

La investigación reportada en esta tesis es parte de los programas de investigación del CICESE (Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California).

La investigación fue financiada por el SECIHTI (Secretaría de Ciencia, Humanidades, Tecnología e Innovación).

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México). El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo o titular de los Derechos de Autor.

CICESE © 2025, Todos los Derechos Reservados, CICESE

Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California



Maestría en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Altas Frecuencias

Caracterización de amplificadores de potencia: AM-AM y AM-PM dinámico

Tesis

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

Presenta:

Lizeth López Nolasco

Ensenada, Baja California, México

2025

Tesis defendida por

Lizeth López Nolasco

y aprobada por el siguiente Comité

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

Codirector de tesis

Dra. María del Carmen Maya Sánchez

Codirectora de tesis

Dr. Jaime Sánchez García

Dr. Víctor Ruíz Cortés



Dra. María del Carmen Maya Sánchez

Coordinadora del Posgrado en Electrónica y Telecomunicaciones

Dra. Ana Denise Re Araujo

Directora de Estudios de Posgrado

Resumen de la tesis que presenta Lizeth López Nolasco como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Altas Frecuencias.

Caracterización de amplificadores de potencia: AM-AM y AM-PM dinámico

Resumen aprobado por:

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

Codirector de tesis

Dra. María del Carmen Maya Sánchez

Codirectora de tesis

El rápido avance de la tecnología exige sistemas de comunicación más versátiles, robustos y eficientes, compuestos principalmente por circuitos y dispositivos de radiofrecuencia y microondas. En este contexto, los amplificadores de potencia (AP) son relevantes, ya que su rendimiento en términos de linealidad, eficiencia y baja distorsión es fundamental para garantizar la calidad de las comunicaciones. Para lograr mayor eficiencia los AP se operan cerca de su punto de compresión, donde se observan efectos no lineales. Para poder identificar el comportamiento del AP cuando pasa de su modo lineal al no lineal se utilizan medidas de la conversión de amplitud a amplitud (AM-AM) y la conversión de amplitud a fase (AM-PM). Estas características son críticas para entender el comportamiento dinámico de los amplificadores en condiciones reales. Este trabajo de investigación se enfoca en el desarrollo de un sistema que mida las características dinámicas AM-AM y AM-PM en amplificadores de potencia, utilizando el método de uno y dos tonos arbitrarios variando los niveles de potencia de manera independiente. Los tonos son generados y enviados por medio de un generador de ondas arbitrarias (del inglés Arbitrary Waveform Generator, AWG) y las medidas de potencia de entrada (P_{in}) y potencia de salida (P_{out}) se obtienen utilizando analizadores de espectros. El sistema de medida propuesto es escalable en frecuencia y potencia dependiendo del dispositivo bajo prueba que se requiera caracterizar. Se espera que los resultados obtenidos contribuyan al diseño de sistemas de comunicación más eficientes y lineales, esenciales para satisfacer la creciente demanda de comunicaciones inalámbricas de alta calidad y el uso eficiente del espectro radioeléctrico.

Palabras clave: Amplificadores de potencia, AM-AM, AM-PM, AWG

Abstract of the thesis presented by Lizeth López Nolasco as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Electronics and Telecommunications with orientation in High Frequency.

Characterization of power amplifiers: AM-AM and AM-PM dynamic

Abstract approved by:

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

Thesis Co-Director

Dra. María del Carmen Maya Sánchez

Thesis Co-Director

Technological advancements require more versatile, robust, and efficient communication systems, which are mainly composed of radio frequency and microwave circuits and devices. In this context, power amplifiers (PAs) are relevant, as their performance in terms of linearity, efficiency, and low distortion is critical to ensuring the quality of communications. To achieve high efficiency the PA works close to their point compression, where non-linear effects are observed. To identify when the PA behavior changes from linear to the nonlinear mode, the measurements of amplitude-to-amplitude conversion (AM-AM) and amplitude-to-phase conversion (AM-PM) are used. These characteristics are critical to understanding the dynamic behavior of amplifiers in real conditions. This research work focuses on the development of a system that measures the AM-AM and AM-PM dynamic characteristics in power amplifiers, using the method of one and two arbitrary tones. The tones power level is varying independently, they are generated and sent using an arbitrary waveform generator (AWG), the input power (P_{in}) and output power (P_{out}) are measured using spectrum analyzers. The proposed measurement system is frequency and power scalable according to the device under test. The obtained results will contribute to the design of more efficient and linear communications systems, essential to satisfy the growing demand for high-quality wireless communications and the efficient use of the radio spectrum.

Keywords: Power amplifiers, AM-AM, AM-PM, AWG

Dedicatoria

A mis padres Mario, Rosalía y mi querida hermana Delia.

Gracias por su cariño y apoyo incondicional.

Agradecimientos

Agradezco a la Secretaria de Ciencia, Humanidades, Tecnología e Innovación (SECIHTI) por brindarme el apoyo económico para realizar mis estudios de maestría. Y al CICESE (Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California) por aceptarme y recibirme durante mis actividades de investigación.

Mi más sincero agradecimiento a mis asesores y directores, Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández, Dra. Ma. del Carmen Maya Sánchez, agradezco por la oportunidad, su confianza, guía, paciencia, por compartirme sus conocimientos y experiencia, que fueron relevantes en cada etapa de la elaboración de mi trabajo.

De la misma forma, agradecer a cada miembro de mi comité de tesis, el Dr. Jaime Sánchez y Dr. Víctor Ruíz, por sus comentarios acertados que favorecieron a mi trabajo de investigación, su paciencia y por siempre tener la disponibilidad para dar atención a mi trabajo.

También, a quienes fueron parte importante de mi desarrollo dentro del laboratorio de Radiofrecuencia y Microondas, a la M.C Diana Soto por las charlas y apoyo dentro del laboratorio, al M.C. Edgar Hernández por su paciencia, experiencia y consejos para poner en práctica en la elaboración de mi trabajo.

Agradezco a mis amigos: José María, Nazzareth, Brian, Ismael, Eduardo por su cariño y porque a la distancia nunca faltaron palabras emotivas para seguir adelante, incluso en los momentos difíciles, también a mis amigos y compañeros en CICESE de quienes recibí apoyo incondicional y ayudaron a que mi estancia fuera más tranquila y divertida: Isaac, Erick, Charlien, Mari, Zeydel, Neto, Ángel, Jules. Especialmente al grupo ARTS, por hacerme sentir como un miembro más de esa maravillosa familia.

Finalmente, a mis padres y mi hermana porque con su amor, fuerza, energía, consejos y confianza en cada paso, han sido mi mayor motivación. Este logro es tanto mío como suyo, y no hubiera sido posible sin su compañía en cada etapa. Gracias por estar a mi lado en los momentos de alegría y también en los desafíos, por creer en mí incluso cuando yo dudaba. También, al amor perruno de Kia, gracias por llenar mi vida con tu amor y lealtad.

Tabla de contenido

	Página
Resumen en español	ii
Resumen en inglés	iii
Dedicatoria	iv
Agradecimientos	v
Lista de figuras	viii
Lista de tablas	x
Capítulo 1. Introducción	
1.1. Antecedentes	2
1.2. Justificación	7
1.3. Hipótesis	8
1.4. Objetivos	8
1.4.1. Objetivo general	8
1.4.2. Objetivos específicos	8
1.5. Organización del trabajo	9
Capítulo 2. Amplificador de potencia y parámetros de caracterización	
2.1. Amplificador de potencia	10
2.1.1. Clasificación de los amplificadores de potencia	11
2.2. Parámetros a caracterizar	13
2.2.1. Linealidad y distorsión en amplificadores de potencia	13
2.2.2. Ganancia en potencia	17
2.2.3. Eficiencia de drenador	17
2.2.4. Eficiencia de potencia añadida (PAE)	18
2.2.5. Ancho de banda	18
Capítulo 3. Métodos de caracterización	
3.1. Conversión AM-AM (Amplitude Modulation to Amplitude Modulation)	19
3.2. Conversión AM-PM (Amplitude Modulation to Phase Modulation)	20
3.3. Caracterización dinámica con dos tonos	22
3.4. Estructura del banco de medida para la caracterización de amplificadores de potencia	24
Capítulo 4. Caracterización de amplificadores	
4.1. Control de amplitud	27
4.2. Control de fase	28
4.3. Generación de tonos	37
4.4. Pruebas de generación de tonos	39
4.5. Caracterización de amplificador de potencia	46

Capítulo 5. Conclusiones	
5.1. Trabajo futuro	57
Literatura citada	59
Anexos	61

Lista de figuras

Figura	Página
1. Sistema de comunicaciones.	1
2. Espectro radioeléctrico.	2
3. Concepto de distorsión.	3
4. Etapa de amplificación.	10
5. Diagrama de bloques de un amplificador de potencia.	11
6. Característica corriente-voltaje de un transistor utilizado en un amplificador que muestra los puntos de reposo de varias clases de amplificadores (clase A, AB, B, C, etc.), (a) Características de salida, (b) características de entrada.	12
7. Distorsión en una forma de onda.	13
8. Espectro de la señal de entrada y salida, (a) espectro de la señal de entrada, (b) espectro de la señal de salida debido a los componentes armónicos generados.	14
9. Espectro de la señal de salida en un AP debido a la intermodulación para dos tonos en la entrada con $f_2 > f_1$	15
10. Punto de compresión de 1 dB.	16
11. Conversión AM-AM.	20
12. Conversión AM-PM.	21
13. Dos tonos con valores de potencia de entrada del DBP, a) Tonos con el mismo valor de amplitud, b) tonos con características de amplitud dinámica.	23
14. Propuesta del banco de medida, para generación de tonos.	24
15. (a) Propuesta del banco de medida considerando el rango dinámico, (b) Propuesta del banco de medida considerando el rango dinámico incluyendo el DBP.	27
16. Banco de medida para comprobar el control de la fase.	29
17. Espectro de salida del control de fase para 2 tonos, a la misma frecuencia, mismo valor de amplitud y con valores de fase arbitrarios para el segundo tono, a) fase de 0° , b) fase de 90° y c) fase de 180°	30
18. Espectro de salida del control de fase para 6 tonos, con valores de fase arbitrarios de 45° , 90° , 0° , 90° , 45° respectivamente.	31
19. Respuesta de fase ideal calculada en un barrido de $(-180^\circ : 180^\circ)$, con valores de P_1 y P_2 iguales.	32
20. Banco de medida, para estimación de fase.	33
21. (a) Respuesta de fase calculada en un barrido de $(-180^\circ : 180^\circ)$, con valores de P_1 y P_2 medidos, (b) respuesta de fase calculada en un barrido de $(-180^\circ : 180^\circ)$, con valores de P_1 y P_2 medidos, agregando una corrección de fase de 154°	34
22. Modificación de sistema de medición.	35
23. Primer etapa de la calibración del sistema para la estimación de P_1	35

Figura	Página
24. Segunda etapa de la calibración del sistema para la estimación de P2.	36
25. Diagrama de flujo para la generación de tonos.	38
26. Dispositivo de prueba MAV-1.	39
27. Parámetros S_{11} , S_{21} , S_{12} , S_{22} de MAV-1.	39
28. Banco de medición para caracterizar MAV-1.	40
29. (a) Conversión AM-AM a 2.1 GHz, (b) conversión AM-AM a 2.2 GHz.	41
30. (a) Ganancia en potencia a 2.1 GHz, (b) ganancia en potencia a 2.2 GHz.	42
31. (a) Comparación de la conversión AM-AM a 2.2 GHz con la potencia de tono fijo a -28 dBm, (b) Ganancia en potencia a 2.2 GHz con la potencia de tono fijo a -12 dBm. . . .	43
32. (a) Comparación de la conversión AM-AM a 2.2 GHz con la potencia de tono fijo a -12 dBm, (b) ganancia en potencia a 2.2 GHz con la potencia de tono fijo a -12 dBm. . . .	44
33. Característica AM-PM de MAV-1.	45
34. Amplificador de potencia: CMPA0060002F1.	46
35. Esquema de polarización Amplificador de potencia CMPA0060002F1.	47
36. Ganancia en pequeña señal y pérdidas por retorno del AP.	47
37. Característica AM-AM para 1 tono y 2 tonos (dinámicos).	48
38. Ganancia en potencia para 1 tono y 2 tonos (dinámicos).	49
39. (a) Corriente I_{GS} , (b) corriente I_{DS}	50
40. (a) Eficiencia en el drenador, (b) eficiencia de potencia añadida (PAE).	51
41. Característica AM-AM a 3.2 GHz, para 1 tonos, 2 tonos amplitud iguales y 2 tonos desiguales.	52
42. Ganancia en potencia para 1 tono, 2 tonos amplitud igual y 2 tonos amplitud desigual. a 3.2 GHz.	53
43. Característica AM-PM de AP a 3.2 GHz.	54
44. (a) Corriente I_{GS} , (b) corriente I_{DS}	54
45. (a) Eficiencia en el drenador, (b) eficiencia de potencia añadida (PAE).	55
46. Ventana principal de la interfaz para la generación de tonos	61
47. Ventana para la modificación de tonos	62
48. Ventana para realizar el barrido en la modificación del tono en: (a) magnitud, (b) fase	62

Lista de tablas

Tabla		Página
1.	Resultados de experimentación para el control de la fase.	30
2.	Dos tonos con mismo valor de amplitud y diferencia de fase entre ellos.	33
3.	Dos tonos con el mismo valor de amplitud y diferencia de fase entre ellos, considerando un desfase de 154° en respuesta de la conexión con el acoplador direccional.	33
4.	Valores de potencia de entrada para la generación de tonos en un sistema dinámico.	41
5.	Valores de potencia de entrada para la generación de tonos, cuando se tiene un tono de referencia y el segundo tono tiene un comportamiento dinámico.	43
6.	Punto de compresión de 1 dB para 1 tono, 2 tonos simultáneos y 2 tonos desiguales.	44
7.	Ganancia en potencia de 1 para 1 tono, 2 tonos simultáneos y 2 tonos desiguales.	44
8.	Punto de compresión de 1 dB, para 1 tono y 2 tonos (dinámicos).	49
9.	Ganancia en potencia para 1 tono y 2 tonos (dinámicos).	49
10.	Punto de compresión de 1 dB a 3.2 GHz, para 1 tonos, 2 tonos amplitud iguales y 2 tonos desiguales.	53
11.	Ganancia en potencia para 1 tonos, 2 tonos amplitud igual y 2 tonos amplitud desigual.	53

Capítulo 1. Introducción

Los sistemas de comunicación actuales requieren, por una parte, de técnicas de modulación que permitan hacer uso eficiente del espectro radioeléctrico y, por otra parte, de amplificadores de potencia eficientes y lineales. En particular, para hacer uso eficiente del espectro radioeléctrico se han desarrollado técnicas de modulación, por ejemplo: n QPSK (por sus siglas en inglés, modulación por desplazamiento cuadro fásica) o 16-QAM (por sus siglas en inglés, modulación en amplitud en cuadratura). Estas técnicas de modulación originan fluctuaciones a la señal envolvente que es sensible a las no-linealidades del amplificador de potencia, mientras que los transistores son los responsables de generar estas no-linealidades en los amplificadores de potencia y no afectar la capacidad del sistema de transmisión (Figura 1).

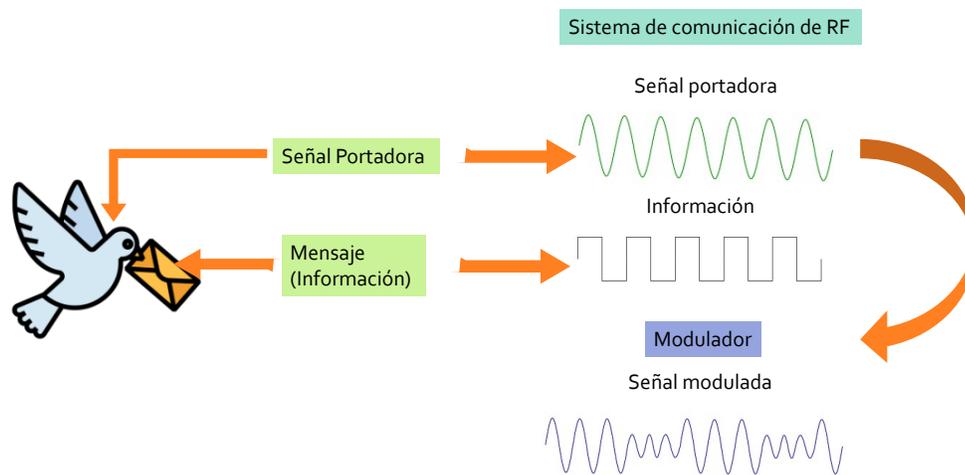


Figura 1. Sistema de comunicaciones.

En principio, es relativamente fácil medir la eficiencia en potencia de un amplificador de potencia (Ghanouchi et al., 2000). Tal caracterización requiere el uso de sistemas que permitan medir amplitud y fase, como por ejemplo, un analizador de redes vectorial (por sus siglas en inglés, VNA).

Esta clase de instrumentos requiere de una calibración relativa, una calibración en potencia y una calibración en fase. Otra alternativa es utilizar un generador de señales vectoriales (que puede variar dichas señales en magnitud y fase) en conjunto con un analizador de señales vectoriales y que sólo requiere de medidas en potencia, cuya calibración es relativa y se realiza en tiempo real. El generador de señales vectoriales está compuesto por un AWG (por sus siglas en inglés, generador de ondas arbitrarias) y un sintetizador, que incluye un modulador IQ. El analizador de señales, es un analizador de espectros que incluye un software de análisis vectorial (por sus siglas en inglés, VSA). Por lo que en esta investigación se pretende desarrollar un método para medir las características AM-AM y AM-PM dinámicas de

transistores y amplificadores de potencia utilizando sólo medidas de potencia y el método de dos tonos arbitrarios.

1.1. Antecedentes

Generalmente el campo de radiofrecuencia (RF) identifica el comportamiento de las señales cuya frecuencia se encuentra dentro de un rango de 30 MHz a 300 MHz, considerándose bandas de frecuencias muy altas (VHF siglas del inglés: Very High Frequency), incluso para algunas aplicaciones abarca desde 300 MHz- 3000 MHz ubicándose en el rango de bandas ultra alta frecuencia (UHF siglas del inglés: Ultra High Frequency), de acuerdo al espectro radioeléctrico, (Figura 2). Las aplicaciones modernas en las que se incluyen son: teléfonos celulares, redes inalámbricas, comunicaciones satelitales, redes de comunicación, sistemas de radar, entre otros que son dependientes de este campo de radiofrecuencia (Pozar, 2012).

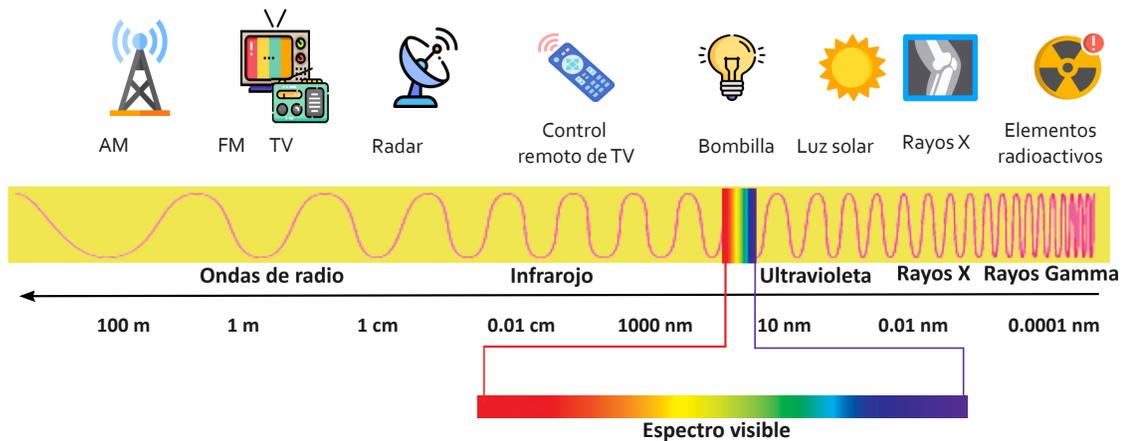


Figura 2. Espectro radioeléctrico.

El cambio constante de la tecnología y los avances que se van desarrollando, originan la necesidad de sistemas mas versátiles, robustos y eficientes. Dichos sistemas están conformados en su mayoría por circuitos y dispositivos de radiofrecuencia y microondas, por lo que se busca que el diseño de estos cumplan con las condiciones de linealidad y consumo de energía, por mencionar algunos. Estas características están asociadas principalmente al comportamiento de los Amplificadores de potencia (AP) (Albulet, 2001).

Los AP se pueden definir como dispositivos transductores, dado que hacen posible la conversión de una señal de corriente directa (DC) a RF, lo que los convierte en dispositivos que puede operar en gran

señal. Albulet (2001) menciona que los amplificadores de potencia son dispositivos activos que puede presentar un comportamiento no lineal debido a los parámetros que conforman al transistor, por lo que también pueden ser clasificados dependiendo de su topología y su funcionamiento principal, como puede ser su tipo de polarización y el punto de operación como amplificadores clase A, clase B, clase AB, clase C, etc.

Para seleccionar un amplificador es fundamental conocer sus características, ya que estas proporcionan una visión clara de su comportamiento y funcionamiento. Entre los parámetros más importantes se encuentran la linealidad, ganancia, eficiencia, eficiencia de potencia añadida (PAE), ancho de banda, así como las medidas de potencia de entrada y potencia de salida. Estos conceptos son esenciales para la correcta caracterización del dispositivo y para evaluar su rendimiento en diferentes aplicaciones.

Como se ha mencionado, la calidad de los sistemas de comunicaciones actuales, que dependen de un buen transmisor y receptor, requiere una alta linealidad en la etapa de amplificación de potencia. Para evaluar esta linealidad, se utiliza la definición del punto de compresión de 1 dB. Además de la linealidad, es fundamental que los amplificadores de potencia mantengan una alta eficiencia y baja distorsión para asegurar un sistema óptimo.

De acuerdo a Kenington (2000), todos los amplificadores poseen la propiedad de generar distorsión en las señales que reciben al ser amplificadas, en donde la no linealidad de los dispositivos es la causa de la distorsión, por lo que las técnicas que permiten disminuir este efecto son esenciales y de ahí que se busquen nuevas propuestas para realizar esta tarea.

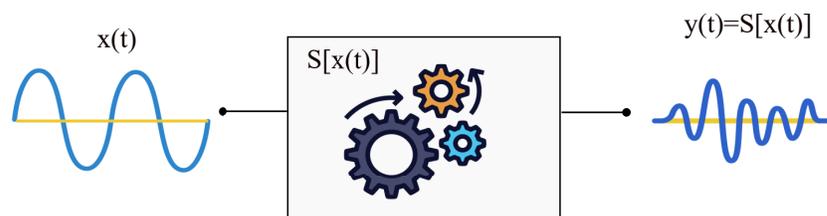


Figura 3. Concepto de distorsión.

Por otro lado, la "distorsión" se puede definir como cualquier alteración no deseada en la forma de una

señal, (Figura 3), cuando pasa a través de un sistema o dispositivo, es decir, cuando la señal de salida no es una réplica exacta de la señal de entrada, lo que puede afectar tanto la amplitud, como la fase o frecuencia de dicha señal.

Como se ha mencionado anteriormente, las no-linealidades modifican significativamente la calidad de las señales que se procesan en el sistema en que se encuentren, por lo que resulta fundamental medir estas no-linealidades para sistemas de comunicaciones modernos, para entender y evitar los efectos producidos por estas no-linealidades; como la distorsión que afecta negativamente la señal, pues da como resultado una mayor interferencia con otras señales que pueden ser en frecuencia o canales de comunicación. De la misma forma la eficiencia de los dispositivos, en el caso de un amplificador de potencia, la presencia de no-linealidades hace que sea menos eficiente, es decir, que se pierda más potencia.

Para el caso de las distorsiones AM-AM y AM-PM que se presenten, en el primer caso puede causar variaciones en el nivel de potencia transmitido y alterar la modulación en amplitud de la señal, en el segundo, se puede tener un cambio en fase de la señal en relación con su amplitud, y un aumento en amplitud puede provocar un desplazamiento en fase no deseado, afectando las modulaciones dependientes de la fase como QPSK o PSK. Por lo que, al medir estos efectos se puede cuantificar el grado de confiabilidad de la señal, asegurar la eficiencia del AP y garantizar que los sistemas de comunicación cumplan con las características necesarias de calidad para las aplicaciones modernas.

Para lograr las mediciones de linealidad y no linealidad de un dispositivo, se tienen mediciones usando señales multitono y señales moduladas, Ghannouchi et al. (2000) desarrollaron un método para caracterizar la distorsión AM-AM y AM-PM de los amplificadores de potencia usando únicamente mediciones de potencia. Una de las ventajas de esta técnica es su uso en transmisores y transpondedores de comunicaciones por satélite; utilizando una señal desigual de tres tonos (del inglés Unequal Three-Tone Signal, UTTS) para lograr la amplificación del AP y con las medidas de potencia a la salida, cuantificar el punto de compresión y la conversión AM-AM del AP, así como el coeficiente de conversión AM-PM del dispositivo bajo pruebas, lo que es crucial para evaluar su rendimiento en sistemas de comunicación satelitales, logrando que el uso del espectro radioeléctrico sea eficaz con esta técnica. De la misma forma, simplifica el proceso de caracterización de dispositivos y evita la necesidad de equipos complejos para la medición de fase, que pueden ser difíciles de implementar.

Por otra parte, de acuerdo al trabajo de Campbell & Brown (2001), quienes hacen uso de un méto-

do de 2 tonos para caracterizar la función de transferencia de amplificadores de potencia tipo MMIC, caracterizan simultáneamente la conversión AM-AM y los coeficientes de conversión AM-PM, así como la relación de intermodulación estimada de tercer orden y punto de compresión de 1dB. El método se puede aplicar haciendo una simple modificación a los sistemas de prueba de mezcladores o de dos tonos iguales. La reducción de potencia es una técnica utilizada para mejorar la linealidad de un amplificador. Al operar un amplificador por debajo de su potencia máxima, se puede reducir la distorsión y mejorar la calidad de la señal. El método de dos tonos desiguales permite medir cómo las características de AM-AM y AM-PM cambian con diferentes niveles de potencia de entrada, lo que a su vez afecta la calidad de la señal amplificada y resulta crucial para entender el comportamiento del amplificador en condiciones de "back off".

