

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



**Programa de posgrado en ciencias
en Electrónica y Telecomunicaciones**

**Investigación sobre amplificadores comerciales con
arquitectura de Doherty**

Tesis

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

Presenta:

María Fernanda Ante Mimiaga.

Ensenada, Baja California, México
2015

Tesis defendida por

María Fernanda Ante Mimiaga

y aprobada por el siguiente comité

**Dr. J. Apolinar Reynoso
Hernández**

**Dra. María del Carmen Maya
Sánchez**

Dr. Arturo Velázquez Ventura

M.C. Moisés Castro Delgado

Dr. Marco Antonio Pérez Flores



Autoridades

Dr. Miguel Ángel Alonso Arevalo
Coordinador del Posgrado en Electrónica y
Telecomunicaciones

Dr. Jesús Favela Vara
Director de Estudios de Posgrado

María Fernanda Ante Mimiaga © 2015

Queda prohibida la reproducción parcial o total de esta obra sin el permiso formal y explícito del autor

Resumen de la tesis que presenta María Fernanda Ante Mimiaga como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y telecomunicaciones con orientación en Altas Frecuencias.

Investigación sobre amplificadores comerciales con arquitectura de Doherty

Resumen aprobado por:

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

Dra. María del Carmen Maya
Sánchez

Uno de los componentes claves en cualquier sistema de comunicación inalámbrica es el amplificador de potencia de RF, al ser uno de los bloques que más consumen potencia e influyen directamente en la calidad de las señales a la salida del bloque transmisor. En particular, la amplificación de potencia de las señales RF moduladas en amplitud tiene dos características primordiales a considerar: la linealidad del amplificador y su eficiencia. De forma tradicional, mejorar una de estas características conlleva la degradación de la otra. En la arquitectura de Doherty se combinan dos amplificadores, llamados principal y auxiliar, de forma que la potencia de salida de ambos se combine con una fase apropiada para mejorar la eficiencia y conservar la linealidad del dispositivo principal para un mayor margen de potencias de operación. La arquitectura de Doherty es capaz de mejorar ambas características con una implementación relativamente sencilla, lo que la ha convertido en la preferida para los nuevos sistemas de comunicaciones.

En esta tesis se presenta un trabajo de investigación sobre el funcionamiento, diseño y caracterización de amplificadores con arquitectura de Doherty, particularmente a base de transistores GaN de potencia. El dispositivo caracterizado fue un amplificador de Doherty comercial RTH21007-10 que funciona a 2.1GHz. Con los sistemas de medida realizados se pueden medir las características en amplitud y fase una vez que el amplificador empieza a comportarse de forma no lineal.

Palabras clave: Amplificadores de potencia, amplificador de Doherty, alta eficiencia

Abstract of the thesis presented by María Fernanda Ante Mimiaga as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Electronics and telecommunications with orientation in High Frequency electronics.

Research on commercial Doherty architecture power amplifiers

Abstract approved by:

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

Dra. María del Carmen Maya
Sánchez

One of the key components in any wireless communication system is the RF power amplifier, since it is one of the blocks that consumes more power and directly influences on the signals quality at the transmitter output block. In particular, for power amplification of RF amplitude modulated signals two main characteristic must to be considered: the amplifier linearity and its efficiency. Traditionally, the improvement of one of these characteristics results in a degradation of the other. In the Doherty architecture, two amplifiers called main and auxiliary are used to combine the output power with an appropriate phase to improve efficiency and to conserve the linearity of the main device, increasing the operating power range. The Doherty architecture can improve both characteristics with a relatively simple implementation; therefore it has become a favorite design for new communications systems.

In this thesis a research on the operation, design and characterization of Doherty power amplifiers, in particular those based on GaN power transistors, is presented. The device characterized was a commercial Doherty amplifier model RTH21007-10 operating at 2.1GHz. A measurement system was implemented to obtain the amplitude and phase characteristics, which were measured when the amplifier starts to behave nonlinearly.

Keywords: Power amplifiers, Doherty amplifier, High efficiency

Dedicatoria

A mis padres, Fernando y Cristina.

A mis hermanas, Ana y Martha.

A mi sobrina Sara.

Agradecimientos

Primero a Dios, por darme vida, fortaleza y salud para completar mis estudios de posgrado.

A mis padres, Cristina y Fernando, por su apoyo incondicional, su cariño constante y por tolerar mis ausencias a lo largo de este proyecto. Una vida no me alcanzaría para manifestarles mi gratitud y el profundo afecto que siento por ambos. Ustedes son la fuerza que me ha permitido avanzar y continuar.

A mis hermanas Ana Cristy y Martha, que son el máximo ejemplo de vida que he tenido desde la infancia. Gracias por escucharme, comprenderme y ayudarme; las risas y los consejos compartidos han hecho más llevadera esta etapa. A Steven y Sara, que completan mi familia y la hacen más bella, los momentos que hemos compartido han sido breves a causa de la distancia pero valiosos y motivadores.

A mis directores de tesis, el Dr. Apolinar Reynoso y la Dra. Carmen Maya, por compartir sus conocimientos, su valioso tiempo y sus consejos a lo largo de este trabajo de tesis. Ha sido una gran experiencia trabajar con ambos y las lecciones que he aprendido se quedarán conmigo durante mi vida profesional. Me gustaría darles las gracias por la constante inspiración y aliento a través de mi programa de maestría.

A los miembros de mi comité: Dr. Arturo Velázquez, Dr. Marco Pérez y M.C. Moisés Castro, gracias por sus oportunos comentarios, revisiones y consejos que enriquecieron este trabajo. Gracias de forma especial también a Manuel Pulido, por su invaluable ayuda en el montaje para el banco de medición, por las amenas charlas en el laboratorio y el conocimiento compartido.

A Alfredo, gracias por apoyarme, acompañarme y hacerme muy feliz. Gracias en particular por los chistes malos. Tu presencia ha sido muy importante y valiosa en estos meses. Los chistes malos fueron el toque final.

A mis amigos del área de microondas, Julio, Chuy, Reinaldo, Rafa, Víctor y Armando, fueron muchas las aventuras vividas y aún más las que nos esperan. A las grandes amistades que conocí en esta ciudad: Topacio, Lupita, Vania, Karina y Alfred, por las risas y los momentos compartidos. A las amistades que me han acompañado desde lejos, muy lejos: Edson, Olga, Jessica, Kathia y Priscila: ni el tiempo ni la distancia han impedido que nos sigamos frecuentando. Y a la familia Ceseña Barrios, por aceptarme en su casa y permitirme experimentar el calor de hogar tan lejos de mi ciudad.

Al pueblo de México que mediante el Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) y el CICESE brindó el apoyo económico para la colegiatura y manutención, sin el cual esto no hubiera sido posible.

Tabla de contenido

Resumen español	ii
Resumen inglés.....	iii
Dedicatoria	iv
Agradecimientos.....	v
Lista de figuras	viii
Lista de tablas	x
Capítulo 1 . Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Planteamientos del problema.....	1
1.3. Antecedentes	2
1.4. Objetivo de la tesis.....	3
1.5. Metodología	3
1.6. Estructura de la tesis.....	4
Capítulo 2 . Antecedentes teóricos.....	5
2.1. Transistores de potencia GaN.....	5
2.2. Amplificadores de potencia de RF	6
2.3. Clases de amplificadores de potencia.....	6
2.3.1. Clase A	7
2.3.2. Clase B.....	8
2.3.3. Clase AB.....	9
2.3.4. Clase C.....	10
2.4. Características de los amplificadores de potencia	12
2.4.1. Linealidad	12
2.4.1.1. Conversión AM-AM	12
2.4.1.2. Conversión AM-PM.....	13
2.4.1.3. Distorsión por intermodulación.....	14
2.4.2. Eficiencia	15
Capítulo 3 . El amplificador de Doherty (APD).....	17
3.1. Historia	17
3.2. El amplificador de Doherty actual.....	18

3.3.	Principio de operación.....	19
3.3.1.	Modulación de carga mediante <i>load-pull</i> activo.....	20
3.3.2.	Línea de $\frac{1}{4}$ de longitud de onda.....	22
3.3.3.	Etapas.....	24
3.3.3.1.	Baja potencia.....	24
3.3.3.2.	Potencia media.....	25
3.3.3.3.	Alta potencia.....	26
3.4.	Desempeño del amplificador.....	26
3.5.	Ventajas y desventajas.....	28
Capítulo 4 . Criterios de Diseño e implementación.....		29
4.1.	Especificaciones.....	29
4.2.	Arquitectura de diseño.....	30
4.3.	Análisis de DC.....	31
4.4.	Parámetros de dispersión y estabilidad del dispositivo.....	32
4.5.	Diseño de los amplificadores.....	33
4.6.	Combinador de potencia.....	36
4.7.	Divisor de potencia.....	36
4.8.	Resultado final.....	37
Capítulo 5 . Caracterización de un DPA comercial.....		40
5.1.	Dispositivo a caracterizar.....	40
5.2.	Medición de la distorsión (AM-AM).....	42
5.2.1.	Montaje del banco de medición.....	42
5.2.2.	Resultados.....	46
5.3.	Medición de la distorsión AM-PM.....	53
5.3.1.	Montaje del banco de medición.....	54
5.3.2.	Resultados.....	56
5.4.	Discusión de los resultados.....	61
Capítulo 6 . Conclusiones.....		62
6.1.	Aportaciones.....	62
6.2.	Trabajo a futuro.....	63
Lista de Referencias.....		64
Apéndice 1. Parámetros de dispersión.....		66

Lista de figuras

Figura 1. Los modos de amplificadores de potencia clásicos.....	7
Figura 2. Curva característica ideal de transferencia VGS-IDS para un amplificador clase A.	8
Figura 3. Curva característica ideal de transferencia VGS-IDS para un amplificador clase B.	9
Figura 4. Curva característica ideal de transferencia VGS-IDS para un amplificador clase AB.	10
Figura 5. Curva característica ideal de transferencia VGS-IDS para un amplificador clase C.	11
Figura 6. Relación entre la potencia de entrada y la de salida de un amplificador de potencia de RF típico.	13
Figura 7. Representación ilustrativa de la conversión AM-PM para diversos amplificadores, Clase A, Clase AB y un amplificador de Doherty con un comportamiento bastante pobre.	14
Figura 8. Espectro ideal (sin ruido) con los productos de intermodulación generados con dos tonos.....	15
Figura 9. Esquema del amplificador de Doherty actual básico.....	19
Figura 10. (a) Eficiencia de un amplificador de Doherty (b) Análisis de las corrientes y voltajes de un amplificador de Doherty ideal.....	19
Figura 11. Load-pull activo usando dos generadores de señales.	20
Figura 12. Esquema de un amplificador de Doherty simplificado.....	22
Figura 13. Primera etapa de operación del amplificador de Doherty.....	24
Figura 14. Segunda etapa de operación del amplificador de Doherty.....	25
Figura 15. Tercera y última etapa de operación del amplificador de Doherty.	26
Figura 16. Eficiencia de un amplificador de Doherty.	27
Figura 17. Arquitectura del amplificador de Doherty	30
Figura 18. Curva de transferencia para el HEMT de GaN usado.	31
Figura 19. Curvas características Vds-Ids del HEMT de GaN usado.....	32
Figura 20. Factor de estabilidad y círculos de estabilidad para el transistor polarizado en clase C a una frecuencia de de 3.5GHz.	33
Figura 21. Contornos obtenidos usando <i>load-pull</i> a la salida del transistor a polarizar en Clase AB.	34
Figura 22. Ventana de la herramienta Smith Chart de ADS.....	35
Figura 23. Esquema del amplificador principal.....	35
Figura 24. Combinador de potencia básico de un amplificador de Doherty.	36
Figura 25. Potencia en la fuente contra potencia de salida del APD.....	37
Figura 26. Diagrama esquemático del APD simulado en ADS.....	38
Figura 27. Eficiencia de potencia agregada del AP principal (línea sólida) y del APD (línea punteada)	39
Figura 28. Amplificador RTH21007-10	40

Figura 29. Diagrama a bloques de los componentes internos del APD.	41
Figura 30. Conexiones y elementos externos del APD. V_{gc} y V_{gp} corresponden a los voltajes de compuerta (<i>gate</i>) en el amplificador principal (<i>carrier</i>) y auxiliar (<i>peaking</i>). ..	41
Figura 31. APD montado según las recomendaciones del fabricante.	42
Figura 32. Esquemas de los bancos de medición previamente implementados.	43
Figura 33. Esquema del banco de medición empleado para la medida de la distorsión AM-AM.	44
Figura 34. Fotografía del banco de medición montado con sus componentes físicos. ..	44
Figura 35. Compresión de ganancia del amplificador RTH21007-10.	46
Figura 36. Ganancia del amplificador de Doherty con respecto a la potencia de entrada.	47
Figura 37. PAE para 3 polarizaciones de V_{gc} con V_{gp} constante, ambos expresados en volts.	48
Figura 38. Ganancia para 3 polarizaciones de V_{gc} con V_{gp} constante, ambos expresados en volts.	49
Figura 39. Ganancia, potencia de salida y PAE para 4 polarizaciones de V_{gp} con V_{gc} constante, ambos expresados en volts.	49
Figura 40. Potencia de salida de los amplificadores con respecto a la potencia de entrada.	51
Figura 41. Ganancia de los amplificadores principal y auxiliar	52
Figura 42. Eficiencia de los bloques principal y auxiliar.	52
Figura 43. Panel frontal del PNA-X N5245A.....	53
Figura 44. Diagrama del banco de medición empleado para la medida de la distorsión AM-PM	54
Figura 45. Fotografía del sistema de medición para caracterizar la distorsión AM-PM del APD.....	55
Figura 46. Acercamiento al APD montado en el sistema de medida.....	56
Figura 47. Ganancia y fase del APD al variar el amplificador principal.	57
Figura 48. Eficiencia del APD para diferentes voltajes de polarización en el amplificador principal.....	58
Figura 49. Ganancia y fase del APD al variar la polarización del amplificador auxiliar ..	59
Figura 50. Eficiencia obtenida al variar la polarización en el amplificador auxiliar	60
Figura 51. Acercamiento a la eficiencia obtenida al variar la polarización del amplificador auxiliar.....	60

Lista de tablas

Tabla 1. Resumen de algunas de las características de los amplificadores de potencia clásicos.....	11
Tabla 2. Descripción de los elementos del banco de medición para la distorsión AM-AM.	45
Tabla 3. Voltajes de polarización para el APD.	45
Tabla 4. Voltajes de compuerta en el amplificador principal y su respectiva corriente de reposo.	48
Tabla 5. Polarización en el APD cuando sólo opera uno de los amplificadores.	50
Tabla 6. Descripción de los componentes utilizados en el banco de mediciones para caracterizar la distorsión AM-PM del APD.	55

Capítulo 1 . Introducción

1.1. Motivación

Actualmente se ha presentado un aumento masivo en la demanda de servicios del sector de telecomunicaciones y conforme los sistemas de comunicación móviles se han ido desarrollando y expandiendo, la necesidad de amplificadores de potencia (AP) altamente eficientes y lineales se ha incrementado (Sánchez Muñiz, 2005).

Para ello se han usado múltiples recursos a lo largo de los años, entre ellas el desarrollo de nuevas técnicas especializadas en mejorar alguna de estas características, como la técnica de eliminación y restauración de envolvente (EER) de Kahn. El amplificador de Doherty provee una solución que mejora ambas características con una implementación relativamente sencilla, razón por la cual se está convirtiendo en la arquitectura preferida para los nuevos sistemas de comunicaciones.

1.2. Planteamientos del problema

Los sistemas de comunicaciones móviles actuales emplean técnicas de modulación digital multinivel, donde cada estado modulado representa más de un bit, para conseguir altas velocidades de transmisión de datos y eficiencia espectral. El espectro es costoso y nuevas tecnologías demandan que se transmita más información usando el mínimo de espectro. Esto, a su vez, resulta en señales multiportadoras de anchura de banda limitada que son espectralmente eficientes, pero con una amplitud variable en tiempo. Estas señales dinámicas varían amplia y rápidamente, portando relaciones pico-promedio (*PAR*, por sus siglas en inglés) altas, por lo que requieren amplificación lineal. Esta respuesta lineal es alcanzable, pero a expensas de la eficiencia (Bousnina S. , 2012).

Los amplificadores de potencia de radiofrecuencia (AP-RF) implementados en los sistemas de comunicaciones descritos anteriormente operan un poco antes de su saturación, en la región de operación lineal, con el fin de obtener una linealidad satisfactoria sobre el intervalo dinámico del transmisor. Esto reduce drásticamente la eficiencia del amplificador de potencia, disminuyendo así la vida de la batería en un

dispositivo móvil, o en el caso de AP para estaciones base, aumentando el tamaño y complejidad en los sistemas de enfriamiento.

Una alta eficiencia y una buena linealidad están entre las características más importantes de un amplificador de potencia para aplicaciones en sistemas de comunicaciones móviles. Ambas características han sido siempre contrarias, lo que ha requerido técnicas de diseño de amplificadores de potencia más innovadoras. Mantener alta eficiencia sobre un amplio intervalo de operación del amplificador de potencia es un requisito agregado en estas aplicaciones, por lo que el diseño de amplificadores de potencia es una tarea desafiante y un tema de actualidad (Viswanathan, 2004).

1.3. Antecedentes

El amplificador de potencia de Doherty (APD) fue inventado en 1936 por W.H. Doherty, en los laboratorios Bell de Whippany, Nueva Jersey (Doherty, 1936). Fue resultado de la investigación dedicada a encontrar una solución para aumentar la eficiencia de los primeros transmisores de radiodifusión, basados en tubos de vacío. Estos últimos, como ocurre en los transistores actuales, proporcionan la máxima eficiencia cuando alcanzan su saturación, es decir, cuando la oscilación de tensión máxima se consigue en sus terminales de salida. Por lo tanto, cuando la señal que va ser transmitida es modulada en amplitud, los amplificadores de potencia típicos alcanzan su saturación sólo durante los picos de modulación, manteniendo su eficiencia promedio muy baja.

La solución a este problema, propuesta por Doherty, era idear una técnica capaz de aumentar la potencia de salida, mientras aumentaba la potencia de entrada de la envolvente, manteniendo al mismo tiempo un nivel de saturación constante en el tubo, y por lo tanto una alta eficiencia. La primera realización de un amplificador de Doherty usó dos amplificadores de tubos de vacío, ambos polarizados en clase B, y era capaz de entregar decenas de kilovatios (Grebennikov y Bulja, 2012) .

Varias técnicas enfocadas a mejorar la eficiencia se inventaron en la era temprana de la radiodifusión. La motivación en ese momento era la gestión térmica y la reducción de los costos de operación. Un transmisor de radiodifusión de onda corta que entregara decenas de kilovatios podría consumir una gran cantidad de energía eléctrica, lo que constituía una parte importante de los costos de funcionamiento. De

ésta época se tienen otras técnicas clásicas en lo que a mejora en la eficiencia refiere, como el amplificador *Outphasing* propuesto inicialmente por Chireix, y la técnica de Kahn en los primeros días de la transmisión en banda lateral única (*SSB*, por sus siglas en inglés); (Cripps, 2006).

Otro enfoque sobre esta cuestión consiste en diseñar un amplificador de alta eficiencia con un modo no lineal combinado con una técnica para mejorar la linealidad más compleja. Algunas de éstas técnicas de linealización han sido estudiadas previamente aquí en el CICESE (Sánchez Muñíz, 2005).

