

TESIS DEFENDIDA POR

**Rigoberto Jáuregui Durán**

Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

---

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

*Codirector del Comité*

---

Dr. Francisco Iwao Hirata Flores

*Codirector del Comité*

---

Dra. Maria del Carmen Maya Sánchez

*Miembro del Comité*

---

M. en C. José de Jesús Ibarra Villaseñor

*Miembro del Comité*

---

Dr. Santiago Camacho López

*Miembro del Comité*

---

Dr. Roberto Conte Galván

*Coordinador del programa de  
posgrado en Electrónica y Telecomunicaciones*

---

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales

*Director de Estudios de Posgrado*

28 de Octubre de 2010

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE  
EDUCACIÓN SUPERIOR DE ENSENADA**



---

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

---

**DESARROLLO DE UN SISTEMA DE MEDICIÓN AM-AM Y AM-PM  
PARA CARACTERIZAR TRANSISTORES Y AMPLIFICADORES DE  
POTENCIA EN LA BANDA DE FRECUENCIAS 1 → 6 GHZ**

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de

MAESTRO EN CIENCIAS

Presenta:

**RIGOBERTO JÁUREGUI DURÁN**

Ensenada, Baja California, México, Octubre de 2010

**RESUMEN** de la tesis de **RIGOBERTO JÁUREGUI DURÁN**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELEC-TRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES con orientación en ALTAS FRECUENCIAS. Ensenada, Baja California, Octubre de 2010.

**DESARROLLO DE UN SISTEMA DE MEDICIÓN AM-AM Y AM-PM PARA CARACTERIZAR TRANSISTORES Y AMPLIFICADORES DE POTENCIA EN LA BANDA DE FRECUENCIAS  $1 \rightarrow 6$  GHz**

Resumen aprobado por:

---

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

Codirector de Tesis

---

Dr. Francisco Iwao Hirata Flores

Codirector de Tesis

Actualmente las comunicaciones móviles se han convertido en el punto principal de la investigación en el área de las telecomunicaciones, debido a la gran demanda de dichos servicios. Hemos visto como han evolucionado las comunicaciones celulares hasta brindarnos anchos de banda con la capacidad de dar a los usuarios servicios como Internet y multimedia. Para alcanzar anchos de banda como los actuales, ha sido necesario usar modulaciones multinivel como QAM o modulaciones muy finas en cuestión de fase como QPSK, en las cuales un solo código de modulación entrega hasta 6 datos ( $64QAM$ ). Estas modulaciones son afectadas principalmente por los Amplificadores de Potencia  $PA$  ya que éstos suelen tener no-linealidades en fase y en amplitud, estas no-linealidades disminuyen cuando se trabaja al amplificador lejos de la compresión pero esto penaliza la eficiencia en potencia entregada por el amplificador. La solución viable es linealizar estos amplificadores para poder ser utilizados en estos nuevos esquemas de modulación. Se han definido parámetros importantes para representar las no-linealidades como lo son las características AM-AM y AM-PM, las cuales representan el comportamiento del amplificador en amplitud y fase dependientes de la potencia de trabajo.

En esta tesis se presenta un sistema de caracterización AM-AM y AM-PM, de transistores y amplificadores de potencia en la banda de frecuencia de 1-6GHz. Este tipo de no-linealidades son de particular interés para los diseñadores de los amplificadores de potencia. Con este sistema estudiado se puede obtener información de ganancia y fase dependientes de la potencia de entrada, especialmente cuando los  $PA$  operan en compresión.

Lo notable del sistema de medida de AM-AM y AM-PM investigado es su simplicidad, ya que requiere solamente medidores de potencia, evitando así el uso de equipos costosos como el analizador de redes vectorial. Además, el sistema de medida de AM-PM permite la caracterización de transistores y amplificadores a potencias que no pueden ser manejadas con el método clásico basado en conocimiento de los parámetros de dispersión medidos con un analizador de redes vectorial.

**Palabras Clave:** Transistor, Amplificador de potencia, Compresión en ganancia, Conversión de fase, Linealización

**ABSTRACT** of the thesis presented by **RIGOBERTO JÁUREGUI DURÁN**, in partial fulfillment of the requirements of the degree of MASTER OF SCIENCES in ELECTRONICS AND TELECOMUNICATIONS with orientation in HIGH FREQUENCIES. Ensenada, Baja California, October 2010.

**SYSTEM DEVELOPMENT FOR MEASUREMENT OF AM-AM AND AM-PM FOR CHARACTERIZE TRANSISTORS AND POWER AMPLIFIERS IN THE FREQUENCY BAND  $1 \rightarrow 6$  GHZ.**

At the moment, mobile communications has become the main point of research in the area of telecommunications, due to the great demand of these services. We have seen the cellular telephones to be improved until offering us bandwidths with capacity to give at the users many services such as internet and multimedia. In order to reach bandwidths as the present ones, have been necessary to use multilevel modulations like QAM or accurate phase modulations like QPSK, in which a single modulation code gives up to 6 data (64QAM). These kind of modulations are mainly affected by the Power Amplifiers *PA* since they usually have non-linearities in phase and amplitude, these non-linearities fall while the amplifier works far from the compression but this penalizes the efficiency in power given by the amplifier. The viable solution is to linearize the amplifiers to be able to use this amplifiers in these new modulation schemes. Important parameters have been defined to represent the non-linearities such as AM-AM and AM-PM characteristics, which represent the behavior of the amplifier in amplitude and phase depending of the working power.

This thesis presents an AM-AM and AM-PM characterization system for power transistors and power amplifiers in the frequency band of 1-6GHz. The AM-AM and AM-PM data are of particular interest to designers of power amplifiers. This system provides information of gain and phase dependent on the input power, especially when the power transistor or power amplifier operates in compression. The remarkable feature of the measuring system of AM-AM and AM-PM under investigation is its simplicity, since the system only requires of power meters. Therefore, avoiding the use of expensive equipment such as vector network analyzer. Moreover, the measurement system of AM-PM not only allows the characterization of power transistors but also the power amplifiers that can not be measured with the classic method based on knowledge of the scattering parameters measured with a vector network analyzer.

**Keywords:** Transistor, Power amplifier, Gain compression, Phase conversion, Linearisation

*A mi madre “Doña Chuy”*

*Sólo Dios sabe lo que hubiera sido de mí sin tí...*

# Agradecimientos

Primero agradezco a Dios por darme salud y energía para seguir el camino que he transitado así como la oportunidad de cumplir las metas que me he puesto a lo largo del regalo llamado vida.

Le agradezco a mi familia por confiar siempre en mí aún más de lo que yo lo hago, ya que si no fuera por tanta confianza yo no hubiera podido ver realizadas muchas metas. A mi mamá por enseñarme valores que aún desde niño me hacen la persona que soy. A mis hermanos Salvador, Rosario, Juani, Gilberto, Marcela, Guille, Jose Manuel, Carlos, Rommy, Irma por estar siempre apoyándome y en ocasiones regañándome, les agradezco por el hecho de existir.

Agradezco a mi co-director de tesis J. Apolinar Reynoso Hernández por confiarme el desarrollo del proyecto y por enseñarme tanto durante todo el año de tesis y como profesor. Agradezco también a mi co-director Francisco Iwao Hirata Flores por ser una persona muy tolerante y haberme aguantado todo el año ya que fue mi asesor inmediato y le tocaba aguantarme y creo que a veces es algo difícil...

A los miembros de mi comité de tesis Dra. María del Carmen Maya Sánchez, M. en C. José de Jesús Ibarra Villaseñor, Dr. Santiago Camacho López por su tiempo y sus acertados comentarios durante los avances de tesis que me ayudaron a mejorar el trabajo.

Les doy las gracias a los profesores del departamento de electrónica y telecomunicaciones por haberme transmitido sus conocimientos.

A mis compañeros de generación que siempre estuvimos apoyándonos durante las materias y estudiando en conjunto. Agradezco también a Mariana Bobadilla por su gran apoyo en la fase final de mi tesis. También a mis compañeras de cubo Karen y Perla por todo un año de convivencia y de aguantarme todo este tiempo además de hacerme café y té. También agradezco a mis amigos del ITE pues siempre me hacían ser optimista en todo y por confiar tan increíblemente en mí.

Al CICESE y proyecto de investigación. A México y al CONACyT, por su apoyo económico durante los dos años de maestría.

# Contenido

	Página
Resumen en español	i
Resumen en inglés	iii
Dedicatoria	iv
Agradecimientos	v
Contenido	vii
Lista de Figuras	ix
Lista de Tablas	xii
<b>I. INTRODUCCIÓN</b>	<b>1</b>
I.1 Antecedentes y motivación . . . . .	1
I.2 Objetivos . . . . .	4
I.3 Organización de la tesis . . . . .	4
<b>II. ANTECEDENTES</b>	<b>6</b>
II.1 Introducción . . . . .	6
II.2 Historia . . . . .	6
II.3 Distorsión . . . . .	7
II.3.1 Distorsión en amplitud . . . . .	8
II.3.2 Punto de compresión de $1dB$ . . . . .	11
II.3.3 Distorsión en fase . . . . .	12
II.4 Modulación . . . . .	13
II.5 Tipos de modulación . . . . .	14
II.5.1 Modulación en frecuencia . . . . .	14
II.5.2 Modulación en amplitud . . . . .	15
II.5.3 Modulación en fase . . . . .	15
II.6 Efecto de la distorsión AM-AM y AM-PM en modulación digital . .	17
II.7 Técnicas para obtener las características AM-AM y AM-PM . . . . .	19
<b>III. EL SISTEMA DE MEDICIÓN</b>	<b>21</b>
III.1 Introducción . . . . .	21
III.2 Análisis teórico . . . . .	21
III.2.1 Potencias promedio . . . . .	22
III.2.2 Forma vectorial . . . . .	23

# Contenido (continuación)

	Página
III.2.3 Ecuación de fase . . . . .	25
III.3 Análisis del sistema . . . . .	26
III.4 Simulación del sistema . . . . .	29
III.4.1 Respuesta ideal . . . . .	29
III.4.2 Error mínimo . . . . .	30
III.4.3 Respuesta con error . . . . .	34
III.5 Conclusiones . . . . .	38
<b>IV. EXPERIMENTACIÓN Y RESULTADOS</b>	<b>40</b>
IV.1 Descripción del equipo . . . . .	40
IV.2 Experimentación . . . . .	43
IV.2.1 Validación . . . . .	43
IV.2.2 Amplificador <i>MAR</i> – 1+ . . . . .	44
IV.2.3 Nueva propuesta . . . . .	46
IV.2.4 Amplificador <i>SGA</i> – 5389 . . . . .	50
IV.3 Análisis de la medición en función de la temperatura . . . . .	54
IV.3.1 Amplificador <i>SGA</i> – 5386 . . . . .	57
IV.4 Automatización . . . . .	58
IV.5 Amplificadores de potencia . . . . .	62
IV.5.1 Amplificador Aydin de 2W . . . . .	62
IV.5.2 Amplificador GaN de 5W . . . . .	64
IV.6 Conclusiones . . . . .	65
<b>V. CONCLUSIONES</b>	<b>66</b>
V.1 Conclusiones . . . . .	66
V.2 Aportaciones . . . . .	67
V.3 Trabajo futuro . . . . .	67
<b>REFERENCIAS</b>	<b>69</b>
<b>A. OBTENCIÓN DE MAGNITUD Y FASE DEL PARÁMETRO <math>S_{21}</math></b>	
<b>MEDIANTE EL ANALIZADOR DE REDES VECTORIAL</b>	<b>71</b>
A.1 Introducción . . . . .	71
A.2 Configuración de la medición . . . . .	72
A.2.1 Calibración . . . . .	73
A.3 Medición lineal . . . . .	74
A.3.1 Medición de ganancia en frecuencia . . . . .	76
A.3.2 Medición de fase . . . . .	76
A.4 Medición no-lineal . . . . .	76

# Lista de Figuras

Figura		Página
1	(a) Amplificador ideal, (b) con características de transferencia lineal . .	8
2	(a) Características de transferencia, (b) el efecto en la forma de onda senoidal en el dominio del tiempo y (c) en el dominio de la frecuencia, de un amplificador con características de transferencia: $V_{out} = 10V_{in}(t) + 2V_{in}^2(t)$ . . . . .	10
3	Punto de compresión de 1dB para un amplificador de 2W . . . . .	11
4	Ejemplo del retardo en una señal moduladora. . . . .	13
5	Modulación analógica en Frecuencia . . . . .	14
6	Modulación analógica en Amplitud . . . . .	15
7	Modulación digital en Fase . . . . .	16
8	Efectos en amplificadores de potencia en QAM y QPSK. a) Constelación de la señal de entrada <i>QPSK</i> . b) Constelación de la señal de salida <i>QPSK</i> . c) Constelación de la señal de entrada <i>QAM</i> . d) Constelación de la señal de salida <i>QAM</i> . . . . .	18
9	Plano complejo . . . . .	23
10	Banco de medición . . . . .	27
11	Esquemático en <i>ADS</i> <sup>®</sup> . . . . .	29
12	Resultado en <i>ADS</i> <sup>®</sup> . . . . .	30
13	Señales incidentes iguales . . . . .	31
14	Potencias en función de dos señales incidentes iguales . . . . .	32
15	Señales incidentes diferentes . . . . .	32
16	Potencias en función de dos señales incidentes diferentes entre ellas . .	33
17	Esquemático para introducir error . . . . .	34
18	Potencias según <i>ADS</i> <sup>®</sup> . . . . .	35
19	volviendo a $\Phi$ desde $P_1$ , $P_2$ y $P_{tot}$ usando la ecuación 8 . . . . .	36
20	Error de 0.2dB en el detector que mide $P_{tot}$ . . . . .	36

## Lista de Figuras (continuación)

Figura		Página
21	Error de $0.4dB$ al leer $P_1$ . . . . .	37
22	a) Sin errores sistemáticos en las mediciones, b) Error sólo en $P_{tot}$ , c) Errores en $P_1, P_2$ y $P_{tot}$ . . . . .	38
23	Parámetros $S$ de una rama del divisor de potencia # 1 . . . . .	40
24	Parámetros $S$ del circulador . . . . .	42
25	Banco de medición con el $ARV$ . . . . .	44
26	Fase inicial en $43^\circ @ 1GHz$ . . . . .	45
27	Fase inicial en $90^\circ @ 1GHz$ . . . . .	45
28	Compresion $AM - AM$ del $MAR - 1+$ @ $1GHz$ . . . . .	46
29	Innovación al sistema inicial . . . . .	47
30	$MAR - 1+$ Con el sistema propuesto @ $120^\circ$ . . . . .	49
31	Banco de medición utilizando $Driver$ . . . . .	50
32	Banco de medición con el $ARV$ y $Driver$ . . . . .	52
33	Características $AM - AM$ en el $SGA - 5389 @ 1950MHz$ . . . . .	53
34	Características $AM - PM$ en el $SGA - 5389 @ 1950MHz$ . . . . .	54
35	Ganancia del $Driver$ con $A/C$ en el tiempo . . . . .	55
36	Ganancia del $Driver$ sin $A/C$ en el tiempo . . . . .	56
37	Características $AM - AM$ en el $SGA - 5386 @ 1950MHz$ . . . . .	57
38	Características $AM - PM$ en el $SGA - 5386 @ 1950MHz$ . . . . .	58
39	El Conmutador 8767M de 4 puertos . . . . .	59
40	Esquema automatizado . . . . .	60
41	Ventana de control . . . . .	61
42	Aydin $2W$ AM-PM @ $3GHz$ . . . . .	62
43	Aydin $2W$ AM-AM @ $3GHz$ . . . . .	63
44	Ganancia Aydin $2W @ 3GHz$ . . . . .	63

## Lista de Figuras (continuación)

Figura		Página
45	Características de amplitud y fase del <i>RTD233PD</i> de 5W @ 1840MHz	65
46	Parámetros del amplificador . . . . .	72
47	Configuración básica para medir amplificadores utilizando el ARV . . .	75

# Lista de Tablas

Tabla		Página
I	Características del <i>MAR</i> – 1+ . . . . .	44
II	Características del <i>SGA</i> – 5389 . . . . .	50
III	Características del <i>Driver</i> Aydin . . . . .	51
IV	Características del <i>SGA</i> – 5386 . . . . .	57
V	Características del Amplificador Aydin de 2 <i>W</i> . . . . .	62
VI	Características del Amplificador RT233PD de 5 <i>W</i> . . . . .	64

# Capítulo I

## INTRODUCCIÓN

### I.1 Antecedentes y motivación

Las comunicaciones móviles se han convertido en el punto principal de las telecomunicaciones ya que facilitan la comunicación entre dos individuos en movimiento, multiplicando así el número de teléfonos celulares en los últimos años. El aumento de la densidad de usuarios de los sistemas de comunicación obliga a una mayor reutilización de las frecuencias y a recurrir a esquemas de modulación de elevada eficiencia espectral. Estos esquemas de modulación requieren del uso de modulaciones lineales, de lo contrario, toda la eficiencia espectral ganada se perdería por el efecto de ensanchamiento espectral asociado a las no linealidades del Amplificador de Potencia (*AP*). A este factor hay que agregarle la conveniencia de disponer de equipos portátiles ligeros, de elevada autonomía y de dimensiones reducidas [Padgett J.E. y C., 1995].

Las modulaciones de amplitud no constante capaces de soportar mayores velocidades de transmisión en un mismo ancho de banda, han dado mayor importancia al buen aprovechamiento del espectro radioeléctrico, lo cual puede conseguirse utilizando *AP* altamente lineales que minimicen no sólo la emisión fuera de la banda de frecuencia asignada, sino que también reduzcan las distorsiones dentro de la banda ya que representan un problema más grave no poder suprimirse con un simple filtrado. Una de las soluciones para satisfacer los requisitos de banda sin sacrificar la eficiencia en potencia

de los amplificadores es el uso de linealizadores. Entonces, para solucionar el problema primero se deben conocer las no linealidades de los *AP* y a partir de ahí, proponer soluciones con métodos de linealización tales como son *Feedforward* y *Predistorsion* [Stapleton, 2000; Kennington, 2000] entre otras, de aquí la importancia de contar con un método preciso para determinar las no-linealidades de los *APs*.

Por todo lo anterior los transmisores de los sistemas de comunicación modernos utilizan en sus transmisores, amplificadores de potencia (*PA*) (no-lineales) y circuitos de linealización [Kennington, 2000]. Con el propósito de indicar el grado de linealidad de un amplificador de potencia se han definido algunos parámetros como por ejemplo [Kennington, 2000; Ngai y Menninger, 2007]:

1. Conversión AM-AM.
2. Conversión AM-PM.
3. Separación de la portadora a la ínter modulación de tercer orden (C/3IM).
4. relación ruido potencia (NPR).

Cuando la ganancia de un amplificador ó transistor es dependiente de la amplitud de la señal de entrada ocurre el fenómeno de compresión de la ganancia conocido como conversión AM-AM. Por otra parte, cuando existe una variación en la fase de la ganancia de un amplificador ó transistor y ésta varía con la amplitud de la señal de entrada se presenta el fenómeno de conversión AM-PM.

Por otra parte, la conversión AM-AM y AM-PM se puede medir con un Analizador de Redes Vectorial (*ARV*) utilizando un sistema de medición como el reportado en

Agilent [1998]. En este trabajo de tesis se tiene como primer objetivo medir  $S_{21}$  : magnitud y fase [Reynoso-Hernández y Inzuza-Gonzales, 2001; Reynoso-Hernández y Estrada-Maldonado, 2000] para determinar la compresión de la ganancia (AM-AM) y la conversión en fase (AM-PM) [Acciari *et al.*, 2003].

Es importante mencionar que la manera de medir el AM-AM y AM-PM mediante el sistema presentado en esta tesis no ha sido aún explorada, lo que resulta atractivo desde el punto de vista de investigación.

Con el objetivo de validar el método anterior se implementará el método desarrollado por Gianluca Acciari *et al.* [2003] y el método clásico del analizador de redes vectorial [Agilent, 1998].

La obtención de las características AM-PM de los transistores es de utilidad para el desarrollo de modelos que describan el comportamiento de fase de los transistores en función de la potencia entregada. En el departamento de Electrónica y Telecomunicaciones del CICESE se han desarrollado métodos originales para extraer los elementos parásitos de los transistores de efecto de campo en tecnología GaAs y GaN; y también se han desarrollado métodos para mejorar los modelos no-lineales de FETs a base de GaAs [Reynoso-Hernández J.A., 1996]. Desde 2007, hemos iniciado el estudio de tecnologías emergentes de FETs de potencia a base de Nitruro de Galio (GaN) y de Carburo de Silicio (SiC) [Reynoso-Hernandez J.A., 2008].

## I.2 Objetivos

Los objetivos de este trabajo de tesis de maestría son los presentados a continuación:

- Estudiar el comportamiento de la compresión de la ganancia (AM-AM) y su conversión de fase (AM-PM) de transistores y amplificadores de potencia operados a fuerte señal de entrada, así como de los métodos existentes para medir estos fenómenos. Además de explorar soluciones de bajo costo que agilicen la obtención de estas mediciones.
- Desarrollar un sistema de medición de las características no-lineales, de amplitud AM-AM y de la conversión AM-PM utilizando el método de Acciari *et al.* [2003], el cual se basa en interferencia de señales, evitando el método clásico de analizador de redes [Agilent, 1998], simplificando dicho sistema y optimizando su rendimiento al explotar algunas propiedades matemáticas.

## I.3 Organización de la tesis

El contenido de la presente tesis de maestría está organizada de la siguiente manera:

- El **Capítulo I** presenta una breve introducción del texto el cual define el problema y las soluciones posibles, además de los objetivos del trabajo.
- En el **Capítulo II** se presenta un breve resumen de la teoría acerca de algunos conceptos importantes para entender mejor el problema de la distorsión AM-AM y AM-PM, así como de algunos trabajos presentados anteriormente. También se justifica el trabajo realizado al mencionar los efectos de este problema en algunos esquemas de modulación, principalmente en comunicaciones móviles y en

tecnologías digitales.

