filtro).

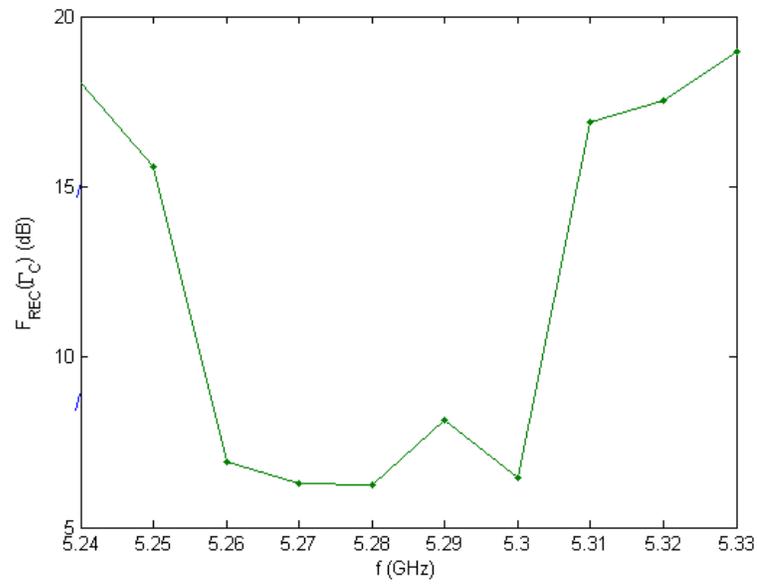


Figura 38: Factor de ruido del receptor del banco no-lineal.

En la Figura 39 se presentan los parámetros de ruido del receptor, donde se observa que el factor de ruido mínimo a la frecuencia de corte del filtro tiene aproximadamente 7 dB, la resistencia de ruido equivalente es de 15 y el coeficiente de reflexión óptimo tiene una magnitud cercana a 0.5 con fase de -80 grados (280 grados).

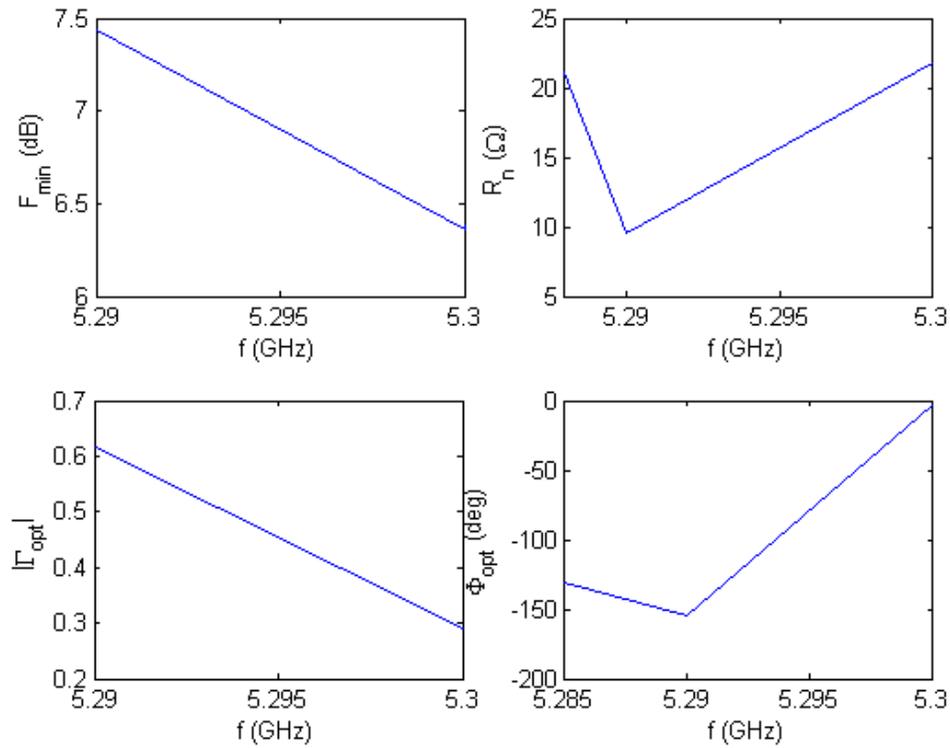


Figura 39: Parámetros de ruido del receptor del banco no-lineal.

En la Figura 40 se presentan las pérdidas del bloque de entrada. Se puede notar la influencia del filtro entre el puerto 2 del analizador y el plano de referencia 2-2 la frecuencia de corte del filtro. Dichas pérdidas se grafican con signo negativo y son de aproximadamente 8 dB y son constantes en el intervalo de interés.

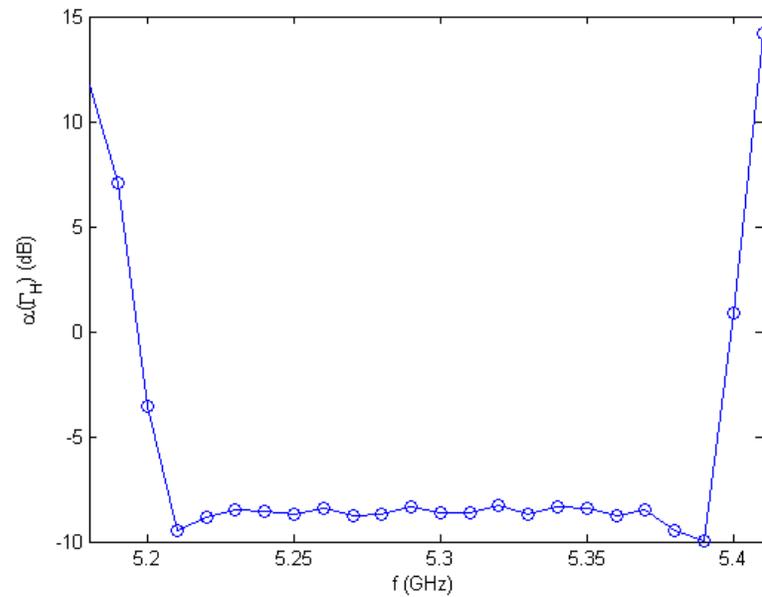


Figura 40: Pérdidas del bloque de entrada del receptor del banco no-lineal.