Gillet et al. (2019b), presentan un método para la caracterización de la linealidad de dispositivos de potencia de microondas, basado en una señal multitono, utilizando mediciones para la caracterización de señal a ruido en banda (IB) de dispositivos no lineales. La señal de prueba utilizada se basa en una señal multitono desigualmente espaciada (del inglés Unequal Signal Multitone, USMT). La señal USMT consiste en múltiples tonos que están espaciados de manera desigual. Su originalidad radica en su propiedad inherente de permitir la separación de la distorsión de la señal y la intermodulación (IM) para facilitar la derivación de la relación señal/ruido IB o la degradación de la linealidad, sin asumir ningún formato de modulación específico. Al utilizar señales USMT, se puede evaluar de manera más precisa la relación AM-AM, ya que esta técnica permite una mejor separación de la señal útil y la distorsión de intermodulación. Esto significa que se pueden obtener mediciones más claras y representativas del comportamiento del amplificador bajo condiciones de operación reales. Este método proporciona una nueva herramienta, que verifica las especificaciones de diseño a nivel del sistema y permite optimizar estructuras de amplificadores de potencia de radiofrecuencia con señales moduladas al utilizar señales USMT, también se puede medir de manera más efectiva la relación AM-PM. Ya que la técnica permite observar cómo la variación en la amplitud de la señal de entrada afecta la fase de la señal de salida, lo que es esencial para identificar y cuantificar la distorsión de fase, que puede ocurrir en amplificadores no lineales.

De igual forma, Gillet et al. (2019a) presentaron un análisis de la linealidad y la eficiencia de 2 tecnologías diferentes de transistores HEMT (AlGaIn/GaN e InAlGaIn/GaN) mediante la medición de señales grandes multitono en banda C, donde la caracterización de estos dispositivos se realiza utilizando una señal multitono (USMT) en la que no existe superposición entre los tonos de la señal y todos los productos de intermodulación de tercer orden (IM3). Además, las propiedades de esta señal pueden imitar las de las señales de modulación utilizadas en telecomunicaciones (nQAM, OFDM). Por lo que, utilizando

la señal USMT, se puede variar la amplitud de los tonos de entrada y observar cómo esto afecta la amplitud de la señal de salida. Al graficar la relación entre la amplitud de entrada y la salida, se pueden obtener las curvas AM-AM, que muestran el comportamiento de saturación y compresión del dispositivo. Similarmente, al registrar la fase de la señal de salida en función de la amplitud de la señal de entrada ajustada con el USMT, se puede construir la curva AM-PM. Esto implica medir el desplazamiento de fase de la señal de salida a diferentes niveles de amplitud de entrada.

Por lo tanto, se puede decir que la técnica USMT es muy versátil y puede ser aplicada efectivamente para medir tanto características AM-AM como AM-PM en dispositivos HEMT y otros amplificadores. Esto ayuda a cumplir con los requisitos de linealidad y eficiencia necesarios en la operación de sistemas de comunicación avanzados.

Un fenómeno importante es la ganancia dinámica distinta dependiente de la frecuencia que se observa cuando el AP se excita con una señal modulada, por lo que Nunes et al. (2018) presentaron otro método de extracción, para obtener la dinámica del circuito que forma el AP (constantes de tiempo asociadas). Este método requiere una señal de dos tonos a diferentes separaciones de frecuencia para caracterizar el AP, y se mide la variación de ganancia de pequeña señal con una polarización V_{GS} . Cuando los amplificadores de potencia son excitados por una señal modulada, generalmente exhiben características de ganancia que difieren de las observadas en mediciones estáticas. Cuando se excita con varias señales de dos tonos, es posible observar como el perfil de ganancia sigue la característica estática en valores de baja frecuencia. Por otro lado a frecuencias altas, la ganancia dinámica comienza a presentar un comportamiento distinto. Este comportamiento diferente se puede atribuir al fenómeno llamado “back-gating” o “drain-lag”, que describe la respuesta transitoria lenta de la corriente de drenaje cuando se pulsa el voltaje de drenaje-fuente (V_{DS}), Jardel et al. (2007). Este fenómeno de back-gating puede interpretarse como un cambio dependiente de la frecuencia en el voltaje de umbral efectivo (V_t) de la forma de onda de la envolvente $V_{DS}(t)$. Dado que la envolvente de $V_{DS}(t)$ se vuelve más rápida a intervalos de frecuencia más altos, la tensión de V_t no tiene tiempo de recuperarse del potencial muy alto causado por el pico de V_{DS} y mantiene su valor durante todo el ciclo en el que la envolvente de V_{DS} provoca un cambio en el comportamiento del AP. A intervalos de muy baja frecuencia, V_{DS} es muy lento y V_t tarda más en recuperarse. Por lo tanto, V_t decrece de acuerdo con la envolvente $V_{DS}(t)$ hasta que alcanza su valor original con una pequeña amplitud, produciendo lo que se denomina una “compresión suave”.

De acuerdo al trabajo realizado por Lugo Velázquez (2023) quien presenta un sistema de medida que

permite caracterizar distintas clases de amplificadores (A, AB, B, C, etc.), donde se adecúa la potencia de entrada ideal para llevar el dispositivo hasta la zona de saturación, con enfoque en señales multitono con la técnica de relación de intermodulación multitono (M-IMR), realiza la caracterización presentando las señales multitono en un mismo nivel de potencia implementado así un sistema útil para la caracterización de AP, pues sus propiedades pueden ser modificadas al excitarlos con señales multitono para observar sus no-linealidades.

Este tipo de señales multitono de entrada que recibe el AP en un rango de frecuencia, dependerá particularmente del número de tonos para aplicar la configuración AM-AM, en pruebas de un tono, dos tonos o M-IMR. Por lo que, en la presente propuesta de tesis se pretende desarrollar un método para medir las características AM-AM y AM-PM dinámicas de transistores y amplificadores de potencia, usando el método de dos tonos arbitrarios cuyos niveles de potencia se variarán de manera independiente. Se variará la potencia de los multitono manteniendo en un caso constante la diferencia de potencia entre ellos (del inglés output power back off, OBO) y en otro caso fijando la potencia de uno de ellos y modificando la potencia de otro, de tal forma que el OBO variará.

1.2. Justificación

Actualmente la creciente diversidad de aplicaciones y sistemas de comunicaciones ha intensificado la demanda del espectro radioeléctrico, lo que hace necesario desarrollar nuevos métodos o estrategias que permitan utilizarlo de manera más eficiente. En este sentido los amplificadores de potencia juegan un papel crucial, ya que deben ser lo más eficientes y lineales posible para garantizar un rendimiento óptimo en los diferentes sistemas de comunicación. Pues el uso ineficiente del espectro y la distorsión no lineal en los amplificadores de potencia puede degradar significativamente la calidad de las señales, afectando la capacidad de transmisión de datos.

Debido al crecimiento de los sistemas de comunicaciones se busca que estos sean los más eficientes posibles, lo que convierte a los amplificadores de potencia en elementos clave. En la etapa de amplificación los AP tienden a disipar más energía, lo que afecta negativamente su eficiencia. Para lograr un equilibrio entre eficiencia y linealidad, es necesario emplear modulaciones con envolventes variables, como la modulación de amplitud. Esto permite que los AP operen en zonas de alta eficiencia cercanas al punto de compresión, donde ocurre la conversión de amplitud a amplitud (efecto AM-AM), aunque

también implica que el amplificador funcione como un dispositivo no lineal en la zona de saturación. Por otro lado, la conversión de fase (AM-PM) refleja un cambio en la fase respecto a la amplitud de la señal, lo que da lugar a la modulación de fase. De ahí que el diseño del amplificador sea muy importante para lograr el equilibrio entre linealidad y eficiencia para describir con precisión las no linealidades en dispositivos como transistores y amplificadores de potencia (Herrera del Cueto, 2020), Lizárraga (2009). Teniendo esto como antecedente, se desarrolla la presente propuesta que tiene como objetivo medir las características dinámicas AM-AM y AM-PM en dispositivos como lo son transistores y amplificadores de potencia, utilizando el método de uno y dos tonos arbitrarios variando los niveles de potencia de manera independiente.

1.3. Hipótesis

Al modificar los niveles de potencia, es posible comprobar el cambio en el comportamiento de un amplificador o transistor de potencia (saturación de ganancia), a partir de un sistema dinámico basado en la generación de señales de uno y dos tonos arbitrarios.

1.4. Objetivos

1.4.1. Objetivo general

Desarrollar e implementar un método que mida características AM-AM y AM-PM dinámicas de transistores y amplificadores de potencia a partir de la generación de señales de uno y dos tonos.

1.4.2. Objetivos específicos

- Conocimiento del equipo de medición para su correcta operación.
- Desarrollo de la programación en MATLAB con la que sea posible generar señales de dos tonos de amplitud arbitraria.

- Actualizar y mejorar las interfaces programables ya generadas para la medición de características AM-AM y AM-PM.
- Medición de las características AM-AM y AM-PM dinámico de diferentes modelos de transistores y amplificadores de potencia.

1.5. Organización del trabajo

El contenido de esta tesis está organizado como se describe a continuación:

- Capítulo 1, presenta una introducción al proyecto con una descripción general de la importancia de los amplificadores de potencia en los sistemas de comunicación actuales, haciendo énfasis en los parámetros más importantes a caracterizar que permiten su elección correcta para diferentes aplicaciones. Después de revisar el estado del arte para la realización de este proyecto, se describe la justificación, hipótesis y se plantean los objetivos para el desarrollo de la tesis.
- Capítulo 2, presenta la teoría de los amplificadores de potencia, la clasificación de los mismos, así como los parámetros más importantes para su caracterización.
- Capítulo 3, muestra un panorama general de los métodos de caracterización en los que se describen las conversiones AM-AM y AM-PM, además de una breve explicación del equipo utilizado para realizar las mediciones (banco de medición).
- Capítulo 4, describe la metodología desarrollada para el proyecto y el análisis de los resultados de la caracterización de amplificadores.
- Capítulo 5, presenta las conclusiones de este trabajo, así como sugerencias de trabajos futuros.

Capítulo 2. Amplificador de potencia y parámetros de caracterización

2.1. Amplificador de potencia

En radiofrecuencias los amplificadores de potencia pueden ser definidos en dos categorías: amplificadores lineales y amplificadores no lineales. En donde el término "*lineal*" y "*no lineal*" refiere principalmente a la forma de la función de transferencia del amplificador.

Los amplificadores de potencia se utilizan en diversas aplicaciones para radiofrecuencias (RF) o microondas, generalmente se basan en modelos de diseño de un dispositivo activo que se ve afectado por la adaptación de impedancias, las condiciones de operación, la estabilidad de operación, la practicidad y la facilidad de adaptación.

Los amplificadores de potencia se pueden definir como dispositivos transductores, dado que hacen posible la conversión de una potencia de DC a una potencia de RF, cuya operación puede ser en gran señal.

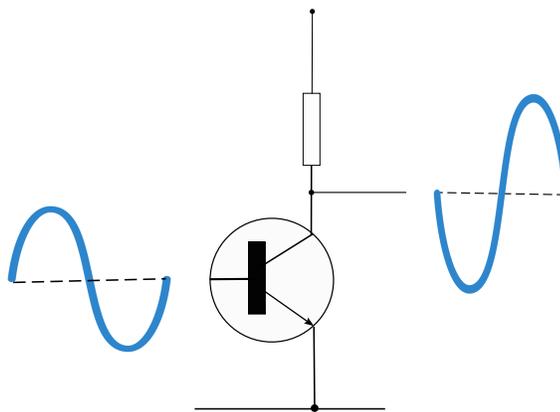


Figura 4. Etapa de amplificación.

Por otra parte, en los sistemas modernos de RF y microondas, la amplificación de señales es una de las funciones más básicas e importantes, ya que su propósito es incrementar el nivel de potencia de la señal, Figura 4, actualmente los amplificadores usan transistores como por ejemplo BJTs, MOSFET, MESFET, HEMTs, GaN-HEMT, entre otros. Para el diseño de amplificadores basados en transistores se considera una red de adaptación a la entrada, el transistor y una red de adaptación a la salida lo que garantizara

la máxima transferencia de energía, de forma general se tiene el diagrama de la Figura 5, que representa a un amplificador de potencia con sus principales bloques de funcionamiento (Kazimierczuk, 2015).

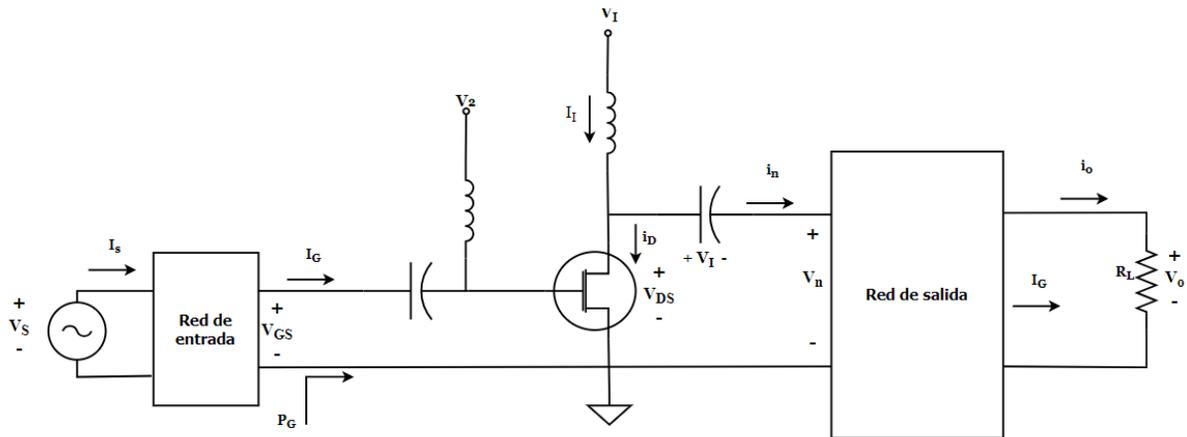


Figura 5. Diagrama de bloques de un amplificador de potencia.

2.1.1. Clasificación de los amplificadores de potencia

Albulet (2001) menciona que los amplificadores de potencia son dispositivos activos que pueden presentar un comportamiento no lineal debido a los parámetros que conforman el transistor, por lo que también pueden ser clasificados en función de un ángulo de conducción compuesto por su polarización y el punto de operación, por lo que se pueden clasificar en amplificadores clase A, clase B, clase AB, clase C, etc.

Debido a nuevas estrategias de diseño de amplificadores, se pueden tener diferentes topologías que pueden compensar la complejidad del diseño y rendimiento, como el caso de los amplificadores basados en su modo de operación son dependientes del ángulo de conducción ' 2θ ' y de la corriente en el drenador I_D (Kazimierczuk, 2015), Figura 6.

Con respecto a la Figura 6-(a) se tiene la característica de salida de un transistor para cada clase de amplificadores, donde las curvas representan diferentes niveles de polarización de la compuerta V_{GS} , los puntos marcados (A, AB, B y C) indican los modos de operación del amplificador, para un amplificador clase A el punto de operación está en una zona donde el transistor conduce durante todo el ciclo de la señal, clase AB el transistor conduce más de la mitad del ciclo, pero no completamente, clase B el transistor conduce solo la mitad del ciclo, clase C el transistor conduce menos de la mitad del ciclo. Mientras que en 6-(b) se tienen las características de entrada, donde la forma de onda de voltaje de

compuerta es V_G y salida es V_{DS} , para una onda de entrada sinusoidal, (Steer, 2019).

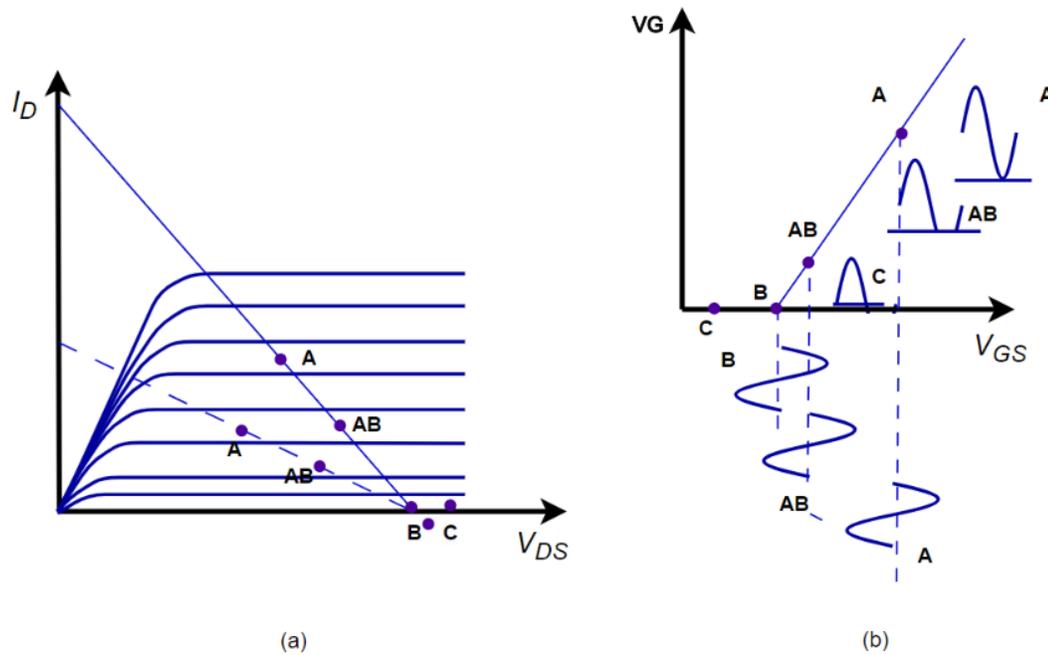


Figura 6. Característica corriente-voltaje de un transistor utilizado en un amplificador que muestra los puntos de reposo de varias clases de amplificadores (clase A, AB, B, C, etc.), (a) Características de salida, (b) características de entrada.

Como se ha mencionado anteriormente, el amplificador de potencia resulta ser un elemento importante en el diseño y construcción de un sistema de comunicaciones, que tiene como objetivo aumentar el nivel de potencia de una señal, para que esto sea efectivo se deben cumplir algunos requerimientos entre los cuales predominan:

- Alta eficiencia.
- Linealidad.
- Alta ganancia en potencia.
- Relación señal a ruido.
- Capacidad de transmitir diferentes formas de onda.

2.2. Parámetros a caracterizar

2.2.1. Linealidad y distorsión en amplificadores de potencia

La linealidad en un amplificador de potencia es la capacidad de amplificar una señal de entrada sin distorsionarla (Vuolevi & Rahkonen, 2003). En un dispositivo lineal es la relación entre la señal de entrada y la de salida y sigue una función lineal dentro de un rango específico de operación, sin embargo, en la práctica puede resultar complicado mantener ese comportamiento lineal, por ello se deben estudiar las respuestas a las que probablemente se enfrente el AP con un comportamiento no-lineal, como la distorsión, cuando está presente se pueden tener cambios en la forma de onda de la señal de salida que no están presentes en la señal de entrada, Figura 7.

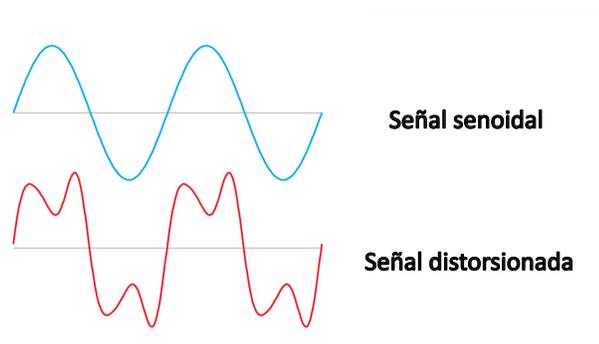


Figura 7. Distorsión en una forma de onda.

Hay varios tipos de distorsión que pueden presentarse en los amplificadores de potencia, incluyendo:

- **Distorsión armónica (HD)**: ocurre cuando una señal con una sola frecuencia es aplicada en la entrada de un AP y la señal de salida contiene componentes de frecuencia que no están presentes en la señal de entrada.

Si se aplica una señal sinusoidal en un sistema no lineal, en la salida generalmente se tendrán componentes de frecuencia que son múltiplos enteros de la frecuencia de la señal que se tiene en la entrada, lo cual puede ocurrir cuando esta señal de entrada es inyectada en un AP. Es decir, si se tiene:

$$v_s(t) = V_1 \cos(\omega t) \quad (1)$$

Para la generación de armónicos, considerando un AP invariante en el tiempo, describiéndolo por medio de una serie de Fourier, la salida de la forma de onda estaría dada por:

$$v_o(t) = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega_0 t) \quad (2)$$

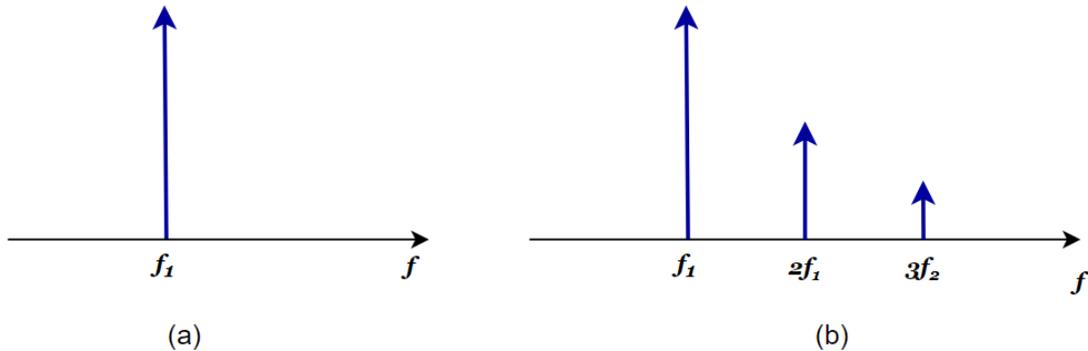


Figura 8. Espectro de la señal de entrada y salida, (a) espectro de la señal de entrada, (b) espectro de la señal de salida debido a los componentes armónicos generados.

Por lo que, la señal de salida del amplificador de potencia contiene los componentes fundamentales de la frecuencia de la señal de entrada f_1 así como sus armónicos $2f_1, 3f_1, \dots$ como se muestra en la Figura 8, considerando que la amplitud de los armónicos es proporcional a V_m .

- **Distorsión de intermodulación (IMD):** este tipo de distorsión ocurre cuando dos o más señales de diferente frecuencia se combinan para formar una señal de entrada, y como resultado se tiene una mezcla de los componentes en diferentes frecuencias. Por lo que la señal de salida está formada por componentes con frecuencias adicionales, lo que se llama productos de intermodulación (IMPs), (Kazimierczuk, 2015).

Para el caso de amplificadores de potencia, si la señal de entrada consiste en dos señales sinusoidales con diferente valor de amplitud, de la forma:

$$v_s(t) = V_{m1} \cos(\omega_1 t) + V_{m2} \cos(\omega_2 t) \quad (3)$$

Entonces, el amplificador es descrito por medio de un polinomio de tercer orden, la forma de onda

del voltaje en la salida estaría dado por:

$$\begin{aligned}
 v_o(t) &= a_0 + a_1 v_s(t) + a_2 v_s^2(t) + a_3 v_s^3(t) \\
 &= a_0 + a_1 (V_{m1} \cos \omega_1 t + V_{m2} \cos \omega_2 t) + a_2 (V_{m1} \cos \omega_1 t + V_{m2} \cos \omega_2 t)^2 \\
 &\quad + a_3 (V_{m1} \cos \omega_1 t + V_{m2} \cos \omega_2 t)^3 \\
 &= a_0 + a_1 V_{m1} \cos \omega_1 t + a_1 V_{m2} \cos \omega_2 t + a_2 V_{m1}^2 \cos^2 \omega_1 t + 2a_2 V_{m1} V_{m2} \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t \\
 &\quad + a_2 V_{m2}^2 \cos^2 \omega_2 t + a_3 V_{m1}^3 \cos^3 \omega_1 t + 3a_3 V_{m1}^2 V_{m2} \cos^2 \omega_1 t \cos \omega_2 t \\
 &\quad + 3a_3 V_{m1} V_{m2}^2 \cos \omega_1 t \cos^2 \omega_2 t + a_3 V_{m2}^3 \cos^3 \omega_2 t
 \end{aligned} \tag{4}$$

Entonces,

$$\begin{aligned}
 v_o(t) &= a_0 + \frac{1}{2} a_2 (V_{m1}^2 + V_{m2}^2) + \left(a_1 V_{m1} + \frac{3}{2} a_3 V_{m1} V_{m2}^2 + \frac{3}{4} a_3 V_{m1}^3 \right) \cos \omega_1 t \\
 &\quad + \left(a_1 V_{m2} + \frac{3}{2} a_3 V_{m2} V_{m1}^2 + \frac{3}{4} a_3 V_{m2}^3 \right) \cos \omega_2 t + \frac{1}{2} V_{m1}^2 \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{2} V_{m2}^2 \cos 2\omega_2 t \\
 &\quad + a_2 V_{m1} V_{m2} \cos (\omega_2 - \omega_1) t + a_2 V_{m1} V_{m2} \cos (\omega_1 + \omega_2) t \\
 &\quad + \frac{3}{4} a_3 V_{m1}^2 V_{m2} \cos (2\omega_1 - \omega_2) t + \frac{3}{4} a_3 V_{m1}^2 V_{m2} \cos (2\omega_1 + \omega_2) t \\
 &\quad + \frac{3}{4} a_3 V_{m1} V_{m2}^2 \cos (2\omega_2 - \omega_1) t + \frac{3}{4} a_3 V_{m1} V_{m2}^2 \cos (2\omega_2 + \omega_1) t \\
 &\quad + \frac{1}{4} a_3 V_{m1}^3 \cos 3\omega_1 t + \frac{1}{4} a_3 V_{m2}^3 \cos 3\omega_2 t + \dots
 \end{aligned} \tag{5}$$

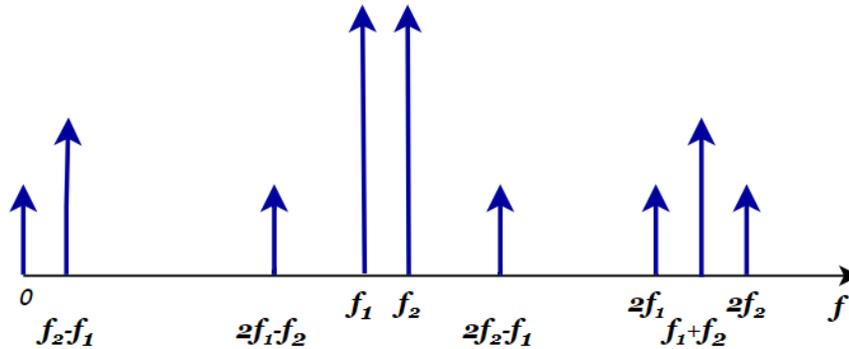


Figura 9. Espectro de la señal de salida en un AP debido a la intermodulación para dos tonos en la entrada con $f_2 > f_1$.

