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 CONAHCYT (Consejo Nacional de Humanidades, Ciencias y Tecnologías).

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 Autor.

CICESE@ 2023. Todos los derechos reservados

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

## Maestría en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones

# Generación de señales multitono para su aplicación en la caracterización de amplificadores de potencia

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

Presenta:

**Iliana Lugo Velázquez**

Ensenada, Baja California, México
2023

Tesis defendida por

**Iliana Lugo Velázquez**

y aprobada por el siguiente Comité

| | |
|---|---|
| Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández<br>**Codirector de tesis** | Dra. María del Carmen Maya Sánchez<br>**Codirectora de tesis** |

Dr. Jaime Sánchez García

Dra. Paulina Segovia Olvera

**Dra. María del Carmen Maya Sánchez**
Coordinadora del Posgrado en Electrónica y Telecomunicaciones

**Dra. Ana Denise Re Araujo**
Directora de Estudios de Posgrado

Copyright © 2023, Todos los Derechos Reservados, CICESE
*Prohibida su reproducción parcial o total sin la autorización por escrito del CICESE*

Resumen de la tesis que presenta **Iliana Lugo Velázquez** como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Altas Frecuencias.

**Generación de señales multitono para su aplicación en la caracterización de amplificadores de potencia**

Resumen aprobado por:

| | |
|---|---|
| _____ | _____ |
| Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández | Dra. María del Carmen Maya Sánchez |
| **Codirector de tesis** | **Codirectora de tesis** |

La creciente demanda de amplificadores de potencia (AP) lineales y eficientes en los transmisores de radio frecuencia (RF) impulsa el desarrollo de trabajos de investigación en búsqueda de mejorar el desempeño en ancho de banda, potencia de salida, ganancia, eficiencia y linealidad. En los sistemas de comunicación se utilizan transmisores que son excitados con señales multitono y moduladas por lo que es importante caracterizarlos bajo estas condiciones. En este trabajo de tesis se tiene como objetivo estudiar el desempeño de un AP utilizando señales multitono y aumentando la potencia de entrada observando cómo varían en función de éstas su potencia de salida, ganancia, potencia de saturación, corriente de drenador fuente y corriente de compuerta fuente. Para desarrollar este estudio, se evalúa la linealidad de los AP utilizando dos tonos y analizando la característica AM-AM y la relación de intermodulación multitono.

**Palabras clave: amplificador de potencia, ganancia, linealidad, señal multitono, potencia de salida**

Abstract of the thesis presented by **Iliana Lugo Velázquez** as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Electronics and Telecommunications with orientation in High Frequency.

**Generation of multitone signals for their application in the characterization of power amplifiers**

Abstract approved by:

| | |
|---|---|
| _____ | _____ |
| Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández | Dra. María del Carmen Maya Sánchez |
| **Thesis Co-Director** | **Thesis Co-Director** |

The growing demand for linear and efficient power amplifiers (PA) in radio frequency (RF) transmitters drives the development of research works in search of improving performance in bandwidth, output power, gain, efficiency, and linearity. In communication systems, transmitters that are excited with multitone and modulated signals are used, so it is important to characterize them under these conditions. The objective of this thesis work is to study the performance of an AP using multitone signals and increasing the input power, observing how their output power, gain, saturation power, source drain current and gate current vary as a function of these signals. To develop this study, the linearity of the APs is evaluated using two tones and analyzing the AM-AM characteristic and the multitone intermodulation ratio.

**Keywords: power amplifier, gain, linearity, multitone signal, output power**

## Dedicatoria

**A mis queridos padres Genaro y María Elena,**

**mis hermanos**

**y consentidos sobrinos**

# Agradecimientos

A mis codirectores de tesis, al Dr. J. Apolinar y a la Dra. Carmen Maya por acercarme más al mundo de la investigación y la ayuda que aportaron significativamente a mi desarrollo profesional con su dedicación, guía, paciencia y conocimiento al compartir conmigo su pasión por la investigación. A los miembros de mi comité, el Dr. Jaime Sánchez y la Dra. Paulina Segovia, por sus comentarios y recomendaciones tan acertados que hicieron durante mi proceso de revisión, cada uno de estos fue de gran ayuda para el contenido y desarrollo de mi tesis.

A mis padres, que con amor y paciencia creyeron en mí en todo momento. Además, me enseñaron que cuando realmente se quiere se puede lograr lo inalcanzable. Cada uno de mis logros son dedicados y posibles gracias a ustedes papás.

Agradezco a mi hermana Josefina, por ser mi confidente, por su comprensión y apoyo durante mis momentos más difíciles y siempre tener las palabras correctas que me hacían volver a mí, a mis hermanos Diana y Pablo por estar presentes siempre sin importar la situación.

Así mismo, agradecer a mi compañero de laboratorio M. en C. Edgar Hernández y también con cariño a la técnica de laboratorio de radio frecuencias en CICESE la M. en C. Diana Soto por su gran aporte diario en mi desarrollo profesional y personal. Alegre también, de coincidir con personas tan capaces y llenas de intenciones en la generación de mi maestría, Dian, Ángel, Gilberto, Brianda y muchos más compañeros un gusto poder compartir momentos tan únicos con cada uno de ustedes.

Un agradecimiento especial para esas personas que pasaron por mi vida a lo largo de este bonito tiempo de maestría. Les deseo lo mejor siempre.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California (CICESE) por abrirme las puertas en el programa de maestría en electrónica y telecomunicaciones. Agradezco al Consejo Nacional de Ciencias, Humanidades y Tecnologías (CONAHCYT) por brindarme apoyo económico durante el desarrollo del posgrado.

***Gracias a Dios.***

# Tabla de contenido

Página

Resumen en español.....ii

Resumen en inglés.....iii

Dedicatoria.....iv

Agradecimientos.....v

Lista de figuras.....ix

Lista de tablas.....xii

**Capítulo 1. Introducción.....1**

1.1 Antecedentes.....2

1.2 Justificación.....5

1.3 Hipótesis.....5

1.4 Planteamiento del problema.....5

1.5 Objetivos.....6

1.5.1 Objetivo general.....6

1.5.2 Objetivos específicos.....6

1.6 Organización del trabajo.....7

**Capítulo 2. Amplificador de potencia.....8**

2.1 Diseño del amplificador de potencia.....8

2.2 Parámetros de los amplificadores de potencia.....9

2.2.1 Potencia de salida.....9

2.2.2 Potencia de entrada.....10

2.2.3 Ganancia.....10

2.2.4 Linealidad.....11

2.2.5 Eficiencia (η) ..... 12

2.3 Frecuencias armónicas ..... 12

2.4 Productos de intermodulación (IMD) ..... 13

**Capítulo 3. Técnicas clásicas de caracterización para AP ..... 19**

3.1 Señales de onda continua ..... 19

3.1.1 Pruebas de un tono ..... 19

3.1.2 Conversión AM-AM y AM-PM ..... 21

3.1.3 Punto de compresión 1 dB ..... 22

3.1.4 Pruebas de dos tonos ..... 23

3.2 Pruebas multitono y de espectro continuo ..... 26

3.2.1 Relación de intermodulación multitono (MIMR) ..... 27

3.3 Modulador de cuadratura I/Q ..... 28

**Capítulo 4. Caracterización de AP con señales multitono ..... 30**

4.1 Configuración del banco de medida utilizando un AWG ..... 30

4.1.1 Generación de tonos utilizando Matlab ..... 31

4.2 Caracterización de AP ..... 32

4.2.1 Caracterización del transistor encapsulado CGH35015 ..... 34

4.2.1.1 Resultados de las pruebas multitono ..... 37

4.2.1.2 Característica AM-AM ..... 38

4.2.1.3 Ganancia ..... 40

4.2.1.4 Eficiencia (η) ..... 41

4.2.1.5 PAE ..... 41

4.2.2 Transistor encapsulado CGH40025F ..... 43

4.2.2.1 Resultados de las pruebas multitono ..... 46

4.2.2.2 Característica AM-AM ..... 46

4.2.2.3 Ganancia ..... 48

4.2.2.4 Eficiencia (η) ..... 49

4.2.2.5 PAE ..... 49

**Capítulo 5. Conclusiones ..... 52**

**Literatura citada ..... 55**

**Anexos ..... 58**

# Lista de figuras

Figura Página


1. Sistema de medicion para la caracterizacion de APs ..... 4
2. Esquema general de un amplificador ..... 8
3. Distorsión lineal de frecuencias armónicas ..... 10
4. Distorsión no lineal de frecuencias armónicas ..... 13
5. Entrada y salida de los espectros de potencia y distorsión de intermodulación ..... 14
6. El punto de compresión de ganancia de $1\ \mathrm{dB}$ y el $\mathrm{RD}$ de los APs ..... 15
7. Punto de intersección de tercer orden ..... 17
8. Señal sinusoidal en tiempo continuo ..... 20
9. Transformada de Fourier de un coseno ..... 21
10. Distorsión AM/AM utilizando una señal de entrada CW ..... 22
11. Distorsión AM/PM ..... 22
12. Punto de intercepción de tercer orden ..... 23
13. Dos señales de entrada de diferente frecuencia en el dominio del tiempo ..... 24
14. Transformada de Fourier de dos cosenos ..... 25
15. Espectros de entrada y salida de un sistema excitado por un estímulo multitono de banda estrecha ..... 27
16. Modulador I/Q de cuadratura ..... 29
17. Transformada de Fourier de una señal multitono con un modulador I/Q ..... 29
18. Banco de prueba propuesto para la generación de señales multitono ..... 31
19. Algoritmo de la generación de señales multitono ..... 32
20. Circuitos de prueba (a) CGH35015F-AMP y (b) CGH40025-AMP ..... 33
21. Sistema de medida de parámetros S ..... 33
22. Esquema de polarización de los AP ..... 34
23. Parámetros S en pequeña señal vs frecuencia en CGH35015F-AMP $VDS = 28\,V$ y $IDS = 100\ mA$ ..... 35

24. Configuración de preamplificadores para el AP CGH35015F utilizando un tono de señal de entrada ..... 36

25. $IDS$ (A) vs $Pout$ (dBm) del AP CGH35015 caracterizado con señales multitono ..... 37

26. $IGS$ (mA) vs $Pout$ (dBm) del AP CGH35015 caracterizado con señales multitono ..... 37

27. Espectro a la salida del AP CGH35015, considerando 6 tonos de entrada separados $\Delta fo(@1\ MHz)$. El primer tono está a $fo@3.7\ GHz$. Los multitonos están señalados con un círculo y los productos de intermodulación (Distorsión IMD) por un triángulo. ..... 38

28. Resultados de $Pin$ vs $Pout$ del AP CGH35015F con señales de entrada de 1, 2, 4, 6, 8 y 10 tonos considerando a) $Pout$ promedio de los tonos funamentales sin IMD y b) $Pout$ total considerando IMD ..... 39

29. Resultados de $Pin$ vs $G$ del AP CGH35015F con señales de entrada de 1, 2, 4, 6, 8 y 10 tonos considerando a) $G$ promedio de los tonos funamentales sin IMD y b) $G$ total considerando IMD ..... 40

30. Resultados de $Pin$ vs η del AP CGH35015F con señales de entrada de 1, 2, 4, 6, 8 y 10 tonos considerando a) η promedio de los tonos fundamentales sin IMD y b) η total considerando IMD ..... 41

31. Resultados de $Pin$ vs *PAE* del AP CGH35015F con señales de entrada de 1, 2, 4, 6, 8 y 10 tonos considerando a) *PAE* promedio de los tonos fundamentales sin IMD y b) *PAE* total considerando IMD ..... 42

32. Parámetros S en pequeña señal vs frecuencia medida en CGH40025F $VDD = 28\text{V}$, $IDQ = 250\ mA$ ..... 43

33. Configuración de los preamplificadores para el AP CGH40025F con un tono de señal de entrada ..... 45

34. $IDS$ (A) vs $Pout$(dBm) del AP CGH40025F caracterizado con señales multitono ..... 45

35. $IGS$ (mA) vs $Pout$(dBm) del AP CGH40025F caracterizado con señales multitono, separados 1MHz ..... 45

36. Espectro a la salida del AP CGH40025F, considerando 6 tonos de entrada separados $\Delta fo(@1\ MHz)$. El primer tono está a $fo@3.7\ GHz$. Los multitonos están señalados con un círculo y los productos de intermodulación (Distorsión IMD) por un triángulo. ..... 46

37. Resultados de $Pin$ vs $Pout$ del AP CGH40025F con señales de entrada de 1, 2, 4, 6, 8 y 10 tonos, separados 1MHz a) $Pout$ promedio de los tonos funamentales sin IMD y b) $Pout$ total considerando IMD ..... 47

38. Resultados de $Pin$ vs $G$ del AP CGH40025F con señales de entrada de 1, 2, 4, 6, 8 y 10 tonos considerando a) $G$ promedio de los tonos funamentales sin IMD y b) $G$ total considerando IMD ..... 48

39. Resultados de $Pin$ vs η del AP CGH40025F con señales de entrada de 1, 2, 4, 6, 8 y 10 tonos considerando a) η promedio de los tonos fundamentales sin IMD y b) η total considerando IMD ..... 49

40. Resultados de $Pin$ vs *PAE* del AP CGH40025F con señales de entrada de 1, 2, 4, 6, 8 y 10 tonos considerando a) *PAE* promedio de los tonos fundamentales sin IMD y b) *PAE* total considerando IMD ..... 50

41. Ventana principal del GUI. Caracterización del AP utilizando multitonos ..... 58

42. Conexión del equipo; primera interacción de la interfaz de usuario con el equipo del banco de pruebas ..... 59

43. Configuración del equipo; segunda interacción con el GUI ..... 60

44. Medida Pin vs Pout; tercera interacción con el GUI ..... 61

45. Análisis de resultados; cuarta interacción con el GUI ..... 62

46. Diagrama principal para la configuración de los tonos ..... 69

47. Diagrama a bloques de la conexión del equipo ..... 70

48. Diagrama a bloques de la generación de tonos ..... 71

49. Diagrama a bloques de la función iqdownload ..... 72

50. Diagrama a bloques de la función gen_arb_M8190A.m ..... 73

51. Diagrama a bloques de Lectura de traza ..... 74

52. Diagrama a bloques de la Medición en modo manual y sin armónicos ..... 75

53. Diagrama a bloques de la Medición en Modo Automático y sin armónicos ..... 76

54. Diagrama a bloques de la Medición en Modo Manual y con armónicos ..... 77

55. Diagrama a bloques de la Medición en Modo Automático y con armónicos ..... 78

56. Diagrama a bloques del Analisis de los resultados ..... 79

57. Diagrama a bloques de Arplot ..... 80

# Lista de tablas

Tabla Página

1. Productos de intermodulación de dos tonos hasta el $5to$ orden ..... 18
2. Parámetros S del AP CGH35015F con sus frecuencias adaptadas ..... 35
3. Resultados de las señales multitono con la frecuencia fundamental $fo$ ..... 38
4. Rendimiento típico de 3.3 - 3.9 GHz del AP CGH35015 con un tono de señal de entrada ..... 42
5. Parámetros S del AP CGH40025F con sus frecuencias adaptadas ..... 43
6. Resultados de las señales multitono con la frecuencia fundamental $fo$ ..... 47
7. Rendimiento típico de 3.3 – 3.9 GHz del AP CGH40025 con un tono de señal de entrada ..... 50
8. Parámetros de entrada para generar señales multitono ..... 64
9. Configuración del PSG desde el GUI ..... 65
10. Configuración de los AE (HP/UXA) desde el GUI ..... 65
11. Parámetros de entrada del AWG M8190A ..... 65
12. Rangos de niveles de salida de voltaje del AWG ..... 66
13. Descripción de comandos utilizados en el AWG ..... 67

# Capítulo 1. Introducción

Los sistemas de comunicación inalámbrica evolucionan continuamente para dar mejores servicios a un mayor número de usuarios y proveer altas velocidades de datos dentro de una banda limitada, que permite al usuario comunicarse desde áreas operadas remotamente. En la actualidad, el uso de dispositivos de comunicación inalámbrica ha incrementado como, por ejemplo: teléfonos inalámbricos, GPS, Wi-Fi, teléfonos móviles, televisión satelital y partes de computadoras. En el futuro, la tecnología de telefonía móvil comunicará mucho más que solo a las personas, se empleará también para conectar dispositivos, datos, aplicaciones, transportes y ciudades. Por esta razón, se pretende obtener una eficiencia energética, calidad, velocidad y seguridad del servicio.

Las aplicaciones de la tecnología del internet de las cosas (IoT) son múltiples, porque es ajustable a casi cualquier tecnología que sea capaz de aportar información relevante sobre su propio funcionamiento; debido a esto muchas empresas de diferentes rubros o sectores están adoptando esta tecnología para simplificar, mejorar, automatizar y controlar diferentes procesos. Actualmente la quinta generación de tecnología de telefonía móvil, conocida como 5G, se encuentra en desarrollo y se plantea que sea el centro de las comunicaciones en el futuro (Leeson, 2019). Por otra parte, la función de la unión internacional de telecomunicaciones (UIT), es garantizar el uso racional, equitativo, eficaz y económico del espectro de radiofrecuencias para todos los servicios de radiocomunicaciones, evitando y eliminando toda interferencia (ITU, 2022). Con el propósito de alcanzar dichos objetivos se requiere armonizar el espectro electromagnético móvil. Para lograrlo, se plantea el uso de nuevas bandas de frecuencia entre 3.5-6 GHz, 27-40 GHz y 64 -71GHz. Desde el punto de vista tecnológico, ‘‘cada una de estas bandas cuenta con su propio conjunto de problemas y soluciones’’ (Mahon, 2017).

En los circuitos inalámbricos y de radiofrecuencia (RF) los amplificadores resultan ser un componente muy importante dentro del diseño del circuito, ya que permiten transferir información entre circuitos emisores y receptores, por lo que un circuito amplificador tiene que cumplir con estándares estrictos durante su funcionamiento tales como: ancho de banda, linealidad, ganancia, eficiencia y potencia de salida, esto para satisfacer las condiciones establecidas por la UIT con respecto a circuitos aplicados a sistemas de comunicación. Los amplificadores de RF son diseñados y construidos con tecnología de estado sólido, es decir utilizando semiconductores, ya que con ésta permite la miniaturización e integración del sistema y una reducción en el consumo de energía dentro del circuito amplificador; para aquellos circuitos que no

cumplen ciertas características de linealidad en su señal de salida, existen métodos que analizan los espectros de potencia modificando el diseño de los circuitos.

Los amplificadores de potencia (AP) de banda estrecha han permitido cumplir los actuales requisitos de potencia, ganancia y eficiencia de la tecnología móvil. Dichos APs se caracterizan a partir de señales multitono de las cuales se hablará en detalle a lo largo de esta tesis. Se ha conducido mucha investigación con respecto al diseño y caracterización de APs, sin embargo, es necesario continuar trabajando para lograr responder a las necesidades futuras de linealidad, eficiencia y de banda ancha.

(Schreurs et al., 2008) afirman que en la caracterización de APs de banda angosta se emplean señales de dos tonos, multi-tonos (múltiples señales senoidales) o moduladas digitalmente para excitar al dispositivo. Estas señales varían sobre el rango de potencia y el rango de frecuencia del dispositivo bajo prueba (DBP) para observar su comportamiento en un analizador de espectro (AE) o en un analizador de redes vectoriales (VNA).

Con el propósito de indicar el grado de linealidad de un AP se consideran como métricas las conversiones modulación de amplitud – modulación de amplitud y modulación de amplitud – modulación de fase, mejor conocidas como AM-AM y AM-PM respectivamente. Cuando la ganancia de un amplificador es dependiente de la amplitud de la señal de entrada, ocurre el fenómeno de compresión de ganancia o de conversión AM-AM; por otra parte, cuando existe una variación en la fase de la ganancia del amplificador y ésta varía con la amplitud de la señal de entrada, se presenta el fenómeno de conversión AM-PM.

Este trabajo de tesis se enfoca en desarrollar un sistema de caracterización AM-AM y AM-PM con señales multitonos. Las no linealidades de los APs son de particular interés puesto que brindan nuevas ideas para su diseño. Con este sistema se obtiene información de ganancia y fase dependientes de la potencia de entrada, especialmente cuando los APs operan en la región de saturación. Lo notable del sistema de medida está en su simplicidad, ya que por medio del generador de onda arbitraria (AWG) se generan las señales multitono en banda base para el DBP.

## 1.1 Antecedentes

La tecnología de RF forma parte importante del avance constante tecnológico que se presenta en la actualidad para la transmisión de señales modernas. Gracias a las investigaciones y estudios realizados en

este campo se han desarrollado importantes y útiles aplicaciones en áreas que aparentemente no se encontraban relacionadas en décadas pasadas, por ejemplo: medicina, astronomía, física, industria, entre otras, en donde muchos autores expresan que fue el inicio de la RF. El término de RF se utiliza para definir las ondas electromagnéticas que se encuentran dentro del rango de frecuencias que comprenden desde 3 Hertz (Hz) hasta 300 Giga Hertz (GHz) (Zanuy, 2001).

En la transmisión de señales con las modernas modulaciones de envolvente no constante, como CDMA, OFDM (QPSK, 16QAM y 64QAM) etc., es necesario que los APs sean capaces de amplificar de manera lineal y eficiente para aprovechar adecuadamente el ancho de banda disponible y garantizar un bajo consumo de energía en el proceso de transmisión (Zhang et al., 2003). Los APs en los sistemas de comunicaciones inalámbricos están destinados a operar en la máxima eficiencia posible, trabajando en regiones cercanas a la saturación donde se acentúan las características no lineales de entrada-salida (Cripps, 2000).

El diseño de APs de RF para sistemas de telecomunicaciones es de suma importancia debido a los requisitos de dichos sistemas en términos de linealidad y consumo de energía, por ello mismo existe mucho interés por desarrollar nuevas técnicas y arquitecturas. Además, están surgiendo tecnologías de transistores como los transistores de alta movilidad de electrones (HEMT) de nitruro de galio (GaN) para aplicaciones de microondas. Para caracterizar estas tecnologías se proponen una serie de configuraciones que modulan señales multitono y moduladas para medir las características de potencia y linealidad del AP.

Mientras que para el AP se han propuesto varios sistemas de medida (Medrel et al., 2013), a nivel de transistor se han propuesto algunas configuraciones (Qiu et al., 2011) (Ogboi et al., 2013). La mayoría de las señales multitono utilizadas para caracterizar AP son tonos igualmente espaciados que se utilizan para la medición de la intermodulación pero que sufren dependencia de fase de cada uno de los tonos individualmente y, por lo tanto, una determinación precisa de la relación portadora a intermodulación requiere una gran cantidad de pruebas con fases aleatorias. Recientemente se han propuesto técnicas que utilizan tonos no igualmente espaciados (Sombrin, 2011) (Farsi et al., 2014) que permiten superar este inconveniente.

Actualmente en CICESE se trabajó con bancos de prueba para la caracterización de dispositivos no lineales de una y dos entradas utilizando multitonos y señales moduladas (Niubó-Aleman, 2021). Otros trabajos relacionados con el desarrollo de métodos para el diseño, caracterización e implementación de APs son (Inclán, 2022), (Jáuregui, 2010) y (Beltrán, 2009), cuyo contenido fue útil para el desarrollo de este trabajo.

Esta tesis propone un patrón de señal multitono diseñado para mediciones precisas y simples de factores de linealidad de dispositivos no lineales. En la Figura 1, se aprecia el sistema de medición a utilizar para este trabajo de investigación.

La primera etapa consiste en la generación de señales para la caracterización del AP (un tono, dos tonos y multitonos), cuyos parámetros se establecen en una PC por medio de un programa de cómputo. Después con un AWG se producirán las formas de onda definidas por el usuario en banda base y, utilizando el modulador I/Q de un generador de señales vectoriales (PSG), la señal variará en amplitud y frecuencia convirtiéndose en una señal de RF. Una vez cargadas las señales de entrada, los preamplificadores incrementan el nivel de potencia de entrada deseado. Posteriormente con el acoplador direccional se muestrea la potencia de entrada utilizando un analizador de espectro (AE). En la etapa final se mide la potencia de la señal de salida del DBP, también con un AE, en donde se evalúa la relación de los niveles de potencia de los tonos presentes.

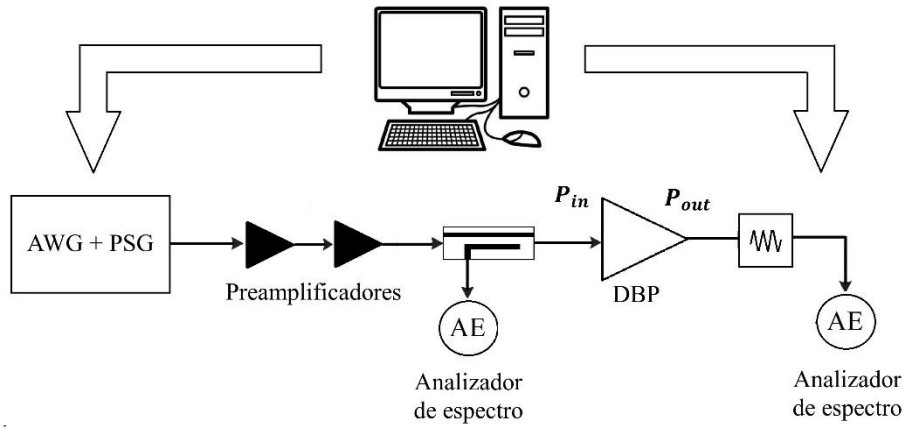



Figura 1. Sistema de medicion para la caracterizacion de APs

Este trabajo de tesis presenta un sistema de medida propuesto que permite caracterizar distintas clases de APs (A, AB, B, C, etc.) ya que puede adecuarse a la potencia de entrada adecuada para saturar al DBP, el interés de este trabajo está enfocado en señales multitono con la técnica de relación de intermodulación multitono (M-IMR), de la cual se hablará en las secciones posteriores. Considerando el ancho de banda del AP y que se trabaja con señales multitono para abarcar su máxima ganancia, al incrementar el número de tonos, el DBP llega precipitadamente a su región de saturación.

## 1.2 Justificación

Actualmente se desarrollan nuevas aplicaciones y sistemas de comunicación inalámbrica que utilizan el espectro electromagnético. El uso de técnicas de señales multitono y modulación de alta eficiencia espectral adquiere una gran importancia en la realización de nuevos sistemas de comunicaciones inalámbricas, las cuales generalmente emplean las llamadas modulaciones lineales en las que se incluyen variaciones tanto en fase como en amplitud. Estos nuevos sistemas requieren del uso de AP lineales, de lo contrario toda la eficiencia espectral ganada con el uso de modulaciones lineales se perdiera por el efecto del ensanchamiento espectral asociado a las no linealidades el dispositivo (Beltrán, 2009).

Los APs son componentes clave de los sistemas de transmisión de microondas y RF. Las exigencias en cuanto a las características de estos sistemas tenemos eficiencia, linealidad y banda ancha (> 100 MHz para redes de 5G). El elemento más crítico en un sistema de comunicación es el AP. Es el de mayor consumo, disipación de potencia y provoca una mayor interferencia en canales adyacentes, por lo que si diseño es fundamental. Los AP proporcionan mayor eficiencia al operar en su zona de saturación. Presentan un comportamiento no lineal, generando componentes de frecuencia en la señal de salida que no están en la señal de entrada (Niubó-Aleman et al., 2021). Por lo tanto, es necesario continuar trabajando e innovando la tecnología para lograr cumplir con las exigencias esperadas para la nueva generación de tecnología móvil.

## 1.3 Hipótesis

La ganancia, eficiencia y PAE se degradan al aumentar el número de tonos en la señal de entrada de un AP caracterizado, además se saturará a una menor potencia de salida.

## 1.4 Planteamiento del problema

En los últimos años con la creciente demanda para cubrir necesidades de conectividad en distintos ámbitos como en la industria, salud, educación, transporte, en el hogar y entre muchos otros; los sistemas modernos de comunicación (5G y ya vislumbrando la necesidad de 6G) deben cumplir con las características de alta velocidad de transmisión de datos, baja latencia, eficiencia espectral, bajo consumo de energía y por tanto bajo costo. Uno de los retos en la caracterización de APs para sistemas modernos

de comunicación (5G) es generar señales multitono según las condiciones en las que operara el amplificador bajo prueba. Las señales multitono son generadas en banda base utilizando un AWG y después utilizando un modulador $I/Q$ son adicionadas a la frecuencia de operación. Otro reto importante en el sistema de medida de transistores y amplificadores no-lineales, es que su calibración sea válida en un ancho de banda determinado según el tipo de demodulación empleada para la caracterización y no solo en una frecuencia única, que es como habitualmente se considera este tipo de sistemas.

Por otro lado, por sus características los moduladores $I/Q$ contaminan las señales multitono sumando una fase residual, un voltaje de corriente directa (DC), y presentando un desbalance en amplitud. Estas no-linealidades de los moduladores $I/Q$ contaminan las señales digitales al momento de ser utilizadas en la caracterización de APs. Para mitigar estas imperfecciones es importante cuantificar dichos desbalances y buscar que estas señales sean coherentes entre sí.

El objetivo de esta tesis es generar señales multitono, mediante un AWG y moduladores $I/Q$ para ser utilizadas en la caracterización de APs.

## 1.5 Objetivos

### 1.5.1 Objetivo general

Implementar un sistema para la generación de señales multitono para aplicarse en la caracterización de APs.

### 1.5.2 Objetivos específicos

- Generar señales multitono utilizando Matlab para posteriormente transportarlas al AWG.

- Generar señales multitono por medio de un AWG en conjunto con un PSG, apoyándose de las herramientas de Matlab.

- Caracterizar amplificadores de potencia utilizando las señales multitono generadas mediante el AWG + PSG.

## 1.6 Organización del trabajo

El trabajo presente se organiza de la siguiente manera:

El capítulo 1 presenta los aspectos generales de los APs, recalcando los conceptos y trabajos que se han realizado para referenciar este trabajo de tesis. Además, se platea la justificación, hipótesis y objetivos del proyecto.

El capítulo 2 muestra la teoría básica de los APs, definición de amplificador de RF, parámetros importantes de este, frecuencias armónicas y productos de intermodulación.

El capítulo 3 presenta las técnicas de caracterización de los APs con las definiciones planeadas en el capítulo 2, se hace una comparación de cada una de ellas y se muestran las ventajas de un escenario u otro.

En el capítulo 4 se encuentra la discusión de la presente tesis y se contrastan los resultados obtenidos.

El capítulo 5 consta de las conclusiones de este proyecto, así como las sugerencias para la continuación de este trabajo de tesis.

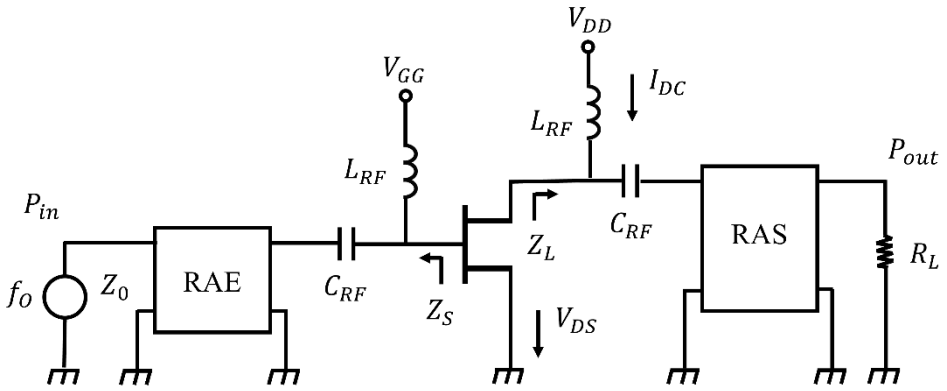
# Capítulo 2. Amplificador de potencia

Un AP es un componente que juega un papel clave en la configuración de muchos sistemas de microondas y ondas milimétricas. Independientemente de su diseño, el objetivo de un AP es aumentar el nivel de potencia de la señal en su salida en una banda de frecuencia dada, hasta un nivel determinado de salida. Las condiciones de operación de un AP a grande señal conducen a efectos perjudiciales en la señal de salida, lo que resulta en una réplica distorsionada de la entrada considerándose un sistema no lineal.

El diseño de un AP suele ser el resultado de una compensación, tratando de cumplir con varios requisitos en conflicto, como la linealidad contra la eficiencia o el alto nivel de potencia de salida contra la baja distorsión. El enfoque de diseño a seleccionar depende de la frecuencia de operación, el ancho de banda, la tecnología disponible del dispositivo, la aplicación, entre otros factores.

## 2.1 Diseño del amplificador de potencia

Un amplificador de microondas de una sola etapa se puede representar como el circuito de la Figura 2, donde se utilizan redes de adaptación a la entrada y a la salida del transistor para transformar la impedancia de entrada y salida $Z_0$ en las impedancias de fuente y carga $Z_s$ y $Z_L$ respectivamente (Pozar, 2011). Las redes de adaptación a la entrada y a la salida (RAE y RAS) del transistor que nos garantizan la máxima transferencia de potencia posible entre la fuente y la carga para minimizar las reflexiones de la señal de la carga.




**RAE** (Red de adaptación a la entrada)
**RAS** (Red de adaptación a la salida)

Figura 2. Esquema general de un amplificador

## 2.2 Parámetros de los amplificadores de potencia

El AP es una parte clave de los sistemas de comunicaciones gracias a su función de proporcionar ganancia en potencia. Los AP son los principales consumidores de energía en un transmisor y, por lo tanto, los costos son elevados. Además de ser un componente que consume mucha energía, los AP también son el componente menos lineal en todo el sistema de comunicación. Su diseño debe proveer la mayor eficiencia posible y disminuir las no linealidades, para garantizar que en canales adyacentes no se generen pérdidas de información e interferencia. Por tal motivo, en un AP de RF es importante estudiar su linealidad, eficiencia, potencia de entrada, potencia de salida, ganancia y PAE, los cuales se describirán con detalle en la presente sección.

### 2.2.1 Potencia de salida

En un AP, la potencia de salida $P_{out}$ es la potencia entregada a la carga externa (normalmente $50\ \Omega$) a una frecuencia especifica $f$ que está dentro de un ancho de banda $f_{low} \leq f \leq f_{high}$ expresada como:

$$P_{out} = P_{out}(f) = \frac{1}{2} Re[V_{out} I^*_{out}], \qquad f \in [f_{low}, f_{high}]. \tag{1}$$

La salida del amplificador de potencia consiste en una serie infinita de productos no lineales (ecuación 2), que se suman a la ganancia lineal, representada por el primer término (Cripps, 2000). Los dispositivos que solo se comportan linealmente solo imponen cambios de magnitud y fase en la señal de entrada; cualquier sinusoide que aparezca en la entrada (ecuación 2) también aparecerá en la salida (ecuación 3) a la misma frecuencia y dichos cambios de magnitud y fase no se consideran como distorsión (véase en la Figura 3). En cambio, cuando la señal pasa a través de una red no lineal, los cambios de amplitud y fase son notables, lo que se traduce como la presencia de frecuencias armónicas o armónicos en el espectro (ecuación 4). Mas adelante se explica detalladamente cuando la señal pasa a través de una red no lineal.

$$V_{in} = V_a \cos(\omega_a t), \tag{2}$$

$$V_{out} = A V_{in}, \tag{3}$$

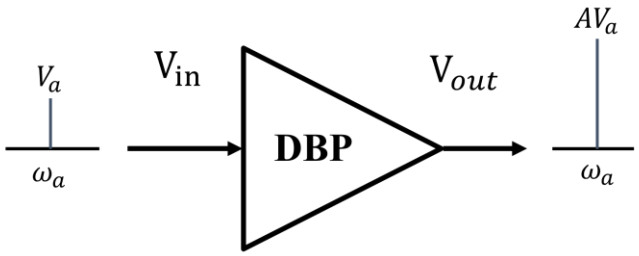



Figura 3. Distorsión lineal de frecuencias armónicas

$$V_{out} = AV_{in} + A_1(V_{in})^2 + A_2(V_{in})^3 + \cdots. \tag{4}$$

### 2.2.2 Potencia de entrada

$P_{in}$ es la potencia de entrada disponible a una frecuencia especifica $f$ que, al igual que en la potencia de salida, está dentro de un ancho de banda $f_{low} \leq f \leq f_{high}$, es decir:

$$P_{in} = P_{in}(f) = \frac{1}{2} Re[V_{in} I^*{}_{in}], \qquad f \in [f_{low}, f_{high}]. \tag{5}$$

### 2.2.3 Ganancia

La potencia de salida en un AP representa la potencia suministrada a la carga externa, a una frecuencia especifica o dentro de una banda de frecuencia, mientras que la potencia de entrada es la potencia disponible a la entrada en la misma frecuencia. La ganancia de potencia G del AP se define como la relación entre la potencia de salida y la de entrada:

$$\mathrm{G} = \frac{P_{out}}{P_{in}}. \tag{6}$$

La cual puede definirse en términos de decibeles como:

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

Debido a la amplia dinámica de las señales que intervienen en un AP, las cantidades de energía son expresadas normalmente en unidades logarítmicas. En particular suponiendo como referencia $1\ \mathrm{mW}$, los niveles de potencia se expresan en decibeles referidas a $1\ \mathrm{mW}$, es decir en $\mathrm{dBm}$, como se indica a continuación:

$$P_{dBm} = \ 10\ log_{10}\left(\frac{P}{1\ mW}\right) = 10\ log_{10}\ (P_{mW}). \tag{8}$$

Asimismo, para la ganancia de potencia se adopta la escala logarítmica, definiendo:

$$G_{dB} = \ 10\ .\ log_{10}(G) = \ P_{out,dBm} - P_{in,dBm}. \tag{9}$$

La potencia de salida y la ganancia de potencia se representan gráficamente como funciones de la potencia de entrada (mientras se realiza un barrido de potencia) utilizando escalas logarítmicas. Cabe mencionar que la potencia se expresa en $\mathrm{dBm}$ y la ganancia en $\mathrm{dB}$.