En la Figura 41 se presenta la (kG_0B) del receptor que es de aproximadamente 100 dB en el rango de frecuencia de interés. También en este caso se aprecia la frecuencia de corte del filtro

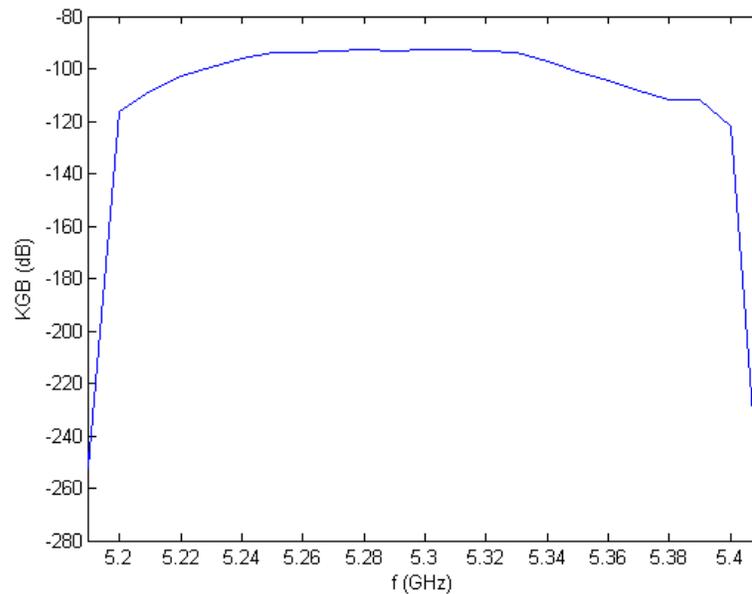


Figura 41: (kG_0B) del receptor del banco no-lineal.

Una vez caracterizado el sistema, se conecta y se procede a caracterizar el CENTE-

LLAX incluyendo su entrada un atenuador de 2.6 dB , por tanto, el pulso del sintetizador se aplica hasta 9 dBm , para llevar a hasta saturación el amplificador *CENTELLAX*. En la Figura 42 se observan la potencia de entrada contra la potencia de salida de dicho DUT, donde se puede apreciar que con una potencia de entrada de -10.5 dB se llega al punto de 1 dB de compresión, con lo que aseguramos estar en región de saturación.

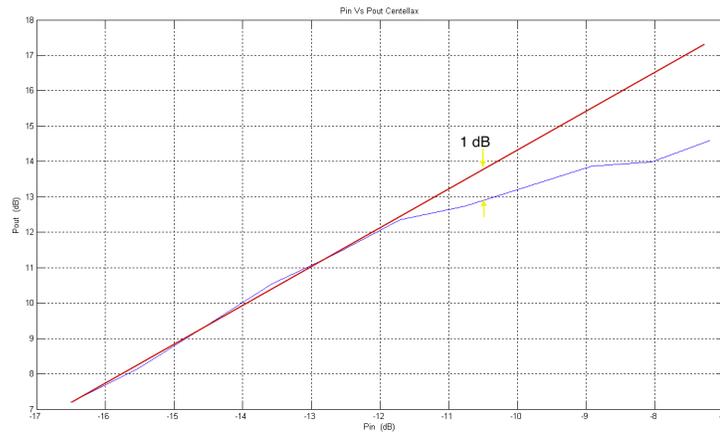


Figura 42: Resultados Pin Vs Pout del Centellax con atenuador de 2.6 dB .

El factor de ruido del DUT en función de la frecuencia para los diferentes niveles de potencia se muestra en la Figura 43. Donde se puede observar que a medida que se lleva a saturación el amplificador, aumenta el factor de ruido.

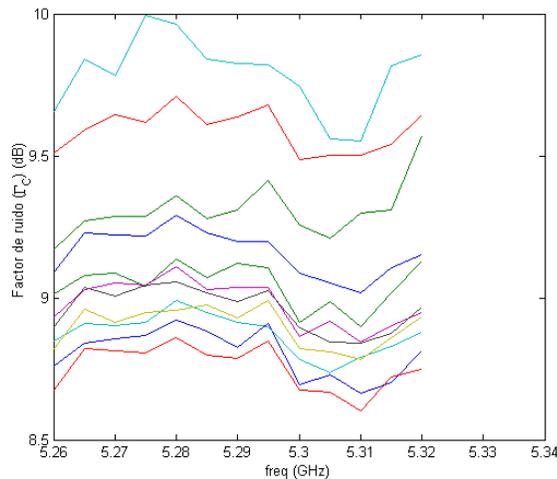


Figura 43: Factor de ruido del amplificador Centellax con atenuador de 2.6 dB en saturación.

En la Figura 44 se muestra el factor de ruido del DUT, a la frecuencia central del filtro,

respecto a la potencia de entrada al DUT.

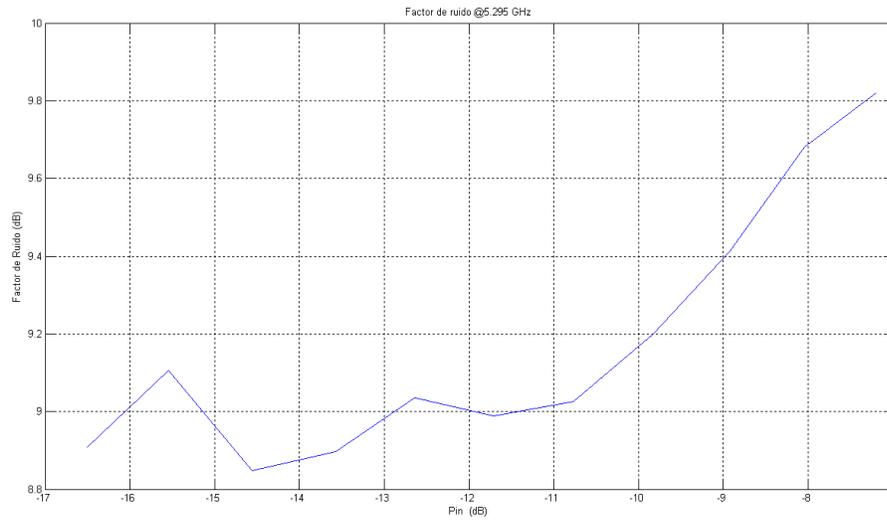


Figura 44: Factor de ruido del DUT contra la potencia del sintetizador.

En la Figura 45 se muestran los parámetros de ruido del DUT en el banco de medición no-lineal y como varían respecto a la potencia aplicada.

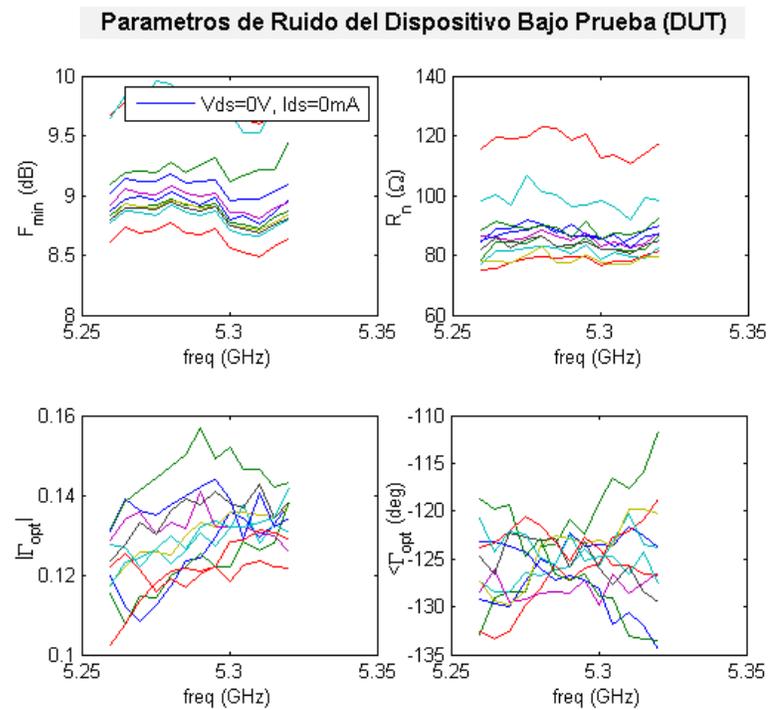


Figura 45: Parámetros de ruido del DUT contra la potencia del sintetizador.