Donde, de acuerdo a la Figura 9 se muestra el espectro de la salida del AP debido a la intermodulación por dos tonos en la entrada con $f_2 > f_1$, la forma de onda en la salida v_o estará compuesta por: un componente de DC que causa un cambio en la corriente de operación del tran-

sistor, dos componentes fundamentales f_1 y f_2 , los armónicos de las componentes fundamentales $2f_1, 2f_2, 3f_1, 3f_2, \dots$, y los productos de intermodulación (IMD), los cuales son la combinación lineal de las frecuencias de entrada f_1 y f_2 : $nf_1 \pm mf_2$, donde $m, n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$. Las frecuencias de IMD son $f_2 - f_1, f_1 + f_2, 2f_1 - f_2, 2f_2 - f_1, 2f_1 + f_2, 2f_2 + f_1, 3f_1 - 2f_2, 3f_2 - 2f_1, \dots$

La linealidad es una característica importante que debe tenerse en cuenta en el momento de elegir un amplificador de potencia. Ya que las no linealidades del transistor modifican en las señales de salida como respuesta al efecto de saturación del dispositivo, originando la generación de armónicos o la aparición de señales espurias como lo son los productos de intermodulación. Para poder constituir un mejor análisis del AP, se evalúan diferentes mediciones que darán una estimación de qué tan lineal o no es el dispositivo, por ejemplo:

- **Punto de compresión de 1 dB:** es el punto en el que el nivel de potencia de salida del amplificador se desvía 1 dB de la línea recta ideal, Figura 10.
- **Índice de distorsión:** es una medida de la cantidad de distorsión presente en la señal de salida.
- **Relación señal a ruido:** este es una medida de la relación entre la potencia de la señal deseada y la potencia del ruido presente en la señal de salida.

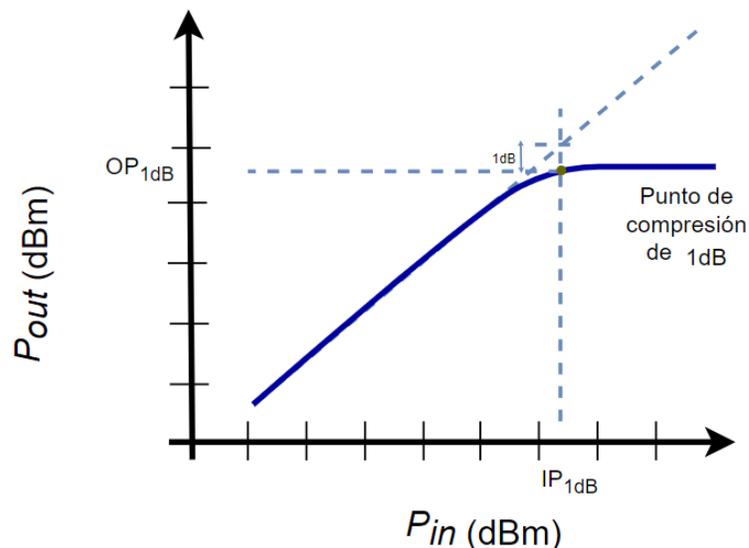


Figura 10. Punto de compresión de 1 dB.

2.2.2. Ganancia en potencia

La ganancia en potencia de un amplificador es la relación entre la potencia de la señal de salida y la potencia de la señal de entrada. La ganancia permite aumentar el nivel de una señal o compensar la pérdida de señal en un sistema.

Se busca mayor ganancia o un nivel adecuado de potencia para que la señal de RF pueda ser transmitida a largas distancias.

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (6)$$

Donde la potencia de salida (P_{out}) en un amplificador representa la potencia suministrada a la carga externa a una frecuencia específica, mientras que la potencia de entrada (P_{in}) es la potencia disponible a la entrada en la misma frecuencia. Por lo que puede expresarse en decibeles (dB), como:

$$G(dB) = 10 * \log\left(\frac{P_{out}}{P_{in}}\right)[dB] \quad (7)$$

El nivel de potencia del amplificador hace referencia al nivel de potencia de 1 mW, que es expresado de la siguiente forma:

$$P_{dBm} = 10 * \log\frac{P(W)}{0.001} = 10\log P(W) \quad (8)$$

Por lo que, la ganancia sería expresada como:

$$G_{dB} = 10 * \log(G) = P_{out} - P_{in}[dBm] \quad (9)$$

2.2.3. Eficiencia de drenador

La eficiencia es un parámetro crucial para amplificadores de RF, ya que estos son los principales consumidores de potencia de DC y aún es más importante cuando la potencia de entrada es limitada. La eficiencia está dada por la relación de la potencia de salida respecto a la potencia de entrada (potencia de DC).

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad (10)$$

Una eficiencia alta significa que el amplificador está convirtiendo más energía de entrada en energía de salida. Normalmente se obtiene una mejor eficiencia cuando se tienen condiciones no lineales en el

dispositivo, y este puede operar tanto en la región de pinch-off, región activa y de saturación.

2.2.4. Eficiencia de potencia añadida (PAE)

La PAE es una medida más precisa de la eficiencia de un amplificador de potencia que la eficiencia de drenador. La eficiencia de drenador solo mide la cantidad de energía de entrada que se convierte en energía de salida. La PAE también mide la cantidad de energía de entrada que se pierde en forma de calor; se expresa como:

$$\eta_{PAE} = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} = \left(1 - \frac{1}{G}\right) \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \left(1 - \frac{1}{G}\right) \eta \quad (11)$$

Los amplificadores de potencia, en su mayoría, suelen estar diseñados para proporcionar la mejor eficiencia, incluso si esto significa que la ganancia resultante es menor que la máxima posible.

2.2.5. Ancho de banda

El ancho de banda en un amplificador de potencia es el rango de frecuencias que el amplificador puede amplificar sin distorsión. Se expresa en hercios (Hz) y se calcula de la siguiente manera:

$$BW = F_{max} - F_{min} \quad (12)$$

- Ancho de banda de potencia: este es el ancho de banda en el que el amplificador puede entregar una potencia de salida determinada sin distorsión.
- Ancho de banda de ganancia: este es el ancho de banda en el que el amplificador puede mantener una ganancia determinada sin distorsión.

Capítulo 3. Métodos de caracterización

Los sistemas de comunicaciones modernos, incluyendo los sistemas de telecomunicaciones móviles que están presentes en teléfonos celulares requieren, por una parte de técnicas de modulación que permitan hacer uso eficiente del espectro radioeléctrico y de amplificadores de potencia que sean lo más eficientes y lineales posible. Los amplificadores de potencia, como se ha mencionado tienen el objetivo de amplificar una señal, sin embargo, en dicho proceso se pueden presentar distorsiones en la señal de salida sufriendo efectos de intermodulación y el que estén presentes estos efectos en algún sistema de comunicación resulta importante, pues podría ocasionar problemas en la recepción correcta de la señal (Acciari et al., 2003), (Kenington, 2000).

Para analizar las no linealidades de un amplificador de potencia se utilizan conversiones AM-AM y AM-PM. 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 (Jáuregui Durán, 2010). 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, nQAM 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.

3.1. Conversión AM-AM (Amplitude Modulation to Amplitude Modulation)

La conversión AM-AM (Amplitude Modulation-to-Amplitude Modulation) se refiere a cómo los cambios en la amplitud de una señal de entrada se convierten en cambios en la amplitud de la señal de salida de un amplificador o transistor. Idealmente, la amplitud de la señal de salida a un amplificador lineal debería ser proporcional al cambio en la señal de entrada, y gráficamente sería una línea recta que indicaría una relación lineal entre la señal de entrada y la señal de salida.

Para garantizar que la señal de salida refleje con precisión la señal de entrada, se debe tener una conversión AM-AM lineal, ya que la no linealidad de dicha conversión produciría distorsiones que afec-

tarán la calidad de la señal de entrada. Realizar la caracterización de la conversión AM-AM, se obtiene principalmente a partir de pruebas experimentales, en las que se mide la amplitud de la señal de salida para diferentes valores de la señal de entrada.

Como consecuencia de las no linealidades presentes en un amplificador o transistor debido a sus propiedades físicas o diseño, se pueden presentar efectos como la compresión de la ganancia, que ocurre cuando el dispositivo es dependiente de la potencia de la señal de entrada, es decir, a medida que la potencia de la señal de entrada aumenta la ganancia del dispositivo se puede reducir, lo que da como resultado una menor amplificación de la señal de entrada (Razavi, 2012).

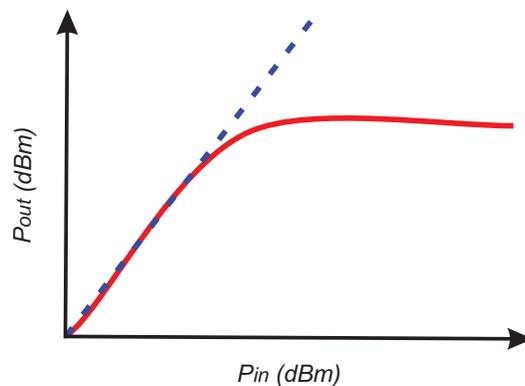


Figura 11. Conversión AM-AM.

Para evaluar la eficiencia y linealidad de un amplificador o transistor, se pueden obtener datos clave del análisis de la conversión AM-AM a partir de la curva característica de transferencia AM-AM, Figura 11. Como se ha mencionado dicha característica describe la relación de la potencia de entrada-salida de una señal y con ello se puede estimar la linealidad del dispositivo, así como el punto de compresión de 1 dB (P1dB) y la ganancia en potencia, para determinar el rango de potencia en el que el dispositivo tiene un comportamiento lineal y si se presentan efectos no lineales como afectan el comportamiento en potencia del dispositivo bajo prueba (DBP).

3.2. Conversión AM-PM (Amplitude Modulation to Phase Modulation)

El término de AM-PM (Amplitude Modulation-to-Phase Modulation) se refiere a los cambios de fase de la señal de salida debido a las variaciones de la potencia de la señal de entrada. Este efecto puede generar

distorsiones que afectan a la fidelidad de la señal que sea transmitida. Por lo que la conversión AM-PM puede verse como la dependencia del cambio de fase con respecto a la potencia de la señal de entrada. Es decir, para una entrada $V_{in}(t) = V_1 \cos \omega_1 t$, la componente fundamental de salida estaría dada por:

$$V_{out}(t) = V_2 \cos[\omega_1 t + \phi(V_1)] \quad (13)$$

donde $\phi(V_1)$ denota el cambio de la fase, dependiente de la amplitud (Razavi, 2012).

Entre algunos de los factores que contribuyen a la conversión AM-PM se encuentra la linealidad del amplificador, ya que los dispositivos no lineales tienden a presentar mayor distorsión AM-PM, de igual forma las señales que contienen componentes de alta frecuencia o que están moduladas en amplitud pueden ser más susceptibles a la conversión.

La conversión AM-PM introduce una modulación de fase no deseada en la señal, que puede llevar a un aumento en el error vectorial (por sus siglas en inglés, EVM) afectando la calidad de la transmisión, esto es importante en sistemas de comunicaciones digitales. Mientras que, en sistemas multicanal esta conversión puede contribuir a que existan productos de intermodulación no deseados, un mayor nivel de la conversión AM-PM está asociado con que exista una mayor distorsión de intermodulación, por lo que la linealidad se verá afectada.

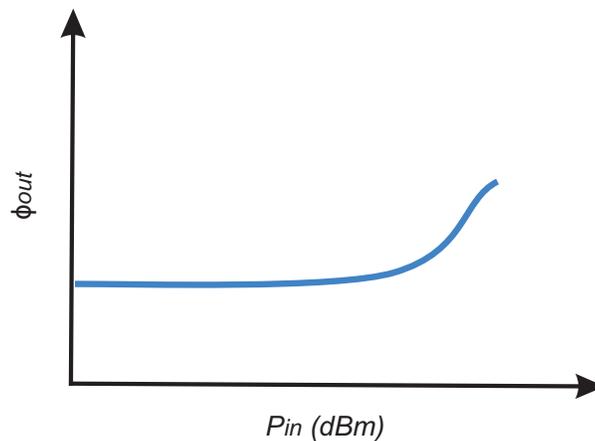


Figura 12. Conversión AM-PM.

Para poder evaluar el comportamiento de un dispositivo respecto a su respuesta AM-PM se obtiene la curva característica de esta conversión, como lo muestra la Figura 12, en donde se representa la relación

entre la variación de la amplitud de la señal de entrada y la variación de la fase en la señal de salida. Idealmente, la curva debería ser lo más plana posible, lo que indicaría una mínima conversión AM-PM, ya que una curva con forma no lineal indicaría algún problema de distorsión en la señal. Con esto, se pueden determinar las regiones en las que el dispositivo tiene un comportamiento óptimo.

3.3. Caracterización dinámica con dos tonos

La medición de dos tonos es uno de los métodos más utilizados y aceptados para poder interpretar la linealidad de un amplificador, y con el cual se pueden ilustrar de forma sencilla las distorsiones en amplitud y fase que presenta un amplificador (Kenington, 2000). Considerar un método donde la generación de tonos se da de forma desigual, es decir, que tienen diferentes valores de potencia resulta ser un método novedoso para su implementación en sistemas de prueba aplicados a optimizar el diseño y operación de dispositivos, como son transistores o amplificadores de potencia en aplicaciones en sistemas de comunicación modernos (Cunha et al., 2014).

Realizar la caracterización de la linealidad de dispositivos de potencia de radiofrecuencias o microondas se puede enfocar hacia el uso de señales de múltiples tonos desiguales, lo que permite una separación más efectiva de la señal y la distorsión de intermodulación (IM). A diferencia de los tonos que tienen características iguales, el tener tonos desiguales reducen la sensibilidad a las variaciones de fase entre las señales, lo que mejora la precisión de las mediciones (Gillet et al., 2019b). La relación entre la técnica USMT y las características AM-AM es clave para mejorar la comprensión y el rendimiento de los amplificadores RF, permitiendo una evaluación más precisa de su linealidad y eficiencia.

Así mismo, aplicar un método de dos tonos desiguales sigue siendo una herramienta efectiva y versátil para la caracterización de AP, ya que permite medir de forma simultánea las características de ganancia de potencia (AM) y fase (PM), así como estimar parámetros críticos como la relación del producto de intermodulación de tercer orden (IMP3) y el punto de compresión a la salida (Campbell & Brown, 2001), (Nunes et al., 2013), (Malfavaun Gonzalez, 2016). El método de dos tonos desiguales no solo mejora la comprensión de la linealidad y eficiencia de los amplificadores de potencia, sino que también ofrece un enfoque práctico para optimizar el diseño y la operación de estos dispositivos.

Al operar los amplificadores de potencia cerca del punto de saturación, se busca obtener máxima efi-

ciencia. Un pequeño aumento en la potencia de entrada puede empujar al amplificador del modo lineal al modo saturado. Para poder garantizar que funcione en la región lineal, se baja el nivel de potencia desde el punto de máxima eficiencia, para garantizar que funcione en la región lineal. La cantidad en la que bajamos el nivel de potencia se llama *condiciones de Back off*.

Estas condiciones de *Back off* presentan algunas ventajas para la caracterización de AP, como lo son *la mejora de la linealidad*, puesto que el amplificador suele operar en una región más lineal, se reducen las distorsiones no lineales como la intermodulación (IMD), así como la reducción de la distorsión AM-AM, que describe la relación entre la amplitud de la señal de entrada y la de salida, tiende a ser más predecible y lineal, reduciendo las no linealidades y distorsión AM-PM que se refiere al cambio de fase inducido por variaciones de amplitud, también se reduce en back-off. Hay que tener en cuenta que, un desplazamiento de fase significativo puede causar distorsión en señales moduladas.

El sistema propuesto parte principalmente de la técnica que proponen Campbell & Brown (2001), donde al tener dos tonos desiguales en la potencia de entrada de la señal que recibe el DBP permite medir cómo las características de AM-AM y AM-PM cambian con diferentes niveles de potencia de entrada, lo que es crucial para entender el comportamiento del dispositivo bajo estas condiciones, dado que la reducción de potencia es una técnica utilizada para mejorar la linealidad de un amplificador, Figura 13. Al operar un amplificador por debajo de su potencia máxima, se puede reducir la distorsión y mejorar la calidad de la señal.

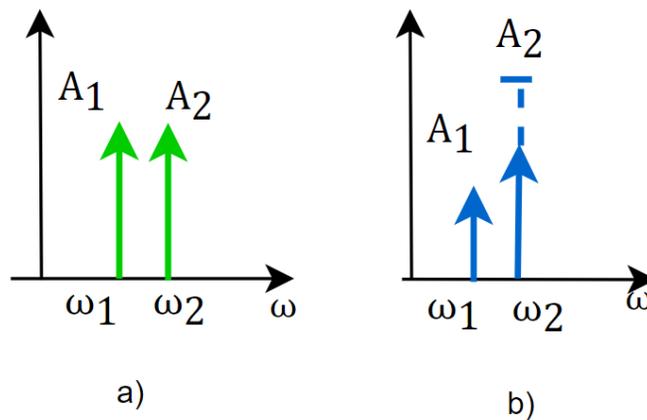


Figura 13. Dos tonos con valores de potencia de entrada del DBP, a) Tonos con el mismo valor de amplitud, b) tonos con características de amplitud dinámica.

3.4. Estructura del banco de medida para la caracterización de amplificadores de potencia

Para realizar la caracterización de un amplificador de potencia, se implementó el banco de medición presentado en la Figura 14. El banco de medición propuesto está compuesto por: una computadora que por medio de programación en MATLAB realiza el cálculo, generación y envío de tonos al generador de ondas arbitrarias (del inglés Arbitrary Waveform Generator, AWG) del que se considera la potencia de salida máxima y mínima que entrega a modo que no se sature el generador.

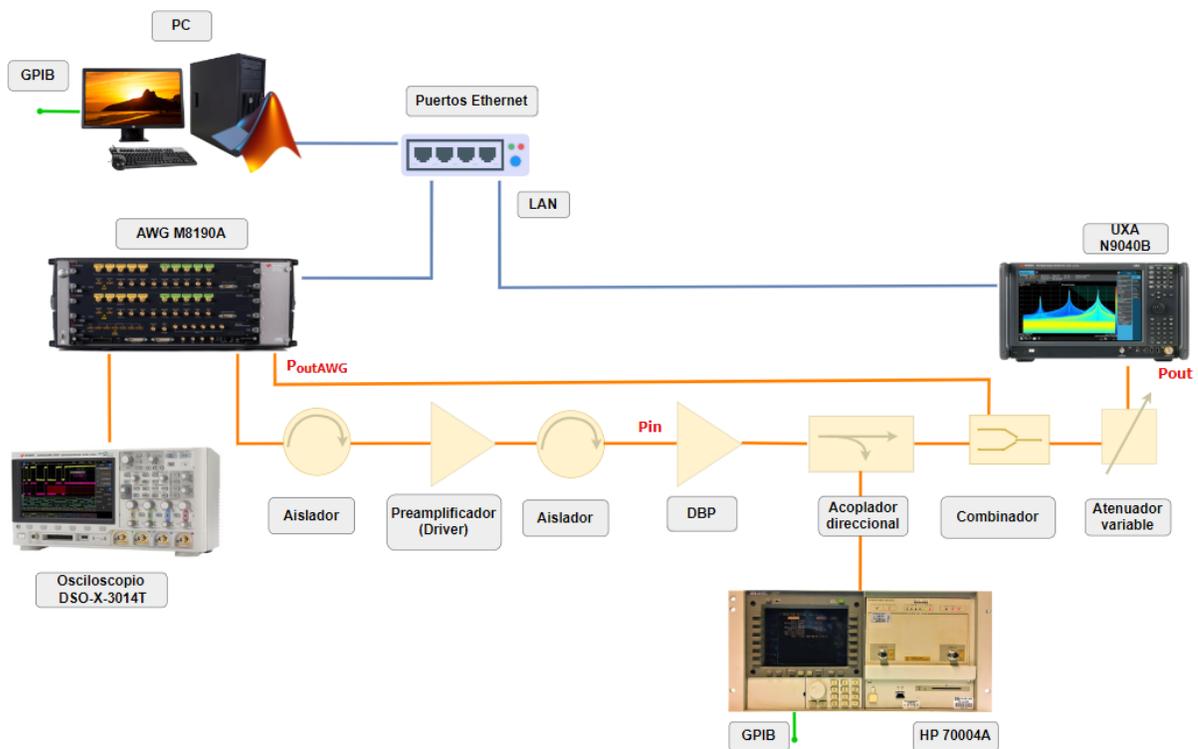


Figura 14. Propuesta del banco de medida, para generación de tonos.

También incluye un preamplificador o driver (ZHL-4240+) el cual tiene como objetivo principal aumentar el nivel de potencia de entrada al DBP y que esta sea suficiente para alcanzar a activar el dispositivo, mientras que el aislador tiene como función evitar que las ondas reflejadas afecten el funcionamiento del preamplificador o se mezclen con la señal original enviada por el AWG.

De igual forma, se tiene un atenuador variable y un acoplador direccional, el primero sirve como protección al dispositivo de la entrada de altas potencias, se coloca en un valor de atenuación ideal en que

no se presente contenido armónico siendo los valores en los que se tiene un mejor comportamiento de 30 dB y 40 dB, mientras que el segundo tiene como función identificar cual es el valor de potencia a la entrada del DBP y con esto tener una mejor aproximación de este valor de potencia.

Para tomar los valores de interés que son la potencia de entrada y potencia de salida del DBP, del acoplador direccional se extraen estos datos, hacia el analizador de espectros HP70004A para el caso de la potencia de entrada al DBP y la potencia de salida visualizarla y medirla en el analizador de espectros (UXA N9040B).

Capítulo 4. Caracterización de amplificadores

Para realizar la caracterización de transistores o amplificadores de potencia, algo muy importante es identificar las pérdidas que pueden tener los elementos utilizados en el sistema de medida para caracterizar el DBP, por ejemplo cables, aisladores, divisores de potencia, combinadores, acopladores, atenuadores, etcétera; los cuales siempre estarán presentes y permiten identificar su influencia en el valor de potencia, tanto en la entrada como en la salida del DBP. Para ello se realiza una calibración en potencia del sistema sin considerar el DBP (Figura 15(a)). En la figura 15(b), se muestra el esquema del banco de medida que previamente fue descrito en la Figura 14.

Esta calibración se realiza en varias etapas. Primero se genera un tono con un valor de potencia conocido, en este caso, de -30 dBm que es enviado a través del canal 1 sin conectar el canal 2. La estimación de la potencia P_{Ref} , se obtiene a partir de la medida obtenida con el analizador de espectros UXA, al valor medido se le suma el valor de atenuación de 30 dB del atenuador variable, con esto P_{Ref} se estaría refiriendo al puerto 3 del combinador.

La segunda etapa corresponde a la estimación de la potencia de entrada (P_{in}) al DBP, en donde se genera un tono enviado por el canal 2 al mismo valor de potencia y frecuencia de interés del tono generado anteriormente. Para estimar el valor de P_{in} se considera el valor de potencia obtenido del analizador de espectros HP70004-A (GP_{cal}), a esta medida se le resta el factor de acoplamiento del acoplador direccional que corresponde a -6.9 dB obtenido de sus parámetros S. Los parámetros S del acoplador direccional fueron previamente medidos, cuyo factor es igual al S21. En este mismo esquema se considera la medida en el analizador de espectros UXA a la cual se le resta el valor del atenuador variable (-30 dB), para así tener el valor de potencia referida en el puerto 3 del combinador, que corresponde a la potencia en canal 2 (P_{Mod}).

Además, es de suma importancia conocer el rango dinámico para cada dispositivo y con ello asegurar que tanto el AWG como el driver funcionen de forma lineal, es decir que no presenten armónicos, una vez que se tiene conocimiento de ello se puede realizar el control de la amplitud de los tonos dentro del rango dinámico previamente identificado.