Anteriormente se ha trabajado en el CICESE en el diseño de amplificadores que respondan a necesidades particulares: altamente lineales (Désiga Orenday, 2012). El impacto de la conducta no lineal de un amplificador de potencia sobre la distorsión de señales moduladas a su vez fue estudiado en (Alvarez Beltrán, 2014). Otros trabajos relacionados incluyen el modelado de transistores, al ser los dispositivos activos que conforman los amplificadores, de forma particular, de transistores de nitruro de galio (Zárate de Landa, 2007).

1.4. Objetivo de la tesis

Efectuar un estudio sobre el funcionamiento, diseño y caracterización de amplificadores comerciales con arquitectura de Doherty a base de transistores GaN de potencia.

1.5. Método

El método a seguir para la realización de este proyecto de tesis consistió en lo siguiente:

1. Como primer punto para abordar esta investigación se procedió a hacer una recopilación bibliográfica sobre los trabajos desarrollados respecto al diseño y caracterización de los AAPP con arquitectura de Doherty.
2. En paralelo se simuló el funcionamiento de los amplificadores con arquitectura de Doherty, utilizando componentes de la biblioteca del software comercial para diseño asistido por computadora *Advance design system*, ADS.

3. Una vez entendido el funcionamiento de este tipo de amplificador se justificó, por medio de un diseño demostrativo, los elementos que forman el amplificador con arquitectura de Doherty.
4. Finalmente, utilizando amplificadores comerciales se procedió a su caracterización.

1.6. Estructura de la tesis.

La presente tesis se encuentra organizada de la siguiente forma:

1. En el capítulo 1 se proporciona una breve introducción, así como se plantea el problema objeto de estudio y se describen los objetivos de la tesis.
2. En el capítulo 2 se describen brevemente algunos conceptos clave en el diseño y operación de los AP-RF y las clases de operación tradicionales. Esto con el fin de entender mejor la operación misma del amplificador de Doherty y la solución que este amplificador provee.
3. La teoría de funcionamiento y operación del amplificador de Doherty se presenta en el capítulo 3, junto con su contexto histórico y su implementación inicial. Se explica a detalle los conceptos claves que permiten su operación, su desempeño y sus ventajas sobre otras técnicas para mejorar la eficiencia y linealidad.
4. El capítulo 4 contempla los criterios utilizados para diseñar e implementar amplificadores de Doherty, desde la consideración del componente activo hasta el diseño de los componentes que lo conforman. Se presentan además simulaciones de amplificadores diseñados y sus resultados obtenidos en simulaciones.
5. En el capítulo 5 se describe la caracterización de un amplificador de Doherty comercial, las medidas y experimentos llevados a cabo para obtener las propiedades del amplificador y los resultados obtenidos.
6. El capítulo 6 presenta un resumen de los resultados obtenidos y las conclusiones alcanzadas en este trabajo. Se enlistan las aportaciones y el posible trabajo a futuro.

Capítulo 2 . Antecedentes teóricos

El transistor es el elemento activo primordial en un amplificador de RF. En el caso de los transistores para amplificadores de potencia se busca la vanguardia en materiales, puesto que queremos mayor potencia a mayor frecuencia. En los últimos años se ha experimentado e incursionado con varios dispositivos como transistores de potencia y circuitos integrados, que se encuentran ya en el nivel comercial y muestran un panorama prometedor para el presente y futuro de las comunicaciones inalámbricas (Pengelly et al., 2012).

En ciertas aplicaciones, puede ser deseable tener al transistor de RF conduciendo sólo una porción de la señal de entrada. La porción de la señal de entrada de RF para la cual hay una salida de corriente determina la clase de operación del AP. Los AP-RF usados en circuitos transceptores muestran diferencias en sus principales características, dependientes de la clase de operación en que hubieran sido diseñados.

Este capítulo ilustra brevemente las cuatro clases de operación de los AAPP que son las más usadas en los amplificadores de Doherty, así como algunas de las características relevantes en la evaluación del desempeño de los mismos.

2.1. Transistores de potencia GaN

En los últimos años los transistores y circuitos integrados de nitruro de galio (GaN) han tenido un enorme desarrollo y han madurado rápidamente, como se puede observar por la presencia de éstos dispositivos de forma comercial desde el año 2005. Desde entonces, su presencia puede ser encontrada en varias aplicaciones, desde radares pulsados, módulos de televisión por cable, hasta dispositivos antibombas (Pengelly et al., 2012).

Una aplicación de interés se encuentra en las estaciones base de comunicaciones móviles de cuarta generación, debido principalmente a que se pueden manejar grandes densidades de corriente y altos voltajes de ruptura. Un alto voltaje de ruptura permite un mayor voltaje de drenador y altas impedancias de salida por unidad de RF, lo que resulta en acoplamientos más sencillos y redes de adaptación con menos pérdidas. De esta forma se consigue la elaboración de amplificadores de potencia altamente eficientes.

Sin embargo, este manejo de alta potencia conlleva la generación de extremas cantidades de calor, que por fortuna se pueden disipar usando sustratos de carburo de silicio (SiC) que poseen una alta conductividad térmica. Es por ello que los transistores HEMT (*High electron mobility transistor*, transistor de alta movilidad de electrones) de GaN han logrado establecerse de forma sólida en el mercado de las comunicaciones inalámbricas (Monjardín López, 2014).

2.2. Amplificadores de potencia de RF

El objetivo del amplificador de potencia de RF (AP-RF) es aumentar el nivel de la señal modulada, con el fin de que la señal pueda llegar al receptor con un nivel adecuado. Cabe destacar que aunque se usen modulaciones digitales propias de los sistemas de comunicación inalámbrica, la señal presentada al AP-RF es analógica. La señal es una forma de onda continua de alta frecuencia, cuya envolvente cubrirá la señal modulada.

La tarea del AP-RF debe ser alcanzada, idealmente, usando un mínimo de energía y sin agregar distorsión. Para este caso, la eficiencia y la linealidad son factores claves. Es muy probable que el AP-RF tenga mayor demanda de corriente en comparación con los demás componentes de una estación base o un dispositivo móvil, y el uso eficiente de dicha corriente al generar la señal a transmitir es esencial, para minimizar los costos y aumentar la vida de las baterías usadas (Wood, 2014)

2.3. Clases de amplificadores de potencia

Los modos de operación clásicos de los AP-RF son la clase A, clase B, clase AB y clase C. Estos modos se consiguen operando al transistor en determinadas porciones de la señal de entrada. En estas clases, los armónicos generados por las no linealidades de los AP-RF son filtrados, de forma que el voltaje de salida sea sinusoidal a la frecuencia fundamental. Estos amplificadores generalmente son analizados usando señales sinusoidales, y la modulación es considerada en forma de una perturbación alrededor de la portadora. En la figura 1 se muestran los puntos de operación clásicos de forma ilustrativa.

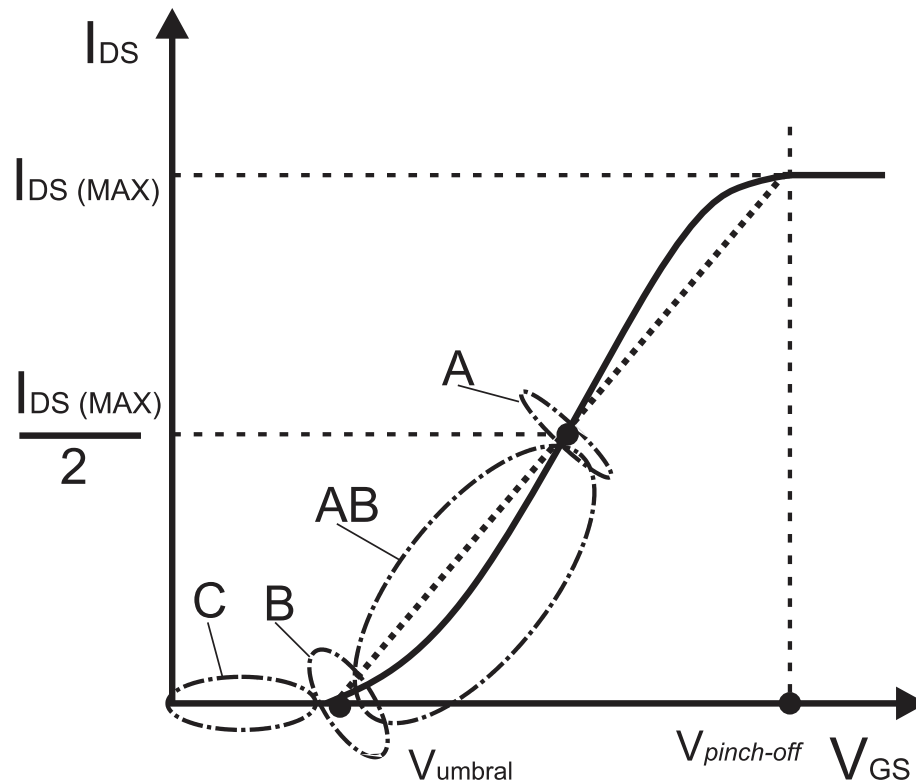


Figura 1. Los modos de amplificadores de potencia clásicos.

2.3.1. Clase A

Los amplificadores Clase A son los más lineales, especialmente para señales de amplitud pequeña. Se diseñan de forma que el punto Q del transistor se localice a la mitad de la corriente de drenador máxima. Se caracterizan además por tener un ángulo de conducción de 360° , que es el máximo posible, y una baja eficiencia, teóricamente del 50% a su potencia pico que disminuye a menores amplitudes.

Este tipo de AP se utiliza para manejar señales de alta potencia en onda milimétrica pero se considera demasiado ineficiente para aplicaciones inalámbricas celulares, a pesar de proveer el mejor comportamiento lineal. El efecto fuertemente no lineal se presenta sólo cuando la corriente del drenador supera la saturación o cuando se encuentra por debajo del voltaje de umbral, como se observa en la figura 2.

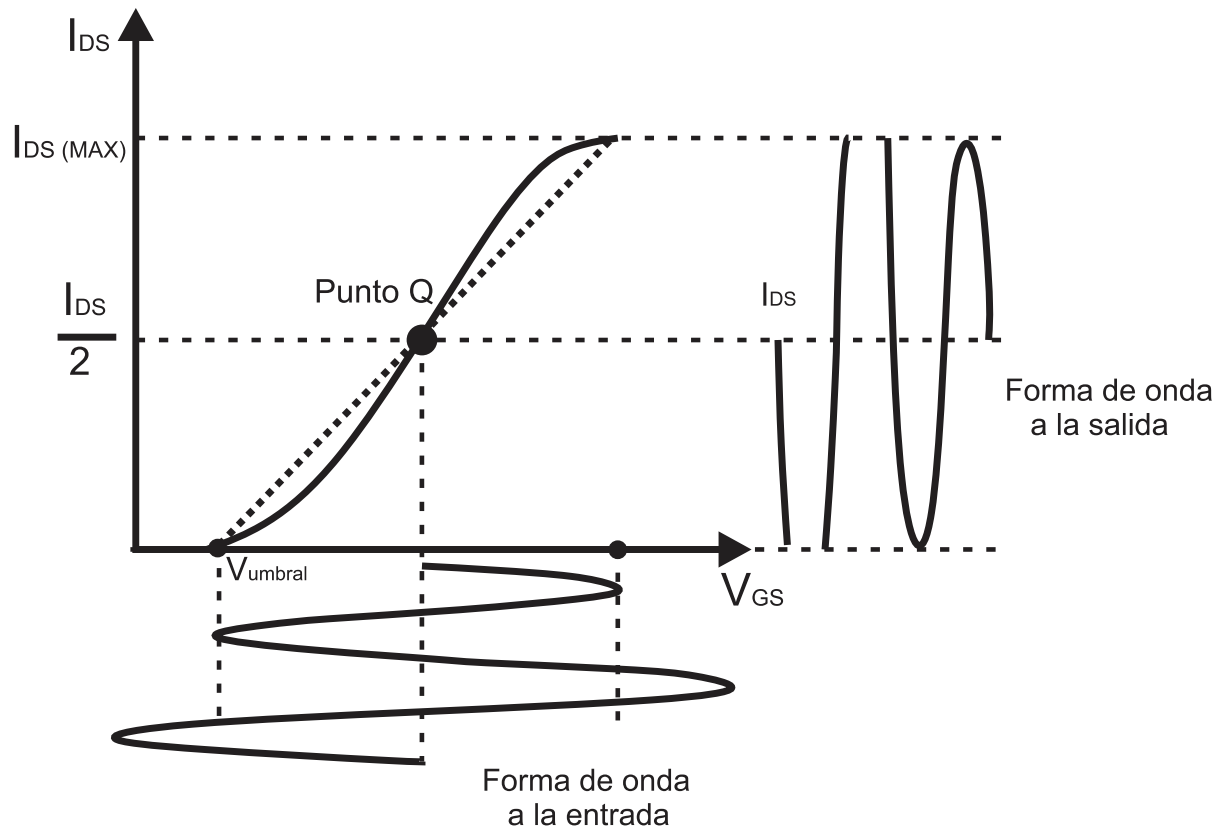


Figura 2. Curva característica ideal de transferencia V_{GS} - I_{DS} para un amplificador clase A.

2.3.2. Clase B

En la clase B, el transistor de potencia se polariza justo en el voltaje de umbral, esto es, en el momento en que el transistor empieza a operar, de forma que el transistor conduce sólo durante la mitad del ciclo: la forma de onda de la corriente es una sinusoidal rectificadora de media onda, como se observa en la figura 3. Esta elección del punto Q permite un incremento considerable en la eficiencia, que para este caso es teóricamente del 78.6%, con el inconveniente que la linealidad de la señal se degrada considerablemente.

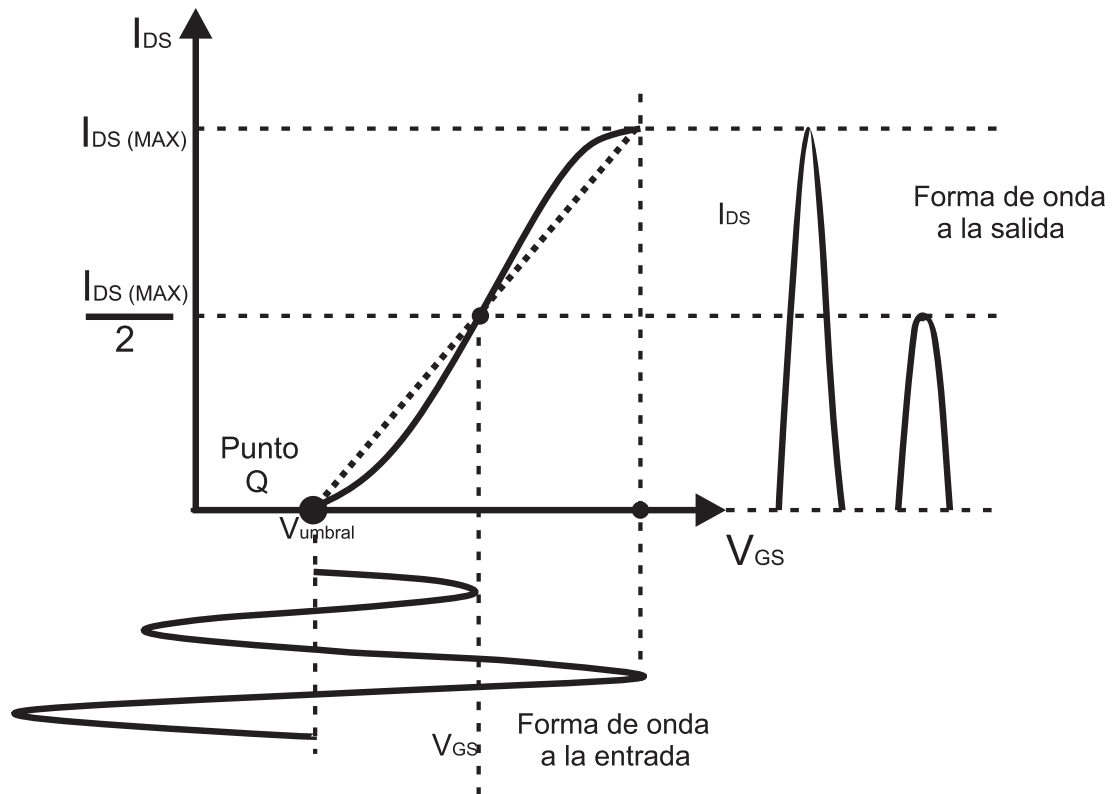


Figura 3. Curva característica ideal de transferencia VGS-IDS para un amplificador clase B.

Las clases A y B son las únicas condiciones de polarización que son puntos fijos en la clasificación de los amplificadores de potencia, representando 360° y 180° de conducción, respectivamente. Las demás clases representan una amplia gama de condiciones de polarización.

2.3.3. Clase AB

En la práctica puede ser complicado operar un transistor con las condiciones precisas de polarización para que éste se comporte como un amplificador clase B, puesto que el voltaje de umbral puede ser de centenas de milivolts causando con ello variaciones prácticas en el punto Q que dificulta la repetitividad de las mediciones. Un enfoque más práctico y ampliamente usado es polarizar al transistor ligeramente en su condición de encendido, siendo esta condición especificada como una corriente de reposo I_{DQ} en el caso de dispositivos FET, esta elección se puede observar en la figura 4. Esto resulta extremadamente útil, ya que para una determinada I_{DQ} se tiene un comportamiento bastante repetitivo.

En un amplificador clase AB se tiene un ángulo de conducción entre 360° y 180° y una eficiencia máxima teórica de hasta 70%.

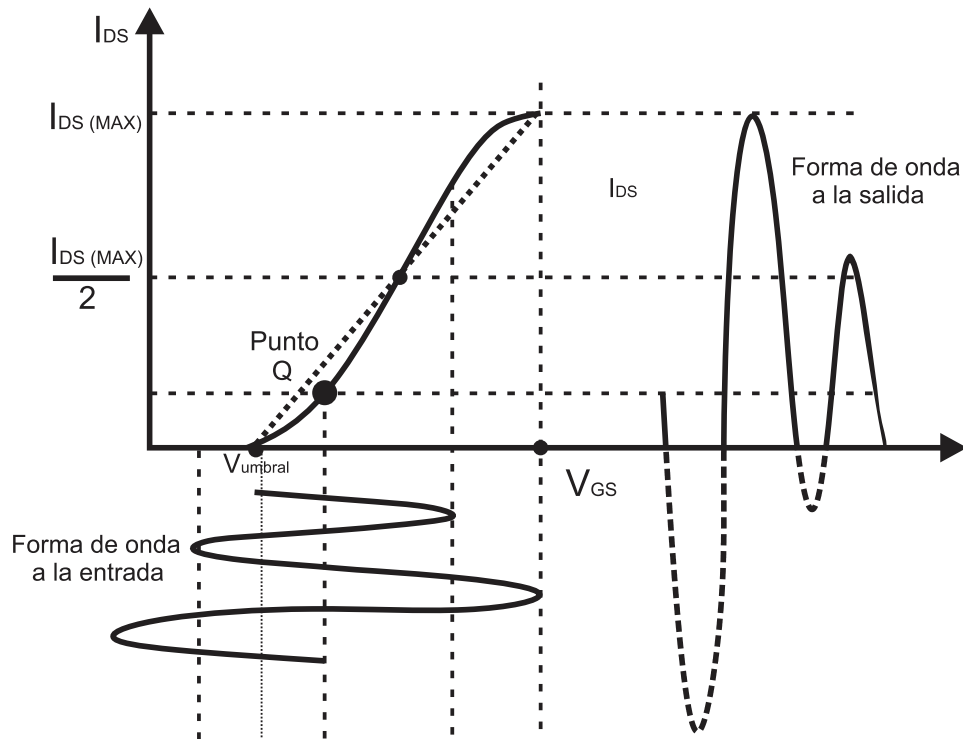


Figura 4. Curva característica ideal de transferencia V_{GS} - I_{DS} para un amplificador clase AB.