En la Figura 46 se muestran los parámetros de ruido a la frecuencia central del filtro.

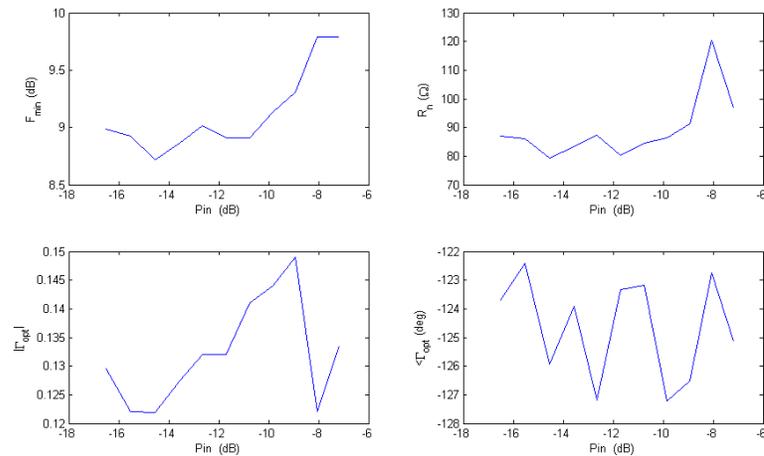


Figura 46: Parámetros de ruido del DUT a la frecuencia central del filtro.

Por su parte, la ganancia va disminuyendo conforme el DUT se va llevando a saturación, como se muestra en la Figura 47.

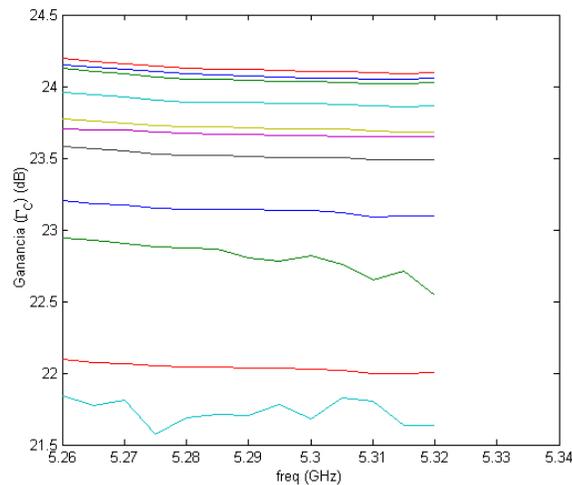


Figura 47: G del DUT en saturación.

En la Figura 48 apreciamos la ganancia DUT respecto a la potencia aplicada a la entrada a la frecuencia central del filtro (F_0), donde se puede observar que conforme el DUT satura la ganancia decrece.

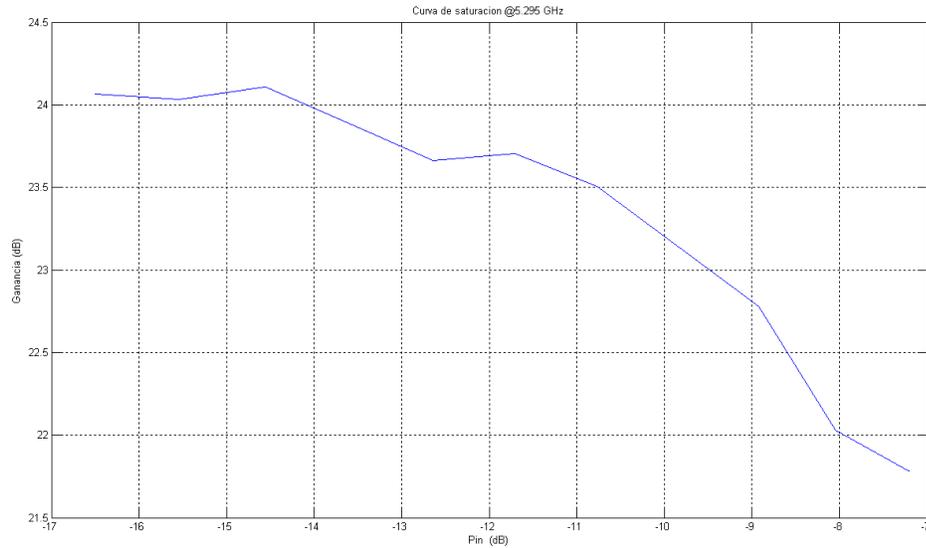


Figura 48: Ganancia del DUT contra la potencia del sintetizador.

En la Figura 49 se muestra el factor de ruido y la ganancia del DUT a la frecuencia central del filtro (F_0), donde se puede apreciar que en la región de saturación se tiene un decremento en la ganancia el factor de ruido incrementa.

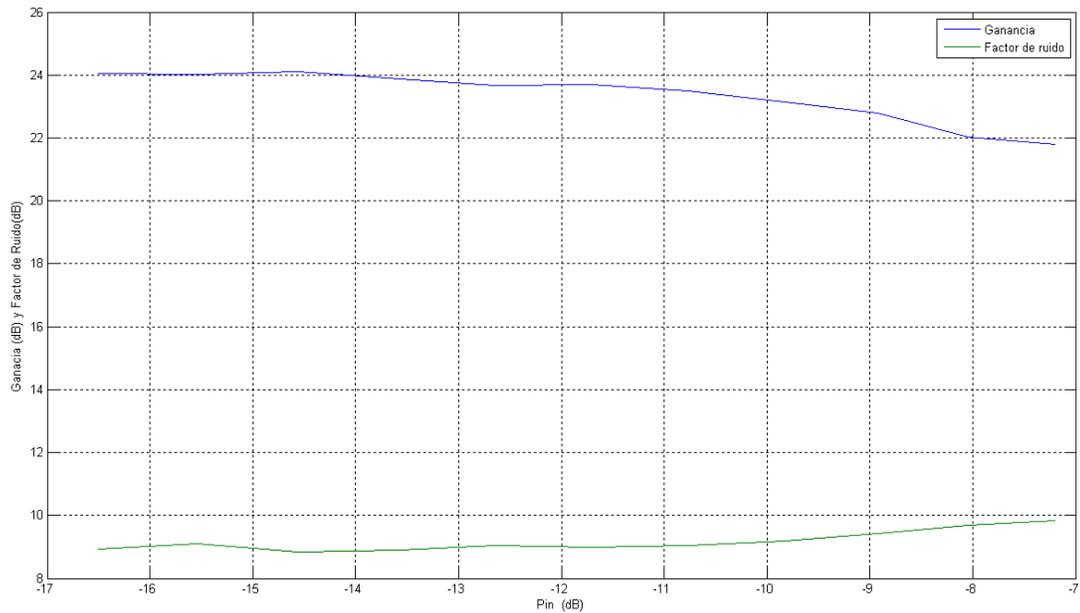


Figura 49: Ganancia y factor de ruido del DUT contra la potencia del sintetizador a (F_0).