- La teoría en la que se basa este trabajo se presenta en el **Capítulo III**, en éste se menciona desde el planteamiento del problema hasta su solución en términos matemáticos. También se presenta el sistema propuesto y se explica a detalle su funcionamiento así como algunas técnicas para aprovechar al máximo sus prestaciones.
- En el **Capítulo IV** se presenta la descripción del equipo que se utilizó en las mediciones, los detalles de la experimentación y los resultados obtenidos de las mediciones realizadas en el laboratorio. Se presentan también las mediciones mediante el *ARV* para validar la experimentación realizada mediante el sistema propuesto.
- El **Capítulo V** presenta un resumen de los resultados obtenidos y las conclusiones importantes a considerar de este trabajo. Se listan las aportaciones y el posible trabajo futuro.

# Capítulo II

## ANTECEDENTES

### II.1 Introducción

Antes de iniciar el análisis teórico y experimental del proyecto es necesario analizar algunos conceptos importantes para comprender su importancia y su aplicación en las tecnologías actuales. En este capítulo se presentarán algunos conceptos referentes al tema y una exploración del trabajo actual realizado en esta área de investigación.

### II.2 Historia

En los inicios de las comunicaciones inalámbricas (*inicios del siglo XX*), se generaban potencias de Radio Frecuencias ( $RF$ ) por medio de técnicas de chispa, arco o por medio de alternadores. Con la aparición del audión de DeForest en 1907, los tubos de vacío termo-iónico ofrecían un medio de generar y controlar electrónicamente las señales de  $RF$ . Los Amplificadores de Potencia de Tubo de Vacío dominaron desde finales de la década de los años 20 hasta mediados de los 70s.

Los dispositivos discretos de estado sólido de potencia de  $RF$  comenzaron a utilizarse a finales de los 60s con la introducción del transistor bipolar de Silicio, igualmente, los GaAs MESFETs aparecieron en el mercado a finales de los 70s ofreciendo dispositivos de estado sólido de potencia para las frecuencias bajas de microondas, hasta unos cuantos GHz. La introducción de los dispositivos de estado sólido trajeron consigo el uso

de voltajes bajos, corrientes altas y resistencias de carga relativamente bajas.

En los 90s se inicia el estudio de nuevos dispositivos de estado sólido emergentes tales como HEMT, pHEMT, HFET y HBT usando una gran variedad de materiales como son InP, SiC y GaN. Estos dispositivos ofrecen amplificación hasta los 100GHz o más y en muchos de los casos se desarrollan en forma de circuitos integrados monolíticos de microondas (*MMICs*).

En las siguientes secciones se analizan algunos conceptos que permitan entender mejor el estudio de esta tesis.

## II.3 Distorsión

Distorsión es la deformación que sufre una señal al pasar por un sistema no-lineal. Todos los amplificadores por lo regular distorsionan la señal amplificada. Un ejemplo de distorsión se puede ver en amplificadores de audio donde al elevarse dicha distorsión se producen sonidos molestos para los oídos. Durante mucho tiempo se ha trabajado en hacer más eficientes dichos amplificadores hasta reducir tal distorsión a niveles tan bajos que no sean detectados por el oído humano.

En comunicaciones electrónicas, los amplificadores deben ser capaces de transmitir señales con la menor distorsión posible ya que tanto en los transmisores como en los receptores existen sistemas complejos de modulación y de demodulación respectivamente, los cuales son vulnerables a distorsiones de la señal que ocasionan una interpretación equivocada de la información al introducir errores durante su funcionamiento. Esta

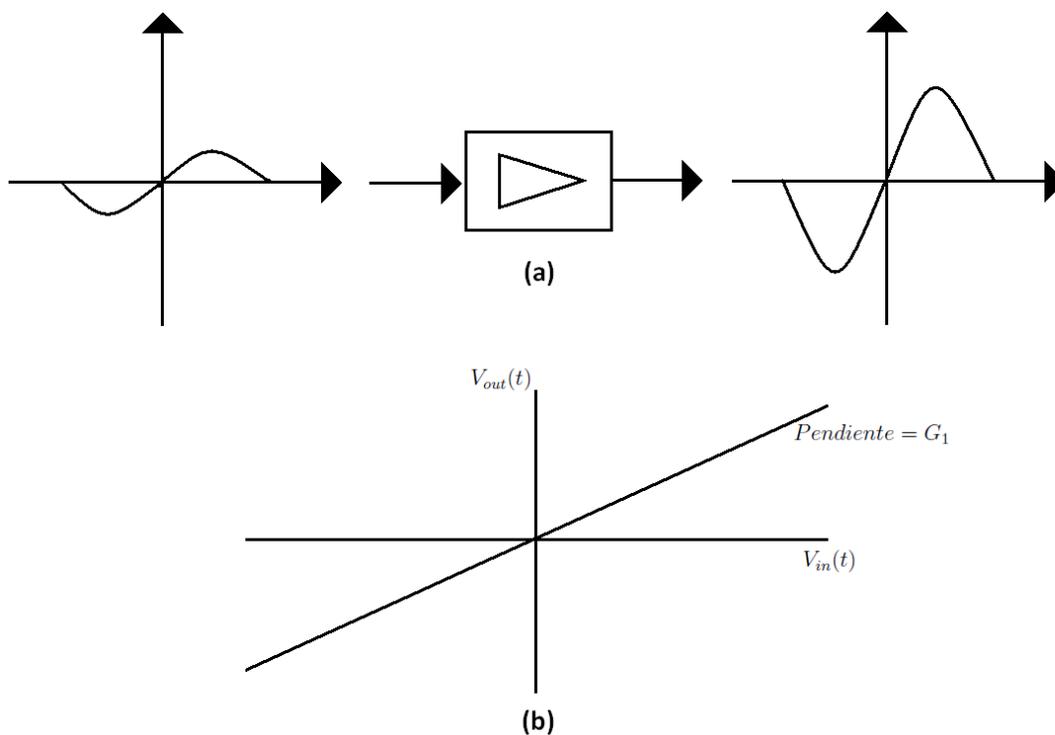


Figura 1. (a) Amplificador ideal, (b) con características de transferencia lineal

distorsión es particularmente importante en algunos esquemas como en amplitud y en fase [Chen S. W., 1996].

### II.3.1 Distorsión en amplitud

Un amplificador perfecto es aquel que tiene características de transferencia lineal, donde la salida de voltaje es un múltiplo escalar de la entrada como se muestra en la ecuación 1.

$$V_{out}(t) = G_1 V_{in}(t) \quad (1)$$

Donde  $G_1$  es la ganancia en voltaje del amplificador. Esta situación se ilustra en la figura 1.

La forma de onda en la salida de dicho amplificador deberá ser idéntica a la de la entrada y sin haber introducido componentes adicionales de frecuencia dentro o fuera del ancho de banda del amplificador.

Una forma simple distorsión en amplitud, que se modela como un comportamiento no lineal en la amplitud, se puede ilustrar agregando un segundo término a las características de transferencia de la ecuación 1; si sumamos un término proporcional al cuadrado del voltaje de entrada tenemos:

$$V_{out}(t) = G_1 V_{in}(t) + G_2 V_{in}^2(t) \quad (2)$$

Esta forma de características de transferencia es nombrada de segundo orden, debido a la segunda potencia que ha sido introducida en el segundo término. La figura 2 muestra un ejemplo para el caso en que existe  $G_1 = 10$  y  $G_2 = 2$ .

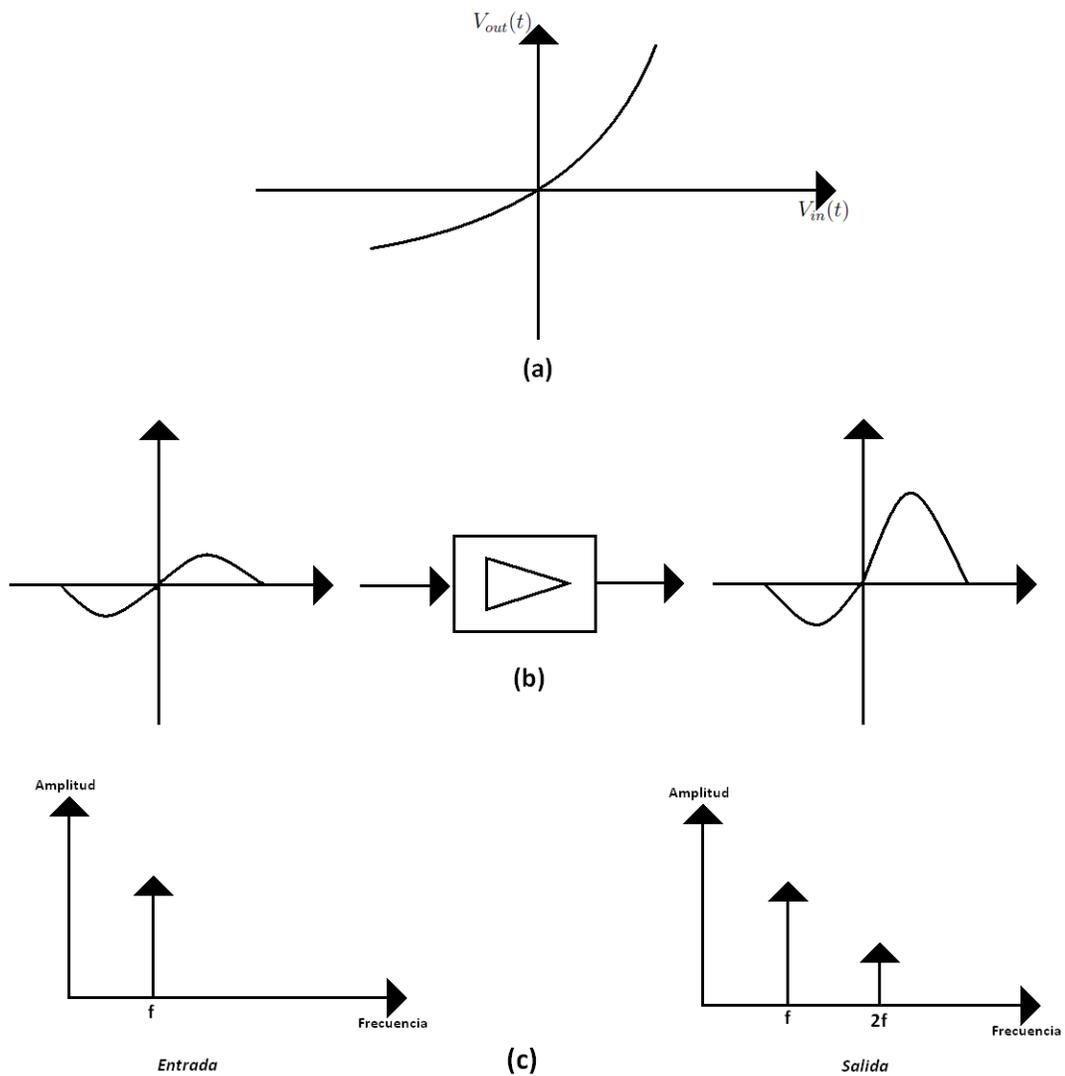


Figura 2. (a) Características de transferencia, (b) el efecto en la forma de onda senoidal en el dominio del tiempo y (c) en el dominio de la frecuencia, de un amplificador con características de transferencia:  $V_{out} = 10V_{in}(t) + 2V_{in}^2(t)$

Mientras más grande sea el coeficiente de segundo orden ( $G_2$ ), entonces las características de transferencia del amplificador se volverán más curvas y por lo tanto se tendrá una distorsión mayor en la forma de onda con respecto a la de entrada, además en el dominio de la frecuencia observamos la aparición de un componente de segundo orden que es el doble de la frecuencia original, el cual también incrementa al aumentar el valor del coeficiente ( $G_2$ ).

### II.3.2 Punto de compresión de 1dB

El punto de compresión de 1dB de un amplificador se refiere al nivel de potencia de salida, en el cual la característica de transferencia se ha desviado del comportamiento lineal ideal en proporción de 1dB. El punto de compresión de 1dB en un amplificador se muestra en la figura 3. Esta característica es muy utilizada en las hojas de datos del fabricante, pues nos dice cual es la máxima potencia lineal aproximada.

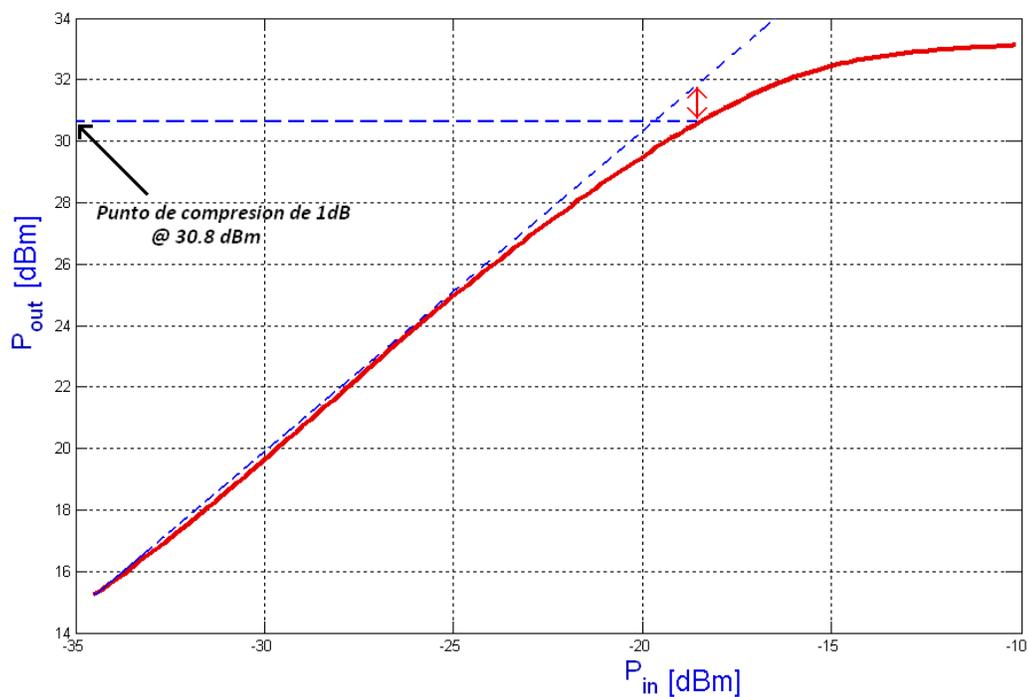


Figura 3. Punto de compresión de 1dB para un amplificador de 2W

La ganancia es la relación de la potencia de salida con respecto a la potencia de entrada. La compresión en ganancia es un problema importante ya que al operar en esta región se generan armónicos, pues la forma de onda es modificada en el dominio

del tiempo. Dada la importancia de este problema se ha trabajado en circuitos de linealización, los cuales buscan contrarrestar los cambios en la ganancia y aproximar su respuesta a una función lineal.

### II.3.3 Distorsión en fase

Cualquier desviación de la amplitud lineal perfecta de las características de transferencia del amplificador, resultará en una distorsión en la forma de onda de salida. Lo mismo se puede decir de las características de fase de dicho amplificador aunque la razón de la distorsión no resulte ser tan obvia. La relación entre el tiempo de retardo ( $\tau$ ) y su cambio de fase ( $\phi$ ) está dada por:

$$\tau = \frac{\phi}{2\pi f} \quad (3)$$

Donde  $f$  es la frecuencia fundamental de la forma de onda y  $\phi$  está en radianes. El tiempo de retardo  $\tau$  será idéntico para todos los componentes de frecuencia. Con las técnicas modernas de análisis de amplificadores, resulta relativamente simple obtener el retardo a través de un rango de frecuencias pero no así para un rango alto de potencias, además de ser equipos de alto costo como lo es el (*ARV*). En la figura 4 se puede ver el retardo  $\tau$  representado en forma gráfica.

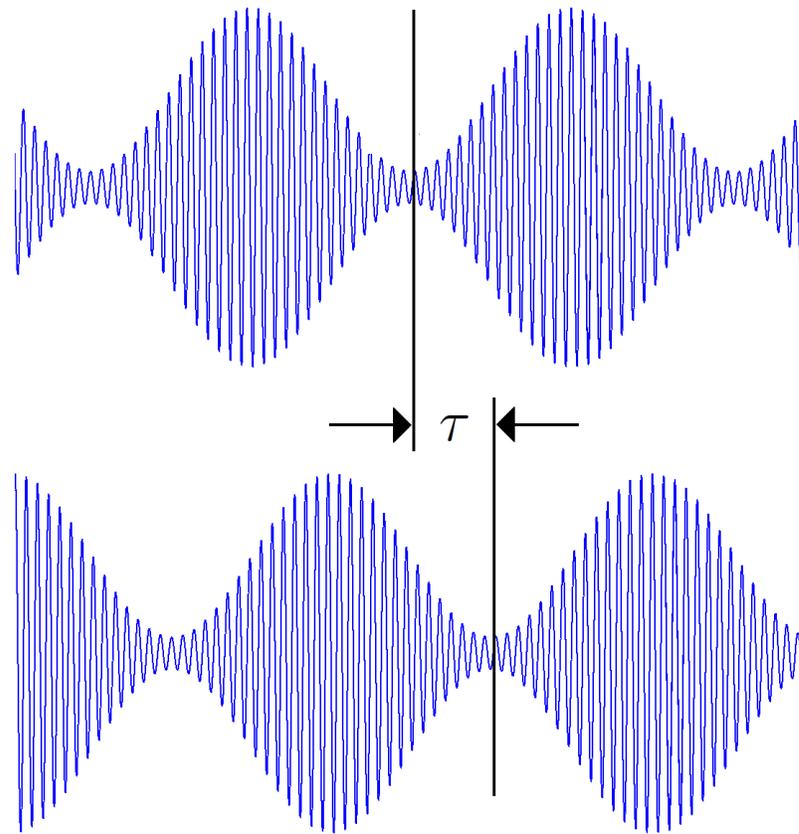


Figura 4. Ejemplo del retardo en una señal moduladora.

## II.4 Modulación

Modulación es el proceso de codificar información desde una fuente de una manera confiable para poder ser transmitida, esto se hace montando la señal de datos en banda base en una portadora, la cual es de una frecuencia mucho mayor a la señal de datos. La modulación puede realizarse variando la amplitud, frecuencia o fase de una portadora de alta frecuencia de acuerdo con la señal en banda base. La demodulación es el proceso de extraer los datos en banda base desde el portador, de tal manera que pueda ser procesado e interpretado por el sistema receptor.

## II.5 Tipos de modulación

Como se mencionó antes, existe una gran cantidad de técnicas de modulación, principalmente aplicaciones analógicas o digitales. La más popular en radio móvil es la modulación en frecuencia, la cual es analógica y ampliamente utilizada en las estaciones de radio convencionales. A continuación se mencionan los tres tipos de modulación más utilizados, aunque cabe señalar que existen muchos más que en su mayoría se derivan de los siguientes.

### II.5.1 Modulación en frecuencia

La modulación en frecuencia (FM) consiste en hacer variar la frecuencia de la portadora al mismo nivel que varía en el tiempo la señal de información, esta información puede ser analógica como de voz o vídeo. Cuando la información transmitida es digital, entonces se le llama *Frequency-Shift Keying (FSK)* en la cual la variación en frecuencia de la portadora sólo tiene valores fijos es decir “altos” y “bajos”, donde cada dato es representado por una frecuencia específica. En la figura 5 se puede apreciar la modulación (FM) analógica.

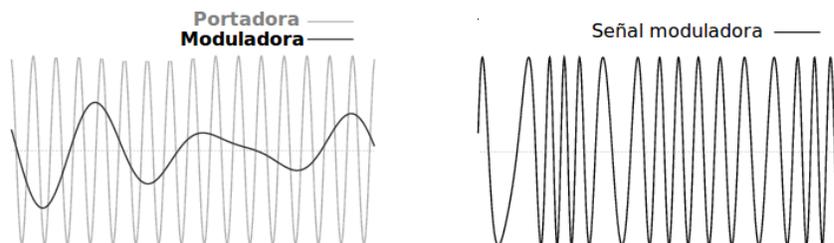


Figura 5. Modulación analógica en Frecuencia

## II.5.2 Modulación en amplitud

Esta modulación consiste en hacer variar la amplitud de la portadora de acuerdo a la amplitud instantánea de la moduladora tal como se puede ver en la figura 6. Ésta en ocasiones puede ser combinada con alguna otra técnica para hacer más eficiente la comunicación como veremos más adelante.

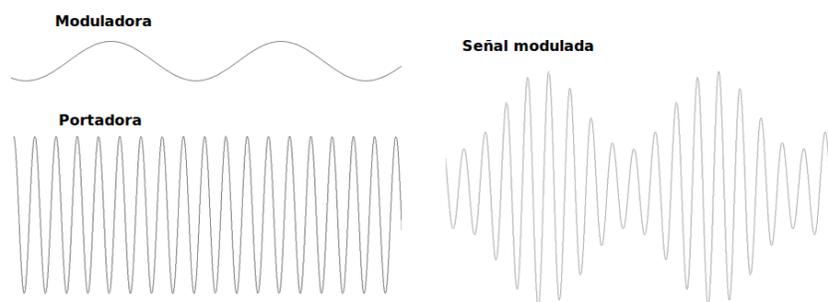


Figura 6. Modulación analógica en Amplitud

## II.5.3 Modulación en fase

Esta técnica de modulación se obtiene haciendo variar la fase de la señal portadora de amplitud constante, en forma directamente proporcional a la amplitud de la señal moduladora. Esta técnica es más utilizada para transmitir información digital, a la cual se le llama PSK y de ésta se derivan muchas técnicas asociadas como son BPSK, DPSK, QPSK etcétera. [Rappaport, 1999]. Una representación de PSK se puede apreciar en la figura 7.