### 2.2.4 Linealidad

Los AP tienen una parte lineal y otra no lineal. El AP se comporta de una manera lineal mientras no se encuentre en la región de saturación (altas potencias de entrada); para el caso en el que el AP sea caracterizado con altas $P_{in}$, el transistor comienza a presentar no linealidades (Pozar, 2011).

Mientras el AP esté dentro de la región lineal las potencias de salida cumplirán con las propiedades de proporcionalidad y superposición con respecto a las potencias utilizadas para caracterizar la $P_{in}$. Por el contrario, fuera de dicha región lineal, al utilizar señales multitono como potencia de entrada estas se combinan entre sí y producen nuevos elementos en la salida respecto a los que estaban presentes en la entrada.

### 2.2.5 Eficiencia (η)

La eficiencia es un parámetro fundamental en un amplificador de potencia. La eficiencia en el drenador, también conocida como eficiencia de conversión DC a RF, representa en qué medida la potencia de DC se convierte en potencia de salida de RF (definida como $P_{out}$), la cual se define por la ecuación 10:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}}. \tag{10}$$

Esta definición suele denominarse eficiencia de drenador (o eficiencia del colector). Un inconveniente de esta definición es que no tiene en cuenta la potencia de RF suministrada a la entrada del amplificador. Dado que la mayoría de los amplificadores de potencia tienen ganancias relativamente bajas, la eficiencia de la ecuación 6 tiende a sobrestimar la eficiencia real. Una mejor medida que incluye el efecto de la potencia de entrada es la eficiencia de potencia añadida, conocida como $PAE$ por sus siglas en inglés: *power added efficiency*, que se puede expresar con la ecuación 11.

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

Donde $G$ es la ganancia de potencia del AP.

## 2.3 Frecuencias armónicas

Tal como se había mencionado anteriormente el AP pueden trabajar en dos regiones, la zona lineal y la no lineal. Conforme la potencia de entrada incrementa el AP ingresa en la región no lineal, lo que resulta en la aparición de armónicos en el espectro de salida del AP. En la zona no lineal, la potencia se reparte en múltiplos de la frecuencia fundamental y se espera que la suma de las potencias en los armónicos y de la frecuencia fundamental sea igual a la potencia de salida de la zona lineal (véase en la Figura 4). Además, es importante considerar que al aparecer estas frecuencias armónicas consideramos $A_o$ como la ganancia en el punto de saturación como se muestra:

$$V_{out} = A_o V_{in} + A_1 (V_{in})^2 + A_2 (V_{in})^3 + \cdots. \quad (12)$$

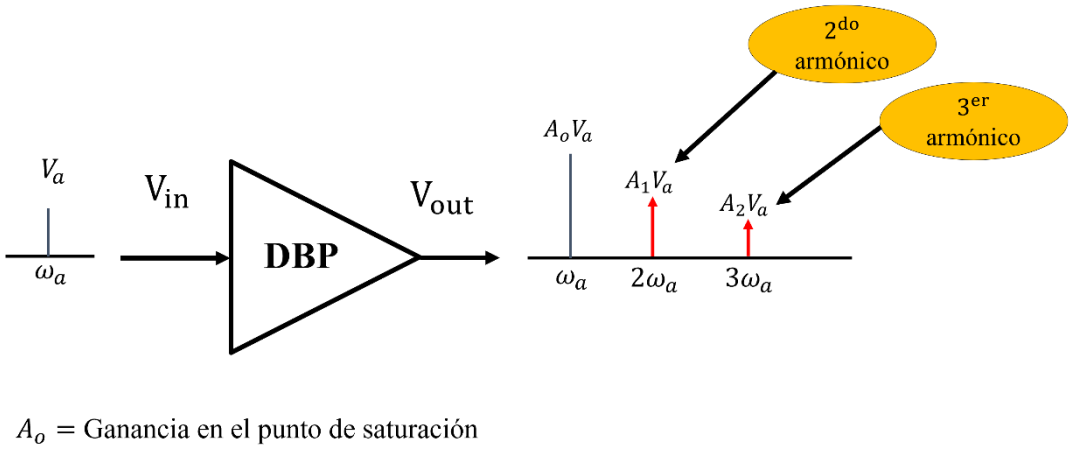



Figura 4. Distorsión no lineal de frecuencias armónicas

Los dispositivos no lineales pueden cambiar la frecuencia de las señales de entrada de manera arbitraria y crear nuevas señales en forma de armónicos o productos de intermodulación (Keysight, 2002).

## 2.4 Productos de intermodulación (IMD)

Una fuente de distorsión en los AP es la causada por los productos de intermodulación. Cuando se aplican dos o más frecuencias sinusoidales a un amplificador no lineal, la salida contiene componentes de frecuencia adicionales llamados productos de intermodulación. Por ejemplo, si dos señales sinusoidales:

$$\mathrm{v(t)} = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t), \quad (13)$$

Se aplican a un amplificador no lineal cuyo voltaje de salida se puede representar mediante la serie de potencias:

$$\mathrm{v}_o(\mathrm{t}) = A_1 \mathrm{v(t)} + A_2 \mathrm{v}^2(\mathrm{t}) + A_3 \mathrm{v}^3(\mathrm{t}). \quad (14)$$

La señal de salida contendrá componentes de frecuencia en dc, $\omega_1$, $\omega_2$, $2\omega_1$, $2\omega_2$, $3\omega_1$, $3\omega_2$, $\omega_1 \pm \omega_2$, $2\omega_1 \pm \omega_2$ y $2\omega_2 \pm \omega_1$. Las frecuencias $2\omega_1$ y $2\omega_2$ son los segundos armónicos, $3\omega_1$ y $3\omega_2$ son los terceros armónicos, $\omega_1 \pm \omega_2$ son los productos de intermodulación de segundo orden (ya que la suma de los coeficientes $\omega_1$ y $\omega_2$ es 2), y $2\omega_1 \pm \omega_2$ y $2\omega_2 \pm \omega_1$ son los productos de intermodulación de tercer orden (ya que la suma de los coeficientes $\omega_1$ y $\omega_2$ es 3). En la Figura 5 se muestran los espectros de potencia de entrada y salida.

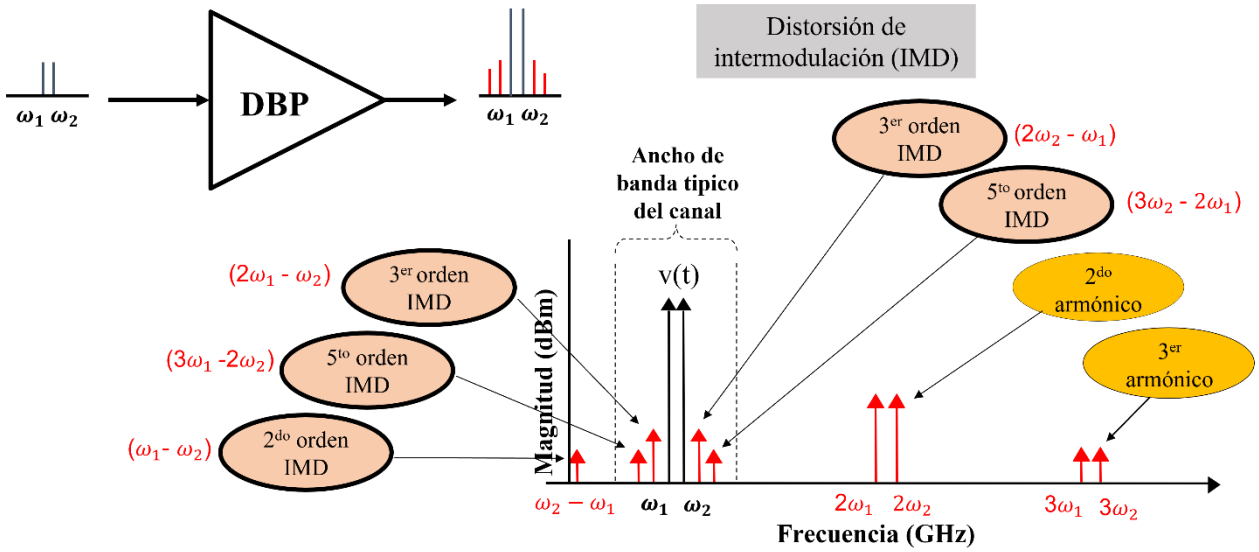



Figura 5. Entrada y salida de los espectros de potencia y distorsión de intermodulación

Si medimos la potencia de salida del producto de intermodulación de tercer orden $\left(P_{2\omega_1-\omega_2}\right)$ respecto a la potencia de entrada en $\omega_1\left(P_{\omega_1}\right)$ se obtiene la gráfica de la Figura 7. El punto de intersección de tercer orden ($P_{IP}$) se define como el punto donde se interceptan $P_{\omega_1}$ y $P_{2\omega_1-\omega_2}$ conservando su propiedad lineal. Observe que la pendiente de $P_{\omega_1}$ es 1 y la de $P_{2\omega_1-\omega_2}$ es 3 ya que para $V_o(t)$, la potencia del producto de intermodulación de tercer orden es proporcional al cubo de la amplitud de la señal de entrada A. El $P_{\mathrm{IP}}$ de potencia es un nivel teórico. Sin embargo, es útil para estimar los productos de intermodulación de tercer orden a diferentes niveles de potencia. El punto de compresión $P_{1\ \mathrm{dB}}$ se mencionará en el Capítulo 3.

Para la serie de tres términos (ecuación 14) se puede demostrar analítica y experimentalmente que el punto de intercepción de tercer orden esta aproximadamente $10\ dB$ por encima del punto de compresión de ganancia de $1\ dB$. Esto es $P_{\mathrm{IP}}(\mathrm{dBm})$:

$$P_{\mathrm{IP}}(\mathrm{dBm}) = \mathrm{P}_{1\ \mathrm{dB}}(\mathrm{dBm}) + 10\ \mathrm{dB}. \tag{15}$$

Asimismo, se puede demostrar que $P_{2\omega_1-\omega_2}$ y $P_{\omega_1} - P_{2\omega_1-\omega_2}$ son equivalentes a:

$$P_{2\omega_1-\omega_2} = 3P_{\omega_1} - 2P_{\mathrm{IP}}, \tag{16}$$

y

$$P_{\omega_1} - P_{2\omega_1-\omega_2} = \frac{2}{3}\left(P_{\mathrm{IP}} - P_{2\omega_1-\omega_2}\right), \tag{17}$$

El rango dinámico libre de espurias ($DR_{\omega}$) de un amplificador se define como el rango $P_{\omega_1} - P_{2\omega_1-\omega_2}$, cuando $P_{2\omega_1-\omega_2}$ es igual a la señal de salida mínima detectable ($P_{o,mds}$) Figura 6 y Figura 7.

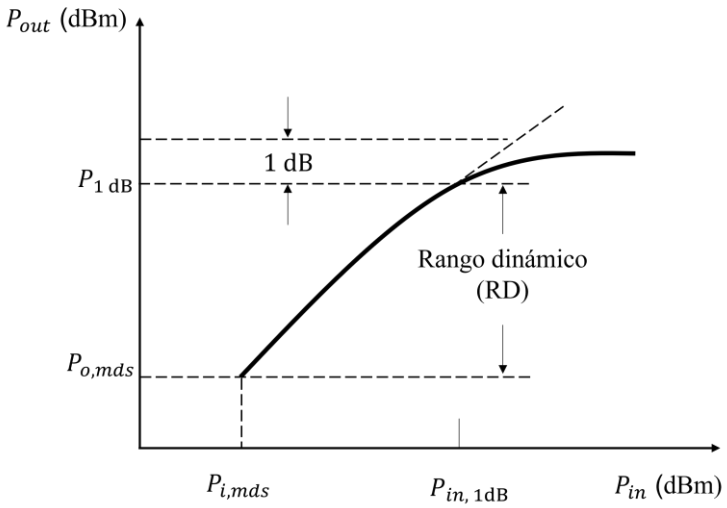



Figura 6. El punto de compresión de ganancia de 1 dB y el RD de los APs

En la Figura 6 se muestra un gráfico típico de $P_{out}$ versus $P_{in}$ que ilustra el punto de compresión de ganancia de 1 dB. Observe las características de potencia de salida lineal para los niveles de potencia entre

la potencia de salida de señal mínima detectable ($P_{o,mds}$) y $P_{1\text{ dB}}$. El rango dinámico (RD), que se muestra en la Figura 6, es ese rango donde el amplificador tiene una ganancia de potencia lineal. El RD está limitado a niveles de potencia bajos por el nivel de ruido. Una señal de entrada ($P_{i,mds}$) es detectable solo si su nivel de potencia de salida ($P_{o,mds}$) está por encima del nivel de potencia de ruido.

El nivel de potencia de ruido térmico de dos puertos, con figura de ruido *F*, viene dado por $P_{N_o}$:

$$P_{N_o} = kTBGF, \tag{18}$$

Observando que $kT = -174\text{ dBm}$ (o $kTB - 174\text{dBm/Hz}$ a $T = 290°K$) y suponiendo que la señal de entrada mínima detectable es $X$ decibelios por encima del ruido térmico, podemos definir $P_{i,mds}$ y $P_{o,mds}$ , indicadas en la Figura 6, como:

$$P_{i,mds} = -174\text{ dBm} + 10\log B + F(dB) + X(dB), \tag{19}$$

y

$$P_{o,mds} = -174\text{ dBm} + 10\log B + F(dB) + X(dB) + G(dB), \tag{20}$$

Un valor típico de $X(dB)$ es $3$ dB. Por lo tanto, de la ecuación 19 y 16 (Gonzalez, 1996), obtenemos cuando $P_{2\omega_1-\omega_2} = P_{o,mds}$ el rango dinámico, $DR_\omega$:

$$DR_\omega = \frac{2}{3}(P_{\text{IP}} - P_{o,mds}), \tag{21}$$

Entonces,

$$DR_{\omega} = \frac{2}{3}[P_{\mathrm{IP}} + 174\ dBm - 10logB - F(\mathrm{dB}) - X(\mathrm{dB}) - G(dB)), \qquad (22)$$

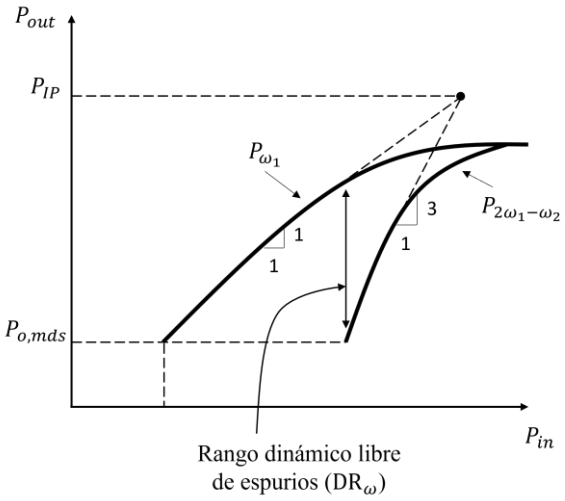



Figura 7. Punto de intersección de tercer orden

Como con cualquier distorsión de tercer orden, cuando el nivel de potencia de la fundamental aumenta en una cierta cantidad en dB, el nivel de potencia en dB del IMD aumentará tres veces esa misma cantidad en dB (consulte Figura 7), o su nivel relativo a la fundamental aumentará por el doble de esa cantidad en dB. Por lo tanto, al especificar el nivel relativo o absoluto de IMD de 3er orden, también se debe especificar el nivel de la fundamental. Una vez que se proporciona esto, el IMD de tercer orden también se puede predecir teóricamente para cualquier nivel de potencia en la fundamental, asumiendo condiciones de excitación de señal pequeña.

Ahora sustituimos una señal de entrada $V_{in}$ que consta de dos señales de RF dentro de la banda, de igual amplitud, cuyo espaciado es mucho más pequeño que cualquiera de las frecuencias de RF como se muestra:

$$V_{in} = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t). \qquad (23)$$

El voltaje de salida $V_{out}$ se representa como:

$$\begin{aligned} V_{out} = \; & A_1 \mathrm{v(t)}[\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] \\ & + A_2 \mathrm{v}^2(\mathrm{t})[\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)]^2 \\ & + A_3 \mathrm{v}^3(\mathrm{t})[\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)]^3 \\ & + A_4 \mathrm{v}^4(\mathrm{t})[\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)]^4 \\ & \vdots \end{aligned} \tag{24}$$

En general, los términos de distorsión de orden par estarán fuera de banda y son menos notables que los productos de distorsión de orden impar. La Tabla 1 muestra los resultados de $V_{out}$ (ecuación 24) para incluir todos los productos de distorsión hasta el cuarto grado incluido (C., 1999).

Tabla 1. Productos de intermodulación de dos tonos hasta el $\mathbf{5}^{to}$ orden

| | $A_1 V_{in}$ | $A_2 (V_{in})^2$ | $A_3 (V_{in})^3$ | $A_4 (V_{in})^4$ | $A_5 (V_{in})^5$ |
|---|---|---|---|---|---|
| $1\ (dc)$ | | 1 | | 9/4 | |
| $\omega_1$ | 1 | | 9/4 | | 25/4 |
| $\omega_2$ | 1 | | 9/4 | | 25/4 |
| $2\omega_1$ | | 1/2 | | 2 | |
| $2\omega_2$ | | 1/2 | | 2 | |
| $\omega_1 \pm \omega_2$ | | 1 | | 3 | |
| $2\omega_1 \pm \omega_2$ | | | 3/4 | | 25/8 |
| $2\omega_2 \pm \omega_1$ | | | 3/4 | | 25/8 |
| $3\omega_1$ | | | 1/4 | | 25/16 |
| $3\omega_2$ | | | 1/4 | | 25/16 |
| $3\omega_1 \pm 2\omega_2$ | | | | | 5/8 |
| $3\omega_2 \pm 2\omega_1$ | | | | | 5/8 |

Los productos de mayor interés, en cuanto a sus posibles efectos determinantes, son los productos IMD. Los productos de tercer orden, en las frecuencias $2\omega_2 - \omega_1$ y $2\omega_1 - \omega_2$, que provienen principalmente del término de tercer grado, es decir la amplitud $A_3(V_{in})^3(3/4)$, también tienen componentes que provienen de términos impares de mayor grado en series de potencia. Por lo tanto, el termino de quinto grado, el más alto incluido aquí, no solo contribuye a productos IMD de quinto orden cercano a la portadora en frecuencias $3\omega_2 - 2\omega_1$y $3\omega_1 - 2\omega_2$ y amplitudes $A_5(V_{in})^5(5/8)$, si no que agrega una contribución al tercer producto de intermodulación, amplitud $A_5(V_{in})^5(25/8)$. Estas contribuciones de mayor grado pueden ignorarse durante la operación muy por debajo del nivel de compresión y saturación. Un espectro típico se muestra en la forma esquemática en la Figura 5. Las bandas laterales de IMD aparecen en ambos lados de cada portadora, con una separación de frecuencia igual a las dos portadoras de entrada.

# Capítulo 3. Técnicas clásicas de caracterización para AP

La caracterización de los transistores proporciona los datos necesarios para la extracción de su modelo no lineal que permite obtener los parámetros necesarios para los APs, mientras que la caracterización de los APs permite evaluar sus prestaciones bajo distintas condiciones de trabajo. El proceso de caracterización tiene una influencia significativa en el modelo resultante y sus propiedades. Este estrecho vínculo se expresa en muchos artículos, donde se analizan juntos la caracterización, el modelado y la extracción de parámetros. En (Schreurs et al., 2008) se menciona que las señales para caracterizar deben diseñarse teniendo en cuenta la configuración de la banda limitada de los amplificadores. Además de las señales de un solo tono, dos tonos y multitonos, para probar los amplificadores se aplican las señales de ruido (de banda limitada) y las señales moduladas digitalmente.

## 3.1 Señales de onda continua

### 3.1.1 Pruebas de un tono

Un tono se refiere a una señal sinusoidal a una frecuencia fundamental. En tiempo continuo una señal sinusoidal se puede expresar como:

$$x(t) = \mathrm{A}\cos(\omega_1 t + \theta), \tag{25}$$

Donde *A* es la amplitud (real), $\omega_1$ es la frecuencia en radianes por segundo y $t$ la constante de tiempo. La señal sinusoidal $x(t)$ se muestra en la Figura 8, y es periódica con periodo fundamental $T_1$:

$$T_1 = \frac{2\pi}{\omega_1}, \tag{26}$$

El recíproco del período fundamental se llama frecuencia fundamental $f_1$ la unidad de medida es Hz:

$$f_1 = \frac{1}{T_1}, \tag{27}$$

de $T_1$ y $f_1$ obtenemos:

$$\omega_1 = 2\,\pi\, f_1, \tag{28}$$

que se llama frecuencia angular fundamental $\omega_1$ (Hsu, 2014).

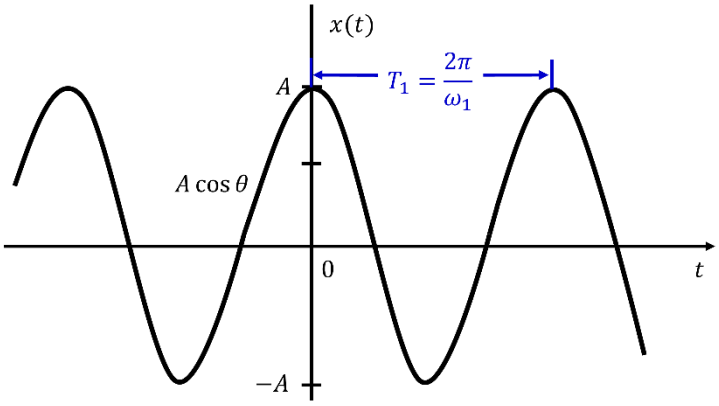



Figura 8. Señal sinusoidal en tiempo continuo

La señal de entrada también puede ser utilizada en el dominio de la frecuencia y representada mediante la transformada de Fourier, ocasionalmente es más sencillo trabajar con esta representación. Así, utilizando la propiedad de Euler, la transformada de Fourier de $x(t)$ es (Poornachandra, 2010):

$$x(t) = cos\omega_1 t = \frac{1}{2}e^{\omega_1 jt} + \frac{1}{2}e^{-\omega_1 jt}, \tag{29}$$

$$\mathcal{F}\{x(t)\} = X\{\omega\} = \frac{1}{2}\mathcal{F}\{e^{\omega_1 jt}\} + \frac{1}{2}\mathcal{F}\{e^{-\omega_1 jt}\}, \tag{30}$$

$$\mathcal{F}\{x(t)\} = X\{\omega\} = \frac{1}{2}\,2\pi\,\delta(\omega - \omega_1) + \frac{1}{2}\,2\pi\,\delta(\omega - (-\omega_1)), \tag{31}$$

$$\mathcal{F}\{A cos\omega_1 t\} = A\,\pi[\delta(\omega - \omega_1) + \delta(\omega + \omega_1)]. \quad (32)$$

En la Figura 8 se tiene una señal original de coseno y en términos de exponencial compleja de todos los valores posibles de frecuencia sólo se utiliza el $\omega_1$ y el $-\omega_1$ como se muestra en la Figura 9 la transformada de Fourier de un coseno. Cuando excitamos con una señal del tipo $x(t)$ al AP, la amplitud de salida y la fase variaran con la frecuencia y con la amplitud de la señal de entrada, en el caso de un DBP lineal la señal $x(t)$ se mantiene constante sin notar una variación. Además, el dispositivo DBP no lineal generara nuevas componentes de frecuencia localizadas en los armónicos de la entrada.

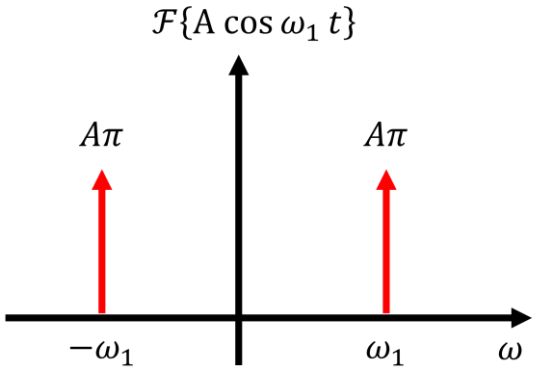



Figura 9. Transformada de Fourier de un coseno

Las principales figuras de mérito de este tipo de pruebas son conversión AM-AM, AM-PM, punto de compresión de 1 dB y prueba de dos tonos. A continuación, se describe cada una de ellas.

### 3.1.2 Conversión AM-AM y AM-PM

Los APs se han caracterizado tradicionalmente con respecto a la linealidad utilizando señales de onda continua (del inglés, *continues wave* (CW)) de barrido de potencia para encontrar la distorsión AM/AM y AM/PM y el punto de compresión de $1$ dB, o mediciones simples de dos tonos para encontrar el punto de intercepción de tercer orden (IP3). La distorsión AM/AM es la distorsión de amplitud en función de la amplitud de una señal CW de entrada y AM/PM es la distorsión de fase en función de la misma amplitud. Las trazas AM/AM y AM/PM típicas se muestran en la Figura 10 y Figura 11 respectivamente. La medición

se toma en una frecuencia a la vez y existe una relación estricta de uno a uno entre $P_{in}$ para AM/AM y AM/PM.

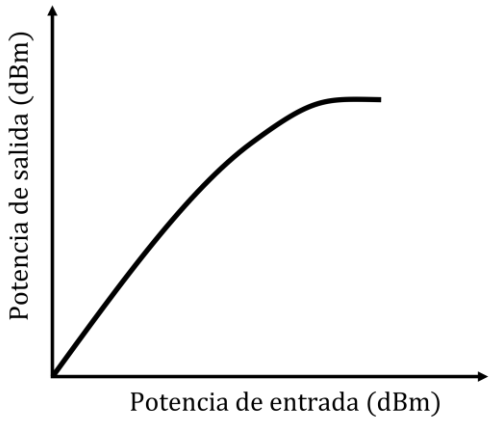



Figura 10. Distorsión AM/AM utilizando una señal de entrada CW

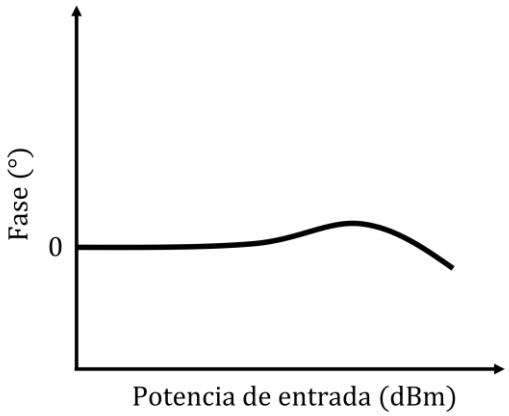



Figura 11. Distorsión AM/PM

### 3.1.3 Punto de compresión 1 dB

El punto de compresión de 1 dB es el nivel de potencia en el que la ganancia es un dB inferior a la ganancia de pequeña señal Figura 12. En esta figura también se muestra que el IP3 es el punto en el que los productos de intermodulación de tercer orden (IM3), en una prueba de dos tonos, se igualan a la fundamental. Este punto se obtiene extrapolando las mediciones de IM3. La fundamental tiene un pendiente de 1:1 y el IM3 tiene una pendiente de 1:3, si se aumenta la potencia de entrada 1 $dB$ el IM3 aumenta 3 $dB$. El IP3 se puede relacionar con el nivel de $P_{in}$ y $P_{out}$. Para los amplificadores, normalmente se hace referencia al nivel de $P_{out}$.

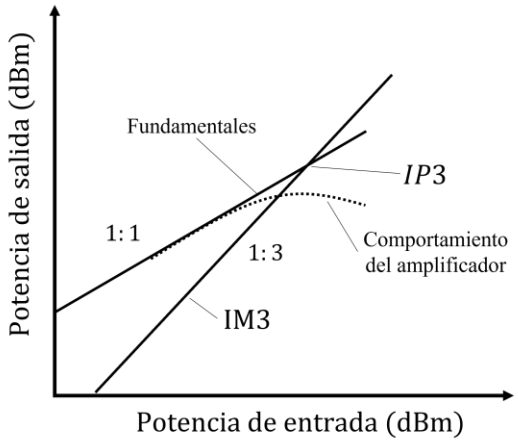



Figura 12. Punto de intercepción de tercer orden

Si bien, estas mediciones siguen siendo válidas e importantes, ya que nos brindan información sobre el AP que se necesita para implementar varias de las técnicas de linealización y mejora de la eficiencia (Berglund et al., 2005) estas no nos proporcionan información suficiente para diseñar modelos altamente precisos de los AP.

Aunque las mediciones CW de barrido de potencia se han utilizado tradicionalmente para la caracterización no lineal del PA, es bien sabido que dichas medidas no reflejan el comportamiento real del amplificador cuando se somete a una señal modulada digitalmente cuyas principales características son: que tiene un PAPR (del inglés, *Peak-to-Average Power Ratio*) grande (Stüber, 2013), una envolvente que cambia rápidamente y un ancho de banda de varios $\mathrm{MHz}$.

### 3.1.4 Pruebas de dos tonos

Dos tonos se refieren a una combinación lineal de dos señales sinusoidales como se expresa a continuación:

$$x(t) = \mathrm{A}_1 \cos(\omega_1 t\,) + \mathrm{A}_2 \cos(\omega_2 t\,), \tag{33}$$

En la Figura 13 tenemos la representacion en el dominio del tiempo de $x(t)$ donde $\mathrm{A}_1 + \mathrm{A}_2$ es la amplitud (real), $\omega_1$ y $\omega_2$ son las frecuencias en radianes por segundo $(\omega_1 = 2\pi f_1)$ y $t$ la constante de tiempo.

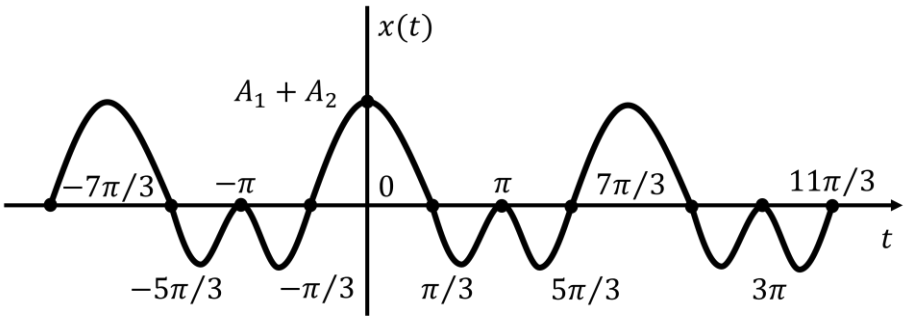



Figura 13. Dos señales de entrada de diferente frecuencia en el dominio del tiempo

Entonces, la transformada de Fourier de $x(t)$:

$$\mathcal{F}\{x(t)\} = A_1\pi[\delta(\omega - \omega_1) + \delta(\omega + \omega_1)] + A_2\pi[\delta(\omega - \omega_2) + \delta(\omega + \omega_2)], \quad (34)$$

Considerando una ecuación con dos o más tonos, donde $N$ es el número de tonos:

$$x(t) = \sum_{n=1}^{N} A_n \cos(\omega_n t), \quad (35)$$

Entonces, la transformada de Fourier de $x(t)$ de una señal multitono se expresa de la siguiente manera:

$$\mathcal{F}\{x(t)\} = \sum_{n=1}^{N} A_n\pi[\delta(\omega - \omega_n) + \delta(\omega + \omega_n)], \quad (36)$$

En la Figura 13 se tiene una señal original de dos señales cosenoidales y en términos de exponencial compleja de todos los valores posibles de frecuencia sólo se utilizan $\omega_1, \omega_2$ , $-\omega_1$ y $-\omega_2$ como se muestra en la Figura 14 la transformada de Fourier de dos cosenos.

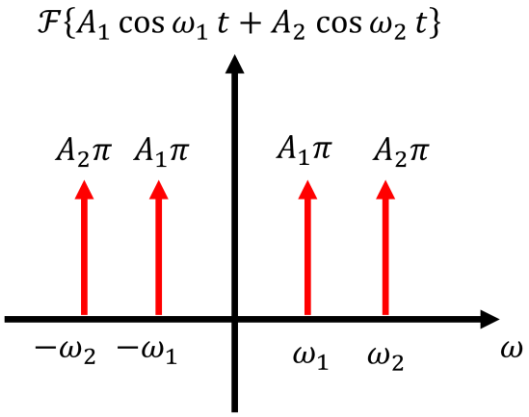



Figura 14. Transformada de Fourier de dos cosenos

El uso de este tipo de pruebas no solo permite la caracterización de los armónicos generados, sino que además identifica nuevas componentes de mezcla cercanas a las fundamentales que provocan la distorsión. Si aplicamos una señal de dos tonos tal como $x(t) = \mathrm{A}_1 \cos(\omega_1 t\ ) + \mathrm{A}_2 \cos(\omega_2 t\ )$ a nuestro modelo no lineal, la salida vendría dada por un gran número de términos de mezcla dados por las posibles combinaciones de $f_1$ y $f_2$:

$$x(t) = \sum_{n=1}^{\infty} A_{on} \cos\left(2\pi f_n t + \phi_{on}\right), \tag{37}$$

Donde $A_{on}$ y $\phi_{on}$representan la amplitud y fase de la señal con $f_n = mf_1 + nf_2$ y $m, n \in Z$.

Podemos extraer dos tipos de información para las pruebas de dos tonos: distorsión de banda y distorsión fuera de banda.

**Distorsión de banda**

Los productos de distorsión en banda son las componentes de mezcla que caen dentro de la zona de componentes de frecuencias fundamentales. De acuerdo con la expresión anterior de la salida del sistema las frecuencias de distorsión en banda deben satisfacer:

$$m + n = 1, \tag{38}$$

Por ejemplo, en los sistemas no lineales representados por series de potencia, las medidas en banda deben incluir las frecuencias fundamentales, $f_1$ y $f_2$, las componentes de tercer orden $(|m| + |n| = 3)$ en $2f_1 - f_2$ y $2f_2 - f_1$, las componentes de quito orden $(|m| + |n| = 5)$ en $3f_1 - 2f_2$ y $3f_2 - 2f_1$, las componentes de séptimo orden $(|m| + |n| = 7)$ en $4f_1 - 3f_2$ y $4f_2 - 3f_1$, y así sucesivamente. Estos productos de distorsión se denominan *productos de intermodulación de n-ésimo orden (IMn)* y constituyen la IMD. Además, forman un grupo de bandas laterales superior e inferior separadas de las señales y entre ellas una cierta distancia en frecuencia, $\Delta f_1 = f_2 - f_1$. A partir de estos productos podemos definir distintas figuras de mérito.

La *relación de intermodulación (IMR)*, se define como la relación entre la potencia de salida de la componente fundamental y la potencia de los IM3, $IMR = \frac{P_{f_{1,2}}}{P_{IM3}}$. Hay algunos casos en los que la relación de intermodulación máxima y mínima son diferentes. Estas situaciones conocidas como asimetrías de la IMD requieren la especificación de la IMR máxima y mínima.