4.1. Análisis de resultados.

Como se puede notar, es de suma importancia el conocimiento del factor de ruido de un DUT activo en región de saturación, puesto que tanto la ganancia decrece como el factor de ruido aumenta como se mostró anteriormente. Mediante el banco de medición no-lineal podemos saturar el dispositivo y así conocer estas características de los amplificadores. El amplificador CENTELLAX refleja en la región lineal, que conforme la potencia del sintetizador incrementa, el factor de ruido no varía significativamente, sin embargo, una vez entrando en la región de saturación, el factor de ruido crece bastante rápido, dado que existe una compresión en ganancia. Considerando que las características del LNA CENTELLAX, son típicas de los amplificadores utilizados a la entrada de un sistema de recepción, se debe tener especial precaución en no llegar a la región de saturación, dado que esto puede modificar su nivel de ruido.

Capítulo 5. Conclusiones

En este trabajo de tesis se presenta el significado de factor de ruido, sus principios y la importancia de conocer el mismo en los dispositivos bajo prueba, así como también en que consisten los cuatro parámetros de ruido y la relación entre factor de ruido y parámetros de ruido. Se presentan la técnica de carga fría, la cual se usa para medir factor de ruido de un bipuerto utilizando la potencia de ruido medida considera que a su entrada se conecta una carga con impedancia arbitraria a temperatura ambiente, además se requiere la determinación de la ganancia disponible del bipuerto, para lo cual se emplea la lectura de dos potencia de ruido correspondientes a dos temperaturas de impedancia de fuente diferentes.

Se describe la importancia del sintonizador de impedancias para presentar al DUT la impedancia compleja deseada y la creación del software para el control de la misma, así como sus principales características y la facilidad con que este genera distintas constelaciones de acuerdo a las necesidades del usuario.

Se presenta es esquema lineal para la medida del factor de ruido, los bloques que lo conforman, y elementos que conforman cada bloque, para que sirve cada elemento, y como se desarrolla el montaje físico del mismo. Se presentan los dispositivos pasivos y activos caracterizados, el proceso para separar la aportación de cada elemento de un DUT en cascada, se mencionan las principales características de los DUT y se muestran los resultados de factor de ruido obtenido.

En el amplificador MAR1, se puede observar en el esquema lineal que conforme nos alejamos del coeficiente de reflexión en el centro de la carta Smith hacia los coeficientes de reflexión intermedios y los coeficientes de reflexión más cercanos al contorno de la carta de Smith como incrementa el factor de ruido para cada caso. También es importante señalar como a pesar de que los atenuadores son dispositivos pasivos influye en el factor de ruido que se presente un coeficiente de reflexión alto.

Se muestran las características del esquema de saturación y los componentes que lo integran, también el proceso para montar el banco de saturación a partir del banco lineal, se evalúa la potencia en diferentes puntos de interés del banco no-lineal con el

fin de verificar que no se sobrepasen los niveles de potencia seguros para que equipo y que se pueda llevar el DUT a saturación. Se presenta la curva de saturación del amplificador CENTELLAX obtenida con el banco de medición no-lineal, se muestran también la ganancia y factor de ruido para distintos puntos de potencia del sintetizador. De igual manera se presentan los parámetros de ruido del amplificador y su variación conforme se satura el DUT activo.

Por tanto, la importancia de esta tesis radica en como se pueden obtener el factor de ruido y sus parámetros de ruido a partir del banco de medición lineal y no-lineal, la importancia de conocer como estos parámetros de ruido varían al entrar a región de saturación y bajo que impedancias complejas obtenemos los resultados que más nos favorezcan dependiendo de la aplicación que se quiera dar, en el caso de un receptor, ver cual nos genera el factor de ruido mínimo.

5.1. Aportaciones.

Las aportaciones más importantes de este trabajo de tesis son las siguientes:

- Implementación del banco de medición de ruido no-lineal, así como también la identificación de la mejor configuración del mismo y reducción de dispositivos pasivos para evitar pérdidas. Además se realizó la identificación de distintos puntos en el banco de medición no-lineal bajo distintas potencias del sintetizador, esto con el fin de proteger el equipo. También se hizo la caracterización del acoplador direccional para un mejor desempeño dentro del banco de medición no-lineal.
- Adaptación del programa de control para la obtención del factor de ruido en el banco de medición lineal y no-lineal.
- Programa para separar la aportación de los DUT en cascada y graficar en 3D.
- Programa para el control del sintonizador de impedancias (Tuner), que contempla todas las necesidades que el banco de medición lineal y no-lineal puedan tener, el cual trabaja de manera independiente y como complemento al programa de control del banco de medición.

- Identificación de la mejor configuración del banco de medición lineal y selección de los componentes de interconexión con menos pérdidas.
- Caracterización de factor de ruido de dispositivos pasivos, activos y combinación de ambos bajo régimen lineal.
- Caracterización de factor de ruido de dispositivos activos bajo régimen no-lineal.

5.2. Trabajo a futuro.

Como trabajo a futuro se sugieren las siguientes recomendaciones para ampliar la investigación en ésta área:

- Hacer un trabajo mas amplio de la repetitividad del Tuner Focus, repitiendo por un amplio tiempo, la misma medición del Tuner y compararlas en la misma carta Smith.
- Caracterización de dispositivos activos con la maquina de puntas mediante el banco de medición lineal.
- Caracterización de dispositivos activos con la maquina de puntas mediante el banco de medición no-lineal.