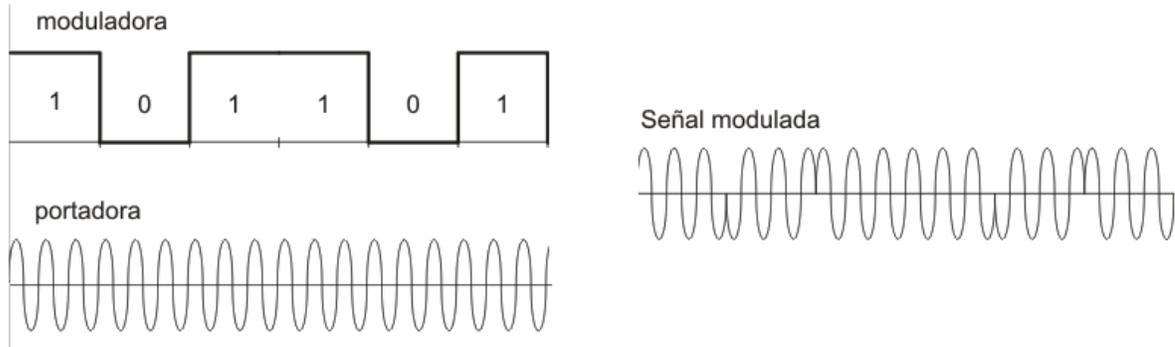


Figura 7. Modulación digital en Fase

En la actualidad muchos de los sistemas de comunicación requieren técnicas con más de un esquema de modulación. Recientemente el interés se ha centrado en técnicas que involucran tanto fase como amplitud, por ejemplo QAM *Quadrature Amplitude Modulation* y QPSK *Quadrature Phase Shift Keying* ya que éstas son eficientes en ancho de banda pues se pueden transmitir dos o hasta cuatro bits por símbolo de modulación. Lo anterior ocurre debido a la demanda de comunicaciones con un ancho de banda mayor, como lo son las comunicaciones móviles que incluyen multimedia e Internet.

El inconveniente de estas técnicas de modulación es que requieren de una alta eficiencia espectral y con esto, el requerimiento de amplificadores de potencia altamente lineales en el transmisor. Específicamente en QAM, donde es muy importante además de la linealidad en amplitud, la linealidad en fase; se requieren amplificadores lineales en los transmisores o circuitos de linealización en dichos amplificadores. Para realizar cualquier linealización primero se debe conocer el comportamiento del transistor para así poder plantear una solución o un circuito que contrarreste las no linealidades [Kennington, 2000].

Con el fin de describir el comportamiento no lineal de los amplificadores, se han definido algunos parámetros, entre los más importantes se encuentran las características AM-AM *Amplitude Modulation-to-Amplitude Modulation*, que describe el comportamiento en amplitud del dispositivo con respecto a la potencia de entrada y de salida. También se han definido las características de conversión AM-PM *Amplitude Modulation-to-Phase Modulation*, la cual describe el comportamiento en fase con respecto a la potencia de entrada.

## II.6 Efecto de la distorsión AM-AM y AM-PM en modulación digital

Las comunicaciones digitales se han incrementado considerablemente en los últimos años, tanto para comunicaciones de datos como para comunicaciones de voz y multimedia. Muchos de estos formatos son afectados severamente por las distorsiones AM-AM y AM-PM que tienen lugar en los amplificadores que operan en la región no-lineal.

Los formatos más sensibles a este tipo de distorsiones son aquellos que utilizan las variaciones de la señal RF de frecuencia constante (Amplitud y Fase) como símbolos de modulación, las cuales son elementales en los dos esquemas de modulación más populares, QAM y QPSK. Las modulaciones en frecuencia no son sensibles a estas no linealidades pues los productos de intermodulación afectan sobre todo a la eficiencia del amplificador y no a los datos transmitidos. Un ejemplo de los efectos en la recepción de señales con distorsión se observa en la figura 8.

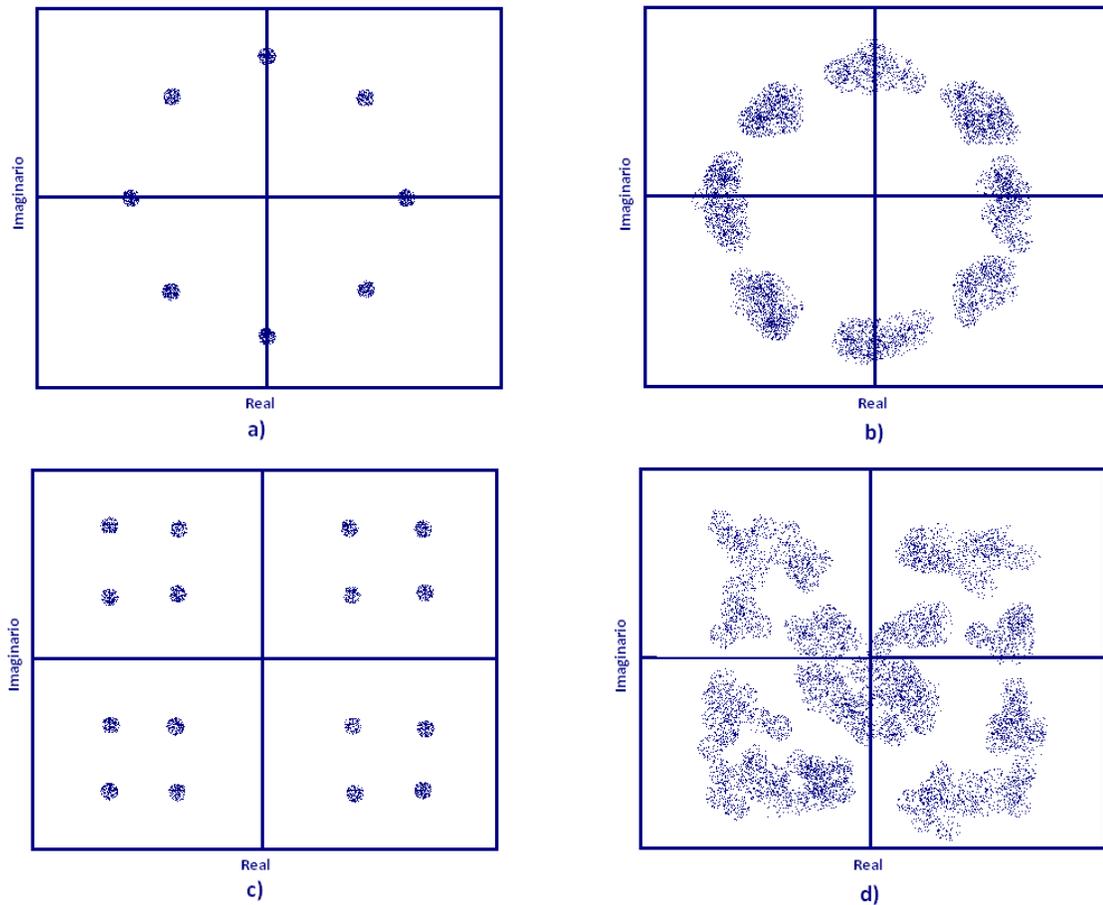


Figura 8. Efectos en amplificadores de potencia en QAM y QPSK. a) Constelación de la señal de entrada *QPSK*. b) Constelación de la señal de salida *QPSK*. c) Constelación de la señal de entrada *QAM*. d) Constelación de la señal de salida *QAM*

En la figura 8 observamos del lado izquierdo la recepción sin distorsión y en el lado derecho con distorsiones en amplitud y fase. Se puede ver que en ambas técnicas la constelación de puntos está mal definida, lo que hace imposible la detección sin error, incluso con la ausencia de otro tipo de ruido o interferencia [Chen S. W., 1996].

## II.7 Técnicas para obtener las características AM-AM y AM-PM

El método más confiable para determinar estas características AM-AM y AM-PM de un amplificador es mediante un (*ARV*). Aunque las características AM-AM también se pueden medir con un Analizador de Redes Escalar donde sólo se extrae la magnitud del parámetro  $S_{21}$  con respecto a las variaciones de la potencia de entrada, no sucede lo mismo con las características AM-PM donde se requiere conocer la fase del parámetro  $S_{21}$  [Agilent, 1998].

La fase medida del parámetro  $S_{21}$  a lo largo del barrido de potencias proporciona las características AM-PM del amplificador. Además de las consideraciones de costo y de tiempo en este método en particular, las mediciones son altamente sensitivas a las calibraciones. En la literatura se han propuesto alternativas para obtener las características AM-AM y AM-PM, sin el uso del costoso *ARV*, buscando con esto, reducir el tiempo de medición y el costo del proceso. En Yamaguchi T.J. [2008] se presenta un método interesante de bajo costo para medir el retardo (*jitter*) el cual puede ser pensado como la contra parte digital de este problema real analógico. En Campbell C.F. [2001] se desarrolla un método para obtener las características AM-AM y AM-PM usando dos tonos diferentes. Otra técnica de medición interesante para medir estas características simultáneamente puede verse en Ghannouchi M. [1995], sin embargo, ellos (como muchos otros), no proveen una solución de bajo costo. En Shreyas Sen [2009] se presenta un método práctico y de costo considerablemente bajo comparado con el *ARV* pero requiere de una implementación tediosa y de componentes costosos como Convertidores Analógico-Digital de alta frecuencia y desarrollo complicado de software para poder

funcionar, aunado a su baja precisión como se observa en los resultados que presentan.

La solución más viable y en la cual se inspira este trabajo se presenta en Acciari *et al.* [2003], donde se propone un método de muy bajo costo, el que sólo requiere de elementos pasivos en su estructura y medidores o detectores de potencia para calcular las características AM-AM y AM-PM. Este método puede ser lo suficientemente preciso como se quiera, ya que esta precisión depende en gran medida de la calidad de la caracterización del sistema. Se planea además, mejorar la precisión explotando algunas características matemáticas del funcionamiento de este sistema así como la reducción del número de componentes a utilizar, y con ello hacerlo de un costo aún menor, el análisis se muestra en el siguiente capítulo.

# Capítulo III

## EL SISTEMA DE MEDICIÓN

### III.1 Introducción

Una de las maneras de obtener las curvas AM-PM de un transistor o de un amplificador es a partir del conocimiento de los parámetros de dispersión medidos con el *ARV*, no obstante como se verá más adelante, es un método tedioso que requiere un gran número de calibraciones donde cada una de ellas consume mucho tiempo. Así mismo, cuando se trata de transistores de potencia es necesario utilizar un preamplificador altamente lineal (*Driver*) para alcanzar la potencia de entrada necesaria para llevarlo a compresión, este hecho lo vuelve impreciso ya que en el *ARV* se deben conectar en serie ambos amplificadores a lo cual se suman sus errores en fase y en compresión, esto aún con una fina caracterización en el *Driver*. Otra desventaja en el método clásico de la medida de AM-PM utilizando el *ARV* es el alto costo del mismo [Agilent, 1998].

En este capítulo se explicará el funcionamiento del un sistema de medición alterno al uso de un *ARV*, se presentará el análisis teórico de la infraestructura y finalmente se enumerarán las ventajas de dicho sistema.

### III.2 Análisis teórico

El análisis teórico se basa en la interferencia de dos señales senoidales de las cuales podemos determinar las potencias de las dos señales sumadas respectivamente y además,

podemos conocer la potencia resultante de la suma de dos señales. Sabemos que la potencia está dada por una relación de cargas y voltajes tal que  $P = \frac{V^2}{R}$ , si  $R = 1\Omega$  entonces:

$$P = V^2 \quad (4)$$

Ahora se supone un sumador de voltajes, entonces la potencia resultante está dada por:

$$P_{tot} = (V_1 + V_2)^2 \quad (5)$$

Desarrollando la ecuación 5, y sustituyendo la ecuación (4), se puede representar en potencias como:

$$P_{tot} = P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1P_2} \quad (6)$$

### III.2.1 Potencias promedio

Para el caso de señales con amplitud variante en el tiempo, la potencia también variará ya que depende de la amplitud de dicha señal y  $P = \frac{V^2}{R}$ . Un ejemplo de estas señales es una función cosenoidal, para obtener la potencia de dicha señal obtenemos el promedio de todas las potencias instantáneas en un periodo. Para una señal  $A \cos(t)$  se puede obtener por:

$$P_{prom} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |A \cos(t)|^2 dt \quad (7)$$

Resolviendo la ecuación (7) obtenemos la siguiente expresión reducida:

$$P_{prom} = \frac{A^2}{2}. \quad (8)$$

### III.2.2 Forma vectorial

Para el caso en que los voltajes de la ecuación 5 sean formas de onda cosenoidal variantes en el tiempo con la misma frecuencia angular, las señales se pueden representar en forma vectorial tal como se muestra en la figura 9, donde los voltajes son la proyección de las amplitudes de las señales  $S_1$  y  $S_2$  en el eje real.

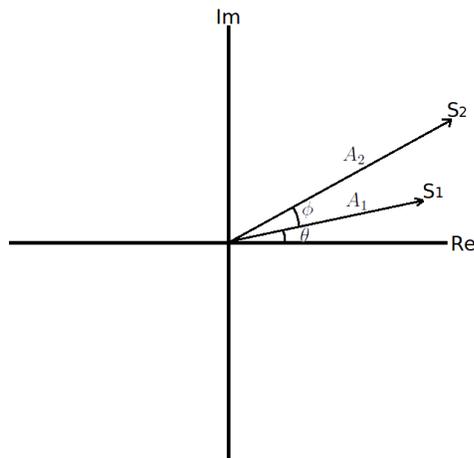


Figura 9. Plano complejo

$A_1$  y  $A_2$  son las magnitudes de los vectores  $S_1$  y  $S_2$  respectivamente y  $\theta$  es la fase instantánea en  $\omega t$ . Ambos vectores giran en el eje a una frecuencia angular  $\omega t$ , como esta frecuencia angular es la misma para ambas señales entonces la diferencia de fase  $\phi$  siempre será constante entre ambas aunque  $\theta$  sea variante en el tiempo. Dadas las dos señales:

$$S_1(t) = A_1 e^{(j\omega t + \theta)} \quad (9)$$

y

$$S_2(t) = A_2 e^{(j\omega t + \theta + \phi)} \quad (10)$$

Representadas en forma vectorial por:

$$S_1 = A_1[\cos(\theta) + j \sin(\theta)] \quad (11)$$

y

$$S_2 = A_2[\cos(\theta + \phi) + j \sin(\theta + \phi)]. \quad (12)$$

El vector resultante de la suma de los vectores  $S_1$  y  $S_2$  está dado por:

$$S_{tot} = S_1 + S_2 = A_1[\cos(\theta) + j \sin(\theta)] + A_2[\cos(\theta + \phi) + j \sin(\theta + \phi)], \quad (13)$$

y agrupando parte real e imaginaria:

$$S_{tot} = \underbrace{A_1 \cos(\theta) + A_2 \cos(\theta + \phi)}_{\mathbf{Re}} + j \underbrace{[A_1 \sin(\theta) + A_2 \sin(\theta + \phi)]}_{\mathbf{Im}}. \quad (14)$$

La señal resultante  $S_{tot}(t)$  se expresa como:

$$S_{tot}(t) = A_{tot}e^{j\omega t + \varphi}, \quad (15)$$

donde

$$A_{tot} = \sqrt{\mathbf{Re}^2 + \mathbf{Im}^2} = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \cos \phi}, \quad (16)$$

y

$$\varphi = \arctan \frac{|\mathbf{Im}|}{|\mathbf{Re}|} = \arctan \frac{A_2 \sin(\phi)}{A_1 + A_2 \cos(\phi)}. \quad (17)$$

Aplicando la ecuación 7 para obtener la potencia promedio de la señal  $S_{tot}(t)$  normalizada a  $1\Omega$  obtenemos:

$$P_{tot} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (A_{tot} \cos(\omega t + \varphi))^2 dt. \quad (18)$$

La ecuación 18 permite determinar el promedio de todas las potencias instantáneas en un periodo. De la ecuación 18 se obtiene la siguiente expresión reducida:

$$P_{tot} = \frac{A_{tot}^2}{2}. \quad (19)$$

De la misma manera integrando para una carga de  $1\Omega$  las señales individuales  $S_1$  y  $S_2$  obtenemos:

$$P_1 = \frac{A_1^2}{2}, \quad (20)$$

y

$$P_2 = \frac{A_2^2}{2}. \quad (21)$$

Utilizando (16) y (19) obtenemos la ecuación para  $P_{tot}$  en función de las amplitudes de las señales, la cual es el equivalente a la ecuación 6 en potencia promedio,

$$P_{tot} = \frac{\left( \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + \sqrt{4A_1^2 A_2^2} \cos \phi} \right)^2}{2} = \frac{A_1^2 + A_2^2 + 2\sqrt{A_1^2 A_2^2} \cos \phi}{2}, \quad (22)$$

y mediante (20),(21) y (22) en función de las potencias obtenemos la siguiente ecuación para  $P_{tot}$ :

$$P_{tot} = P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1 P_2} \cos \phi. \quad (23)$$

### III.2.3 Ecuación de fase

Como sabemos, en las señales cosenoidales, su amplitud cambia de signo dos veces por periodo, esto indica que si se hicieran incidir dos señales cosenoidales idénticas en el sumador y estas estuvieran desfasadas  $180^\circ$ , entonces sus amplitudes instantáneas se

cancelarían, resultando en la ecuación 5 una  $P_{tot} = 0$ , por el contrario si las señales incidentes estuvieran en fase entonces  $P_{tot} = (2V)^2$ .

Lo anterior nos indica que existe una manera de conocer la fase entre las dos señales si se conocen las potencias de las señales incidentes y la potencia de la señal resultante. Resolviendo la ecuación 23 para  $\phi$  obtenemos la ecuación que describe la fase entre las dos señales:

$$\phi = \arccos \frac{P_{tot} - P_1 + P_2}{2\sqrt{P_1 P_2}}. \quad (24)$$

En la ecuación 24 se puede observar que hay una manera de calcular la fase relativa de una señal, conociendo la potencia de ambas y la potencia resultante de la suma. Lo que hace falta hasta ahora es desarrollar una forma de combinar las señales y de medir las potencias. De esta manera se puede conocer la fase relativa entre dos señales incidentes en un sumador, ahora bien, si en una de las ramas por donde pasan las señales está ubicado un transistor, en el cual su desviación en fase depende de la potencia de entrada, entonces se puede conocer esa desviación en fase si se puede medir la potencia. En la siguiente sección se analizará el método desarrollado para validar la teoría aquí expuesta.

### III.3 Análisis del sistema

Una manera de implementar el sistema se muestra en la figura 10.

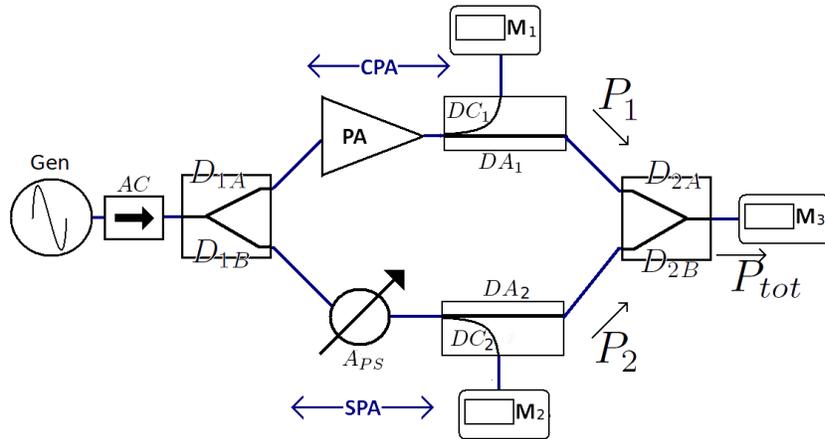


Figura 10. Banco de medición

Se puede observar que la señal generada por el sintetizador es dividida en dos rutas, por la ruta  $SPA$ <sup>1</sup> la señal pasa idéntica a la del sintetizador, sólo atenuada en algunos elementos y luego es recombinada nuevamente. Por la otra ruta  $CPA$ <sup>2</sup>, la señal pasa por el amplificador de potencia ( $PA$ ) que se debe caracterizar en fase y en amplitud cuando opera en régimen no-lineal [Acciari *et al.*, 2003].

Para medir las potencias  $M_1, M_2$  y  $M_3$  se pueden utilizar sensores de potencia conectados a los acopladores direccionales tal como se muestra en la figura 10. El medidor de potencia integra la señal en el tiempo lo que significa que entrega la potencia de la fundamental y además la suma de potencias de todos sus armónicos. Una mejor manera de medir la potencia es usando un analizador de espectros. Las características AM-AM se pueden obtener desde los sensores de potencia  $M_1$  y  $M_2$ , donde la potencia de entrada  $P_{in}$  en el amplificador está dada por:

$$P_{in} = M2 + DC_2 + A_{PS} + D_{1B} - D_{1A} \quad (25)$$

<sup>1</sup>Parte inferior de la figura 10

<sup>2</sup>Parte superior de la figura 10

En la figura 10,  $M_2$  es la potencia medida en el sensor #2,  $DC_2$  son las pérdidas por acoplamiento en el acoplador direccional,  $A_{PS}$  son las pérdidas en el desfazador,  $D_{1B}$  y  $D_{1A}$  son las pérdidas en ambas ramas del divisor respectivamente <sup>3</sup>.