2.3.4. Clase C

En el caso de los amplificadores clase C el transistor se encuentra polarizado con un voltaje menor del voltaje de umbral, por lo que para condiciones de reposo tenemos el transistor apagado. El transistor conducirá cuando la potencia de la señal de entrada sea lo suficientemente grande como para vencer la polarización negativa entre la fuente y la compuerta del transistor.

En este caso, el ángulo de conducción es menor que los 180° en los que opera el amplificador clase B y la corriente a la salida comprende picos afilados, en una versión truncada de la onda de salida en el amplificador clase B. Esta respuesta se observa en la figura 5. En esta clase se tiene poca ganancia y una distorsión considerable, pero es altamente eficiente.

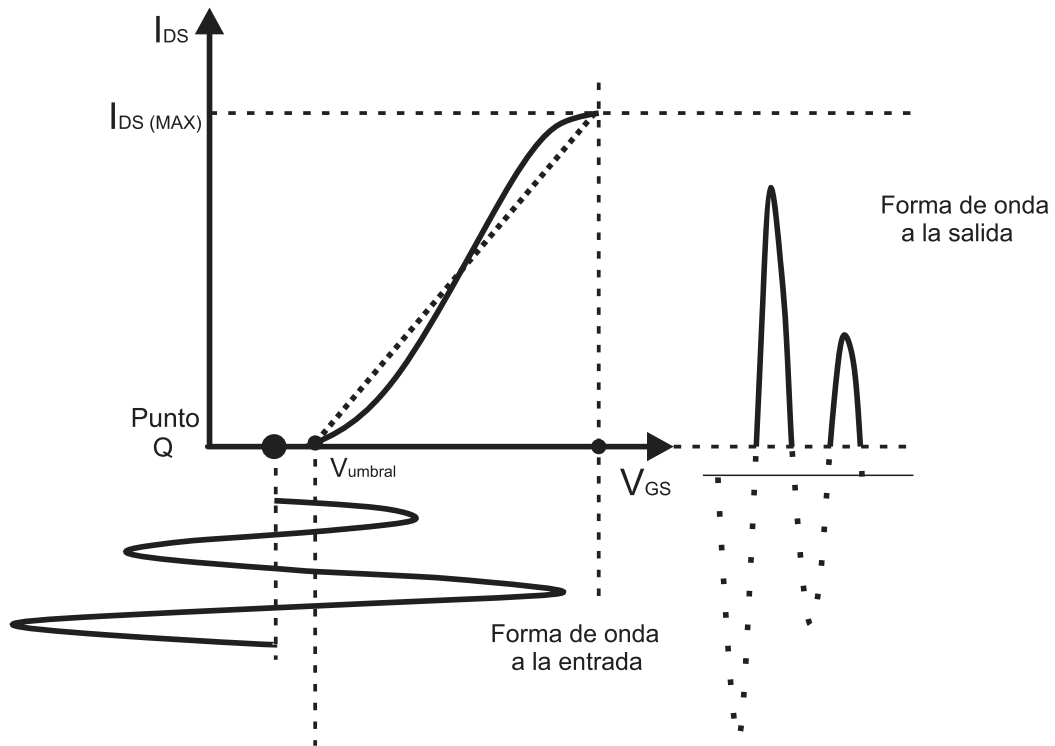


Figura 5. Curva característica ideal de transferencia V_{GS} - I_{DS} para un amplificador clase C.

En la tabla 1 se hace un resumen de las características de los amplificadores de potencia clásicos y se comparan con algunas de las principales características de los amplificadores descritos anteriormente.

Tabla 1. Resumen de algunas de las características de los amplificadores de potencia clásicos.

Clase de operación	Angulo de conducción	Eficiencia máxima	Desempeño en Linealidad
A	360°	50%	Excelente
B	180°	78.6%	Bueno
AB	180°~360°	50%~70%	Bueno
C	<180°	100%	Pobre

Si bien existen otras clases de amplificadores más eficientes que los descritos en este apartado, como los amplificadores clase D, E, o F, cabe señalar que estas clases son más apropiadas para sistemas en los que la linealidad no sea un requisito, como en modulaciones de envolvente constante.

2.4. Características de los amplificadores de potencia

2.4.1. Linealidad

Los AP-RF son inherentemente no lineales y son los principales contribuyentes de productos de distorsión en la cadena de transceptor. Es por esto que los AAPP afectan la utilización del espectro por su desempeño no lineal. Las no linealidades de un amplificador de potencia pueden ser atribuidas principalmente a su compresión de ganancia, y a las distorsiones armónicas, lo que resulta en una imperfecta reproducción de la señal amplificada. Esto puede ser caracterizado usando varias técnicas que dependen de la aplicación y la modulación empleada. Algunas de estas técnicas utilizadas para cuantificar la linealidad se mencionan a continuación.

2.4.1.1. Conversión AM-AM

Una respuesta no lineal aparece en un amplificador cuando la potencia de salida no varía linealmente con la potencia de entrada; este comportamiento se observa como una compresión en la ganancia. Idealmente, a baja potencia nos encontramos en la región lineal de operación, con una ganancia constante entre la potencia de entrada y la potencia de salida. En la práctica vemos que aún en estos niveles de potencia, difícilmente tenemos un comportamiento enteramente lineal: a baja potencia se presenta un pequeño nivel de distorsión, como resultado de que los mecanismos físicos en el control del transistor no son lineales por naturaleza.

Conforme los niveles de potencia de salida se acercan a su punto de saturación, la ganancia del amplificador decrece, de forma que ya no podremos obtener más potencia a la salida del mismo a pesar de incrementar la potencia de entrada. En este punto el dispositivo está saturado y en esta región es muy no lineal. A este comportamiento se le conoce como conversión AM-AM: cambiando la amplitud de la señal de entrada, afectamos la amplitud de la señal de salida de forma no lineal (Wood, 2014).

El punto de 1 dB de compresión se define como el nivel de potencia de salida al cual la ganancia se comprime 1 dB con respecto a su valor lineal, y es una medida ampliamente utilizada para cuantificar la linealidad de un amplificador. Su definición de forma gráfica se observa en la figura 6.

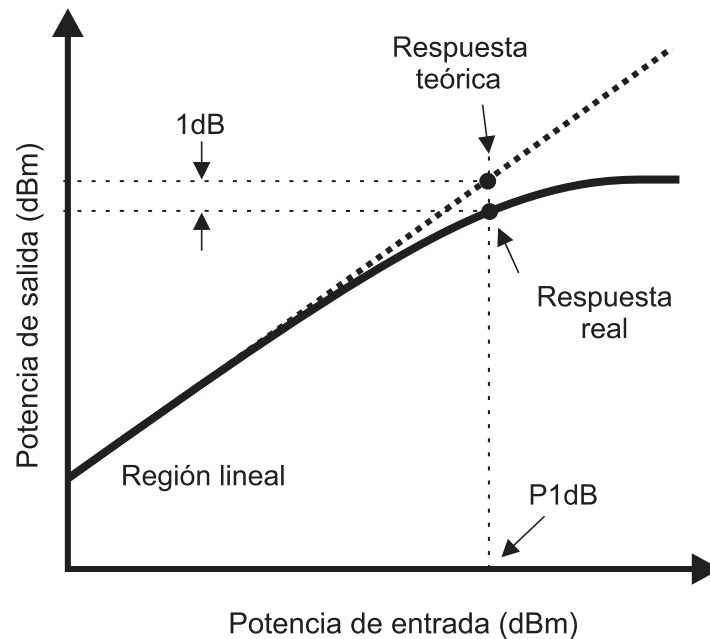


Figura 6. Relación entre la potencia de entrada y la de salida de un amplificador de potencia de RF típico.

2.4.1.2. Conversión AM-PM

El cambio relativo de la fase de la ganancia con la potencia de entrada, es conocido como modulación de fase por modulación de amplitud, AM-PM, por sus siglas en inglés. Usualmente el punto de referencia es el valor de la fase para pequeña señal, equivalente a la fase del parámetro S_{21} (Wood, 2014). La conversión AM-PM se define generalmente como el cambio en la fase de salida para un incremento de 1 dB en la potencia de barrido aplicada a la entrada del amplificador (es decir, en el punto de compresión de ganancia 1 dB). Se expresa en grados por dB ($^{\circ} / \text{dB}$). Idealmente, un amplificador no tendría ninguna interacción entre su respuesta de fase y el nivel de potencia de la señal de entrada.

Si bien la distorsión en la amplitud ha sido ampliamente estudiada y caracterizada, la distorsión de la fase es todavía un tema no del todo comprendido. En un principio el origen de esta incomprensión era la dificultad de conseguir datos relevantes: los analizadores de redes anteriores debían ser calibrados a valores fijos de potencia muy pequeños y cualquier cambio en estos niveles ocasionaba un error de fase (Cripps, 2006).

En general, los efectos de la conversión AM-PM encuentran sus orígenes en la dependencia de la señal de varios elementos claves del modelo del transistor, principalmente de sus capacitancias. Los efectos de las capacitancias en la entrada y en la salida son mayormente responsables de esta distorsión, y como se aprecia en la figura 7, esta característica es altamente dependiente de la configuración del amplificador, y en particular del punto de polarización. Además se puede observar esta variación de la fase inclusive en puntos de potencia muy alejados de la saturación (Wood, 2014).

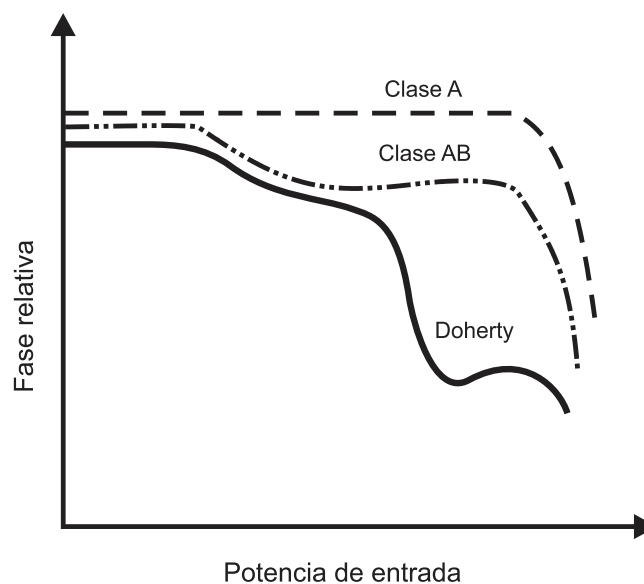


Figura 7. Representación ilustrativa de la conversión AM-PM para diversos amplificadores, Clase A, Clase AB y un amplificador de Doherty con un comportamiento bastante pobre.

2.4.1.3. Distorsión por intermodulación

Para evaluar la distorsión en la banda de un amplificador se hacen mediciones usando dos tonos y su desempeño se observa en los productos de intermodulación generados. La distorsión por intermodulación es un fenómeno de generación de productos mezclados no deseados. En particular los productos de intermodulación de tercer orden tienen el mayor efecto en la señal, puesto que son los que se encuentran más cerca del tono fundamental. Los componentes espectrales no deseados pueden ser fácilmente filtrados, pero la cercanía de los productos de tercer orden con el tono fundamental dificulta este filtrado. La figura 8 muestra la representación en el dominio

de la frecuencia de la distorsión por intermodulación causada por una señal de dos tonos

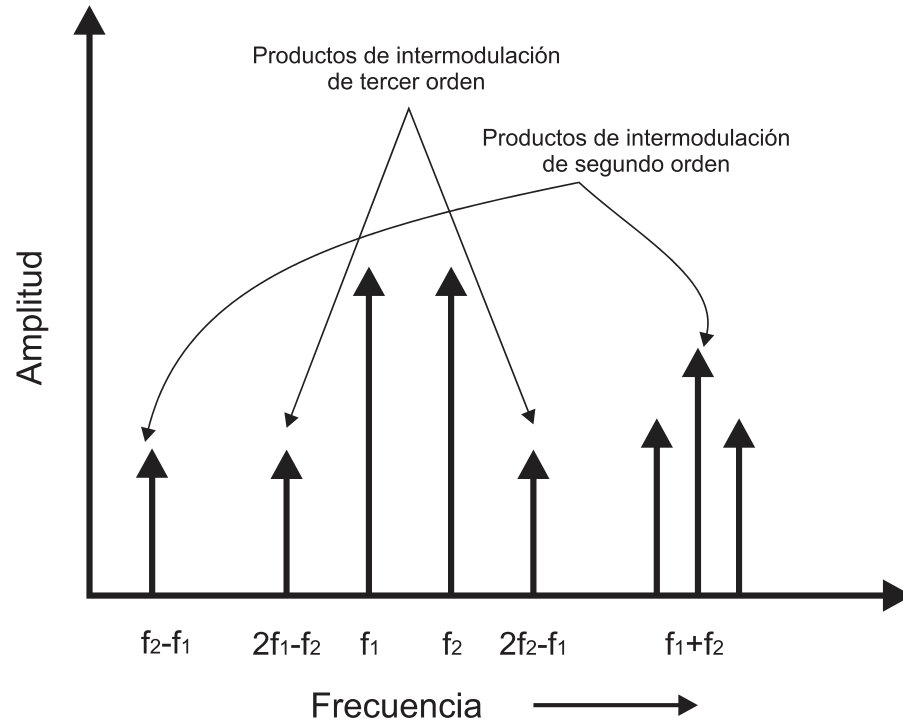


Figura 8. Espectro ideal (sin ruido) con los productos de intermodulación generados con dos tonos

2.4.2. Eficiencia

La eficiencia en amplificadores de potencia se expresa como la parte de la potencia de corriente directa (DC) que se convierte a potencia de RF, y hay dos definiciones de eficiencia que son comúnmente usadas.

La eficiencia de drenador es la relación de la potencia de salida de RF (P_{out} , por su notación en inglés) con respecto a la potencia de entrada de DC (P_{DC}).

$$\eta = \frac{P_{RFout}}{P_{DC}} \quad (1)$$

La segunda definición es la eficiencia de potencia agregada (*power added efficiency*, PAE, por sus siglas en inglés). La PAE está además en función de la potencia de la señal de entrada (P_{in} por su notación en inglés) y puede ser expresada como:

$$PAE = \frac{P_{RFout} - P_{RFin}}{P_{DC}} \quad (2)$$

La PAE es generalmente usada para analizar el desempeño de los AAPP cuando la ganancia es alta y es en general una medida más realista para evaluar el desempeño máximo de un amplificador.

Capítulo 3 . El amplificador de Doherty (APD)

En este capítulo se presenta una breve historia del APD y se detallan varios aspectos de su diseño. La operación del APD se explica en tres etapas usando la teoría de la técnica de *load-pull* activa, la cual es su principio fundamental. Para una mejor comprensión, todas las derivaciones en este capítulo corresponden al comportamiento de la técnica de Doherty ideal. Se concluye con una evaluación de su desempeño de forma teórica y las ventajas y desventajas que presenta este amplificador.

3.1. Historia

El amplificador de potencia de Doherty fue ideado por William H. Doherty de los laboratorios Bell, y dicho amplificador fue originalmente diseñado usando tubos de vacío, que a diferencia de los transistores modernos, presentan mayores facilidades para controlar la transconductancia. El circuito de Doherty fue reportado por primera vez en mayo de 1936, en la convención anual del Instituto de Radio Ingenieros y el primer transmisor comercial que empleó el circuito fue el equipo de 50 KW instalado en 1938 en WHAS, en la ciudad de Louisville, Kentucky, con un nivel de distorsión menor al 1% a menores frecuencias y una eficiencia del 60%, lo que representó casi la mitad del consumo de potencia requerido con los AAPP lineales convencionales que tenían una eficiencia del 33%. Doherty recibió el premio Morris Liebmann del Instituto de Radio Ingenieros (*IRE*, por sus siglas en inglés) por su aportación, y en los siguientes años fue ampliamente utilizado en radiodifusoras (Grebennikov y Bulja, 2012).

Los amplificadores de tubo de vacío fueron eclipsados con la aparición de los AP-RF de estado sólido, y aunque el APD aún sigue en uso en transmisores AM de alta potencia, cayó en desuso para potencias menores. Se reanudó el interés en esta arquitectura por el avance de las comunicaciones digitales. Esquemas de modulación complejos como la multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM) y esquemas de división de código como CDMA producen señales que pasan la mayor parte del tiempo cerca de una potencia promedio baja pero con picos ocasionales en la señal que requieren que el amplificador de potencia tenga en reserva 6, 8 o hasta 12dB de margen en la potencia de salida sin comprometer la fidelidad de la señal. Darle este margen de potencia (*back-off*, como es llamado en inglés) a un amplificador implica

operarlo de forma ineficiente, puesto que estará la mayor parte del tiempo lejos de la saturación, que sólo se alcanzará en estos picos ocasionales. Para las estaciones base celulares o los transmisores de televisión digital, este desperdicio se ve en forma de calor que no aporta al servicio y sólo genera gastos y daños en materia ambiental. Para la transmisión en dispositivos móviles la vida de la batería se vuelve bastante reducida. La razón por la que el APD es relevante actualmente es la de optimizar simultáneamente la eficiencia y linealidad en la etapa de transmisión. (Orban Microwave Products)

3.2. El amplificador de Doherty actual

La configuración más simple de un circuito de Doherty consiste de dos amplificadores, nombrados “principal” y “auxiliar” (comúnmente llamados *carrier* y *peaking*, en inglés). Los amplificadores están conectados en paralelo con sus salidas unidas por una línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda, que efectúa la transformación de impedancia. El amplificador auxiliar entregará corriente en tanto el amplificador principal se sature, reduciendo así la impedancia vista a la salida del amplificador principal. Entonces, el amplificador principal también entregará más corriente a la carga mientras esté saturado a causa del efecto de *load-pull*, que se explicará con mayor detalle más adelante.

Dado que el amplificador principal permanece cercano a la saturación por un intervalo de 6 dB de *back-off* del punto de máxima potencia, la eficiencia total del sistema permanece alta durante ese intervalo. En la figura 9 se observa el diagrama simplificado de un amplificador de Doherty. Se compone principalmente de un amplificador principal y un auxiliar, un divisor de potencia a su entrada, una línea de $\lambda/4$ como transformador de impedancias a la salida del amplificador principal y otra previa al amplificador auxiliar para corregir el desfase de 90° que produce el transformador de impedancias.

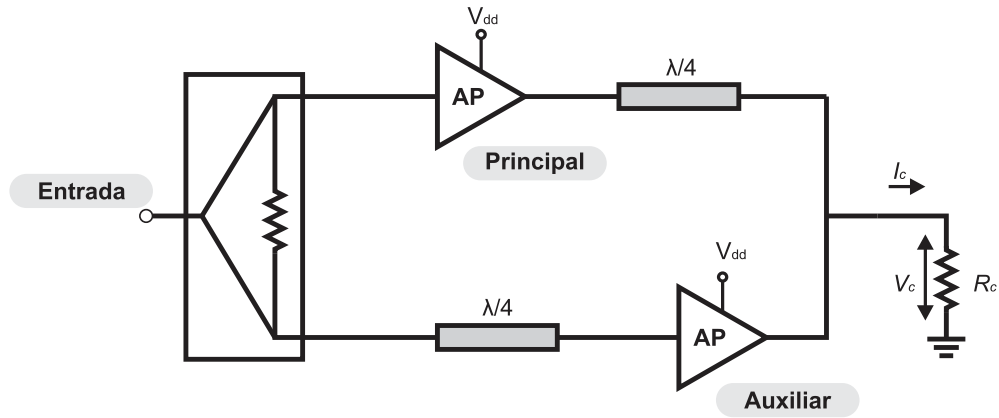


Figura 9. Esquema del amplificador de Doherty actual básico.