**Distorsión fuera de banda**

Los componentes fuera de banda son los productos de mezcla que obedecen a la ecuación $m + n \neq 1$. Estos incluyen no solo los armónicos de cada uno de los tonos, sino también nuevos productos de mezcla en $mf_1 + nf_2$ que caen cerca de $DC(n + m = 0)$, o cerca de los distintos armónicos $(m + n = 2,3,4, \dots)$. Como su propio nombre indica, este tipo de distorsión aparece fuera del espectro de salida lo suficientemente lejos de las señales fundamentales; por tanto, se filtran fácilmente en sistemas de banda estrecha. El producto de mezcla localizado en DC describe el desplazamiento del punto de trabajo desde reposo, cuando aumenta el nivel de entrada.

## 3.2 Pruebas multitono y de espectro continuo

Aunque las técnicas de un solo tono y dos tonos todavía se consideren estándares de distorsión de intermodulación, hoy en día se investigan nuevos procedimientos alternativos más apropiados para el régimen de funcionamiento final del sistema (Guisado, 2015). Esto sucede porque, en realidad, las señales de telecomunicaciones en general se componen de una o más portadoras moduladas por las señales de información (señales aperiódicas en el tiempo), y presentan un espectro continúo limitado en banda.

El espectro de una señal no lineal distorsionado consiste en un conjunto de componentes de frecuencias centrado en los diferentes armónicos de la portadora. Si nos centramos en la distorsión dentro de banda, como se aprecia en la Figura 15, podemos observar con claridad que la salida contiene muchas más componentes de frecuencia.

Estas nuevas componentes es lo que se conoce como recrecimiento espectral, y se llama así porque es una consecuencia de la propiedad de los sistemas no lineales de generar nuevas frecuencias. En general, este recrecimiento espectral no solo está formado por las componentes adyacentes a la señal como se observa en Figura 15, sino que también incluye nuevos productos de mezcla situados entre los fundamentales, aunque no coincidentes con ellos.

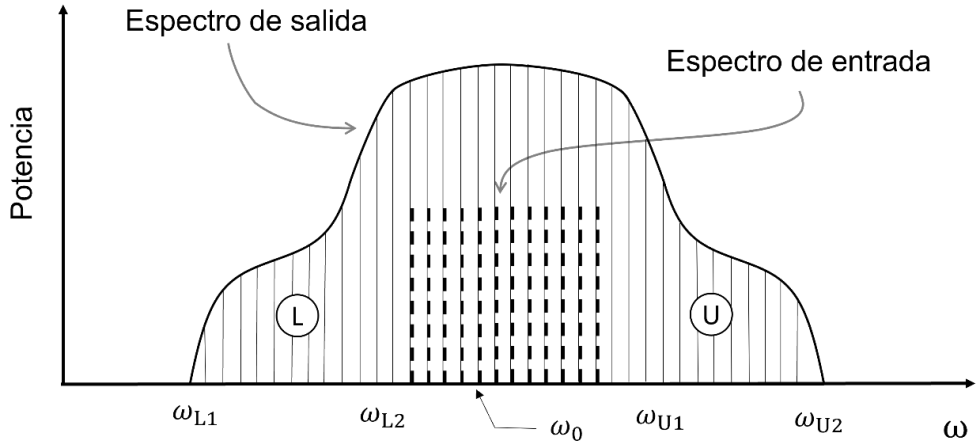



Figura 15. Espectros de entrada y salida de un sistema excitado por un estímulo multitono de banda estrecha

Además de esto, el espectro de salida de un dispositivo no lineal también incluye distorsión co-canal cuyas componentes de frecuencia caen dentro del canal de la señal. Con todo ello, la principal técnica de caracterización de espectro continuo es relación de intermodulación multitono (MIMR).

### 3.2.1 Relación de intermodulación multitono (MIMR)

Si utilizamos como estímulo una señal multitono, la salida de un sistema no lineal está dada por un gran número de componentes situados cerca de las fundamentales, y cerca de los armónicos:

$$y_{NL}(t) = \sum_{n=1}^{R} A_n cos[2\pi f_n t + \phi_n], \tag{39}$$

Donde $f_n = m_0 f_0 + \cdots + m_q f_q + \cdots + m_{Q-1} f_{Q-1}$ es el producto de mezcla dado por Q frecuencias de entrada $f_0, \ldots, f_q, \ldots, f_{Q-1}$ y $N$ es el orden máximo del producto de mezcla en consideración, siendo $|m_0| + \cdots + |m_q| + \cdots + |m_{Q-1}| \leq N$.

Además, como el número de tonos se incrementa y sus fases son no correlacionadas, el teorema central del límite establece que la distribución de la potencia media se aproxima a la del ruido blanco Gaussiano. Esta es la razón por la cual se emplean señales multitono para simular comunicaciones de señales moduladas de la misma forma que las señales de ruido (Guisado, 2015).

La MIMR es una generalización de concepto IMR introducido en las pruebas de dos tonos, para el caso en que empleamos señales multitono como una primera aproximación de una señal de espectro continúo limitada en banda. Se define como la relación entre la potencia fundamental común para cada tono, $P\frac{o}{tono}$, y la potencia de la componente de distorsión en $f_n$ presente en las bandas superior e inferior adyacentes, $P_{\frac{1}{u}}(f_n)$.

$$MIMR = \frac{P\frac{o}{tono}}{P_{\frac{1}{u}}(f_n)}. \tag{40}$$

## 3.3 Modulador de cuadratura I/Q

Un modelo general para una señal modulada digitalmente viene dado por un modulador I/Q general.

$$x(t) = \sum_{n=1}^{N} A_n \left(\cos(\omega_n t) + \sin(\omega_n t)\right), \tag{41}$$

Donde $A_n$ y $\omega_n$ representan la amplitud y la frecuencia moduladas de una portadora por la señal de información. Usando algunas identidades trigonométricas, la señal modulada $x(t)$ se puede escribir como:

$$x(t) = \sum_{n=1}^{N} A_n [\mathrm{I}(t) \cos(\omega_n t) + Q(t) \sin(\omega_n t)], \tag{42}$$

Donde $I(t) = A_n \cos(\omega_n t)$ se denomina componente en fase y $Q(t) = A_n \sin(\omega_n t)$ se denomina componente en cuadratura. Esta formulación permite la realización de cualquier técnica de modulación

utilizando moduladores de cuadratura donde los datos de banda base de entrada se dividen en dos datos y después cada dato modula la amplitud de dos portadoras que tienen la misma frecuencia, pero $90°$ de cambio de fase, tal como ocurre en la QAM.

La Figura 16 muestra un diagrama de bloques de un modulador en cuadratura donde las señales de banda base $I(t)$ y $Q(t)$ se convierten a una frecuencia portadora $\omega_c$ usando dos mezcladores. El primer mezclador multiplica la salida del oscilador local (del inglés, LO) por la señal en fase y el otro mezclador multiplica la salida LO después de un cambio de fase de $90°$ por la señal en cuadratura. Luego, las salidas de los mezcladores se suman para producir la señal modulada. El beneficio de los moduladores en cuadratura es que las señales $I$ y $Q$ se modulan en la misma portadora, sin embargo, son ortogonales entre sí.

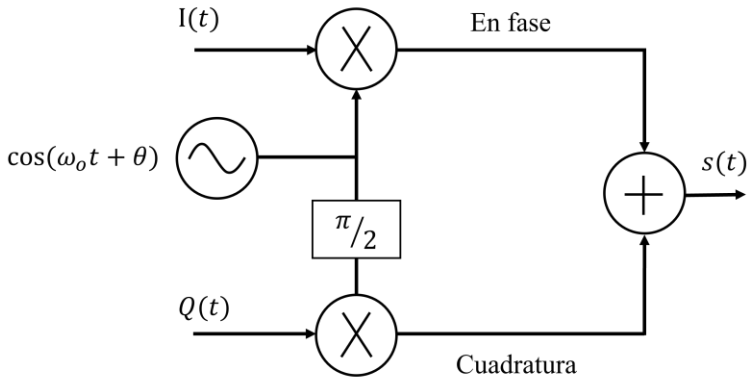



Figura 16. Modulador I/Q de cuadratura

La transformada de Fourier de $x(t)$ de una señal multitono en un modulador I/Q se expresa de la siguiente manera:

$$\mathcal{F}\{x(t)\} = \sum_{n=1}^{N} A_n\, \pi[\delta(\omega - \omega_n) + \delta(\omega + \omega_n)] + A_n\, j\pi[\delta(\omega + \omega_n) - \delta(\omega - \omega_n)]. \qquad (43)$$

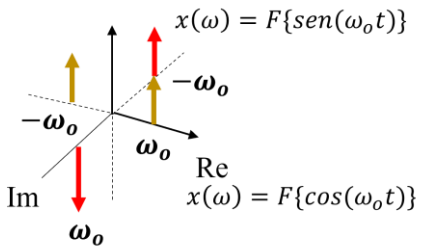



Figura 17. Transformada de Fourier de una señal multitono con un modulador I/Q

# Capítulo 4. Caracterización de AP con señales multitono

En el capítulo anterior, se presentaron las respuestas típicas del amplificador a señales de un tono, dos tonos y multitono. Las siguientes subsecciones ofrecen una descripción general de las configuraciones de medición utilizadas para la caracterización de amplificador y obtener su respuesta de las características AM-AM, M-IMR, además se obtienen $P_{in}$, $P_{out}$, $G$, linealidad, $\eta$ y $\mathrm{PAE}$.

## 4.1 Configuración del banco de medida utilizando un AWG

En relación con lo abordado en el capítulo anterior, la caracterización de los APs no lineales es conveniente para el modelado de comportamiento y su linealidad. Diferentes bancos de pruebas ya han sido reportados en la literatura para lograr esto. Se ha utilizado en (Isaksson et al., 2005), una red neuronal de función de base radial (RBFNN) para modelar el comportamiento dinámico no lineal de un amplificador de potencia de RF para la tercera generación. Para caracterizar AP se ha propuesto una técnica de medición escalonada de tres tonos basada en señales de banda base moduladas digitalmente (Rönnow et al., 2007) los anchos de banda de la medida escalonada fueron de $8.8\ \mathrm{MHz}$ para la señal de entrada y $26.4\ \mathrm{MHz}$ para la señal de salida.

En este trabajo, como ya se comentó en el capítulo I, el sistema de medida propuesto se presentó en la Figura 1, y en la Figura 18 se muestra con mayor detalle el sistema que se implementó. Está compuesto de una señal I/Q de banda base que se genera en una estación de trabajo de computadora personal (PC) y se descarga a un generador de ondas arbitrarias (AWG). Convierte la señal a la frecuencia portadora por medio de un generador de señales vectoriales (VSG) utilizándose un modulador I/Q generando una señal RF lista para ser transportada al dispositivo bajo prueba (DBP). La señal de entrada generada por el PSG E82671 sin presentar armónicos, puede tomar valores de potencia $\leq -34\ \mathrm{dBm}$. Es importante considerar una potencia de entrada sin armónicos o productos de intermodulación para que al ser caracterizado el DBP la señal de salida sea una réplica fiel de la entrada, sólo amplificada por la ganancia del AP, y en caso de observarse distorsión en la señal sea ocasionada por el DBP la ganancia del AP y los multitonos.

Para proteger a los equipos de señales reflejadas se colocan aisladores que permiten pasar la señal incidente del preamplificador al AP mandando la señal reflejada a una carga (normalmente $50\ \Omega$). El DBP se polariza utilizando fuentes de DC para el voltaje de drenador y el voltaje de compuerta. También se

utilizan dos preamplificadores para aumentar la potencia de entrada al DBP, el preamplificador 1 es un amplificador coaxial ZHL-4240+ opera en la banda de 600 a 4200 MHz con una potencia de salida a 1 dB de compresión de 1 Watt y una ganancia de 40 dB y el preamplificador 2 es un AP de alta potencia de estado sólido 1131-BBM5K8CGM y trabaja de 2500 a 6000 MHz con una potencia de saturación de 40 Watt y 48 dB de ganancia con 1 dB de compresión. Los preamplificadores utilizados en el sistema de medida deben trabajar en su región lineal para no generar frecuencias armónicas o productos de intermodulación. Otro rasgo del banco de prueba es el acoplador direccional que permite tomar muestras de la potencia de entrada utilizando un analizador de espectro (AE). Finalmente, el AE mide niveles de potencia de los tonos presentes en la salida del AP, se manejan atenuadores a la entrada y a la salida para proteger al equipo de altas potencias.

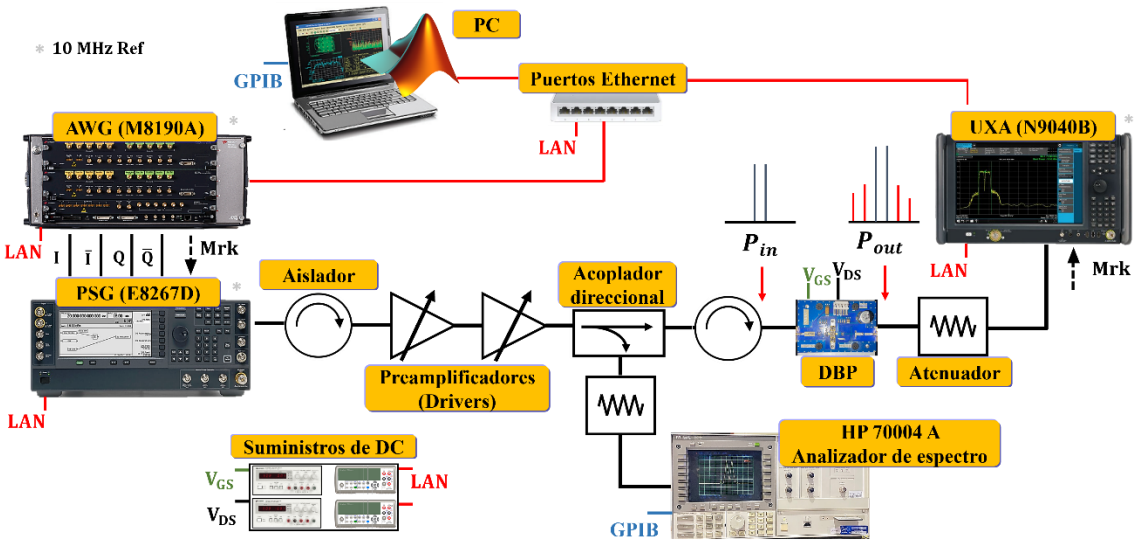



Figura 18. Banco de prueba propuesto para la generación de señales multitono

### 4.1.1 Generación de tonos utilizando Matlab

Por medio de una interfaz gráfica de usuario (GUI) se generan las señales multitono utilizando Matlab (en el Anexo A se describe con más detalle), en la Figura 19 se explica el proceso del funcionamiento del programa utilizando un algoritmo que permite representar la información y acciones disponibles en la interfaz.

Uno de los elementos principales para la generación de las señales multitono de manera externa es el AWG, este permite por medio del GUI mandar la información en banda base en el dominio del tiempo al generador de ondas vectoriales (en el Anexo B se describe con detalle las funciones básicas del AWG).

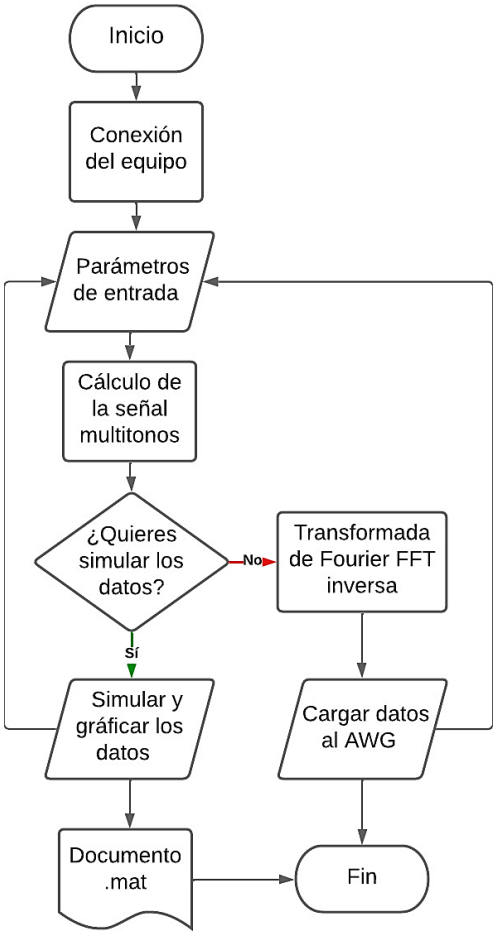
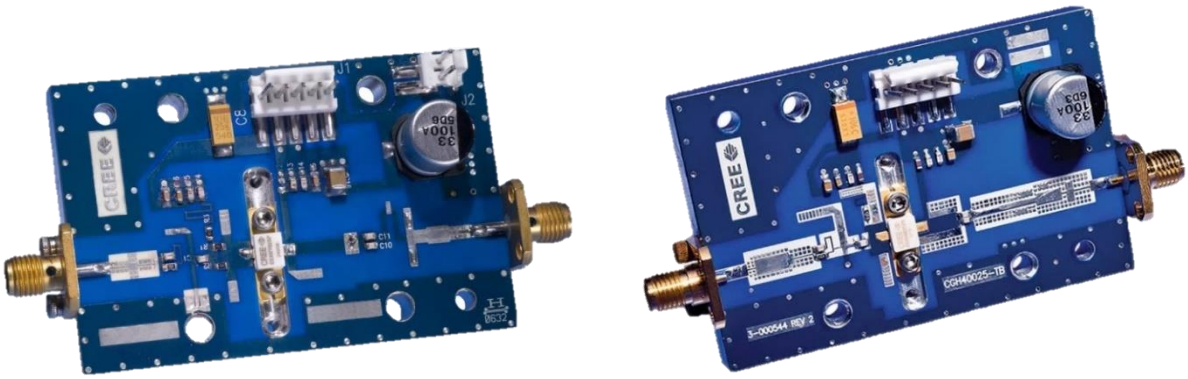



Figura 19. Algoritmo de la generación de señales multitono

## 4.2 Caracterización de AP

Se caracterizaron los transistores CGH35015 y CGH49925F de CREE, en el Anexo C se incluyen sus hojas de datos. Son transistores de alta movilidad de electrones (HEMT) de GaN. Los HEMT de GaN ofrecen capacidades de alta eficiencia, alta ganancia y amplio ancho de banda, lo que los vuelve ideal para circuitos amplificadores lineales y comprimidos. El transistor está disponible en un empaquetado de brida atornillable y en empaquetados de pastillas para soldar.

Para caracterizar los transistores se utilizaron los circuitos de prueba CGH35015-TB y CGH40025-TB, respectivamente (véase la Figura 20). Estos incluyen redes de adaptación a la entrada y a la salida que nos ayudan a crear una impedancia adaptada entre una fuente y una carga. También conformado por un control de polarización compuesto por una terminal de voltaje de compuerta fuente ($V_{GS}$), por dos terminales de voltaje drenador fuente ($V_{DS}$) y dos terminales de tierra (GND).




(a) (b)

Figura 20. Circuitos de prueba (a) CGH35015F-AMP y (b) CGH40025-AMP

La GUI que se implementó para generar los multitonos también incluye las funciones e interfaces necesarias para controlar el equipo, establecer las condiciones de medida, toma de datos y presentación de resultados, según describe en el Anexo A.

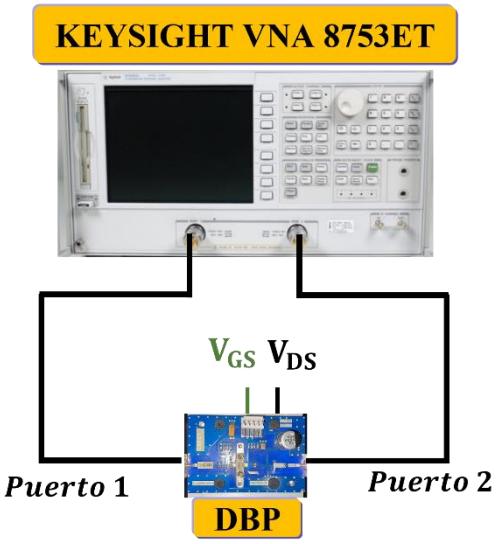



Figura 21. Sistema de medida de parámetros S

Antes de caracterizar el DBP utilizando el sistema de medida propuesto Figura 18, se midieron sus parámetros S, para ello se utilizó un VNA 8753ET, en el rango de frecuencia $30\ \mathrm{kHz}$ a $6\ \mathrm{GHz}$, potencia de

RF de -20 dBm y con un número de puntos de 801. La configuración en ambos casos se muestra en la Figura 21:

En la Figura 22 se muestra el esquema de polarización que se utiliza para llegar al punto de reposo del transistor, se utilizan dos fuentes de voltaje una entre drenador-fuente y la otra entre compuerta-fuente, también se requieren dos amperímetros para medir la corriente de drenador fuente ($I_{DS}$) y corriente compuerta fuente ($I_{GS}$) y un voltímetro que mide el voltaje de drenador fuente.

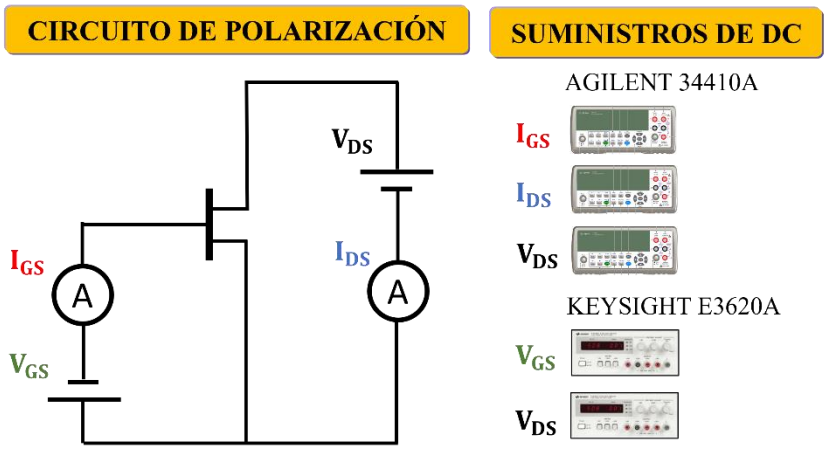



Figura 22. Esquema de polarización de los AP

A continuación, se describen los resultados de la caracterización de cada AP

### 4.2.1 Caracterización del transistor encapsulado CGH35015

El CGH35015 de CREE es un transistor ideal para aplicaciones de amplificaciones de interoperabilidad mundial para acceso por microondas WiMAX por sus siglas en inglés *Worldwide Interperability for Microwave Access* y el acceso inalámbrico de banda ancha BWA en inglés: *Broadband Wireless Access* de 3.3 a 3.9 GHz. El transistor se caracterizó a uno, dos, cuatro, seis, ocho y diez tonos, para cada caso se varió la potencia de entrada para tener una respuesta lineal llegando primero al punto de compresión y finalmente al punto de saturación.

Para verificar la G lineal primero se midieron los parámetros S, los resultados se describen la Figura 23 el AP tiene una G de $13$ dB, la adaptación es mejor en las frecuencias de $3.0$ GHz con pérdidas por retorno de -$10$ dB y en $3.7$ GHz con pérdidas por retorno de -$18$ dB. De una manera clara en la Tabla 2 se muestran las frecuencias con una buena adaptación en pequeña señal.

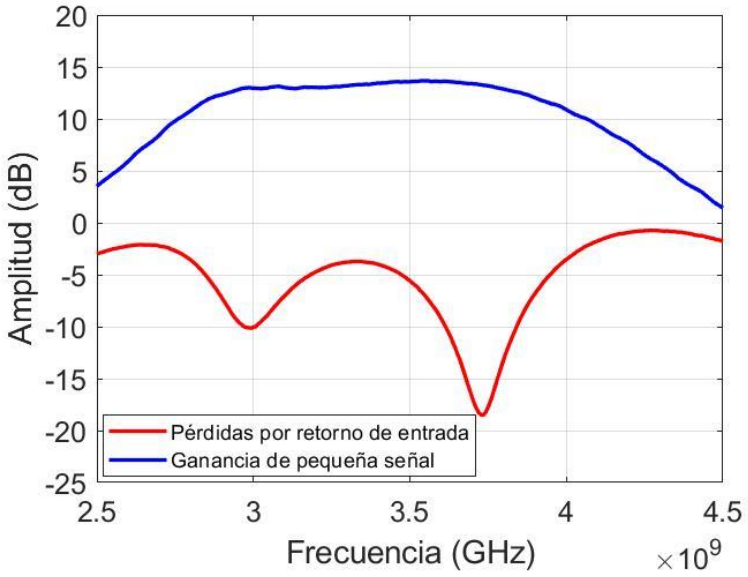



Figura 23. Parámetros S en pequeña señal vs frecuencia en CGH35015F-AMP $\boldsymbol{V_{DS} = 28\ V}$ y $\boldsymbol{I_{DS} = 100\ mA}$

Tabla 2. Parámetros S del AP CGH35015F con sus frecuencias adaptadas

| Frecuencias | Pérdidas por retorno de entrada | Ganancia de pequeña señal |
|---|---|---|
| 3.0 GHz | -10 dB | 13 dB |
| 3.7 GHz | -18 dB | 13 dB |

La $P_{in}$ del DBP es de $28$ dBm para llegar a la región de saturación con el sistema de medida propuesto como se muestra en la Figura 24. El generador de señales entrega las señales multitonos con una potencia más negativa de los -$34$ dBm para alcanzar la señal limpia, es decir sin productos de intermodulación y en zona lineal. Debido a la configuración la señal del PSG se coloca con una potencia de salida de -$59$ dBm. Después por medio de dos drivers los niveles de potencia alcanzan la potencia de entrada del DBP, primero el preamplificador 1 tiene una ganancia de $40$ dB, una vez alcanzada la potencia del generador de señales y con la ganancia del preamplificador 1 se colocan dos atenuadores que son variables, uno atenúa en $1$ dB y el segundo atenúa en $10$ dB estos manipulan la potencia de salida del preamplificador 1 para caracterizar

la señal de entrada del DBP. Enseguida está el Driver 2 con $47$ dB de $G$ y este finalmente alcanza el nivel de $P_{in}$ requerido para alcanzar la región de saturación del AP.

El proceso de caracterización se realizó desde la frecuencia de $3.7$ a $3.8$ GHz que es rango de frecuencia en donde el AP tiene mejor adaptación. Los parámetros del punto de polarización considerado para CGH35015F son $V_{DS} = 28\,V$ y $V_{GS} = -2.48\,V$ en donde se obtiene $I_{DS} = 100\,mA$, este punto de polarización es considerado como el punto de reposo del transistor. Cuando el AP se aproxima a su región no lineal $I_{DS}$ aumenta y al estar saturado la corriente de compuerta se dispara notándose un cambio más negativo.

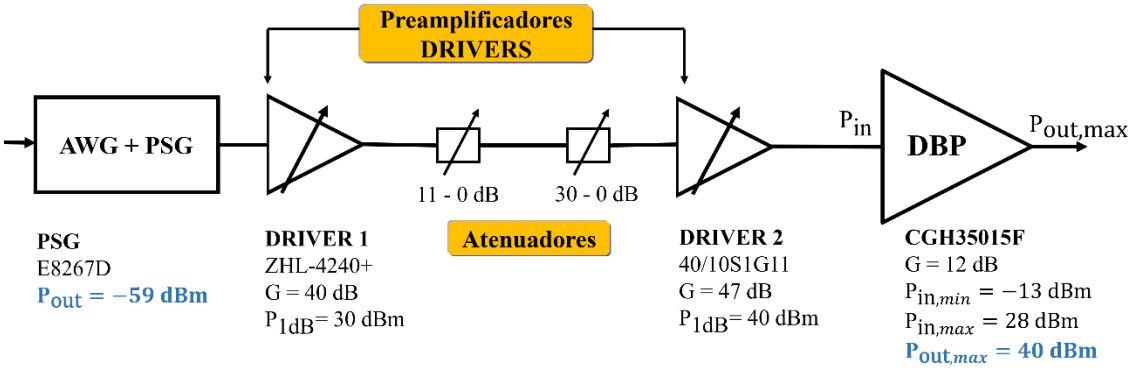



Figura 24. Configuración de preamplificadores para el AP CGH35015F utilizando un tono de señal de entrada

En cuanto al comportamiento del AP al ser caracterizado se considera la $I_{DS}$ y $I_{GS}$ para determinar si está en su región no lineal u observar el paso de lineal a no lineal, como se observa en Figura 25 la corriente se mantiene creciente en su región lineal y al llegar a la potencia de salida donde el AP se satura esta corriente decrece exponencialmente es entonces donde podemos observar claramente su punto de compresión este comportamiento depende del número de tonos como señal de entrada, a menor número de tonos mayor será la $P_{out}$. Al igual que la $I_{GS}$ (véase Figura 26) la corriente se mantiene constante en 0 y al llegar a su región de saturación crece abruptamente. Es importante comentar que en la figura se observa una corriente negativa porque el amperímetro se conectó en sentido inverso. Además, se observa que a mayor número de tonos de entrada el punto de inflexión de la corriente ocurre a un nivel menor de $P_{out}$.

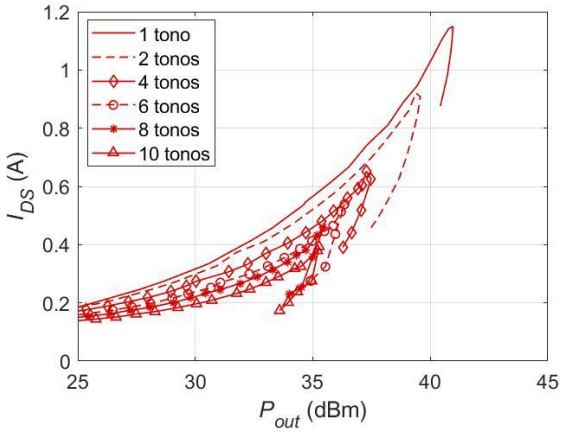



Figura 25. $\boldsymbol{I_{DS}}$ (A) vs $\boldsymbol{P_{out}}$ (dBm) del AP CGH35015 caracterizado con señales multitono

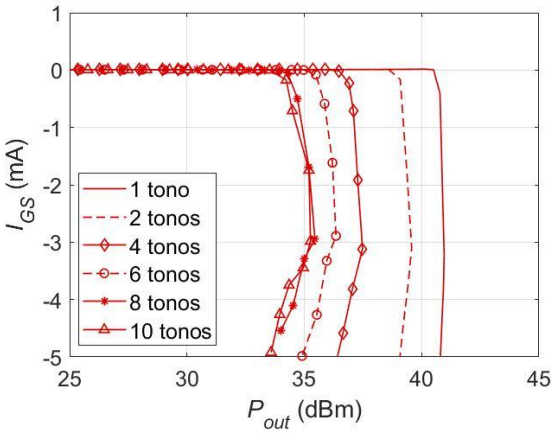



Figura 26. $\boldsymbol{I_{GS}}$ (mA) vs $\boldsymbol{P_{out}}$ (dBm) del AP CGH35015 caracterizado con señales multitono

#### 4.2.1.1 Resultados de las pruebas multitono

El banco de pruebas se realizó para caracterizar AP con señales multitono. Es interesante observar como el DBP cambia su respuesta al estar excitado por un diferente número de tonos, a continuación, los resultados obtenidos se muestran considerando la frecuencia portadora solamente y en el otro caso utilizando la respuesta de la frecuencia portadora, los multitonos y sus productos de intermodulación.

En la Figura 27 se representa la señal multitono con seis tonos de entrada. La potencia a la frecuencia fundamental $f_o$ es representada por un círculo, los triángulos representan el resto de las frecuencias de las señales multitono y los productos de IMD.

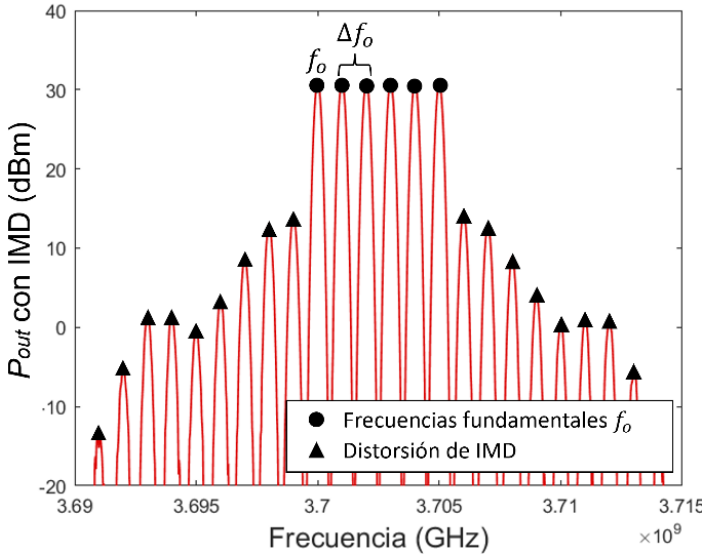



Figura 27. Espectro a la salida del AP CGH35015, considerando 6 tonos de entrada separados $\Delta f_o(@1\ MHz)$. El primer tono está a $f_o(@3.7\ GHz)$. Los multitonos están señalados con un círculo y los productos de intermodulación (Distorsión IMD) por un triángulo.

### 4.2.1.2 Característica AM-AM

La característica AM-AM como se menciona en el capítulo 3.1.1 permite encontrar la potencia de saturación del DBP ya que al irse aumentando la potencia de entrada comparada con la potencia de salida se observa su comportamiento desde la región lineal hasta la no lineal e identificar el punto de compresión.

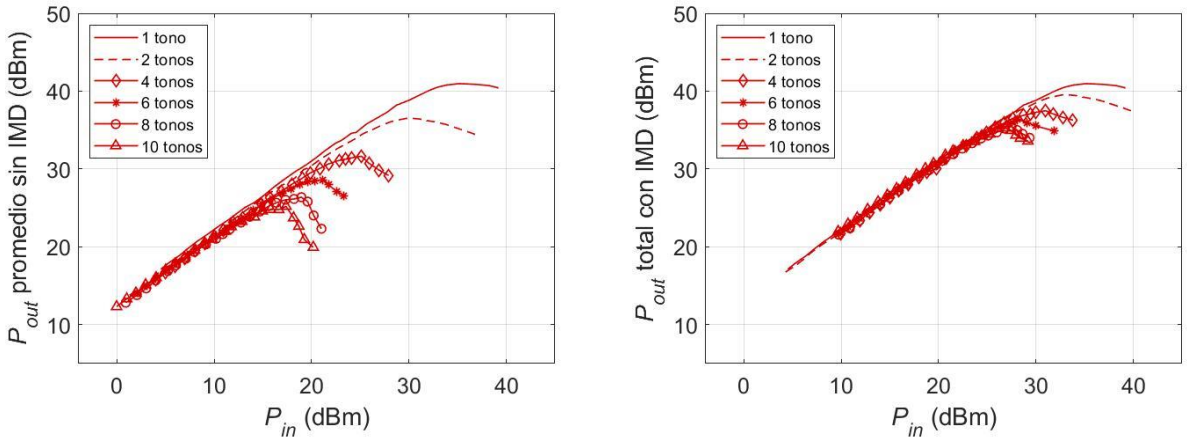
Tabla 3. Resultados de las señales multitono con la frecuencia fundamental $\boldsymbol{f_o}$

| Número de tonos | $P_{in}$ (dBm) | $P_{in}$ (Watts) |
|---|---|---|
| 1 tono | 35 | 3.16 |
| 2 tonos | 31.9 | 1.58 |
| 4 tonos | 28.9 | 0.79 |
| 6 tonos | 25.9 | 0.39 |
| 8 tonos | 22.7 | 0.19 |
| 10 tonos | 19.5 | 0.09 |

El AP CHG35015F se caracterizó con diferente número de tonos a la frecuencia de $3.7$ GHz. El primer caso la frecuencia fundamental $f_o$ se observa que al ir aumentando el número de tonos a la entrada el AP entra a su región de saturación en una potencia de entrada menor que al compararlo con un solo tono como señal de entrada.