Lista de referencias

- Boudiaf, A., Laporte, M., Dangla, J., y Vernet., G. (1992). Accuracy Improvements in two-port noise parameter extraction method. *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 1569– 1572.
- Caruso, G. y Sannino, M. (1978). Computer aided determination of microwave two-port noise parameters. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech. MTT-26 (9)*, 639-642.
- Carvalho, P., Jang, M., y Steer, M. B. (2006). Nonlinear RF circuits and systems simulation when driven by several modulated signals. *IEEE Trans. Microwave Theory Techniques*, pp. 572–579.
- Chambon, C., Escotte, L., Gribaldo, S., y Llopis, O. (2007). C-Band noise- parameter measurement of microwave amplifiers under nonlinear conditions. *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, **55**(4): 315–324.
- Cibiél, G., Escotte, L., y Llopis, O. (2004). A study of the correlation between high-frequency noise and phase noise in low-noise silicon –based transistors. *IEEE Trans. Microwave Theory Techniques*, **52**(1): 183–190.
- Escotte, L., Gonneau, E., Chambon, C., y Graffeuil, J. (2004). Noise behavior of microwave amplifiers operating under nonlinear conditions. *IEEE Trans. Microwave Theory Techniques*, **53**(12): 3704–3711.
- Escotte, L., Gonneau, E., Chambon, C., y Graffeuil, J. (2005). Noise behavior of microwave amplifiers operating under nonlinear conditions. *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, **53**(12).
- Figuroa Reséndiz, B. E., Maya Sánchez, M. C., y Reynoso Hernández, J. A. (2005). Common-source cold-FET used to validate noise figure measurements and on-wafer FET noise parameters.
- Figuroa Reséndiz, B. E., Sánchez, M. d. C. M., y Reynoso Hernández, J. A. (2008). Desarrollo de un sistema de medición de la ganancia y factor de ruido de un LNA operando en régimen no-lineal .
- Friis, H. T. (1994). Noise Figures of radio receivers. *Proc. IRE.*, 419-422.
- Lane, R. (1960). The determination of device noise parameters. *Proc. IRE*, **48**: 60–68.
- Maya Sánchez, M. d. C. (1997). Estudio comparativo entre diferentes técnicas de extracción de los parámetros de ruido del TEC GaAs.
- Mitama, M. y Katoh, H. (1979). An improved computational method for noise parameter measurement. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **27**(6), 612-615.
- Moon, J., Mocovic, M., Kurdoghlian, A., Janke, P., Hassimoto, P., S, W., McCray, L., y Nguyen, C. (2002). Microwave noise performance of AlGaIn-GaN HEMTs with small dc power dissipation. *IEEE Electron Device Lett*, **23**(11): 2279–2287.
- O'Callaghan, J. M. y Mondal, J. (1991). A vector approach for noise parameter fitting and selection of source admittances. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **39**(8), 1376-1382.

- Sanabria, C., Xu, H., Palacios, T., Chakraborty, A., Heikman, S., Mishra, U., y York, R. (2005). Influence of epitaxial structure in the noise figure of AlGaIn/GaN HEMTs. *IEEE Trans. Microwave Theory Techniques*, **53**(2): 762–769.
- Vasilescu, G., Alquie, G., y Krim, M. (1989). Exact computation of two-port noise parameters. *Electron. Letters*, *25*(4), 292-293.
- Williamson, J. H. (1968). Least-squares fitting of a straight line. *Canadian Journal of Physics*. *46*, 1845-1847.

Apéndice A. Técnicas de extracción de los parámetros de ruido

A.1. Técnica de impedancias múltiples

Con esta técnica se pueden obtener los parámetros de ruido tanto de bipuertos como de dispositivos unilaterales, como es el caso del recepto de medición de ruido. Es una técnica costosa en tiempo, sin embargo se consideran como referencia en el cálculo de los parámetros de ruido. Dado que los parámetros de ruido son cuatro por tanto, se requieren al menos cuatro mediciones con impedancias que estén en diferentes contornos de factor de ruido constante, para reducir la incertidumbre en la bibliografía se recomiendan al menos siete distintas mediciones, generando así un sistema sobre determinado de ecuaciones para cada frecuencia y punto de polarización.

Basados en la solución al sistema de ecuaciones, existen distintas técnicas analíticas para resolver la expresión de factor de ruido en función de los parámetros de ruido, los cuales requieren los factores de ruido (F) correspondientes a los coeficientes de reflexión (Γ_s) presentados a la entrada del DUT.

De las diversas técnicas analíticas de extracción de los parámetros de ruido destacan las siguientes:

- Técnica de Lane (Lane (1960))
- Técnica de Mitama (Mitama y Katoh (1979))
- Técnica de Vasilescu (Vasilescu *et al.* (1989))
- Técnica de Boudiaf (Boudiaf *et al.* (1992))
- Técnica de Caruso (Caruso y Sannino (1978))

- Técnica de O'Callaghan (O'Callaghan y Mondal (1991))

Todas las técnicas tienen la finalidad de extraer los parámetros de ruido, pero lo hacen bajo diferentes métodos, las técnicas de Lane, Caruso y O'Callaghan minimizan la función de error definida como la suma de diferencias entre los factores de ruido medidos y estimados. Por otra parte, la técnica de Mitama minimiza una expresión de error, la cual considera que existe error de medición tanto en el factor de ruido como en el coeficiente de reflexión de entrada. Mientras que la técnica de Vasilescu resuelve un sistema de cuatro ecuaciones no lineales, por otro lado la técnica de Boudiaf propone la relación del factor de ruido como una línea recta y se emplea el algoritmo de Williamson (Williamson (1968)).

El software implementado (Maya Sánchez (1997)) puede usar cualquiera de los métodos antes mencionados, para este trabajo de tesis, están implementadas la técnica de Lane y la de Vasilescu las cuales se describen a continuación.

A.1.1. Técnica de Lane

Resuelve un sistema de cuatro ecuaciones con cuatro incógnitas, idealmente sólo se requieren cuatro valores de coeficiente de reflexión presentados a la entrada (Γ_s) o admitancias (Y_s), pero la literatura sugiere al menos siete o más para evitar tomar valores del mismo contorno de factor de ruido constante. El factor de ruido (F) en función de admitancias está dado por:

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_s} [(G_s - G_{opt})^2 + (B_s - B_{opt})^2] \quad (27)$$

Definimos los siguientes pseudoparámetros:

$$F_{min} = A + \sqrt{4BC - D^2} \quad (28)$$

$$G_{opt} = \frac{\sqrt{4BC - D^2}}{2B} \quad (29)$$

$$B_{opt} = \frac{-D}{2B} \quad (30)$$

$$R_n = B \quad (31)$$

Por tanto, podemos expresar el factor de ruido (F) como:

$$F = A + BG_s + \frac{C + BB_s + DB_s}{G_s} \quad (32)$$

Mediante el método de mínimos cuadrados se calculan los valores A , B , C y D donde el error a minimizar se expresa por la siguiente ecuación:

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \left[A + B \left(G + \frac{B_s^2}{G_s} \right) + \frac{C}{G_s} + D \frac{B_s}{G_s} - F_i \right]^2 \quad (33)$$

n es el numero de admitancias para las que se midió el factor de ruido (F), i es la i - ésima medida.