3.3. Principio de operación

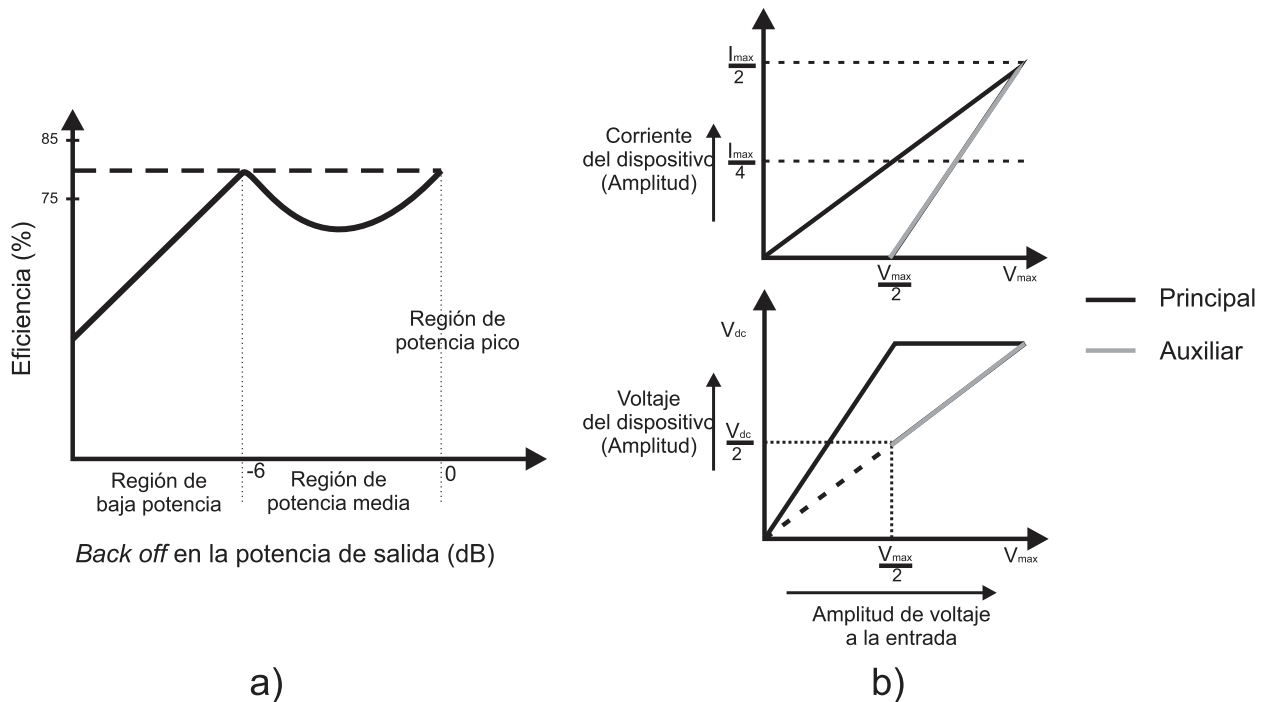


Figura 10. (a) Eficiencia de un amplificador de Doherty (b) Análisis de las corrientes y voltajes de un amplificador de Doherty ideal.

En la figura 10 (a) se observa el comportamiento de la eficiencia de un amplificador de Doherty y en la figura 10 (b) se observan sus características ideales de corriente y voltaje. El amplificador principal se satura prematuramente y mantiene su máxima eficiencia en el margen superior, durante los 6dB de *back-off*, en donde ya opera el amplificador auxiliar. Este último sólo alcanza su máxima eficiencia en la potencia pico, pero su contribución a la eficiencia total es en función de la potencia que proporciona. Para excursiones menores de voltaje, la contribución del amplificador

auxiliar será menor y su impacto en la eficiencia total será modesto. Así que el modo de operación del amplificador auxiliar variará de acuerdo a cómo se excite la potencia de entrada.

Tradicionalmente la descripción de la operación del amplificador de Doherty se hace en tres etapas, baja potencia, potencia media y alta potencia. A continuación se presentan algunos conceptos claves en la comprensión de la operación del amplificador de Doherty, así como las etapas con que suele ser descrito su comportamiento.

3.3.1. Modulación de carga mediante *load-pull* activo

La técnica de load pull activa está basada en el principio de que al aplicar corriente desde una segunda fuente de fase coherente se puede variar la resistencia o la reactancia de una carga de RF.

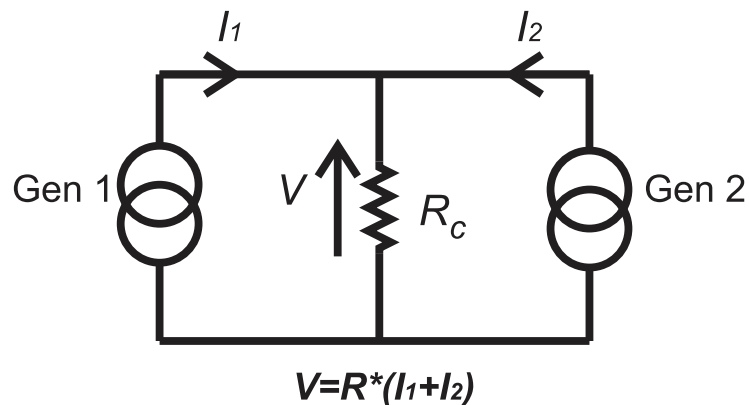


Figura 11. Load-pull activo usando dos generadores de señales.

Esto desafía la comprensión habitual de que las cargas de RF son físicamente entidades pasivas. El siguiente análisis explica el concepto como fue presentado por (Cripps, RF Power Amplifiers for Wireless Communications, 2006) partiendo de la figura 11.

De acuerdo a la teoría de circuitos, el generador 1 ve una carga resistiva R_c cuando el generador 2 está ajustado para no suministrar corriente ($I_2 = 0$). Si ambos generadores suministran corriente entonces ambas corrientes fluyen por la resistencia de carga R_c , por lo que el voltaje de carga V_c a través de la resistencia de carga es

$$V_c = R_c(I_1 + I_2) \quad (3)$$

El efecto en las terminales del generador 1 es el mismo que si estuviera conectado una resistencia pasiva con un valor de

$$R_1 = R_C \left(\frac{I_1 + I_2}{I_1} \right) \quad (4)$$

Simultáneamente, el efecto en el generador 2 sería equivalente a tener una resistencia con un valor de

$$R_2 = R_C \left(\frac{I_1 + I_2}{I_2} \right) \quad (5)$$

Las ecuaciones (3) y (4) pueden ser extendidas para ser aplicables a circuitos de corriente alterna si se usa notación compleja para representar la magnitud y fase de las corrientes y voltajes, así como los componentes resistivos y reactivos de las impedancias. En esta forma, las ecuaciones muestran la posibilidad de cambiar la impedancia vista por el generador 1 controlando la magnitud y fase de la corriente I_2 .

$$Z_1 = R_C \left(1 + \frac{I_2}{I_1} \right) \quad (6)$$

Por ejemplo, Z_1 puede ser transformada a una mayor impedancia si I_2 está en fase con I_1 , y a una menor impedancia si I_2 está en antifase con I_1 .

Si consideramos que los dos generadores son la transconductancia de dos transistores de RF con señales de excitación en co-fase, la impedancia de salida efectiva de uno de los transistores puede ser modificado por el otro de acuerdo a (6). Es una práctica común combinar en paralelo dispositivos idénticos suponiendo que la impedancia presentada a cada uno de ellos es la carga común escalada por el número de dispositivos en paralelo, pero esto solo funciona si los dispositivos son iguales, en términos de parámetros, polarización y excitación. Si esta condición se vuelve más flexible y se combinan dispositivos con diferencias en su polarización o potencia de entrada se presentan posibilidades interesantes, y el amplificador de Doherty es un ejemplo de la combinación de dispositivos de forma menos ortodoxa.

3.3.2. Línea de $\frac{1}{4}$ de longitud de onda

El amplificador de Doherty necesita de un transformador de impedancia entre el amplificador principal y la carga, R , para poder implementar de forma adecuada la modulación de carga necesaria. La mayoría de los diseños utilizan para este fin una línea de un cuarto de longitud de onda ($\lambda/4$), el presente análisis se encuentra en (Cripps, 2002) y para su explicación partimos de la figura 12.

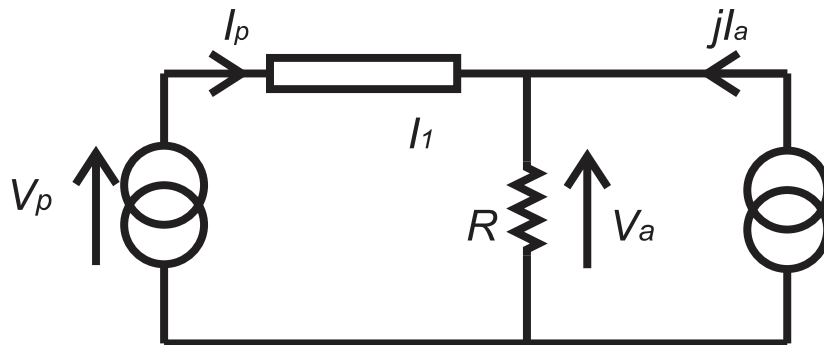


Figura 12. Esquema de un amplificador de Doherty simplificado.

La matriz ABCD de la línea $\lambda/4$ puede ser presentada de la siguiente forma

$$\begin{bmatrix} V_a \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_0 \\ \frac{1}{jZ_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_p \\ I_p \end{bmatrix} \quad (7)$$

Donde Z_0 es la impedancia característica de la línea.

Expandiendo la matriz tenemos

$$V_a = jZ_0 I_p \quad (8)$$

$$I_1 = \frac{1}{jZ_0} V_p \quad (9)$$

Por otra parte, observamos que I_1 también se puede expresar como:

$$I_1 = jI_a - \frac{V_a}{R} \quad (10)$$

De la ecuación (8) vemos que V_a es el mismo que nuestro voltaje a la salida, que depende a su vez de la corriente I_p , y por tanto, la linealidad de este arreglo dependerá principalmente del amplificador principal, al ser, idealmente, independiente de la corriente del amplificador auxiliar I_a . La expresión del voltaje V_p será:

$$V_p = Z_0 \left[\left(\frac{Z_0}{R} \right) I_p - I_a \right] \quad (11)$$

Se observa la posibilidad de usar un dispositivo auxiliar adecuado para “neutralizar” el rápido incremento del voltaje del amplificador principal y mantenerlo dentro de su operación lineal durante el margen dinámico de la señal.

Un resultado destacable emerge de esta neutralización dada por los voltajes de ambos dispositivos y que muy a menudo suele ignorarse en las idealizaciones del amplificador de Doherty comunes. El punto clave es que sin importar los vaivenes que el amplificador auxiliar tenga con respecto a su voltaje de entrada, y sin importar qué tan imperfecto, aproximado o no lineal sea, su efecto parece invisible en la carga a la salida, cuyo voltaje permanece proporcional a I_p . Esta propiedad se acerca a un proceso de linealización; si bien es el amplificador auxiliar un dispositivo sustancialmente no lineal y el que proporciona la mayor potencia a la salida de RF en la operación en alta potencia, la relación entre la potencia de entrada y la potencia de salida del amplificador de Doherty permanecerá definida por el amplificador principal, que puede ser mucho más lineal.

El rol de la línea de $\lambda/4$ se aprecia mejor en el principio de operación del APD que se describe en la siguiente sección. Permite el decremento en la impedancia vista por el amplificador principal una vez que alcanza su saturación, lo que incrementa su corriente y mantiene la eficiencia.

3.3.3. Etapas

En la siguiente descripción del DPA por etapas se considera por simplicidad que tanto el amplificador principal como el auxiliar operan en clase B y son idealmente iguales.

3.3.3.1. Baja potencia

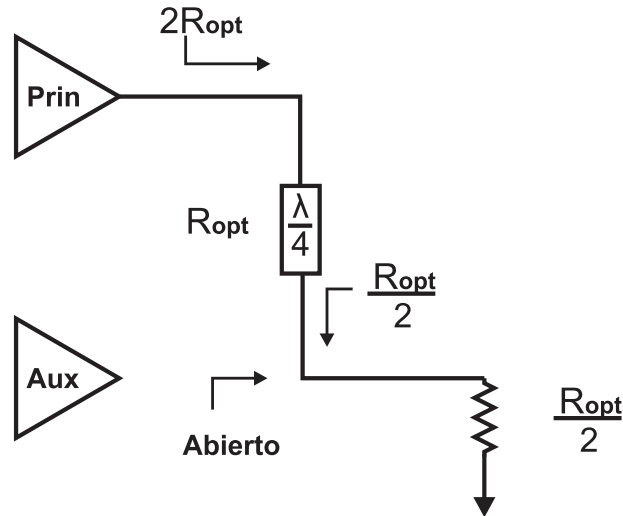


Figura 13. Primera etapa de operación del amplificador de Doherty.

En baja potencia el amplificador auxiliar no opera, por lo que el amplificador principal es el que recibe la señal de entrada. Por esta razón el amplificador auxiliar ve una resistencia infinita a su salida y no contribuye con la corriente de salida necesaria para modular la carga en la salida del amplificador principal.

Por efecto de la línea de un cuarto de longitud de onda, se le presenta a la salida del amplificador principal una resistencia del doble de su valor óptimo, $2R_{opt}$. Esta condición se mantiene hasta que la señal de entrada aumenta hasta el punto en que el amplificador principal se satura y alcanza su máxima eficiencia, que teóricamente es $\frac{\pi}{4}$ o 78.5%. Bajo estas circunstancias la potencia máxima que el amplificador principal podría entregar a la carga sería:

$$P_{principal} = V_{dd} * \frac{I_{max}}{(4)} \quad (12)$$

El esquema de esta etapa se observa en la figura 13.

3.3.3.2. Potencia media

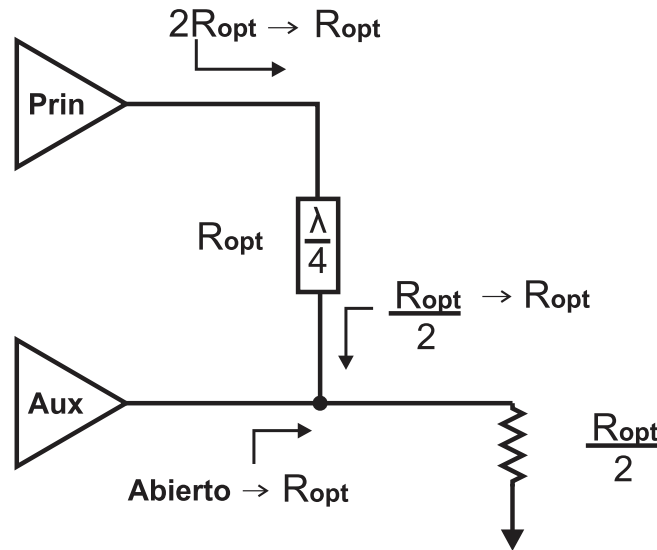


Figura 14. Segunda etapa de operación del amplificador de Doherty.

En el punto en el que el amplificador principal alcanza su máxima eficiencia para el doble de su carga, el amplificador auxiliar empieza a operar. Su trabajo es ajustar la carga vista por el amplificador principal, para que éste último continúe operando a su máxima excursión de voltaje y corriente, y por lo tanto, a su máxima eficiencia. Esto puede ser visto de forma esquemática en la figura 14, mientras que las figura 10 (a) y (b) presentadas anteriormente muestran la transición de baja potencia a potencia media para las características de eficiencia, corriente y voltaje.

Conforme se enciende el amplificador auxiliar agrega corriente a la carga, así que la carga efectiva vista por el amplificador principal debería aumentar, de acuerdo a lo mencionado en el apartado 3.3.1, puesto que ambas señales se encuentran idealmente en fase. En apariencia, la operación del amplificador auxiliar estaría aumentando la carga, contrario a lo deseado.

Es aquí donde se aprecia el ingenio del APD al agregar la línea de $\lambda/4$: al ser un transformador de impedancias, aumenta la carga a la salida del amplificador principal para las señales de baja potencia, consiguiendo la máxima eficiencia varios decibeles antes de la potencia pico. Una vez alcanzada la máxima eficiencia bajo esta condición, disminuye la impedancia vista por el amplificador principal, incrementando su corriente y manteniendo la eficiencia.

Bajo esta condición, la máxima potencia producida por el amplificador principal es la mitad de su potencia máxima.

3.3.3.3. Alta potencia

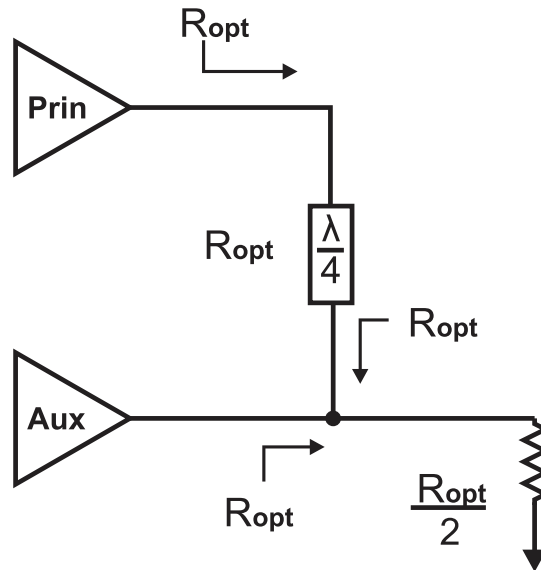


Figura 15. Tercera y última etapa de operación del amplificador de Doherty.

Cuando ambos amplificadores se encuentran operando a máxima potencia, cada uno entrega a la impedancia de carga su corriente pico, que para un amplificador clase B es $I_{max}/2$. Cada amplificador ve una carga efectiva de R_{opt} ; el transformador de $\lambda/4$ no tiene efecto en este valor así que también se le presenta al amplificador principal R_{opt} a la salida. Tanto el amplificador principal como el auxiliar entregan su máxima potencia, por lo que la potencia total a la salida del APD es $2 * P_{max}$.

3.4. Desempeño del amplificador

La arquitectura de Doherty, con sus variaciones, es actualmente la estructura prominente de AAPP empleada en las estaciones base celulares (Wood, 2014) precisamente por su habilidad de mantener una alta eficiencia para un intervalo de potencias de salida, lo que significa que puede manejar señales con relaciones pico-promedio (*PAR*) altas sin sufrir un golpe significativo en su desempeño.

El amplificador de Doherty en su forma clásica alcanza su máxima *PAE* en dos puntos: en su punto de transición T, que es el punto de encendido del amplificador

auxiliar y corresponde tradicionalmente a 6 dB de *back-off*, y en su potencia máxima. Como se mencionó anteriormente, entre estos dos puntos el amplificador auxiliar no opera a su máxima eficiencia, por lo que la potencia pico del amplificador de Doherty no se puede conservar, pero su aportación mantiene una eficiencia superior que la que tendría el amplificador principal por su propia cuenta.