En la Tabla 3 se muestra la comparación al ir aumentado la cantidad de los multitonos, al tomar la $P_{in}$ de un tono la región de saturación ocurre a $35$ dBm que es equivalente a $3.16$ watts y al dividir la potencia de saturación de un tono entre dos obtenemos $1.58$ watts que es equivalente a la potencia de saturación para los dos tonos 31.9 dBm, es decir que al ir aumentando el número de tonos y siguiendo el mismo análisis se llegara a la región de saturación con la potencia de entrada como se muestra en la Figura 28 (a). Con base en la comprobación de la relación de intermodulación multitono (indicado en la sección 3.3.1) se llega a la relación potencia de entrada - potencia de salida con señales multitono.

En el segundo caso se consideraron además de la frecuencia fundamental $f_o$ las frecuencias restantes en el caso de ser multitonos y los productos de IMD. En la Figura 28 (b) se muestra la comparación de la respuesta de un solo tono con relación a los multitono y se aprecia que al considerar las potencias de las frecuencias y los productos de intermodulación nos acercamos a la respuesta de un solo tono. El análisis consiste en identificar las frecuencias utilizadas como multitono y productos de intermodulación y sumar las potencias en watts y después convertirlas a dBm se comprueba que al caracterizar AP con señales multitono la potencia se distribuye y al ser sumados los productos de IMD y las frecuencias multitono serán el resultado de tener el análisis de un tono.




(a) (b)

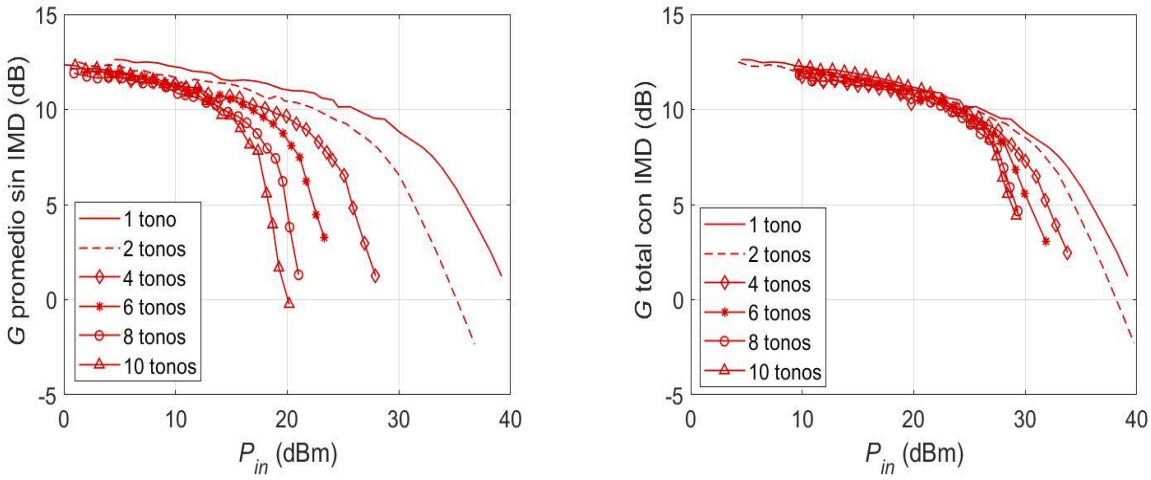
Figura 28. Resultados de $\boldsymbol{P_{in}}$ vs $\boldsymbol{P_{out}}$ del AP CGH35015F con señales de entrada de 1, 2, 4, 6, 8 y 10 tonos considerando a) $\boldsymbol{P_{out}}$ promedio de los tonos funamentales sin IMD y b) $\boldsymbol{P_{out}}$ total considerando IMD

#### 4.2.1.3 Ganancia

En el capítulo 2.2.3 se mencionó que la ganancia de un AP es la relación entre la potencia de salida y la de entrada. Como se mencionó antes para el primer caso, considerando la $P_{in}$ y la $G$ de la $f_o = 3.7$ GHz como se aprecia en la Figura 29 (a), iniciando con un tono la ganancia se mantiene en régimen constante cuando el AP se encuentra en su región lineal, después al ir saturándose la ganancia cae hasta volverse cero, después al aumentar el número de tonos la $G$ decrece en una potencia de entrada menor, es decir al tener mayor número de tonos a la entrada del AP la $G$ tiende a cero en una $P_{in}$ menor.

Además de la frecuencia fundamental en la Figura 29 (b) se tomaron en cuenta el total de las frecuencias restantes y los productos de intermodulación que son generados desde los dos tonos, iniciando con el análisis de un tono y comparándolo con el resultado de las potencias de las frecuencias antes mencionadas.

Se observa que al considerarlas y sumarlas como se explicó en la característica AM-AM la ganancia tiende a la respuesta de un solo tono de señal de entrada, es decir que al considerar las frecuencias restantes y los productos de IMD la respuesta tiende al análisis de un solo tono, lo ideal sería que la respuesta fuera casi igual a la de un solo tono pero, existen pérdidas y armónicos no considerados en el análisis.

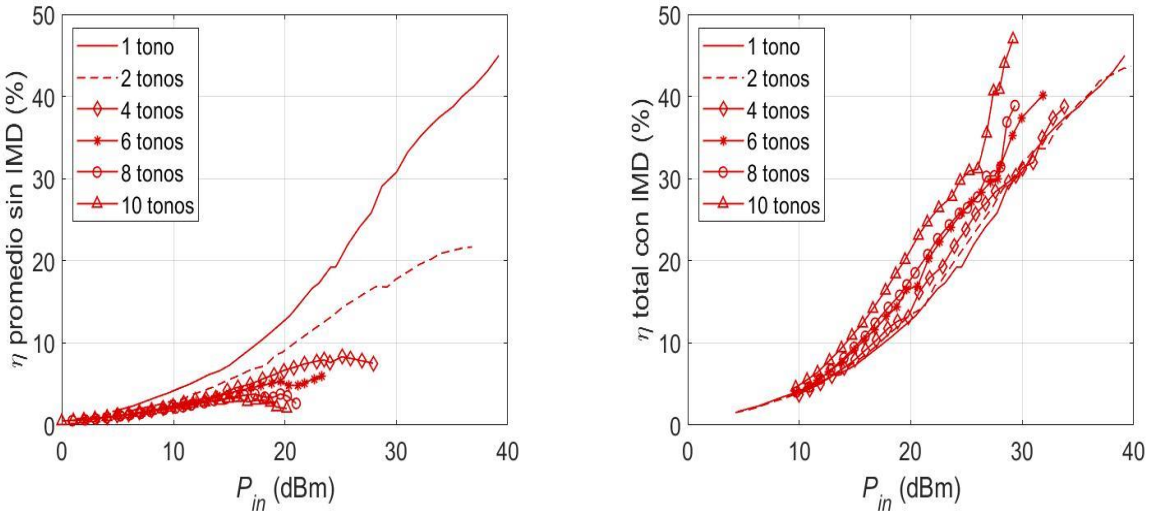



(a) (b)

Figura 29. Resultados de $\boldsymbol{P_{in}}$ vs $G$ del AP CGH35015F con señales de entrada de 1, 2, 4, 6, 8 y 10 tonos considerando a) $\boldsymbol{G}$ promedio de los tonos funamentales sin IMD y b) $\boldsymbol{G}$ total considerando IMD

#### 4.2.1.4 Eficiencia (η)

Considerando el primer caso de tener la frecuencia fundamental enfocándonos en un tono tenemos una η de 45 % al llegar al punto de saturación del DBP, y al aumentar el número de tonos la eficiencia del AP tiende a disminuir y en el caso de los 10 tonos aplicando el primer caso llega a cero (Figura 30 (a)); en el segundo caso (véase Figura 30 (b)), se considera el total de las potencias de las frecuencias multitono y los IMD la eficiencia al ir aumentando el número de tonos se acerca a análisis de un solo tono, al aumentar los multitonos es posible que no siga un comportamiento igual ya que además de los IMD también existen las frecuencias armónicas que no son consideradas en este análisis.

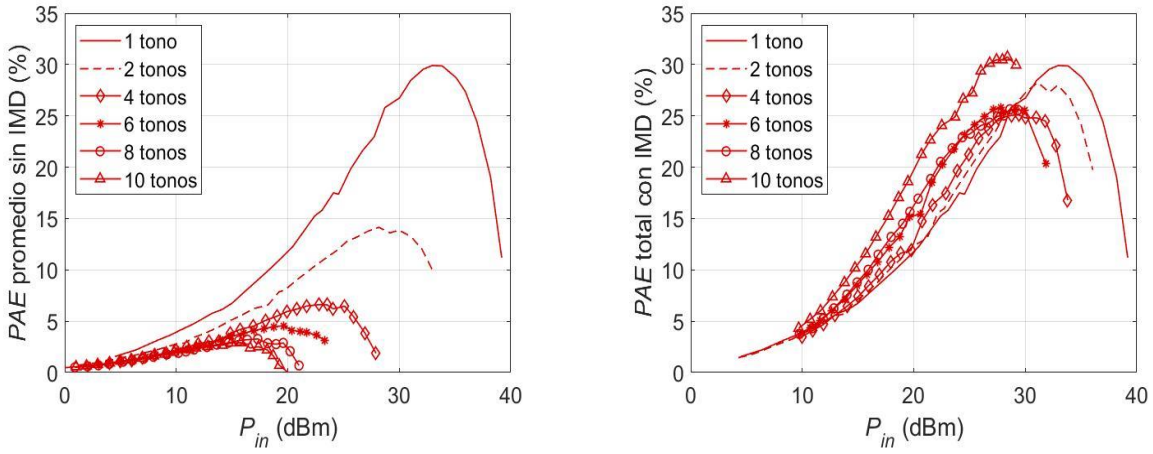



(a) (b)

Figura 30. Resultados de $\boldsymbol{P_{in}}$ vs η del AP CGH35015F con señales de entrada de 1, 2, 4, 6, 8 y 10 tonos considerando a) η promedio de los tonos fundamentales sin IMD y b) η total considerando IMD

#### 4.2.1.5 PAE

El análisis que se obtuvo por medio de la eficiencia de potencia añadida al utilizar señales multitono para caracterizar AP se distingue para los dos casos que se han mencionado. En el primer caso (Figura 31 (a)) se observa el PAE máximo con un tono a la entrada alcanzando 30 % al aplicar los dos tonos la potencia se reparte en las dos frecuencias de los tonos y obtenemos un 15 %, al ir aumentando el número de tonos este tiende a cero; en el segundo caso al sumar las potencias de las diferentes frecuencias de los tonos estos se acercan a la caracterización de un solo tono (Figura 31 (b)).




(a) (b)

Figura 31. Resultados de $\boldsymbol{P_{in}}$ vs *PAE* del AP CGH35015F con señales de entrada de 1, 2, 4, 6, 8 y 10 tonos considerando a) *PAE* promedio de los tonos fundamentales sin IMD y b) *PAE* total considerando IMD

Tabla 4. Rendimiento típico de 3.3 - 3.9 GHz del AP CGH35015 con un tono de señal de entrada

| Parámetros | Fabricante | Sistema de medida propuesto | Unidad |
|---|---|---|---|
| Ganancia en pequeña señal ($G$) | 13.6 @ 3.3 GHz<br>12.8 @ 3.4 GHz<br>12.3 @ 3.5 GHz<br>12.2 @ 3.6 GHz<br>12.3 @ 3.7 GHz<br>12.8 @ 3.8 GHz | 13.1 @ 3.3 GHz<br>13.4 @ 3.4 GHz<br>13.5 @ 3.5 GHz<br>13.5 @ 3.6 GHz<br>13.4 @ 3.7 GHz<br>12.8 @ 3.8 GHz | dB |
| Potencia de saturación a la salida ($\boldsymbol{P_{out}}$) @ 3.7 GHz | 32 | 40 | dBm |
| Eficiencia de drenador (η) @ 3.7 GHz | 23 % | 45 % | % |
| Voltaje de compuerta a fuente ($\boldsymbol{V_{GS}}$) @ 3.7 GHz | -10, +2 | -2.48 | V |
| Máxima corriente de compuerta ($\boldsymbol{I_{G,max}}$) @ 3.7 GHz | 4 | 4.6 | mA |
| Máxima corriente de drenador ($\boldsymbol{I_{D,max}}$) @ 3.7 GHz | 1.5 | 1.1496 | A |

En la **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** se realiza una comparación entre los datos o btenidos con el sistema de medida propuesto y los datos del fabricante (véase en el Anexo C.1.) teniendo como señal de entrada un tono. Uno de los parámetros importantes de los AP es la ganancia desde la frecuencia de 3.4 - 3.7 GHz el resultado obtenido tuvo un valor más alto que el resultado del fabricante. De igual manera, el resultado de la $P_{out}$ del sistema de medida propuesto en contraste con lo que reporta

el fabricante tiene una mejor adaptación en frecuencia de 3.7 GHz. Asimismo, la η es casi el doble del valor indicado por el fabricante. El $V_{GS}$ utilizado al polarizar el DBP fue de -2.48 V como se mencionó en la sección 4.2.1. En el caso de la $I_{G,max}$ se presenta la misma situación en la que el valor obtenido con el DBP es mayor que el dato que presenta el fabricante. Por el contrario, para la $I_{D,max}$ el valor del fabricante fue mayor que el resultado del sistema de medida propuesto.

### 4.2.2 Transistor encapsulado CGH40025F

El CGH40025 de CREE es un transistor de alta movilidad de electrones (HEMT) de nitruro de galio (GaN). El CGH40025, que opera a 28 V, ofrece una solución de banda ancha de propósito general para una variedad de aplicaciones de RF y microondas. Los HEMT de GaN ofrecen capacidades de alta eficiencia, alta ganancia y amplio ancho de banda, lo que hace que el CGH40025 sea ideal para circuitos amplificadores lineales y comprimidos.

**Tabla 5.** Parámetros S del AP CGH40025F con sus frecuencias adaptadas

| Frecuencia | Perdidas por retorno de entrada | Ganancia de pequeña señal |
|---|---|---|
| 3.3 GHz | -18 dB | 12.96 dB |
| 3.7 GHz | -12 dB | 13.16 dB |

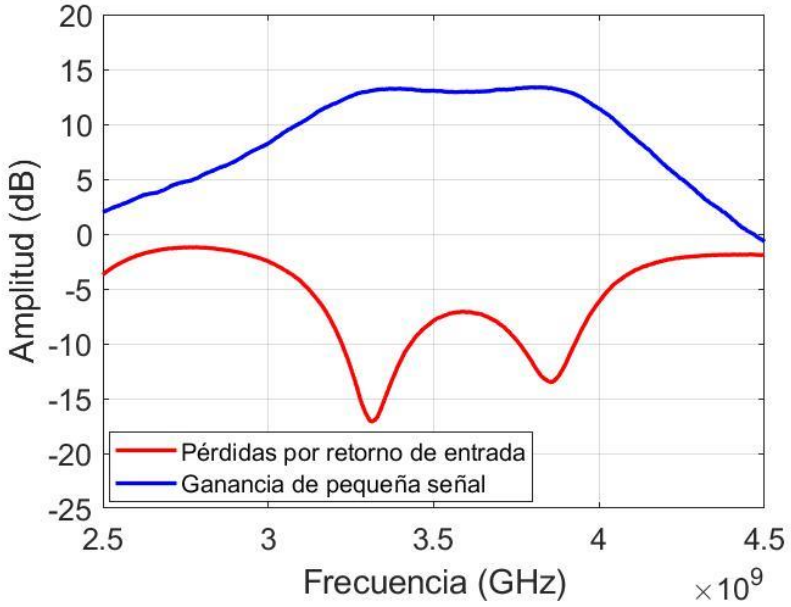



Figura 32. Parámetros S en pequeña señal vs frecuencia medida en CGH40025F $V_{DD} = 28\text{V}$, $I_{DQ} = 250\ mA$

Al igual que en el apartado anterior 4.2.1. se comprobó la ganancia lineal midiendo los parámetros S, resultados se muestran en la Figura 32, se deduce que se está mejor adaptado en las frecuencias de $3.3$ GHz con pérdidas por retorno de -18 dB y en $3.7$ GHz a -13 dB con una $G$ de $12.96$ dB y $13.16$ dB respectivamente. En la Tabla 5 se muestra a detalle cada uno de los resultados para las frecuencias mejor adaptadas.

En el capítulo 4.2.1 se explicó la configuración implementada con el AP CGH35015F, a continuación, se explica la misma configuración de preamplificadores para el AP CGH40025F, utilizando un tono de señal de entrada como se muestra en la Figura 33. Para llegar a la región de saturación utilizando el sistema de medida propuesto la potencia de entrada máxima del DBP debe alcanzar una potencia de $33$ dBm.

La señal del generador de señales PSG se coloca con un nivel de potencia de salida de -$54$ dBm como se resalta en la figura con color azul. Los niveles de potencia para llegar al punto de saturación con una señal limpia son pequeños, por esa razón, se utilizan dos preamplificadores. El preamplificador 1 tiene una ganancia de $40$ dB, también se colocan dos atenuadores variables; el primero de ellos en pasos de $1$ dB y el segundo atenúa en pasos de $10$ dB acondicionan la señal de salida del preamplificador 1 para excitar al preamplificador 2 con $47$ dB de $G$ en donde finalmente se alcanza el nivel de potencia de entrada necesario para alcanzar la región de saturación del DBP con una potencia máxima de salida de $45$ dBm como se muestra en color azul en la Figura 33.

La caracterización se llevó a cabo de $3.7$ a $3.8$ GHz considerando la adaptación del AP como se muestra en la Figura 32. Además, los parámetros del punto de polarización en reposo para el AP CGH40025F son: $V_{DS} = 28\ V$, $I_{DS} = 250\ mA$ y $V_{GS} = -2.34\ V$ . Al caracterizar el AP se aproxima a su región no lineal y la corriente de reposo aumenta y al estar saturado el corriente de compuerta se dispara notándose un cambio más negativo.

En cuanto al comportamiento del AP al ser caracterizado se considera la $I_{DS}$ y $I_{GS}$ para determinar si está en su región no lineal u observar el paso de lineal a no lineal, como se observa en Figura 34 la corriente se mantiene creciente en su región lineal y al llegar a la potencia de salida donde el AP se satura esta corriente decrece exponencialmente es entonces donde podemos observar claramente su punto de compresión este comportamiento depende del número de tonos como señal de entrada, a menor número de tonos mayor será la potencia de salida. Al igual que la $I_{GS}$ (véase Figura 35) la corriente se mantiene constante en 0 y al llegar a su región de saturación crece abruptamente. Es importante comentar que en la figura se observa una corriente negativa porque el amperímetro se conectó en sentido inverso. Además, se observa

que a mayor número de tonos de entrada el punto de inflexión de la corriente ocurre a un nivel menor de $P_{out}$.

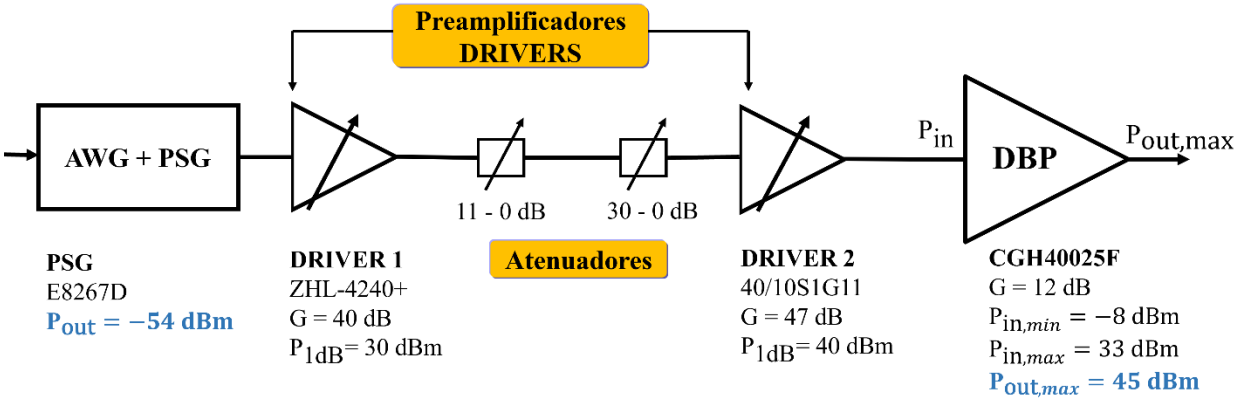



Figura 33. Configuración de los preamplificadores para el AP CGH40025F con un tono de señal de entrada

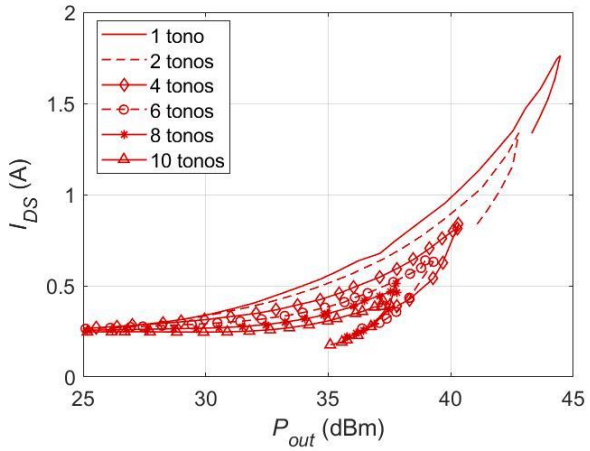



Figura 34. $I_{DS}$ (A) vs $P_{out}$(dBm) del AP CGH40025F caracterizado con señales multitono

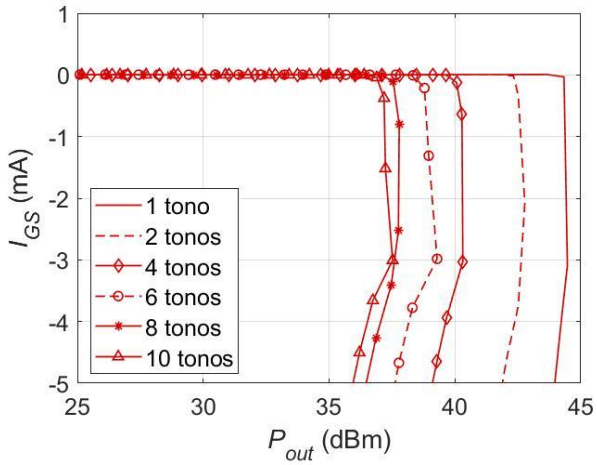



Figura 35. $\boldsymbol{I_{GS}}$ (mA) vs $\boldsymbol{P_{out}}$(dBm) del AP CGH40025F caracterizado con señales multitono, separados 1MHz

#### 4.2.2.1 Resultados de las pruebas multitono

En la sección anterior se mencionó la manera en que se ejecutaron las pruebas para ambos transistores, al igual que en con el DBP anterior en esta ocasión se realiza el mismo enfoque excitando al AP con diferente número de tonos (uno, dos, cuatro, seis, ocho y diez tonos) separados de 1 MHz, teniendo en cuenta que en el primer caso solo se toma en cuenta la frecuencia portadora y en el segundo caso se utiliza la respuesta de la frecuencia portadora, multitonos en el caso de ser dos o más y los IMD.

En la Figura 36 se muestra la señal multitono con seis tonos de entrada en representación del análisis para la caracterización de AP. La potencia fundamental $f_o$ es representada por un círculo, los triángulos representan el resto de las frecuencias de las señales multitono (separados 1MHz) y los productos de IMD.

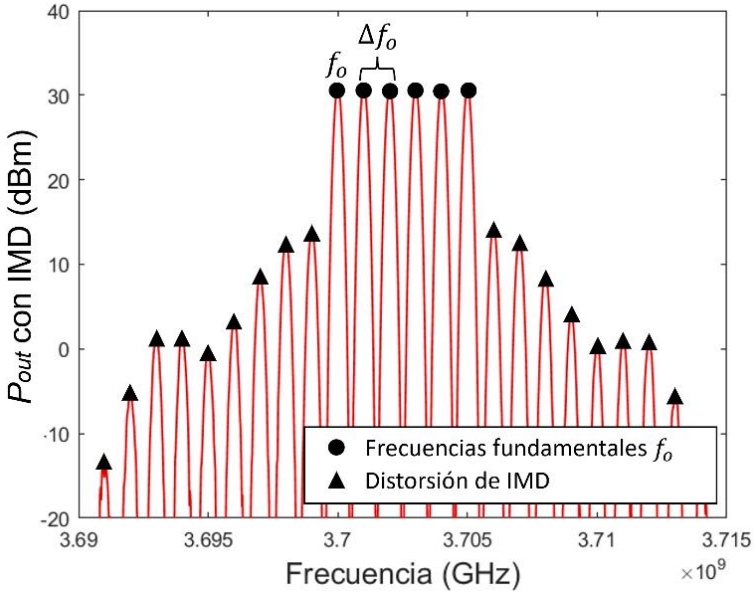



Figura 36. Espectro a la salida del AP CGH40025F, considerando 6 tonos de entrada separados $\Delta \boldsymbol{f_o}(@\mathbf{1}\ \boldsymbol{MHz})$. El primer tono está a $\boldsymbol{f_o}(@\mathbf{3.7}\ \boldsymbol{GHz})$. Los multitonos están señalados con un círculo y los productos de intermodulación (Distorsión IMD) por un triángulo.

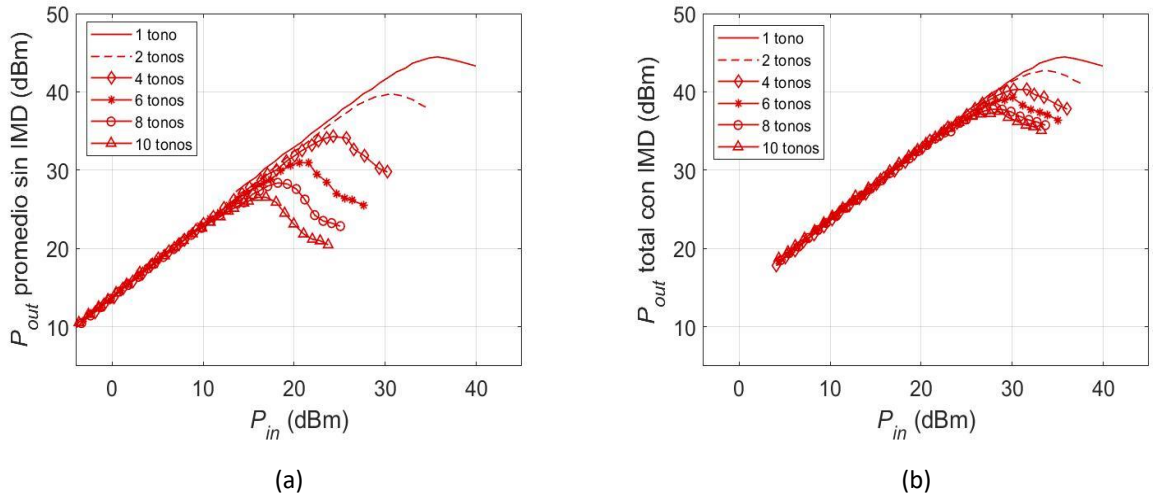
#### 4.2.2.2 Característica AM-AM

El AP CGH40025 se caracterizó a una frecuencia de $3.7$ GHz, que es en donde presenta mejor adaptacion como se visualiza en la Figura 32. El primer caso, considerando solamente la frecuencia fundamental $f_o$ se observa al igual que en el transistor anterior al ir aumentando el número de tonos a la entrada el AP entra a su región de saturación en una potencia de entrada es menor que cuando se excita con un solo tono como señal entrada.

Tabla 6. Resultados de las señales multitono con la frecuencia fundamental $\boldsymbol{f_o}$

| Número de tonos | Potencia de entrada (dBm) | Potencia de entrada (Watts) |
|---|---|---|
| 1 tono | 35 | 3.16 |
| 2 tonos | 31.83 | 1.58 |
| 4 tonos | 29.31 | 0.79 |
| 6 tonos | 25.55 | 0.39 |
| 8 tonos | 22.25 | 0.19 |
| 10 tonos | 19.95 | 0.09 |

En la Tabla 6 se muestra la comparación al ir aumentado la cantidad de los tonos, comenzando con el primer tono se toma su potencia de entrada en la región de saturación $3.16$ watts se divide entre dos 1.58 watts y obtenemos la potencia de saturación para los dos tonos $31.83$ dBm. Se comprueba como al ir aumentando el número de tonos y al seguir el mismo análisis se llegará a la región de saturación con la $P_{in}$ como se muestra en la Figura 28 (a).




(a) (b)

Figura 37. Resultados de $\boldsymbol{P_{in}}$ vs $\boldsymbol{P_{out}}$ del AP CGH40025F con señales de entrada de 1, 2, 4, 6, 8 y 10 tonos, separados 1MHz a) $\boldsymbol{P_{out}}$ promedio de los tonos funamentales sin IMD y b) $\boldsymbol{P_{out}}$ total considerando IMD

El segundo caso, se consideraron además de la $f_o$ las frecuencias restantes en el caso de ser multitonos y los productos de IMD. En la Figura 28 (b) se realizó la comparación de la respuesta de un solo tono con relación a los multitono y se aprecia que al considerar las potencias de las frecuencias y los productos de intermodulación nos acercamos a la respuesta de un solo tono. El análisis consiste en identificar las

frecuencias utilizadas como multitono y productos de intermodulación y sumar las potencias en watts y después convertirlas a dBm se comprueba que al caracterizar AP con señales multitono la potencia se distribuye y al ser sumados los productos de IMD y las frecuencias multitono serán el resultado de tener el análisis de un tono.

#### 4.2.2.3 Ganancia

En el capítulo 2.2.3 se mencionó que la ganancia en potencia de un AP es la relación entre la $P_{out}$ y $P_{in}$. Como se mencionó antes para el primer caso, considerando la $P_{in}$ y la $G$ de la $f_o = 3.7$ GHz como se aprecia en la Figura 29 (a). Se analizó comenzando con un tono la ganancia se mantiene en régimen constante cuando el AP se encuentra en su región lineal, después al ir saturándose la ganancia cae hasta volverse cero. Al aumentar el número de tonos la ganancia decrece en una potencia de entrada menor, es decir al tener mayor número de tonos a la entrada del AP la $G$ tiende a cero en una menor $P_{in}$.

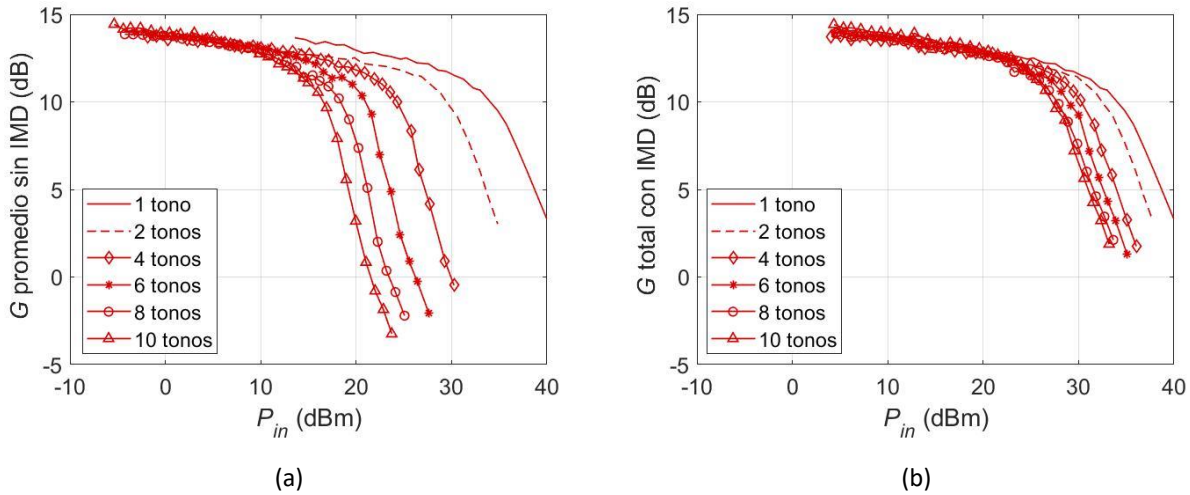



Figura 38. Resultados de $\boldsymbol{P_{in}}$ vs $G$ del AP CGH40025F con señales de entrada de 1, 2, 4, 6, 8 y 10 tonos considerando a) $\boldsymbol{G}$ promedio de los tonos funamentales sin IMD y b) $\boldsymbol{G}$ total considerando IMD

Además de la frecuencia fundamental en la Figura 29 (b) se tomaron en cuenta las frecuencias restantes en el caso de los multitonos y los productos de intermodulación como en el segundo caso estos son generados desde los dos tonos en adelante. El análisis de un tono y comparándolo con el resultado de las potencias de las frecuencias antes mencionadas (véase Figura 38), se observa que al considerarlas y sumarlas como se explicó en la característica AM-AM la ganancia tiende a la respuesta de un solo tono de

señal de entrada, es decir que al considerar las frecuencias restantes y los productos de IMD la respuesta tiene al análisis de un solo tono. Lo ideal sería que la respuesta fuera casi igual a la de un solo tono, pero, existen perdidas y armónicos no considerados en el análisis.

#### 4.2.2.4 Eficiencia (η)

Considerando el primer caso de tener la frecuencia fundamental enfocándonos en un tono tenemos una η de 45 % llegando al punto de saturación del DBP, y al aumentar el número de tonos la eficiencia del AP tiende disminuir y en el caso de los 10 tonos aplicando el primer caso llega a cero (Figura 39 (a)). En el segundo caso (véase Figura 39 (b)), al sumar las potencias de las diferentes frecuencias se nota que la eficiencia se acerca a la respuesta de tener la eficiencia del drenador en un solo tono con 58 %. La señal al aumentar los tonos es posible que no siga un comportamiento igual, además de las consideraciones también existen las frecuencias armónicas que no son consideradas en este análisis.

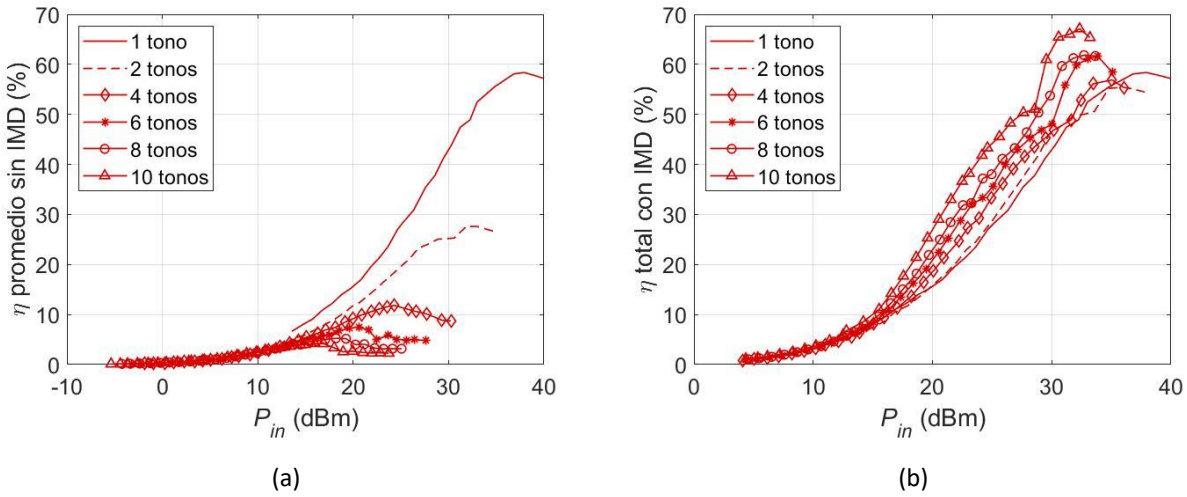
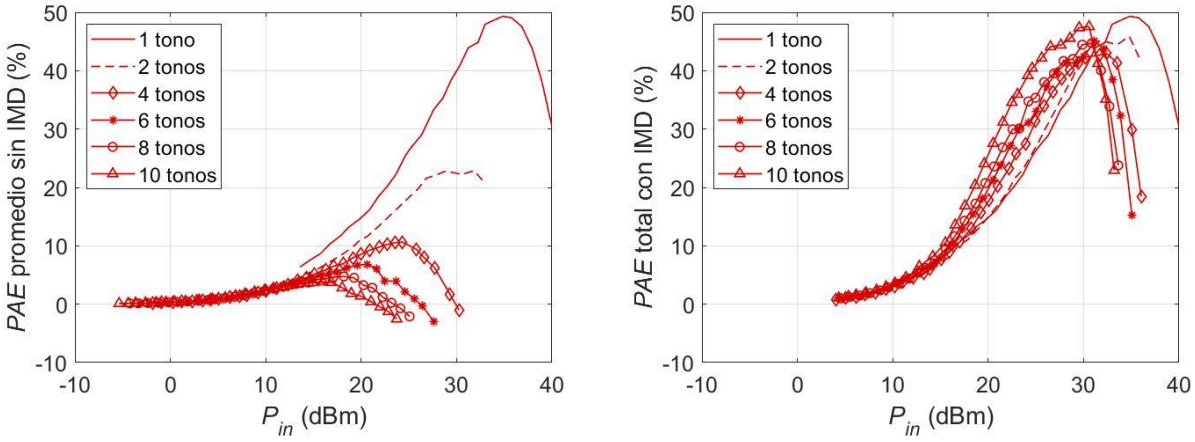



Figura 39. Resultados de $\boldsymbol{P_{in}}$ vs η del AP CGH40025F con señales de entrada de 1, 2, 4, 6, 8 y 10 tonos considerando a) η promedio de los tonos fundamentales sin IMD y b) η total considerando IMD

#### 4.2.2.5 PAE

El análisis que se obtuvo por medio de la eficiencia de potencia añadida al utilizar señales multitono para caracterizar AP se distingue por dos casos: el primero caso ( Figura 40 (a)) se observa el PAE máximo con un tono a la entrada alcanzando $49\ \%$, después al aplicar los dos tonos la potencia se reparte en las dos

frecuencias de los tonos y obtenemos un 23 % y al ir aumentando el número de tonos este tiende a cero; en el segundo caso al sumar las potencias de las diferentes frecuencias de los tonos estos se acercan a la caracterización de un solo tono (Figura 40 (b)).