Al resolver se genera un sistema de cuatro ecuaciones con cuatro incógnitas, expresada en forma matricial se tiene:

$$XY = Z \quad (34)$$

Para despejar Y matricialmente, se multiplica por la inversa de X a la derecha en ambos lados de la igualdad, por tanto:

$$Y = X^{-1}Z \quad (35)$$

Donde:

$$Y = \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \\ D \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$Z = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n F_i \\ \sum_{i=1}^n F_i \left(G_s + \frac{B_s^2}{G_s} \right) \\ \sum_{i=1}^n F_i \frac{1}{G_s} \\ \sum_{i=1}^n F_i \frac{B_s}{G_s} \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$X = \begin{bmatrix} n & \sum_{i=1}^n \left(G_s + \frac{B_s^2}{G_s} \right) & \sum_{i=1}^n \frac{1}{G_s} & \sum_{i=1}^n \frac{B_s}{G_s} \\ \sum_{i=1}^n \left(G_s + \frac{B_s^2}{G_s} \right) & \sum_{i=1}^n \left(G_s + \frac{B_s^2}{G_s} \right)^2 & \sum_{i=1}^n \left(1 + \frac{B_s^2}{G_s^2} \right) & \sum_{i=1}^n \left(B_s + \frac{B_s^3}{G_s^2} \right) \\ \sum_{i=1}^n \frac{1}{G_s} & \sum_{i=1}^n \left(1 + \frac{B_s^2}{G_s^2} \right) & \sum_{i=1}^n \frac{1}{G_s^2} & \sum_{i=1}^n \frac{B_s}{G_s^2} \\ \sum_{i=1}^n \frac{B_s}{G_s} & \sum_{i=1}^n \left(B_s + \frac{B_s^3}{G_s^2} \right) & \sum_{i=1}^n \frac{B_s}{G_s^2} & \sum_{i=1}^n \frac{B_s^2}{G_s^2} \end{bmatrix} \quad (38)$$

Una vez conocidos los valores de A , B , C y D se sustituyen en los pseudoparámetros

y se obtienen los parámetros de ruido.

A.1.2. Técnica de Vasilescu

Mediante un mínimo de cuatro mediciones del factor de ruido (F) para distintos coeficientes de reflexión de entrada (Γ_s), se obtienen los parámetros de ruido a partir un sistema de cuatro ecuaciones no-lineales.

Partiendo de la ecuación del factor de ruido (F):

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_s} [(G_s - G_{opt})^2 + (B_s - B_{opt})^2] \quad (39)$$

Se hace un cambio de variable $G_{si} = R_{si}^{-1}$ en la ecuación del factor de ruido (F):

$$F_i = F_{min} + R_n R_{si} [(G_{si} - G_{opt})^2 + (B_{si} - B_{opt})^2] \quad (40)$$

$$i = 1, 2, 3, 4$$

Para eliminar F_{min} se obtiene una nueva ecuación: $F_{i+1} - F_i$, dando como resultado:

$$-d_i = a_i (G_{opt}^2 + B_{opt}^2) + 2b_i B_{opt} - \frac{c_i}{R_n} \quad (41)$$

$$i = 1, 2, 3$$

Donde:

$$a_i = R_{si} - R_{s(i+1)} \quad (42)$$

$$b_i = B_{s(i+1)}R_{s(i+1)} - B_{si}R_{si} \quad (43)$$

$$c_i = F_i - F_{i+1} \quad (44)$$

$$d_i = G_{si} - G_{s(i+1)} + R_{si}B_{si}^2 - R_{s(i+1)}B_{s(i+1)}^2 \quad (45)$$

Se divide entre a_i y se realiza la operación $(-d_{i+1}/a_{i+1}) + (d_i/a_i)$, por tanto, se obtiene una expresión en función de B_{opt} y R_n :

$$G_i = e_i B_{opt} + \frac{f_i}{R_n} \quad (46)$$

$$i = 1, 2$$

Donde:

$$e_i = 2(b_i a_{i+1} - b_{i+1} a_i) \quad (47)$$

$$f_i = a_i c_{i+1} - a_{i+1} c_i \quad (48)$$

$$g_i = d_{i+1}a_i - d_i a_{i+1} \quad (49)$$

Generando un sistema de dos ecuaciones con dos incógnitas, que al resolver se puede expresar de la siguiente manera:

$$R_n = \frac{e_2 f_1 - e_1 f_2}{e_2 g_1 - e_1 g_2} \quad (50)$$

$$B_o = \frac{g_2 f_1 - g_1 f_2}{e_2 f_1 - e_1 f_2} \quad (51)$$

Sustituyendo estas ecuaciones, se obtienen los parámetros de ruido restantes:

$$G_{opt} = \left[\left(-d_1 + \frac{c_1}{R_n} - 2B_{opt}b_1 \right) \frac{1}{a_1} - B_{opt}^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (52)$$

$$F_{opt} = F_1 - R_n R_{si} [(G_1 - G_{opt})^2 + (B_{s1} - B_{opt})^2] \quad (53)$$

A.2. Técnica de impedancia adaptada F_{50}

Otra técnica que se ha utilizado para extraer los parámetros de ruido es la técnica F_{50} también conocida como técnica de fuente adaptada. Sin embargo solo se puede aplicar para caracterizar dispositivos bajo prueba (*DUT*), de los que se conoce su modelo de ruido no es posible aplicarla para obtener el factor de ruido del receptor, por otro lado, no requiere el uso de sintetizadores *Tuners*, por tanto, reduce en gran cantidad el tiempo de medida del factor de ruido.

Requiere la medida del factor de ruido (F) generado por el coeficiente de reflexión

de entrada (Γ_s) al dispositivo bajo prueba (*DUT*) en diferentes puntos de frecuencia, así como también requiere de un modelo del DUT, el cual está dado por la matriz de correlación (C_A^{Total}), dicha matriz define el comportamiento del ruido total del dispositivo.

Los modelos de transistores tipo MESFET y HEMT se pueden clasificar principalmente en dos tipos:

- Modelo físico, el cual predice la respuesta del transistor en pequeña señal, empleando sus parámetros físicos y estructurales, así como el desarrollo de análisis de electrónica cuántica que emplea leyes físicas. Este tipo de modelado es complejo y requiere gran cantidad de información del proceso de fabricación del transistor, la cual no siempre se tiene acceso.
- Modelo empírico, el cual emplea técnicas basadas en la obtención de un circuito eléctrico equivalente a partir de medidas de parámetros S y de la curva I-V . Estas técnicas son sencillas de implementarse en programas comerciales de diseño electrónico y no implican el conocimiento de las características físicas del dispositivo, pero sí se tiene en cuenta su estructura física para proponer el modelo. El circuito eléctrico equivalente se ilustra en la Figura 50.