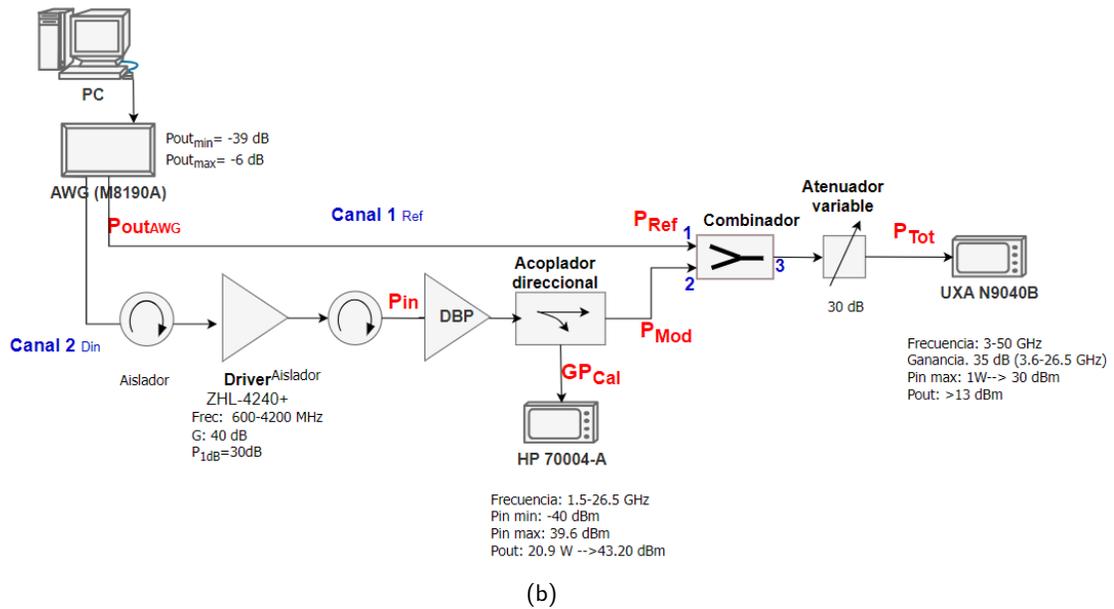
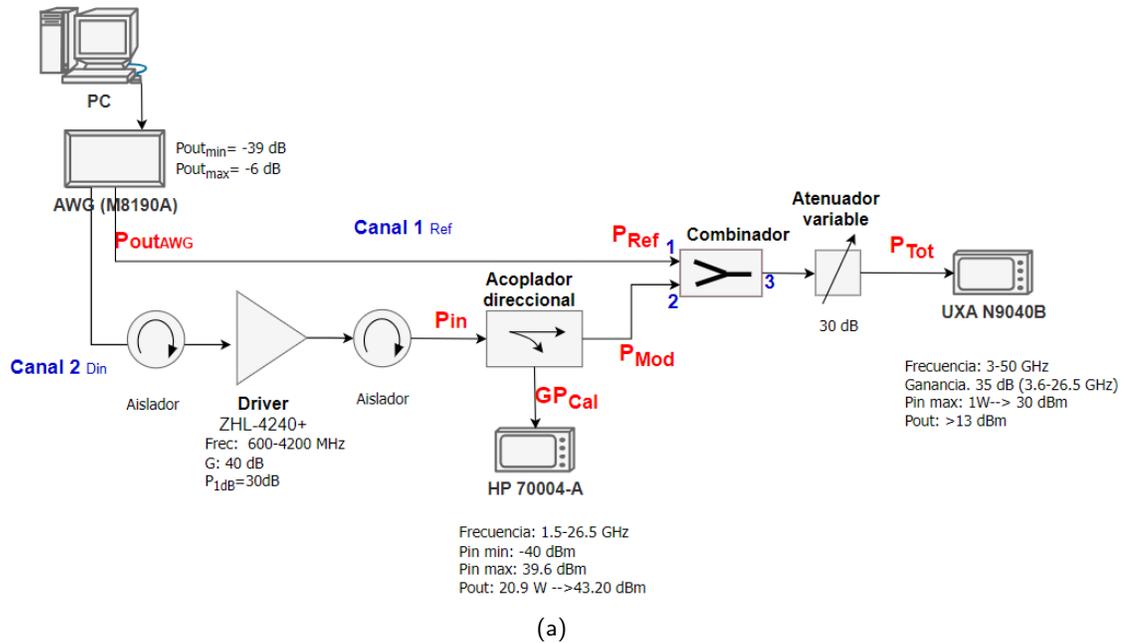


Figura 15. (a) Propuesta del banco de medida considerando el rango dinámico, (b) Propuesta del banco de medida considerando el rango dinámico incluyendo el DBP.

4.1. Control de amplitud

El control de amplitud se refiere principalmente al comportamiento dinámico que tiene este parámetro para realizar la caracterización de un AP, para el cual se consideran dos opciones: la primera consiste en tener un valor fijo de amplitud y la segunda que ese valor sea modificado de forma dinámica, es

decir, haciendo un barrido sobre distintos valores de potencia de entrada al AP. Como se ha revisado anteriormente las condiciones de Back off resultan importantes para garantizar que el amplificador opere dentro de la región lineal y con esto reducir las distorsiones no lineales como lo es la intermodulación (IMD) y estos efectos se ven reflejados en el comportamiento de las distorsiones AM-AM y AM-PM.

Para realizar el *control de la amplitud*, se debe considerar el rango dinámico en la salida que puede generar el AWG, así como la potencia máxima y mínima en la entrada del DBP que se analizará. Conociendo estos datos, se puede estimar el rango dinámico en el cual el valor de la potencia de entrada puede ir variando hasta el punto de saturación del dispositivo para así evaluar los parámetros AM-AM. La señal generada por el AWG sin ningún componente armónico, puede tomar valores de potencia $P_{min} = -39$ dBm y potencia máxima de $P_{max} = -6$ dBm, considerando estos valores de potencia, se garantiza que el DBP recibirá la señal generada por el AWG sin ningún tipo de distorsión generada por los componentes armónicos o productos de intermodulación.

4.2. Control de fase

En cuanto al *control de la fase* de la misma forma que con el control de la amplitud, pero para poder comprobar que se está realizando un correcto control de los valores de fase indicados se tiene la siguiente expresión matemática, (Ecuación 14), con la cual se puede verificar con valores de potencia conocidos para ambas señales (P_1 y P_2), se tiene una potencia resultante (P_T), por lo que al conocer los valores de potencia incidente y resultante, se puede conocer el valor de desfase entre estas dos señales y con ello hacer una estimación de la característica AM-PM (Acciari et al., 2003), (Jáuregui Durán, 2010), (Yuzer & Demir, 2010).

$$P_T = P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1 P_2} \cos \varphi \quad (14)$$

Donde:

P_T (W): es la potencia combinada de las señales.

P_1 y P_2 (W): son las potencias de las señales individuales.

φ ($^\circ$): es la diferencia de fase entre las dos señales.

Si las señales son independientes o no estuvieran relacionadas, la potencia combinada sería simplemente la suma de estas dos potencias. Mientras que el término que las relaciona o término de interferencia es $\sqrt{P_1 P_2} \cos \varphi$, ya que tiene en cuenta la diferencia de fase entre las dos señales. Este término puede ser

positivo o negativo dependiendo del valor de $\cos \varphi$, que oscila entre -1 y 1.

- Si $\varphi = 0^\circ$, las señales están en fase y se suman constructivamente, maximizando P_T , cuando $P_1 = P_2$, se tiene:

$$\begin{aligned} P_T &= P_1 + P_1 + 2\sqrt{P_1^2} \cos(0) \\ P_T &= 2P_1 + 2P_1 \\ P_T &= 4P_1 \end{aligned} \quad (15)$$

- Si $\varphi = 180^\circ$, las señales están en contra fase y se restan, minimizando P_T .

$$\begin{aligned} P_T &= P_1 + P_1 + 2\sqrt{P_1^2} \cos(180) \\ P_T &= 2P_1 - 2P_1 \\ P_T &= 0 \end{aligned} \quad (16)$$

La ecuación 14 es válida para señales coherentes, es decir, están a la misma frecuencia y se generan en el mismo instante de tiempo.

Para hacer dicha comprobación matemática se implementó un banco de medición con un combinador de potencia resistivo como elemento principal como se muestra en la Figura 16, el cual tendrá la función de combinar las señales generadas y enviadas por el AWG al canal 1 y canal 2 respectivamente, con la característica de que sean tonos idénticos en amplitud (Ciccognani et al., 2004).

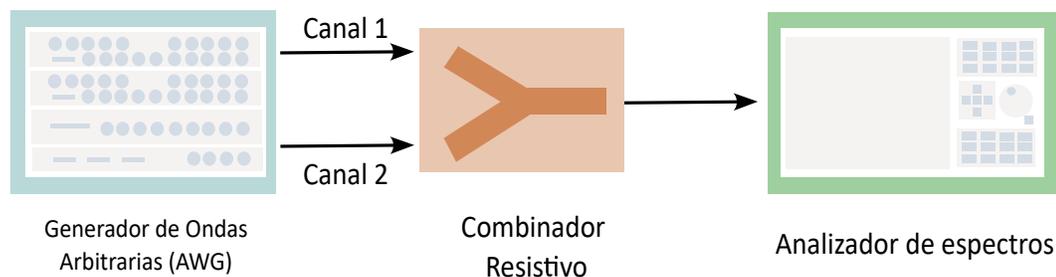


Figura 16. Banco de medida para comprobar el control de la fase.

Con este método se combinan los dos tonos generados a una frecuencia de 1 GHz con valor de amplitud de -23 dBm, considerando el canal 1 como canal de referencia con una fase de 0° , se manipula la fase del tono del canal 2 con una diferencia de fase de 0° , 90° y 180° .

Con estos resultados se puede deducir que cuando ambas señales son iguales en amplitud se presentan los efectos de tener una señal constructiva o destructiva, cuando se tiene una fase de 0° y 180° respectivamente, ya que cuando ambas señales son iguales, se tiene un incremento en la potencia 4 veces su valor cuando la fase es 0° , dos veces su valor cuando la fase es 90° y la anulación de la señal cuando la fase es 180° , en la Figura 17 se muestra el espectro de la señal para cada caso cuyos datos se presentan en la Tabla 1.

Tabla 1. Resultados de experimentación para el control de la fase.

Frecuencia	P_{medCH1} (mW)	P_{medCH2} (mW)	P_{Tteor} (mW)	P_{Tmed} (mW)	φ
1 GHz	0.0049	0.0050	0.0198	0.0195	0°
	0.0049	0.0050	0.0099	0.0101	90°
	0.0049	0.0050	0.0000	0.0000	180°

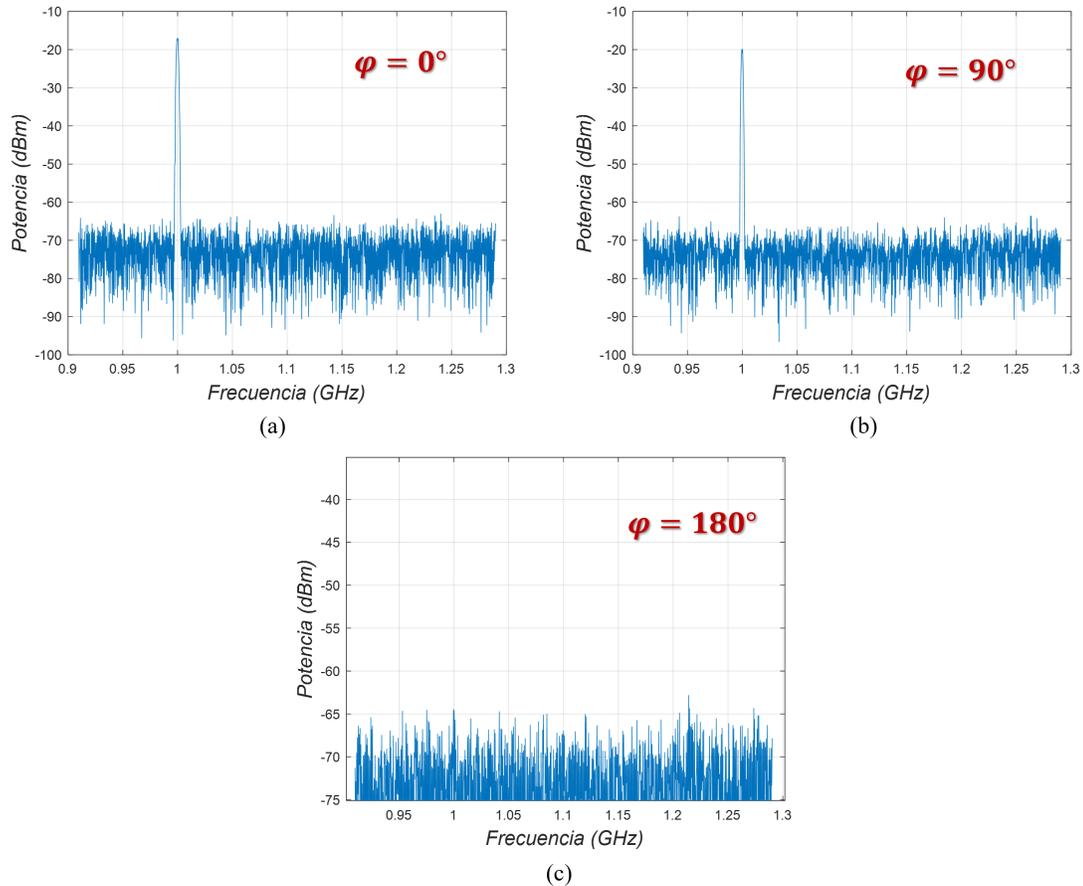


Figura 17. Espectro de salida del control de fase para 2 tonos, a la misma frecuencia, mismo valor de amplitud y con valores de fase arbitrarios para el segundo tono, a) fase de 0° , b) fase de 90° y c) fase de 180° .

No solo se aplica para un tono enviado por el canal 2, también puede ser para 'n' cantidad de tonos, prueba de ello es el envío de 5 tonos por el canal 2, con valores de amplitud iguales a -31 dBm y diferencia de fase que cambia entre valores de (45° , 90° , 0° , 90° , 45°) considerando el canal 1 como referencia con valor de fase en todos los caso de 0° , en un ancho de banda de 77 MHz - 98 MHz, con eso se comprueba la ecuación en donde los valores de potencia están relacionados con la variación de fase que se presente, Figura 18.

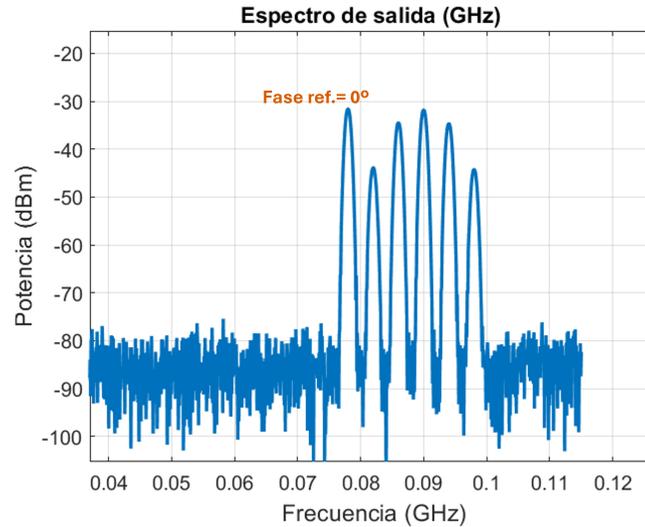


Figura 18. Espectro de salida del control de fase para 6 tonos, con valores de fase arbitrarios de 45° , 90° , 0° , 90° , 45° respectivamente.

Es importante mencionar que los valores de amplitud y fase para la generación de tonos será indicada por el usuario, en el caso de la amplitud se debe encontrar dentro del límite del rango dinámico de potencia de salida del AWG y potencia de entrada del DBP, Figura 15(b), tanto para indicar un valor fijo de potencia de entrada o para indicar que se realice la variación dinámica.

Para conocer cuál es el valor de la fase a partir de la ecuación de potencia combinada, ecuación 14, se realiza el cálculo del desfase que existe entre las dos señales de entrada al combinador (P_1 y P_2):

$$\varphi = \cos^{-1} \left[\frac{P_T - P_1 - P_2}{2\sqrt{P_1 * P_2}} \right] \quad (17)$$

Debemos considerar algunas condiciones importantes:

- En $\cos(\varphi)$, los valores están dentro del intervalo $[-1, 1]$, mientras que $\cos^{-1}(\varphi)$ toma valores en $[0, \pi]$.

- Según MATLAB, si $|\cos(\varphi)| > 1$, entonces $\cos^{-1}(\varphi)$ es un número complejo, lo que indica que hay un error en la estimación de φ .

Con la finalidad de comprobar que las ecuaciones 14 y 17 se realizó una aproximación teórica para poder demostrar que los valores de φ se encuentran dentro del intervalo de $[-1, 1]$. Se indicó un valor teórico para P_1 y P_2 de -30 dBm respectivamente, considerando que el valor de φ va desde -180° a 180° , con estos datos se calculó el valor de P_T con la ecuación 14 y se grafica en la Figura 19, traza azul. Posteriormente con los valores conocidos de P_1 , P_2 y P_T se calcula el valor de φ con la ecuación 17 y como se muestra en la abscisa de la Figura 19, se tiene que la diferencia de fase se encuentra entre los valores de $[0, \varphi]$, lo que corresponde a $[-180^\circ, 180^\circ]$ (traza color verde). Para finalmente recalculer el valor de P_T con el valor obtenido de φ , traza verde Figura 19.

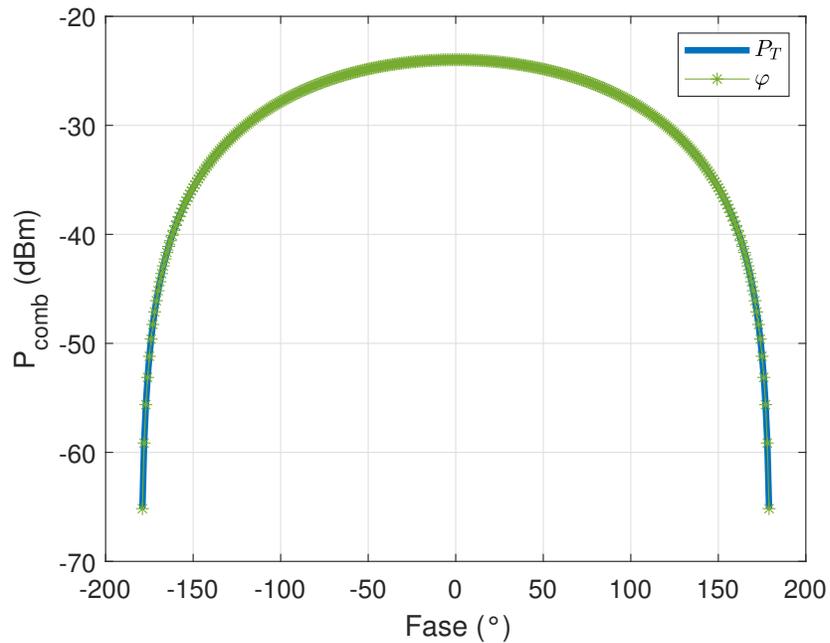


Figura 19. Respuesta de fase ideal calculada en un barrido de $(-180^\circ : 180^\circ)$, con valores de P_1 y P_2 iguales.

Considerando dos señales al mismo valor de amplitud, misma frecuencia e indicando una diferencia de fase, partiendo del sistema propuesto en la Figura 15(b), se tiene Figura 20 y tabla 2, en donde se considera el canal 1 del AWG como canal de referencia con valor fijo de fase en 0° y el cambio de fase en el canal 2 de 10° , 20° , 30° , 40° y 50° :

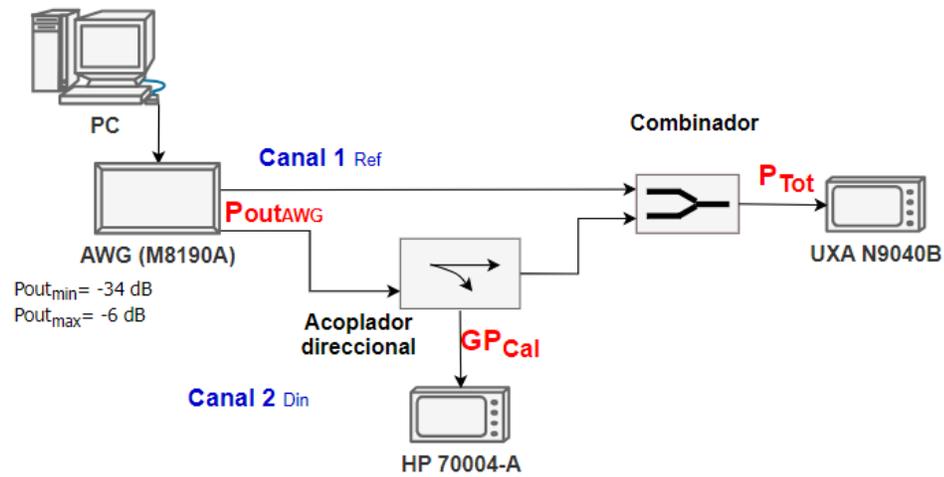


Figura 20. Banco de medida, para estimación de fase.

Tabla 2. Dos tonos con mismo valor de amplitud y diferencia de fase entre ellos.

-	Tono 1	Tono2
Fase	0°	$0^\circ, 10^\circ, 20^\circ, 30^\circ, 40^\circ, 50^\circ$

En este caso existe una diferencia de fase de 154° , cuyo valor se identifica como efecto de tener el acoplador direccional y combinador conectados, por lo que se infiere que cada componente va a generar un cambio en la fase producto de sus propias características. En la Tabla 3 se presentan los valores calculados con los datos de potencia medidos. Se puede observar que entre cada valor se conserva la diferencia de fase de 10° , que coincide con la diferencia de fase ingresada para el tono 2, considerando como referencia 0° para los 154.0827° , como se observa en la Figura 21(a).

Tabla 3. Dos tonos con el mismo valor de amplitud y diferencia de fase entre ellos, considerando un desfase de 154° en respuesta de la conexión con el acoplador direccional.

Desfase calculado ($^\circ$)	154.0827
	143.7324
	133.2793
	123.0193
	112.7224
	102.7472

Por lo que comparando el desfase ideal con el calculado usando la ecuación 17 y haciendo la corrección de 154° , este se iguala al valor del desfase ideal, como se muestra en la Figura 21(b).

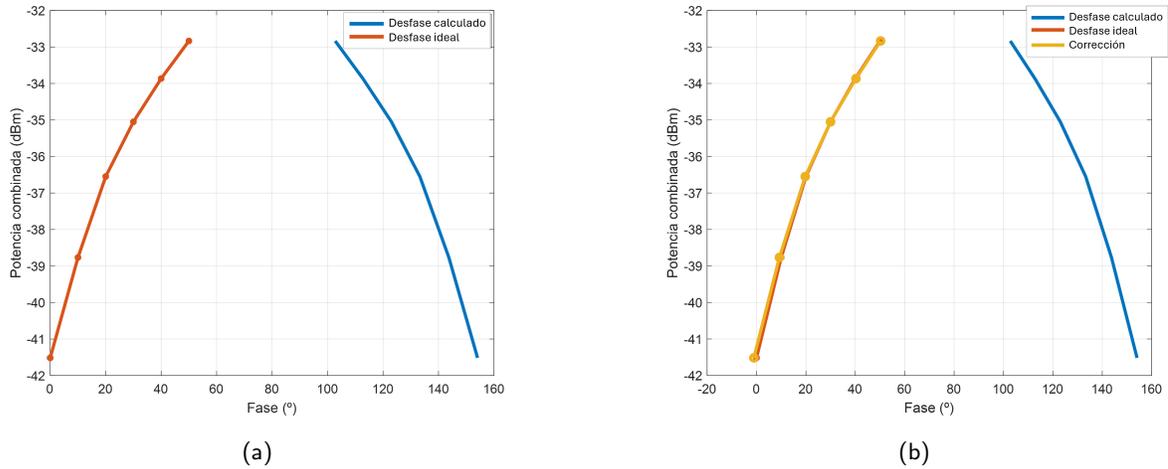


Figura 21. (a) Respuesta de fase calculada en un barrido de $(-180^\circ : 180^\circ)$, con valores de P_1 y P_2 medidos, (b) respuesta de fase calculada en un barrido de $(-180^\circ : 180^\circ)$, con valores de P_1 y P_2 medidos, agregando una corrección de fase de 154° .

Sin embargo, no es posible tener 0° exacto en el cálculo del desfase, debido a la sensibilidad que presentan los datos al momento de realizar la medición, es decir, si el $\cos(\varphi)$ es 0.99 se tendrá un valor de 8.10° , mientras que si es 0.99999 resulta un valor de 0.256° .

Para poder utilizar ambos canales del AWG e identificar la diferencia de fase entre la potencia P_1 y P_2 , es necesario que estas potencias sean del mismo orden de magnitud. Si una potencia es mucho mayor que la otra, no se podrá distinguir la diferencia de fase, por lo que la potencia total será aproximadamente P_x donde P_x es el valor de potencia más grande, puede ser P_1 o P_2 . En el caso de la caracterización de amplificadores de potencia, dado que se emplea un driver, la potencia será significativamente más alta en la rama donde se ubica el DBP en comparación con la potencia en la rama del canal 1, que es nuestra referencia. Por lo tanto, para equilibrar las ramas, se ajustó el banco de medida como se muestra en la Figura 22. Lo que permite que se pueda observar la diferencia de fase entre P_1 y P_2 y que el $\cos^{-1}(\varphi)$ esté dentro de los límites $[-1,1]$.

En esta nueva configuración solo se utiliza un canal del AWG. Como se ha mencionado anteriormente, sabemos que la diferencia de fase entre P_1 y P_2 está relacionada con los valores de potencia presentes en cada una de las ramas del sistema que se han denominado R0 y R1, de las cuales es necesario realizar una calibración.

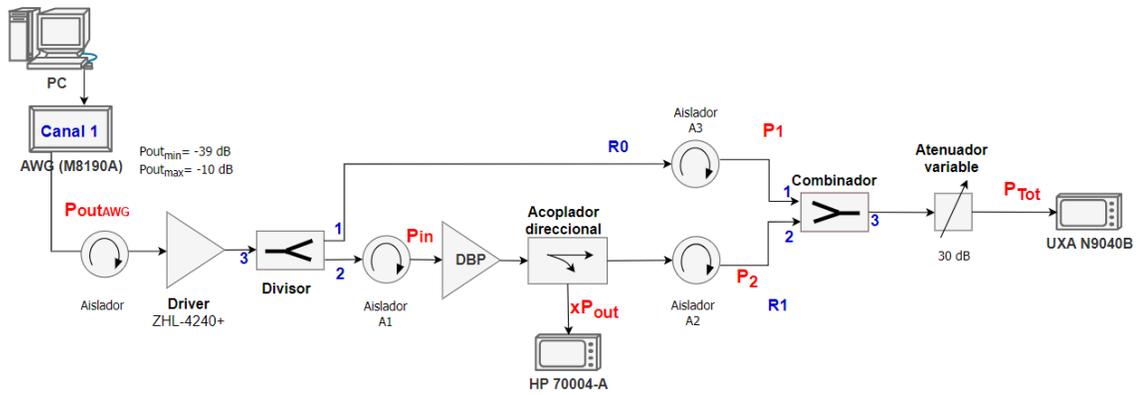


Figura 22. Modificación de sistema de medición.