En la figura 16 se observa la curva ideal de eficiencia de potencia agregada. En el caso en que el amplificador principal operara como un amplificador clase B ideal, la configuración de Doherty sería capaz de producir una eficiencia teórica cercana al 78.5% en los 6 dB previos a la potencia máxima.

La eficiencia de un amplificador de Doherty de dos vías (esto es, formado de 2 amplificadores) fue calculada por (Raab, 1987)

$$\eta = \frac{\pi}{2} \frac{\left(\frac{V_{entrada}}{V_{max}}\right)^2}{3\left(\frac{V_{entrada}}{V_{max}}\right) - 1} \quad (13)$$

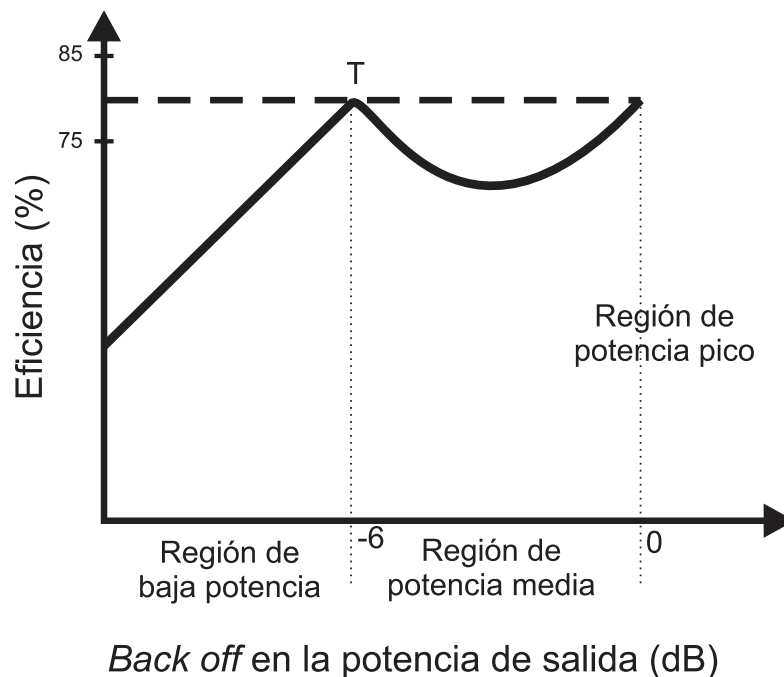


Figura 16. Eficiencia de un amplificador de Doherty.

3.5. Ventajas y desventajas

El amplificador de Doherty es el caballo de batalla de las comunicaciones inalámbricas actuales, y lo es por una serie de características que lo distinguen de otras técnicas para mejorar la eficiencia. A continuación se presenta las ventajas bien conocidas del amplificador de Doherty (Viswanathan, 2004).

- Alta eficiencia teórica, que en la práctica se vuelve una eficiencia moderada capaz de entregar una linealidad razonable de forma bastante sencilla.
- Simplicidad, que lo hace más fácil de implementar en comparación con otras técnicas, como la eliminación y restauración de envolvente (EER) y la amplificación lineal usando componentes no lineales (LINC) que resultan más complejas.
- Facilidad de implementación con otras técnicas, como la predistorsión digital (DPD) que han permitido el auge reciente del amplificador de Doherty.

Por otra parte entre sus desventajas se pueden contar

- Estrecha anchura de banda. Esta limitación proviene de diversas fuentes, principalmente de la línea de $\lambda/4$, que es naturalmente un dispositivo de banda angosta, y también de las redes de adaptación en la entrada y la salida de los transistores de potencia. Dado que las comunicaciones inalámbricas utilizan muy poca anchura de banda hoy en día, no resulta un inconveniente tan grave.
- Degradación de la ganancia, causada en parte por el amplificador auxiliar. No obstante, ésta degradación puede mantenerse baja debido a la alta ganancia del amplificador principal para bajos niveles de potencia.
- Pobre desempeño en distorsión por intermodulación, ya que el amplificador auxiliar puede generar una gran distorsión debido a su polarización en clase C o B.

Capítulo 4 . Criterios de Diseño e implementación

En este capítulo se presenta el diseño de un amplificador de Doherty y su desempeño usando el paquete informático de diseño electrónico de radiofrecuencia y microondas *Advanced Design System (ADS)* de Keysight. Además se describen la arquitectura y los bloques que componen el APD.

4.1. Especificaciones

Para iniciar el proceso de diseño partimos de las especificaciones que deseamos tener en nuestro amplificador así como de la disponibilidad de los elementos que lo conforman. La parte más importante es la elección del elemento activo, pues dependiente de sus características se cumplirán las especificaciones de diseño como frecuencia de operación, potencia y ganancia, e influirán en el tamaño del amplificador y en la elección de los demás elementos que conforman el APD. Los datos que tradicionalmente entrega el fabricante suelen ser escasos cuando se desea utilizar el transistor para un diseño particular, sin mencionar que la repuesta del transistor varía entre un dispositivo y otro, aún cuando ambos sean de la misma tecnología.

Una buena aproximación de la respuesta del transistor se obtiene de utilizar modelos no-lineales, especialmente cuando proviene de los fabricantes. Estos nos permiten predecir de forma cercana su comportamiento y facilita notablemente las primeras etapas de diseño. En caso de no tener el modelo no-lineal correspondiente al dispositivo, es necesario caracterizarlo de forma detallada por lo menos en las condiciones de operación en que se desempeñará. Con la adquisición de los datos obtenidos directamente del dispositivo se garantiza que las características propias de tal transistor quedan debidamente determinadas.

El APD fue diseñado para operar a 3.5GHz y los componentes de su diseño son el modelo de un transistor CREE CGH40006P y los elementos ideales de la biblioteca de ADS, puesto que este diseño es demostrativo. Para un diseño realizable, un mayor número de pautas debe ser considerado, sobre todo en lo que respecta a los elementos físicos que integran el amplificador y sus limitaciones.

4.2. Arquitectura de diseño

En la figura 17 se muestra el esquema básico de la topología utilizada en el diseño de un APD. Se compone de dos amplificadores, cada uno con un transistor HEMT de GaN, sus redes de adaptación a la entrada y salida y sus debidas redes de polarización. En el caso particular del amplificador auxiliar, lleva además su compensación de fase, que usualmente corresponde a una línea de transmisión (LT) de $\lambda/4$. Ambos amplificadores se encuentran unidos por un divisor de potencia a la entrada y un combinador de potencia a la salida.

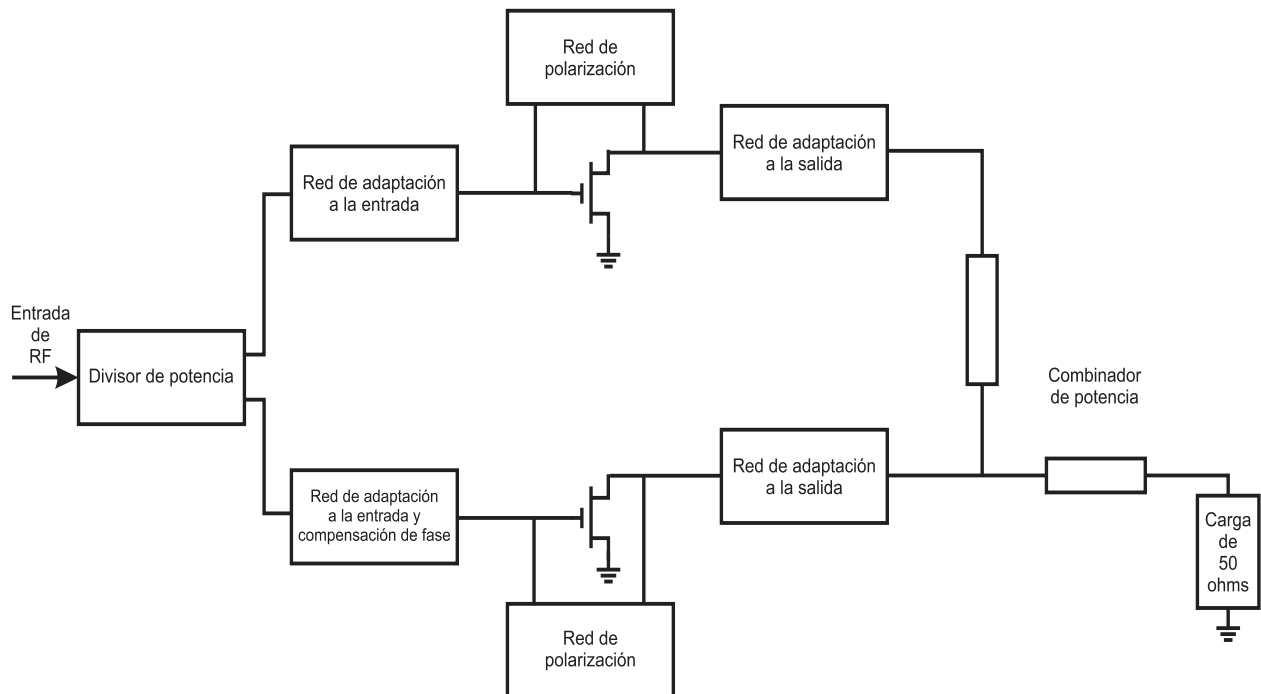


Figura 17. Arquitectura del amplificador de Doherty

La elección de las clases de operación de los amplificadores no es trivial. En su implementación original ambos amplificadores operan en clase B, siguiendo las pautas de Doherty(1936) y revisadas por Raab (1987) y explicadas en el capítulo anterior. Sin embargo, esta configuración presenta varias limitaciones, en particular que el amplificador auxiliar debe mantenerse apagado en la región de baja potencia, lo que no sucede en un amplificador clase B. El enfoque más simple y eficaz para eludir el problema relacionado con la activación errónea del dispositivo auxiliar es el uso de un amplificador clase C en lugar de un clase B propuesto originalmente. En el caso del amplificador principal se prefiere una polarización clase AB ante la típica clase B, para

reducir la distorsión de cruce por cero y para aumentar en consecuencia la linealidad general del APD, a expensas de una leve degradación en el rendimiento de la eficiencia (Colantonio et al., 2009) .

4.3. Análisis de DC

El primer paso para el diseño de un amplificador es conocer las curvas de corriente y voltaje $I_{DS}-V_{DS}$ del transistor que se usará en el diseño. A partir de estas curvas se pueden elegir los puntos de operación del transistor correspondientes a las diversas clases de operación.

En la figura 18 se muestra la curva $I_{DS}(V_{GS})$ del transistor usado y presenta los voltajes de compuerta para un voltaje de drenador de 28 volts. Con los marcadores m1 y m2 se muestran los voltajes de compuerta seleccionados para el amplificador principal y auxiliar, respectivamente. La figura 19 muestra las curvas características de corriente drenador-fuente, I_{ds} , para un valor de voltaje de drenador-fuente V_{ds} para determinados voltajes de compuerta V_{gs} .

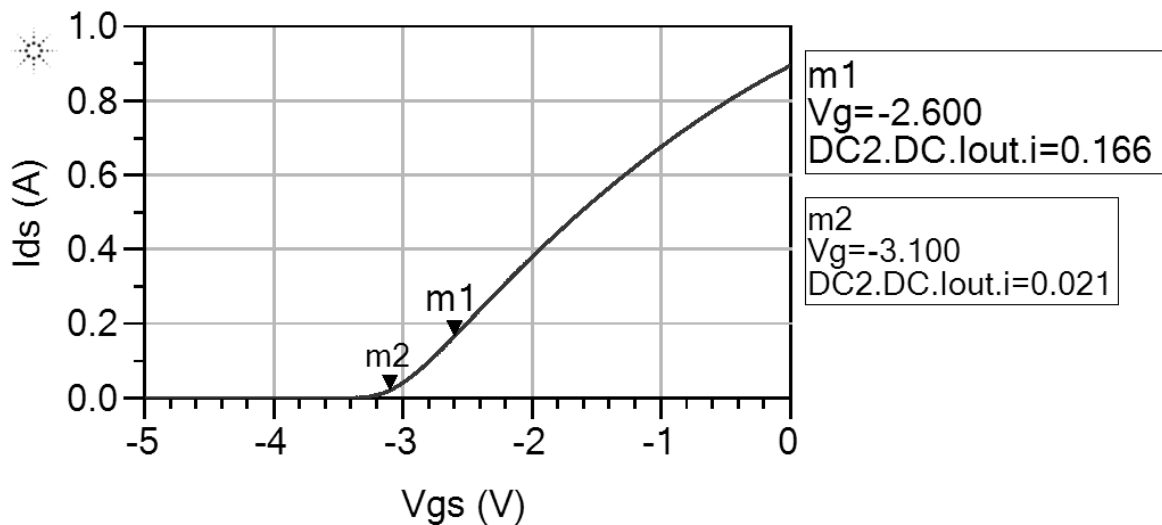


Figura 18. Curva de transferencia para el HEMT de GaN usado.

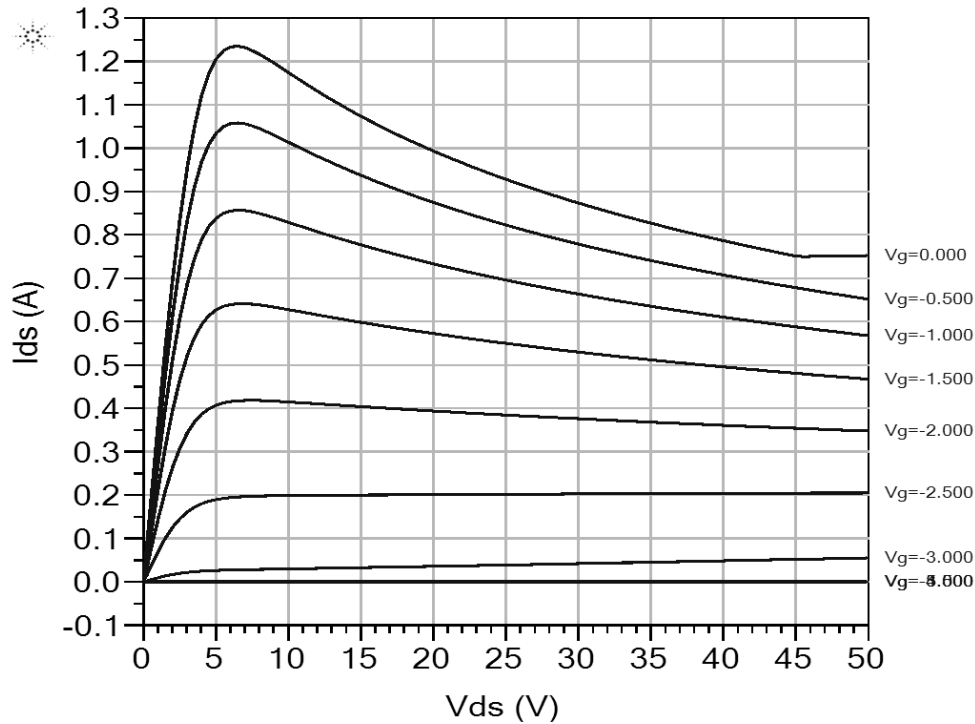


Figura 19. Curvas características Vds-Ids del HEMT de GaN usado

4.4. Parámetros de dispersión y estabilidad del dispositivo

La evaluación de los parámetros de dispersión nos permite obtener otro conjunto de datos relevantes, como lo son la estabilidad y la respuesta en frecuencia del elemento activo. Las características de estabilidad de un transistor se pueden obtener en función de los parámetros S (S_{11} , S_{12} , S_{21} y S_{22}). Los parámetros S_{12} y S_{21} forman un lazo de retroalimentación, y dependiente de las impedancias de la fuente o de la carga, el transistor será estable o inestable. Si el dispositivo es incondicionalmente estable, se puede conectar cualquier impedancia de fuente o de carga a la entrada o salida del circuito sin que se produzcan oscilaciones. La condición de estabilidad incondicional se puede lograr si el factor de estabilidad K es mayor que la unidad y si el determinante de la matriz de parámetros S es menor que la unidad $|\Delta| < 1$ (González, 1997).

$$K = \frac{1 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} > 1 \quad (14)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (15)$$

En la figura 20 observamos que el transistor es potencialmente inestable y que para poder operarlo de forma que no oscile debemos evitar que las impedancias de fuente y de carga se encuentren dentro de la región inestable, delimitadas por los círculos de estabilidad de la carga (línea punteada) y de la fuente (línea sólida).

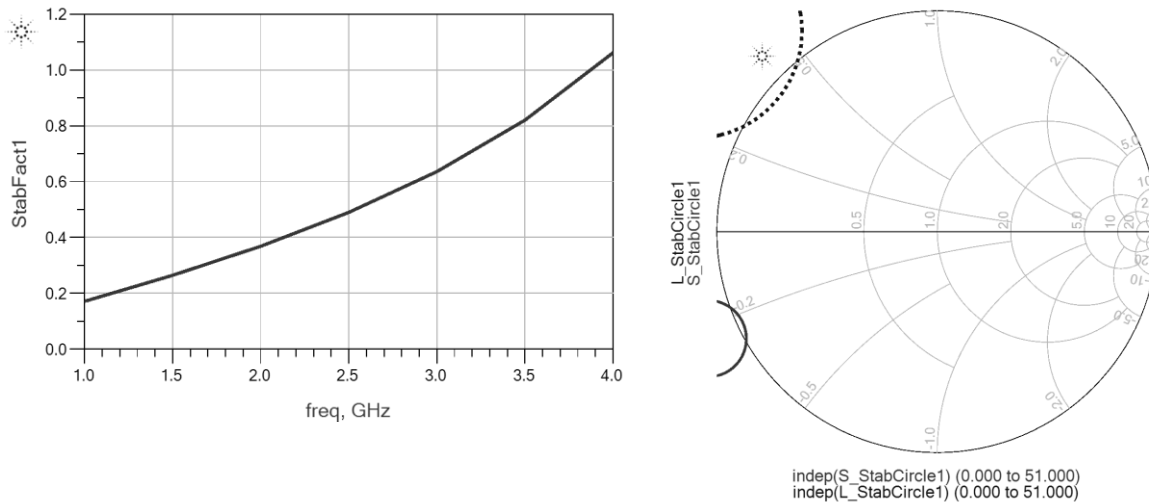


Figura 20. Factor de estabilidad y círculos de estabilidad para el transistor polarizado en clase C a una frecuencia de de 3.5GHz.

4.5. Diseño de los amplificadores

El diseño de los amplificadores principal y auxiliar es muy similar al de uno convencional. A continuación se muestra el proceso para el diseño del amplificador principal. Los mismos pasos se llevaron a cabo en el desarrollo del amplificador auxiliar. El diseño básico del bloque amplificador implica primero la determinación de la impedancia de carga óptima que permita al transistor funcionar con la potencia y eficiencia deseadas (Viswanathan, 2004).

La condición de máxima transferencia de potencia no resulta en eficiencia máxima, por lo que los contornos de potencia y eficiencia no se encuentran necesariamente alineados. De esta forma la máxima potencia y la máxima eficiencia no se producen con la misma impedancia de carga. Haciendo *load-pull* se obtienen los contornos para eficiencia y potencia de salida presentados en la figura 21. En este caso se consideró la impedancia de carga que permita al transistor funcionar a la máxima eficiencia.