En la figura 10, la potencia  $P_{out}$  a la salida del PA está dada por la siguiente ecuación:

$$P_{out} = M1 + DC_1 \quad (26)$$

Donde  $M1$  es la potencia medida por el sensor #1. Una vez obtenidas las mediciones de potencia, las características AM-PM se pueden obtener de la ecuación 24, donde:

$$P_1 = M1 + DC_1 - DA_1 - D_{2A}, \quad (27)$$

$$P_2 = M2 + DC_2 - DA_2 - D_{2B}, \quad (28)$$

$$P_{tot} = M3. \quad (29)$$

Con la ecuación 24 y conociendo las ecuaciones (27),(28) y (29) podemos calcular la diferencia de fase entre las dos señales incidentes en el combinador de potencia, por lo tanto, para determinar la desviación en fase se requiere tener de referencia la fase inicial, o la fase cuando el transistor opera en pequeña señal. Tomando en cuenta la fase lineal, la diferencia de fase con respecto a la potencia de entrada está dada por la siguiente expresión:

$$\Delta\phi = \arccos \frac{P_{tot} - P_1 - P_2}{2\sqrt{P_1 P_2}} - \arccos \frac{P_{tot} - P_1 - P_2}{2\sqrt{P_1 P_2}} \Big|_{lineal} \quad (30)$$

---

<sup>3</sup> Todas las cifras de pérdidas y la potencia medida por los sensores deben estar en dB's para poder ser sumadas

## III.4 Simulación del sistema

### III.4.1 Respuesta ideal

Antes de implementar el banco de medición en el laboratorio, realizamos una simulación con el fin de familiarizarnos con el banco de medición propuesto. Valiéndonos del simulador *ADS* (*Advanced Design System*<sup>®</sup> de Agilent Technologies) aplicamos la teoría propuesta y generamos un esquemático con las mismas características.

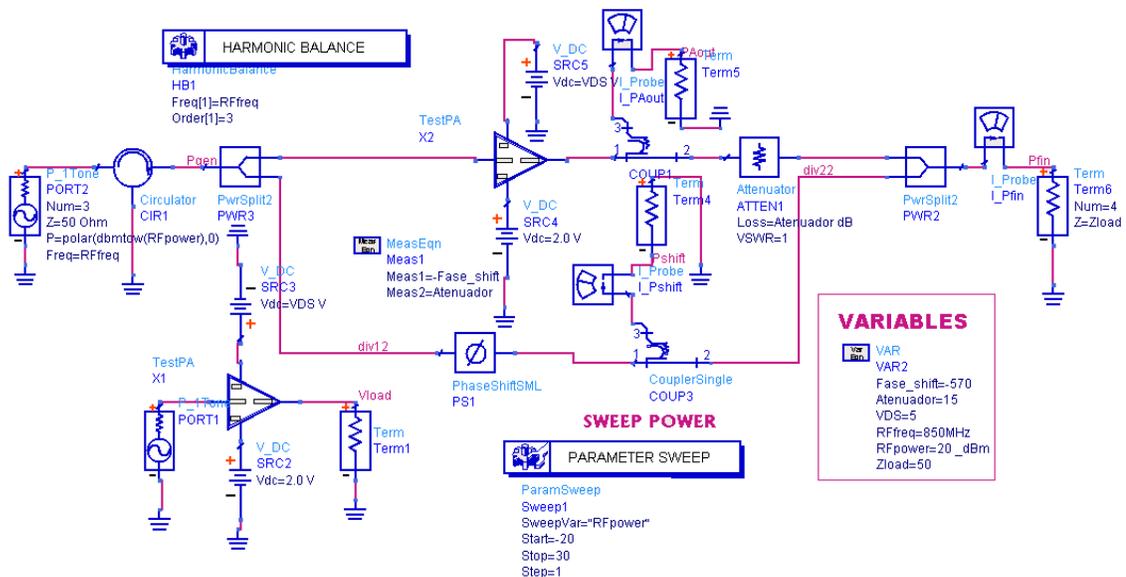


Figura 11. Esquemático en *ADS*<sup>®</sup>

El esquemático de la figura 11 contiene una fuente de potencia de un tono, enseguida un circulator, este es necesario para proteger el equipo de alguna reflexión del amplificador de potencia. Enseguida se encuentra el divisor de potencia, este se encarga de dividir en dos la señal recibida, a cada rama se le restan  $3dB$ . A una ruta le conectamos el Amplificador de Potencia (*AP*) y a la otra el desfasador, después a cada una un acoplador direccional y el medidor de potencia para poder medir el nivel en cada ruta. Por último el combinador y su medidor de potencia a la salida para conocer la potencia

total resultante de la recombinación de las dos señales incidentes.

Para poder corroborar el funcionamiento de nuestro sistema se debe tener una referencia respecto a las características AM-AM y AM-PM de un *AP*. Sobre este punto el simulador *ADS* incluye un *AP* ya caracterizado y el cual tomamos como referencia. Sus características AM-AM y AM-PM se pueden observar en la figura 12.

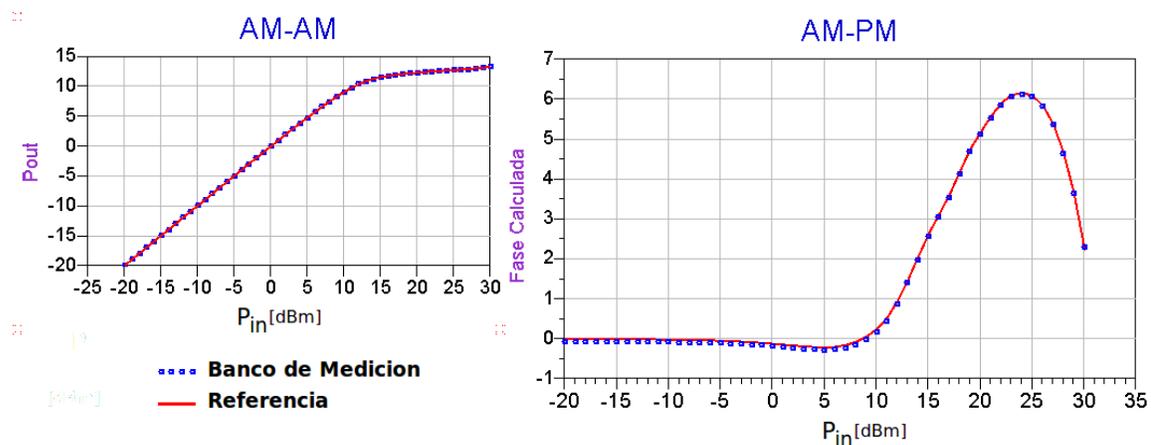


Figura 12. Resultado en *ADS*<sup>®</sup>

En la figura 12 se puede observar un buen ajuste entre las características existentes en la base de datos de *ADS* y los cálculos entregados por el sistema de medición implementado.

### III.4.2 Error mínimo

En la sección anterior demostramos el caso ideal para el sistema propuesto mediante simulaciones, ya que matemáticamente no existen incertidumbres o éstas las despreciamos asumiendo que todas las mediciones son perfectas. Es de esperarse que en mediciones en el laboratorio no suceda de la misma manera ya que existen muchas situaciones que pudieran introducir incertidumbres, ya sea debido a un error de caracterización o

simplemente debido a la imprecisión del equipo que se este utilizando, llamado error sistemático.

Si a dos señales incidentes las hacemos variar en fase pero no en potencia, obtenemos sólo variación en la potencia de salida. La potencia de las señales incidentes es independiente de la fase entre ellas. Según la ecuación 23, la potencia de salida es una función cosenoidal cuyo nivel de potencia es dependiente de la fase relativa entre las dos señales incidentes y esto se puede comprobar mediante MATLAB®. Si aplicamos un barrido en fase a una de las dos señales de la figura 13, las sumamos punto a punto y además calculamos la potencia de las señales incidentes y de la resultante, obtenemos la gráfica de potencias que se muestra en la figura 14.

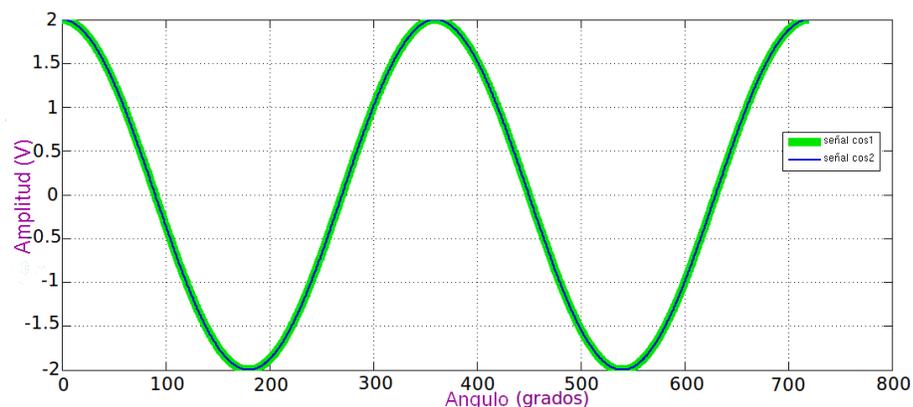


Figura 13. Señales incidentes iguales

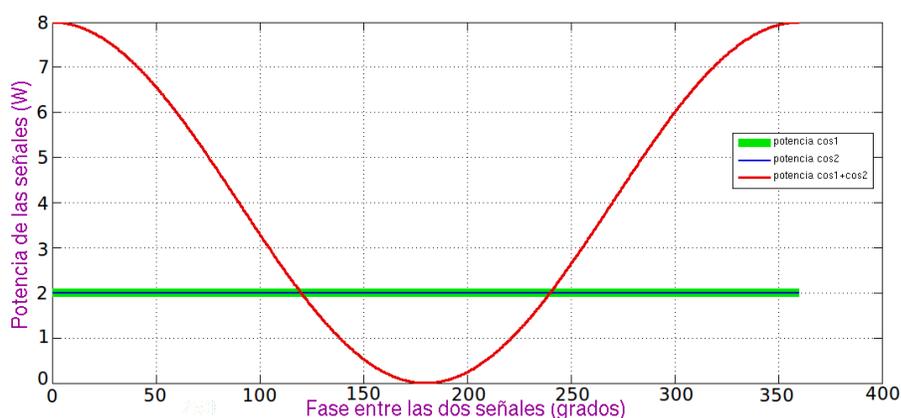


Figura 14. Potencias en función de dos señales incidentes iguales

En la figura 14 se puede observar que la potencia de las señales cosenoidales es constante con la fase ya que no depende de ella según la ecuación 8, no así para la potencia resultante entre ambas, que es cosenoidal según la ecuación 23. Ahora bien, observemos que las dos potencias incidentes tienen la misma amplitud,  $2V$  y según la ecuación 8 la potencia de estas es de  $2W$  y la potencia máxima de la resultante está en fase y está dada por la ecuación 23. En las figuras 15 y 16 se muestran dos señales incidentes diferentes.

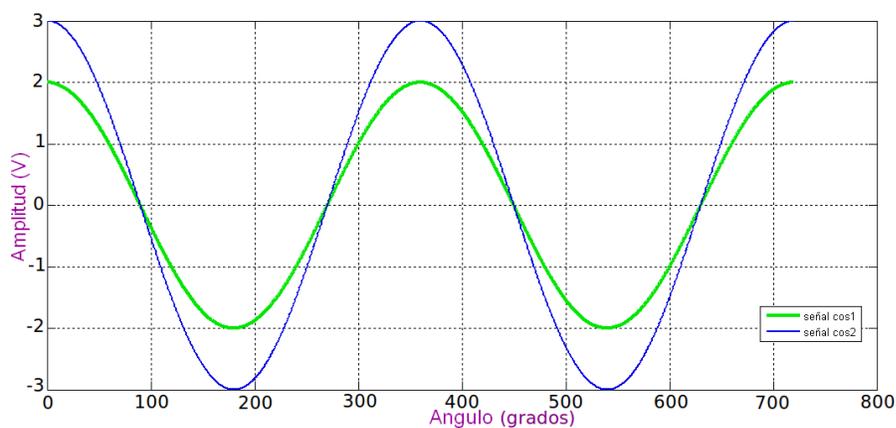


Figura 15. Señales incidentes diferentes

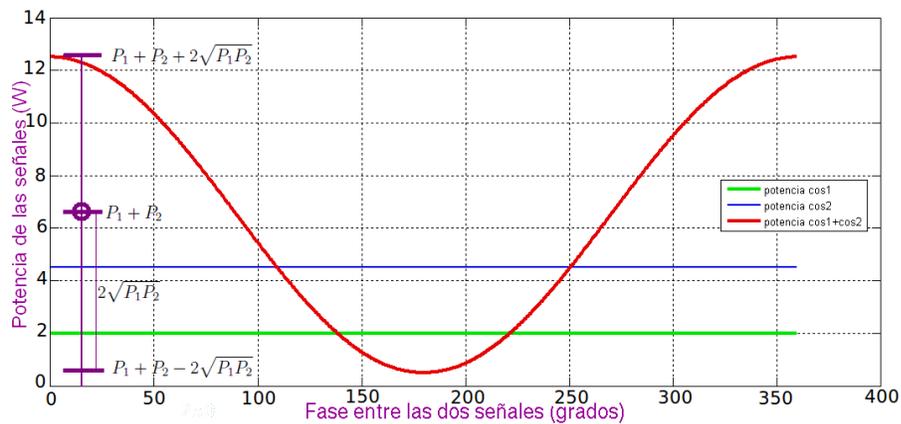


Figura 16. Potencias en función de dos señales incidentes diferentes entre ellas

De las figuras 15 y 16 se puede ver que si las señales no son iguales, la resultante sigue siendo cosenoidal pero con amplitud  $P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1 P_2}$  y desplazada  $P_1 + P_2 - 2\sqrt{P_1 P_2}$  sobre el eje de las abscisas. Entonces se asemeja a un círculo con centro  $P_1 + P_2$  y radio  $2\sqrt{P_1 P_2}$  debido a esto, la parte con la máxima razón de cambio en el eje de las ordenadas (*Potencia Resultante*) con respecto al eje de las abscisas (*Fase*) es cuando la fase está alrededor de  $90^\circ$  y esto es lógico ya que la derivada de  $\cos(\theta)$  es igual a  $-\sin(\theta)$  y el punto máximo de  $\sin(\theta)$  es cuando  $\theta$  es igual a  $90^\circ$ . Lo anterior nos lleva a concluir que en caso de existir un error en el eje de las ordenadas (*Potencia Resultante*), este tiene menos peso con respecto a las abscisas mientras más cerca nos encontremos de los  $90^\circ$ , pues en esta zona es mucho más variante la potencia resultante con respecto a la fase entre ambas señales, por lo que concluimos que se pueden disminuir los errores en la medición de potencia cuando medimos cerca de  $90^\circ$ , es decir, es más preciso calcular la fase desde la ecuación 24 cuando más nos acercamos a  $90^\circ$ .

### III.4.3 Respuesta con error

Para comprobar la teoría propuesta se implementó en *ADS* el sistema de medición de AM-AM y AM-PM mostrado en la figura 17.

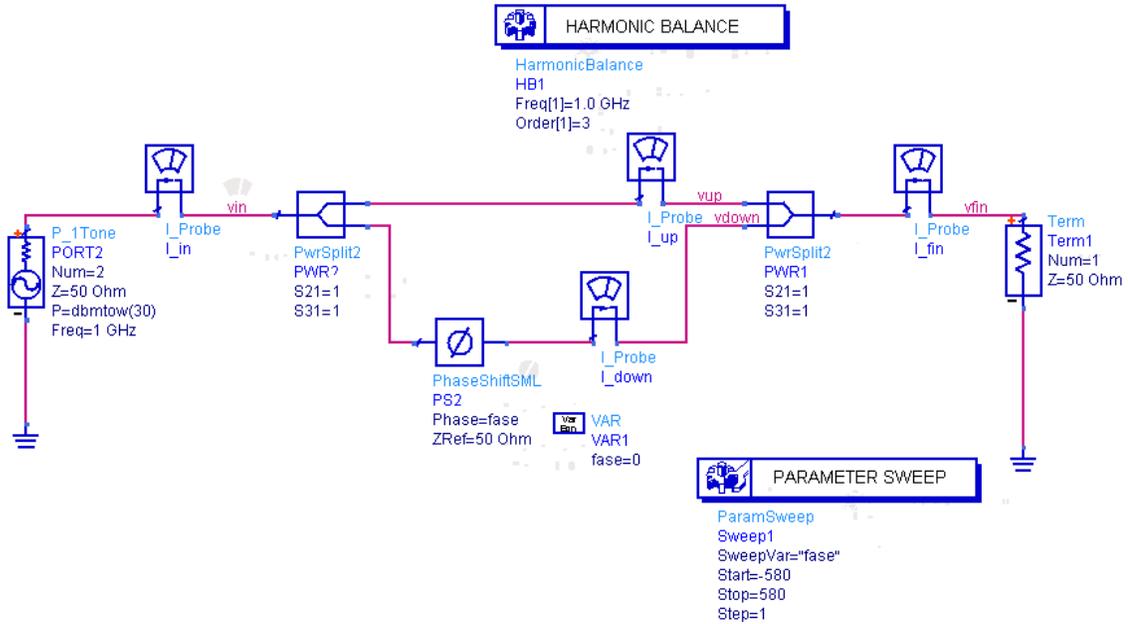


Figura 17. Esquemático para introducir error

Como puede observarse de la figura 17 el esquemático es similar al sistema propuesto, pero ahora utilizando dos rutas idénticas, sólo alteradas en fase por el desfasador *PS2*. A este desfasador le agregamos una variable como valor de fase, y a esta variable le aplicamos un barrido desde  $-580^\circ$  hasta  $580^\circ$ . Con lo anterior corroboramos la teoría propuesta en la sección anterior.

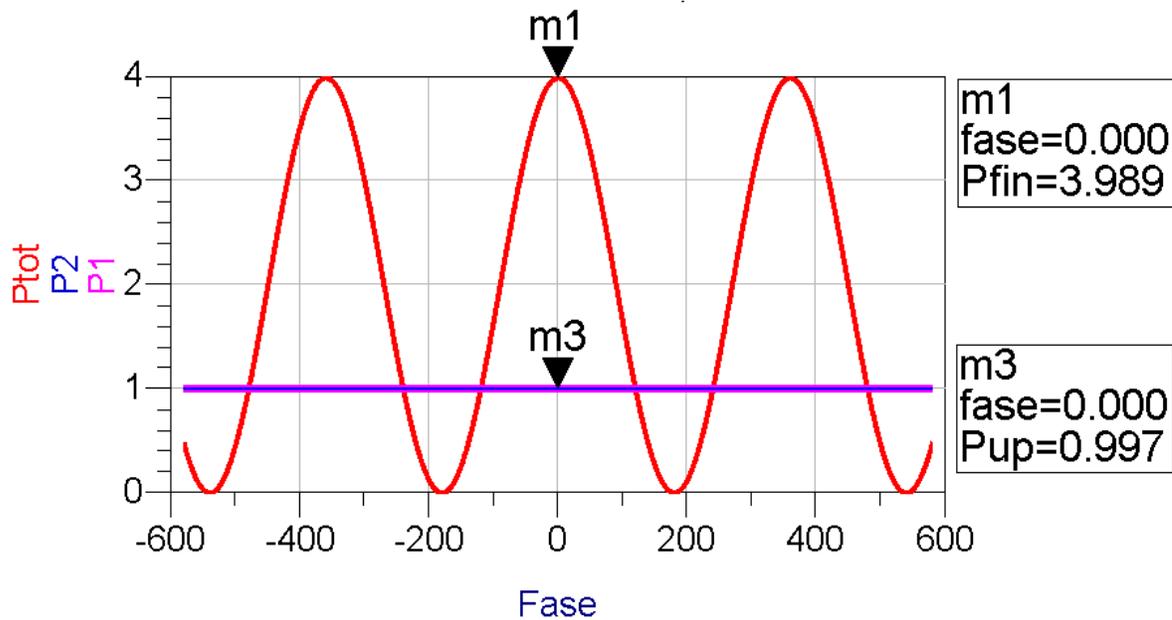


Figura 18. Potencias según  $ADS^{\text{®}}$

En la figura 18 obtenemos lo que esperábamos según la teoría analizada en la sección III.4.2. Las potencias de la señal de entrada cosenoidal es de  $1W$  dividida en  $2^4$ , entonces  $P_1 = 1W$  y  $P_2 = 1W$ , por lo que la máxima de la resultante es de  $4W$  según (23).

El objetivo de esta simulación es estudiar el efecto que puede tener la incertidumbre debida a la caracterización de los componentes introducida en las ecuaciones 25, 26 y 27; así como la incertidumbre debida a la medición. Es útil encontrar un punto óptimo de trabajo u optimizar los cálculos para librarnos de errores sistemáticos que siempre existen y mediante estas técnicas buscamos disminuir éstos al máximo.

Si a las mediciones obtenidas  $P_1$ ,  $P_2$  y  $P_{tot}$  de la figura 18 le aplicamos la ecuación 24, entonces deberíamos poder conocer la posición del desfasador en cada punto del barrido. En la figura 19 se puede ver que efectivamente podemos conocer la fase exacta

<sup>4</sup>Suponemos divisor y combinador sin pérdidas

del desfasador, únicamente conociendo las potencias instantáneas de las dos potencias incidentes y de la resultante de ambas.

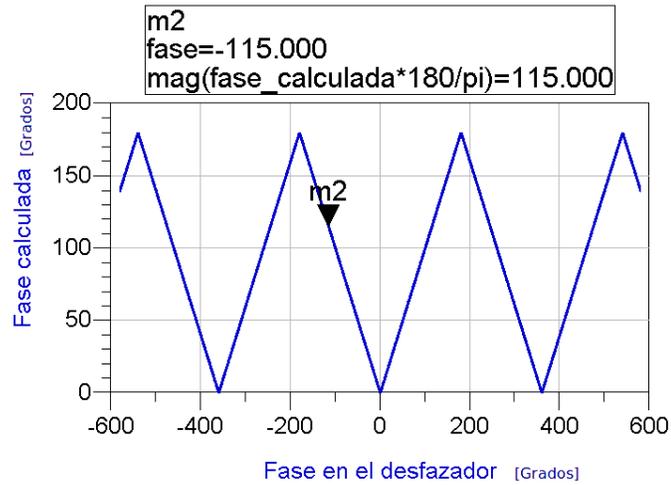


Figura 19. volviendo a  $\Phi$  desde  $P_1$ ,  $P_2$  y  $P_{tot}$  usando la ecuación 8

Agregamos una cifra de incertidumbre en la variable  $P_{tot}$ , esto para introducir algún tipo de error en la medición del sensor  $M3$  de la figura 10.