(a) (b)

Figura 40. Resultados de $\boldsymbol{P_{in}}$ vs *PAE* del AP CGH40025F con señales de entrada de 1, 2, 4, 6, 8 y 10 tonos considerando a) *PAE* promedio de los tonos fundamentales sin IMD y b) *PAE* total considerando IMD

En la Tabla 7 se realizó una comparación entre los datos obtenidos con el sistema de medido propuesto y los datos del fabricante (véase en el Anexo C.2.). Tomando en cuenta que un tono es la señal de entrada la $G$ del AP se analizó desde la frecuencia de 3.3 – 3.9 GHz.

Tabla 7. Rendimiento típico de 3.3 – 3.9 GHz del AP CGH40025 con un tono de señal de entrada

| Parámetros | Fabricante | Sistema de medida | Unidad |
|---|---|---|---|
| Ganancia en pequeña señal ($G$) | 13 @ 3.3 GHz<br>13.9 @ 3.4 GHz<br>14.5 @ 3.5 GHz<br>13.7 @ 3.6 GHz<br>13.2 @ 3.7 GHz<br>13 @ 3.8 GHz<br>12.8 @ 3.9 GHz | 12.96 @ 3.3 GHz<br>13.21 @ 3.4 GHz<br>13.05 @ 3.5 GHz<br>12.98 @ 3.6 GHz<br>13.16 @ 3.7 GHz<br>13.36 @ 3.8 GHz<br>13 @ 3.9 GHz | dB |
| Potencia de saturación a la salida ($\boldsymbol{P_{out}}$) @ 3.6 GHz | 45 | 40 | dBm |
| Eficiencia de drenador (η) @ 3.6 GHz | 60 % | 58 % | % |
| Voltaje de compuerta a fuente ($\boldsymbol{V_{GS}}$) @ 3.6 GHz | -10, +2 | -2.34 | V |
| Máxima corriente de compuerta ($\boldsymbol{I_{G,max}}$) @ 3.6 GHz | 4 | 4.6 | mA |
| Máxima corriente de drenador ($\boldsymbol{I_{D,max}}$) @ 3.6 GHz | 1.5 | 1.7622 | A |

Los resultados obtenidos fueron muy parecidos excepto el de la frecuencia de $3.6\ \mathrm{GHz}$ en donde se tuvo una diferencia de décimas. además, el resultado obtenido con el sistema de medido propuesto de potencia de salida a la frecuencia de mayor adaptación fue menor que el del fabricante. De igual manera, la η dio casi igual del valor propuesto por el fabricante que el resultado obtenido por el sistema de medida. El $V_{GS}$ utilizado al polarizar el DBP fue de $-2.34\ \mathrm{V}$ como se mencionó en la sección 4.2.2. En el caso de la $I_{G,max}$ se presenta la misma situación en la que el valor obtenido con el DBP es mayor que el dato que presenta el fabricante. Además, para la $I_{D,max}$ el valor del fabricante fue menor que el resultado del sistema de medida propuesto.

# Capítulo 5. Conclusiones

En este trabajo se desarrolló un sistema de medida para investigar como las métricas: ganancia de potencia (*G)*, eficiencia (η), eficiencia de potencia agregada (PAE) y AM-AM de AP de banda estrecha, evolucionan utilizando señales multitono. La utilidad del sistema se demostró para dos APs comerciales, midiendo dichas métricas y observando como varían en función de las señales multitono aplicadas. El sistema permite la caracterización de amplificadores de potencia con capacidad de 25W en una banda de frecuencia de 2-4GHz, sin embargo, es escalable en frecuencia y potencia modificando tan solo los acopladores direccionales, atenuadores y circuladores.

Se observó cómo la *G*, η y PAE de los APs de banda estrecha se degradan al excitarlos con señales multitono. Las frecuencias de las señales multitono de entrada dependerán del ancho de banda del AP, por lo que es importante considerar este rango de frecuencias para caracterizarlo. Las configuraciones: AM-AM, el método de dos tonos y M-IMR en conjunto con el sistema de medida se emplearon para crear una GUI como herramienta para caracterizar a los APs y obtener los parámetros previamente mencionados.

Los resultados experimentales de AM-AM, *G*, η, PAE demuestran que al ir aumentando el número de tonos en la señal de entrada de los AP caracterizados, éstos se saturan a una menor potencia de salida. De forma similar, al incrementar el número de tonos a la entrada la ganancia se comprime a una potencia de salida menor; es decir el punto de compresión, $P_{1dB}$, ocurre a una potencia de salida menor.

Al realizar los experimentos se consideraron las corrientes $I_{GS}$ y $I_{DS}$ para encontrar el punto de saturación de los APs, el comportamiento de las corrientes $I_{DS}$ y la $I_{GS}$ es parecido al $P_{in}$– $P_{out}$ del AP ya que al encontrarse en la región lineal la respuesta de salida es creciente, pero al entrar en su región no lineal el AP se observan no linealidades en ambas corrientes. En $I_{DS}$ la corriente llega a un punto máximo con la potencia de salida y después la corriente comienza a disminuir y es donde decimos que el AP está saturado. Por otra parte, la $I_{GS}$ tiene un comportamiento constante en la región lineal y al pasar a la región no lineal la corriente crece abruptamente comprobándose también que el AP ha llegado a su máxima $P_{out}$.

Tras los experimentos realizados, podemos deducir que el sistema de medida es versátil y puede adaptarse a los requerimientos de potencia de entrada, es decir, el número de preamplificadores (drivers) puede variar. Sin embargo, es importante considerar que los preamplificadores deben operar en su región lineal (su respuesta debe estar libre de IMD) y comprobar que su ganancia corresponda al rango de frecuencia

en el que se está caracterizando el AP. De lo contrario los preamplificadores pueden afectar las señales multitono presentadas a la entrada del DBP y enmascarar su respuesta.

Finalmente se desarrolló la propuesta de la GUI utilizando un AWG como generador de señales en banda base. Dicha GUI emplea una simulación de las señales multitono antes de ser cargadas al AWG para posteriormente ser convertidas a RF mediante un PSG, para posteriormente ser utilizadas como señales de entrada en la caracterización del AP.

En particular, las aportaciones derivadas de este trabajo son:

- El desarrollo de un sistema de medida de señales multitono en banda base que se transmiten por medio de un AWG en un rango amplio de frecuencia para caracterizar APs consiguiendo emplearlas completamente libre de espurias. Además, es posible modificar el banco de medición para diferentes clases de DPB considerando su ancho de banda, ganancia y potencia de saturación.

- El estudio del comportamiento de los parámetros importantes de los APs de banda estrecha. En particular, al ser excitado por señales multitono.

- La implementación de la GUI diseñada en Matlab. Por medio de esta herramienta es posible visualizar en el dominio del tiempo y en el domino de la frecuencia, las señales multitono que se utilizan para caracterizar el AP, además se puede controlar el tipo de barrido de potencia que puede ser manual o automatizado. Mientras se realiza la caracterización desde la parte lineal a la no lineal es posible observar la gráfica $P_{in}$ -$P_{out}$ en tiempo real. Al final la interfaz proporciona un resumen de los parámetros importantes del AP y los guarda en un archivo tipo .mat que se guarda en el directorio del programa.

La caracterización de las no linealidades del AP tiene una gran demanda para comprender su modelo comportamiento y su linealización, su estudio debe continuar con el objetivo de mejorar y optimizar las capacidades de la tecnología. La continuidad del trabajo sobre esta línea de investigación puede comprender los siguientes puntos:

- Caracterizar la fase del AP por medio del método AM-PM.

- Generar señales moduladas mediante el AWG para caracterizar los APs, optimizando el sistema para utilizar un solo canal como señal de salida de uno de los módulos del AWG.

- Actualizar y optimizar la interfaz de usuario para el método AM-PM y las señales moduladas.

- Utilizar el sistema de medición para caracterizar APs con señales multitono en un sistema de Load Pull de gran señal.

# Literatura citada


Beltrán, L. R. (2009). Estudio teórico y experimental de la configuración de trasmisor desfasado para mejorar la eficiencia empleando amplificadores de clase E. Ensenada, Baja California. [Tesis de Doctorado]. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada. http://cicese.repositorioinstitucional.mx/jspui/handle/1007/1884

Berglund, B., Englund, M., & Lundstedt, J. (2005). Third design release of Ericsson's WCDMA macro radio base stations. Ericsson Review. https://www.researchgate.net/publication/293659704

Cripps, S. C. (2000). RF power amplifiers for wireless communications. *IEEE Microwave Magazine*, 1(1), 64. https://doi.org/10.1109/mmw.2000.823830

Farsi, S., Draxler, P., Gheidi, H., Nauwelaers, B., Asbeck, P. M., & Schreurs, D. (2014). Characterization of Intermodulation and Memory Effects Using Offset Multisine Excitation. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 62(3), 645-657. https://doi.org/10.1109/tmtt.2014.2302745

Gharaibeh, K. M. (2011). Nonlinear Distortion in Wireless Systems: Modeling and Simulation with MATLAB. https://ci.nii.ac.jp/ncid/BB07916361

Gonzalez, G. (1996). Microwave transistor amplifiers (2nd ed.): analysis and design. En Prentice-Hall, Inc eBooks. https://dl.acm.org/citation.cfm?id=235116

Guisado, R. J. A. (2015). Modelado y compensación de imperfecciones en moduladores en cuadratura. Universidad de Sevilla, Departamento de Teoría de la señal y comunicaciones. https://biblus.us.es/bibing/proyectos/abreproy/12290/fichero/Jose+Angel+Guisado+Rodriguez.pdf

Hsu, H. P. (2014). Theory and problems of Signals and systems. Taiwan, McGraw-Hill. http://people.disim.univaq.it/~costanzo.manes/EDU_stuff/Theory%20and%20Problems%20of%20Signals%20&%20Systems_Hsu_Schaum95

Inclán, J. (2022). Análisis no lineal con señales moduladas para la caracterización de amplificadores de potencia. Ensenada, Baja California. [Tesis de Maestría en Ciencias]. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada. http://cicese.repositorioinstitucional.mx/jspui/handle/1007/3662

Isaksson, M., Wisell, D., & Rönnow, D. (2005). Wide-band dynamic modeling of power amplifiers using radial-basis function neural networks. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(11), 3422-3428. https://doi.org/10.1109/tmtt.2005.855742

ITU. (2022). 5G-Quinta generación de tecnologías móviles. Foro de la CMSI 2018, México. https://www.itu.int/es/mediacentre/backgrounders/Pages/5G-fifth-generation-of-mobile-technologies

Jáuregui, D, 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. Ensenada, Baja California. [Tesis de Maestría en Ciencias]. Centro de Investigación Científica y de

Educación Superior de Ensenada. https://cicese.repositorioinstitucional.mx/jspui/bitstream/1007/260/1/239851

Keysight, A., T. (2002). Generation and Conditioning of multitone test signals. https://www.keysight.com/mx/en/assets/9018-83005/training-materials/9018-83005.ppt

Leeson, M. S. (2019). Introductory Chapter: The Future of Mobile Communications. En The Fifth Generation (5G) of Wireless Communication. https://doi.org/10.5772/intechopen.84503

Mahon, S. (2017). The 5G Effect on RF Filter Technologies. *IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing*, 30(4), 494-499. https://doi.org/10.1109/tsm.2017.2757879

Medrel, P., Reveyrand, T., Martin, A. J., Bouysse, P., Nebus, J., & Sombrin, J. (2013). Time domain envelope characterization of power amplifiers for linear and high efficiency design solutions. *WAMICON*. https://doi.org/10.1109/wamicon.2013.6572774

Niubó-Aleman, T. (2021). Measurement testbeds for the characterization of nonlinear single and dual input devices using multitones and modulates singals. Ensenada, Baja California. [Tesis de Doctorado]. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada. https://cicese.repositorioinstitucional.mx/jspui/handle/1007/3620

Niubó-Aleman, T., Liang, C., Hahn, Y., Reynoso-Hernandez, J. A., Teyssier, J., & Roblin, P. (2021). Time-Domain Characterization and Linearization of a Dual-Input Power Amplifier Using a Vector Network Analyzer as the Receiver. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 69(4), 2386-2398. https://doi.org/10.1109/tmtt.2021.3055812

Ogboi, F. L., Tasker, P. J., Akmal, M., Lees, J. P., Benedikt, J., Bensmida, S., Morris, K. A., Beach, M. A., & McGeehan, J. (2013). A LSNA configured to perform baseband engineering for device linearity investigations under modulated excitations. *European Microwave Conference*. https://doi.org/10.23919/eumc.2013.6686748

Poornachandra. (2010). Signals And Systems 3E. Tata McGraw-Hill Education.

Pozar, D. M. (2011). Microwave Engineering. John Wiley & Sons.

Qiu, J., Darwish, A. M., Viveiros, E., Kingkeo, K., & Hung, H. A. (2011). Linearity Characterization and Optimization of Millimeter-Wave GaN HEMTs. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 59(12), 3419-3427. https://doi.org/10.1109/tmtt.2011.2171986

Rönnow, D., Wisell, D., & Isaksson, M. (2007). Three-Tone Characterization of Nonlinear Memory Effects in Radio-Frequency Power Amplifiers. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 56(6), 2646-2657. https://doi.org/10.1109/tim.2007.907958

Schreurs, D., O'Droma, M., Goacher, A. A., & Gadringer, M. (2008). RF Power Amplifier Behavioral Modeling. Cambridge University Press.

Sombrin, J. B. (2011). Conditions d'équivalence des mesures ou simulations de NPR et d'EVM. *Journées Nationales Microondes*. https://www.researchgate.net/publication/259453073_Conditions_d'equivalence_des_mesures_ou_simulations_de_NPR_et_d'EVM

Stüber, G. L. (2013). Principles of Mobile Communication. Springer Science & Business Media.

Zanuy, M. F. (2001). Sistemas de Comunicaciones. Marcombo.

Zhang, X., Larson, L. E., & Asbeck, P. (2003). Design of Linear RF Outphasing Power Amplifiers. Artech House.

# Anexos

## Anexo A. Interfaz gráfica de usuario (GUI)

### A.1. Introducción

La GUI consiste en generar señales multitonos, para la caracterización de amplificadores de potencia. Este proceso consiste en los siguientes pasos: conexión de equipo, configuración del equipo, medida de $P_{in}$ vs $P_{out}$ y análisis de resultados.

Figura 41. Ventana principal del GUI. Caracterización del AP utilizando multitonos

En la Figura 41 se muestra el diseño de la ventana principal en donde tenemos como primer paso un directorio, en el cual se pueden almacenar todas las mediciones que deseas realizar, comenzando por seleccionar la carpeta del directorio para posteriormente nombrar el archivo tipo. mat que se desea guardar. Después, se tendrá la conexión del equipo.

**A.2. Conexión del equipo**

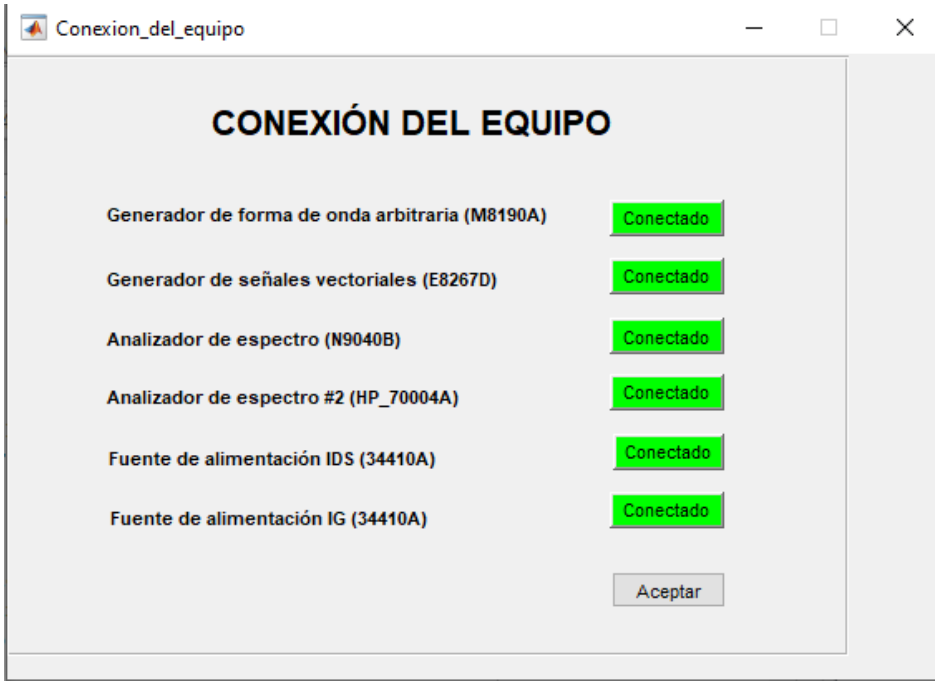



Figura 42. Conexión del equipo; primera interacción de la interfaz de usuario con el equipo del banco de pruebas

En esta segunda etapa se puede realizar la conexión con el equipo. Al ejecutar esta ventana, el equipo estará disponible para ser conectado y el botón *Conectado* aparecerá de color rojo; al conectarse este botón cambia a color verde.

En la Figura **42** se muestra el resultado de haberse conectado a todos los equipos de manera de correcta. Una vez definidos los equipos con los cuales se quiere interactuar se da clic en el botón *Aceptar* para regresar al menú principal.

La siguiente etapa consiste en establecer los parámetros de *Configuración del equipo* con los cuales se puede *Simular* y/o *Cargar* multitonos.

## A.3 Configuración del equipo y parámetros de los multitonos

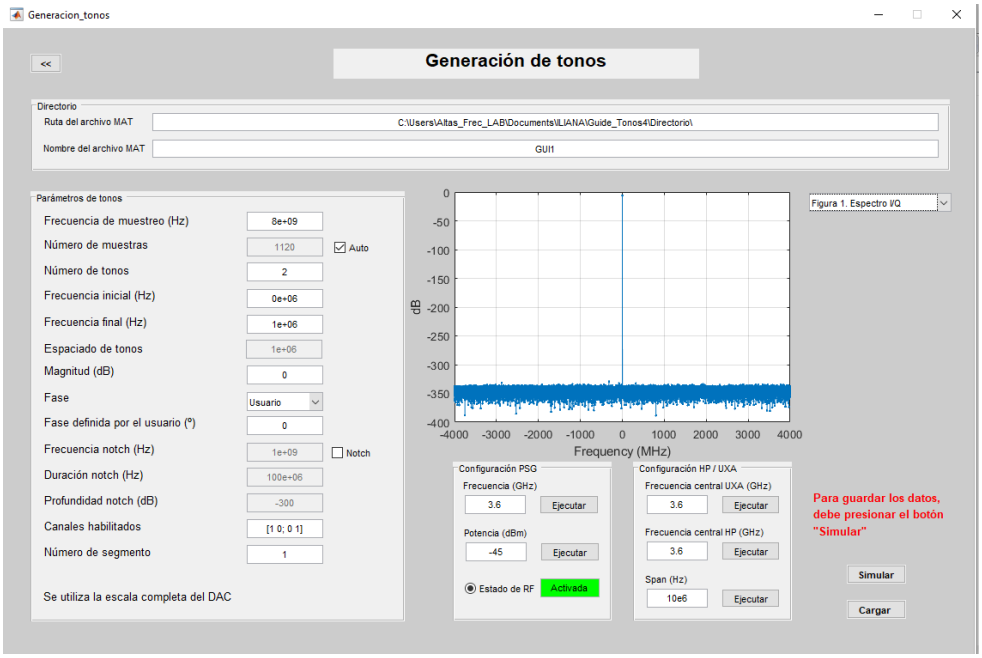



Figura 43. Configuración del equipo; segunda interacción con el GUI

En esta sección, tal como se mencionó anteriormente, se establecen los parámetros necesarios para generar los multitonos y estos pueden ser en un principio simulados y posteriormente cargados al AWG (véase Figura **43**). Adicionalmente, se definen los parámetros de frecuencia, potencia, el estado de la RF para configurar el PSG, la frecuencia central, el span de los analizadores de espectro HP y UXA.

Al *Simular* se puede visualizar el espectro en frecuencia, las señales en el dominio del tiempo, diagrama de ojo o diagrama de constelación. Después, con el botón *Cargar* las señales multitono se envían al AWG para ser presentadas en los analizadores de espectros. Cabe mencionar que es posible modificar el nombre del archivo .mat en esta ventana.

Con la tercera sección del GUI, *Medida de* $P_{in}$ *vs* $P_{out}$, se puede realizar un barrido de frecuencia y potencia con señales multitono.

## A.4. Medida de $P_{in}$ vs $P_{out}$

Figura 44. Medida Pin vs Pout; tercera interacción con el GUI

En esta tercera etapa, como se muestra en la Figura **44** se definen los límites en frecuencia y potencia para hacer un barrido en tiempo real, interactuando con el DBP. El barrido de potencia puede realizarse de dos maneras distintas en *Automático* o *Manual* y puede considerarse, a decisión del usuario, la medición de, como máximo, 5 armónicos.

En tiempo real se calcula la diferencia entre la relación de la potencia de entrada y la potencia de salida entregada por el AP con una línea recta que representa la relación ideal entre potencias. Esto permite identificar el punto de compresión.

En esta interacción también se incluyen las perdidas consideradas en el banco de prueba, y el número de puntos para la lectura de la traza de los analizadores de espectro.

## A.5. Análisis de resultados

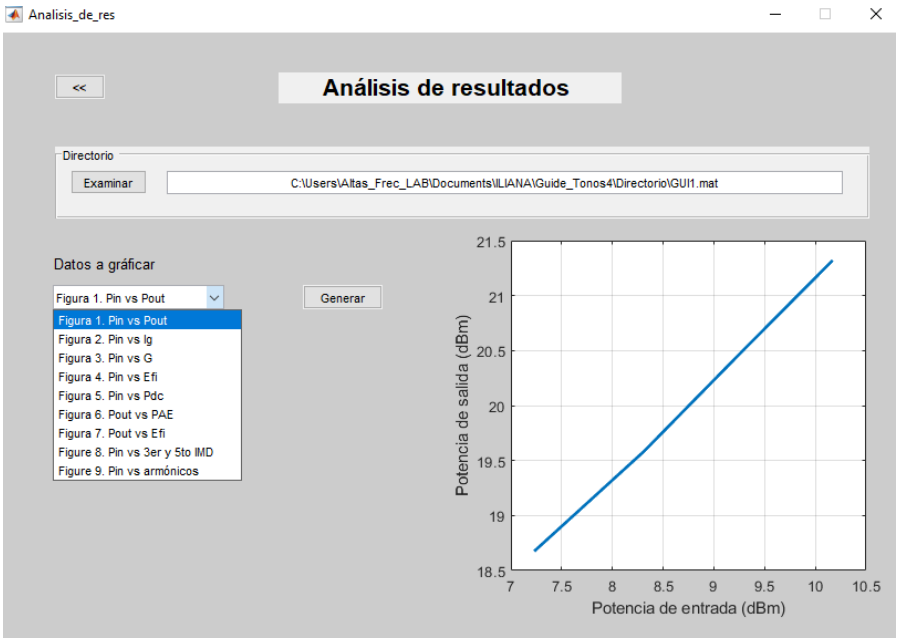



Figura 45. Análisis de resultados; cuarta interacción con el GUI

La cuarta interacción se enfoca en el *Análisis de los resultados* donde, por medio de un directorio, se elige el archivo .mat que se pretende analizar. Al dar clic en el botón *Generar,* se despliegan distintas gráficas a partir de los datos obtenidos en la interacción anterior (Véase en la Figura **45**).

# Anexo B. Especificaciones técnicas del AWG (M1890A)

## B.1. Introducción

El Keysight M8190A es un AWG de 12 GSa/s. Combina una señal con una alta tasa de muestreo y fidelidad. Por medio de este equipo se generan las señales multitono para después caracterizar AP. Este proceso consiste en la programación clásica de comandos estándar para instrumentos programables (SCPI) generados por los siguientes pasos: conexión de equipo, parámetros de entrada para generar la señal multitono, simulación, cargar los datos al equipo y procesar los resultados obtenidos.

La GUI utiliza una serie de comandos específicos de Keysight que permite manipular el funcionamiento del AWG por lo que se explican los comandos utilizados y por medio de diagramas de bloques la estructura y lógica de la interfaz generada.

### Conexión del equipo

Admite la programación SCPI mediante una conexión LAN. Los tres protocolos LAN utilizados son: TCPIP, Protocolo de instrumentos de LAN de alta velocidad (HiSLIP) y Socket. En este trabajo se utilizó el protocolo HiSLIP a continuación se explica a detalle su funcionalidad.

HiSLIP: Se recomienda este protocolo. Ofrece la funcionalidad del protocolo VXI-11 con un mejor rendimiento que está cerca del rendimiento del socket. Las cadenas de recursos de visa se parecen a ''TCPIP0::LOCALHOST::hislip1::INSTR''. Para usar el protocolo HiSlip, se debe instalar una biblioteca de E/S como Keysight I/O Libraries Suite. En este caso, compruebe si la biblioteca de E/S principal es compatible con HiSLIP. Si no es así, se debe utilizar el protocolo de socket.

### Parámetros de entrada para generar la señal multitono

La GUI trabaja con parámetros de entrada que generan señales multitono, estos valores otorgados pueden ser modificados según el usuario.

Tabla 8. Parámetros de entrada para generar señales multitono

| Parámetro de entrada | Valor otorgado | Unidad |
|---|---|---|
| Frecuencia de muestreo | 8e+9 | Hz |
| Número de muestras | 1120 | - |
| Número de tonos | 1 | - |
| Frecuencia inicial | 3.7e+09 | Hz |
| Frecuencia final | 3.7e+09 | Hz |
| Espaciado de tonos | 0 | Hz |
| Magnitud | 0 | dB |
| Fase (Puedes elegir 1 o 2) | 1. Aleatorio<br>2. Usuario | - |
| Fase definida por el usuario | 0 | ° |
| Frecuencia notch | 1e+09 | Hz |
| Duración notch | 100e+06 | Hz |
| Profundidad notch | -300 | dB |
| Canales habilitados | [1 0; 0 1] | - |
| Número de segmento | 1 | - |
| Se utiliza escala completa del DAC | - | - |

Estos parámetros de entrada generan una señal de un tono en el dominio del tiempo que después, por medio de una transformada de Fourier se convierte al dominio de la frecuencia con las herramientas de matlab que es con la que realizamos la *simulación* de la señal. Después para *cargar* los datos en el AWG y mandarlos por el canal I/Q se realiza nuevamente la FFT para volver a la señal en el dominio del tiempo.

**Simulación y ejecutar los datos**

Los parámetros de entrada para generar señales multitono son necesarios para la *simulación* de los datos en el GUI. En la *Simulación* se puede graficar el espectro I/Q, forma de onda I/Q, el diagrama de ojo y la constelación. Después al *Cargar* la señal multitono al AWG puedes visualizar de manera remota el sistema de medida, se realiza la configuración del PSG, y de los dos AE para tener una visualización antes de la señal que se va a ejecutar tanto a la entrada como a la salida de los datos que desea analizar el usuario.

**Tabla 9. Configuración del PSG desde el GUI**

| Parámetro de entrada | Valor otorgado | Unidad |
|---|---|---|
| Frecuencia | Valor otorgado por el usuario | Hz |
| Potencia | Valor otorgado por el usuario | dBm |
| • Estado de RF<br>Al marcar el botón *Radio button* colocamos automáticamente la frecuencia inicial de nuestra señal multitono, que es la frecuencia RF que se visualiza en el PSG. | 20e+06 | Hz |

**Tabla 10. Configuración de los AE (HP/UXA) desde el GUI**

| Parámetro de entrada | Valor otorgado | Unidad |
|---|---|---|
| Frecuencia central UXA | Valor otorgado por el usuario | GHz |
| Frecuencia central HP | Valor otorgado por el usuario | GHz |
| Span | Valor otorgado por el usuario | Hz |

Al *Cargar* la señal en el AWG se debe establecer la amplitud de salida como se muestra en la Tabla 13, para generar los multitono se utilizo $0.700\ V$.

Se establecen los valores de minimumSegmentSize, maximumSegmentSize and segmentGranualarity.

Tabla 11. Parámetros de entrada del AWG M8190A

| Parámetro de entrada | Valor otorgado |
|---|---|
| minimumSegmentSize | 5*48 |
| maximumSegmentSize | 2*1024*1024*1024 |
| segmentGranualarity | 48 |
| segmentOffset | 0 |

Por medio de una señal cuadrada se generan dos marcadores por canal. El ajuste inicial de AWG es reiniciarlo, después se detiene la reproducción de la onda, se establece el sampleRate. También se establece la resolución del DAC, por lo que utilizamos el modo precisión de 14 bit. Se establece el modo disparo continuo y se carga la onda en modo directo en el AWG.

Se activa el AWG con onda cuadrada que es equivalente a encender esté. Después se activa el acoplamiento de canales ya que se trabajó con ambos canales. Finalmente se genera la señal.

**Comandos del AWG utilizados para la GUI**

Esta sección enumera algunas recomendaciones para programar el instrumento. Todos los comandos se establecen con las letras mayúsculas y las minúsculas pueden ser omitidas como, por ejemplo:

:SYSTem:ERRor

Este mismo comando puede ser utilizado sin las letras minúsculas y solo hacer uso de las letras mayúsculas como, por ejemplo:

:SYST:ERR

Además, la mayoría de los comandos son también consultas y terminan siempre con ‘‘?’’. Por ejemplo:

:SYST:ERR?

Rango de voltajes: La Tabla 12 muestra los límites de voltaje absolutos. Los valores efectivos pueden depender de los otros niveles actuales de la ruta.

Tabla 12. Rangos de niveles de salida de voltaje del AWG

| | **DAC** | **DC** | **AC** |
|---|---|---|---|
| **Amplitud** | +0.35 a +0.7 V | 0.15 a +1.0 V | +0.1 a + 2.0 **v** |
| **Offset** | -0.02 a +0.02 V | -0.925 a +3.225 V | N/A |
| **Alto** | +0.155 a +0.37 V | -0.85 a +3.3 V | N/A |
| **Bajo** | -0.37 a +0.155 V | -1.0 a +3.15 V | N/A |
| **Terminación** | N/A | -1.5 a +3.5 V | N/A |

Configure los voltajes para la ruta de salida actualmente seleccionada (DAC, DC o AC).

En la Tabla 13 se describen los comandos utilizados en el AWG para el GUI implementado en este trabajo de tesis, se enumeran los comandos con una breve descripción de cada uno de ellos.

Tabla 13. Descripción de comandos utilizados en el AWG

| Número | Comando | Descripción |
|---|---|---|
| 1. | TCPIP0::LOCALHOST::hislip1::INSTR | Dirección de protocolo LAN |
| 2. | *RST | **Reiniciar**<br>Inicie la programación desde la configuración predeterminada. El comando común para establecer la configuración predeterminada. |
| 3. | :ABORt[1\|2] | **Detener la reproducción de la onda**<br>El comando que detiene la generación de señal en el canal. Si los canales están acoplados, ambos canales se detienen. |
| 4. | :VOLTage [?] | **Voltaje**<br>Establecer o consultar la amplitud de salida |
| 5. | :FREQuency:RASTer[?] | **Frecuencia de muestreo** |
| 6. | :TRACe:DWIDth[?] | **Modo de salida de forma de onda**<br>Si se cambia la resolución del DAC en modo directo o si se cambia del modo directo al modo interpolado o viceversa, se invalidan todos los segmentos de forma de onda para este canal.<br>Parámetros:<br>• WSPeed - modo de velocidad, resolución DAC de 12 bits<br>• WPRecision – Modo precisión, resolución DAC de 14 bits<br>• INTX3 - Modo interpolación x3 |

| | | |
|---|---|---|
| | | • INTX12 – Modo interpolación x12<br>• INTX24 – Modo interpolación x24<br>• INTX48 – Modo interpolación x48<br>Los modos interpolados INTX3, INTX12, INTX24 y INTX48 solo están disponibles cuando está instalada la opción DUC. |
| 7. | :TRAC[1\|2]:DWID WPRecision | **Modo de precisión, resolución de 14 bit DAC**<br>Establece u obtiene el modo de salida de la forma de onda. |
| 8. | :INITiate:IMMediate[1\|2] | **Inicio**<br>Iniciar la generación de señal en un canal. Si los canales están acoplados, se inician ambos canales. |
| 9. | :INIT:GATE:STAT ON | **Establecer el modo continuo**<br>Establezca o consulte el modo de compuerta. Este comando debe usarse junto con INIT:CONT[1\|2] para configurar el modo de disparo.<br>0/OFF – Modo compuerta esta apagado<br>1/ON – Modo compuerta este prendido.<br>Si el modo continuo esta apagado, el modo disparo es ‘‘gated’’. |
| 10. | :INIT:CONT[1\|2] | **Establece el modo continuo** |
| 11. | :INST:COUP:STAT[?] | **Activar/desactivar el acoplamiento** |
| 12. | :FUNC:MODE ARBitrary | **Establece el tipo de forma de onda arbitraria** |
| 13. | :OUTP ON | **Habilita la salida** |
| 14. | :TRAC:SEL | **Selecciona el segmento, que es emitido por el instrumento en modo de función arbitraria** |

**Estructura de GUI**

A continuación, por medio de diagramas de flujo se explica cómo es la lógica del GUI y los comandos que se utilizan en cada paso para realizar las señales multitono. Los diagramas de flujo se realizaron con una simbología específica para las funciones de Matlab tanto para archivos .fig o .m, comandos para la conexión del equipo y bloques informativos.

**Simbología**

**c** Tomar el valor [1|2] para el modulador I/Q se consideró el canal 1 para I y el canal 2 para Q

**v** Es un valor otorgado por el usuario

Función de Matlab con archivo .fig ligado (interfaz gráfica)

Función de Matlab (archivo .m)

Comando de instrumento (AWG, PSG, UXA, etc.)

Bloque informativo

Por medio del siguiente diagrama (Figura **46**) se muestra la estructura general de la GUI, en donde la principal ventana en la Configuracion_tonos.m en este apartado tendremos el menú principal que nos permitirá ingresar a la conexión del equipo, generación de tonos, lectura de la traza y el análisis de los resultados.