Como primer paso de la calibración se genera un tono con un valor de potencia conocido, en nuestro caso, de -30 dBm, en la frecuencia de interés, el cual será enviado a través de la rama R0. En este caso, para no considerar el efecto de la rama R1 se coloca una carga de 50Ω en la salida del aislador A1 y otra carga en la entrada del aislador A2. A la potencia medida con el analizador de espectros UXA se le suma el valor del atenuador variable (30 dB), para así estimar el valor correspondiente a P_1 en el puerto 3 del combinador (Figura 23).

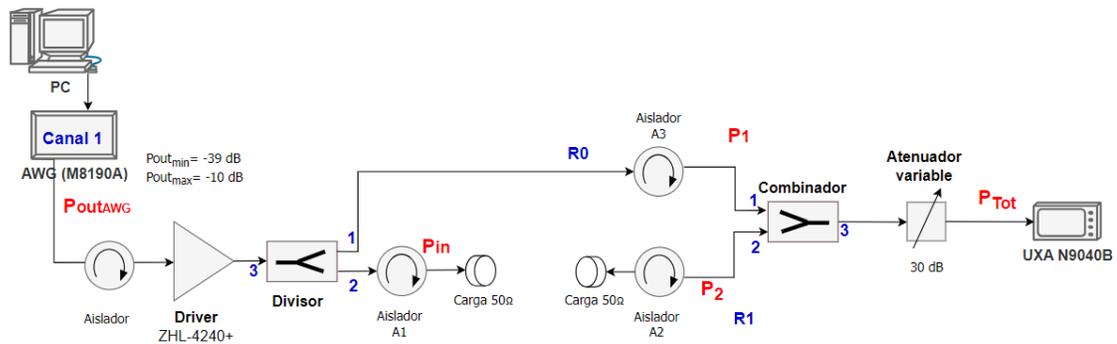


Figura 23. Primer etapa de la calibración del sistema para la estimación de P_1 .

El siguiente paso de la calibración consiste en determinar la potencia de entrada al DBP (P_{in}). Para ello se conecta la rama R1 sin el DBP, mientras que en la salida del puerto 2 del divisor se coloca una carga de 50Ω del mismo modo en el puerto 1 del combinador. Para ello, se mide la potencia XP_{out} con el analizador de espectros HP 70004-A, posteriormente se le resta el factor de acoplamiento del acoplador direccional y así obtener P_{in} . Finalmente, utilizando esta misma configuración del sistema de medida, se obtiene y verifica P_2 . El cual se calcula sumando el factor de acoplamiento y restando las pérdidas de inserción del acoplador direccional, más las pérdidas del aislador A2 y las pérdidas del

puerto 2 del combinador, para así ubicar en P_2 en el puerto 3 del combinador. El factor de acoplamiento y las pérdidas del acoplador direccional, el aislador y del combinador se obtienen de sus parámetros S previamente medidos. Para verificar P_2 se compara el valor obtenido anteriormente con respecto al valor medido con el analizador de espectros UXA, restando el valor de atenuación del atenuador variable (30 dB), en donde ambos valores deben ser similares (Figura 24).

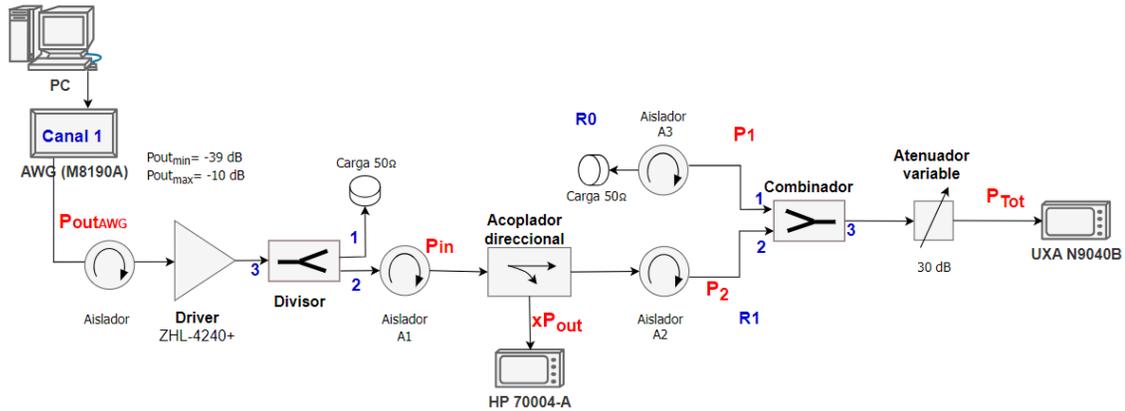


Figura 24. Segunda etapa de la calibración del sistema para la estimación de P_2 .

Una vez que el sistema está calibrado, se conecta según se indica en la Figura 22. Para hacer la estimación de P_2 se obtiene la medida del analizador de espectros HP 70004-A, a esta medida se le suma el factor de acoplamiento y las pérdidas ocasionadas por la inserción del acoplador direccional, además de las pérdidas del aislador A2 y las pérdidas del puerto 2 del combinador, para ubicar el valor de P_2 en el puerto 3 del combinador. El factor de acoplamiento y pérdidas del acoplador direccional, el aislador y el combinador se obtienen de sus parámetros S que previamente fueron medidos. Mientras que para la estimación del valor de P_T se obtiene la medida con el analizador de espectros UXA, a la que se le resta el valor del atenuador variable (30 dB) para de la misma forma ubicar el valor de P_T en el puerto 3 del combinador.

Algo importante a considerar son las reflexiones que se podrían presentar entre las conexiones y el aislamiento entre los puertos del combinador y del divisor. Por ello es necesario el uso de aisladores que permiten disminuir estos efectos y así tener mayor fiabilidad en las medidas.

Para identificar dentro de qué rango de potencia estarán los valores de P_T , se estima cuando P_1 y P_2 se encuentran en fase (0°), cuando son independientes (90°) y en contra fase (180°). Los cuales se describen a continuación:

- Si $\varphi = 0^\circ$

$$P_A(W) = P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1P_2} \quad (18)$$

- Si $\varphi = 180^\circ$

$$P_B(W) = P_1 + P_2 - 2\sqrt{P_1P_2} \quad (19)$$

- Si $\varphi = 90^\circ$

$$P_C(W) = P_1 + P_2 \quad (20)$$

La Ecuación 18 representa una estimación de la potencia combinada P_T cuando se tiene una fase constructiva entre P_1 y P_2 , siendo P_A el nivel máximo para P_T . Por otro lado, la Ecuación 19, representa el nivel mínimo para P_T debido a que se presenta una fase destructiva entre P_1 y P_2 . Mientras que, la Ecuación 20 representa un valor intermedio de fase entre P_1 y P_2 . Es importante verificar el rango de potencia entre P_A y P_B , para poder identificar los posibles valores que tomaría P_T y que se puedan distinguir las variaciones asociadas a los cambios de fase. Dichas variaciones deben ser mayores que la resolución de medida (aproximadamente 0.3).

4.3. Generación de tonos

Como se mencionó en el capítulo anterior el generador de ondas arbitrarias es capaz de generar "n" cantidad de señales, en este caso se genera una señal I/Q en banda base por medio de una computadora personal (PC) usando una programación estructurada en Matlab, para que esta señal sea cargada de forma simultánea al generador de ondas arbitrarias. Los elementos principales que deben considerarse son los parámetros de entrada, entre los que destacan el número de tonos, la frecuencia de inicio, frecuencia final, amplitud en dB, así como la fase ingresada en grados.

El sistema desarrollado permite generar "n" cantidad de tonos, los cuales pueden tener el mismo valor en amplitud y fase, en caso de que se requiera, pueden tener una modificación de estos mismos parámetros y tener un comportamiento dinámico. Dicha modificación permite realizar un barrido en amplitud o fase.

Una vez ingresados estos datos, se lleva a cabo el cálculo de los tonos de manera automática. De la misma forma, los canales del generador se activan para enviar los tonos generados. Estableciendo que los datos enviados por el canal 1, tanto en magnitud como en fase, serán datos de referencia cuando

exista un comportamiento dinámico, mientras que por el canal 2 se envían el resto de los tonos generados.

Al tomar en cuenta la configuración de los parámetros principales para la generación de tonos (frecuencia de interés, amplitud y fase) el AWG los procesa internamente para enviarlos por el canal que corresponda y así tener en la salida la señal configurada para su análisis con el analizador de espectros UXA y HP 70004-A.

Como se mencionó al inicio del capítulo y de acuerdo con la configuración del banco de medida en la Figura 15, se capturan las lecturas de las trazas usando el analizador de espectros UXA y HP 70004-A después de enviar el tono generado. Esto permite obtener con mayor precisión el valor de potencia correspondiente a "n" tonos en tiempo cuasi-real, reflejando la potencia de entrada y salida del DBP. Estos datos son esenciales para la estimación AM-AM. A continuación se presenta un diagrama de flujo para el proceso de generación de tonos, en la Figura 25.

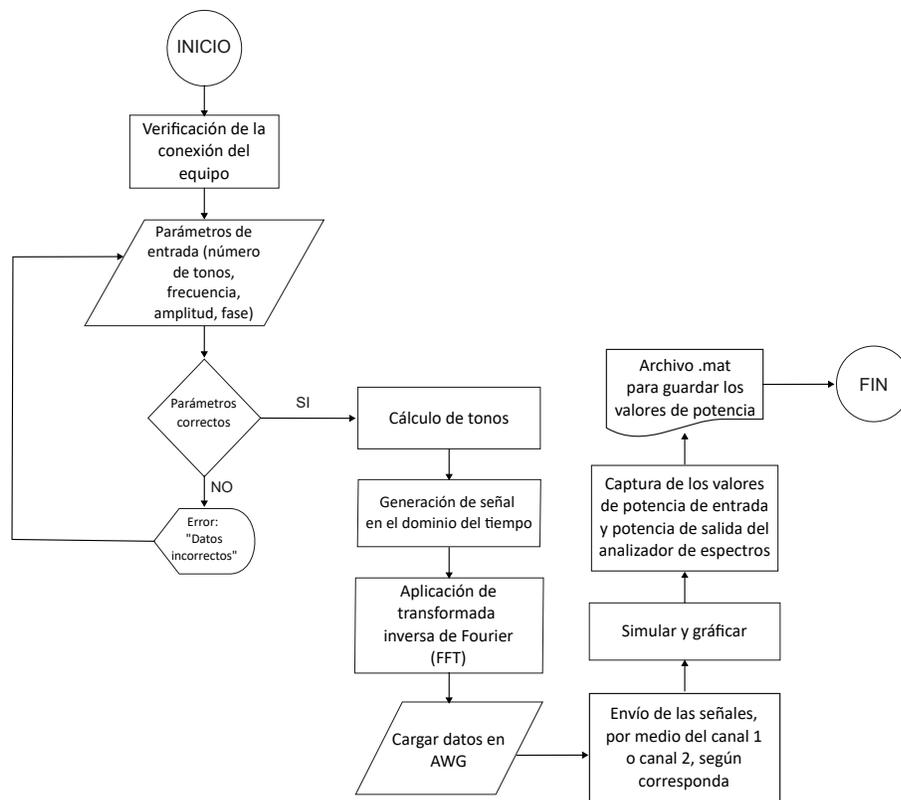


Figura 25. Diagrama de flujo para la generación de tonos.

4.4. Pruebas de generación de tonos

Para verificar que el sistema propuesto cumple con los objetivos planteados en este trabajo de investigación, se llevan a cabo pruebas de la generación de tonos utilizando como dispositivo bajo prueba un amplificador MAV-1, Figura 26.



Figura 26. Dispositivo de prueba MAV-1.

De los parámetros S previamente obtenidos de este dispositivo, se considera el parámetro S_{21} con el que se tiene la estimación de ganancia del DBP al valor de la frecuencia de interés, Figura 27. Las frecuencias seleccionadas para la estimación de AM-AM y AM-PM corresponden a 2.1 GHz y 2.2 GHz, que son las frecuencias a las que se generarán los dos tonos mediante el sistema dinámico, de acuerdo a la Figura 28. Para caracterizar este amplificador, no se incluye el Driver ZHL-4240+, dado que el rango dinámico del AWG ($P_{outmin} = -39$ dBm y $P_{outmax} = -6$ dB) es suficiente para llevar a cabo la caracterización del MAV-1 considerando que su punto de compresión es de $P_{inmax} = -9$ dBm.

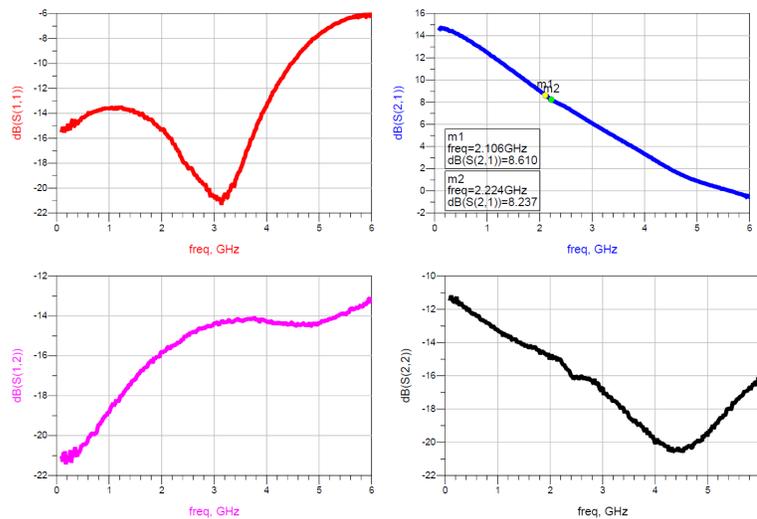


Figura 27. Parámetros S_{11} , S_{21} , S_{12} , S_{22} de MAV-1.

Empleando el sistema de medida presentado en la Figura 28 se realiza la caracterización del DBP, primero usando un tono a la frecuencia de 2.1 GHz, posteriormente a 2.2 GHz y finalmente considerando los dos tonos simultáneos, como se describe a continuación.

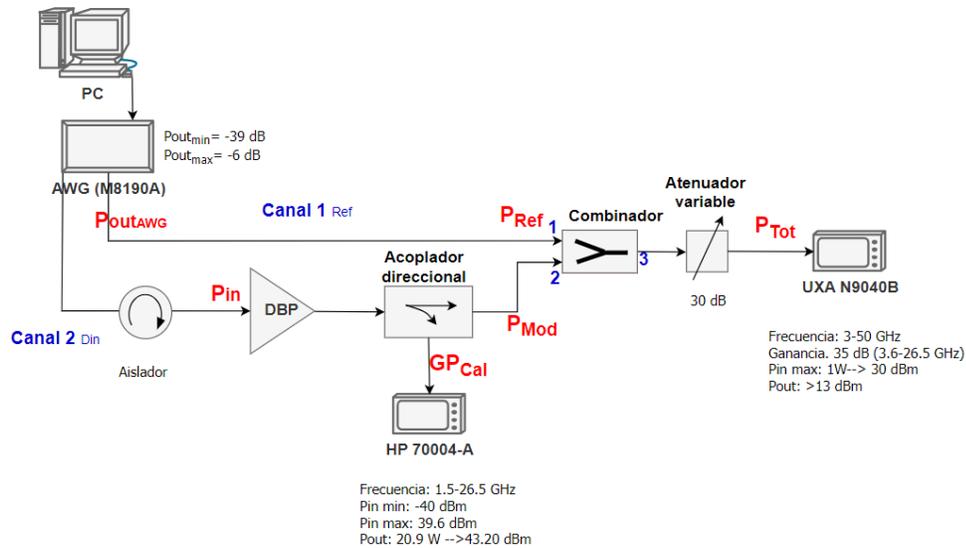


Figura 28. Banco de medición para caracterizar MAV-1.

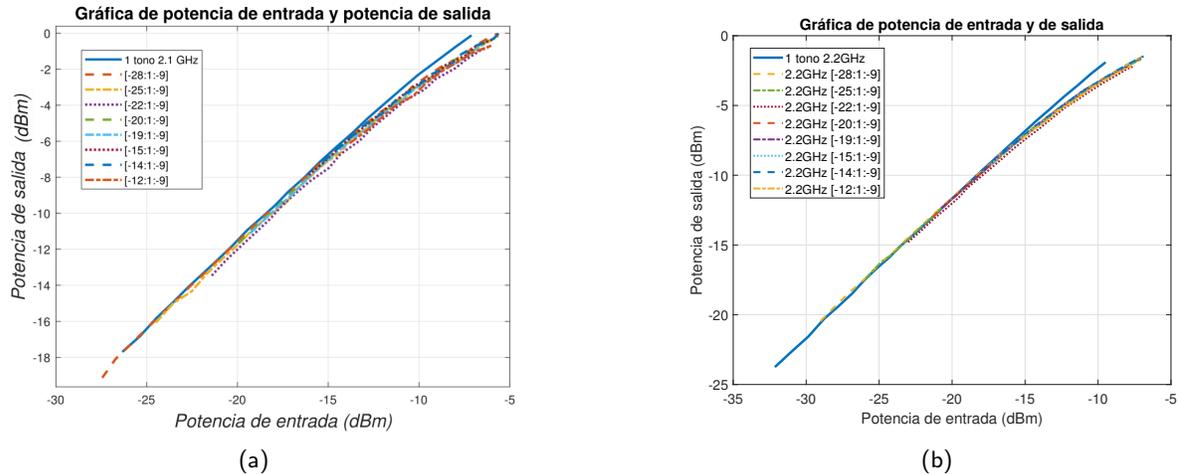
Cuando se caracteriza con un solo tono, se tiene en cuenta el rango dinámico del DBP y los parámetros necesarios para la generación de tonos (amplitud, fase y frecuencia). Tanto para la frecuencia de 2.1 GHz como para la de 2.2 GHz se considera un barrido de potencia de entrada P_{in} de -28 dBm a -9 dBm y un valor de fase de 0° . P_{in} y P_{out} se obtienen siguiendo el procedimiento descrito al inicio de este capítulo, considerando el banco de medida de la Figura 28, con estos valores se estima la curva AM-AM que se muestra en la Figura 29.

Para la caracterización con dos tonos con la misma amplitud a la frecuencia de 2.1 GHz y 2.2 GHz respectivamente, se considera un barrido de potencia de entrada P_{in} de -28 dBm a -9 dBm, y una diferencia de fase de 0° entre ambos tonos. Se realizaron diferentes barridos modificando la potencia de inicio P_{in} según se indica en la Tabla 4. Las curvas AM-AM para estos casos también se presentan en la Figura 29.

Tabla 4. Valores de potencia de entrada para la generación de tonos en un sistema dinámico.

Tono	Tono 1	Tono 2
Frecuencia	2.1 GHz	2.2 GHz
Potencia de entrada (dBm)	[-28 : 1 : -9]	[-28 : 1 : -9]
	[-25 : 1 : -9]	[-25 : 1 : -9]
	[-22 : 1 : -9]	[-22 : 1 : -9]
	[-20 : 1 : -9]	[-20 : 1 : -9]
	[-19 : 1 : -9]	[-19 : 1 : -9]
	[-15 : 1 : -9]	[-15 : 1 : -9]
	[-14 : 1 : -9]	[-14 : 1 : -9]
	[-12 : 1 : -9]	[-12 : 1 : -9]

En la Figura 29, se observa que el punto de compresión a 1 dB del DBP ocurre a mayor potencia de entrada cuando se envía un solo tono a través del sistema de medición. En cambio, cuando se envían dos tonos, la compresión a 1 dB aparece a una menor potencia de entrada. También se puede observar que cuando se tienen los dos tonos con la misma amplitud, se mantiene el mismo punto de compresión a 1 dB siempre y cuando la potencia de inicio empiece en la región lineal, con esto se puede verificar la repetitividad.

**Figura 29.** (a) Conversión AM-AM a 2.1 GHz, (b) conversión AM-AM a 2.2 GHz.

Con los valores de P_{in} y P_{out} obtenidos anteriormente, se puede calcular la ganancia del DBP de acuerdo a la Ecuación 9. En la Figura 30 se presenta la respuesta de la ganancia respecto a la potencia de entrada para las frecuencias de interés. Si comparamos este resultado con el parámetro S_{21} a la frecuencia de 2.1 GHz y 2.2 GHz podemos observar que los valores son similares, para la frecuencia de 2.1 GHz la ganancia es de 8.6023 dB y para 2.2 GHz es de 8.2033 dB por lo que, si comparamos este resultado

con el parámetro S_{21} a 2.1 GHz es de 8.61 dB y el S_{21} a 2.2 GHz de 8.23 dB, se puede apreciar que los resultados concuerdan para ambas medidas (AM-AM y S_{21}) y ambas frecuencias.

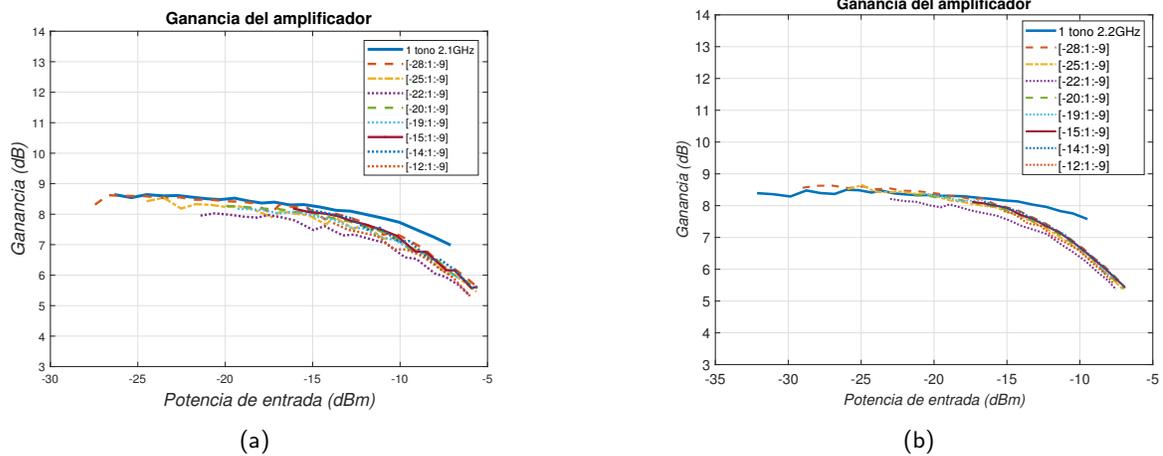


Figura 30. (a) Ganancia en potencia a 2.1 GHz, (b) ganancia en potencia a 2.2 GHz.

Es importante mencionar que, cuando un amplificador funciona cerca del punto de compresión, que es donde teóricamente tienen la máxima eficiencia, un pequeño aumento en la potencia de entrada puede empujar al amplificador al modo saturado. Para poder garantizar que funcione en la región lineal, se baja el nivel de potencia desde el punto de máxima eficiencia. La cantidad en la que bajamos el nivel de potencia se llama condición de Back off (Campbell & Brown, 2001).

Como se mencionó en el capítulo 3, sección 3.3, se aplica la técnica de dos tonos desiguales para la caracterización del MAV-1, tomando en cuenta el sistema de medición de la Figura 15(b). En primer lugar, se generan dos tonos a la frecuencia de 2.1 GHz y 2.2 GHz. El primer tono actúa como tono de referencia a 2.1 GHz y será enviado a través del canal 1, mientras que el tono a 2.2 GHz se enviará por el canal 2 y tendrá un comportamiento dinámico. En el canal 1 se establecen diferentes niveles fijos de potencia P_{in} dentro del rango dinámico del DBP. Por otro lado, para el canal 2 se realiza un barrido de potencia P_{in} de -28 dBm a -9 dBm, manteniendo una fase de 0° para ambos tonos, según se muestra en la Tabla 5.

Tabla 5. Valores de potencia de entrada para la generación de tonos, cuando se tiene un tono de referencia y el segundo tono tiene un comportamiento dinámico.

Núm. de tonos	2	
Frecuencia	2.1 GHz Fijo	2.2 GHz Dinámico
Potencia de entrada (dBm) Ref.	-28	[-28 : 1 : -9]
	-25	[-28 : 1 : -9]
	-22	[-28 : 1 : -9]
	-20	[-28 : 1 : -9]
	-19	[-28 : 1 : -9]
	-15	[-28 : 1 : -9]
	-12	[-28 : 1 : -9]

Con los valores obtenidos de P_{in} y P_{out} se tiene la estimación de la curva AM-AM como se muestra en la Figura 31(a), donde se presenta una comparación de la caracterización previa del DBP y la caracterización realizada mediante la técnica de dos tonos desiguales, para el caso particular donde la potencia P_{in} del canal 1 se mantiene a -28 dBm a una frecuencia de 2.2 GHz. Realizando la misma comparación, pero ahora para el caso de la ganancia con la calibración previa se tiene la Figura 31(b). En ambas figuras se observa que con la técnica de dos tonos desiguales, tanto el punto de compresión a 1 dB como la ganancia tienen similitud con la respuesta al tener un solo tono. Lo cual puede asociarse a que el nivel de "Back off", que se encuentra alejado del nivel de potencia de saturación del DBP.