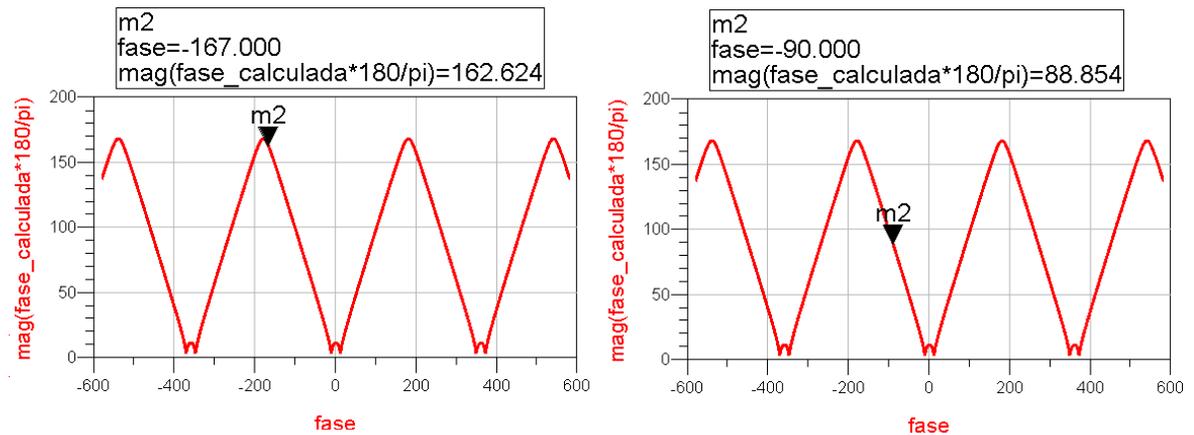


Figura 20. Error de  $0.2dB$  en el detector que mide  $P_{tot}$

En la figura 20 es evidente que el error se incrementa cuando nos alejamos de  $90^\circ$ , esto debido a lo expuesto en la sección III.4.2. ¿Que sucede cuando el error lo tenemos

en  $P_1$  o  $P_2$  ?. En este caso la razón de cambio máxima no se ubica en  $90^\circ$  como vemos en la figura 21.

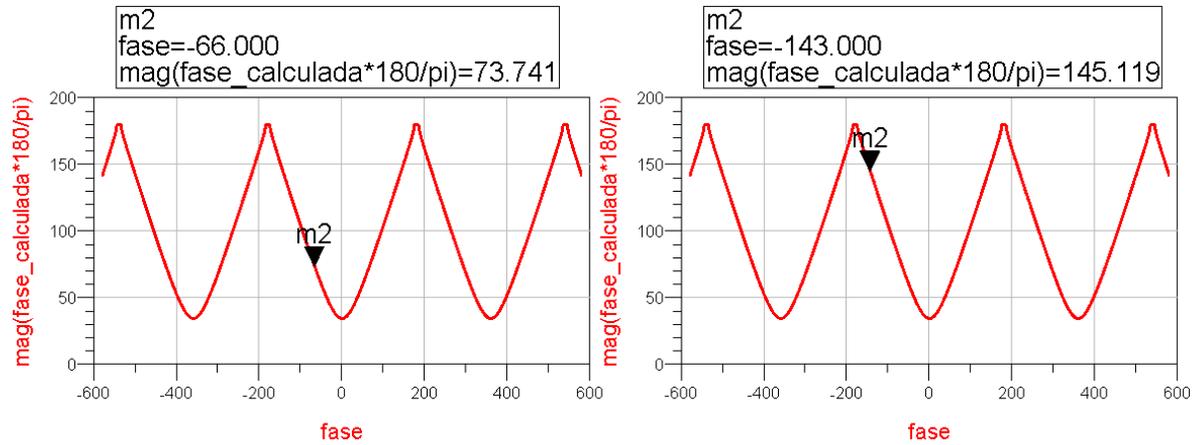


Figura 21. Error de  $0.4dB$  al leer  $P_1$

Para observar mejor el error realizamos una función de error tal que:

$$error = |fase_{real} - fase_{calculada}| \quad (31)$$

donde la fase real es la fase en el desfasador. Este error lo graficamos en función de la fase relativa actual entre las dos señales al cual le llamamos *Desfasador*. La respuesta para algunos errores introducidos se puede ver en la figura 22

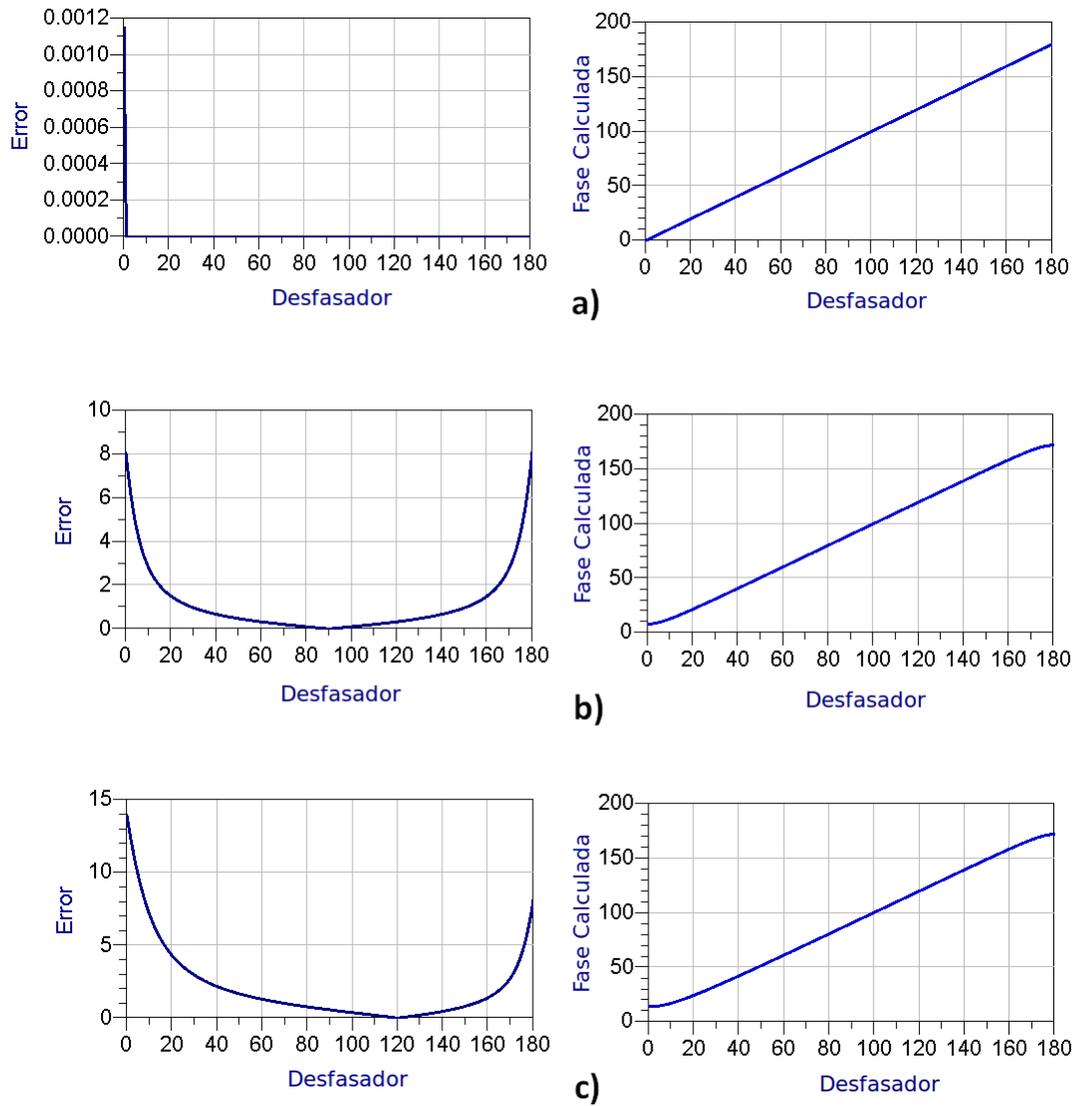


Figura 22. a) Sin errores sistemáticos en las mediciones, b) Error sólo en  $P_{tot}$ , c) Errores en  $P_1, P_2$  y  $P_{tot}$

### III.5 Conclusiones

Se ha presentado un análisis teórico además de una simulación del proyecto propuesto en esta tesis. El desarrollo de este sistema se realizó siguiendo lo expuesto por Acciari *et al.* [2003] el cual se estudió a fondo para conocer sus características y condiciones de

funcionamiento, debido a esto, se descubrió que la posición del desfasador es de gran importancia para obtener una buena precisión.

Parece ser que cuando el error está en  $P_1$  o  $P_2$ , según la figura 21, el error se hace más pequeño en contra fase, a diferencia de la figura 20 donde el error es menor cuando se está cerca de  $90^\circ$ . En la figura 22 se ve claramente que cuando el error existe únicamente en  $P_{tot}$ , inciso *b*), el punto donde pesa menos en los cálculos es cerca de  $90^\circ$ , y además si el error existe en  $P_1, P_2$  y  $P_{tot}$ , inciso *c*), el error en los cálculos disminuye cerca de  $120^\circ$ .

Para decidir cual es el mejor punto de inicio, debemos hacerlo en base a mediciones además de las simulaciones, ya que hay un compromiso entre errores en el medidor y errores en la caracterización, por lo que el punto óptimo se localiza a partir de  $90^\circ$  en adelante sin acercarnos mucho a  $180^\circ$ . Suponiendo una caracterización perfecta, sólo quedan los errores del equipo de medición, los cuales sólo existen debido a la resolución del equipo y los cables de conexiones, por lo tanto el punto óptimo se puede ubicar alrededor de  $120^\circ$ .

# Capítulo IV

## EXPERIMENTACIÓN Y RESULTADOS

### IV.1 Descripción del equipo

Para comprobar el sistema de medición propuesto en el Capítulo III implementamos el banco de medición de la figura 10. Los dispositivos bajo prueba fueron inicialmente algunos amplificadores de baja potencia y más tarde amplificadores de alta potencia.

Los divisores de potencia utilizados son de Broadwave con un rango de frecuencias  $800 \rightarrow 6000\text{MHz}$ , los parámetros de dispersión de este divisor se pueden ver en la figura 23. La caracterización de todos los componentes fue realizada mediante el Analizador de Redes Vectorial HP 8719D el cual funciona de  $50\text{MHz}$  a  $13.5\text{GHz}$ .

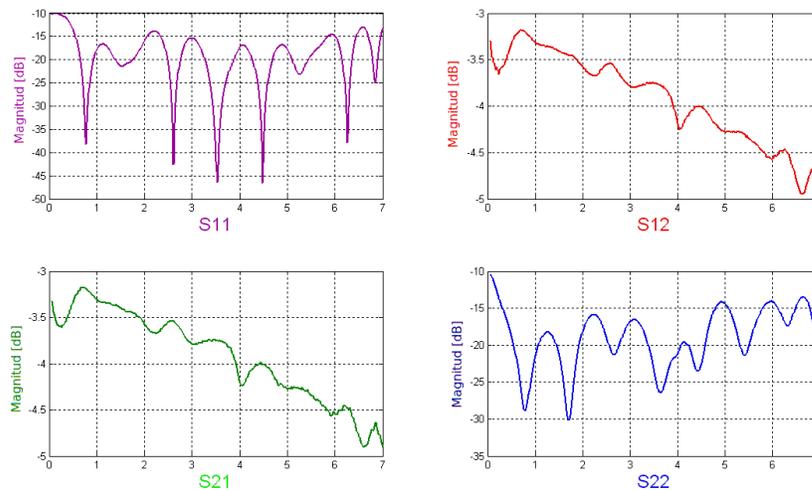


Figura 23. Parámetros  $S$  de una rama del divisor de potencia # 1

Las gráficas de la figura 23 fueron grabadas directamente desde el *ARV* en un disco

en formato *citifile* , convertido a formato *touchstone* y graficado mediante MATLAB. Lo anterior nos permite manipular los datos ya que son guardados en forma de vectores. Para hacer los cálculos de las pérdidas mencionadas en (25),(26),(27) y (28) sólo se ubica el archivo *touchstone* del componente y se obtiene el dato en la frecuencia requerida.

Para un divisor de potencia es de esperarse que las pérdidas por inserción  $S_{21}$  estén cerca de los  $3dB$  o superior, y como observamos en la figura 23 éstas siempre son superiores a  $3dB$ . Por debajo de la frecuencia de  $2GHz$  las pérdidas son menores a  $3.5dB$ . Claro está que para cada divisor se requieren dos archivos, uno para cada rama y no tienen porque ser idénticos los parámetros de dispersion de las dos ramas, aunque si deben ser similares.

Los acopladores direccionales utilizados son de la marca *NARDA*<sup>®</sup> con un rango de frecuencias  $1 \rightarrow 40GHz$ , modelo 4229 – 10, para cada uno de éstos se tienen dos archivos *touchstone*, uno para las características de directividad y pérdidas por inserción y otro para las características en el acoplamiento.

Además se utiliza un circulador para proteger el equipo. El utilizado es de la marca *MCLI*<sup>®</sup> modelo *IS* – 10, su rango de trabajo es de  $2 \rightarrow 4GHz$  y sus parámetros  $S$ , se muestran en la figura 24.

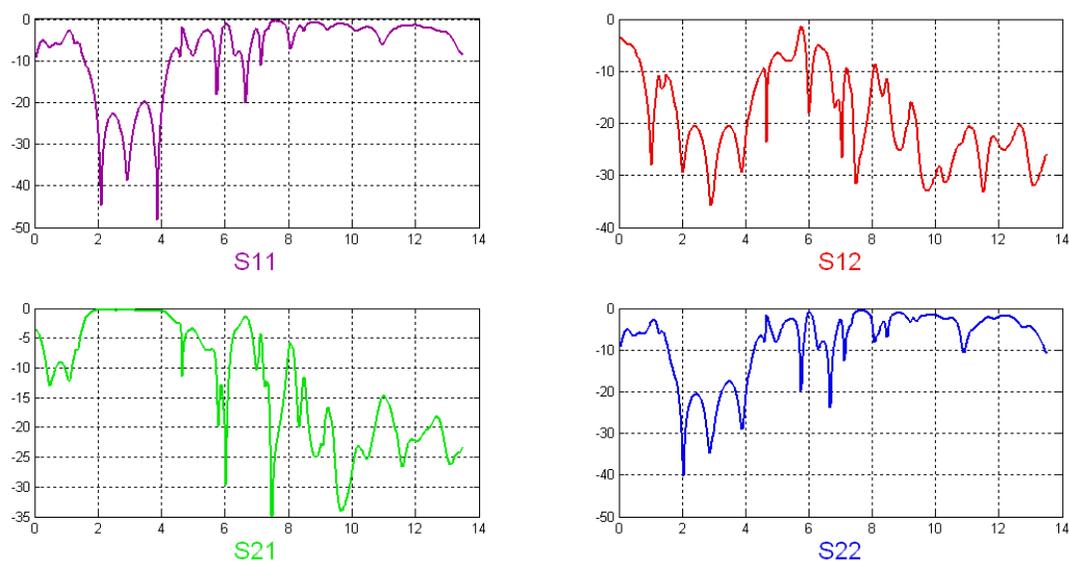


Figura 24. Parámetros  $S$  del circulator

El aislamiento de este circulator es cerca de 20dB en el rango de  $2 \rightarrow 4$ GHz, y las pérdidas son de 0.6dB.

Para el desfasador se obtienen dos archivos, una medición se hace con el desfasador en la fase mínima y la segunda medición se realiza con el desfasador en la fase máxima, esta diferencia es mínima y casi despreciable. Con esto se tiene una aproximación de la atenuación por longitud de la línea en el desfasador.

Las mediciones se realizaron mediante un Analizador de Espectros HP 70004A el cual puede medir hasta 22.26GHz, además puede ser controlado mediante GPIB. Para polarizar los transistores se utilizó una fuente dual HP 6255A.

## IV.2 Experimentación

### IV.2.1 Validación

La técnica de medición propuesta en el Capítulo III primero fue aplicada en transistores de bajo ruido, ésto para proteger el equipo de altas potencias como en los transistores de potencia para los que finalmente será utilizada.

Para validar las mediciones necesitamos una referencia. En el caso de la simulación, se mencionó en la sección III.4 que en el simulador *ADS* ya se contaba con datos en las bibliotecas del programa, incluso con una plantilla en la que se realizaba la medición de  $AM - AM$  y  $AM - PM$  a un transistor específico. Por lo tanto sólo se compararon las mediciones con las ya existentes para validar la respuesta de la medición realizada.

Antes de realizar la medición de algún transistor mediante el sistema propuesto, generamos gráficas del comportamiento de dicho transistor mediante el *ARV*. Es importante mencionar que se debe de tener cuidado al conectar el transistor en el *ARV* ya que éste solamente soporta hasta un máximo de 30dBm. Lo ideal es agregar atenuadores en la salida y un circulador en su entrada como se muestra en la figura 25. Una explicación más amplia acerca del uso del *ARV* para realizar mediciones de magnitud y fase de los parámetros de dispersión se presenta en el Apéndice A.

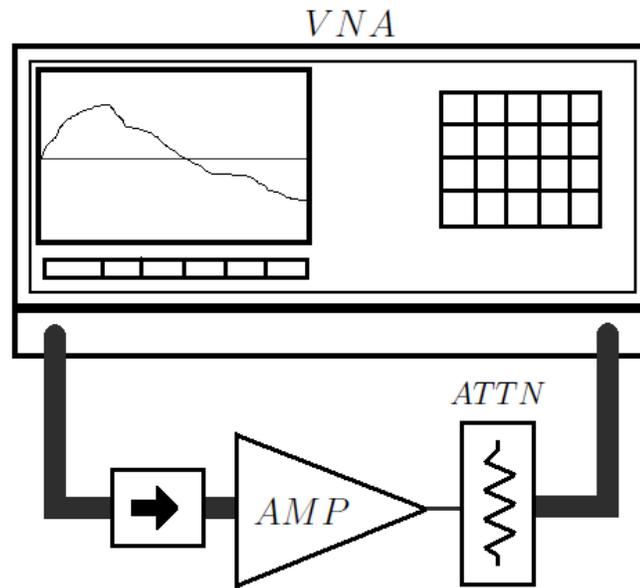


Figura 25. Banco de medición con el *ARV*

#### IV.2.2 Amplificador *MAR-1+*

El primer amplificador que analizamos es el *MAR-1+*, éste es un amplificador hecho a base de un transistor bipolar de heteroestructura (HBT, por sus siglas en inglés) de InGaP, el cual tiene las características que se muestran en la tabla I

Ganancia	17.8dB
P1dB	2.5dBm
Figura de Ruido	3.5dB Tipico
Polarización	11V
Ancho de banda	DC-1GHz

Tabla I. Características del *MAR-1+*

Este amplificador fue caracterizado con el sistema de medición AM-AM y AM-PM estudiado y con el analizador de espectros como medidor de potencia. Como mencionamos en la sección III.4.3 y III.5, existe un punto óptimo de inicio de la medición entre 0 y 180° en el cual las ecuaciones presentan una menor desviación debido al error en alguna de las tres mediciones de potencia. Todo parece indicar que 120° es el punto

óptimo. En la figura 26 se puede apreciar la respuesta partiendo de  $40^\circ$ .

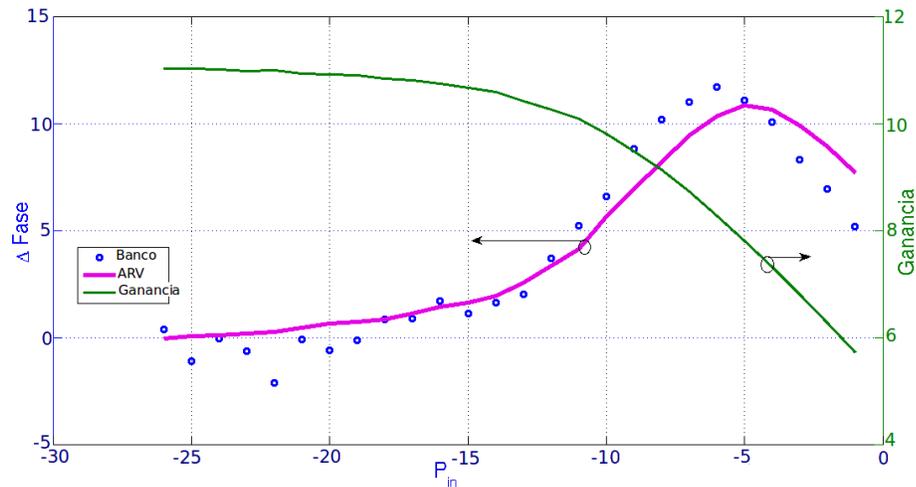


Figura 26. Fase inicial en  $43^\circ$  @  $1GHz$

Cabe mencionar que la medición se realizó desde  $40^\circ$  porque iniciando con una fase inferior o cerca de  $0^\circ$  las muestras se observan como simple ruido y no se parecen a la referencia medida con el *ARV* por la razón que mencionamos en la sección III.4.3. En la figura 26 observamos que la tendencia de las muestras se aproximan cuando la potencia de entrada es mayor, aunque existe una diferencia considerable entre las muestras y la curva de referencia. En la figura 27 se puede observar el comportamiento cuando partimos desde una fase lineal de  $90^\circ$ , y la compresión *AM – AM* en la figura 28.