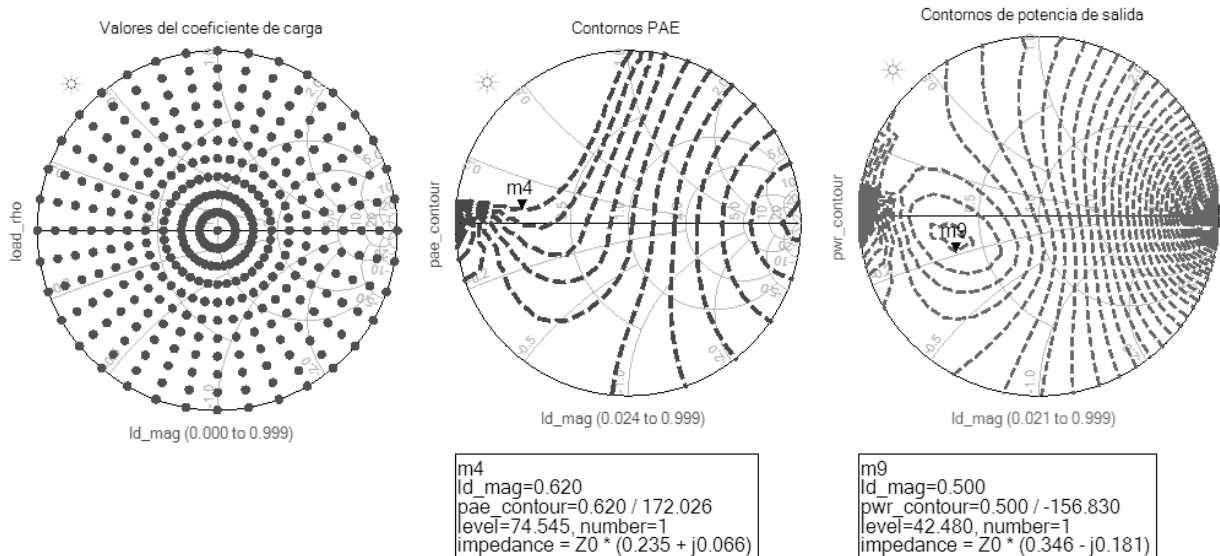


Figura 21. Contornos obtenidos usando *load-pull* a la salida del transistor a polarizar en Clase AB.

El siguiente paso es agregar la red de adaptación que obligaría al transistor a ver las impedancias de carga requeridas para cada amplificador. Para esto se utilizó la herramienta *Smith Chart* de ADS que nos permite hacer adaptaciones de impedancia usando líneas de transmisión (figura 22). Una vez determinada la red de adaptación a la salida, se procede a adaptar la entrada del transistor. Se tomó como punto de partida la impedancia de entrada que el fabricante proporcionaba para valores de frecuencia cercanos a 3.5GHz y se fue afinando este valor hasta obtener una mejor adaptación a la entrada.

El paso final consiste en polarizar el transistor, con la precaución de proteger las fuentes de DC y RF que alimentan el amplificador. Estos bloques pueden ser posteriormente reemplazados por una T de polarización. La figura 23 muestra el esquema del amplificador clase AB obtenido siguiendo estos pasos.

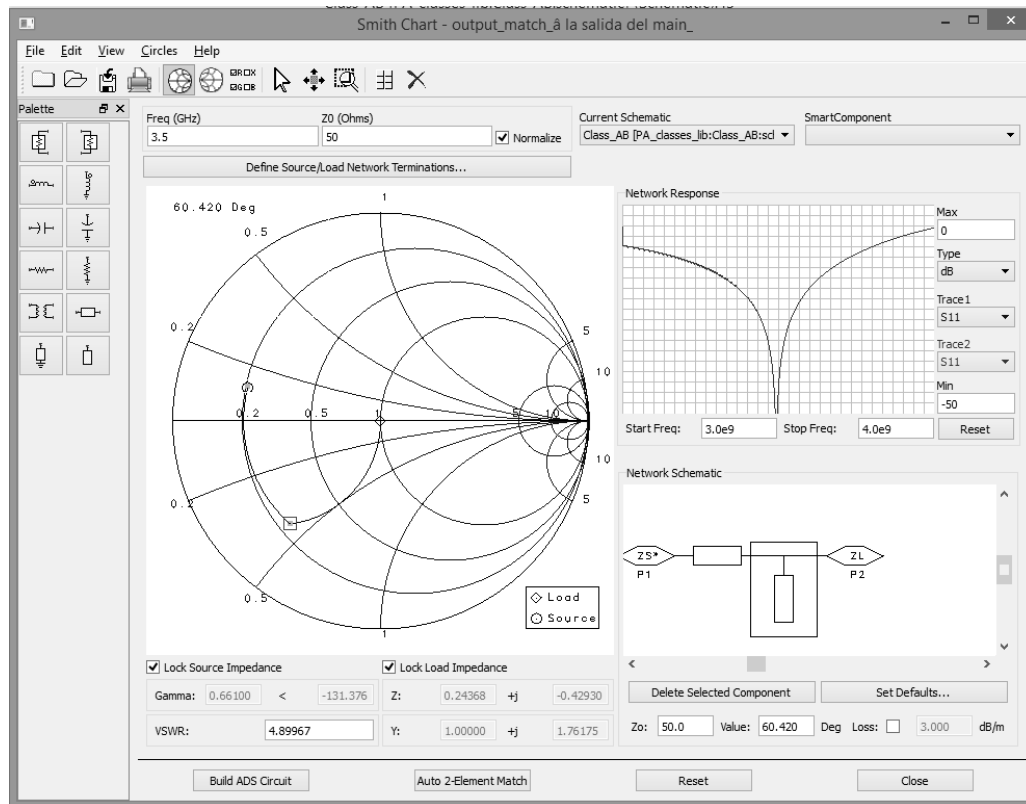


Figura 22. Ventana de la herramienta Smith Chart de ADS

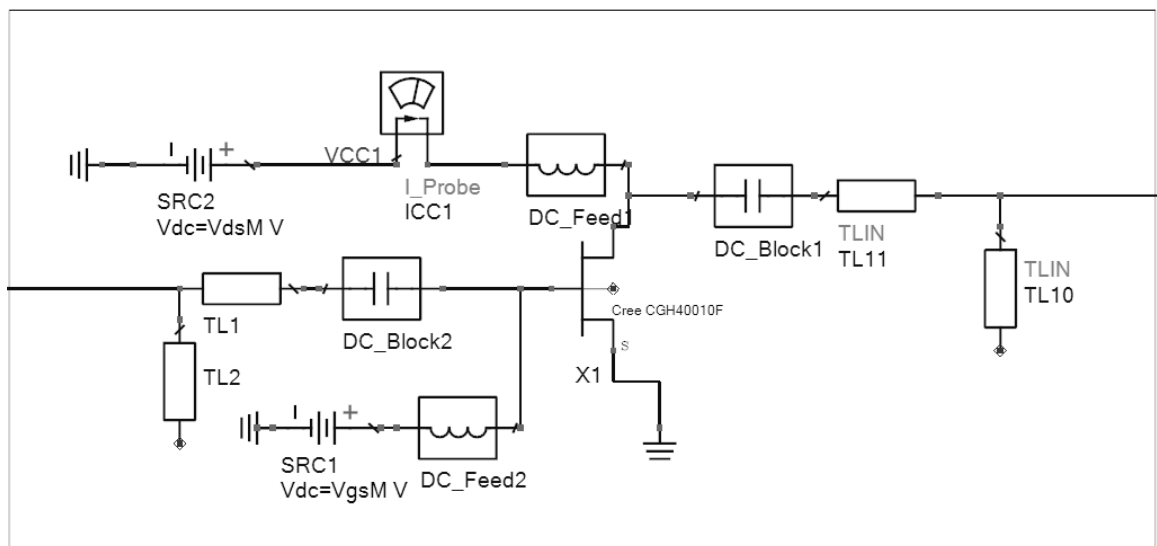


Figura 23. Esquema del amplificador principal.

4.6. Combinador de potencia

El combinador de potencia del APD combina las contribuciones de potencia de los amplificadores principal y auxiliar. También facilita la modulación de carga en el amplificador principal y en su forma más básica se compone de dos líneas de transmisión de cuarto de onda de diferente impedancia característica (figura 24)(Viswanathan, 2004)(Holmes et al., 2013) (Grebennikov y Bulja, 2012).

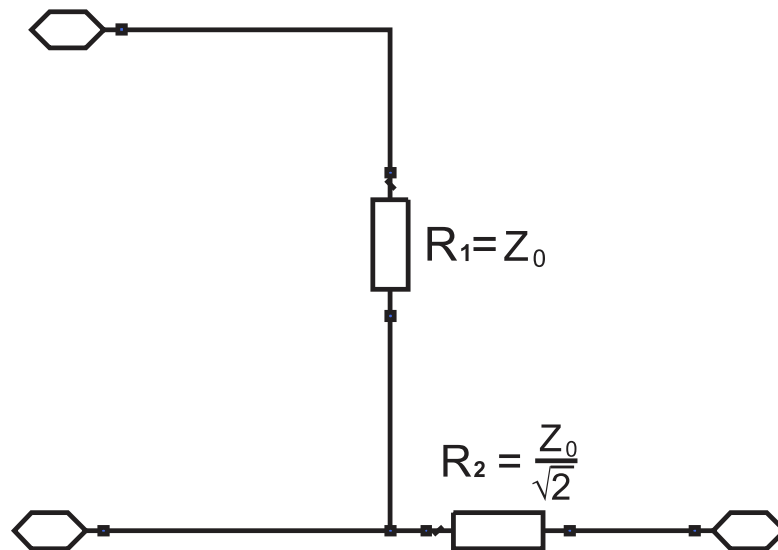


Figura 24. Combinador de potencia básico de un amplificador de Doherty.

Para este caso, $Z_0=50\Omega$ por lo que $R_1 = 50\Omega$ y $R_2 = 35\Omega$. El diseño inicial se ha implementado utilizando líneas de transmisión ideales, que pueden ser posteriormente sustituidas con los datos del sustrato de circuito impreso elegido.

4.7. Divisor de potencia

El divisor de potencia proporciona la entrada de RF tanto al amplificador principal como al auxiliar. Sus puertos de salida deben estar aislados entre sí y deben estar adaptados a las redes de adaptación a la entrada de cada amplificador. Para este bloque se cuenta con varias opciones de ejecución, desde la implementación de un divisor de potencia de Wilkinson hasta el uso de un acoplador direccional híbrido que tiene la ventaja de generar el desfase de 90° necesario para compensar la fase en el amplificador auxiliar sin necesidad de implementar otra línea de $\lambda/4$ (Viswanathan,

2004). Para el desarrollo de esta simulación se utilizó un divisor de potencia ideal disponible en las bibliotecas de ADS.

4.8. Resultado final

La figura 26 muestra el diagrama esquemático del APD implementado usando el modelo del transistor CREE CGH40006P tanto para el amplificador principal como para el auxiliar a una frecuencia de operación de 3.5GHz. Su relación entre la entrada y la salida se puede observar en la figura 25.

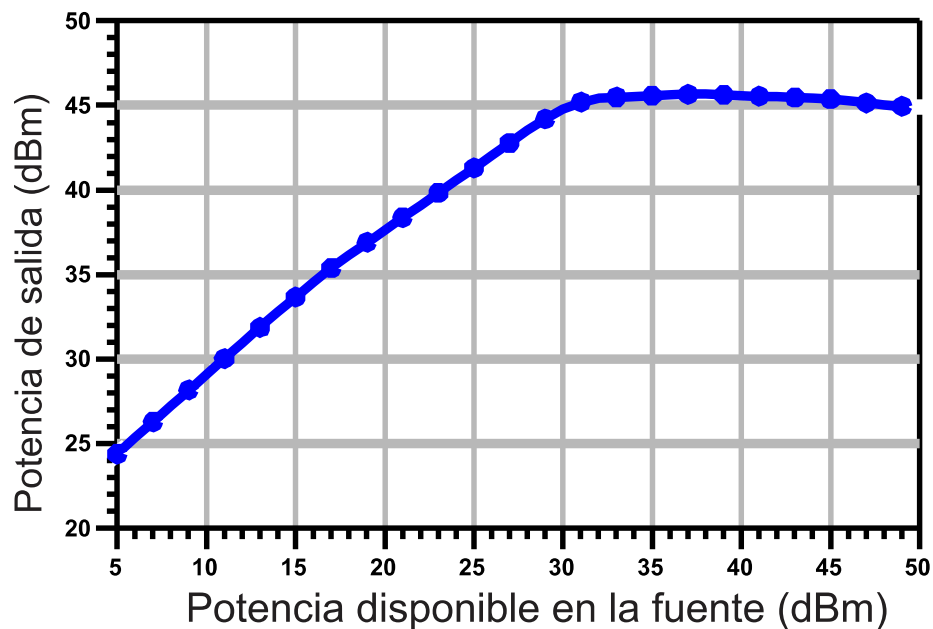


Figura 25. Potencia en la fuente contra potencia de salida del APD

Para la evaluación de su desempeño se compara la respuesta del APD de la figura 26 con la que se obtendría en el caso de operar únicamente el amplificador clase AB que funge como amplificador principal y que fue presentado en la figura 23. Esta comparación se observa en la figura 27.

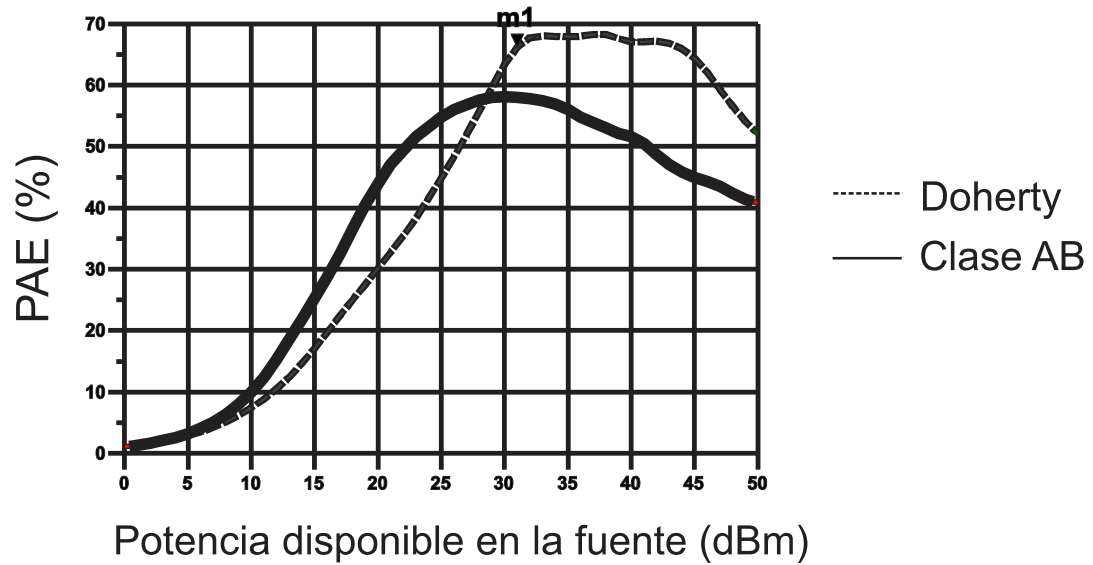


Figura 27. Eficiencia de potencia agregada del AP principal (línea sólida) y del APD (línea punteada)

Estos datos son completamente ideales. Aún así se puede apreciar el efecto del APD al combinar la potencia del amplificador principal y auxiliar de forma adecuada alcanzando mayor eficiencia que la que se obtendría usando sólo un amplificador y manteniendo esta alta eficiencia en un intervalo más amplio de potencias de entrada.

Capítulo 5 . Caracterización de un DPA comercial

En este capítulo se muestran los detalles de la caracterización del amplificador de Doherty modelo RTH21007-10 de la marca RFHIC, los bancos de mediciones que fueron montados y los resultados obtenidos de dichas mediciones.

5.1. Dispositivo a caracterizar

El amplificador de Doherty a ser caracterizado es el RTH21007-10 de la marca RFHIC. Tiene una eficiencia especificada del 45% al operar en el intervalo de frecuencia de 2110 MHz a 2170 MHz y contiene un APD asimétrico en un encapsulado de nitruro de aluminio que proporciona una buena disipación térmica. Los APD asimétricos usan amplificadores de diferente tamaño, donde generalmente el AP auxiliar es más grande. Para señales con relaciones pico-promedio altas, esto resulta en una respuesta más eficiente que la que se obtendría con un APD simétrico. Sin embargo, los APD asimétricos son más difíciles de linealizar y poner en producción.

En este caso el APD además de ser asimétrico fue diseñado con ambos amplificadores en el mismo encapsulado y por ello provee menor flexibilidad puesto que las relaciones entre los amplificadores ya están fijas. Aún así, esta opción se ha vuelto bastante popular en la industria por su tamaño compacto.



Figura 28. Amplificador RTH21007-10

Internamente se encuentra completo el diseño del amplificador de Doherty y adaptado a 50 ohms, lo que facilita su montaje e implementación. El diagrama a bloques de los componentes internos del APD a caracterizar se muestra en la Figura 29.

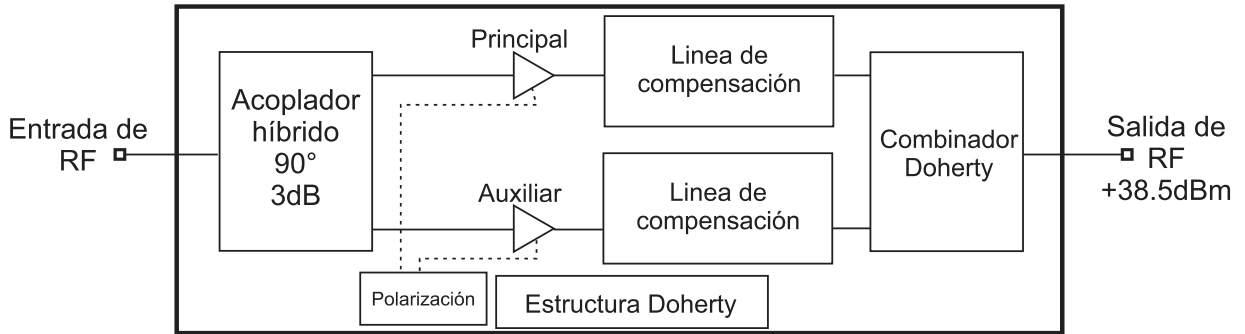
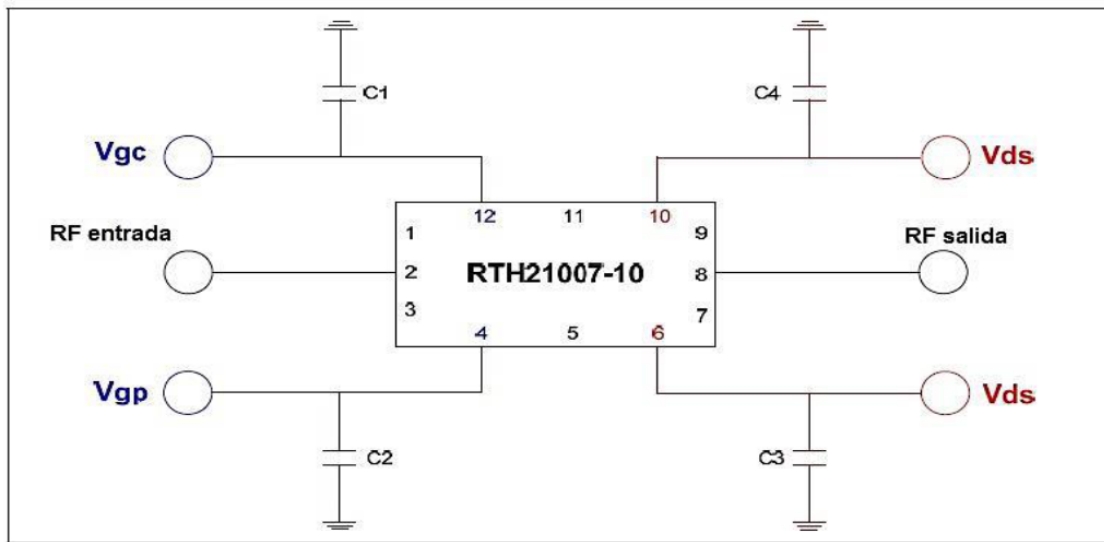


Figura 29. Diagrama a bloques de los componentes internos del APD.