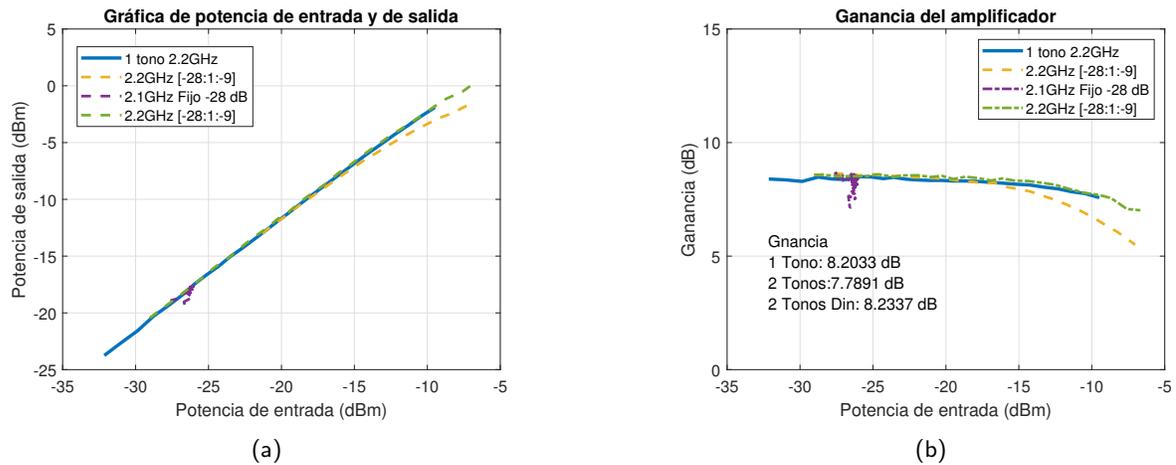


Figura 31. (a) Comparación de la conversión AM-AM a 2.2 GHz con la potencia de tono fijo a -28 dBm, (b) Ganancia en potencia a 2.2 GHz con la potencia de tono fijo a -12 dBm.

De forma similar con un valor de potencia fija cercano al punto de compresión de 1 dBm en el canal de referencia, se tiene $P_{in} = -12$ dBm y para el canal 2 el barrido en potencia P_{in} va de -28 dBm a -9 dBm, como se observa en la Figura 32(a), es posible apreciar que con la técnica de dos tonos desiguales el

punto de compresión a 1 dB se sitúa a un valor medio comparado con la caracterización mostrada en la Figura 29(b). En otras palabras, el punto de compresión a 1 dB ocurre a un nivel de potencia mayor que cuando se tienen dos tonos iguales, pero menor que cuando se tiene un solo tono. Estos resultados se muestran en la Tabla 6.

Tabla 6. Punto de compresión de 1 dB para 1 tono, 2 tonos simultáneos y 2 tonos desiguales.

Frecuencia	2.2 GHz
$P_{out_{max}}$	1 Tono \rightarrow -1.9048 dBm 2 Tonos simultáneos \rightarrow -3.2912 dBm 2 Tonos desiguales \rightarrow -1.3048 dBm

Esto también es visible con la comparación de la ganancia estimada anteriormente. La Figura 32(b) muestra que con la técnica de dos tonos desiguales la ganancia decae en un nivel de potencia P_{in} mayor cuando se tienen dos tonos simultáneos, pero cuando se tiene un solo tono, el nivel de potencia en el que decae es menor. Con la ganancia promedio en estos tres casos se tiene la Tabla 7.

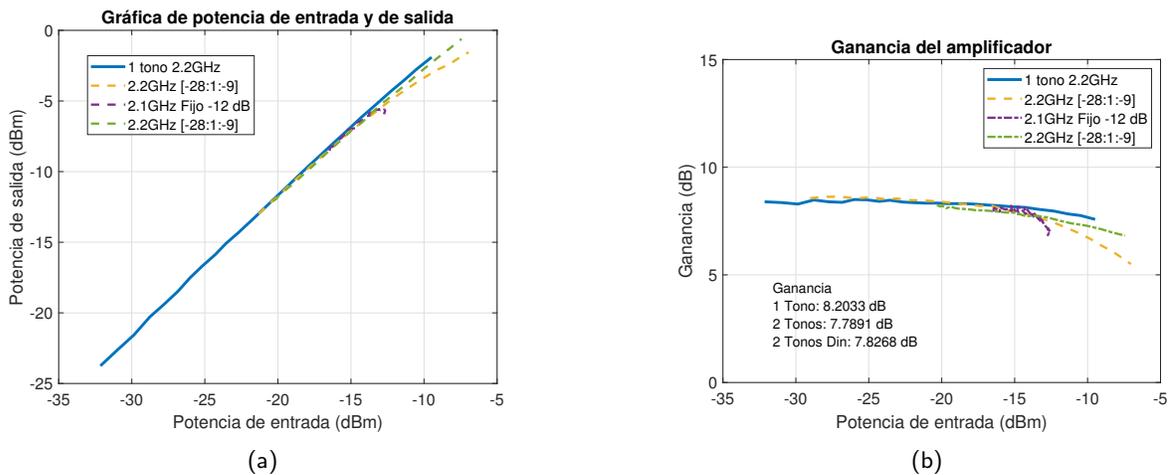


Figura 32. (a) Comparación de la conversión AM-AM a 2.2 GHz con la potencia de tono fijo a -12 dBm, (b) ganancia en potencia a 2.2 GHz con la potencia de tono fijo a -12 dBm.

Tabla 7. Ganancia en potencia de 1 para 1 tono, 2 tonos simultáneos y 2 tonos desiguales.

Frecuencia	2.2 GHz
Ganancia (dB)	1 Tono \rightarrow 8.2033 dB 2 Tonos simultáneos \rightarrow 7.7891 dB 2 Tonos desiguales \rightarrow 7.8268 dB

Un aspecto interesante presentado en el cambio del nivel de "Back off" del tono fijo, es que se presenta un pequeño desplazamiento en la potencia de salida del DBP y que es más notorio conforme el nivel de back off se acerca al punto de compresión de 1 dB, por lo que se asume que dicho desplazamiento se debe a los efectos que el tono dinámico presenta sobre el tono fijo conforme esté se acerca al punto de compresión de 1 dB del DBP.

Para la estimación de la conversión AM-PM se considera el banco de medida modificado de la Figura 22. Como se mencionó anteriormente, para este dispositivo se descarta el uso del driver ZHL-4240+, sin embargo, la calibración para realizar la estimación AM-PM se aplica como fue descrita en la sección 4.2 de este capítulo.

Lo que lleva a la generación de un tono con un valor de potencia conocido P_{in} de -38 dBm a -18 dBm, cuyos valores se encuentran dentro del rango dinámico tanto del AWG como del DBP. Para obtener el valor de P_2 se tiene la medida del analizador de espectros HP 70004-A, a esta medida se le suma el factor de acoplamiento y las pérdidas ocasionadas por la inserción del acoplador direccional, además de las pérdidas del aislador y las pérdidas del puerto 2 del combinador, para ubicar el valor de P_2 en el puerto 3 del combinador. El factor de acoplamiento y pérdidas del acoplador direccional, el aislador y el combinador se obtienen de sus parámetros S que previamente fueron medidos. Mientras que para la estimación del valor de P_T se obtiene la medida con el analizador de espectros UXA, a la que se le resta el valor del atenuador variable (30 dB) para de la misma forma ubicar el valor de P_T en el puerto 3 del combinador.

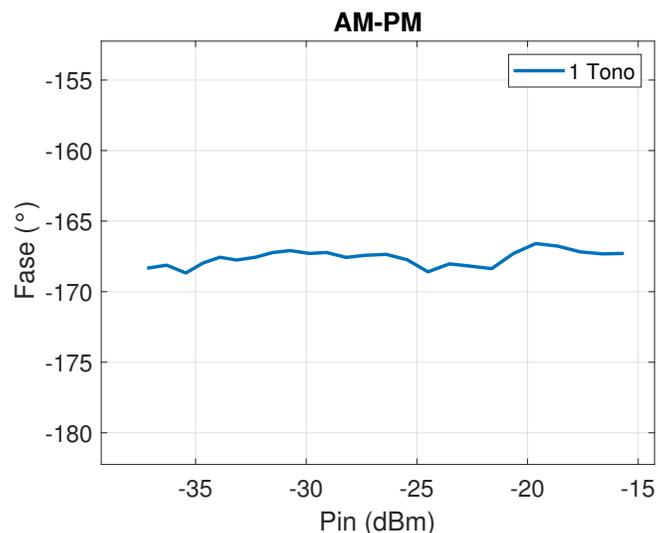


Figura 33. Característica AM-PM de MAV-1.

Con los valores de P_1 , P_2 y P_T conocidos, se comprueba si el valor de P_T obtenido del analizador de espectros UXA, se encuentra dentro del rango de potencia entre P_A y P_B que fueron descritas en las ecuaciones 18 y 19 de la sección 4.2. Por lo que al encontrarse dentro de estos límites, se puede aplicar la Ecuación 17 y con ello calcular la diferencia de fase que existe entre P_1 y P_2 como se muestra en la Figura 33. Es importante recordar que esta característica es una relación en el cambio de fase producto de las variaciones en amplitud de la señal de entrada. Considerando una fase promedio con 1 tono de -167.6196° .

4.5. Caracterización de amplificador de potencia

Una vez que las pruebas de la generación de los tonos se han llevado a cabo, implementando el sistema desarrollado en la Figura 15(b), se caracteriza un amplificador de potencia, modelo CMPA0060002F1 el cual es un circuito integrado de microondas monolítico (MMIC) basado en nitruro de galio (GaN) con transistores tipo HEMT (High Electron Mobility Transistor) Figura 34.

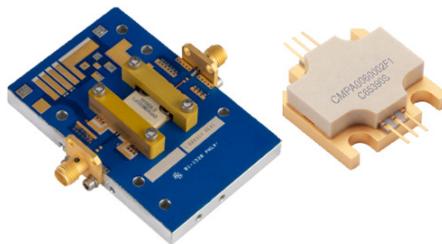


Figura 34. Amplificador de potencia: CMPA0060002F1.

Una de las características más importantes de este amplificador, es que es un amplificador de banda ultra ancha. Este tipo de amplificadores mejoran la calidad de la señal de televisión análoga, digital y televisión por cable, así como en las redes de telecomunicaciones, siendo un componente fundamental de los sistemas y aplicaciones de comunicaciones inalámbricas, debido a su amplio ancho de banda de DC a 6 GHz resulta ser un buen instrumento de prueba para diferentes aplicaciones.

En la Figura 35 se muestra el esquema de polarización que se utiliza para este AP, se utilizan dos fuentes de voltaje una de ellas para drenador-fuente y la otra para compuerta-fuente, también se requieren dos amperímetros para medir la corriente de drenador fuente (I_{DS}) y corriente compuerta fuente (I_{GS}).

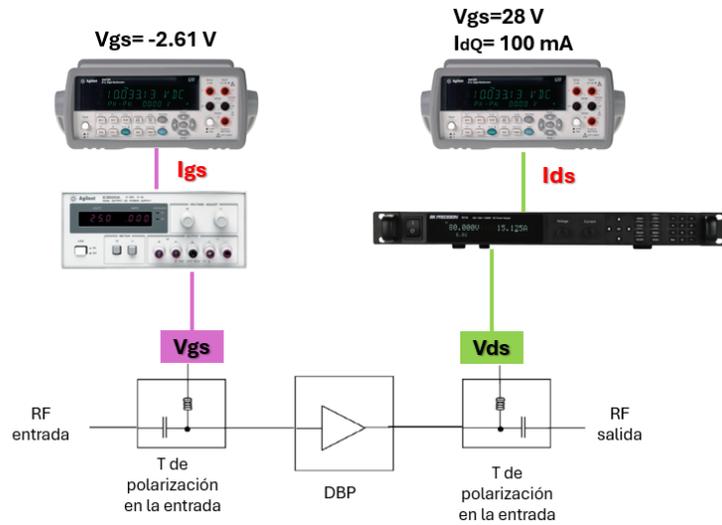


Figura 35. Esquema de polarización Amplificador de potencia CMPA0060002F1.

Las frecuencias en las que el dispositivo tiene una mejor adaptación en la salida de acuerdo sus parámetros S_{11} se encuentra en 1 GHz. Mientras que una adaptación aceptable en la entrada se encuentra en 3.2 GHz como se muestra en la Figura 36. Así la caracterización se lleva a cabo primero a 1 GHz y posteriormente a 3.2 GHz, que se encuentran dentro del ancho de banda de los elementos que conforman el sistema, principalmente de los aisladores.

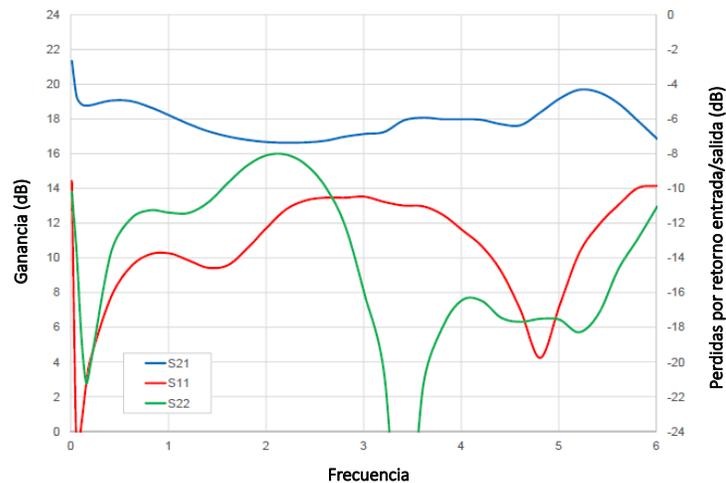


Figura 36. Ganancia en pequeña señal y pérdidas por retorno del AP.

La característica AM-AM del amplificador a 1 GHz se obtiene considerando 1 tono y 2 tonos a la entrada del dispositivo. Para el AP se considera el banco de medida de la Figura 15(b), así como el rango dinámico del DBP que corresponde a $P_{in_{max}} = 26.9$ dBm para alcanzar el punto de saturación.

Siguiendo el mismo procedimiento de caracterización con el MAV-1 descrito en la sección 4.4, se realiza la caracterización del AP primero usando un tono a la frecuencia de 1 GHz, posteriormente a 1.1 GHz y finalmente considerando los dos tonos de forma simultánea.

Cuando se caracteriza con un tono, tanto para la frecuencia de 1 GHz como para la frecuencia de 1.1 GHz, se considera un barrido en potencia de entrada (P_{in}) de -39 dBm a -6 dBm y una diferencia de fase de 0° entre ambos tonos. La obtención de P_{in} y P_{out} es a partir del procedimiento descrito al inicio del capítulo, considerando el banco de medida de la Figura 15(b) y así estimar la curva AM-AM para la frecuencia de 1 GHz que se muestra en la Figura 37.

Para la caracterización de dos tonos con la misma amplitud a la frecuencia de 1 GHz y 1.1 GHz respectivamente, se considera un barrido de potencia de entrada (P_{in}) de -39 dBm a -6 dBm y una diferencia de fase de 0° entre ambos tonos. La curva AM-AM para la frecuencia de 1 GHz también se muestra en la Figura 37.

En la Figura 37 se muestra la comparación de la caracterización realizada con un tono y con dos tonos de amplitud igual para una frecuencia de referencia a 1 GHz. En donde es visible como el punto de compresión a 1 dB ocurre a un nivel de potencia de entrada mayor cuando se tiene un tono, a diferencia de cuando se tienen los dos tonos de amplitud igual cuyo valor de potencia de entrada es menor. Estos resultados se muestran en la Tabla 8.

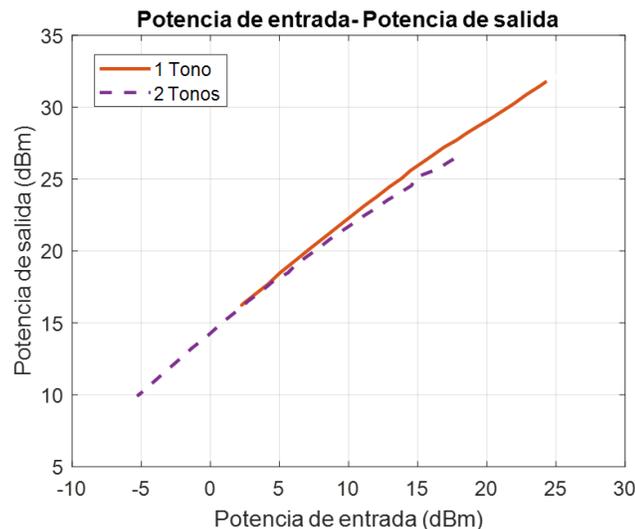


Figura 37. Característica AM-AM para 1 tono y 2 tonos (dinámicos).

Tabla 8. Punto de compresión de 1 dB, para 1 tono y 2 tonos (dinámicos).

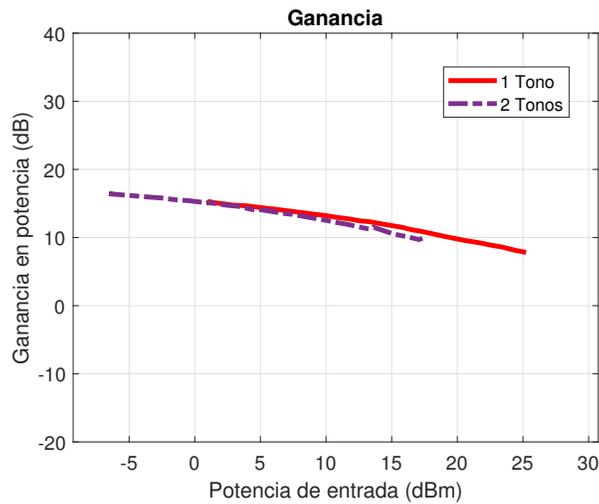
Frecuencia	1 GHz
$P_{out_{max}}$	1 Tono \rightarrow 33 dBm 2 Tonos simultáneos \rightarrow 21 dBm

De acuerdo a la Figura 37, la relación que existe entre la potencia de salida y la potencia de entrada (curva AM-AM), presenta un cambio lineal con respecto al incremento de la potencia de entrada al dispositivo, hasta llegar al punto de compresión de 1 dB, donde el comportamiento deja ser lineal para pasar a la etapa de saturación del dispositivo.

Por otro lado, en la Figura 38 se observa como la ganancia calculada de acuerdo con la Ecuación 9, decae conforme aumenta el valor de la potencia de entrada. En esta figura se tiene una comparación a la frecuencia de referencia de 1 GHz para la caracterización con un tono y dos tonos de amplitud igual. En donde los valores de la ganancia promedio para ambos casos se presentan en la Tabla 9, se observa mayor valor de ganancia cuando se tienen dos tonos del mismo valor de amplitud, a diferencia de cuando se tiene un solo tono.

Tabla 9. Ganancia en potencia para 1 tono y 2 tonos (dinámicos).

Frecuencia	1 GHz
Ganancia (dB)	1 Tono \rightarrow 12.4437 dB 2 Tonos simultáneos \rightarrow 10.8880 dB

**Figura 38.** Ganancia en potencia para 1 tono y 2 tonos (dinámicos).

Como parte de la caracterización del DBP se tienen las mediciones de corriente, las cuales se consideran para determinar si el dispositivo se encuentra dentro de su región no lineal. La corriente I_{GS} fluye entre la compuerta y la fuente del transistor; su respuesta se mantiene constante, hasta que se encuentra cercana al punto de compresión en donde decrece abruptamente. Mientras que la corriente I_{DS} fluye entre el drenador y la fuente del transistor, hasta que se encuentra cercana al punto de compresión esta crecerá exponencialmente. El comportamiento depende del número de tonos, a menor número de tonos, mayor será la potencia de salida.

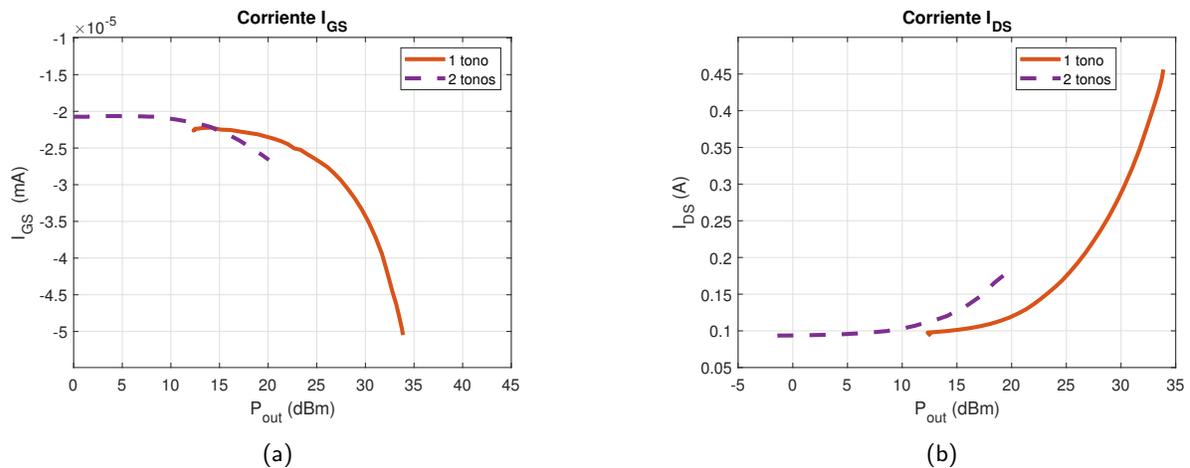


Figura 39. (a) Corriente I_{GS} , (b) corriente I_{DS} .

Como se muestra en la Figura 39, conforme se acerca al punto de compresión de 1 dB del DBP la corriente I_{GS} decrecerá mientras que, la corriente I_{DS} crece, y el comportamiento cuando se tiene solo un tono y cuando se tienen dos es notable, ya que con un solo tono el aumento o decremento es más lento a diferencia de cuando se tienen dos tonos iguales moviéndose al mismo tiempo.

Por otro lado, la eficiencia en el drenador representa la cantidad de potencia de salida (P_{out}) transferida desde la fuente (P_{DC}), mientras que la eficiencia de potencia añadida (PAE), depende del punto de polarización.

Considerando el primer tono, se observa que se tiene una eficiencia máxima de 19% al llegar al punto de saturación, mientras que al agregar otro tono, este valor de eficiencia disminuye a un 4%. Una eficiencia alta significa que el amplificador está convirtiendo más energía de entrada en energía de salida. El mismo efecto ocurre con la PAE para el primer tono con un valor de 17% y con el segundo disminuye significativamente. La PAE también mide la cantidad de energía de entrada que se pierde en forma de

calor, como se observa en la Figura 40.

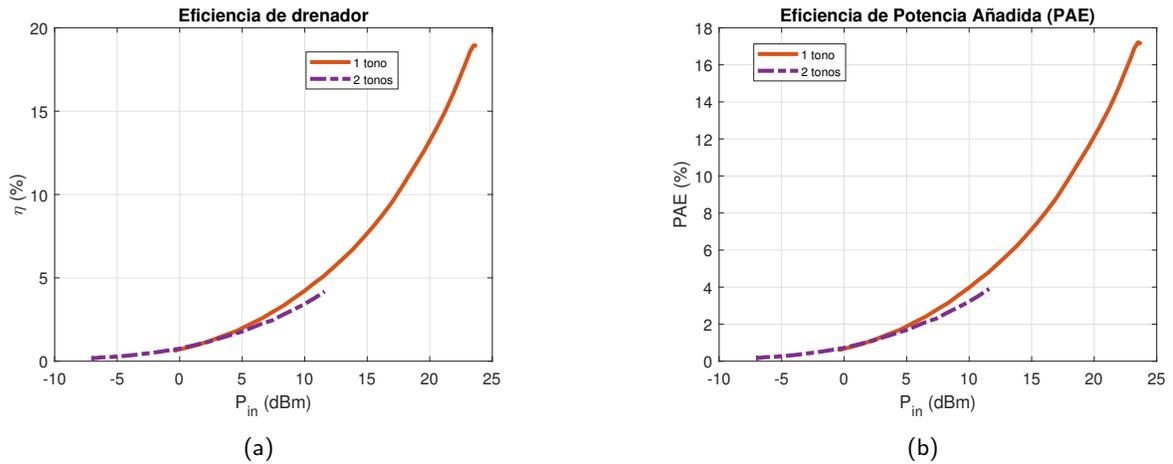


Figura 40. (a) Eficiencia en el drenador, (b) eficiencia de potencia añadida (PAE).

Para esta frecuencia de referencia se tuvo una limitante importante para realizar la estimación de las curvas AM-PM, que está relacionada con el ancho de banda de los aisladores utilizados en el banco de medida de la Figura 22. Ya que al estar fuera del ancho de banda se podría presentar un aislamiento menor, mayores pérdidas de inserción e incluso la señal podría presentar distorsiones. Ajustando el banco de medida, se realiza la caracterización para la siguiente frecuencia de interés de 3.2 GHz.

A la frecuencia de 3.2 GHz y 3.3 GHz se hace la caracterización con un tono, dos tonos con amplitud igual y con la técnica de dos tonos de amplitud desigual. Para la obtención de la característica AM-AM, el rango dinámico de la potencia de entrada del DBP cambia debido al corrimiento en frecuencia, lo que corresponde $P_{in_{max}} = 26.1$ dBm para alcanzar el punto de compresión a 1 dB. Con el procedimiento de caracterización descrito anteriormente, utilizando el banco de medida mostrado en la Figura 22. Se considera un rango dinámico de potencia de entrada (P_{in}) de -39 dBm a -11 dBm para ambos tonos y un desfase entre ellos de 0° . En la Figura 41 se grafican las curvas AM-AM de esta caracterización.

De manera similar que en la caracterización del MAV-1, el AP se caracteriza aplicando la técnica de dos tonos desiguales. Se generan dos tonos a la frecuencia de 3.2 GHz y 3.3 GHz. En este caso, el segundo tono actúa como tono de referencia a 3.3 GHz, mientras que el tono a 3.2 GHz tendrá un comportamiento dinámico. Ambos tonos se enviarán por el mismo canal del AWG. Para el tono de referencia se establecen diferentes niveles fijos de potencia P_{in} dentro del rango dinámico del DBP, un primer caso

es un tono fijo a -35 dBm. Por otro lado, para el tono a 3.2 GHz se realiza un barrido en potencia P_{in} de -39 dBm a -10 dBm, manteniendo un desfase entre ambos tonos de 0° . Con la finalidad de poder caracterizar el AM-PM para este AP bajo las mismas condiciones, se considera la configuración del banco de medida mostrado en la Figura 22.