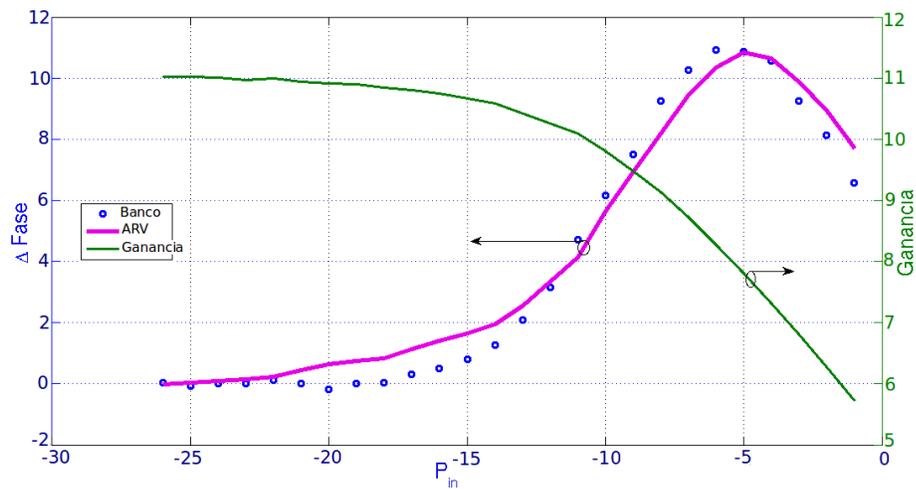


Figura 27. Fase inicial en  $90^\circ$  @  $1GHz$

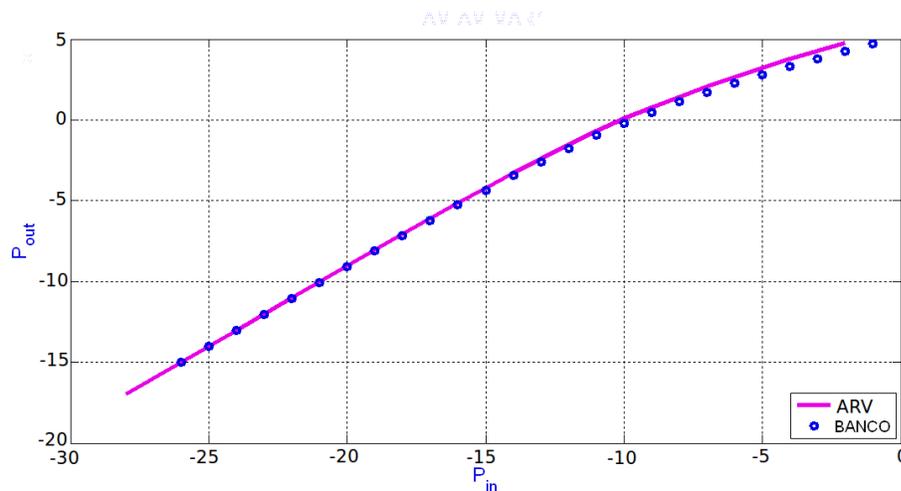


Figura 28. Compresión  $AM - AM$  del  $MAR - 1+$  @  $1GHz$

Los resultados experimentales mostrados en la figura 27 muestran una buena correlación de la fase y ganancia medida con ambos metodos. Hay que tomar en cuenta que las mediciones pueden mejorar gracias a una mejor caracterización y al tomar en cuenta algunos factores muy importantes como la temperatura. En nuestro caso, la temperatura se vio reflejado en las mediciones ya que utilizamos un sólo medidor de potencia (*analizado de espectros*) el cual tenía que ser alternado en los tres puntos de medición, por lo tanto, la temperatura puede variar significativamente en cada medición, dado que entre cada medición puede haber varios minutos de diferencia.

### IV.2.3 Nueva propuesta

A diferencia del sistema presentado por Acciari *et al.* [2003], en las mediciones anteriores hemos utilizado sólo dos acopladores direccionales en lugar de tres según la figura 10, y podemos ver que funciona igual, sólo cambia la manera de obtener  $P_{in}$  para la gráfica  $AM - AM$ , obteniéndose las curvas  $AM - PM$  de la misma manera en ambos esquemas. Esto se puede mejorar aún más si encontramos un modo de eliminar los divisores de potencia. En la figura 29 se presenta una manera de reducir este sistema, de tal forma

que sólo con dos acopladores direccionales se puedan obtener las mismas mediciones, al igual que con el sistema presentado por Acciari *et al.* [2003].

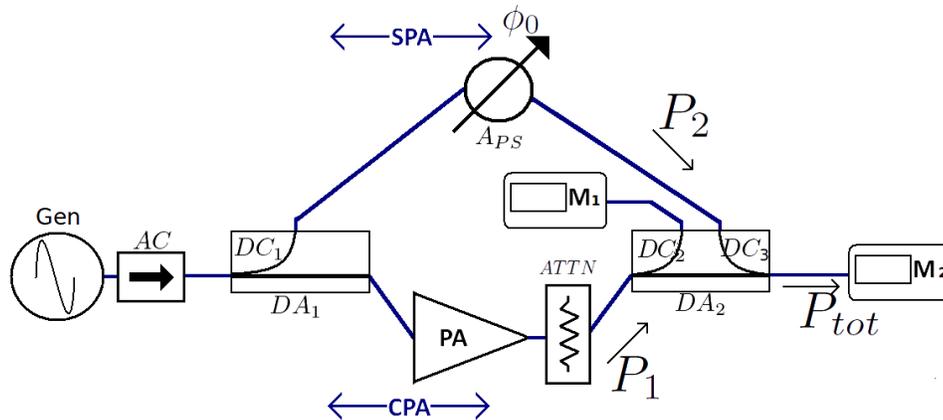


Figura 29. Innovación al sistema inicial

Este sistema se basa en que conocemos muy bien nuestro equipo y componentes. Sabemos la potencia exacta que está entregando el sintetizador y además conocemos a la perfección las pérdidas de los acopladores direccionales. Si lo anterior se cumple entonces conocemos la potencia de entrada  $P_{in}$  y además conociendo las pérdidas del desfasador, también podemos determinar la potencia en la ruta  $SPA$ .

Se necesita un acoplador bidireccional de 4 puertos ya que en un sentido sirve de combinador y en el otro puerto medimos la potencia de salida en el  $PA$ . El primer acoplador direccional sólo se utiliza para dividir la potencia en las dos rutas, este mismo podría ser reemplazado por un divisor de potencia que tuviera una atenuación comparable en ambas rutas. Para calcular  $AM - AM$  mediante este sistema, las potencias

$P_{in}$  y  $P_{out}$ , similar a la sección III.3 pueden ser calculadas de la siguiente manera:

$$P_{in} = P_{Gen} - AC - DA_1, \quad (32)$$

y

$$P_{out} = M1 + DC_2 + ATTN. \quad (33)$$

Para calcular  $AM - PM$  se necesita encontrar  $P_1, P_2$  y  $P_{tot}$ . Estas se definen de la siguiente forma:

$$P_1 = M1 + DC_2 - DA_2, \quad (34)$$

$$P_2 = P_{Gen} - AC - DC_1 - A_{PS} - DC_3, \quad (35)$$

y

$$P_{tot} = M2. \quad (36)$$

Utilizando el sistema propuesto, se realizó la medición del amplificador ya caracterizado  $MAR - 1+$ , iniciando en una fase lineal de  $120^\circ$ <sup>1</sup> obteniendo los resultados que se muestran en la figura 30.

---

<sup>1</sup>Todas las mediciones de aquí en adelante serán realizadas iniciando en una fase lineal de  $120^\circ$

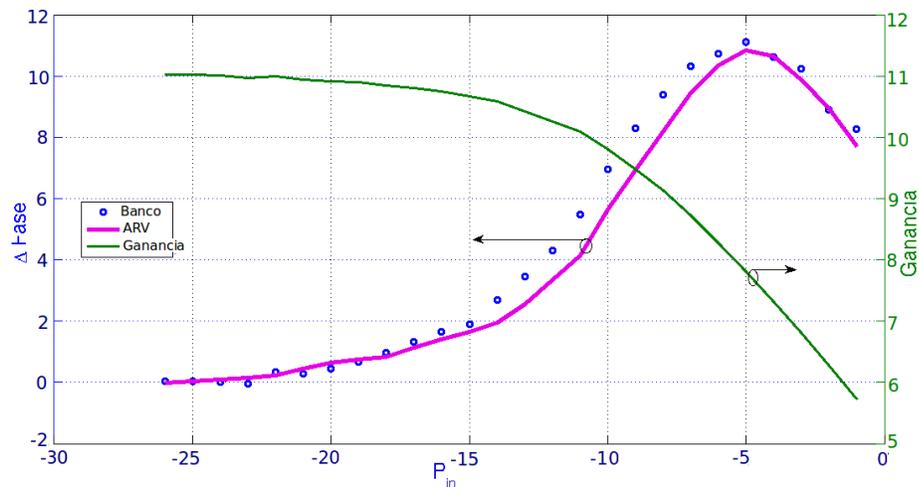


Figura 30.  $MAR - 1+$  Con el sistema propuesto @  $120^\circ$

Para obtener una buena respuesta hay que tener una caracterización perfecta de los componentes o caracterizar la línea entera para evitar errores en las transiciones de los componentes. Lo anterior se debe a que cuando se miden amplificadores de potencia que requieren de un preamplificador éste se debe encontrar antes del primer acoplador direccional, lo que genera una incertidumbre en la potencia incidente al acoplador, por lo que es muy difícil saber con exactitud la potencia  $P_{in}$  y con esto desconocemos la potencia de la ruta  $SPA$  de la figura 29.

Además, el sistema propuesto es útil para medir amplificadores que no requieren de un *Driver* y que se pueden alimentar directamente por el equipo (Sintetizador). En las mediciones siguientes utilizamos el sistema convencional de la figura 10 ya que la potencia necesaria para llevar a compresión los amplificadores es superior a la suministrada por el Sintetizador, por lo que es necesario el *Driver*.

#### IV.2.4 Amplificador *SGA* – 5389

En esta ocasión se utilizará el amplificador *SGA* – 5389, es un amplificador que utiliza un HBT construido en SiGe el cual tiene las características que se muestran en la tabla II.

Ganancia	15.4dB
P1dB	16.3dBm
Figura de Ruido	3.8dB @ 1950MHz
Polarización	3.6V
Ancho de banda	DC-4.5GHz

Tabla II. Características del *SGA* – 5389

Para este amplificador se debe utilizar un *Driver* ya que la potencia de entrada debe superar los 5dBm para poder comprimirlo. El *Driver* debe ubicarse entre el circulator y el primer divisor de potencia como se muestra en la figura 31

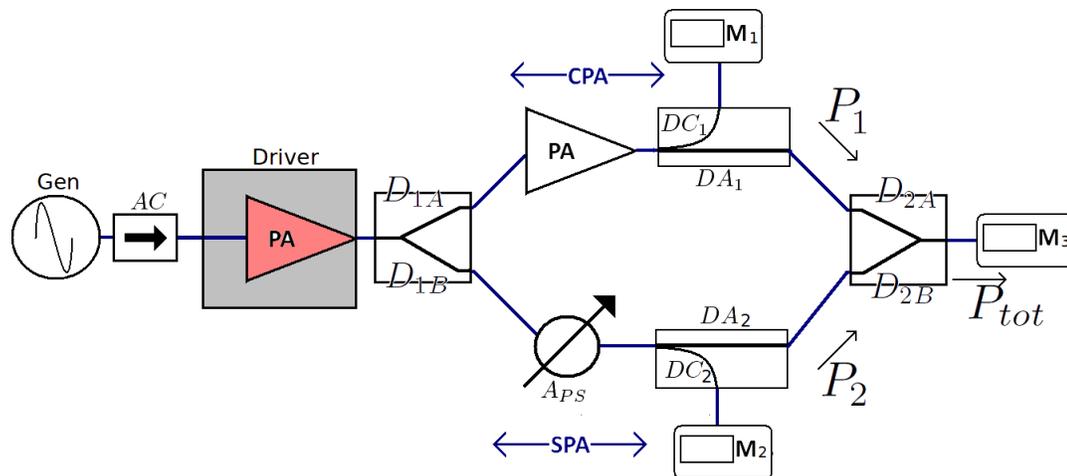


Figura 31. Banco de medición utilizando *Driver*

El uso del circulator es únicamente para proteger el sintetizador de alguna reflexión de alta potencia, por esta razón está situado antes del *Driver* ya que este *Driver* puede generar potencias superiores a las soportadas por el sintetizador. La razón de que el *Driver* esté antes del divisor y no justo antes del amplificador es debido a que, aunque

éste es altamente lineal, también presenta algunas variaciones en su ganancia y en fase. Si bien es cierto que las variaciones dependen de la temperatura, con un buen sistema de enfriamiento éstas se reducen considerablemente. Realizando algunas pruebas se observó que podía haber diferencias de hasta 0.5dB en la ganancia desde el encendido hasta algún momento de la medición.

Como ya hemos mencionado, las potencias de ambas ramas deben ser comparables. En el caso de conectar el *Driver* justo antes del amplificador, en la rama *CPA*, la diferencia de potencia entre las dos sería igual a la ganancia del *Driver* más la ganancia del *PA*, cabe mencionar que la ganancia del driver es de 45dB, sus características se muestran en la tabla III. Aunque esta diferencia de potencias en ambas ramas se puede balancear con el uso de atenuadores, esto no sería práctico ya que se agregan incertidumbres debido al uso excesivo de estos.

Ganancia	44.5dB @ 2GHz
P1dB	31.7dBm
Figura de Ruido	3.6dB @ 2GHzMHz
Polarización	15V
Ancho de banda	2-4GHz

Tabla III. Características del *Driver* Aydin

Para validar las mediciones, se realizó la medición en el *ARV* agregando atenuadores para contrarrestar la potencia de los dos amplificadores en cascada, un diagrama de este arreglo se muestra en la figura 32.

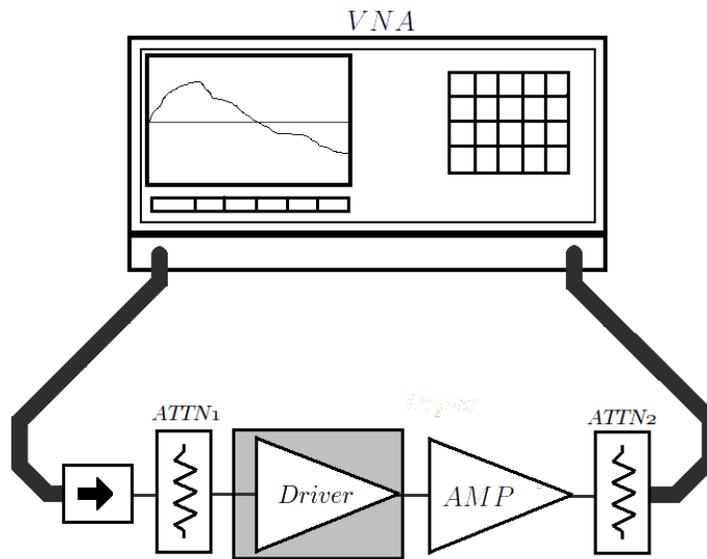


Figura 32. Banco de medición con el ARV y Driver

El  $ATTN_1$  es utilizado para controlar la potencia de entrada al *Driver* y de esta manera hacerlo funcionar en la región lineal y su potencia de salida esté muy por debajo del punto de compresión de  $1dB$  ( $P_{1dB}$ ), así mismo, necesitamos potencias máximas 7dBm a la entrada del *PA*. Con el  $ATTN_2$  se protege al *ARV* y nos aseguramos de restar la ganancia de ambos amplificadores con el objetivo de tener un  $S_{21}$  cerca de 0dB.

Para conocer la ganancia del *AP* utilizamos la ecuación 37.

$$PA_G = S_{21} + ATTN_1 + ATTN_2 + L_C - D_G \quad (37)$$

Donde  $D_G$  es la Ganancia del *Driver* en dB, y  $L_C$  son las pérdidas en el circulator, en esta ecuación observamos que todos los términos son constantes excepto el  $S_{21}$  que varía con la potencia de entrada. De hecho podemos conocer todo este conjunto de características retirando el *AP* y haciendo una conexión directa entre los extremos (un “*Thru*”), esto es comparable al hecho de cambiar los planos de referencia en potencia.

Teniendo el  $S_{21}$  constante, cuando no está el  $AP$ , la ganancia del  $AP$  está dada por la siguiente ecuación:

$$PA_G = S_{21}|_{conPA} - S_{21}|_{sinPA} \quad (38)$$

Es más efectivo utilizar la ecuación 38 ya que en ésta incluimos las pérdidas de las conexiones entre los componentes a diferencia de (37), donde sólo se consideran los valores obtenidos de la caracterización individual.

Realizamos las mediciones con el banco de la figura 31 y las comparamos con las realizadas con el  $ARV$  según la figura 32 en el mencionado  $SGA - 5389$ . El comportamiento  $AM - AM$  se presenta en la figura 33 y las características  $AM - PM$  se presentan en la figura 34.

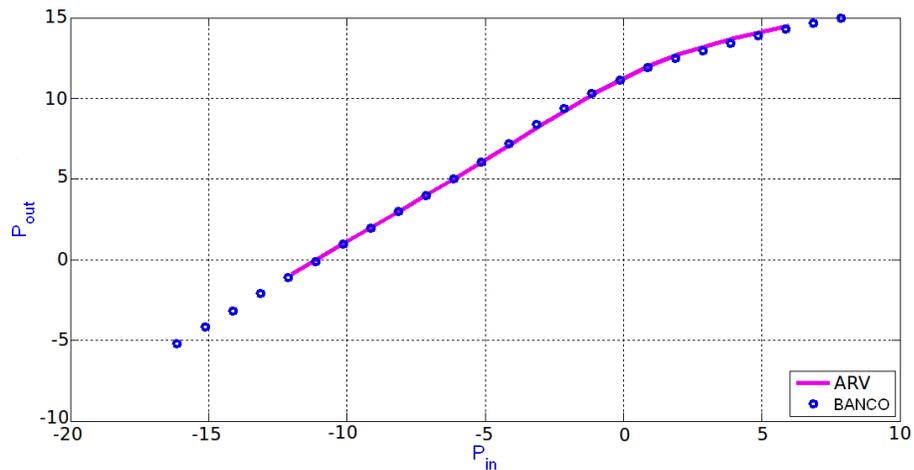


Figura 33. Características  $AM - AM$  en el  $SGA - 5389 @ 1950MHz$



CICESE se cuenta con tarjetas GPIB y en especial con la *GPIB – USB – HS*, que es un adaptador *GPIB → USB*, siendo esta última la utilizada para realizar las mediciones. Ahora conectamos el *Driver* directamente al sintetizador y leemos su ganancia. Se mide la ganancia durante un tiempo considerable para observar su comportamiento en el tiempo, de esta manera podremos evaluar la deriva de la ganancia en función del tiempo y de los cambios de temperatura.

Desarrollamos un programa en MATLAB, para medir la ganancia del amplificador cada dos segundos, durante una hora, por lo tanto obtenemos 1800 muestras las cuales se grafican en la figura 35.

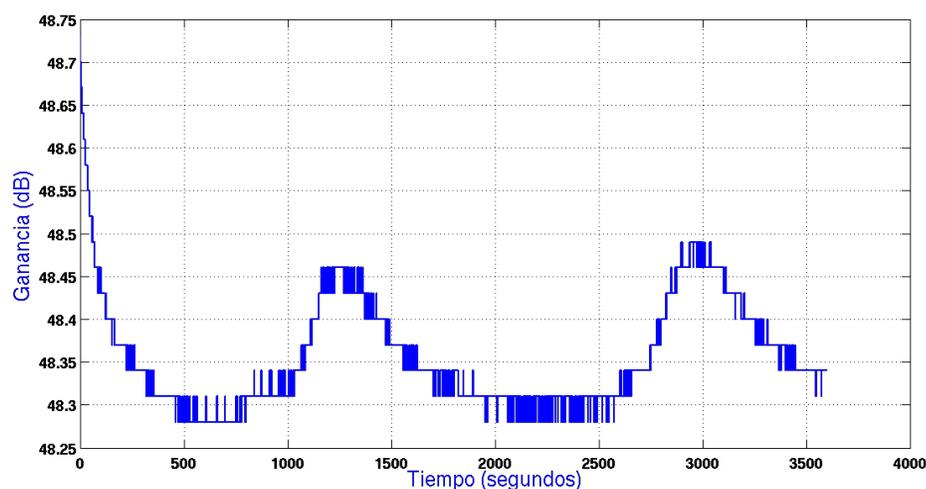


Figura 35. Ganancia del *Driver* con *A/C* en el tiempo

Podemos observar algunos picos en la ganancia como función del tiempo alrededor de cada 25 minutos, esto es debido al aire acondicionado del laboratorio. Cada pico es el momento más frío del cuarto; se observa como la ganancia decrece con el incremento de la temperatura de la habitación y como sube gradualmente con el descenso de la temperatura nuevamente. En la figura 36 la medición se realizó sin encender el aire

acondicionado.