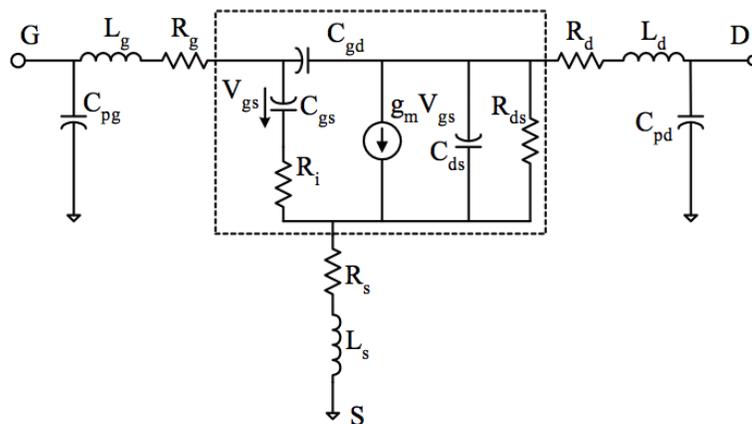


Figura 50: Circuito eléctrico equivalente.

En la Figura 50 se muestran fuera del cuadro punteado los elementos extrínsecos conocidos también como elementos parásitos, los cuales son independientes de la polarización y modelan los efectos parásitos del dispositivo debidos al encapsulado, alambres de contacto, etc. Estos elementos se obtienen a partir de distintas condiciones de polarización del transistor considerando la región activa del transistor como apagada por lo que los elementos intrínsecos, que se muestran dentro del cuadro punteado, pueden despreciarse.

El circuito intrínseco considera dos fuentes de ruido, una debida a la puerta y otra al drenador. Puede representarse en tres distintas configuraciones: Admitancia, híbrida o de temperaturas como lo muestra la Figura 51.

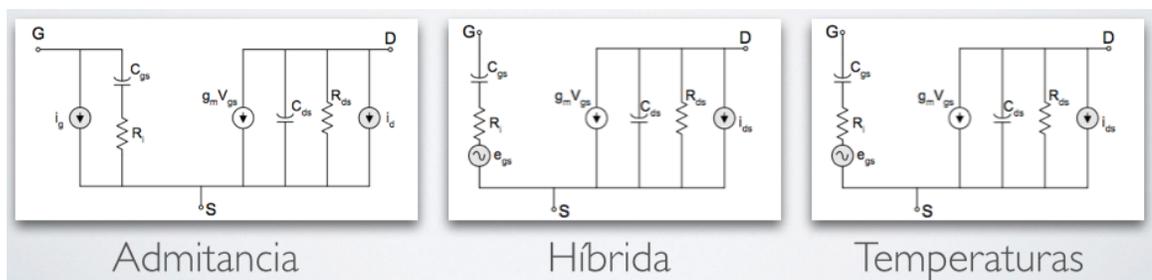


Figura 51: Configuraciones del circuito intrínseco.

Los elementos intrínsecos son dependientes del punto de polarización y modelan los efectos de la región del canal del transistor, estos elementos se calculan para cada punto de polarización, a partir de medidas de los parámetros S del transistor polarizado en régimen activo, mediante transformaciones sucesivas de los parámetros S medidos, a admitancia o impedancia y restando los elementos extrínsecos o parásitos, al final se hace un ajuste fino de los elementos intrínsecos mediante un algoritmo de optimización.

Por otro lado, la respuesta del circuito eléctrico equivalente genera la matriz de correlación en cascada (C_A), la cual esta dada por:

$$C_A = 4kT_0B \begin{bmatrix} R_n & \frac{F_{min}-1}{2} - R_n Y_{opt}^* \\ \frac{F_{min}-1}{2} - R_n Y_{opt} & R_n |Y_{opt}|^2 \end{bmatrix} \quad (54)$$

De la matriz C_A se extraen los parámetros de ruido, como se muestra a continuación:

$$F_{min} = 1 + \frac{1}{2kT_0B} [C_{A12} + C_{A11}Y_{opt}] \quad (55)$$

$$|\Gamma_{opt}| = \sqrt{\frac{C_{A22}}{C_{A11}} - \left(\text{Im} \left(\frac{C_{A12}}{C_{A11}} \right) \right)^2} \quad (56)$$

$$\angle \Gamma_{opt} = \left(\text{Im} \left(\frac{C_{A12}}{C_{A11}} \right) \right) \quad (57)$$

$$R_n = \frac{C_{A11}}{4kT_0B} \quad (58)$$

Apéndice B. Hoja de datos del amplificador CENTELLAX

UA1L65VM Broadband Amplifier Module Data Sheet



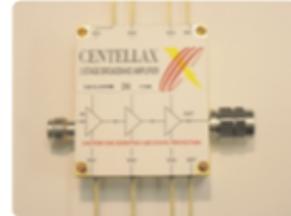
Introduction

The UA1L65VM Amplifier is a general-purpose broadband amplifier designed for microwave communications, test equipment, and military systems. Its small size and exceptional performance make it a versatile gain block which can improve power and gain in a single package potentially replacing 2 or 3 narrower band amplifiers.

The UA1L65VM provides a complete amplifier module package with a wide frequency range of 1GHz to 65 GHz, low power dissipation, ample output power, low noise figure and gain control.

Features

- 23 dBm saturated output power
- 27 dB gain (to 45 GHz)
- 3.4 W power dissipation
- Useful gain to 65GHz
- Small size package
- 4.5 dB NF



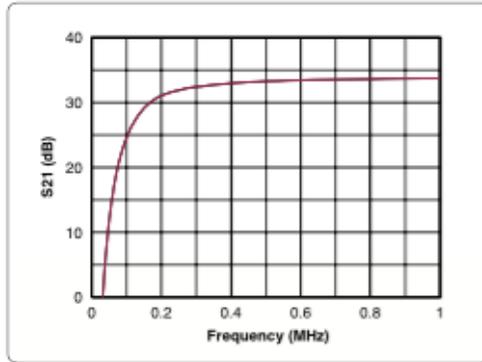
Applications

- mm-wave systems
- High frequency test instrumentation
- Broadband gain amplifier

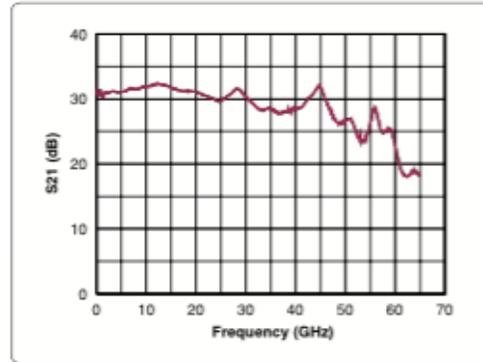
Electrical Specifications @ 25°C

Vd1=Vd2=Vd3 = 7V, Vg1=Vg2=Vg3 = -0.05 V, Z₀ = 50 Ω

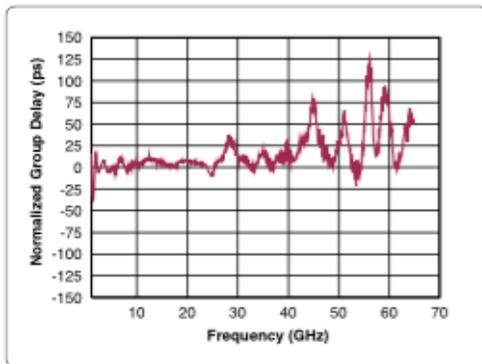
Parameter	Description	Minimum	Typical	Maximum
S21 (dB)	Small Signal Gain 1 – 26 GHz	27	30	—
	26 – 45 GHz	24	27	—
S11 (dB)	Input Match 1 – 26 GHz	—	-12	-10
	26 – 45 GHz	—	-10	-8
S22 (dB)	Output Match 1 – 26 GHz	—	-12	-10
	26 – 45 GHz	—	-10	—
P _{sat} (dBm)	Saturated Power Output	—	23	—