Vale la pena aclarar que, de acuerdo con la configuración en la Figura 22 se tiene una potencia máxima a la entrada del AP de $P_{in}=15$ dBm. Esto se debe a las pérdidas que existen en la conexión del driver, el divisor y las interconexiones a la entrada del AP, que hacen un total de 7 dB aproximadamente. Estos 7 dB se restan al valor máximo que puede entregar el driver, manteniéndose en su zona lineal y con ganancia constante. Tomando en cuenta estas consideraciones se caracteriza el AP, con un rango dinámico del AWG de -39 dBm a -18 dBm, lo que se traduce a un rango dinámico de potencia de entrada al AP de -0.6 dBm a 15 dBm con lo que el AP comienza a saturarse sin lograr llegar al mismo nivel de potencia presentado en la Figura 37.

En la Figura 41 se muestran las curvas AM-AM de esta caracterización. En donde, igual que el caso anterior, se observa como el dispositivo se empieza a comprimir a una potencia de entrada menor cuando están presentes dos tonos que tienen una amplitud igual, a diferencia de cuando se tiene un solo tono que el DBP se comprime a una potencia de entrada mayor. De forma similar ocurre cuando se tienen dos tonos de amplitud desigual. La compresión del dispositivo ocurre a una potencia de entrada mayor que cuando se tienen dos tonos, pero menor cuando se tiene un tono en la entrada. Esto se ve reflejado en el punto de compresión de 1 dB; estos resultados se muestran en la Tabla 10.

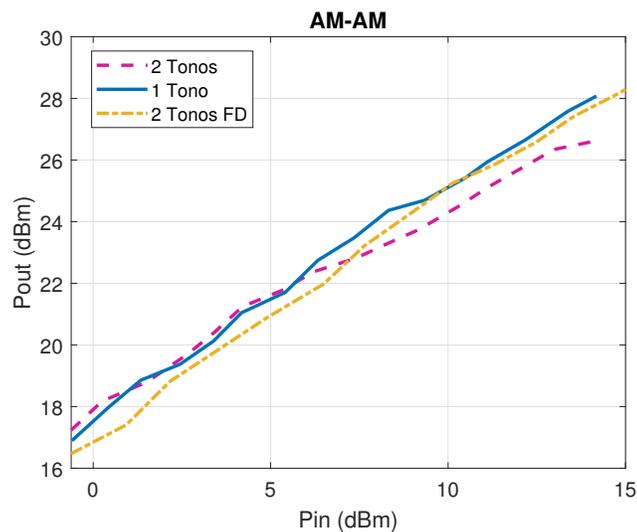


Figura 41. Característica AM-AM a 3.2 GHz, para 1 tonos, 2 tonos amplitud iguales y 2 tonos desiguales.

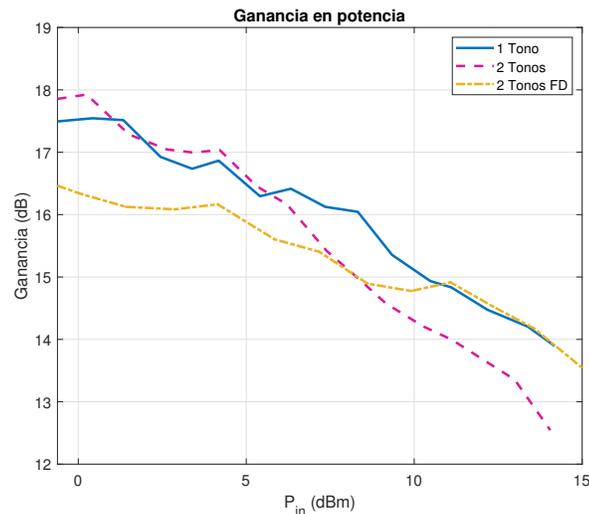
Tabla 10. Punto de compresión de 1 dB a 3.2 GHz, para 1 tonos, 2 tonos amplitud iguales y 2 tonos desiguales.

Frecuencia	3.2 GHz
$P_{out_{max}}$	1 Tono \rightarrow 26.25 dBm 2 Tonos simultáneos \rightarrow 23 dBm 2 Tonos desiguales (FD:-35dB) \rightarrow 26.59 dBm

En la Figura 42 se muestra la ganancia obtenida a partir de la Ecuación 9 y como comienza a decaer conforme la potencia de entrada aumenta y se acerca más al punto de compresión de 1 dB. Para la caracterización con un tono, la ganancia decae con un valor de potencia de entrada mayor, que cuando se tienen dos tonos de amplitud igual. Mientras que para dos tonos con amplitud desigual, la ganancia decae a una potencia mayor que cuando se tienen dos tonos, pero menos cuando se tiene un tono. Los resultados de la ganancia promedio calculada se muestran en la Tabla 11.

Tabla 11. Ganancia en potencia para 1 tonos, 2 tonos amplitud igual y 2 tonos amplitud desigual.

Frecuencia	3.2 GHz
Ganancia (dB)	1 Tono \rightarrow 15.5981 dB 2 Tonos simultáneos \rightarrow 15.9788 dB 2 Tonos desiguales (FD:-35dB) \rightarrow 15.4444 dB

**Figura 42.** Ganancia en potencia para 1 tono, 2 tonos amplitud igual y 2 tonos amplitud desigual. a 3.2 GHz.

Una característica importante con relación a la variación de fase de una señal de entrada con respecto a la potencia de entrada al DBP, es la conversión AM-PM. La cual es obtenida a partir del procedimiento descrito en la sección 4.2 para el control de fase. En la figura 43, se tiene la respuesta de la potencia de

entrada con respecto al desfase calculado, para la caracterización del AP cuando se tiene un tono, dos tonos de igual amplitud y dos tonos con amplitud desigual.

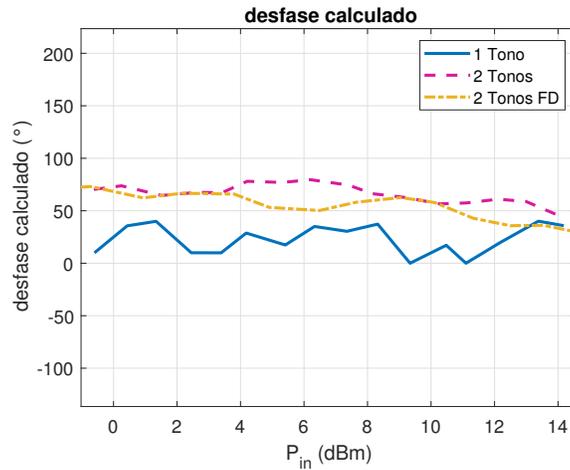


Figura 43. Característica AM-PM de AP a 3.2 GHz.

La medición de la corriente muestra como conforme aumenta la potencia de entrada, el dispositivo puede tener un comportamiento lineal hasta llegar cercano al punto de compresión de 1 dB, la corriente I_{DS} presenta un incremento exponencial. Como se ha visto en los resultados anteriores de las curvas AM-AM, AM-PM y ganancia, se observa en la Figura 44 que para la corriente I_{GS} e I_{DS} existe una respuesta similar respecto a la potencia de entrada, es decir, con un tono se tiene una potencia de entrada mayor hasta el punto en el que el DBP comienza a estar en modo saturado, para el caso de dos tonos desiguales es menor cuando se tiene un tono, pero mayor cuando se tienen dos tonos iguales.

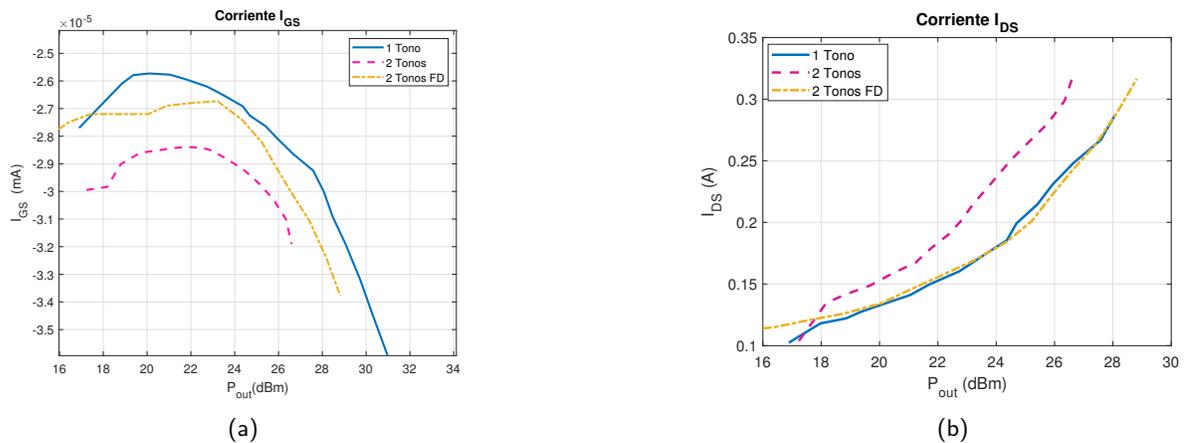


Figura 44. (a) Corriente I_{GS} , (b) corriente I_{DS} .

En la Figura 45 la eficiencia, tanto en el drenador como la eficiencia de potencia añadida, presenta un cambio exponencial cuando el DBP cambia al modo saturado. Como se ha mencionado anteriormente, la respuesta para las tres formas de caracterización de acuerdo a la potencia de entrada se mantienen, es decir, para un tono en la entrada P_{in} es mayor para llegar al modo saturado, con dos tonos desiguales la potencia es menor, pero mayor cuando se tienen dos tonos de igual amplitud.

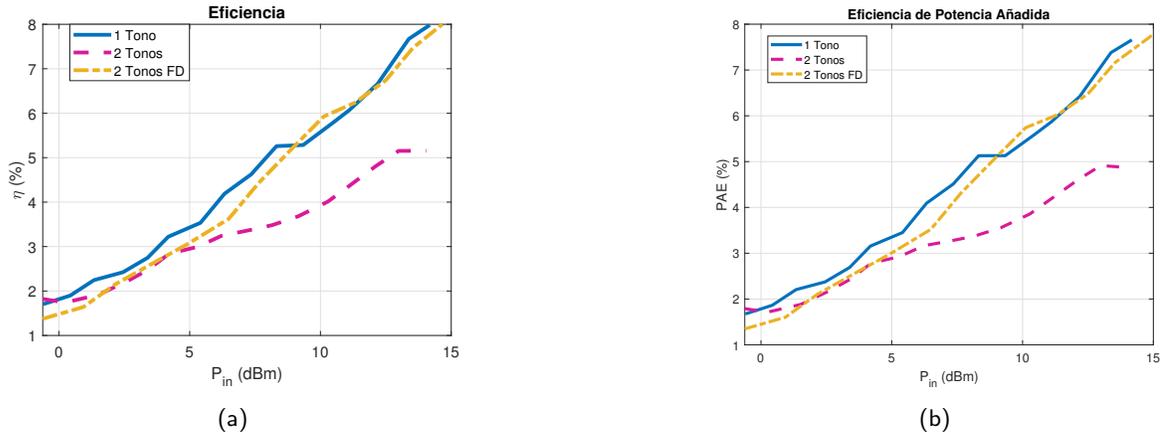


Figura 45. (a) Eficiencia en el drenador, (b) eficiencia de potencia añadida (PAE).

Se puede observar que los resultados mostrados en la Figura 41, 42, 44 y 45 son consistentes con los resultados mostrados en la Figura 37, 38, 39 y 40 considerando el valor de potencia máxima $P_{in}=15$ dBm.

Capítulo 5. Conclusiones

En este trabajo se desarrolló un sistema que permite obtener las principales características de un AP como son ganancia, conversión AM-AM, conversión AM-PM, eficiencia del drenador y eficiencia de potencia añadida, en función de la potencia de entrada de una señal generada por medio de un AWG, implementado para uno y dos tonos. La practicidad de este sistema se encuentra en el envío de señales multitonos por medio de un solo canal, lo cual reduce significativamente la implementación física del sistema, es importante mencionar que dicho sistema permite tener un gran rango dinámico en el que el AWG se mantiene lineal es decir no se presentan distorsiones, de la misma forma es escalable en frecuencia y potencia, modificando los componentes, como lo son: el acoplador direccional, el atenuador, los aisladores y de ser necesario el driver.

En los resultados presentados se observó cómo la ganancia, eficiencia en el drenador y PAE del AP se degradan cuando se tienen señales multitono. Los resultados experimentales de AM-AM y ganancia demuestran que al ir aumentando el número de tonos en la señal de entrada del AP, este se satura a una menor potencia de salida y en consecuencia, la ganancia también se comprime a una potencia de entrada menor. Mientras que con la caracterización usando la técnica de dos tonos desiguales, el DBP presentó una potencia de salida mayor que cuando se tienen dos tonos de igual amplitud, pero menor cuando se tiene un solo tono en la entrada. Es decir, el comportamiento depende del número de tonos, mientras menor sea el número de tonos mayor será la potencia de salida. Por lo que se consideran los siguientes aspectos importantes, que ocurren debido a las condiciones de Back Off, a las cuales fue sometido el dispositivo:

- La linealidad del amplificador puede mantenerse en un nivel similar que cuando se excita con un solo tono. Lo que reduce las distorsiones no lineales como la intermodulación (IMD).
- La distorsión AM-PM, según los niveles de back off, tiende a una respuesta similar que cuando se tiene un solo tono. Un desplazamiento de fase significativo puede causar distorsión en señales moduladas.

Al realizar los experimentos se consideraron las corrientes I_{GS} e I_{DS} para encontrar el punto de saturación del AP. La corriente I_{DS} presenta un crecimiento exponencial a partir del punto de compresión de 1 dB, de forma similar que I_{GS} la cual cambia abruptamente conforme se va acercando al punto de saturación.

Algo importante a considerar son los parámetros S previamente obtenidos de los elementos que conformarán el banco de medición, para identificar sus pérdidas por inserción y su acoplamiento durante la caracterización del DBP. Del mismo modo no despreciar efectos que los mismos componentes pudieran presentar como es el caso, de las reflexiones cuando se trabaja a alta frecuencia, pues estos efectos pueden afectar considerablemente y verse reflejados en los errores de medida. Por ello, es muy importante también, verificar que todos los elementos que conforman el sistema estén caracterizados y se encuentren en el mismo ancho de banda.

En particular, las aportaciones de este trabajo son:

- El desarrollo de un sistema de medida dinámico para la generación de señales por medio de un AWG. Además de que se puede modificar dependiendo del DBP a caracterizar basándose en su ancho de banda y el rango dinámico de cada uno de los dispositivos que conforman el sistema.
- El estudio de la respuesta de los parámetros importantes a considerar en la caracterización de un DBP, al utilizar señales multitonos enviadas por un solo canal del módulo del AWG.
- Implementación del sistema dinámico para dos tonos con el mismo valor de amplitud (P_{in}), también para dos tonos con amplitud desigual, considerando diferentes niveles de Back Off.
- Desarrollo del sistema que permite obtener las características AM-AM y AM-PM con potencia de entrada dinámica.

5.1. Trabajo futuro

El estudio de las no linealidades que pueden estar presentes en un sistema de comunicación, es fundamental porque afectan directamente el rendimiento del sistema y la calidad de la señal amplificada. Entender las no linealidades permite mejorar los modelos de simulación, por lo que continuar con el estudio de las no linealidades es esencial para optimizar el desempeño de dispositivos y para garantizar un funcionamiento confiable en aplicaciones de alta exigencia. Por lo que, continuando en esta línea de investigación, se puede considerar lo siguiente:

- Mejorar la adquisición de las medidas de potencia (P_{in} , P_{out}) y reducir las diferencias causadas por variaciones en la resolución y promediado de dos analizadores de espectros, se sugiere utilizar

un switch que se conecte a un único analizador. Esto permitirá alternar entre la medición de la potencia de entrada y la potencia de salida del DBP, garantizando así una mayor consistencia en los resultados.

- Agregar un acoplador direccional al banco de medición para poder automatizar la obtención de P_{in} en tiempo cuasi-real, para la curva AM-AM.
- Considerar otro driver cuya potencia de salida sea lo suficientemente alta para poder llevar a mayor saturación el AP y lograr mayor eficiencia.
- Optimizar la interfaz de usuario para la generación y envío de tonos del AWG.
- Expandir la generación de tonos a más de 2 tonos.
- Utilizar el sistema de medición para caracterizar transistores y amplificadores de potencia con señales multitono en un sistema de Load Pull de gran señal.

Literatura citada

- Acciari, G., Colantonio, P., De Dominicis, M., & Rossi, M. (2003). A Fast AM/AM and AM/PM Characterization Technique. Medium: application/pdf Publisher: Alma Mater Studiorum - Università di Bologna, <https://doi.org/10.6092/UNIBO/AMSACTA/469>.
- Albulet, M. (2001). *RF Power Amplifiers*. Noble Publishing Corporation.
- Campbell, C. & Brown, S. (2001). Application of the unequal two-tone method for AM-AM and AM-PM characterization of MMIC power amplifiers. In *2001 IEEE Emerging Technologies Symposium on BroadBand Communications for the Internet Era. Symposium Digest (Cat. No.01EX508)*, 103–106, Richardson, TX, USA. IEEE. <https://doi.org/10.1109/ETS.2001.979433>.
- Ciccognani, W., Colantonio, P., Giannini, F., Limiti, E., & Rossi, M. (2004). AM/AM and AM/PM power amplifier characterisation technique. In *15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (IEEE Cat. No.04EX824)*, 678–681, Warsaw, Poland. IEEE. <https://doi.org/10.1109/MIKON.2004.1357126>.
- Cunha, T. R., Cabral, P. M., & Nunes, L. C. (2014). Characterizing power amplifier static AM/PM with spectrum analyzer measurements. In *2014 IEEE 11th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD14)*, 1–4, Castelldefels-Barcelona, Spain. IEEE. <https://doi.org/10.1109/SSD.2014.6808883>.
- Ghannouchi, F., Wakana, H., & Tanaka, M. (2000). A new unequal three-tone signal method for AM-AM and AM-PM distortion measurements suitable for characterization of satellite communication transmitters/transponders. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 48(8), 1404–1407. <https://doi.org/10.1109/22.859487>.
- Gillet, V., Bouslama, M., Piotrowicz, S., Potier, C., Patard, O., Prigent, M., Nallatamby, J.-C., Chang, C., & Quere, R. (2019a). Linearity and Efficiency Characterization of AlGaIn/GaN and InAlGaIn/GaN HEMTs devices using Multi-tone Large Signal Measurements. In *2019 49th European Microwave Conference (EuMC)*, 567–570, Paris, France. IEEE. <https://doi.org/10.23919/EuMC.2019.8910734>.
- Gillet, V., Bouslama, M., Teyssier, J.-P., Prigent, M., Nallatamby, J.-C., & Quere, R. (2019b). An Unequally Spaced Multi-Tone Load–Pull Characterization Technique for Simultaneous Linearity and Efficiency Assessment of RF Power Devices. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 67(7), 2505–2513. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2019.2918799>.
- Herrera del Cueto, L. (2020). Diseño de un amplificador de potencia Clase-E de banda ancha usando filtros en las redes de adaptación. *Ingeniería Electrónica, Automática y Comunicaciones*, 41, 18–29. http://scielo.sld.cu/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S1815-59282020000200018&nrm=iso.
- Honarvar, M., Moghaddasi, M., & Eskandari, A. (2009). Power amplifier linearization using feedforward technique for wide band communication system. In *2009 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT)*, 72–75, Singapore. IEEE. <https://doi.org/10.1109/RFIT.2009.5383686>.
- Jardel, O., De Groote, F., Charbonniaud, C., Reveyrand, T., Teyssier, J. P., Quere, R., & Floriot, D. (2007). A Drain-Lag Model for AlGaIn/GaN Power HEMTs. In *2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, 601–604, Honolulu, HI, USA. IEEE. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2007.379972>.
- Jáuregui Durán, R. (2010). *Desarrollo de un sistema de medición AM-AM y AM-PM para caracterizar transistores y amplificadores de potencia en la banda de frecuencias 1-6 GHz*. [Tesis de Maestría en Ciencias, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California]. Repositorio Institucional: <https://cicese.repositorioinstitucional.mx/jspui/handle/1007/205>.

- Kazimierczuk, M. K. (2015). *RF power amplifiers*, (2a ed.). Wiley.
- Kenington, P. B. (2000). *High-linearity RF amplifier design*. Artech House microwave library. Artech House, Boston, Mass.
- Lizárraga, B. (2009). *Estudio teórico y experimental de la configuración de transmisor desfasado para mejorar la eficiencia empleando amplificadores de potencia clase E*. [Tesis de Doctorado en Ciencias, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California]. Repositorio Institucional: <https://cicese.repositorioinstitucional.mx/jspui/handle/1007/1884>.
- Lugo Velázquez, I. (2023). *Generación de señales multitono para su aplicación en la caracterización de amplificadores de potencia*. [Tesis de Maestría en Ciencias, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California]. Repositorio Institucional: <https://cicese.repositorioinstitucional.mx/jspui/handle/1007/3921>.
- Malfavaun Gonzalez, E. J. (2016). *Investigación e implementación del "Envelope Load-Pull" para la caracterización de transistores de potencia*. [Tesis de Maestría en Ciencias, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California]. Repositorio Institucional: <https://cicese.repositorioinstitucional.mx/jspui/handle/1007/579>.
- Nunes, L. C., Cabral, P. M., & Pedro, J. C. (2013). A physical model of power amplifiers AM/AM and AM/PM distortions and their internal relationship. In *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, 1–4, Seattle, WA, USA. IEEE. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2013.6697497>.
- Nunes, L. C., Gomes, J. L., Cabral, P. M., & Pedro, J. C. (2018). A Simple Method to Extract Trapping Time Constants of GaN HEMTs. In *2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS*, 716–719, Philadelphia, PA. IEEE. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2018.8439669>.
- Pozar, D. M. (2012). *Microwave engineering*, (4ta ed.). Wiley.
- Razavi, B. (2012). *RF microelectronics*, (2a ed.). Prentice Hall.
- Steer, M. (2019). *Microwave and RF Design Amplifiers and Oscillators*. North Carolina State University Libraries.
- Vuolevi, J. & Rahkonen, T. (2003). *Distortion in RF power amplifiers*. Artech House microwave library. Artech House.
- Yuzer, A. H. & Demir, S. (2010). A new phase measurement technique for RF power amplifier only measuring magnitudes. In *Progress in Electromagnetics Research Symposium*.

Anexos

Anexo A. Interfaz gráfica de usuario (GUI)

La interfaz gráfica controla la generación de tonos en una forma más sencilla como se muestra en la Figura 46, considerando los parámetros principales mencionados anteriormente. El procedimiento para utilizar la GUI se describe a continuación:

Figura 46. Ventana principal de la interfaz para la generación de tonos

- Como primer paso se debe indicar el número de tonos que se desean generar (un solo tono o dos tonos) los valores deben ser números enteros, de lo contrario se mostrara un error.
- Posteriormente se asignan los valores de frecuencia de inicio y frecuencia final para la generación de los tonos, usando notación científica para indicar la banda de frecuencia en que se generarán, por ejemplo, si el valor es 100 MHz deberá ser escrito como 100e+06.
- Para asignar los valores de magnitud y fase, estos deben contar con el mismo número de valores que los tonos, separando valores entre si con un espacio, sin el uso de paréntesis, corchetes, comas o comillas. Los valores de magnitud deben ser ingresados en dBm y en grados para la fase.
- Si se desea realizar la modificación de alguno de los tonos a generar, se debe indicar que tono se modificará y presionar el botón *Modificar* para realizar un barrido en magnitud o fase, según se indique. Esta opción queda a consideración del usuario.

- Una vez que se han cargado los parámetros principales al presionar el botón *Cargar*, se realizará el envío de los tonos generados a través de un canal del AWG.
- Con el botón *Reset* las casillas para el ingreso de los datos se colocan en cero y con el botón *Apagar equipo* se desconecta el AWG lo que impide que se carguen datos hasta que sea reiniciado.

Al presionar el botón de *Modificar* se presentan dos opciones para modificar el tono deseado, la primera consiste en hacer un barrido en magnitud y la segunda hacer un barrido en fase, Figura 47.

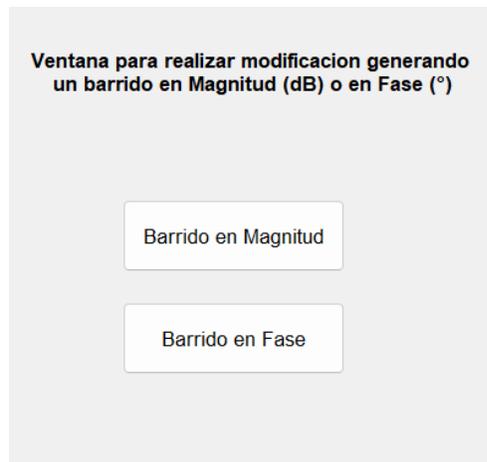


Figura 47. Ventana para la modificación de tonos

Cuando se realiza la selección del tipo de barrido se presenta una nueva ventana, Figura 48, en donde se indican valores de inicio, incremento y el valor final del barrido, para un comportamiento dinámico en magnitud o fase según corresponda. Los valores ingresados deberán ser números enteros.