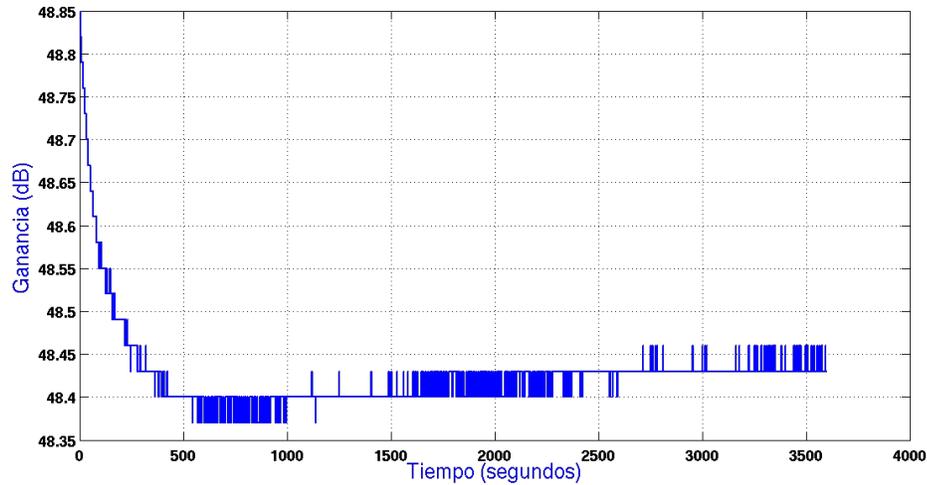


Figura 36. Ganancia del *Driver* sin *A/C* en el tiempo

En esta medición la ganancia del amplificador es más estable ya que no existe la perturbación del aire acondicionado. La temperatura en el laboratorio cambia aun sin el aire acondicionado, pero podemos notar que el cambio es más lento en la ganancia. El hecho de que la ganancia se incremente con el tiempo es debido a que la medición se realizó por la tarde cuando la temperatura en el ambiente está disminuyendo y por lo tanto la ganancia del amplificador aumenta lentamente.

La manera de eliminar este factor de incertidumbre es midiendo las tres potencias,  $P_1$ ,  $P_2$  y  $P_{tot}$  en el mismo instante, a diferencia de las pasadas mediciones que se realizaron de manera independiente y con algún tiempo de diferencia entre ellas, al no contar con los tres medidores de potencia.

### IV.3.1 Amplificador *SGA* – 5386

Teniendo en cuenta el efecto de la temperatura y con el uso del GPIB se midió el amplificador *SGA* – 5386, es un amplificador muy parecido al *SGA* – 5389, ambos son fabricados por *Stanford Microdevices* y también es un amplificador a base de un HBT construido en SiGe. Sus características se presentan en la tabla IV.

Ganancia	15dB
P1dB	14.7dBm
Figura de Ruido	3.5dB @ 1950MHz
Polarización	3.6V
Ancho de banda	DC-3.2GHz

Tabla IV. Características del *SGA* – 5386

Este amplificador se ha medido con un buen control en las variaciones de temperatura, se le agregó un ventilador permanente en el disipador de los amplificadores y se realizaron las mediciones sin encender el aire acondicionado del laboratorio. Las gráficas *AM* – *AM* y *AM* – *PM* se muestran en las figuras 37 y 38 respectivamente.

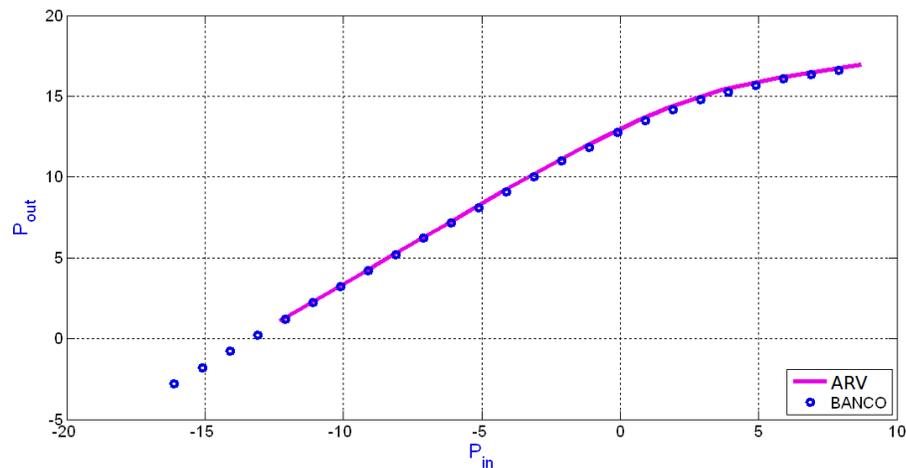


Figura 37. Características *AM* – *AM* en el *SGA* – 5386 @ 1950MHz

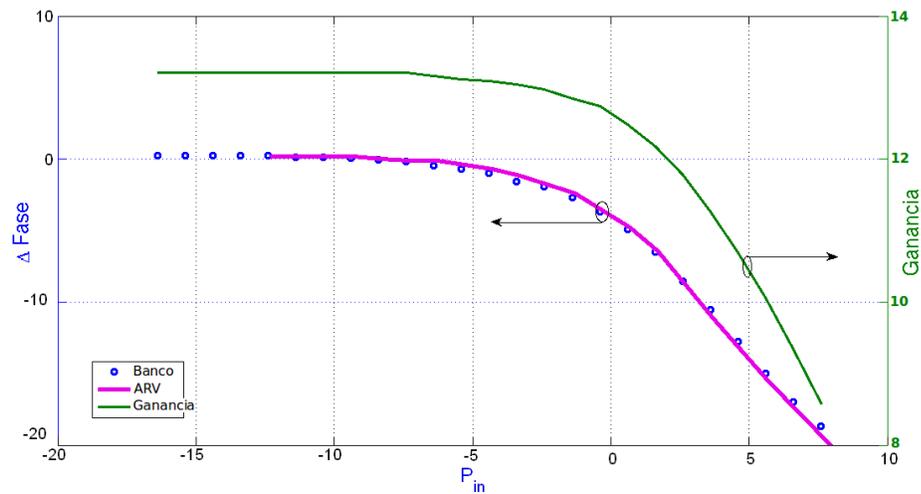


Figura 38. Características  $AM - PM$  en el  $SGA - 5386 @ 1950MHz$

El ajuste ha mejorado notablemente con respecto a las mediciones anteriores, se puede decir que el método es confiable cuando se tiene mejor control en las variables examinadas en las secciones anteriores.

## IV.4 Automatización

Después de haber validado el sistema y después de haber comprobado su confiabilidad, tomando como referencia el AM-PM medido con el  $ARV$ , podemos pensar en mejorar el tiempo de desarrollo de las mediciones con transistores de potencias mayores. Los objetivos de este trabajo, como se mencionó en la sección I.2, son el desarrollar un sistema confiable y capaz de agilizar las caracterizaciones de los AP, claro está que aún hasta el punto anterior las mediciones se obtienen en un tiempo menor al invertido en una caracterización con el  $ARV$  pero en esta sección se examinará una metodología desarrollada para automatizar el sistema.

Debido a que contamos únicamente con un analizador de espectros como medidor de

potencia, podemos hacer sólo una medición a la vez. Por otra parte, en el laboratorio de altas frecuencias de CICESE tenemos un conmutador de *Agilent Technologies*<sup>®</sup>, el cual se muestra en la figura 39.



Figura 39. El Conmutador 8767M de 4 puertos

El conmutador 8767M puede ser controlado mediante el puerto paralelo *LPT*. En el laboratorio de altas frecuencias se construyó un circuito de amplificación para el puerto *LPT*, el cual convierte la salida de 3V del *LPT* en 5.5V. Mediante este circuito se puede controlar la dirección del conmutador con sólo enviar un *bit* por el puerto 0x378 del *LPT*, en el cual se tiene identificado cada *bit* que ubica a cada vía del conmutador.

Con el uso del conmutador y haciendo uso del Bus de datos GPIB construimos el sistema mostrado en la figura 40.

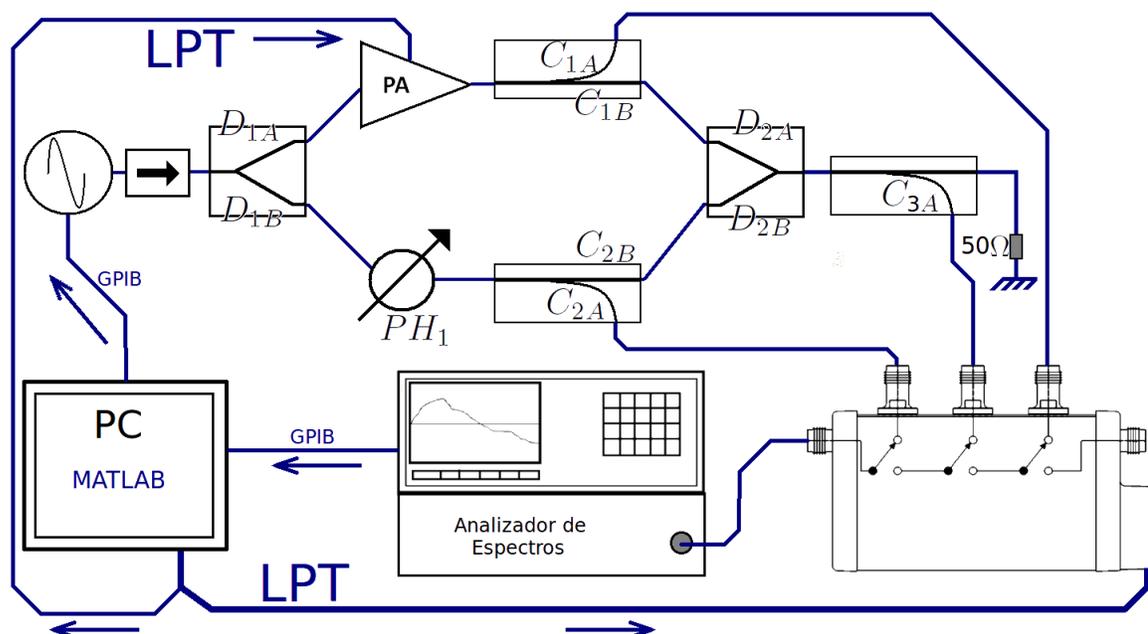


Figura 40. Esquema automatizado

En la figura 40 se muestra la configuración física de los instrumentos utilizada para disminuir el tiempo de caracterización. Este modo de medir reduce el efecto de la temperatura mencionado en la sección IV.3 al hacerse las tres mediciones en un corto periodo de tiempo.

El GPIB se controla mediante MATLAB. Aunque el puerto paralelo no puede ser controlado por MATLAB, si se puede controlar mediante *lenguaje C* y este lenguaje puede ser incluido en una subfunción de MATLAB mediante un compilador de funciones *MEX*. Lo anterior nos permite fusionar todo el control en una sola función principal de MATLAB. Valiéndonos de la herramienta *Guide* de MATLAB creamos un ambiente gráfico el cual facilita la comunicación humano-máquina la cual se puede ver en la figura 41.

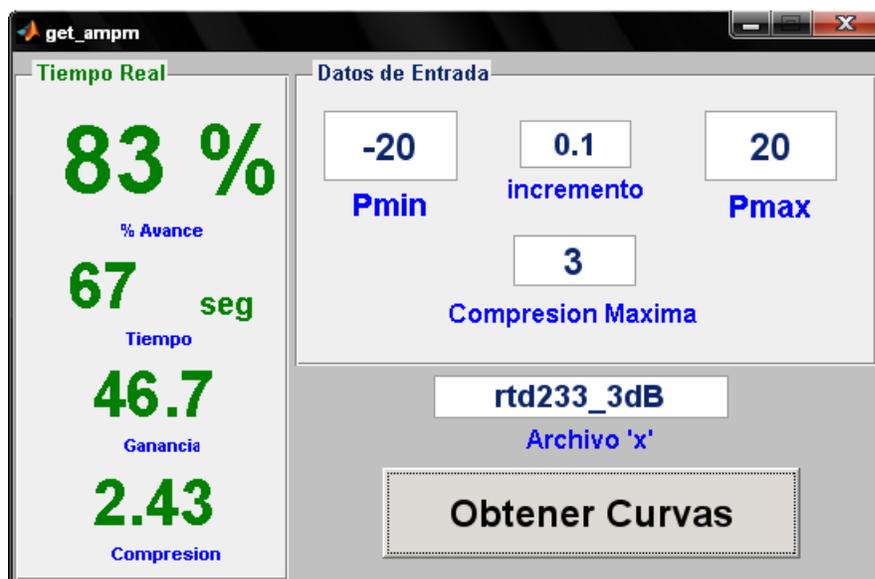


Figura 41. Ventana de control

La ventana de control nos permite introducir datos de control del proceso de medición y también nos muestra en tiempo real el estado de la medición. Además, muestra algunas variables importantes como son el tiempo y la compresión, lo cual nos permite conocer el comportamiento del amplificador en todo momento. Al terminar la medición nos despliega por separado las gráficas de  $AM - AM$ ,  $AM - PM$  y Ganancia, también nos gráfica la fase en función de la potencia de entrada que es importante para ver en que fase lineal iniciamos. Cabe señalar que el tiempo de proceso depende del número de puntos que se quieran graficar. En las gráficas que se muestran en la siguiente sección el tiempo de la medición fue de alrededor de 15 minutos debido al gran número de puntos elegidos.

## IV.5 Amplificadores de potencia

### IV.5.1 Amplificador Aydin de 2W

Con el sistema completo se midieron amplificadores de potencia ( $AP$ ), el primero es un amplificador de marca *Aydin Microwave* de 2W, sus características se muestran en la tabla V.

Ganancia	49dB @ 3GHz
P1dB	31.7dBm
Figura de Ruido	3.4dB @ 3GHz
Polarización	15V
Ancho de banda	2-4GHz

Tabla V. Características del Amplificador Aydin de 2W

A este amplificador se le midió el AM-PM con el *ARV* con el objetivo de comparar las mediciones con el banco de medición propuesto en esta tesis. Las gráficas entregadas por la ventana de control se muestran en las figuras 42,43 y 44.

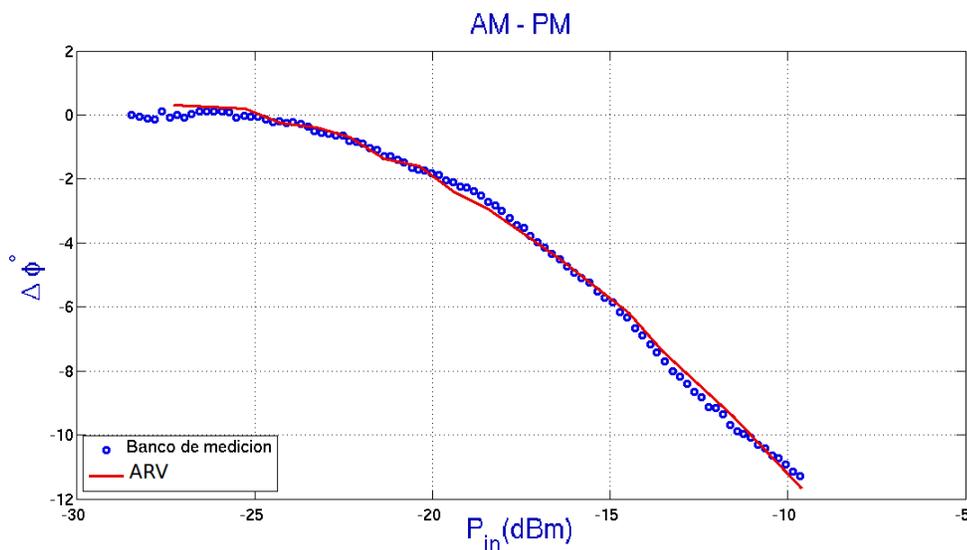


Figura 42. Aydin 2W AM-PM @ 3GHz

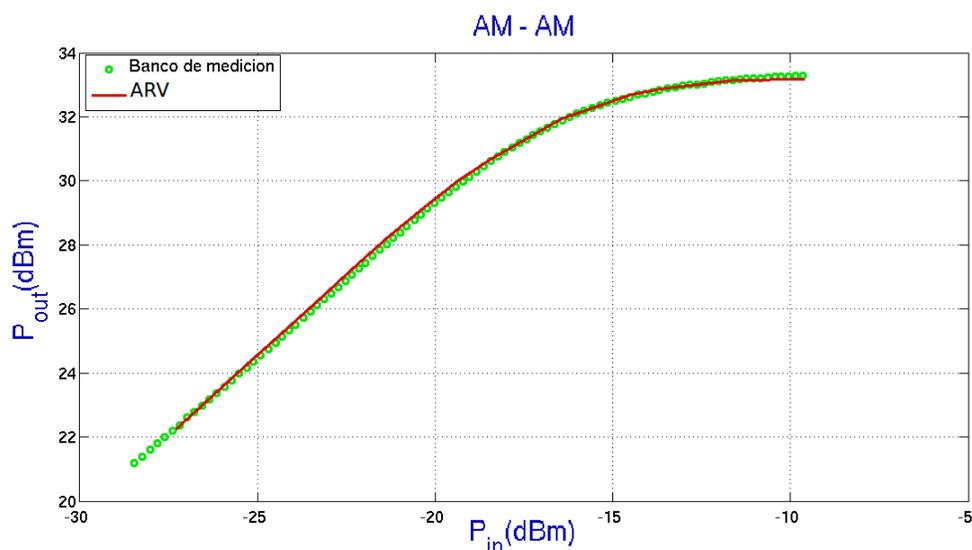


Figura 43. Aydin 2W AM-AM @ 3GHz

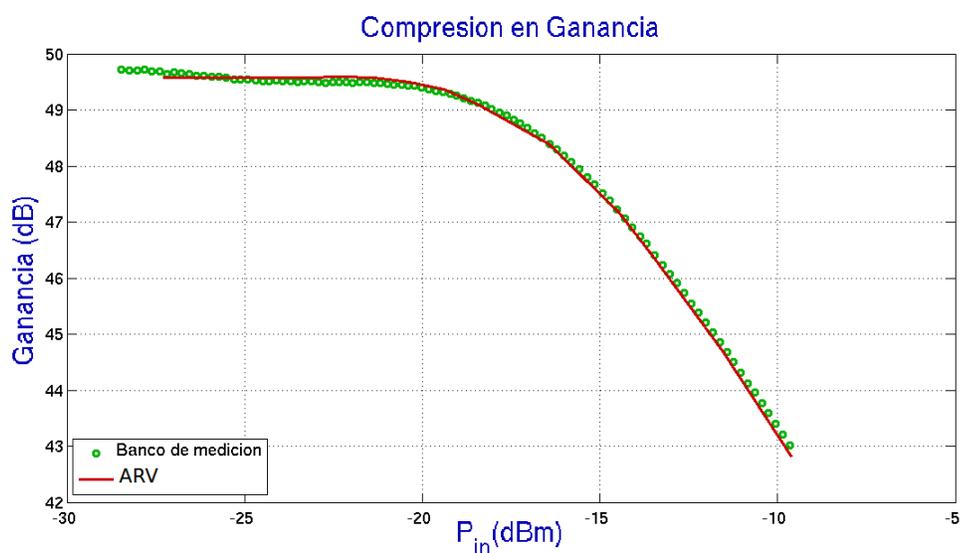


Figura 44. Ganancia Aydin 2W @ 3GHz

Como se puede observar, el funcionamiento del sistema mejoró significativamente. Una vez validado el banco de medición propuesto en esta tesis con el *ARV*, este último ya no se requerirá para las mediciones de AM-PM subsecuentes. Cabe mencionar que a potencias de entrada relativamente grandes resulta impráctico utilizar el *ARV* ya que se requiere de un número excesivo de atenuadores, los cuales son utilizados para acondicionar la señal a un nivel tolerable por el *ARV*. Estas circunstancias vuelven

inadecuado utilizar el  $ARV$  para caracterizar este tipo de amplificadores y más aún cuando se tiene que utilizar un pre-amplificador en serie con el dispositivo a medir, sumándose con esto sus no-linealidades.

### IV.5.2 Amplificador GaN de 5W

Por último medimos el transistor RT233PD, este es un GaN HEMT el cual está propuesto para diseñar un amplificador cuyas especificaciones teóricas se pueden ver en la tabla VI. En este transistor se mide el  $S_{21}$  intrínseco, por esta razón sus características sólo son aproximadas ya que no está diseñado como amplificador [Gonzalez, 1997]. Su respuesta en amplitud y fase se observa en la figura 45, según el sistema de medición desarrollado.

Ganancia	15dB @ 1.84GHz
Potencia Maxima	5W
Polarización	VDS = 27V, VGS = -2V
Ancho de banda	1.5 – 2.1GHz

Tabla VI. Características del Amplificador RT233PD de 5W

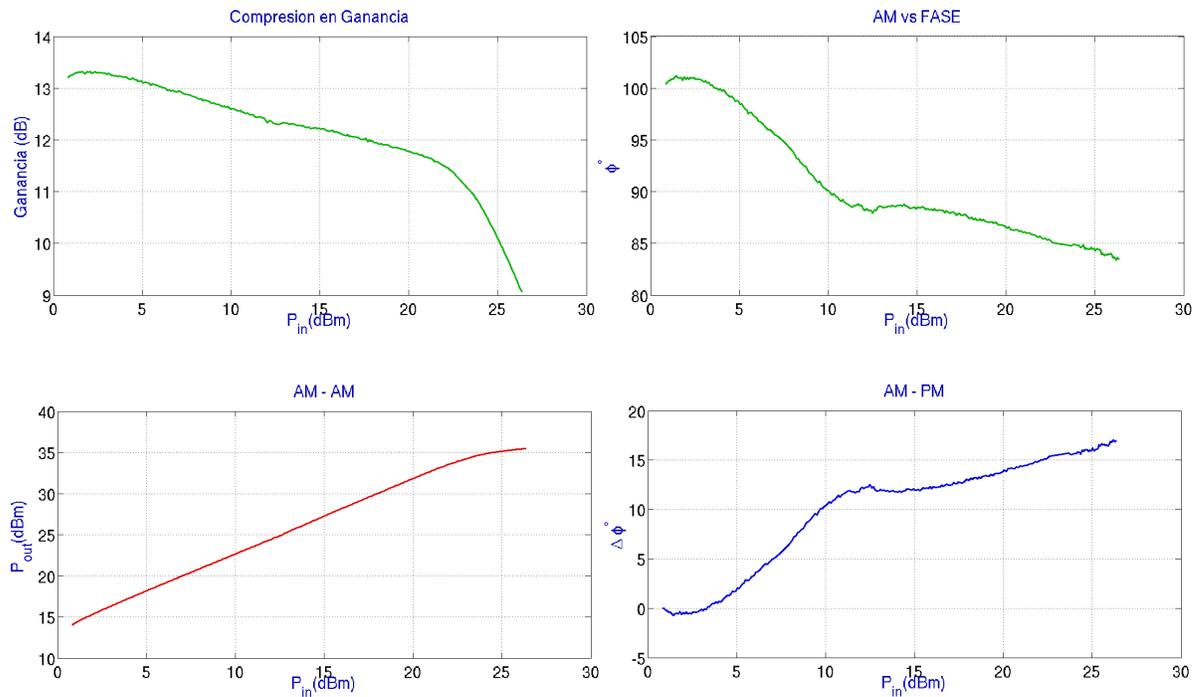


Figura 45. Características de amplitud y fase del *RTD233PD* de 5W @ 1840MHz

## IV.6 Conclusiones

Mediante la experimentación hemos observado algunos datos interesantes que difieren del caso ideal calculado en el Capítulo III. Teóricamente no se habían considerado las no-linealidades del *Driver* con respecto a la temperatura y el tiempo de muestreo de las potencias medidas. En el caso teórico se considera que en un instante de tiempo se obtienen las tres mediciones, situación que sólo se puede aproximar reduciendo a cero el tiempo de conmutación, lo cual no es posible sin los tres medidores independientes.