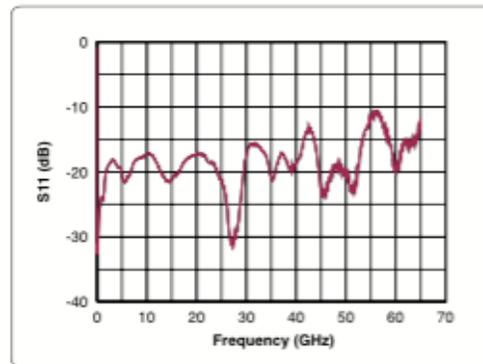
UA1L65VM typical measured performance
Bias: $V_{d1} = V_{d2} = V_{d3} = 7V$, $V_{g1} = V_{g2} = V_{g3} = -0.05 V$



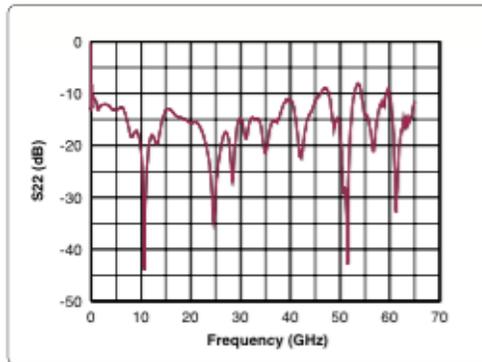
UA1L65VM typical measured performance
Bias: $V_{d1} = V_{d2} = V_{d3} = 7V$, $V_{g1} = V_{g2} = V_{g3} = -0.05 V$



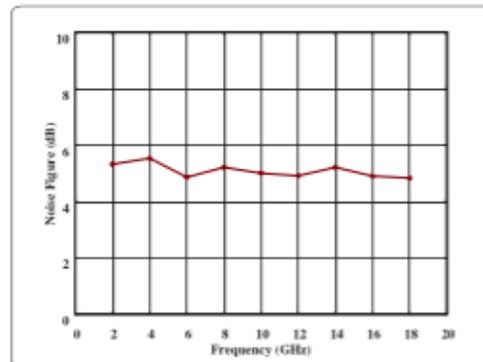
UA1L65VM typical measured performance
Bias: $V_{d1} = V_{d2} = V_{d3} = 7V$, $V_{g1} = V_{g2} = V_{g3} = -0.05 V$



UA1L65VM typical measured performance
Bias: $V_{d1} = V_{d2} = V_{d3} = 7V$, $V_{g1} = V_{g2} = V_{g3} = -0.05 V$

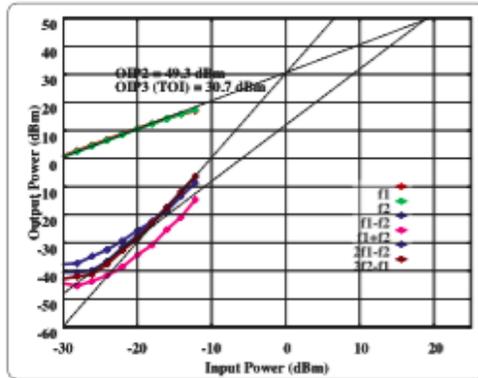


UA1L65VM typical measured performance
Bias: $V_{d1} = V_{d2} = V_{d3} = 7V$, $V_{g1} = V_{g2} = V_{g3} = -0.05 V$

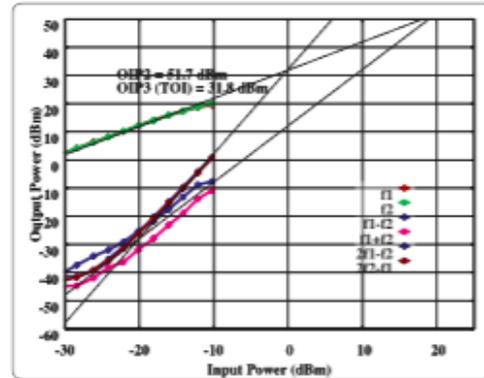


UA1L65VM typical measured performance
Bias: $V_{d1} = V_{d2} = V_{d3} = 7V$, $V_{g1} = V_{g2} = V_{g3} = -0.05 V$

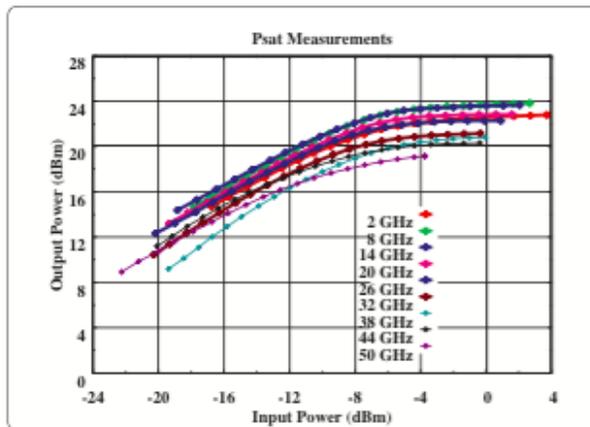
Note: S-parameter measurement files are available upon request. Email: support@centellax.com for more information.



IMD Performance of UA1L65VM @ 10 GHz



IMD Performance of UA1L65VM @ 4 GHz



UA1L65VM typical measured performance
Bias: Vd1= Vd2= Vd3 =7V, Vg1=Vg2=Vg3
=-0.05 V

Operating Specifications

Parameter	Description	Minimum	Typical	Maximum
Vdd1 (V)	First Drain Voltage	—	+7	+8
Vdd2 (V)	Second Drain Voltage	—	+7	+8
Vdd3 (V)	Third Drain Voltage	—	+7	+8
Id1 (mA)	First Drain Current	—	85	—
Id2 (mA)	Second Drain Current	—	150	—
Id3 (mA)	Third Drain Current	—	240	—
Vg1 (V)	First Gate Voltage	-1	-0.2 to 0	+0.5
Vg2 (V)	Second Gate Voltage	-1	-0.2 to 0	+0.5
Vg3 (V)	Third Gate Voltage	-1	-0.2 to 0	+0.5
Pdc (W)	Power Dissipation	—	3.4	—
Tbs (°C)	Case Temperature	—	—	75**

** Four threaded holes are provided for convenient heatsink attachment. The package body temperature must not exceed Tbs maximum.