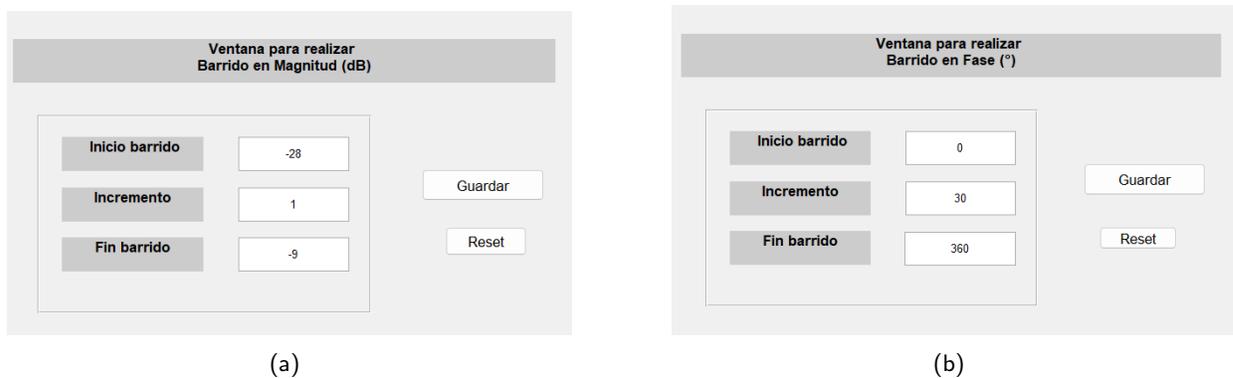


Figura 48. Ventana para realizar el barrido en la modificación del tono en: (a) magnitud, (b) fase

Una vez ingresados los datos, se forma un vector de valores que será sustituido en la ventana principal

de la GUI al presionar el botón *Guardar*. Con esto se garantiza la modificación del tono en amplitud o fase según corresponda. Posteriormente se pueden cargar los datos al AWG para la generación de tonos, para que siga el curso de la generación y la obtención de los datos en el analizador de espectros UXA y HP 70004-A.

Anexo B. Hoja de datos de amplificador MAV-1

Surface Mount

Monolithic Amplifier

MAV-1SM

50Ω, DC to 1000 MHz



CASE STYLE: RRR137

Features

- excellent VSWR, 1.15:1 typ.
- high gain
- output power, 2.6 dBm

Applications

- cellular
- VHF/UHF receivers/transmitters

Electrical Specifications @25°C

MODEL NO.	FREQ. (MHz) $f_L - f_U$	GAIN, dB Typical @MHz				MAXIMUM POWER, dBm		DYNAMIC RANGE		VSWR (:1) Typ.		ABSOLUTE MAXIMUM RATING**		DC POWER @ Pin 3				THERMAL RESISTANCE*** θ_{jc} , typ. °C/W	
		100	500	1000	Flatness	Min.*	Output (1 dB Comp.) Typ.	Input (no dmg.)	NF dB Typ.	IP3 dBm Typ.	In	Out	I (mA)	P (mW)	Current (mA)	Volt Typ.	Min.		Max.
MAV-1SM	DC-1000	18.2	17.5	16.1	±1.0	15.0	+2.6	+13	3.1	17	1.2	1.15	40	200	17	5.0	4.5	5.5	183

* Minimum gain at highest frequency. Full temperature range.
 ** Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded
 *** Thermal resistance θ_{jc} is from hottest junction in the device to the mounting surface of the leads.

Maximum Ratings

Operating Temperature	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C

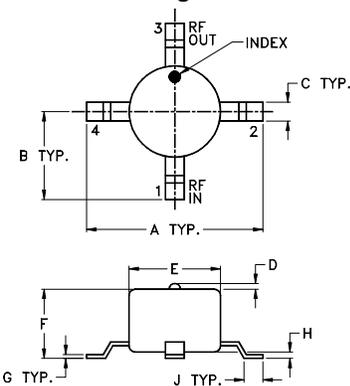
Pin Configuration

RF IN	1
RF OUT	3
DC	3
GND EXT.	2,4

model identification

Model	marking
MAV-1SM	1

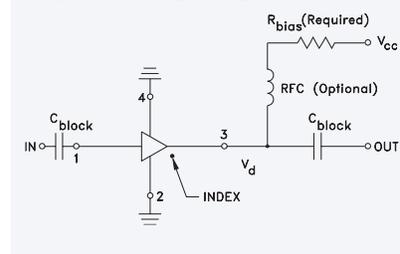
Outline Drawing



Outline Dimensions (inch/mm)

A	B	C	D	E	F	G	H	J	wt.
.28	.14	.030	.020	.145	.110	.006	.010	.030	grams
7.11	3.56	0.76	0.51	3.68	2.79	0.15	0.25	0.76	.015

typical biasing configuration (MAV)



Resistor Values

Vcc	"1%"
7	130
8	187
9	243
10	301
11	365
12	422
13	475
14	536
15	590



INTERNET <http://www.minicircuits.com>

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661

Distribution Centers NORTH AMERICA 800-654-7949 • 417-335-5935 • Fax 417-335-5945 • EUROPE 44-1252-832600 • Fax 44-1252-837010

ISO 9001 CERTIFIED

REV. OR
M87880
ED-9033D
MAV-1SM
YB/RS/CP
030702

Anexo C. Hoja de datos de amplificador de potencia CMPA0060002F1

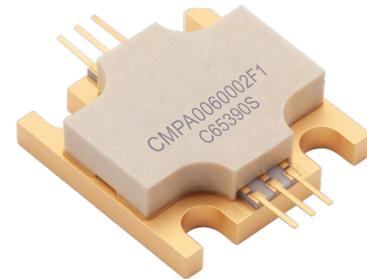


CMPA0060002F1

2 W, DC - 6.0 GHz, GaN MMIC Power Amplifier

Description

The CMPA0060002F1 is a gallium nitride (GaN) High Electron Mobility Transistor (HEMT) based monolithic microwave integrated circuit (MMIC). GaN has superior properties compared to silicon or gallium arsenide, including higher breakdown voltage, higher saturated electron drift velocity and higher thermal conductivity. GaN HEMTs also offer greater power density and wider bandwidths compared to Si and GaAs transistors. This MMIC employs a distributed (traveling-wave) amplifier design approach, enabling extremely wide bandwidths to be achieved in a small footprint screw-down package featuring a copper-tungsten heat sink.



PN: CMPA0060002F1
Package Type: 440219

Typical Performance Over 20 MHz - 6.0 GHz ($T_c = 25^\circ\text{C}$)

Parameter	20 MHz	0.5 GHz	1.0 GHz	2.0 GHz	3.0 GHz	4.0 GHz	5.0 GHz	6.0 GHz	Units
Small Signal Gain	21.4	19.3	18.2	16.7	17.1	18.0	19.2	16.8	dB
Saturated Output Power, P_{SAT}^1	5.9	5.5	5.7	4.8	4.5	4.6	4.6	3.3	W
Power Gain @ P_{SAT}^1	12.5	11.1	10.6	8.8	10.1	9.1	8.2	7.8	dB
PAE @ P_{SAT}^1	39	31	32	26	24	26	24	18	%

Note¹ P_{SAT} is defined as the RF output power where the device starts to draw positive gate current in the range of 2-4 mA

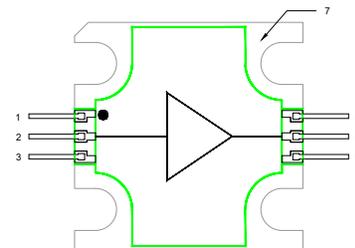
Note² $V_{DD} = 28\text{ V}$, $I_{DQ} = 100\text{ mA}$

Features

- 18 dB Small Signal Gain
- 4.8 W Typical P_{SAT}
- Operation up to 28 V
- High Breakdown Voltage
- High Temperature Operation
- 0.5" x 0.5" Total Product Size

Applications

- Ultra Broadband Amplifiers
- Fiber Drivers
- Test Instrumentation
- EMC Amplifier Drivers



1

MACOM Technology Solutions Inc. (MACOM) and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.

For further information and support please visit: <https://www.macom.com/support>

Rev. 1.0, 2022-8-26

Absolute Maximum Ratings (not simultaneous) at 25°C

Parameter	Symbol	Rating	Units
Drain-Source Voltage	V_{DS}	84	V_{DC}
Gate-Source Voltage	V_{GS}	-10, +2	
Storage Temperature	T_{STG}	-65, +150	°C
Operating Junction Temperature	T_J	225	
Maximum Forward Gate Current	I_{GMAX}	4	mA
Soldering Temperature ¹	T_S	245	°C
Screw Torque	τ	40	in-oz
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	4.3	°C/W
Case Operating Temperature ²	T_C	-40, +150	°C

Notes:

¹ Refer to the Application Note on soldering² Measured for the CMPA0060002F1 at $P_{BISS} = 2$ W
Electrical Characteristics ($T_C = 25^\circ\text{C}$)

Characteristics	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
DC Characteristics						
Gate Threshold Voltage ¹	$V_{GS(th)}$	-3.8	-3.0	—	V	$V_{DS} = 20$ V, $\Delta I_D = 2$ mA
Gate Quiescent Voltage	$V_{GS(Q)}$	—	-2.7	—	V_{DC}	$V_{DD} = 28$ V, $I_{DQ} = 100$ mA
Saturated Drain Current	I_{DC}	16.2	1.4	—	A	$V_{DS} = 6.0$ V, $V_{GS} = 2.0$ V
RF Characteristics						
Small Signal Gain at 20 MHz - 6.0 GHz	S21	—	15.1	—	dB	$V_{DD} = 28$ V, $I_{DQ} = 100$ mA
Input Return Loss at 2.5 - 6.0 GHz	S11	—	-8.3	—		
Output Return Loss at 2.5 - 6.0 GHz	S22	—	-10.4	—		
Power Output at 3.5 GHz	P_{OUT1}	—	3.7	—	W	$V_{DD} = 28$ V, $I_{DQ} = 100$ mA, $P_{IN} = 23$ dBm
Power Output at 4.0 GHz	P_{OUT2}	—	3.5	—		
Power Output at 6.0 GHz	P_{OUT3}	—	2.2	—		
Power Added Efficiency at 3.5 GHz	PAE_1	—	25	—	%	
Power Added Efficiency at 4.0 GHz	PAE_2	—	27	—		
Power Added Efficiency at 6.0 GHz	PAE_3	—	19	—		
Power Gain at 3.5 GHz	G_{P1}	—	12.6	—	dB	
Power Gain at 4.0 GHz	G_{P2}	—	12.4	—		
Power Gain at 6.0 GHz	G_{P3}	—	10.5	—		
Output Mismatch Stress	VSWR	—	—	5 : 1	Ψ	No damage at all phase angles, $V_{DD} = 48$ V, $I_{DQ} = 100$ mA, $P_{IN} = 23$ dBm Pulsed

Notes:

¹ The device will draw approximately 20-25 mA at pinch off due to the internal circuit structure

2

MACOM Technology Solutions Inc. (MACOM) and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice.
Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.

For further information and support please visit:
<https://www.macom.com/support>

Rev. 1.0, 2022-8-26

CMPA0060002F1



Typical Performance

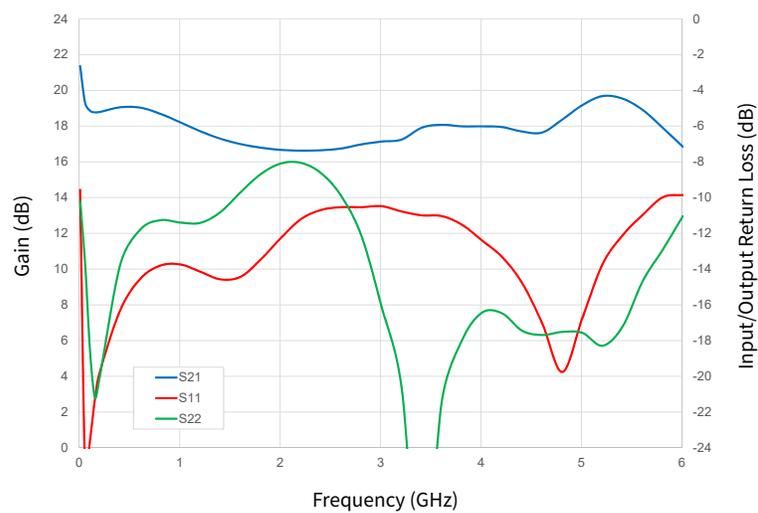


Figure 1. Small Signal Gain and Return Losses vs Frequency
 $V_{DD} = 28\text{ V}$, $I_{DQ} = 100\text{ mA}$

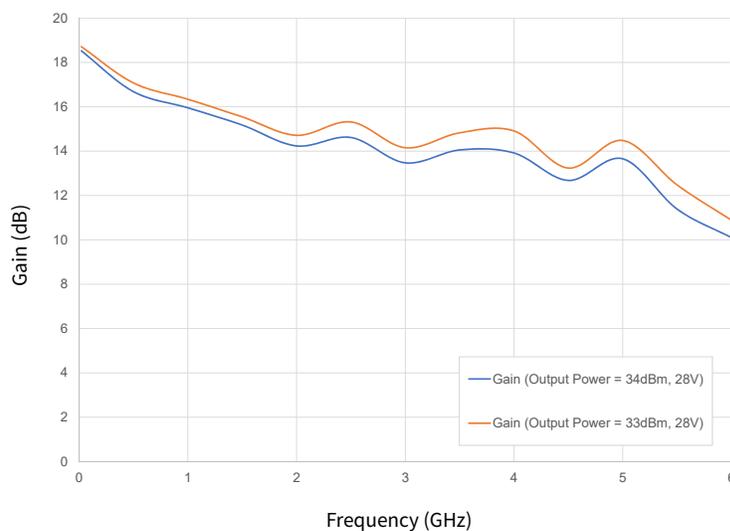


Figure 2. Power Gain vs Frequency
 $V_{DD} = 28\text{ V}$, $I_{DQ} = 100\text{ mA}$

3

MACOM Technology Solutions Inc. (MACOM) and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice.
 Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.

For further information and support please visit:
<https://www.macom.com/support>

Rev. 1.0, 2022-8-26

CMPA0060002F1



Typical Performance

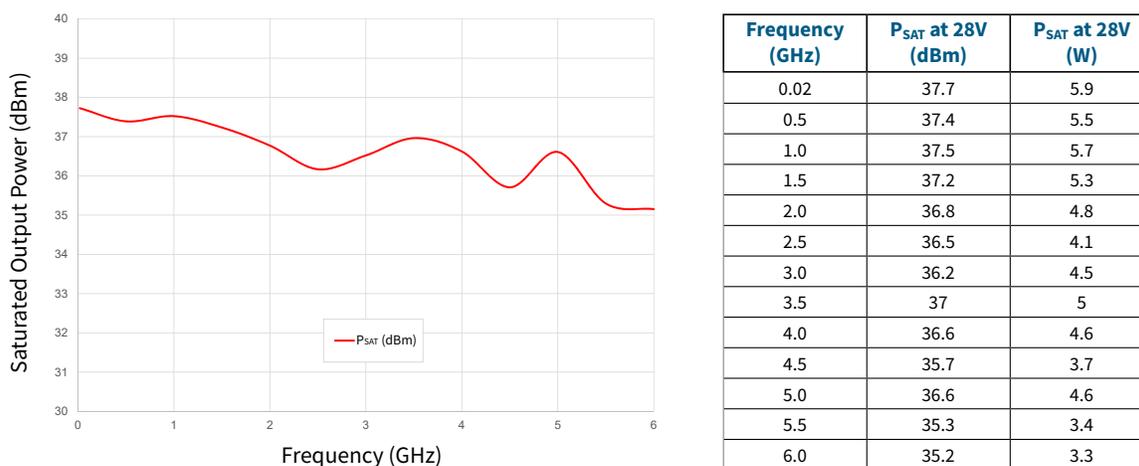


Figure 3. Saturated Output Power Performance (P_{SAT}) vs Frequency
V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 100 mA

Note: P_{SAT} is defined as the RF output power where the device starts to draw positive gate current in the range of 2-4 mA

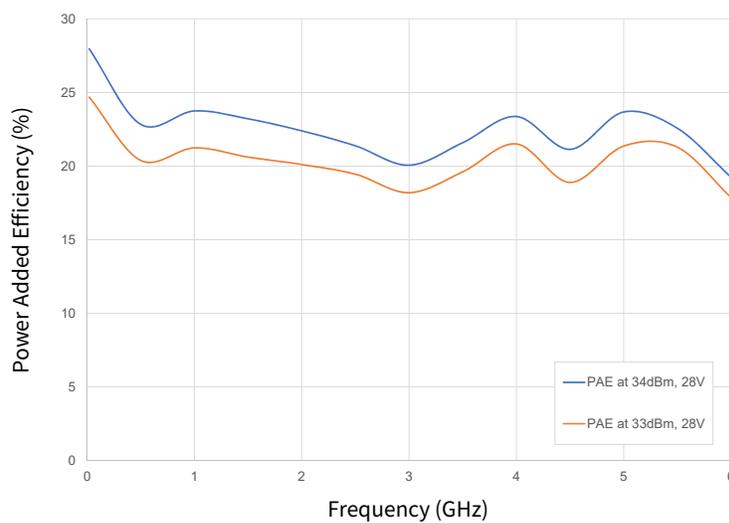


Figure 4. PAE at 33 & 34 dBm Output Power vs Frequency
V_{DD} = 28 V, I_{DQ} = 100 mA

4

MACOM Technology Solutions Inc. (MACOM) and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.

For further information and support please visit: <https://www.macom.com/support>

Rev. 1.0, 2022-8-26

CMPA0060002F1

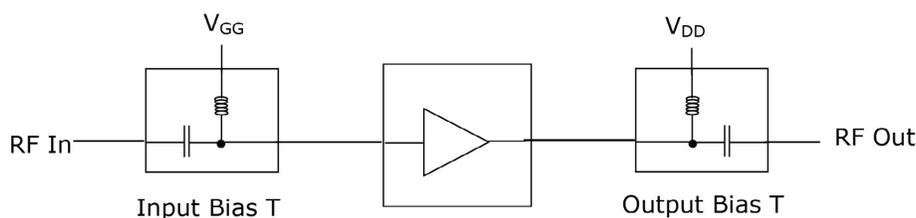


General Device Information

The CMPA0060002F1 is a GaN HEMT MMIC Distributed Driver Amplifier, which operates between 20 MHz - 6.0 GHz. The amplifier typically provides 18 dB of small signal gain and 4.8 W saturated output power with an associated power added efficiency of better than 20%. The wideband amplifier's input and output are internally matched to 50 Ohm. The amplifier requires bias from appropriate Bias-T's, through the RF input and output ports.

The CMPA0060002F1 is provided in a flange package format. The input and output connections are gold plated to enable gold bond wire attach at the next level assembly.

The measurements in this data sheet were taken on devices wire-bonded to the test fixture with 2 mil gold bond wires. The CMPA0060002F1-AMP and the device were then measured using external Bias-T's, (Aeroflex: 8800, SMF3-12; TECDIA: AMPT-06M20 or similar), as shown in Figure 5. The Bias-T's were included in the calibration of the test system. All other losses associated with the test fixture are included in the measurements.



CMPA0060002F1 mounted in the test fixture

Figure 5. Typical test system setup required for measuring CMPA0060002F1-AMP

Electrostatic Discharge (ESD) Classifications

Parameter	Symbol	Class	Classification Level	Test Methodology
Human Body Model	HBM	2	ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 Table 3	JEDEC JESD22 A114-D
Charge Device Model	CDM	C3	ANSI/ESDA/JEDEC JS-002 Table 3	JEDEC JESD22 C101-C

5

MACOM Technology Solutions Inc. (MACOM) and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.

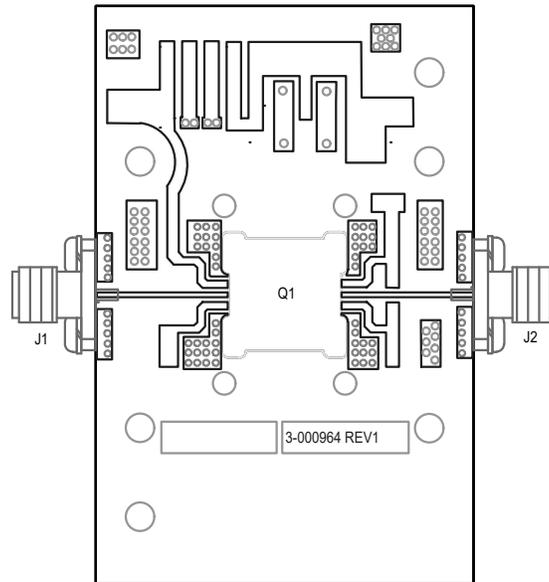
For further information and support please visit: <https://www.macom.com/support>

Rev. 1.0, 2022-8-26

CMPA0060002F1



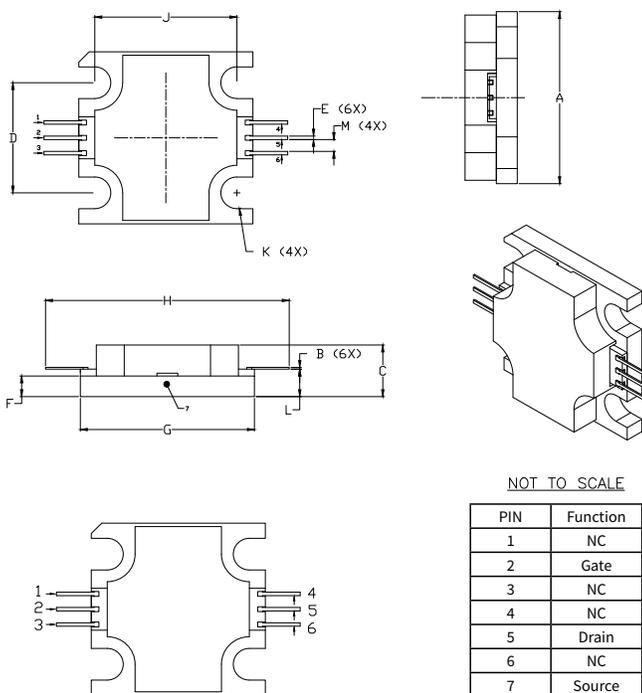
CMPA0060002F1-AMP Demonstration Amplifier Circuit Outline



CMPA0060002F1


CMPA0060002F1-AMP Demonstration Amplifier Circuit Bill of Materials

Designator	Description	Qty
J1, J2	CONNECTOR, SMA, AMP1052901-1	2
-	PCB, TACONIC, RF-35-0100-CH/CH	1
Q1	CMPA0060002F1	1

Product Dimensions CMPA0060002F1 (Package Type — 440219)

NOTES:

- DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
- CONTROLLING DIMENSION: INCH.
- ADHESIVE FROM LID MAY EXTEND A MAXIMUM OF 0.020" BEYOND EDGE OF LID.
- LID MAY BE MISALIGNED TO THE BODY OF THE PACKAGE BY A MAXIMUM OF 0.008" IN ANY DIRECTION.
- ALL PLATED SURFACES ARE Ni/AU

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.495	0.505	12.57	12.82
B	0.003	0.005	0.076	0.127
C	0.140	0.160	3.56	4.06
D	0.315	0.325	8.00	8.25
E	0.008	0.012	0.204	0.304
F	0.055	0.065	1.40	1.65
G	0.495	0.505	12.57	12.82
H	0.695	0.705	17.65	17.91
J	0.403	0.413	10.24	10.49
K	∅ .092		2.34	
L	0.075	0.085	1.905	2.159
M	0.032	0.040	0.82	1.02

7

MACOM Technology Solutions Inc. (MACOM) and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.

For further information and support please visit: <https://www.macom.com/support>

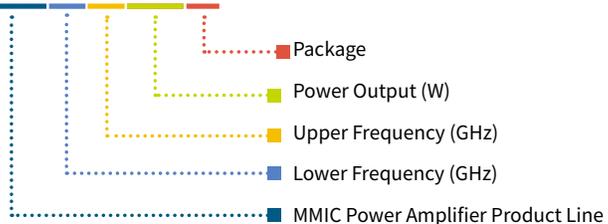
Rev. 1.0, 2022-8-26

CMPA0060002F1



Part Number System

CMPA0060002F1


Table 1.

Parameter	Value	Units
Lower Frequency	20	MHz
Upper Frequency ¹	6.0	GHz
Power Output	2	W
Package	Flange	—

Note:

¹ Alpha characters used in frequency code indicate a value greater than 9.9 GHz. See Table 2 for value.

Table 2.

Character Code	Code Value
A	0
B	1
C	2
D	3
E	4
F	5
G	6
H	7
J	8
K	9
Examples:	1A = 10.0 GHz 2H = 27.0 GHz

CMPA0060002F1



Product Ordering Information

Order Number	Description	Unit of Measure	Image
CMPA0060002F1	GaN MMIC	Each	
CMPA0060002F1-AMP	Test board with GaN MMIC installed	Each	

9

MACOM Technology Solutions Inc. (MACOM) and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice.
 Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.

For further information and support please visit:
<https://www.macom.com/support>

Rev. 1.0, 2022-8-26

CMPA0060002F1



Notes & Disclaimer

MACOM Technology Solutions Inc. ("MACOM"). All rights reserved.

These materials are provided in connection with MACOM's products as a service to its customers and may be used for informational purposes only. Except as provided in its Terms and Conditions of Sale or any separate agreement, MACOM assumes no liability or responsibility whatsoever, including for (i) errors or omissions in these materials; (ii) failure to update these materials; or (iii) conflicts or incompatibilities arising from future changes to specifications and product descriptions, which MACOM may make at any time, without notice. These materials grant no license, express or implied, to any intellectual property rights.

THESE MATERIALS ARE PROVIDED "AS IS" WITH NO WARRANTY OR LIABILITY, EXPRESS OR IMPLIED, RELATING TO SALE AND/OR USE OF MACOM PRODUCTS INCLUDING FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE, MERCHANTABILITY, INFRINGEMENT OF INTELLECTUAL PROPERTY RIGHT, ACCURACY OR COMPLETENESS, OR SPECIAL, INDIRECT, INCIDENTAL, OR CONSEQUENTIAL DAMAGES WHICH MAY RESULT FROM USE OF THESE MATERIALS.

MACOM products are not intended for use in medical, lifesaving or life sustaining applications. MACOM customers using or selling MACOM products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify MACOM for any damages resulting from such improper use or sale.

10

MACOM Technology Solutions Inc. (MACOM) and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice.

Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.

For further information and support please visit:
<https://www.macom.com/support>

Rev. 1.0, 2022-8-26