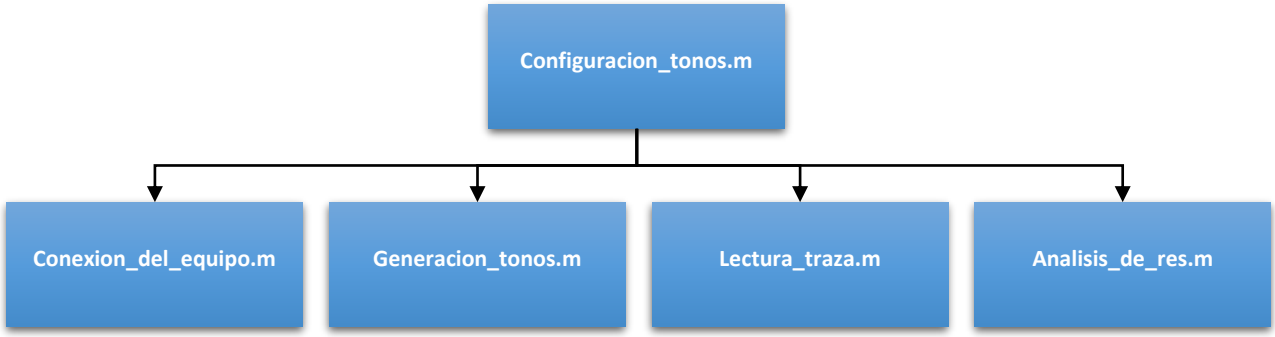



Figura 46. Diagrama principal para la configuración de los tonos

La conexión de los equipos se presenta con la función Conexion_del_equipo.m por medio de este diagrama de bloques se aprecia claramente como en la GUI se distribuyen los seis equipos en la función: AWG (M8190A), PSG (E8267D), UXA (N9040B), HP (HP_700004A), PS1 ($I_{DS}$ 34410A) y PS2 ($I_G$ 34410A).

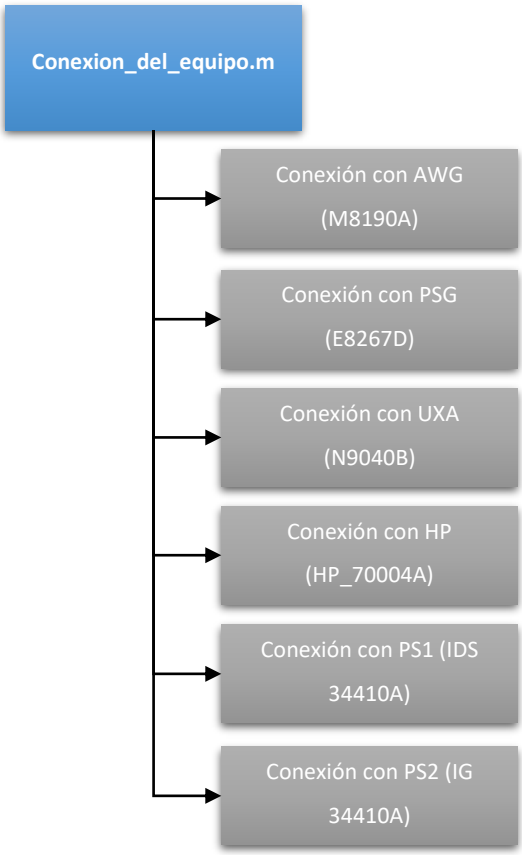



Figura 47. Diagrama a bloques de la conexión del equipo

La generación de los tonos se representa con la función Generacion_tonos.m, el usuario proporciona parámetros de entrada para creación de tonos, también los parámetros para configuración del PSG (frecuencia, potencia y estado de RF) y de los AE HP/UXA (frecuencia central y span). Una vez configurados los sistemas de medida se procede a simular los multitonos deseados por medio de la función calculate.m se construyen los tonos después en la función calc_tones.m se realizan los cálculos matemáticos de los tonos y iqtone.m convierte los tonos del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo. La función iqplot.m gráfica los tonos en la GUI las gráficas generadas son: espectro I/Q, forma de onda I/Q, diagrama de ojo y diagrama de constelación. El cargar los tonos al AWG se realiza con la función iqdownload.m este paso se realiza al final, ya que tus datos son correctos y simulados.

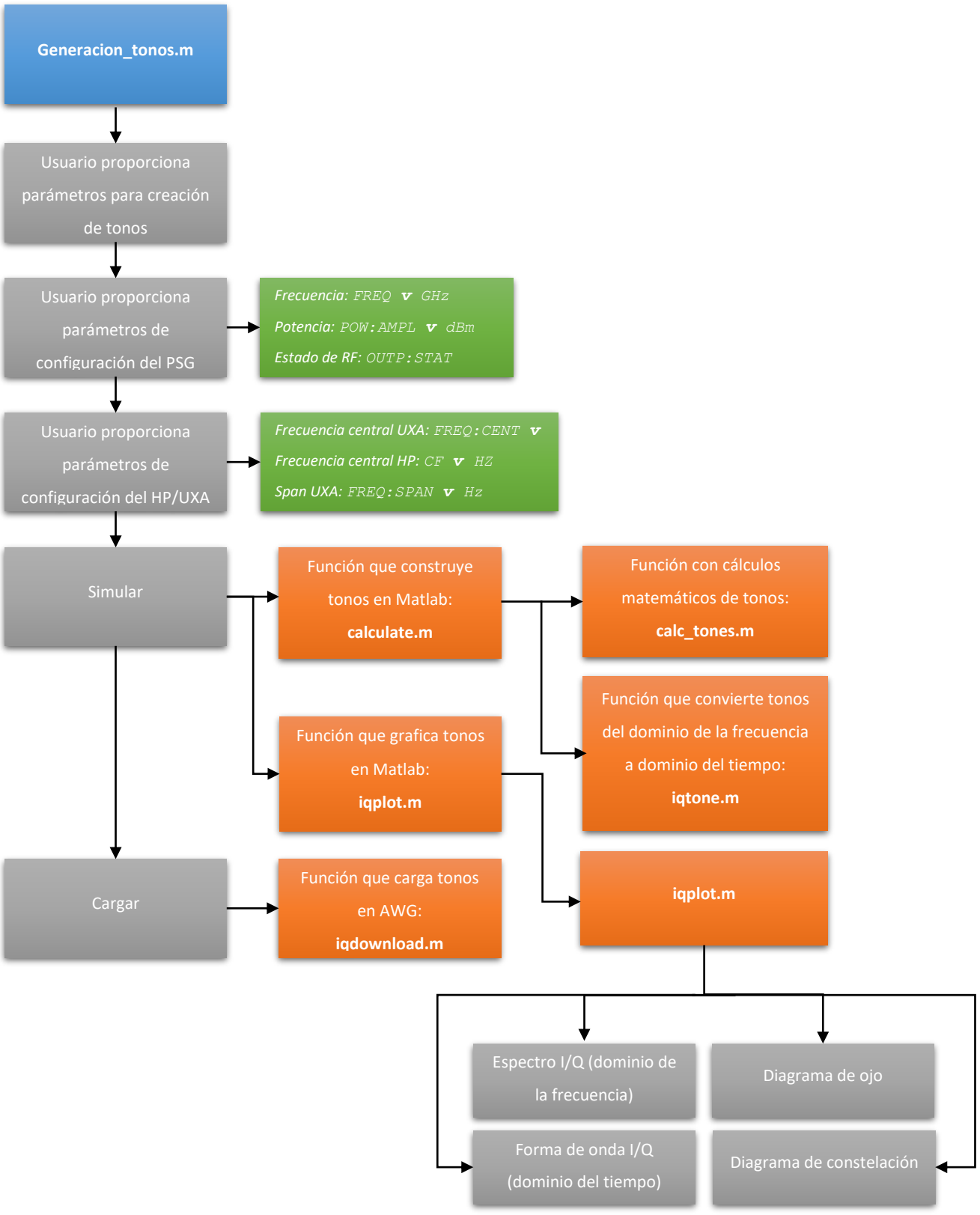



Figura 48. Diagrama a bloques de la generación de tonos

La función iqdownload.m sigue un procedimiento para cargar los multitonos en el AWG. Se realizan unos ajustes iniciales primero se reinicia el AWG, despues se aborta la reproducción de onda del AWG también se establece la Sample Rate, el modo de salida de la onda para la resolución del AWG y se establece el disparo.

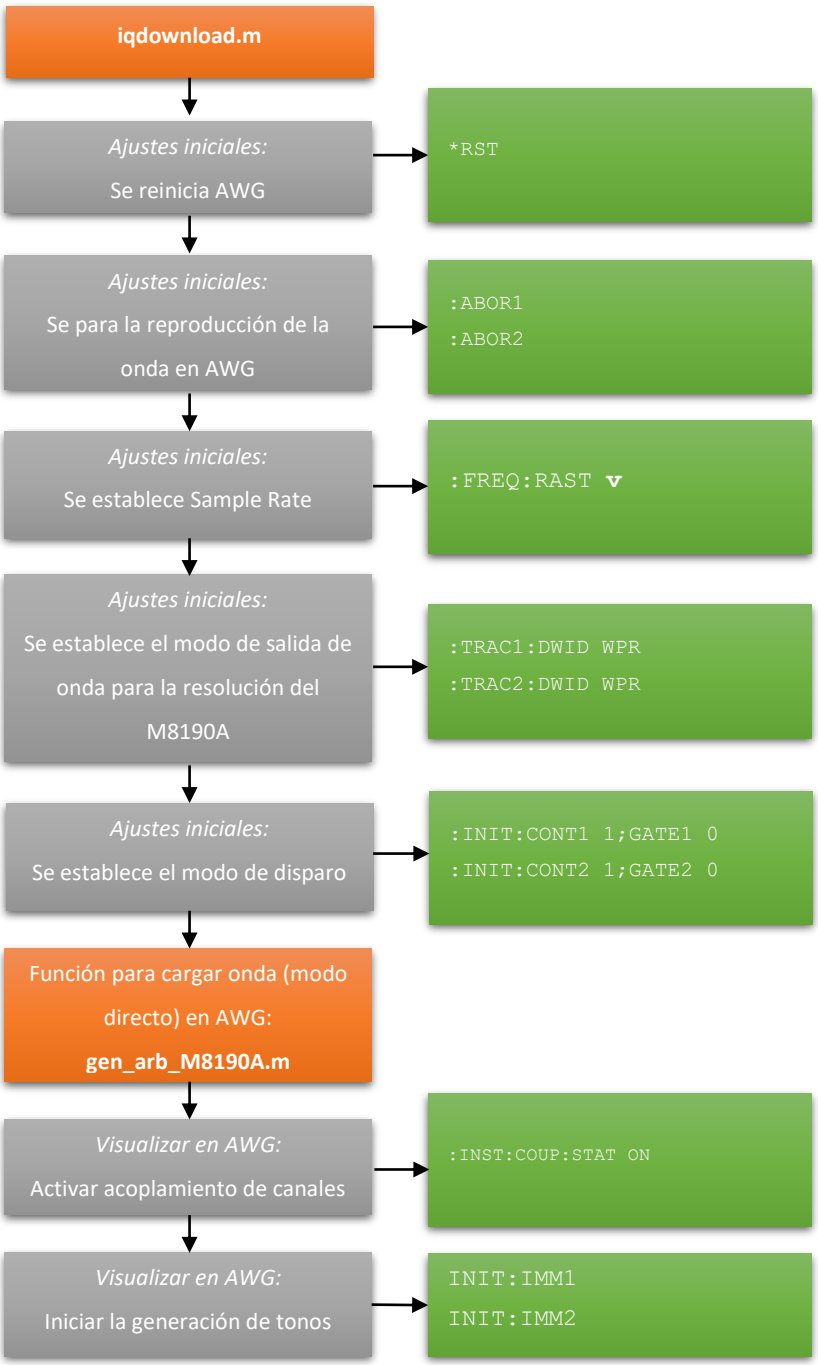



Figura 49. Diagrama a bloques de la función iqdownload

La función de Matlab gen_arb_M8190A.m se encarga de cargar la onda en modo directo al AWG.

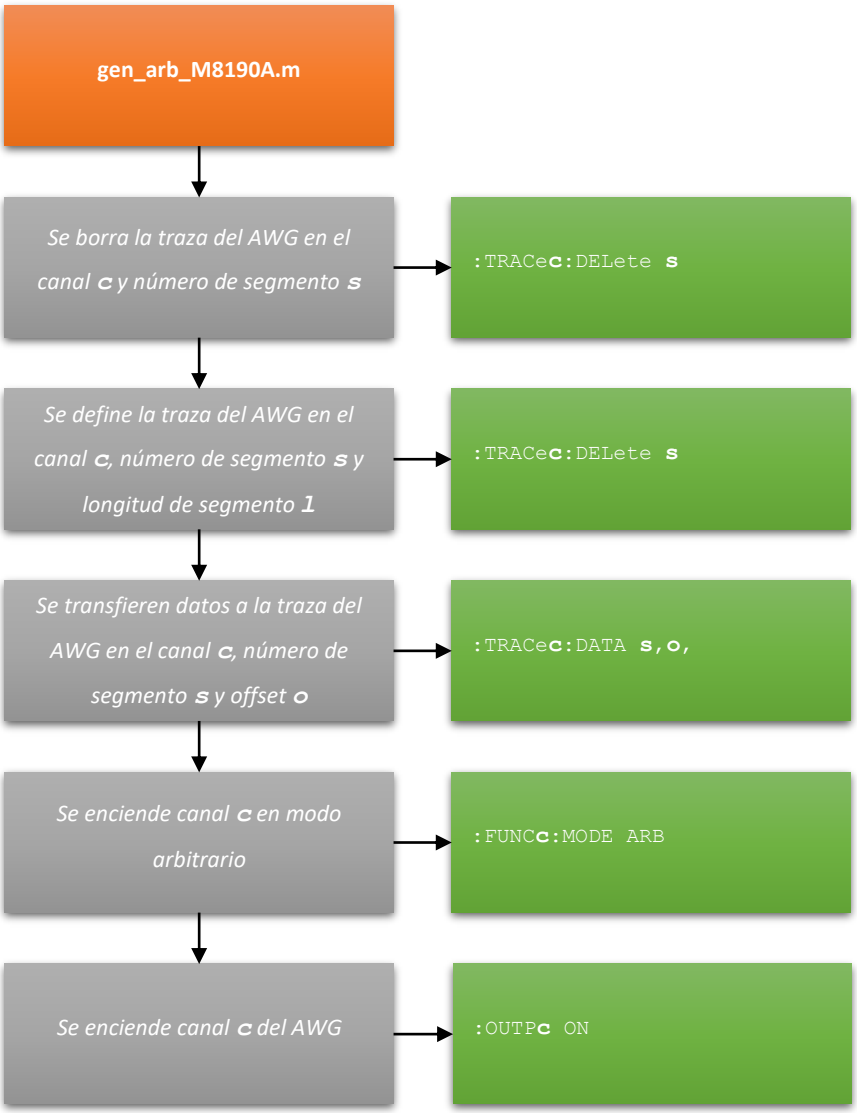



Figura 50. Diagrama a bloques de la función gen_arb_M8190A.m

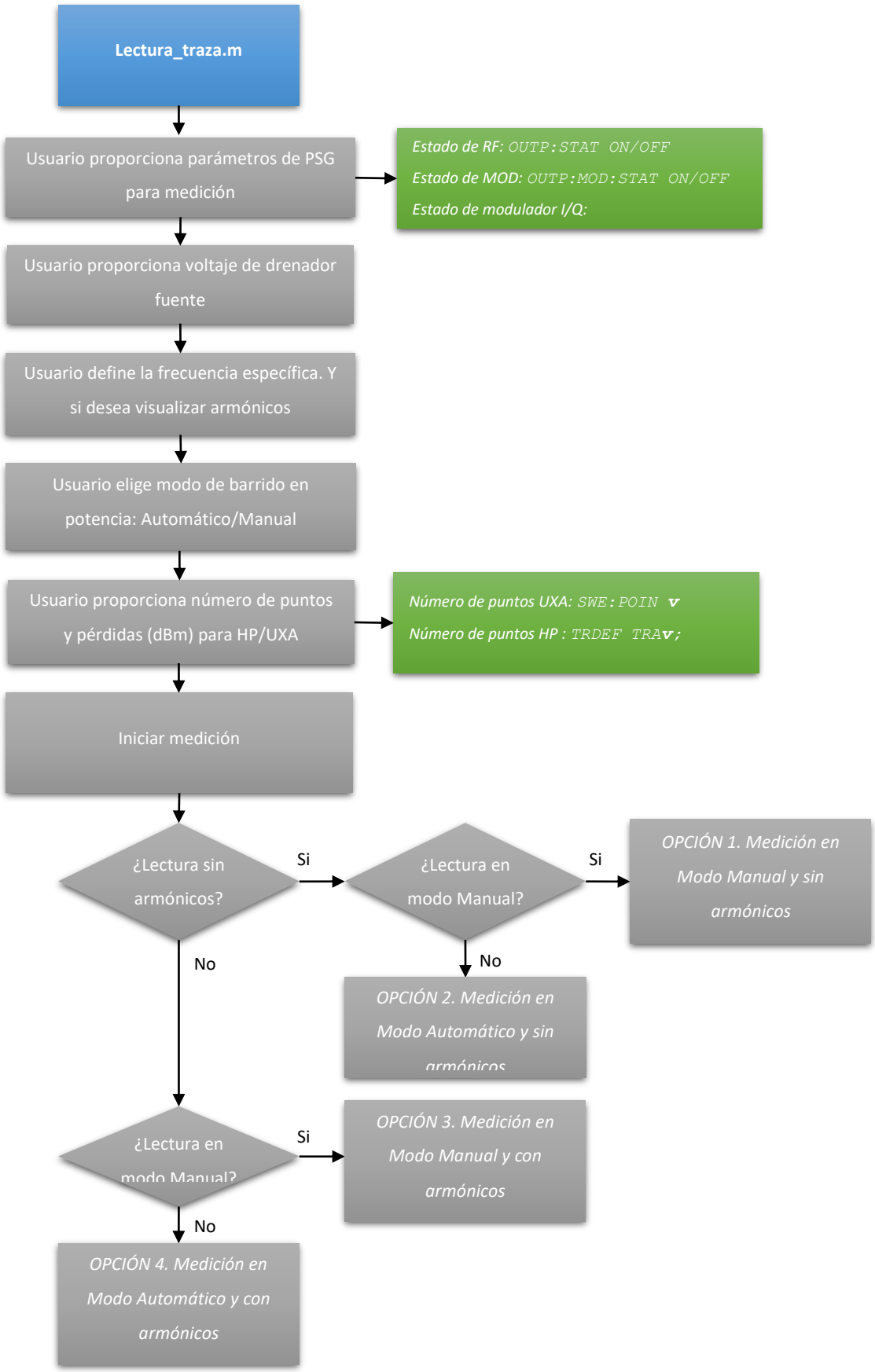



Figura 51. Diagrama a bloques de Lectura de traza

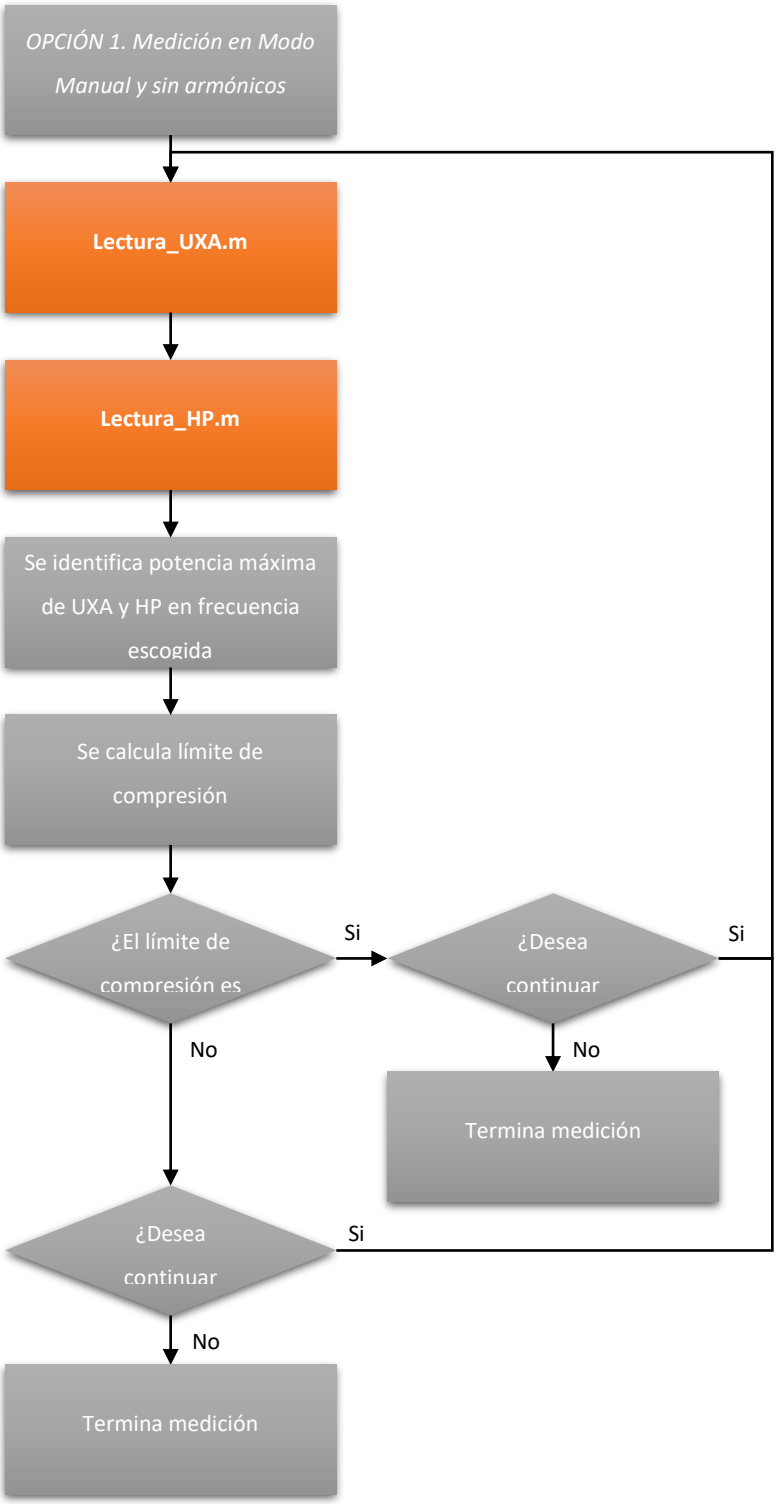



Figura 52. Diagrama a bloques de la Medición en modo manual y sin armónicos

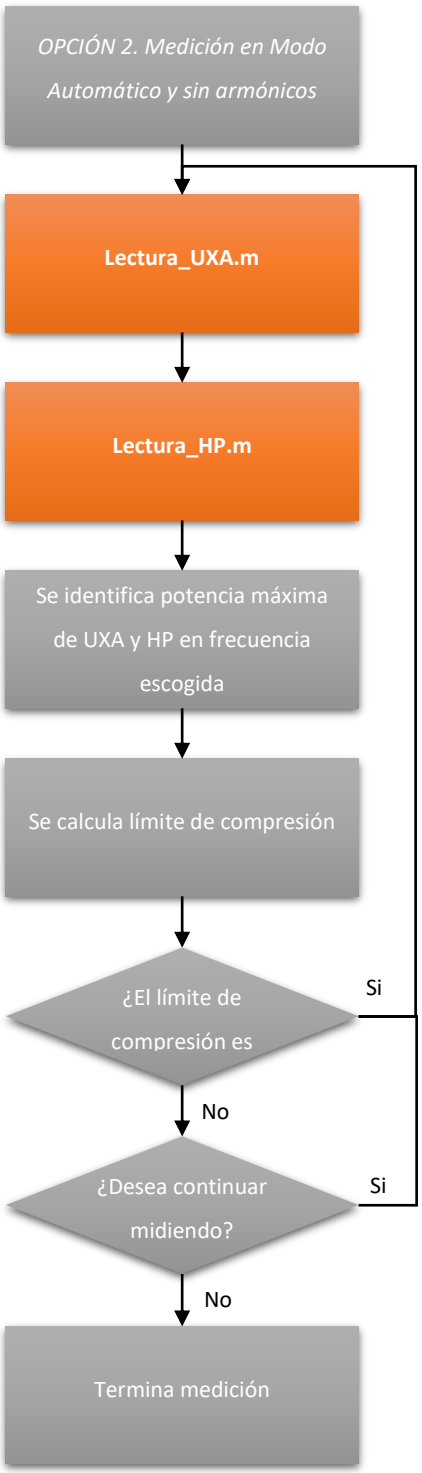



Figura 53. Diagrama a bloques de la Medición en Modo Automático y sin armónicos

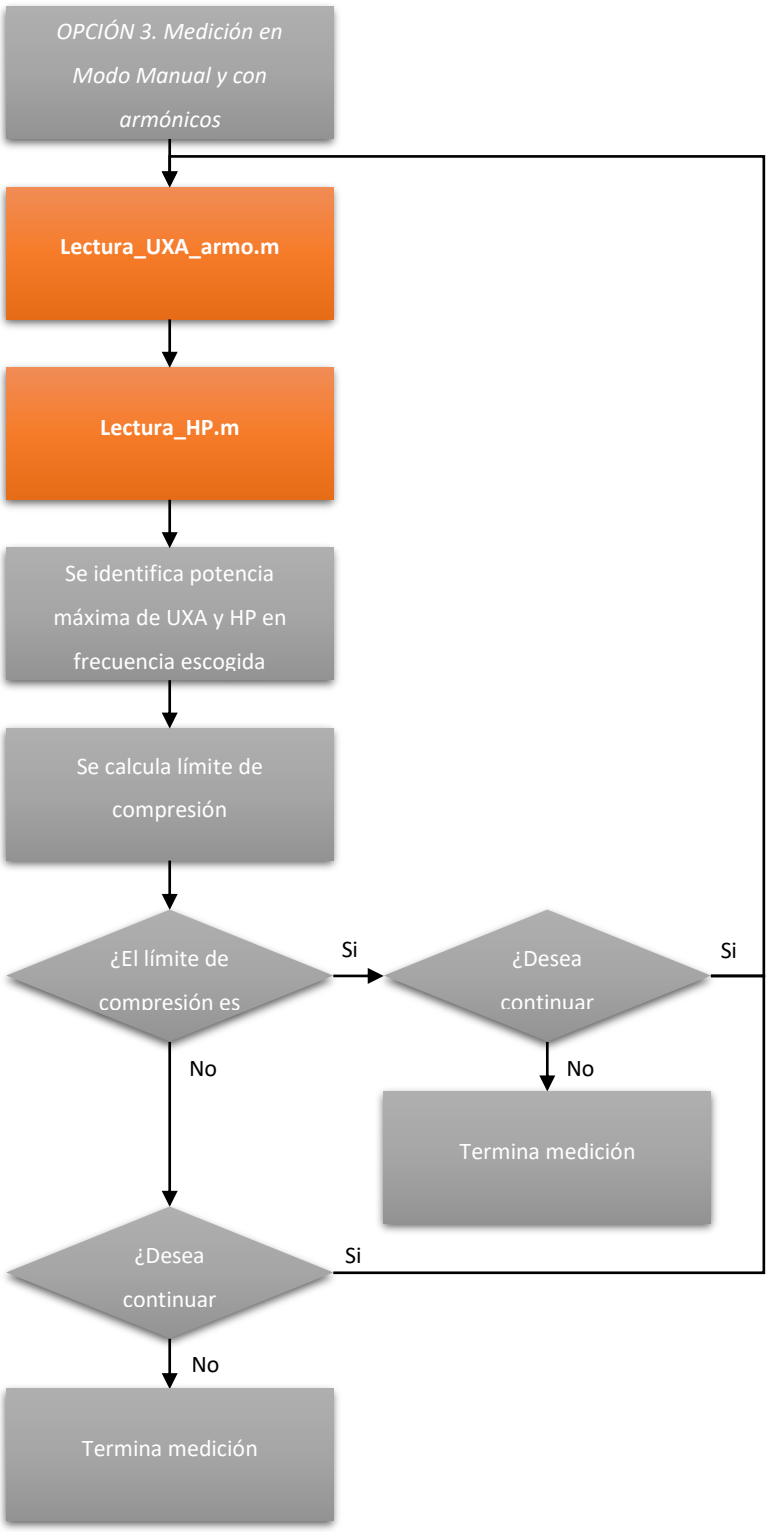



Figura 54. Diagrama a bloques de la Medición en Modo Manual y con armónicos

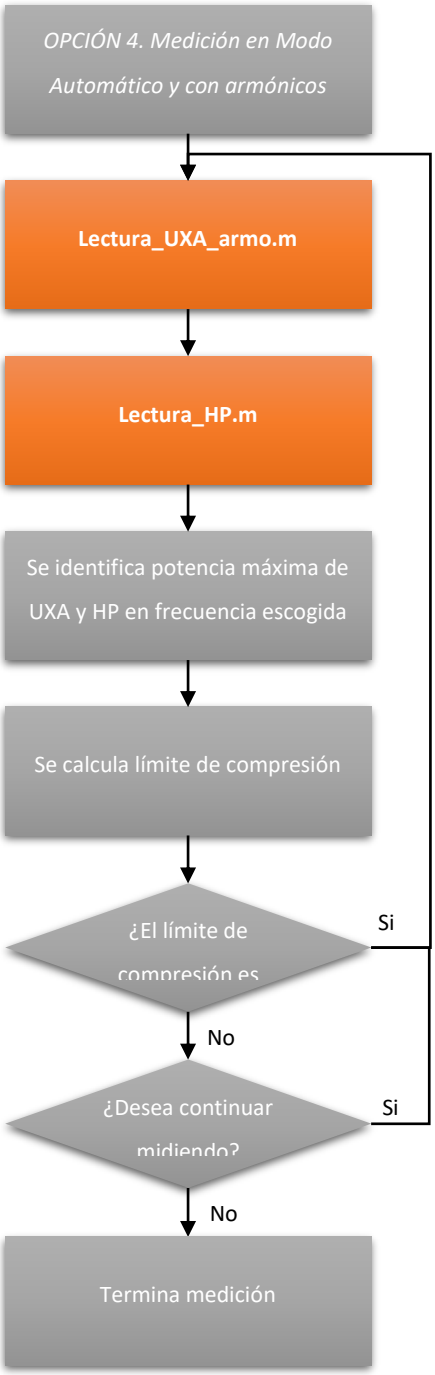



Figura 55. Diagrama a bloques de la Medición en Modo Automático y con armónicos

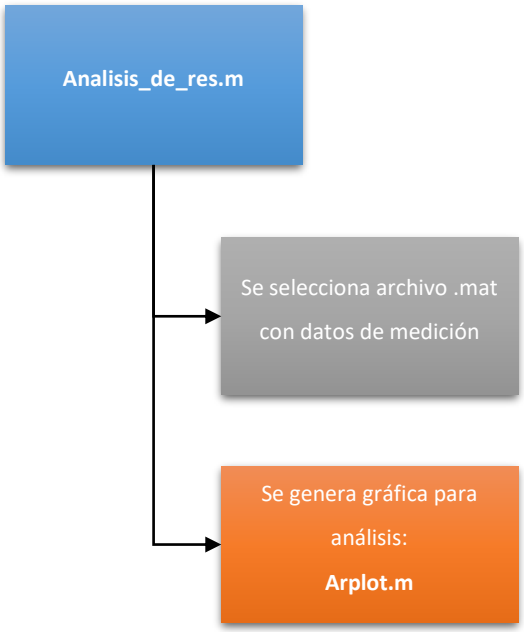



Figura 56. Diagrama a bloques del Analisis de los resultados

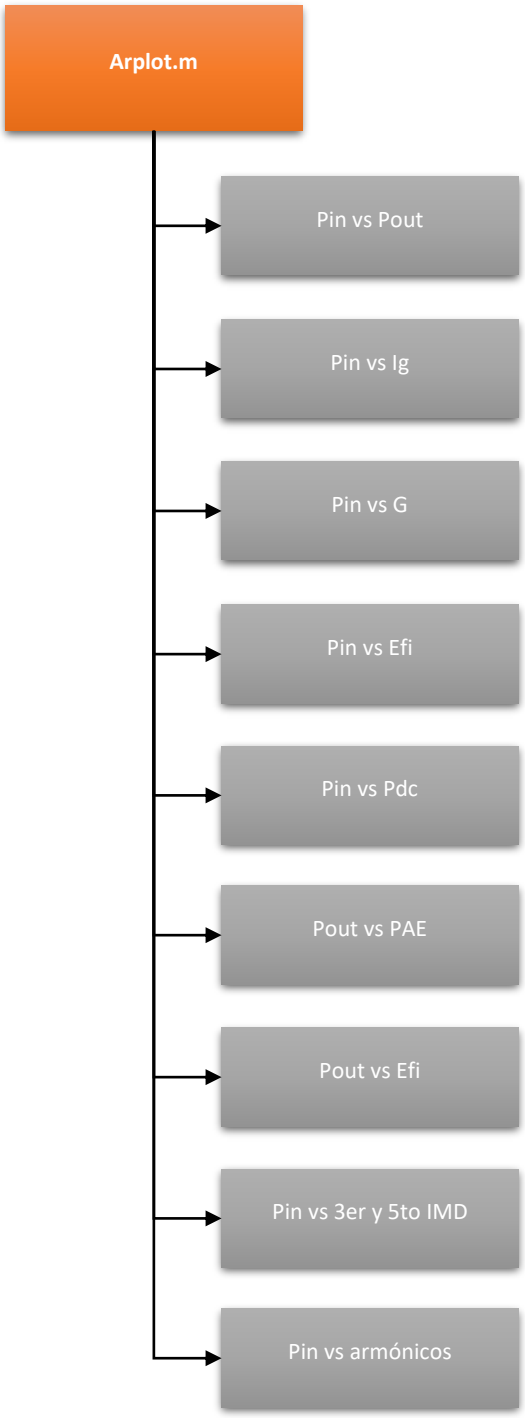



Figura 57. Diagrama a bloques de Arplot

# Anexo C. Hojas de datos de los APs CGH35015 y CGH40025F

## C.1. Hoja de datos CGH35015

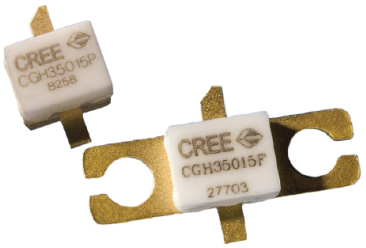
Wolfspeed | A CREE COMPANY

# CGH35015

15 W, 3.3-3.9 GHz, 28V, GaN HEMT for WiMAX

### Description

Cree's CGH35015 is a gallium nitride (GaN) high electron mobility transistor designed specifically for 802.16-2004 WiMAX Fixed Access applications. GaN HEMTs offer high efficiency, high gain and wide bandwidth capabilities, which makes the CGH35015 ideal for 3.3-3.9 GHz WiMAX and BWA amplifier applications. The transistor is available in both screw-down, flange and solder-down, pill packages.




Package Types: 440166 and 440196
PN's: CGH35015F and CGH35015P

### Typical Performance Over 3.3-3.8 GHz ($T_C$ = 25˚C) of Demonstration Amplifier

| Parameter | 3.3 GHz | 3.4 GHz | 3.5 GHz | 3.6 GHz | 3.7 GHz | 3.8 GHz | Units |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Small Signal Gain | 13.6 | 12.8 | 12.3 | 12.2 | 12.3 | 12.8 | dB |
| EVM at $P_{AVE}$ = 24 dBm | 2.71 | 2.31 | 2.1 | 2.12 | 2.54 | 3.04 | % |
| EVM at $P_{AVE}$ = 33 dBm | 2.63 | 2.29 | 1.93 | 1.70 | 1.70 | 2.14 | % |
| Drain Efficiency at $P_{AVE}$ = 33 dBm | 24.0 | 25.5 | 26.1 | 25.6 | 23.8 | 2.38 | % |

Note: Measured in the CGH35015F-AMP amplifier circuit, under 802.16 OFDM, 3.5 MHz Channel BW, 1/4 Cyclic Prefix, 64 QAM Modulated Burst, 5 ms Burst, Symbol Length of 59, Coding Type RS-CC, Coding Rate Type 2/3, PAR = 9.8 dB @ 0.01 % Probability on CCDF.