Se implementó exitosamente una manera de agilizar las mediciones utilizando una metodología basada en software y utilizando un conmutador para multiplexar las entradas en el analizador de espectros. Por último se midieron Amplificadores y Transistores de Potencia para validar el sistema completo.

# Capítulo V

## CONCLUSIONES

### V.1 Conclusiones

En este trabajo de tesis se ha desarrollado, teórica y experimentalmente un método de bajo costo para la obtención de las características AM-AM y AM-PM en transistores y amplificadores de potencia basado en el trabajo de Acciari *et al.* [2003], el cual puede suplir al costoso Analizador de Redes Vectorial *ARV*. Este nuevo método primero fue analizado teóricamente hasta obtener las expresiones que describen el comportamiento de la interferencia entre dos señales dependientes de la fase, posteriormente se planteó un sistema físico para representar las expresiones teóricas. Con la teoría resuelta, se simuló en *ADS* y posteriormente fue implementado en el laboratorio, donde además, se desarrolló un sistema automatizado para obtener las características AM-AM y AM-PM en un tiempo reducido.

Este nuevo sistema de medición fue validado con el *ARV* y con esto, se demostró su buen funcionamiento y confiabilidad. Esta técnica mejora algunas características del método clásico de medida de AM-PM con un *ARV*, como son; la capacidad de manejar potencias mucho mayores que el *ARV* y la velocidad de obtención de las características AM-AM y AM-PM. Esta última es la diferencia más notable ya que en el *ARV* se consumen varias horas, desde la calibración del equipo y corregir los planos de referencia hasta la obtención de una gráfica representativa de las mediciones. Con

el nuevo método estas mismas características se obtienen en cuestión de minutos y con una resolución mayor.

## V.2 Aportaciones

La aportación principal de este trabajo de tesis se encuentra en el desarrollo de un sistema de medición de AM-AM y AM-PM utilizado en la caracterización de transistores y amplificadores de potencia para aplicaciones en comunicaciones inalámbricas. Los amplificadores de mediana potencia son utilizados en dispositivos móviles, los cuales requieren una alta eficiencia espectral debido a los nuevos esquemas de modulación emergentes.

Este sistema es una buena solución de bajo costo para caracterizar en masa los dispositivos activos en los amplificadores de potencia que integran estos equipos móviles, debido al tiempo reducido que se requiere para la obtención de las características AM-AM y AM-PM.

## V.3 Trabajo futuro

- El trabajo a futuro es reemplazar el analizador de espectros con detectores de potencia y utilizar atenuadores controlados por señales digitales, ambos ya están en el laboratorio, sólo se requiere construir los circuitos necesarios para implementarlos en el sistema, esto lo haría aún más rápido y reduciría el costo.
- Otra línea futura es extender a dos tonos este sistema, con esto, además de las curvas AM-AM y AM-PM, se podrán obtener los puntos de intersección de segundo

y de tercer orden.

- Una línea muy importante en donde se puede aplicar el sistema propuesto, es en el modelado del comportamiento de los amplificadores en fase y en amplitud. Para compensar la desviación en fase se requiere de un modelo que describa dicha desviación y de esta manera poder considerarlo en los sistemas demoduladores. Por esta razón una meta futura es obtener modelos no lineales que nos describan las desviaciones en fase y amplitud de amplificadores que operan en compresión.

## Referencias

- Acciari, G., Colantonio, P., Dominicis, M., y Rossi, M. (2003). "A fast AM/AM and AM/PM characterization technique". 11th GAAS Symposium, Munich 2003.
- Agilent, T. (1998). "Using a network analyzer to characterize high-power component". Application note 1287-6, 1998.
- Campbell C.F., B. S. (2001). "Application of the unequal two-tone method for AM-AM characterization of MMIC power amplifiers". IEEE Emerging Technologies Symposium on Broadband Communications for the Internet Era. Pp. 103-106.
- Chen S. W., Panton W., G. R. (1996). "Effects of Nonlinear Distortion on CDMA Communication Systems". IEEE Trans. Microwave Theory Tech.44, 2743-2750.
- Ghannouchi M., Gouxiang Zhao, B. F. (1995). "Simultaneous AM-AM / AM-PM distortion measurements of microwave transistors using active load-pull and six-port techniques". IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, 43 (7), 1584-1588.
- Gonzalez, G. (1997). "Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design, Second Edition". Prentice Hall, 212-280.
- Hirata-Flores, F. I. (2004). "Caracterización y modelado no lineal de transistores HEMT utilizando la técnica de medición de uno y dos tonos bajo iluminación óptica". Tesis de Maestría, CICESE Ensenada B.C. 75pp.
- Hyun C., Donghoon H., C. A. (2007). "Enhanced Resolucion Jitter Testing Using Jitter Expansion". IEEE VLSI Test Symposium, Pp. 104-109.
- Kennington, P. B. (2000). "High-Linearity RF Amplifier Design". Artech House.
- Ngai, S. S. y Menninger, W. L. (2007). "AM-PM transfer as reflection of phase concavity". IEEE Transaction on Electron Devices, Vol.54, No.7,pp1763-1765.
- Padgett J.E., H. T. y C., G. (1995). "Overview of wireless personal communications". IEEE Comm. Magazine. 28-41 p.
- Rappaport, T. S. (1999). "Wireless Communications Principles and Practice". Prentice Hall 277pp.
- Reynoso-Hernandez J.A., Zuniga-Juarez J.E., Z.-d.-L. A. (2008). "A new method for determining the gate resistance and inductance of GaN HEMTs based on the extrema points of Z11 curves". IEEE MTT-s Microwave Syp, Atlanta, Georgia, USA 2008.

- Reynoso-Hernández, J. y Inzuza-Gonzales, E. (2001). "A Straightforward De-embedding Method for Devices Embedded in Test Fixture". 57th ARFTG Conference, Phoenix Arizona, USA 2001.
- Reynoso-Hernández, J. A. y Estrada-Maldonado, C. F. (2000). "Broadband Determination of Two-Port transmission ( $S_{21}$ ,  $S_{12}$ ) parameters of PHEMT's Embedded in Transmission Lines". 55th Automatic RF Technique Group Conference Digest, pp. 49-52, Boston, Massachusetts 2000.
- Reynoso-Hernández J.A., Rangel-Patiño F.E., P. J. (1996). "Full RF characterization for extraction the small signal equivalent circuit in microwave FETs". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 44(12):2625-2633p.
- Sánchez-muñiz, M. H. C. (2005). "Estudio Comparativo de Técnicas de Linealización de Amplificadores de Potencia". Tesis de Maestría, CICESE Ensenada B.C. 181pp.
- Shreyas Sen, Shyam Devarakond, A. C. (2009). "Low Cost AM/AM and AM/PM Distortion Measurement Using Distortion-to-Amplitude Transformations. International Test Conference, 1-6 Nov. 2009.
- Stapleton, S. (2000). Seminar: Gain Without Pain "Adaptive FeedForward Linearization for RF Power Amplifiers". Agilent Technologies, Noviembre 2000.
- Yamaguchi T.J., Kawabata Masayuki, M. S. (2008). "A New Method for Measuring Aperture Jitter in ADC Output and Its Application to ENOB Testing". IEEE International Test Conference, 28-30 Oct. 2008. Pp. 1-9.

## Apéndice A

# OBTENCIÓN DE MAGNITUD Y FASE DEL PARÁMETRO $S_{21}$ MEDIANTE EL ANALIZADOR DE REDES VECTORIAL

### A.1 Introducción

La utilización del Analizador de Redes Vectorial (*ARV*) es una excelente manera para medir las características de transmisión y reflexión de muchos amplificadores y dispositivos activos de microondas, así como Los parámetros escalares como ganancia, aislamiento, pérdidas por retorno. Adicionalmente pueden ser medidos parámetros vectoriales tales como desviación de fase, retardo de grupo e impedancia. Los parámetros se pueden ver en forma gráfica en la figura 46

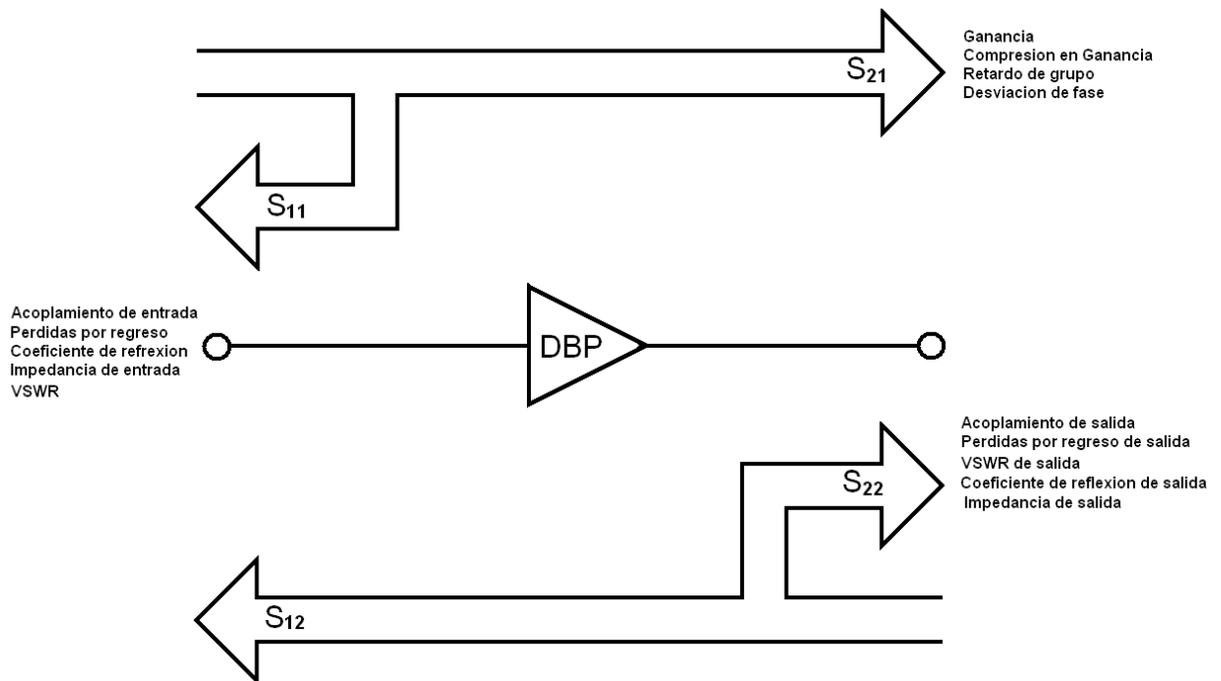


Figura 46. Parámetros del amplificador

## A.2 Configuración de la medición

Antes de realizar una medición es importante conocer los niveles de potencia de entrada y de salida del Dispositivo Bajo Prueba (*DBP*).

Seleccionar los estímulos adecuados en los puertos del DBP es de primordial importancia. Si la ganancia en pequeña señal y la potencia de compresión a 1dB ( $P_{1dB}$ ) son aproximadamente conocidas, entonces se pueden seleccionar los niveles de potencia adecuados. Para la operación lineal, la potencia de entrada del amplificador puede ser situada de tal manera que la potencia de salida esté alrededor de 3 a 10 dB por debajo del punto de compresión de la potencia en 1dB,  $P_{1dB}$  tal que:

$$P_{ent} = P_{1dB} - Ganancia_{peq.senal} - 10dB \quad (dB) \quad (39)$$

Es muy importante conocer el nivel de potencia de salida del DBP ya que un nivel alto de potencia pudiera dañar los puertos del ARV. Probablemente sea necesario conectar un atenuador externo después del DBP de alta potencia con el fin de mantener un nivel de potencia tolerable por el ARV.

Cuando se miden amplificadores de alta ganancia, puede ocurrir una sobre carga del puerto. Una sobre carga se puede dar cuando inciden en el puerto más de 17dBm, cuando esto sucede, se observa en la pantalla un mensaje en letras rojas que dice “*IF OVERLOAD*”. En este caso se deberá agregar más atenuación a la salida del DBP o simplemente reducir la potencia de entrada al DBP con el fin de poder continuar con la medición.

### A.2.1 Calibración

La calibración se realiza con el fin de caracterizar y remover los errores repetitivos y variaciones en el sistema. Los errores sistemáticos incluyen respuesta en frecuencia directividad y desadaptación. La calibración *full two – port* es la más completa ya que incluye todos los parámetros de transmisión y reflexión, pero en algunas situaciones pudiera ser más práctico usar otro tipo de técnica de calibración como por ejemplo *one – port* que es suficiente para medir únicamente reflexión.

Si se quiera medir la compresión en ganancia y la desviación en fase con respecto a la potencia de entrada del DBP entonces se deberán realizar las calibraciones necesarias

para cubrir las potencias que se requieran, por lo tanto se deberá hacer una calibración por cada nivel de potencia que se quiera utilizar. Lo indicado es guardar la calibración en [SAVE/RECALL]{SAVE STATE}<sup>1</sup> y etiquetar la calibración con un nombre fácil de ubicar en la potencia que se realizo.

### A.3 Medición lineal

Estas mediciones en la región lineal pueden ser realizadas mediante el ARV usando la configuración que se muestra en la figura 47.

1. Configurar el sistema como se muestra en la figura 47.
2. Escoger los parámetros de medición apropiados como frecuencia de inicio y frecuencia final, número de puntos etcétera. La potencia deberá ser situada para que el DBP opere en la región lineal, esta potencia se calcula mediante la ecuación 39, dichos parámetros se introducen desde el apartado “STIMULUS” donde la frecuencia se sitúa desde los botones [START] y [STOP]. La potencia se ajusta desde el mismo apartado en [MENU]{POWER SOURCE 1} donde se introduce la potencia y el botón multiplicador [x1] que está en el apartado “ENTRY”.
3. Realizar una calibración *full two – port*, el atenuador debería ser incluido en la calibración o si se requieren de calibraciones generales para otros dispositivos entonces se debe caracterizar el atenuador y restarlo en ganancia y en fase al parámetro  $S_{21}$  del DBP. Después de realizadas, las calibraciones se guardan en [SAVE/RECALL]{INST STATE 1}.

---

<sup>1</sup>Los botones del teclado del ARV son señalados dentro de corchetes “[ ]” y los sub-menús en pantalla son señalados dentro de llaves “{ }”

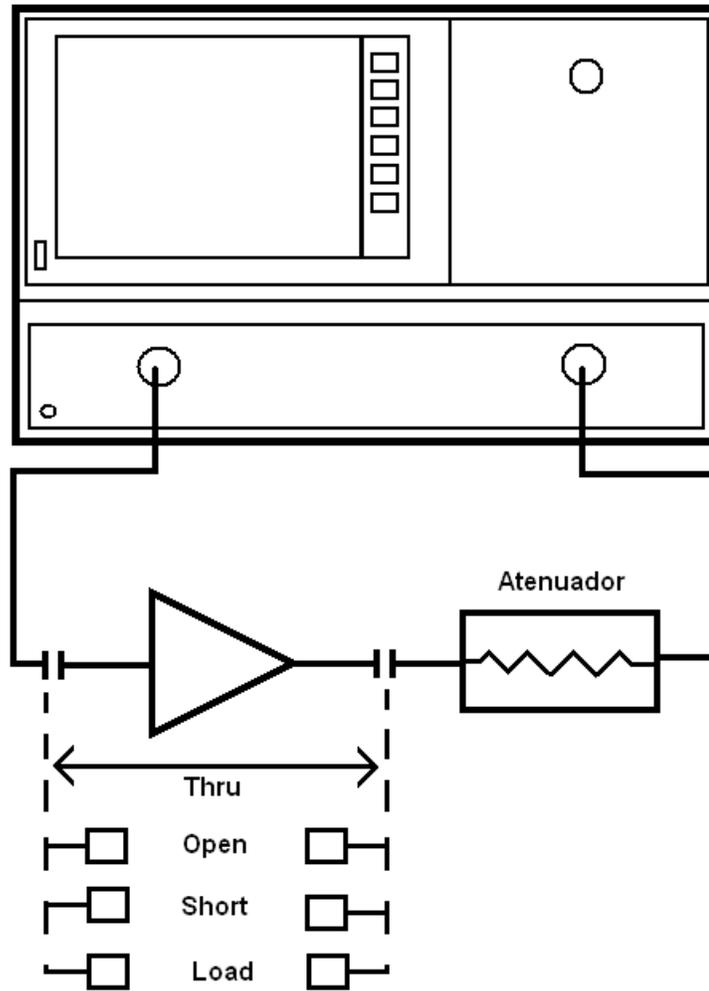


Figura 47. Configuración básica para medir amplificadores utilizando el ARV

4. Conectar el DBP y aplicar alimentación.

### A.3.1 Medición de ganancia en frecuencia

La ganancia en pequeña señal es comúnmente medida con una potencia de entrada constante sobre un rango de frecuencias.

1. Situar el ARV para medir magnitud del parámetro  $S_{21}$  esto mediante el apartado “RESPONSE” [MEAS]{ $S_{21}$ } [FORMAT]{LOG MAG}.
2. Ajustar los valores de [SCALE REF] para una vista óptima y además con ubicar el [MARKER] en cualquier punto del barrido de frecuencias para observar la ganancia en algún punto específico.

### A.3.2 Medición de fase

La medición de fase del DBP se hace mediante el retardo eléctrico. Configurar el ARV para medir fase del parámetro  $S_{21}$ , [MEAS]{ $S_{21}$ } [FORMAT]{PHASE} y ubicar el [MAKER] para observar el valor en un punto de frecuencia específico.

## A.4 Medición no-lineal

Para medir la compresión en ganancia y la desviación en fase se requiere medir para diferentes potencias de entrada. Si partimos de la potencia calculada mediante 39 entonces tendremos que hacer algunos puntos de medición hasta acercarnos a la compresión, es decir hasta superar los 10dB por encima de la calculada en 39 para la región lineal.

Estas mediciones de comportamiento a través de la potencia de entrada se logran realizando varias calibraciones en los puntos de potencia que se quieran medir, entre más calibraciones se tengan, mejor resolución tendrán las gráficas. Como se había mencionado, el ARV puede guardar varias decenas de calibraciones en la memoria interna, por lo que se pueden realizar muchas calibraciones a diferente potencia y con esto tener una buena resolución.

Ya que se tengan guardados y etiquetados todos los estados del ARV, se puede guardar cada medición realizada en un disco extraíble, donde se guardan los datos punto a punto de las figuras que se muestran en el ARV de los cuatro parámetros  $S$ , se pueden guardar en diferentes formatos. Se manda a llamar calibración por calibración mediante [SAVE/RECALL], se elige la calibración que se quiera (es mejor iniciar con la potencia más baja e ir incrementando), después {RECALL STATE}. En este punto depende de lo que se quiera hacer, si se quiere sólo observar los parámetros y realizar algunos apuntes o guardarlos en el disco para su futura utilización.

Para observar las características, después de {RECALL STATE} regresa una medición en la pantalla que puede ser el parámetro  $S_{11}$ , para observar el parámetro  $S_{21}$  que es el de interés para ganancia y fase nos vamos al apartado "RESPONSE" [meas]{ $S_{21}$ }, ahí podemos visualizarlo como queramos en [FORMAT]{LOG MAG} la magnitud, {PHASE} la fase, {SMITH CHART} en carta de smith, o el retardo en {DELAY}. De igual manera se puede observar las características de los demás parámetros en [MEAS]{ $S_{11}$ }, { $S_{12}$ } o { $S_{22}$ }.

La compresión en ganancia y la desviación en fase se pueden obtener guardando el

valor del parámetro  $S_{21}$  con respecto a los puntos de calibración en diferentes potencias. Después graficando los puntos de potencia de entrada contra la respuesta obtenida en magnitud (ganancia) o en fase (desviación en fase), con la diferencia en las lecturas obtenidas desde la región lineal.

Si se quieren guardar los datos en el disco, entonces ya teniendo las gráficas en pantalla en el ARV oprimimos [SAVE/RECALL]{SELECT DISK}{INTERNAL DISK}, con esto hemos elegido el disco como nuestra memoria del sistema, después nos regresamos con {RETURN} aquí ubicamos {DEFINE DISK SAVE} dentro del menú elegimos únicamente {DATA ONLY ON} y en {ASCII} después {RETURN} nuevamente y {SAVE STATE}, con esto se han generado dos archivos en el disco, uno en formato “touchstone” y otro en formato “citifile”