Para su evaluación se adquirió el amplificador en el montaje propuesto por el fabricante en la hoja de especificaciones el cual se puede observar en forma esquemática en la figura 30 y en forma física en la figura 31.



Componente	Modelo	Especificaciones	Fabricante
C3, C4	1812C225K101CT	2.2uF / 100V	WALSIN
C1, C2	C3216X7R1C106K	10uF / 16V	TDK

Figura 30. Conexiones y elementos externos del APD. Vgc y Vgp corresponden a los voltajes de compuerta (*gate*) en el amplificador principal (*carrier*) y auxiliar (*peaking*).

Los capacitores de desacoplo completan las redes de polarización del amplificador y fueron adquiridos junto con el sustrato de montaje. Se desarrolló además una máscara para circuito impreso que es compatible con el circuito integrado del amplificador para su uso futuro. Por cuestiones de tiempo, el APD montado en el kit de evaluación fue el que se caracterizó.



Figura 31. APD montado según las recomendaciones del fabricante.

Para mantener la nomenclatura congruente con la información que otorga el fabricante, los voltajes de compuerta de los amplificadores principal y auxiliar serán denominados V_{gc} y V_{gp} respectivamente.

5.2. Medición de la distorsión (AM-AM)

5.2.1. Montaje del banco de medición

La linealidad de los AAPP tradicionalmente se caracteriza haciendo un barrido de potencia a una sola frecuencia, usando para ello una señal continua (CW, *continuous wave*) para así determinar las curvas de AM-AM y de AM-PM (Camarchia, Teppati, Corbellini, y Pirola, 2007). Partiendo de esta premisa se implementaron varios bancos de medición.

La primera configuración para medir la distorsión de AM-AM se aprecia en el sistema de medida mostrado en la figura 32 (a). Sin embargo, este sistema tenía el inconveniente de que no permitía incursionar a potencias lo suficientemente altas como para operar al APD bastante saturado, debido a la limitante de los atenuadores, que no

soportaban la potencia deseada. Otro inconveniente era que la potencia de entrada en el APD era calculada considerando las pérdidas por inserción de los elementos previos al dispositivo bajo prueba, en lugar de ser directamente medida en el puerto de entrada.

Para el segundo sistema se elaboró un banco que medía la potencia de entrada en el APD, además de las reflexiones en la entrada del APD, como una medida de seguridad y para monitorear su efecto. Este sistema se muestra en la figura 32 (b). La magnitud de estas reflexiones fue tan pequeña que su efecto resultaba despreciable, por lo que en el esquema final se colocó una carga de 50 ohms en el sitio donde se tomaba esta medida, de forma que las señales reflejadas se vieran absorbidas en esta carga. Este sistema tenía además el inconveniente que la carga de 50 ohms a la salida del amplificador de Doherty no estaba diseñada para tolerar potencias tan altas, por lo que se calentaba considerablemente y usarla representaba el riesgo de dañarla.

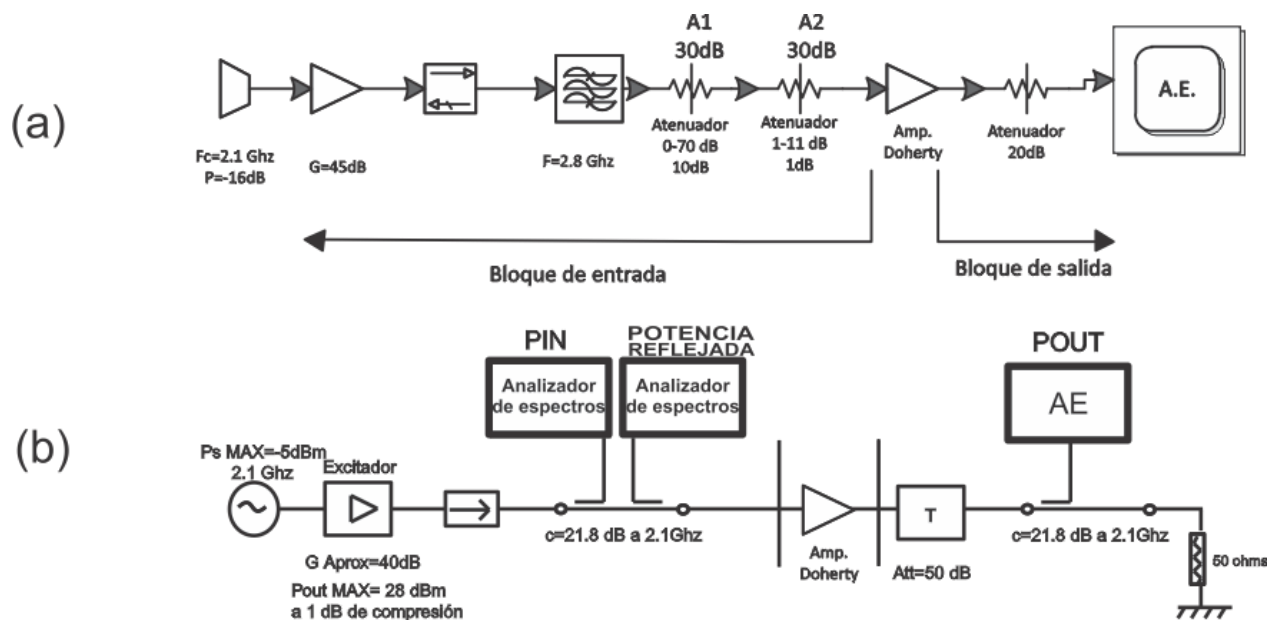


Figura 32. Esquemas de los bancos de medición previamente implementados.

La configuración final empleada para medir el APD consistió del banco de mediciones esquematizado en la figura 33 y fotografiado en la figura 34. Se usó una señal de onda continua a 2.1 GHz con un excitador para amplificar la potencia en la entrada del APD hasta llevarlo a su saturación. Este excitador lamentablemente proveía menos potencia que la utilizada en los dos esquemas anteriores. Para este sistema se usaron ya además, cargas y atenuadores que pudieran manejar las potencias de

operación del APD. Se tuvo especial consideración tanto en monitorear la salida del APD en el analizador de espectros para observar cualquier conducta anómala así como en la completa caracterización del efecto de cada elemento del banco de mediciones para todas las potencias de entrada consideradas. Las potencias de entrada y salida medidas se obtuvieron de promediar varias mediciones de potencia y se corrigieron los factores de acoplamiento correspondientes. Una descripción más detallada de los elementos que integran este banco de mediciones se encuentra en la tabla 2.

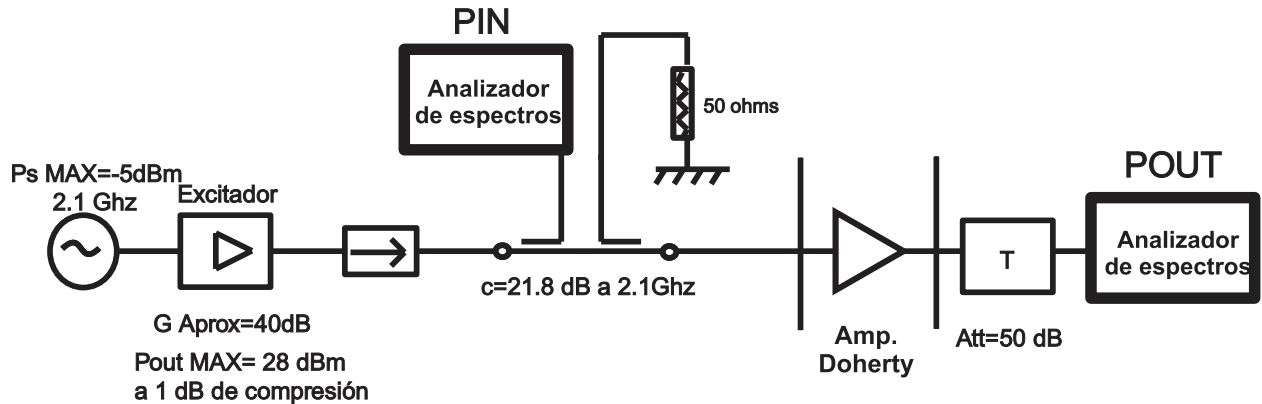


Figura 33. Esquema del banco de medición empleado para la medida de la distorsión AM-AM.

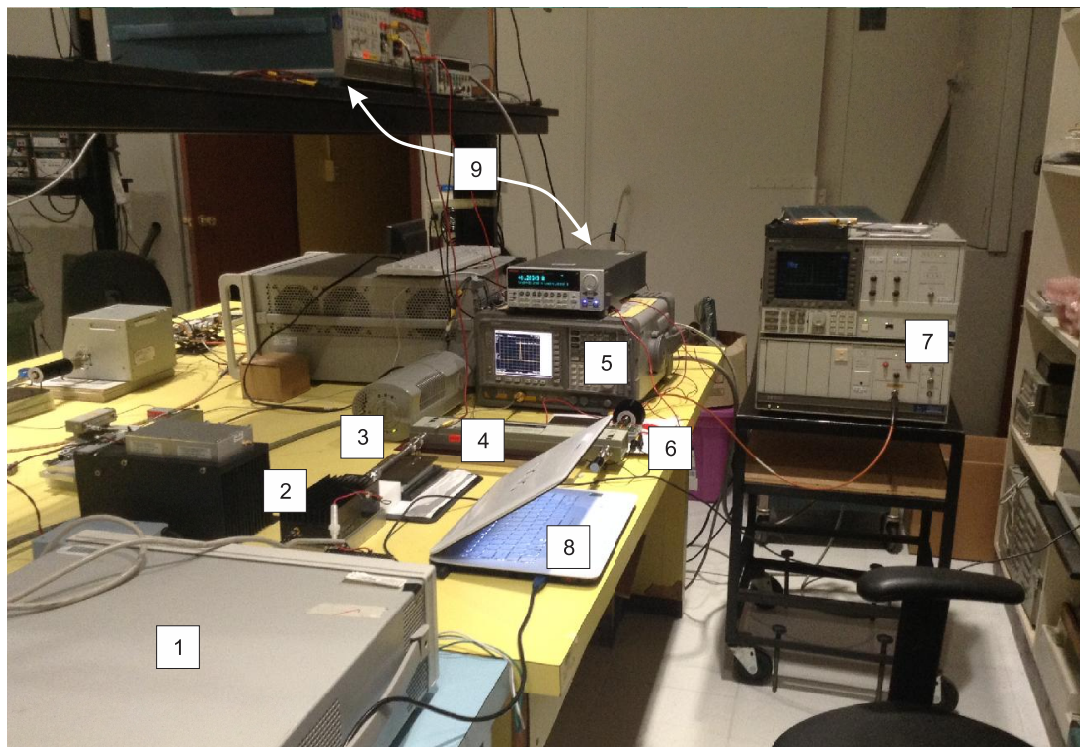


Figura 34. Fotografía del banco de medición montado con sus componentes físicos.

Tabla 2. Descripción de los elementos del banco de medición para la distorsión AM-AM.

No. de bloque	Descripción
1	Generador de señales ESGD E4432B . Proporciona CW a 2.1GHz
2	Excitador ZHL-4240. Amplifica la señal del generador para incrementar la potencia a la entrada del APD.
3	Filtro pasa-bajas con frecuencia de corte en 2.8 GHz y aislador IS-10, para evitar los armónicos no deseados del excitador y proteger el equipo en caso de reflexiones.
4	Acoplador direccional HP11691D para obtener muestras de la señal a la entrada del APD.
5	Analizador de espectros E4403B para medir la potencia a la entrada del APD y atenuadores con un valor total de 50 dB de atenuación.
6	Amplificador de Doherty RTH21007-10. Nuestro dispositivo bajo prueba (DBP, figura 33) conectado a atenuadores para proteger el medidor a la salida.
7	Analizador de espectros para medir la potencia a la salida del APD.
8	Computadora para llevar a cabo el control de los equipos.
9	Fuentes para la polarización del amplificador de Doherty.

Para su caracterización, el APD fue polarizado a los voltajes de alimentación que nos dieran como resultado una corriente de reposo $I_{DQ} = 220$ mA en el amplificador principal, puesto que este amplificador se encontrará encendido en todo momento mientras que el amplificador auxiliar se encuentra polarizado de forma más negativa. Los voltajes de operación seleccionados se encuentran en el intervalo de voltajes propuestos por el fabricante y se reportan en la tabla 3.

Tabla 3. Voltajes de polarización para el APD.

Parámetro	Voltaje de alimentación (V)
V_{gc}	-2.1
V_{gp}	Entre -8 y -4.3
V_{ds}	31

5.2.2. Resultados

De la medición del amplificador usando este banco de mediciones y bajo las condiciones descritas anteriormente obtenemos su relación entre la potencia de entrada y la potencia de salida, su ganancia y la eficiencia que obtiene en estas condiciones de polarización.

Un ejemplo de los resultados se puede observar en las figuras 35 y 36. Se trata de la respuesta para 14 mediciones, al variar la polarización tanto del amplificador principal como del auxiliar para analizar su respuesta. Algunas de estas variaciones van desde operar el amplificador principal con una corriente de reposo menor a la sugerida por el fabricante hasta apagar al amplificador auxiliar por completo. Estas pruebas serán descritas más adelante.

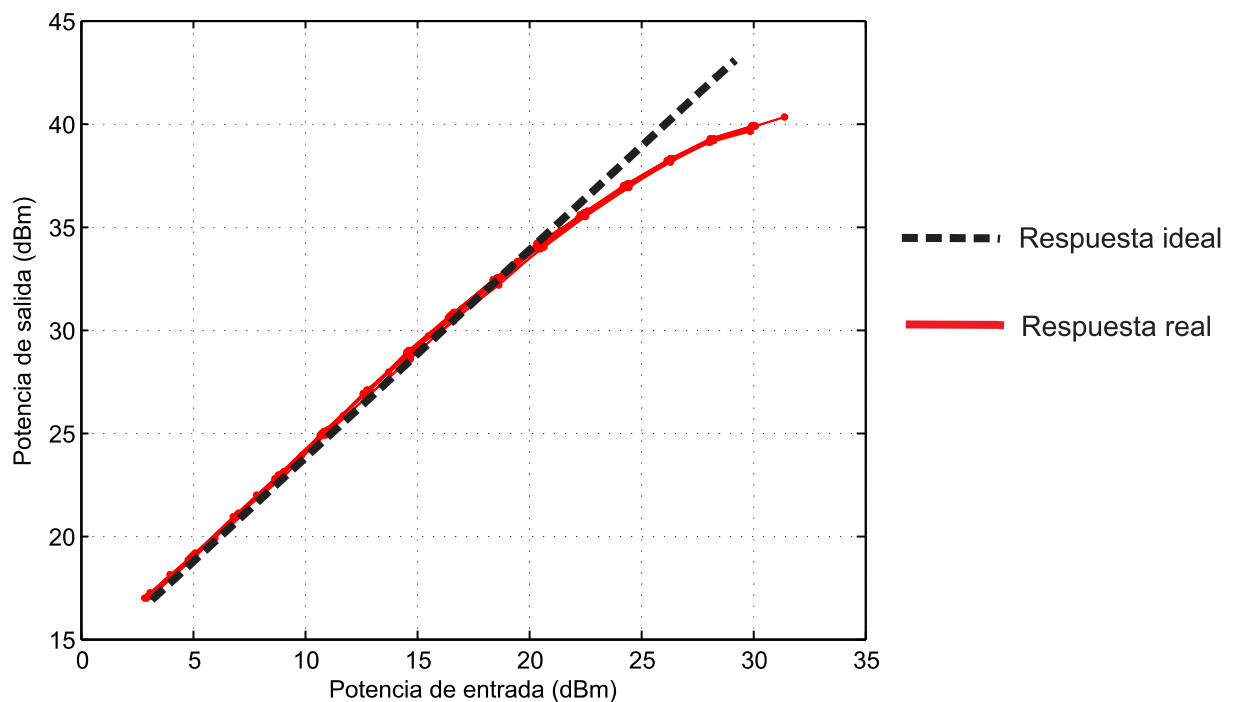


Figura 35. Compresión de ganancia del amplificador RTH21007-10.

Se puede observar que estas variaciones parecen no tener mayor impacto en la linealidad del dispositivo, cuya respuesta permanece bastante lineal hasta cerca de una potencia de entrada igual a 23 dBm, en donde empieza a saturarse. Esto es porque el amplificador principal, que es bastante lineal, opera en todo momento y como se

mencionó en el apartado 3.3.2, el efecto del amplificador auxiliar es invisible en la salida del dispositivo.

Otra forma de apreciar la distorsión AM-AM es mediante la ganancia, como se puede apreciar en la figura 36. La ganancia tiene un valor relativamente constante para señales de baja potencia, pero conforme la potencia de entrada se incrementa el amplificador se satura y la ganancia decae. Para casi todas las mediciones, la ganancia se comprime 1dB alrededor de 23 dBm en la entrada, equivalente a 0.20 watts.

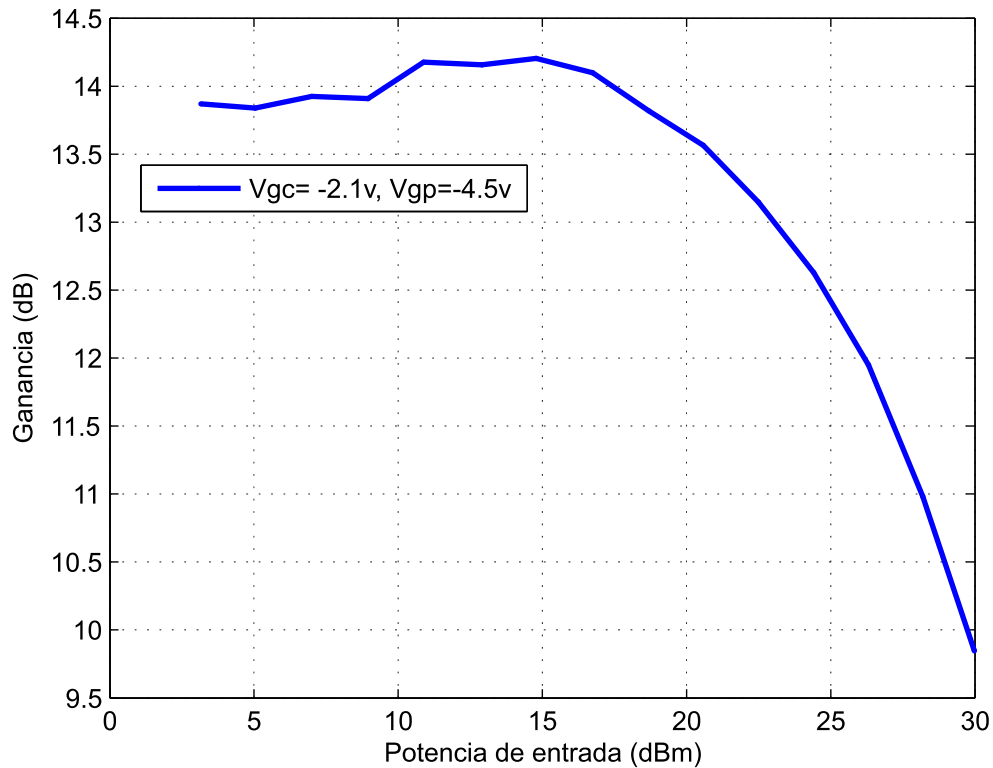


Figura 36. Ganancia del amplificador de Doherty con respecto a la potencia de entrada.