### Features

- 3.3 - 3.9 GHz Operation
- 15 W Peak Power Capability
- 12 dB Small Signal Gain
- 2.0 W $P_{AVE}$ at < 2.0% EVM
- 26% Efficiency at 2 W Average Power
- WiMAX Fixed Access 802.16-2004 OFDM
- WiMAX Mobile Access 802.16e OFDMA

**Large Signal Models Available for ADS and MWO**

RoHS COMPLIANT

## Absolute Maximum Ratings (not simultaneous) at 25˚C Case Temperature

| Parameter | Symbol | Rating | Units | Conditions |
|---|---|---|---|---|
| Drain-Source Voltage | $V_{DSS}$ | 120 | Volts | 25˚C |
| Gate-to-Source Voltage | $V_{GS}$ | -10, +2 | Volts | 25˚C |
| Power Dissipation | $P_{DISS}$ | 7 | Watts | |
| Storage Temperature | $T_{STG}$ | -65, +150 | ˚C | |
| Operating Junction Temperature | $T_J$ | 225 | ˚C | |
| Maximum Forward Gate Current | $I_{GMAX}$ | 4.0 | mA | 25˚C |
| Maximum Drain Current[1] | $I_{DMAX}$ | 1.5 | A | 25˚C |
| Soldering Temperature[2] | $T_S$ | 245 | ˚C | |
| Screw Torque | τ | 40 | in-oz | |
| Thermal Resistance, Junction to Case[3] | $R_{\theta JC}$ | 8.0 | ˚C/W | 85˚C |
| Case Operating Temperature[3] | $T_C$ | -40, +150 | ˚C | |

Notes:
[1] Current limit for long term, reliable operation
[2] Refer to the Application Note on soldering at wolfspeed.com/RF/Document-Library
[3] Measured for the CGH55015 at $P_{DISS}$ = 7 W

## Electrical Characteristics ($T_C$ = 25˚C)

| Characteristics | Symbol | Min. | Typ. | Max. | Units | Conditions |
|---|---|---|---|---|---|---|
| **DC Characteristics[1]** | | | | | | |
| Gate Threshold Voltage | $V_{GS(th)}$ | -3.8 | -3.0 | -2.3 | $V_{DC}$ | $V_{DS}$ = 10 V, $I_D$ = 3.6 mA |
| Gate Quiescent Voltage | $V_{GS(Q)}$ | – | -2.7 | – | $V_{DC}$ | $V_{DS}$ = 28 V, $I_D$ = 60 mA |
| Saturated Drain Current | $I_{DS}$ | 2.9 | 3.5 | – | A | $V_{DS}$ = 6.0 V, $V_{GS}$ = 2.0 V |
| Drain-Source Breakdown Voltage | $V_{(BR)DSS}$ | 84 | – | – | $V_{DC}$ | $V_{GS}$ = -8 V, $I_D$ = 3.6 mA |
| **RF Characteristics[2,3] ($T_C$ = 25˚C, $F_0$ = 3.5 GHz unless otherwise noted)** | | | | | | |
| Small Signal Gain | $G_{SS}$ | 10.5 | 12 | – | dB | $V_{DD}$ = 28 V, $I_{DQ}$ = 100 mA |
| Drain Efficiency[4] | η | 22 | 26 | – | % | $V_{DD}$ = 28 V, $I_{DQ}$ = 100 mA, $P_{AVE}$ = 2.0 W |
| Back-Off Error Vector Magnitude | $EVM_1$ | – | 2.5 | – | % | $V_{DD}$ = 28 V, $I_{DQ}$ = 100 mA, $P_{AVE}$ = 18 dBm |
| Error Vector Magnitude | $EVM_2$ | – | 2.5 | – | % | $V_{DD}$ = 28 V, $I_{DQ}$ = 100 mA, $P_{AVE}$ = 2.0 W |
| Output Mismatch Stress | VSWR | – | – | 10 : 1 | Y | No damage at all phase angles, $V_{DD}$ = 28 V, $I_{DQ}$ = 100 mA, $P_{AVE}$ = 2.0 W |
| **Dynamic Characteristics** | | | | | | |
| Input Capacitance | $C_{GS}$ | – | 4.5 | – | pF | $V_{DS}$ = 28 V, $V_{gs}$ = -8 V, f = 1 MHz |
| Output Capacitance | $C_{DS}$ | – | 1.3 | – | pF | $V_{DS}$ = 28 V, $V_{gs}$ = -8 V, f = 1 MHz |
| Feedback Capacitance | $C_{GD}$ | – | 0.2 | – | pF | $V_{DS}$ = 28 V, $V_{gs}$ = -8 V, f = 1 MHz |

Notes:
[1] Measured on wafer prior to packaging
[2] Measured in the CGH35015F-AMP test fixture
[3] Under 802.16 OFDM, 3.5 MHz Channel BW, 1/4 Cyclic Prefix, 64 QAM Modulated Burst, 5 ms Burst, Symbol Length of 59, Coding Type RS-CC, Coding RateType 2/3, PAR = 9.8 dB @ 0.01 % Probability on CCDF
[4] Drain Efficiency = $P_{OUT}$ / $P_{DC}$

## Typical WiMAX Performance

**Figure 1. Small Signal S-Parameters vs Frequency measured in the CGH35015F-AMP**
**$V_{DD}$ = 28 V, $I_{DQ}$ = 100 mA**

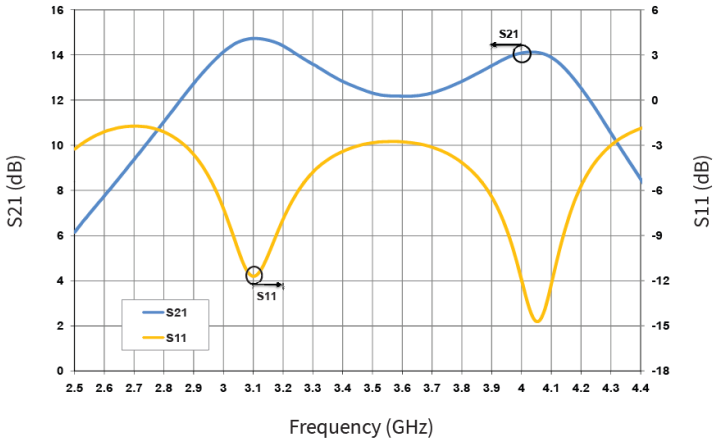
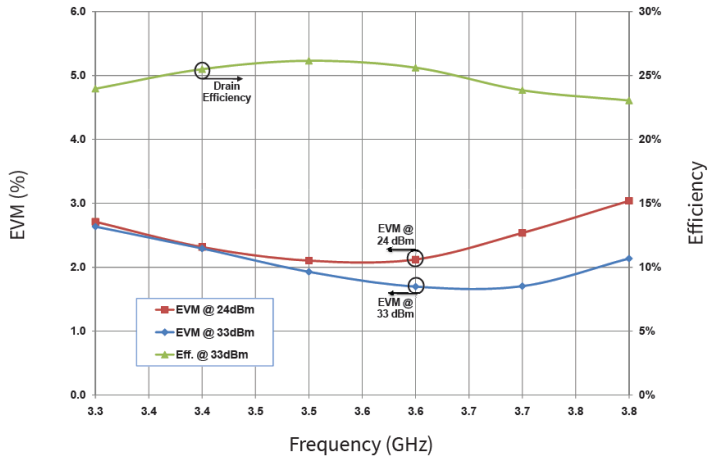



**Figure 2. Typical EVM and Efficiency versus Frequency measured in the CGH35015F-AMP**
**$V_{DD}$ = 28 V, $I_{DQ}$ = 100 mA, 802.16-2004 OFDM, PAR = 9.8 dB**




Note: 802.16 OFDM, 3.5 MHz Channel BW, 1/4 Cyclic Prefix, 64 QAM Modulated Burst,Symbol Length of 59, Coding Type RS-CC, Coding Rate Type 2/3

**Typical WiMAX Performance**

**Figure 3. Drain Efficiency and Gain vs Output Power measured in the CGH35015F-AMP**
**$V_{DD}$ = 28 V, $I_{DQ}$ = 100 mA, 802.16-2004 OFDM, PAR = 9.8 dB**

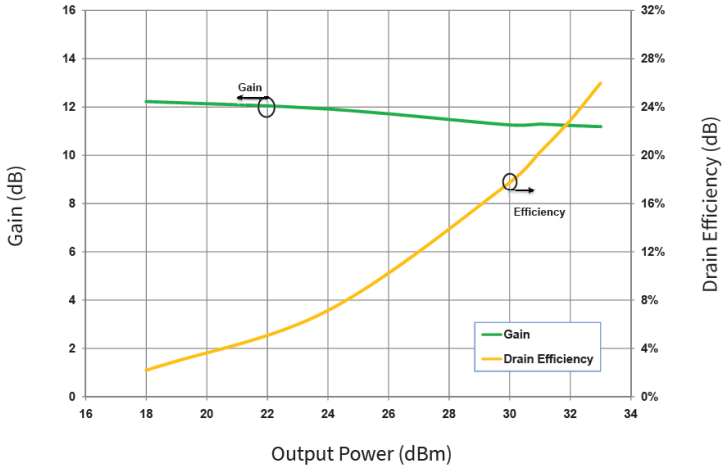
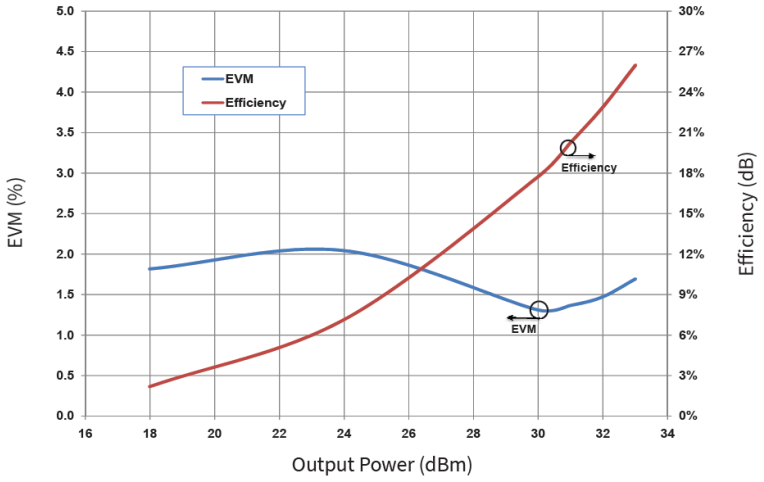


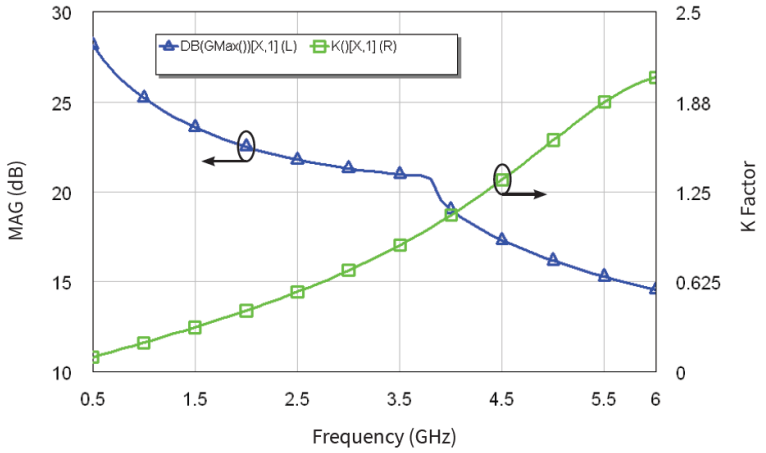

**Figure 4. Typical EVM and Efficiency versus Power Output measured in the CGH35015F-AMP**
**$V_{DD}$ = 28 V, $I_{DQ}$ = 100 mA, 802.16-2004 OFDM, PAR = 9.8 dB**




Note: Under 802.16 OFDM, 3.5 MHz Channel BW, 1/4 Cyclic Prefix, 64 QAM Modulated Burst, Symbol Length of 59, Coding Type RS-CC, Coding Rate Type 2/3

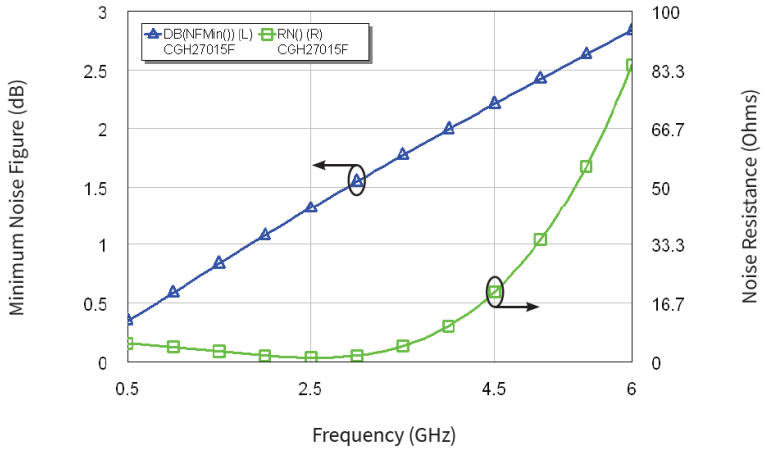
**Typical Performance**

**Figure 5. Simulated Maximum Available Gain and K Factor of the CGH35015**
**$V_{DD}$ = 28 V, $I_{DQ}$ = 100 mA**

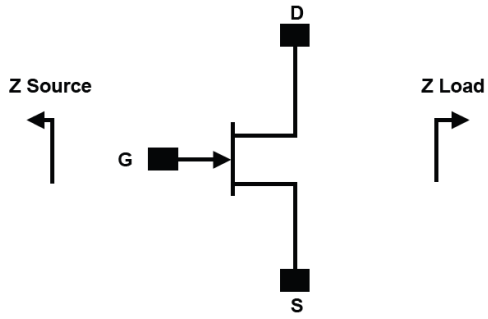



**Typical Noise Performance**

**Figure 6. Simulated Minimum Noise Figure and Noise Resistance vs Frequency of the CGH35015**
**$V_{DD}$ = 28 V, $I_{DQ}$ = 100 mA**



## Source and Load Impedances




| Frequency | Z Source | Z Load |
|---|---|---|
| 3300 | 13.0 - j5.6 | 13.2 - j2.8 |
| 3400 | 17.2 - j6.0 | 13.2 - j2.8 |
| 3500 | 20.8 - j9.9 | 13.1 - j2.9 |
| 3600 | 20.1 - j15.8 | 13.1 - j3.3 |
| 3700 | 15.7 - j19.0 | 12.3 - j3.8 |

Note 1. $V_{DD}$ = 28V, $I_{DQ}$ = 115 mA in the 440166 package
Note 2. Impedances are extracted from the CGH35015F-AMP demonstration amplifier and are not source and load pull data derived from the transistor

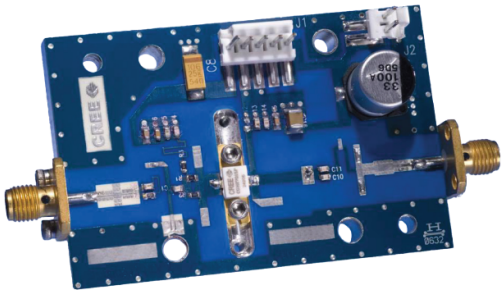
## Electrostatic Discharge (ESD) Classifications

| Parameter | Symbol | Class | Test Methodology |
|---|---|---|---|
| Human Body Model | HBM | 1A (> 250 V) | JEDEC JESD22 A114-D |
| Charge Device Model | CDM | II (200 < 500 V) | JEDEC JESD22 C101-C |

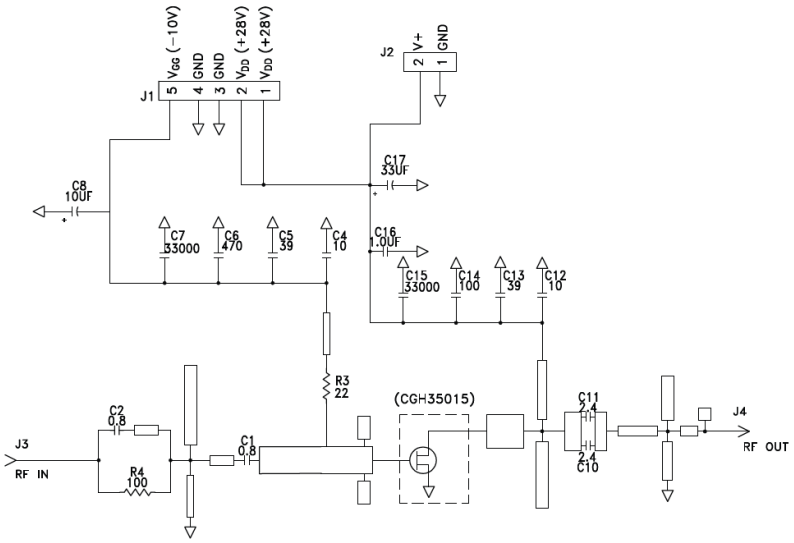
### CGH35015F-AMP Demonstration Amplifier Circuit Bill of Materials

| Designator | Description | Qty |
|---|---|---|
| C1, C2 | CAP, 0.8pF, +/-0.1 pF, 0603, ATC 600S | 2 |
| C10, C11 | CAP, 2.4pF,+/-0.1pF, 0603, ATC 600S | 2 |
| C4, C12 | CAP, 10.0pF, +/-5%, 0603, ATC 600S | 1 |
| C5, C13 | CAP, 39 PF±5%, 0603, ATC 600S | 2 |
| C14 | CAP, 100 PF±5%, 0603, ATC 600S | 1 |
| C6 | CAP, 470 PF ±10%,100 V, 0603 | 1 |
| C7, C15 | CAP, 33000PF, 100V, 0805, X7R | 2 |
| C8 | CAP, 10UF, 16V, SMT, TANTALUM (240096) | 1 |
| C16 | CAP, 1.0UF ±10%, 100V, 1210, X7R | 1 |
| C17 | CAP, 33UF, 100V, ELECT, FK, SMD | 1 |
| R3 | RES, 1/16W, 0603, 22 Ohms ≤5% | 1 |
| R4 | RES, 1/16W, 0603, 100 Ohms ≤5% | 1 |
| J1 | 5-PIN, MOLEX, MALE, CONNECTOR | 1 |
| J2 | 2-PIN, MOLEX, MALE, CONNECTOR | 1 |
| J3, J4 | SMA, FEMALE, CONNECTOR | 2 |
| - | PCB, RO4350B, Er = 3.48, h = 20 mil | 1 |
| - | CGH35015F or CGH35015P | 1 |

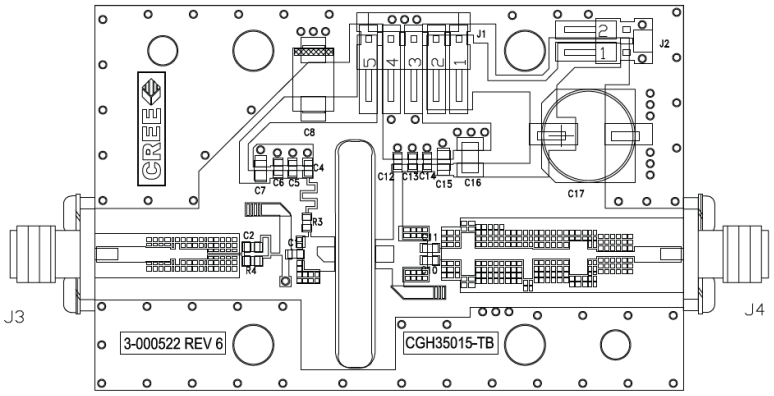
### CGH35015F-AMP Demonstration Amplifier Circuit



**CGH35015-AMP Demonstration Amplifier Circuit Schematic**




**CGH35015-AMP Demonstration Amplifier Circuit Outline**

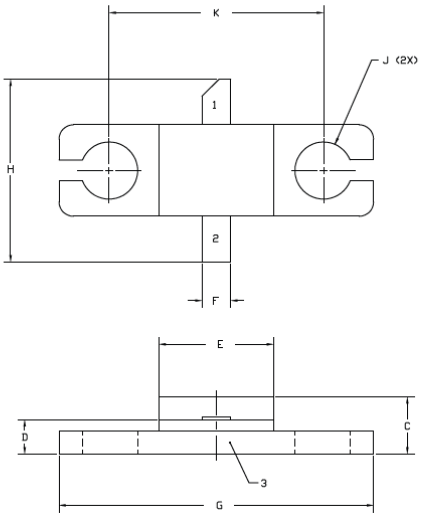


## Typical Package S-Parameters for CGH35015
## (Small Signal, $V_{DS}$ = 28 V, $I_{DQ}$ = 100 mA, angle in degrees)

| Frequency | Mag S11 | Ang S11 | Mag S21 | Ang S21 | Mag S12 | Ang S12 | Mag S22 | Ang S22 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 500 MHz | 0.909 | -124.41 | 17.41 | 107.81 | 0.026 | 21.06 | 0.335 | -93.73 |
| 600 MHz | 0.902 | -134.04 | 15.04 | 101.48 | 0.027 | 15.39 | 0.322 | -101.61 |
| 700 MHz | 0.898 | -141.62 | 13.18 | 96.16 | 0.028 | 10.74 | 0.315 | -107.78 |
| 800 MHz | 0.894 | -147.78 | 11.71 | 91.54 | 0.028 | 6.79 | 0.312 | -112.73 |
| 900 MHz | 0.892 | -152.91 | 10.51 | 87.43 | 0.028 | 3.35 | 0.312 | -116.77 |
| 1.0 GHz | 0.890 | -157.30 | 9.53 | 83.68 | 0.028 | 0.28 | 0.314 | -120.15 |
| 1.1 GHz | 0.889 | -161.12 | 8.71 | 80.20 | 0.028 | -2.51 | 0.318 | -123.04 |
| 1.2 GHz | 0.889 | -164.51 | 8.01 | 76.95 | 0.028 | -5.07 | 0.322 | -125.57 |
| 1.3 GHz | 0.888 | -167.56 | 7.41 | 73.86 | 0.028 | -7.45 | 0.328 | -127.82 |
| 1.4 GHz | 0.888 | -170.34 | 6.89 | 70.91 | 0.028 | -9.69 | 0.335 | -129.87 |
| 1.5 GHz | 0.888 | -172.91 | 6.44 | 68.07 | 0.028 | -11.81 | 0.342 | -131.77 |
| 1.6 GHz | 0.888 | -175.30 | 6.04 | 65.32 | 0.028 | -13.82 | 0.349 | -133.56 |
| 1.7 GHz | 0.888 | -177.55 | 5.69 | 62.65 | 0.027 | -15.74 | 0.357 | -135.25 |
| 1.8 GHz | 0.888 | -179.68 | 5.37 | 60.05 | 0.027 | -17.58 | 0.364 | -136.89 |
| 1.9 GHz | 0.888 | 178.29 | 5.09 | 57.50 | 0.027 | -19.34 | 0.373 | -138.48 |
| 2.0 GHz | 0.888 | 176.34 | 4.83 | 55.01 | 0.027 | -21.04 | 0.381 | -140.03 |
| 2.1 GHz | 0.889 | 174.45 | 4.60 | 52.56 | 0.026 | -22.69 | 0.389 | -141.55 |
| 2.2 GHz | 0.889 | 172.63 | 4.39 | 50.14 | 0.026 | -24.27 | 0.397 | -143.06 |
| 2.3 GHz | 0.889 | 170.84 | 4.20 | 47.76 | 0.026 | -25.80 | 0.405 | -144.56 |
| 2.4 GHz | 0.889 | 169.10 | 4.02 | 45.41 | 0.025 | -27.28 | 0.413 | -146.04 |
| 2.5 GHz | 0.890 | 167.39 | 3.86 | 43.09 | 0.025 | -28.70 | 0.421 | -147.52 |
| 2.6 GHz | 0.890 | 165.71 | 3.71 | 40.79 | 0.025 | -30.08 | 0.429 | -149.00 |
| 2.7 GHz | 0.891 | 164.04 | 3.57 | 38.51 | 0.024 | -31.41 | 0.437 | -150.48 |
| 2.8 GHz | 0.891 | 162.39 | 3.44 | 36.26 | 0.024 | -32.69 | 0.445 | -151.95 |
| 2.9 GHz | 0.891 | 160.76 | 3.32 | 34.01 | 0.024 | -33.92 | 0.452 | -153.43 |
| 3.0 GHz | 0.892 | 159.13 | 3.21 | 31.79 | 0.023 | -35.10 | 0.459 | -154.92 |
| 3.2 GHz | 0.892 | 155.89 | 3.00 | 27.38 | 0.023 | -37.31 | 0.473 | -157.90 |
| 3.4 GHz | 0.893 | 152.65 | 2.83 | 23.00 | 0.022 | -39.32 | 0.486 | -160.90 |
| 3.6 GHz | 0.893 | 149.39 | 2.67 | 18.66 | 0.021 | -41.09 | 0.499 | -163.93 |
| 3.8 GHz | 0.894 | 146.09 | 2.54 | 14.34 | 0.020 | -42.63 | 0.510 | -166.99 |
| 4.0 GHz | 0.894 | 142.74 | 2.41 | 10.02 | 0.020 | -43.90 | 0.521 | -170.10 |
| 4.2 GHz | 0.895 | 139.33 | 2.31 | 5.70 | 0.019 | -44.88 | 0.530 | -173.24 |
| 4.4 GHz | 0.895 | 135.84 | 2.21 | 1.37 | 0.018 | -45.53 | 0.539 | -176.45 |
| 4.6 GHz | 0.895 | 132.26 | 2.12 | -2.98 | 0.018 | -45.84 | 0.547 | -179.71 |
| 4.8 GHz | 0.895 | 128.59 | 2.04 | -7.36 | 0.017 | -45.78 | 0.554 | 176.97 |
| 5.0 GHz | 0.895 | 124.80 | 1.97 | -11.79 | 0.016 | -45.32 | 0.561 | 173.56 |
| 5.2 GHz | 0.895 | 120.90 | 1.91 | -16.27 | 0.016 | -44.47 | 0.566 | 170.07 |
| 5.4 GHz | 0.895 | 116.87 | 1.85 | -20.81 | 0.016 | -43.25 | 0.571 | 166.48 |
| 5.6 GHz | 0.895 | 112.70 | 1.80 | -25.41 | 0.015 | -41.72 | 0.575 | 162.78 |
| 5.8 GHz | 0.895 | 108.38 | 1.75 | -30.10 | 0.015 | -39.97 | 0.579 | 158.96 |
| 6.0 GHz | 0.895 | 103.92 | 1.70 | -34.88 | 0.016 | -38.13 | 0.581 | 155.00 |

To download the s-parameters in s2p format, go to the CGH35015 Product page and click on the documentation tab.

**Product Dimensions CGH35015F (Package Type — 440166)**



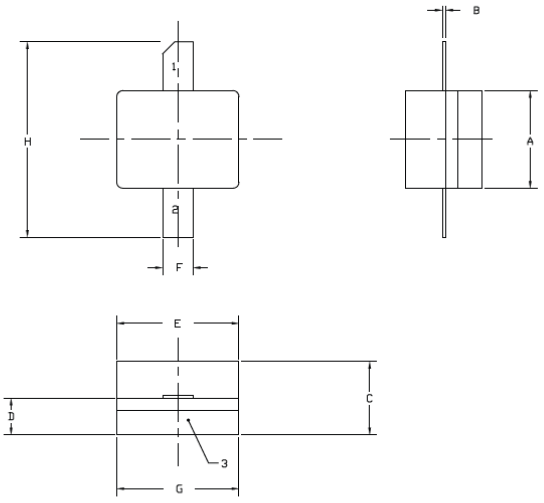

NOTES:

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

| DIM | INCHES | | MILLIMETERS | |
|---|---|---|---|---|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 0.155 | 0.165 | 3.94 | 4.19 |
| B | 0.004 | 0.006 | 0.10 | 0.15 |
| C | 0.115 | 0.135 | 2.92 | 3.43 |
| D | 0.057 | 0.067 | 1.45 | 1.70 |
| E | 0.195 | 0.205 | 4.95 | 5.21 |
| F | 0.045 | 0.055 | 1.14 | 1.40 |
| G | 0.545 | 0.555 | 13.84 | 14.09 |
| H | 0.280 | 0.360 | 7.11 | 9.14 |
| J | ø .100 | | 2.54 | |
| K | 0.375 | | 9.53 | |

PIN 1. GATE
PIN 2. DRAIN
PIN 3. SOURCE

**Product Dimensions CGH35015P (Package Type — 440196)**



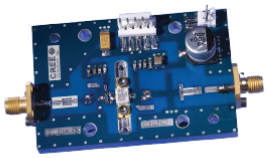

NOTES:

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

| DIM | INCHES | | MILLIMETERS | |
|---|---|---|---|---|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 0.155 | 0.165 | 3.94 | 4.19 |
| B | 0.003 | 0.006 | 0.10 | 0.15 |
| C | 0.115 | 0.135 | 2.92 | 3.17 |
| D | 0.057 | 0.067 | 1.45 | 1.70 |
| E | 0.195 | 0.205 | 4.95 | 5.21 |
| F | 0.045 | 0.055 | 1.14 | 1.40 |
| G | 0.195 | 0.205 | 4.95 | 5.21 |
| H | 0.280 | 0.360 | 7.11 | 9.14 |

PIN 1. GATE
PIN 2. DRAIN
PIN 3. SOURCE

## Product Ordering Information

| Order Number | Description | Unit of Measure | Image |
|---|---|---|---|
| CGH35015F | GaN HEMT | Each | |
| CGH35015P | GaN HEMT | Each | |
| CGH35015-AMP | Test board with GaN HEMT installed | Each |  |

For more information, please contact:

4600 Silicon Drive
Durham, North Carolina, USA 27703
www.wolfspeed.com/RF

Sales Contact
RFSales@cree.com

## Notes

**Disclaimer**

Specifications are subject to change without notice. “Typical” parameters are the average values expected by Cree in large quantities and are provided for information purposes only. Cree products are not warranted or authorized for use as critical components in medical, life-saving, or life-sustaining applications, or other applications where a failure would reasonably be expected to cause severe personal injury or death. No responsibility is assumed by Cree for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from use of the information contained herein. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Cree.

© 2005-2020 Cree, Inc. All rights reserved. Wolfspeed® and the Wolfspeed logo are registered trademarks of Cree, Inc.

## C.2. Hoja de datos CGH40025

Wolfspeed | A CREE COMPANY

# CGH40025

## 25 W, RF Power GaN HEMT

### Description

Cree's CGH40025 is an unmatched, gallium nitride (GaN) high electron mobility transistor (HEMT). The CGH40025, operating from a 28 volt rail, offers a general purpose, broadband solution to a variety of RF and microwave applications. GaN HEMTs offer high efficiency, high gain and wide bandwidth capabilities making the CGH40025 ideal for linear and compressed amplifier circuits. The transistor is available in a screw-down, flange package and solder-down, pill packages.

Package Types: 440196 & 440166
PN: CGH40025P & CGH40025F

### Features

- Up to 6 GHz Operation
- 15 dB Small Signal Gain at 2.0 GHz
- 13 dB Small Signal Gain at 4.0 GHz
- 30 W typical $P_{SAT}$
- 62% Efficiency at $P_{SAT}$
- 28 V Operation

### Applications

- 2-Way Private Radio
- Broadband Amplifiers
- Cellular Infrastructure
- Test Instrumentation
- Class A, AB, Linear amplifiers suitable for OFDM, W-CDMA, EDGE, CDMA waveforms

**Large Signal Models Available for ADS and MWO**

RoHS COMPLIANT

## Absolute Maximum Ratings (not simultaneous) at 25˚C Case Temperature

| Parameter | Symbol | Rating | Units | Conditions |
|---|---|---|---|---|
| Drain-Source Voltage | $V_{DSS}$ | 120 | Volts | 25˚C |
| Gate-to-Source Voltage | $V_{GS}$ | -10, +2 | Volts | 25˚C |
| Storage Temperature | $T_{STG}$ | -65, +150 | ˚C | |
| Operating Junction Temperature | $T_J$ | 225 | ˚C | |
| Maximum Forward Gate Current | $I_{GMAX}$ | 7.0 | mA | 25˚C |
| Maximum Drain Current[1] | $I_{DMAX}$ | 3 | A | 25˚C |
| Soldering Temperature[2] | $T_S$ | 245 | ˚C | |
| Screw Torque | τ | 40 | in-oz | |
| Thermal Resistance, Junction to Case[3] | $R_{\theta JC}$ | 4.8 | ˚C/W | 85˚C |
| Case Operating Temperature[3,4] | $T_C$ | -40, +150 | ˚C | |

Notes:
[1] Current limit for long term, reliable operation
[2] Refer to the Application Note on soldering at wolfspeed.com/RF/Document-Library
[3] Measured for the CGH40025F at $P_{DISS}$ = 28 W
[4] See also, the Power Dissipation De-rating Curve on Page 6

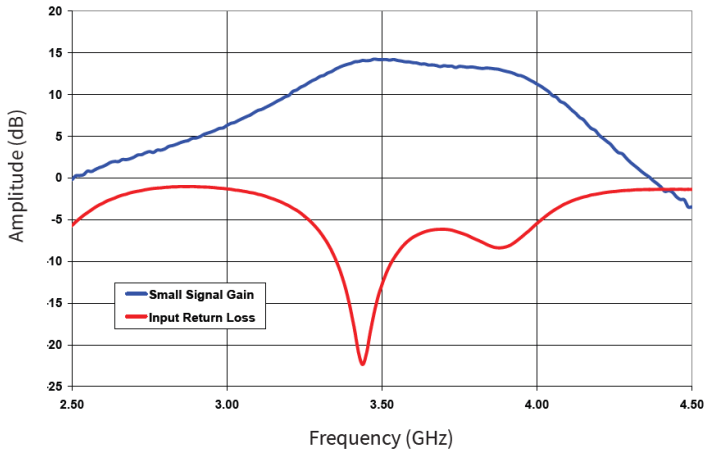
## Electrical Characteristics (TC = 25˚C)

| Characteristics | Symbol | Min. | Typ. | Max. | Units | Conditions |
|---|---|---|---|---|---|---|
| **DC Characteristics[1]** | | | | | | |
| Gate Threshold Voltage | $V_{GS(th)}$ | -3.8 | -3.0 | -2.3 | $V_{DC}$ | $V_{DS}$ = 10 V, $I_D$ = 7.2 mA |
| Gate Quiescent Voltage | $V_{GS(Q)}$ | – | -2.7 | – | $V_{DC}$ | $V_{DS}$ = 28 V, $I_D$ = 250 mA |
| Saturated Drain Current | $I_{DS}$ | 5.8 | 7.0 | – | A | $V_{DS}$ = 6.0 V, $V_{GS}$ = 2.0 V |
| Drain-Source Breakdown Voltage | $V_{BR}$ | 84 | – | – | $V_{DC}$ | $V_{GS}$ = -8 V, $I_D$ = 7.2 mA |
| **RF Characteristics[2] ($T_C$ = 25˚C, $F_0$ = 3.7 GHz unless otherwise noted)** | | | | | | |
| Small Signal Gain | $G_{SS}$ | 12 | 13 | – | dB | $V_{DD}$ = 28 V, $I_{DQ}$ = 250 mA |
| Power Output[3] | $P_{SAT}$ | 20 | 30 | – | W | $V_{DD}$ = 28 V, $I_{DQ}$ = 250 mA |
| Drain Efficiency[4] | η | 55 | 62 | – | % | $V_{DD}$ = 28 V, $I_{DQ}$ = 250 mA, $P_{SAT}$ |
| Output Mismatch Stress | VSWR | – | – | 10 : 1 | Ψ | No damage at all phase angles, $V_{DD}$ = 28 V, $I_{DQ}$ = 250 mA, $P_{OUT}$ = 25 W CW |
| **Dynamic Characteristics** | | | | | | |
| Input Capacitance | $C_{GS}$ | – | 9.0 | – | pF | $V_{DS}$ = 28 V, $V_{gs}$ = -8 V, f = 1 MHz |
| Output Capacitance | $C_{DS}$ | – | 2.6 | – | pF | $V_{DS}$ = 28 V, $V_{gs}$ = -8 V, f = 1 MHz |
| Feedback Capacitance | $C_{GD}$ | – | 0.4 | – | pF | $V_{DS}$ = 28 V, $V_{gs}$ = -8 V, f = 1 MHz |

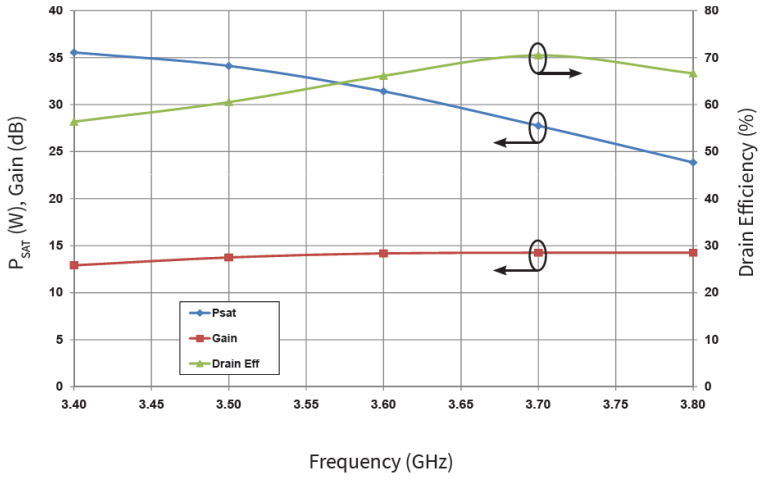
Notes:
[1] Measured on wafer prior to packaging
[2] Measured in CGH40025-AMP
[3] $P_{SAT}$ is defined as $I_G$ = 0.72 mA
[4] Drain Efficiency = $P_{OUT}$ / $P_{DC}$

**Typical Performance**

**Small Signal Gain and Return Loss vs Frequency of the CGH40025F in the CGH40025-AMP**

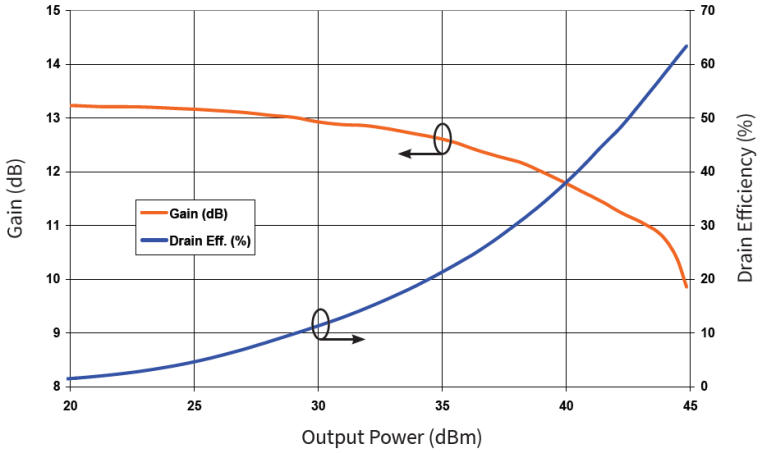



**$P_{SAT}$, Gain, and Drain Efficiency vs Frequency of the CGH40025F in the CGH40025-AMP**
**$V_{DD}$ = 28 V, $I_{DQ}$ = 250 mA**

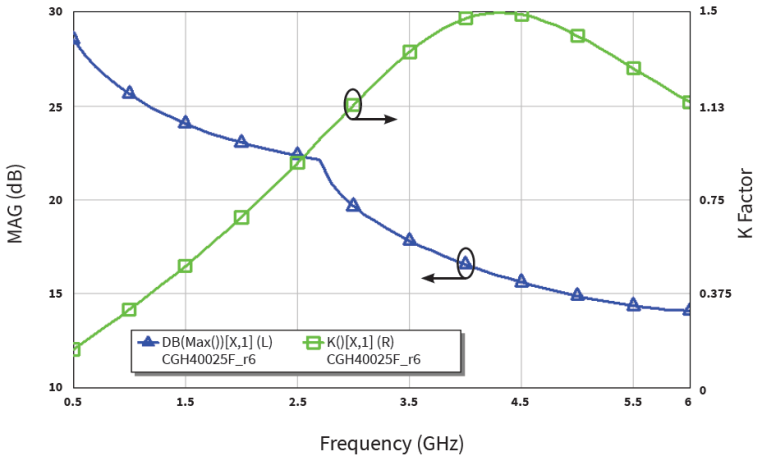


**Typical Performance**

**Swept CW Data of CGH40025 vs. Output Power with Source and Load Impedances Optimized for $P_{SAT}$ Power in CGH40025-AMP**
**$V_{DD}$ = 28 V, $I_{DQ}$ = 250 mA, Freq = 3.7 GHz**

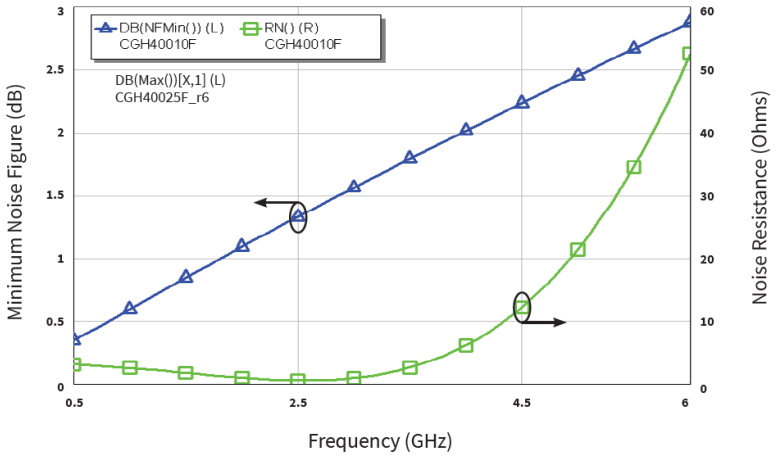



**Maximum Available Gain and K Factor of the CGH40025**
**$V_{DD}$ = 28 V, $I_{DQ}$ = 250 mA**



## Typical Noise Performance

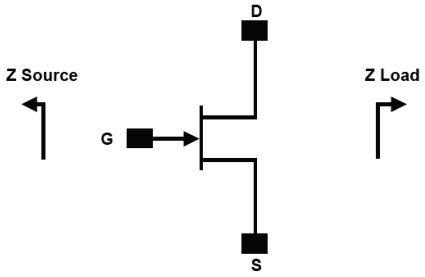
**Simulated Minimum Noise Figure and Noise Resistance vs Frequency of the CGH40025F VDD = 28 V, IDQ = 250 mA**




## Electrostatic Discharge (ESD) Classifications

| Parameter | Symbol | Class | Test Methodology |
|---|---|---|---|
| Human Body Model | HBM | 1A > 250 V | JEDEC JESD22 A114-D |
| Charge Device Model | CDM | 1 < 200 V | JEDEC JESD22 C101-C |

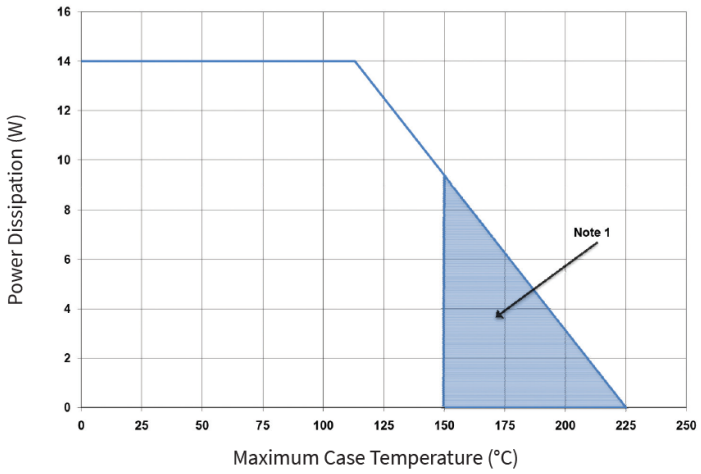
## Source and Load Impedances




| Frequency | Z Source | Z Lead |
|---|---|---|
| 500 | 7.75 + j15.5 | 20 + j5.2 |
| 1000 | 3.11 + j5.72 | 17 + j6.66 |
| 1500 | 2.86 + j1.63 | 16.8 + j3.2 |
| 2500 | 2.4 - j3.52 | 8.02 + j4.32 |
| 3500 | 1.31 - j7.3 | 5.85 - j0.51 |

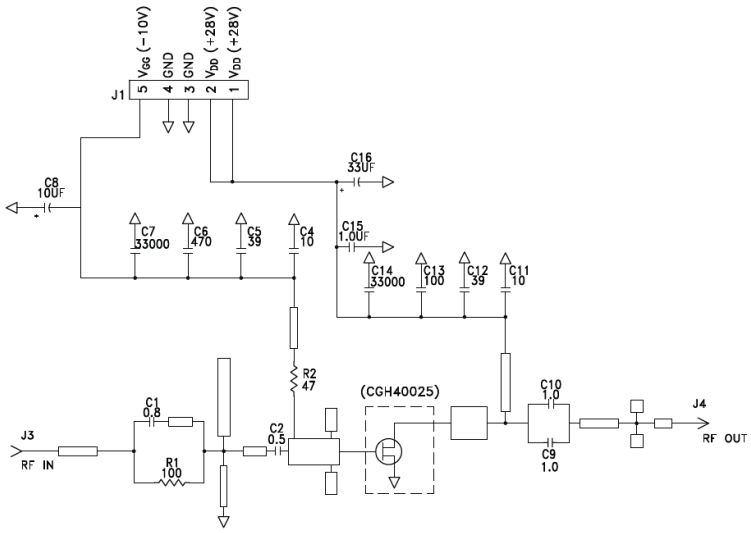
Note 1. $V_{DD}$ = 28V, $I_{DQ}$ = 250mA in the 440166 package
Note 2. Optimized for power, gain, $P_{SAT}$ and PAE
Note 3. When using this device at low frequency, series resistors should be used to maintain amplifier stability

## CGH40025 Power Dissipation De-rating Curve

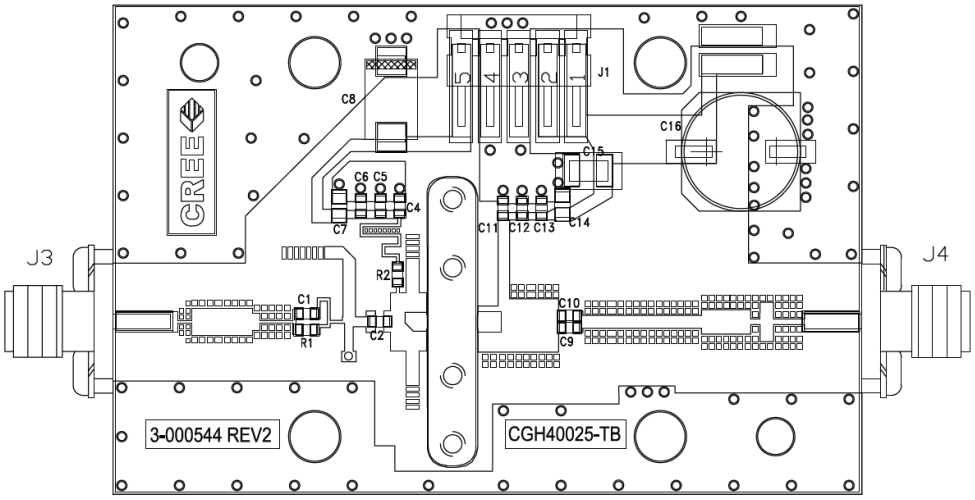



Note 1. Area exceeds Maximum Case Operating Temperature (See Page 2).

**CGH40025-AMP Demonstration Amplifier Circuit Schematic**



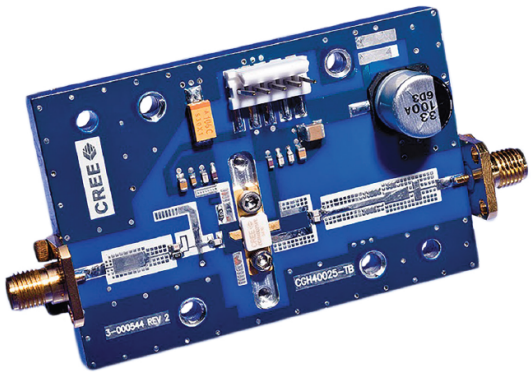

**CGH40025-AMP Demonstration Amplifier Circuit Outline**



**CGH40025-AMP Demonstration Amplifier Circuit Bill of Materials**

| Designator | Description | Qty |
|---|---|---|
| R2 | RES, 1/16W, 0603, 1%, 47 OHMS | 1 |
| R1 | RES, 1/16W, 0603, 1%, 100 OHMS | 1 |
| C6 | CAP, 470PF, 5%, 100V, 0603 | 1 |
| C16 | CAP, 33 UF, 20%, G CASE | 1 |
| C15 | CAP, 1.0UF, 100V, 10%, X7R, 1210 | 1 |
| C8 | CAP, 10UF 16V TANTALUM | 1 |
| C13 | CAP, 100.0pF, +/-5%, 0603 | 1 |
| C1 | CAP, 0.8pF, +/-0.1pF, 0603 | 1 |
| C2 | CAP, 0.5pF, +/-0.05pF, 0603 | 1 |
| C9, C10 | CAP, 1.0pF, +/-0.1pF, 0603 | 2 |
| C4, C11 | CAP, 10.0pF, +/-5%, 0603 | 2 |
| C5, C12 | CAP, 39pF, +/-5%, 0603 | 2 |
| C7, C14 | CAP, 33000PF, 0805, 100V, X7R | 2 |
| J3, J4 | CONN SMA STR PANEL JACK RECP | 2 |
| J1 | HEADER RT>PLZ .1CEN LK 5POS | 1 |
| - | PCB, RO4350B, Er = 3.48, h = 20 mil | 1 |
| - | CGH40025F or CGH40025P | 1 |

**CGH40025F-AMP Demonstration Amplifier Circuit**



**Typical Package S-Parameters for CGH40025**
**(Small Signal, $V_{DS}$ = 28 V, $I_{DQ}$ = 100 mA, angle in degrees)**

| Frequency | Mag S11 | Ang S11 | Mag S21 | Ang S21 | Mag S12 | Ang S12 | Mag S22 | Ang S22 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 500 MHz | 0.902 | -151.72 | 11.80 | 92.09 | 0.025 | 6.22 | 0.393 | -140.34 |
| 600 MHz | 0.901 | -157.13 | 9.89 | 87.31 | 0.025 | 2.28 | 0.402 | -143.54 |
| 700 MHz | 0.900 | -161.20 | 8.49 | 83.18 | 0.025 | -0.99 | 0.412 | -145.64 |
| 800 MHz | 0.900 | -164.41 | 7.42 | 79.49 | 0.025 | -3.82 | 0.424 | -147.11 |
| 900 MHz | 0.901 | -167.04 | 6.58 | 76.10 | 0.024 | -6.33 | 0.436 | -148.22 |
| 1.0 GHz | 0.902 | -169.26 | 5.89 | 72.93 | 0.024 | -8.60 | 0.449 | -149.12 |
| 1.1 GHz | 0.903 | -171.19 | 5.33 | 69.93 | 0.024 | -10.69 | 0.462 | -149.91 |
| 1.2 GHz | 0.904 | -172.89 | 4.86 | 67.07 | 0.023 | -12.61 | 0.476 | -150.65 |
| 1.3 GHz | 0.905 | -174.43 | 4.45 | 64.33 | 0.023 | -14.39 | 0.489 | -151.38 |
| 1.4 GHz | 0.906 | -175.84 | 4.10 | 61.68 | 0.022 | -16.06 | 0.503 | -152.12 |
| 1.5 GHz | 0.907 | -177.14 | 3.80 | 59.12 | 0.022 | -17.61 | 0.517 | -152.87 |
| 1.6 GHz | 0.909 | -178.36 | 3.54 | 56.64 | 0.022 | -19.05 | 0.531 | -153.65 |
| 1.7 GHz | 0.910 | -179.52 | 3.30 | 54.22 | 0.021 | -20.38 | 0.545 | -154.46 |
| 1.8 GHz | 0.912 | 179.38 | 3.09 | 51.87 | 0.021 | -21.62 | 0.558 | -155.29 |
| 1.9 GHz | 0. 913 | 178.33 | 2.90 | 49.58 | 0.020 | -22.75 | 0.571 | -156.15 |
| 2.0 GHz | 0.914 | 177.30 | 2.73 | 47.34 | 0.020 | -23.78 | 0.584 | -157.04 |
| 2.1 GHz | 0.916 | 176.31 | 2.58 | 45.15 | 0.019 | -24.70 | 0.596 | -157.95 |
| 2.2 GHz | 0.917 | 175.34 | 2.44 | 43.02 | 0.019 | -25.52 | 0.608 | -158.88 |
| 2.3 GHz | 0.918 | 174.39 | 2.31 | 40.92 | 0.018 | -26.22 | 0.620 | -159.82 |
| 2.4 GHz | 0.920 | 173.46 | 2.19 | 38.88 | 0.018 | -26.82 | 0.631 | -160.78 |
| 2.5 GHz | 0.921 | 172.54 | 2.09 | 36.87 | 0.017 | -27.29 | 0.642 | -161.76 |
| 2.6 GHz | 0.922 | 171.63 | 1.99 | 34.91 | 0.016 | -27.64 | 0.652 | -162.74 |
| 2.7 GHz | 0.923 | 170.73 | 1.90 | 32.98 | 0.016 | -27.85 | 0.662 | -163.73 |
| 2.8 GHz | 0.925 | 169.84 | 1.82 | 31.09 | 0.015 | -27.92 | 0.672 | -164.73 |
| 2.9 GHz | 0.926 | 168.95 | 1.74 | 29.24 | 0.015 | -27.85 | 0.681 | -165.73 |
| 3.0 GHz | 0.927 | 168.07 | 1.67 | 27.41 | 0.014 | -27.61 | 0.690 | -166.74 |
| 3.2 GHz | 0.929 | 166.30 | 1.54 | 23.86 | 0.013 | -26.63 | 0.706 | -168.76 |
| 3.4 GHz | 0.931 | 164.54 | 1.42 | 20.42 | 0.013 | -24.89 | 0.721 | -170.79 |
| 3.6 GHz | 0.932 | 162.78 | 1.33 | 17.08 | 0.012 | -22.30 | 0.735 | -172.82 |
| 3.8 GHz | 0.934 | 161.00 | 1.24 | 13.84 | 0.011 | -18.80 | 0.748 | -174.85 |
| 4.0 GHz | 0.935 | 159.21 | 1.16 | 10.67 | 0.011 | -14.40 | 0.759 | -176.88 |
| 4.2 GHz | 0.936 | 157.39 | 1.10 | 7.58 | 0.010 | -9.18 | 0.769 | -178.90 |
| 4.4 GHz | 0.937 | 155.55 | 1.04 | 4.55 | 0.010 | -3.38 | 0.778 | 179.07 |
| 4.6 GHz | 0.938 | 153.67 | 0.98 | 1.57 | 0.010 | 2.65 | 0.787 | 177.04 |
| 4.8 GHz | 0.939 | 151.77 | 0.94 | -1.36 | 0.011 | 8.52 | 0.794 | 175.00 |
| 5.0 GHz | 0.939 | 149.82 | 0.89 | -4.25 | 0.011 | 13.87 | 0.801 | 172.96 |
| 5.2 GHz | 0.939 | 147.82 | 0.86 | -7.11 | 0.012 | 18.48 | 0.807 | 170.90 |
| 5.4 GHz | 0.939 | 145.78 | 0.82 | -9.95 | 0.013 | 22.25 | 0.812 | 168.83 |
| 5.6 GHz | 0.940 | 143.68 | 0.79 | -12.78 | 0.014 | 25.17 | 0.817 | 166.74 |
| 5.8 GHz | 0.939 | 141.53 | 0.77 | -15.59 | 0.016 | 27.32 | 0.821 | 164.62 |
| 6.0 GHz | 0.939 | 139.31 | 0.74 | -18.41 | 0.017 | 28.77 | 0.825 | 162.48 |

To download the s-parameters in s2p format, go to the CGH40025 Product page and click on the documentation tab.

**Typical Package S-Parameters for CGH40025**
**(Small Signal, $V_{DS}$ = 28 V, $I_{DQ}$ = 250 mA, angle in degrees)**

| Frequency | Mag S11 | Ang S11 | Mag S21 | Ang S21 | Mag S12 | Ang S12 | Mag S22 | Ang S22 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 500 MHz | 0.917 | -157.22 | 12.62 | 91.45 | 0.018 | 7.56 | 0.458 | -158.97 |
| 600 MHz | 0.916 | -161.92 | 10.57 | 87.33 | 0.018 | 4.70 | 0.465 | -160.93 |
| 700 MHz | 0.916 | -165.46 | 9.07 | 83.78 | 0.018 | 2.41 | 0.472 | -162.19 |
| 800 MHz | 0.916 | -168.28 | 7.94 | 80.58 | 0.018 | 0.51 | 0.478 | -163.04 |
| 900 MHz | 0.916 | -170.61 | 7.05 | 77.64 | 0.017 | -1.12 | 0.485 | -163.64 |
| 1.0 GHz | 0.916 | -172.60 | 6.33 | 74.88 | 0.017 | -2.55 | 0.493 | -164.09 |
| 1.1 GHz | 0.917 | -174.33 | 5.74 | 72.25 | 0.017 | -3.82 | 0.500 | -164.45 |
| 1.2 GHz | 0.917 | -175.88 | 5.24 | 69.73 | 0.017 | -4.94 | 0.508 | -164.77 |
| 1.3 GHz | 0.918 | -177.28 | 4.82 | 67.30 | 0.017 | -5.95 | 0.516 | -165.06 |
| 1.4 GHz | 0.918 | -178.57 | 4.46 | 64.94 | 0.017 | -6.84 | 0.525 | -165.36 |
| 1.5 GHz | 0.919 | -179.78 | 4.14 | 62.65 | 0.016 | -7.63 | 0.533 | -165.67 |
| 1.6 GHz | 0.919 | 179.09 | 3.87 | 60.41 | 0.016 | -8.31 | 0.542 | -165.99 |
| 1.7 GHz | 0.920 | 178.01 | 3.62 | 58.22 | 0.016 | -8.90 | 0.550 | -166.35 |
| 1.8 GHz | 0.921 | 176.98 | 3.40 | 56.07 | 0.016 | -9.39 | 0.559 | -166.73 |
| 1.9 GHz | 0.921 | 175.99 | 3.21 | 53.97 | 0.015 | -9.77 | 0.568 | -167.14 |
| 2.0 GHz | 0.922 | 175.03 | 3.03 | 51.90 | 0.015 | -10.06 | 0.577 | -167.59 |
| 2.1 GHz | 0.923 | 174.09 | 2.87 | 49.87 | 0.015 | -10.24 | 0.585 | -168.07 |
| 2.2 GHz | 0.924 | 173.17 | 2.73 | 47.87 | 0.014 | -10.31 | 0.594 | -168.57 |
| 2.3 GHz | 0.924 | 172.27 | 2.60 | 45.91 | 0.014 | -10.27 | 0.602 | -169.11 |
| 2.4 GHz | 0.925 | 171.39 | 2.47 | 43.97 | 0.014 | -10.12 | 0.610 | -169.67 |
| 2.5 GHz | 0.926 | 170.51 | 2.36 | 42.07 | 0.014 | -9.85 | 0.619 | -170.26 |
| 2.6 GHz | 0.926 | 169.65 | 2.26 | 40.19 | 0.013 | -9.46 | 0.626 | -170.88 |
| 2.7 GHz | 0.927 | 168.79 | 2.16 | 38.34 | 0.013 | -8.95 | 0.634 | -171.52 |
| 2.8 GHz | 0.928 | 167.93 | 2.08 | 36.52 | 0.013 | -8.31 | 0.642 | -172.17 |
| 2.9 GHz | 0.928 | 167.08 | 1.99 | 34.72 | 0.013 | -7.54 | 0.649 | -172.85 |
| 3.0 GHz | 0.929 | 166.24 | 1.92 | 32.94 | 0.013 | -6.65 | 0.656 | -173.55 |
| 3.2 GHz | 0.930 | 164.54 | 1.78 | 29.45 | 0.012 | -4.49 | 0.670 | -175.00 |
| 3.4 GHz | 0.931 | 162.85 | 1.66 | 26.05 | 0.012 | -1.85 | 0.683 | -176.50 |
| 3.6 GHz | 0.932 | 161.14 | 1.55 | 22.72 | 0.012 | 1.19 | 0.695 | -178.06 |
| 3.8 GHz | 0.933 | 159.42 | 1.46 | 19.46 | 0.012 | 4.55 | 0.706 | -179.66 |
| 4.0 GHz | 0.933 | 157.68 | 1.38 | 16.27 | 0.012 | 8.08 | 0.716 | 178.70 |
| 4.2 GHz | 0.934 | 155.91 | 1.31 | 13.12 | 0.012 | 11.64 | 0.726 | 177.02 |
| 4.4 GHz | 0.934 | 154.11 | 1.24 | 10.03 | 0.013 | 15.08 | 0.735 | 175.30 |
| 4.6 GHz | 0.935 | 152.28 | 1.18 | 6.97 | 0.013 | 18.26 | 0.743 | 173.56 |
| 4.8 GHz | 0.935 | 150.41 | 1.13 | 3.95 | 0.014 | 21.09 | 0.750 | 171.78 |
| 5.0 GHz | 0.935 | 148.49 | 1.08 | 0.96 | 0.015 | 23.50 | 0.756 | 169.97 |
| 5.2 GHz | 0.935 | 146.53 | 1.04 | -2.00 | 0.016 | 25.48 | 0.762 | 168.12 |
| 5.4 GHz | 0.935 | 144.52 | 1.00 | -4.96 | 0.017 | 27.02 | 0.768 | 166.24 |
| 5.6 GHz | 0.935 | 142.45 | 0.97 | -7.90 | 0.018 | 28.12 | 0.773 | 164.32 |
| 5.8 GHz | 0.934 | 140.31 | 0.94 | -10.84 | 0.020 | 28.83 | 0.777 | 162.36 |
| 6.0 GHz | 0.934 | 138.12 | 0.91 | -13.79 | 0.021 | 29.18 | 0.781 | 160.36 |

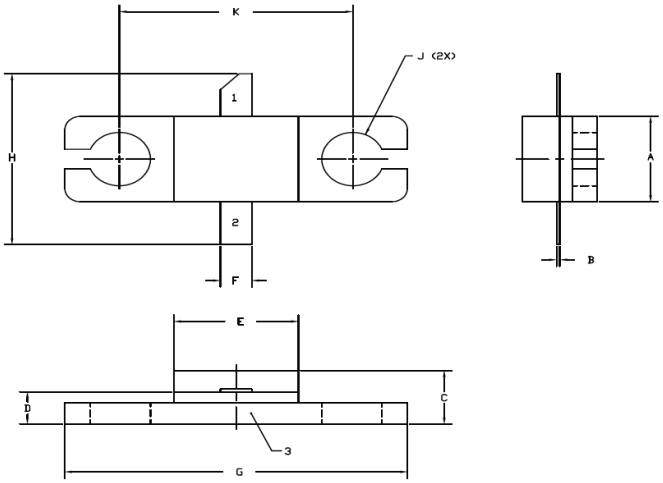
To download the s-parameters in s2p format, go to the CGH40025 Product page and click on the documentation tab.

## Typical Package S-Parameters for CGH40025
## (Small Signal, $V_{DS}$ = 28 V, $I_{DQ}$ = 400 mA, angle in degrees)

| Frequency | Mag S11 | Ang S11 | Mag S21 | Ang S21 | Mag S12 | Ang S12 | Mag S22 | Ang S22 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 500 MHz | 0.924 | -159.12 | 12.64 | 91.13 | 0.015 | 8.27 | 0.485 | -163.72 |
| 600 MHz | 0.923 | -163.56 | 10.58 | 87.23 | 0.015 | 5.84 | 0.491 | -165.34 |
| 700 MHz | 0.923 | -166.92 | 9.08 | 83.86 | 0.015 | 3.96 | 0.497 | -166.41 |
| 800 MHz | 0.923 | -169.60 | 7.95 | 80.83 | 0.015 | 2.43 | 0.502 | -167.13 |
| 900 MHz | 0.923 | -171.82 | 7.06 | 78.03 | 0.015 | 1.16 | 0.508 | -167.65 |
| 1.0 GHz | 0.923 | -173.72 | 6.34 | 75.40 | 0.015 | 0.08 | 0.514 | -168.05 |
| 1.1 GHz | 0.923 | -175.39 | 5.75 | 72.89 | 0.015 | -0.84 | 0.520 | -168.36 |
| 1.2 GHz | 0.924 | -176.88 | 5.26 | 70.48 | 0.015 | -1.62 | 0.526 | -168.63 |
| 1.3 GHz | 0.924 | -178.24 | 4.84 | 68.15 | 0.015 | -2.29 | 0.533 | -168.88 |
| 1.4 GHz | 0.924 | -179.50 | 4.48 | 65.89 | 0.015 | -2.85 | 0.539 | -169.13 |
| 1.5 GHz | 0.925 | 179.33 | 4.17 | 63.68 | 0.014 | -3.31 | 0.546 | -169.38 |
| 1.6 GHz | 0.925 | 178.22 | 3.89 | 61.52 | 0.014 | -3.67 | 0.553 | -169.65 |
| 1.7 GHz | 0.926 | 177.17 | 3.65 | 59.41 | 0.014 | -3.93 | 0.560 | -169.94 |
| 1.8 GHz | 0.926 | 176.16 | 3.43 | 57.34 | 0.014 | -4.09 | 0.568 | -170.26 |
| 1.9 GHz | 0.927 | 175.18 | 3.24 | 55.30 | 0.014 | -4.16 | 0.575 | -170.60 |
| 2.0 GHz | 0.927 | 174.24 | 3.07 | 53.29 | 0.014 | -4.13 | 0.582 | -170.97 |
| 2.1 GHz | 0.928 | 173.32 | 2.91 | 51.32 | 0.013 | -4.00 | 0.589 | -171.36 |
| 2.2 GHz | 0.928 | 172.41 | 2.76 | 49.38 | 0.013 | -3.76 | 0.597 | -171.79 |
| 2.3 GHz | 0.929 | 171.53 | 2.63 | 47.46 | 0.013 | -3.43 | 0.604 | -172.24 |
| 2.4 GHz | 0.929 | 170.65 | 2.51 | 45.57 | 0.013 | -2.99 | 0.611 | -172.71 |
| 2.5 GHz | 0.929 | 169.79 | 2.40 | 43.71 | 0.013 | -2.44 | 0.618 | -173.22 |
| 2.6 GHz | 0.930 | 168.93 | 2.30 | 41.87 | 0.013 | -1.79 | 0.625 | -173.75 |
| 2.7 GHz | 0.930 | 168.08 | 2.20 | 40.05 | 0.012 | -1.04 | 0.632 | -174.30 |
| 2.8 GHz | 0.931 | 167.24 | 2.12 | 38.26 | 0.012 | -0.18 | 0.638 | -174.87 |
| 2.9 GHz | 0.931 | 166.40 | 2.04 | 36.48 | 0.012 | 0.77 | 0.645 | -175.47 |
| 3.0 GHz | 0.932 | 165.56 | 1.96 | 34.73 | 0.012 | 1.82 | 0.651 | -176.08 |
| 3.2 GHz | 0.932 | 163.88 | 1.82 | 31.28 | 0.012 | 4.18 | 0.663 | -177.37 |
| 3.4 GHz | 0.933 | 162.20 | 1.70 | 27.91 | 0.012 | 6.83 | 0.675 | -178.72 |
| 3.6 GHz | 0.934 | 160.51 | 1.60 | 24.60 | 0.012 | 9.69 | 0.686 | 179.86 |
| 3.8 GHz | 0.934 | 158.80 | 1.51 | 21.35 | 0.012 | 12.64 | 0.696 | 178.39 |
| 4.0 GHz | 0.935 | 157.07 | 1.42 | 18.16 | 0.013 | 15.58 | 0.706 | 176.88 |
| 4.2 GHz | 0.935 | 155.32 | 1.35 | 15.01 | 0.013 | 18.40 | 0.715 | 175.31 |
| 4.4 GHz | 0.935 | 153.53 | 1.29 | 11.91 | 0.014 | 21.01 | 0.723 | 173.70 |
| 4.6 GHz | 0.935 | 151.70 | 1.23 | 8.84 | 0.014 | 23.33 | 0.730 | 172.05 |
| 4.8 GHz | 0.935 | 149.84 | 1.17 | 5.80 | 0.015 | 25.32 | 0.737 | 170.36 |
| 5.0 GHz | 0.935 | 147.93 | 1.13 | 2.79 | 0.016 | 26.96 | 0.743 | 168.63 |
| 5.2 GHz | 0.935 | 145.98 | 1.09 | -0.20 | 0.017 | 28.24 | 0.749 | 166.86 |
| 5.4 GHz | 0.935 | 143.97 | 1.05 | -3.19 | 0.018 | 29.16 | 0.754 | 165.05 |
| 5.6 GHz | 0.934 | 141.91 | 1.01 | -6.16 | 0.020 | 29.75 | 0.759 | 163.20 |
| 5.8 GHz | 0.934 | 139.78 | 0.98 | -9.14 | 0.021 | 30.02 | 0.763 | 161.30 |
| 6.0 GHz | 0.933 | 137.58 | 0.96 | -12.12 | 0.023 | 29.99 | 0.767 | 159.35 |

To download the s-parameters in s2p format, go to the CGH40025 Product page and click on the documentation tab.

## Product Dimensions CGH40025F (Package Type — 440166)



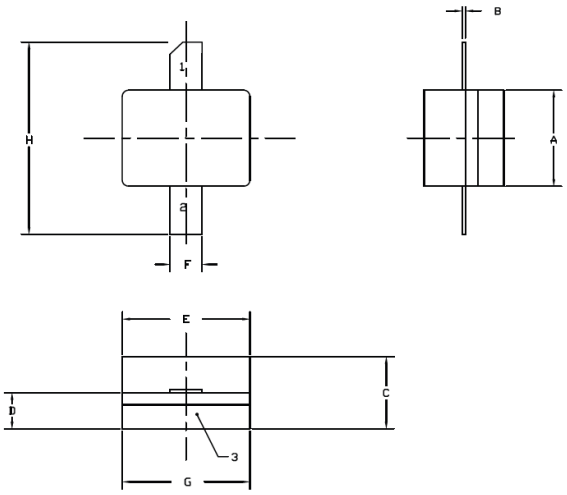

NOTES:

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

| DIM | INCHES | | MILLIMETERS | |
|---|---|---|---|---|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 0.155 | 0.165 | 3.94 | 4.19 |
| B | 0.004 | 0.006 | 0.10 | 0.15 |
| C | 0.115 | 0.135 | 2.92 | 3.43 |
| D | 0.057 | 0.067 | 1.45 | 1.70 |
| E | 0.195 | 0.205 | 4.95 | 5.21 |
| F | 0.045 | 0.055 | 1.14 | 1.40 |
| G | 0.545 | 0.555 | 13.84 | 14.09 |
| H | 0.280 | 0.360 | 7.11 | 9.14 |
| J | ø .100 | | 2.54 | |
| K | 0.375 | | 9.53 | |

PIN 1. GATE
PIN 2. DRAIN
PIN 3. SOURCE

## Product Dimensions CGH400265P (Package Type — 440196)



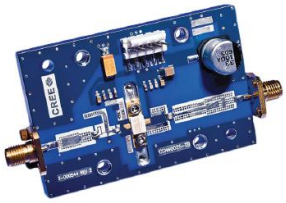

NOTES:

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

| DIM | INCHES | | MILLIMETERS | |
|---|---|---|---|---|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 0.155 | 0.165 | 3.94 | 4.19 |
| B | 0.003 | 0.006 | 0.10 | 0.15 |
| C | 0.115 | 0.135 | 2.92 | 3.17 |
| D | 0.057 | 0.067 | 1.45 | 1.70 |
| E | 0.195 | 0.205 | 4.95 | 5.21 |
| F | 0.045 | 0.055 | 1.14 | 1.40 |
| G | 0.195 | 0.205 | 4.95 | 5.21 |
| H | 0.280 | 0.360 | 7.11 | 9.14 |

PIN 1. GATE
PIN 2. DRAIN
PIN 3. SOURCE

## Product Ordering Information

| Order Number | Description | Unit of Measure | Image |
|---|---|---|---|
| CGH40025F | GaN HEMT | Each | |
| CGH40025P | GaN HEMT | Each | |
| CGH40025F-AMP | Test board with GaN HEMT installed | Each |   |

For more information, please contact:

4600 Silicon Drive
Durham, North Carolina, USA 27703
www.wolfspeed.com/rf

Sales Contact
RFSales@cree.com

## Notes

**Disclaimer**

Specifications are subject to change without notice. “Typical” parameters are the average values expected by Cree in large quantities and are provided for information purposes only. Cree products are not warranted or authorized for use as critical components in medical, life-saving, or life-sustaining applications, or other applications where a failure would reasonably be expected to cause severe personal injury or death. No responsibility is assumed by Cree for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from use of the information contained herein. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Cree.

© 2007- 2020 Cree, Inc. All rights reserved. Wolfspeed® and the Wolfspeed logo are registered trademarks of Cree, Inc.

## Mouser Electronics

Authorized Distributor

Click to View Pricing, Inventory, Delivery & Lifecycle Information:

Cree, Inc.:
CGH40025F CGH40025F-TB