Como se mencionó anteriormente, a un voltaje de compuerta de -2.1 volts en el amplificador principal (V_{gc} , considerando la nomenclatura del fabricante) éste tiene una corriente de reposo cercana a la especificada para su operación (220 mA). En las figuras 37 y 38 se aprecia el efecto en la PAE y en la ganancia cuando se opera el APD con el amplificador principal polarizado con voltajes de compuerta menores a los sugeridos por el fabricante. Al disminuir este voltaje de compuerta disminuye también su corriente y llevamos el AP principal a un punto de operación un poco más eficiente, como lo hace un AP clase AB al acercarse su operación a la de un clase B. La eficiencia

aumenta ligeramente para potencias de entrada bajas, cuando el amplificador auxiliar aún no empieza a operar y todo el peso del desempeño del amplificador recae en el amplificador principal.

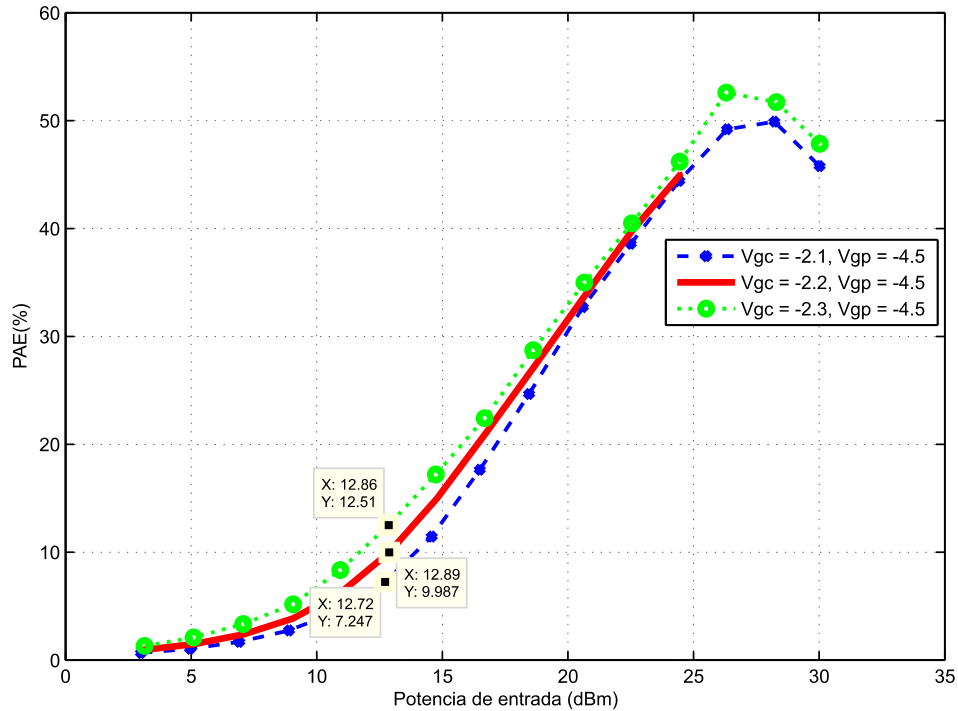


Figura 37. PAE para 3 polarizaciones de V_{gc} con V_{gp} constante, ambos expresados en volts.

Tabla 4. Voltajes de compuerta en el amplificador principal y su respectiva corriente de reposo.

V_{gc} (v)	I_{dq} del AP principal (mA)
-2.1	210
-2.2	157
-2.3	115

En la tabla 4 se reportan los voltajes de compuerta V_{gc} considerados y la corriente de reposo I_{dq} que se obtienen de esta polarización. El fabricante sólo provee la I_{dq} para el amplificador principal y la corriente I_{ds} total a la potencia de salida promedio. Por su naturaleza, el AP auxiliar sólo conducirá corriente al encenderse, para lo que requiere una señal de entrada con la potencia suficiente para ponerlo en operación.

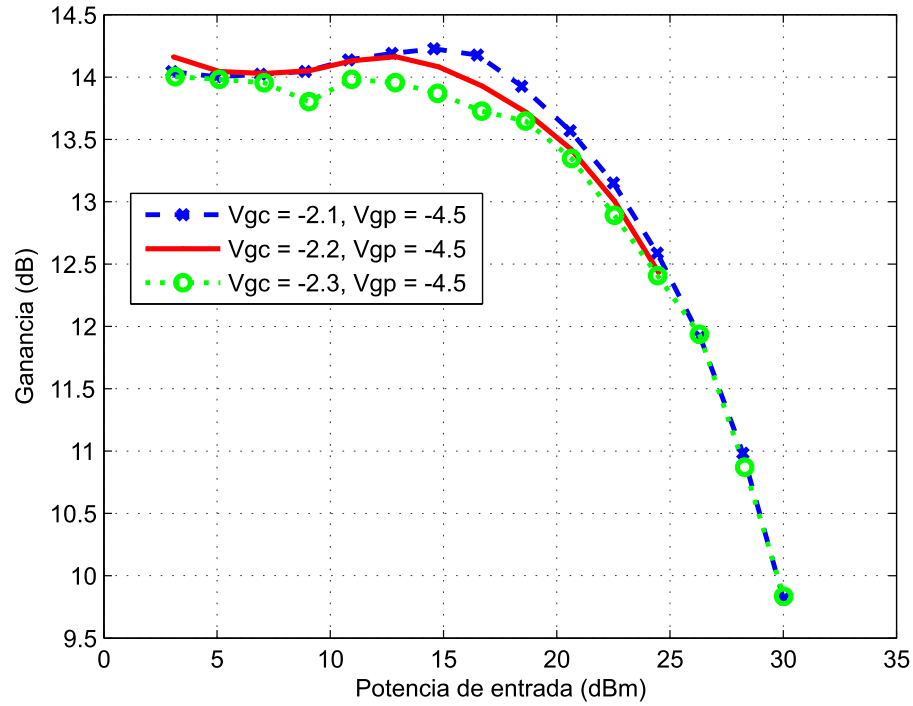


Figura 38. Ganancia para 3 polarizaciones de Vgc con Vgp constante, ambos expresados en volts.

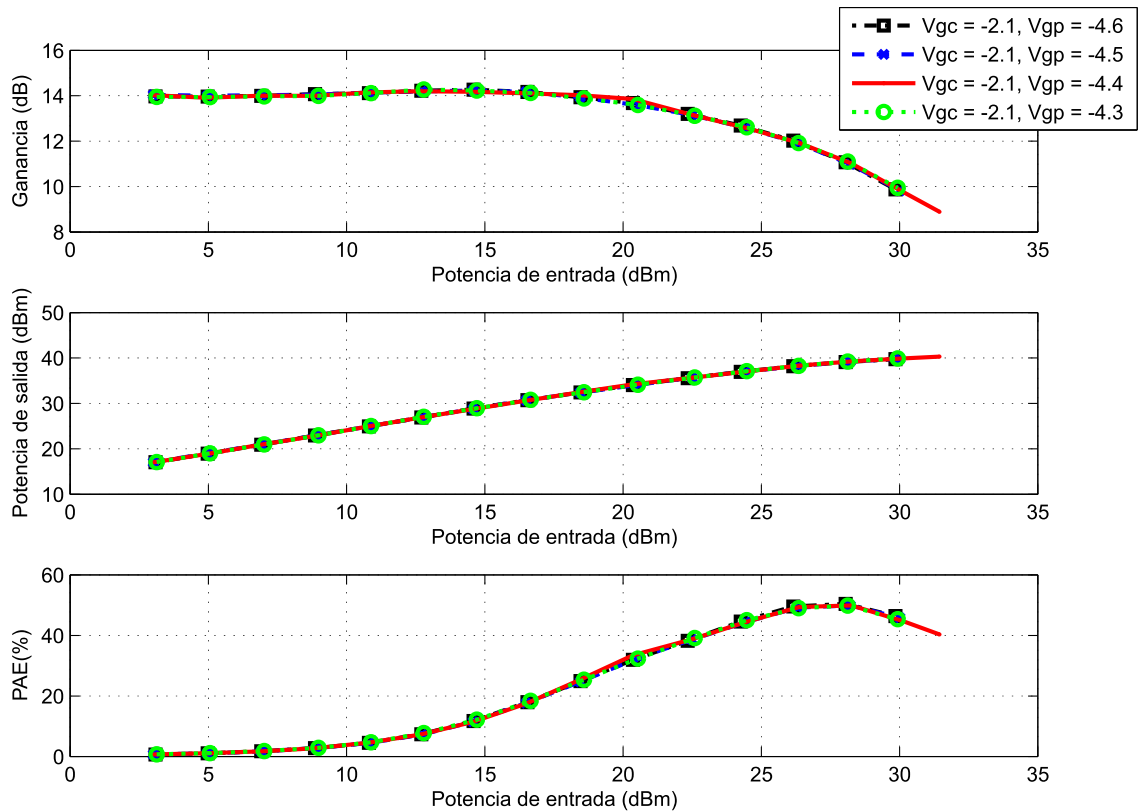


Figura 39. Ganancia, potencia de salida y PAE para 4 polarizaciones de Vgp con Vgc constante, ambos expresados en volts.

Usando este sistema de medida, las variaciones en la polarización del amplificador auxiliar no parecen reportar cambios significativos como se observa en la figura 39. Esta misma prueba se volverá a aplicar con el montaje para AM-PM.

Otro punto interesante es el desempeño de cada uno de los dos amplificadores que lo integran. Sin embargo, al estar todos los componentes dentro del mismo encapsulado interactuando entre sí, aislar completamente la respuesta de cada amplificador no es posible. Las corrientes de DC de cada dispositivo, así como la modulación de la carga al ser combinados son algunos de los parámetros de interés que lamentablemente no pueden ser determinados. Sin embargo, aproximamos esta operación polarizando sólo uno de los transistores del APD, aunque los efectos que tengan en la respuesta final los demás componentes (observables en bloques en la figura 29) no puedan ser caracterizados. En la tabla 5 se muestran las polarizaciones elegidas para operar sólo uno de los bloques del APD.

Tabla 5. Polarización en el APD cuando sólo opera uno de los amplificadores.

Polarización sólo con el AP principal	Polarización sólo con el AP auxiliar
Vgc= -2.1 V	Vgc= -3
Vgp= -8	Vgp=-5

Los resultados de estas mediciones se presentan en la figura 40. Podemos apreciar que el amplificador principal tiene una respuesta bastante lineal en contraste con el amplificador auxiliar, tal y como es deseada. Aunque la implementación de la arquitectura de Doherty puede ser considerada como una técnica de auto-linealización en la cual el amplificador auxiliar compensa la compresión del amplificador principal cuando opere con potencias de entrada altas, no es capaz de corregir las no-linealidades en el amplificador principal a baja potencia (Bousnina S. , 2009).

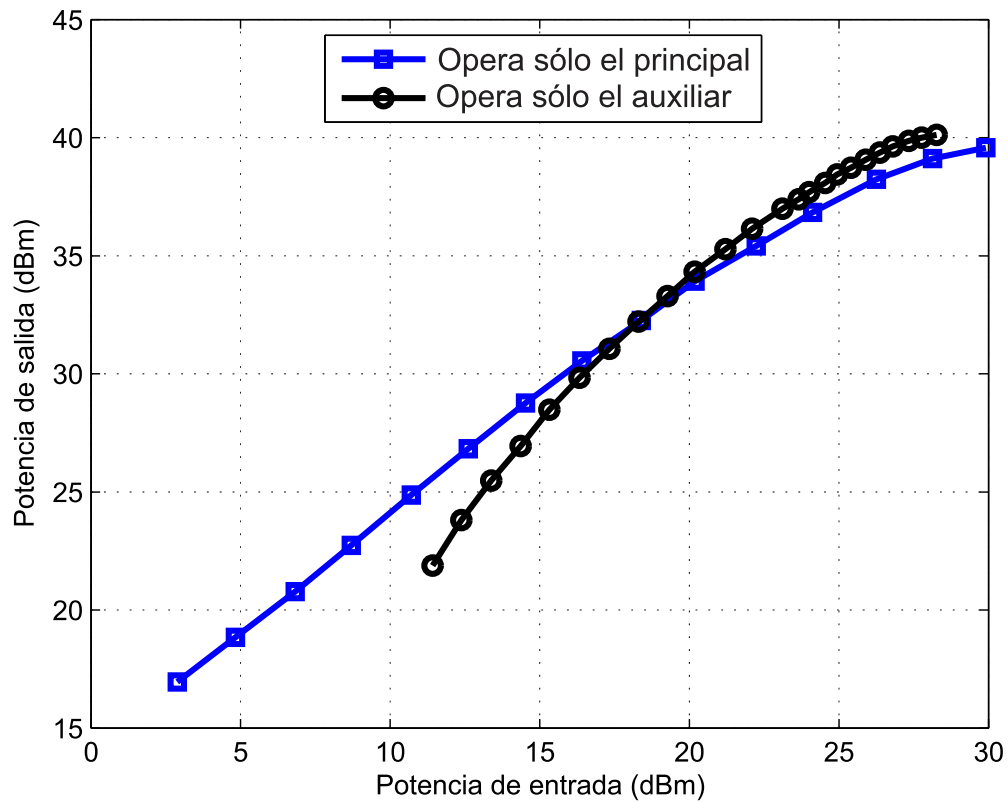


Figura 40. Potencia de salida de los amplificadores con respecto a la potencia de entrada.

La figura 41 nos muestra la ganancia que exhibe cada amplificador. El comportamiento del amplificador auxiliar corresponde a la ganancia de un amplificador clase C. Teóricamente, un amplificador clase C debe mantenerse apagado hasta que la señal de entrada sea capaz de encenderlo.

En la práctica, este encendido abrupto no ocurre y por ello se observa este incremento paulatino en la ganancia. Por otra parte, la figura 42 muestra el gran contraste en la eficiencia que tiene cada uno de los amplificadores, como era de esperarse por su propia naturaleza.

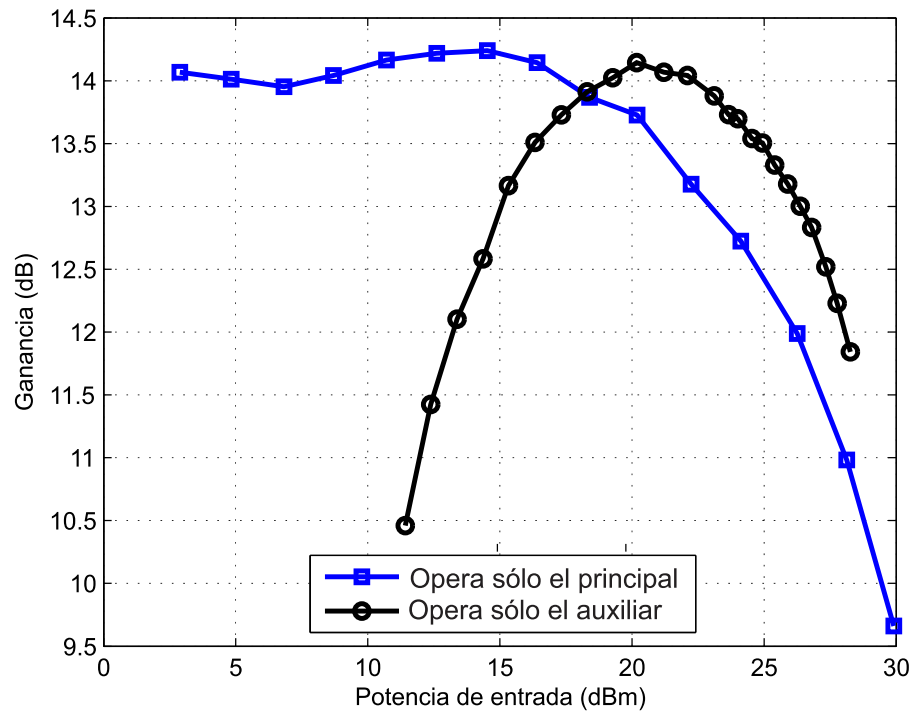


Figura 41. Ganancia de los amplificadores principal y auxiliar

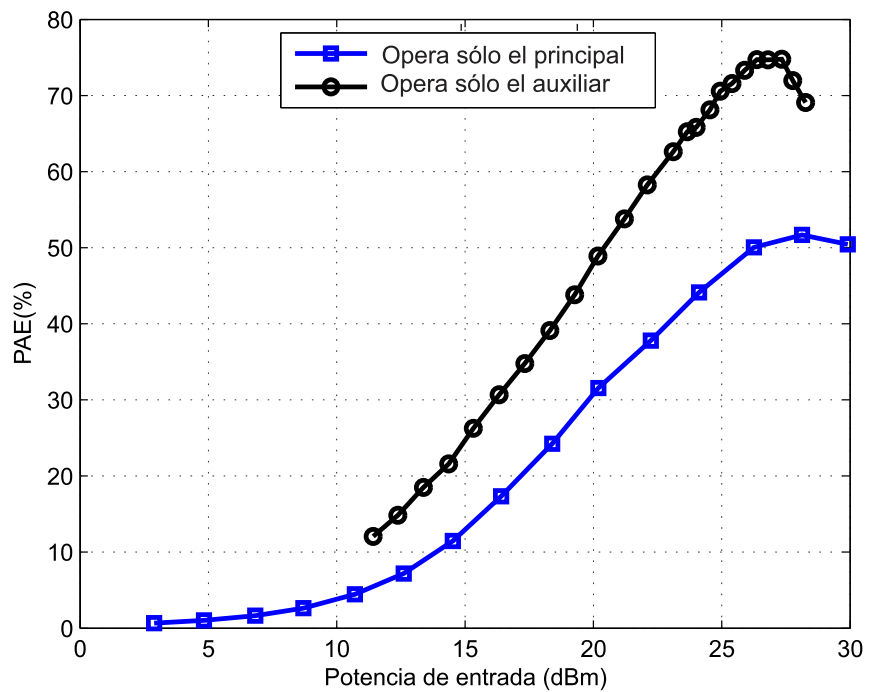


Figura 42. Eficiencia de los bloques principal y auxiliar.

5.3. Medición de la distorsión AM-PM

La configuración escalar clásica fue utilizada para determinar la compresión de ganancia, ya que las terminaciones están fijas a 50Ω y sólo las amplitudes de onda se contabilizan, sin embargo esta configuración no nos proporciona información sobre la fase del amplificador. Para la medición de la distorsión de fase, el montaje experimental debe ser capaz de medir el espectro complejo de las ondas en los puertos del amplificador en función de la frecuencia y la potencia de entrada.

El analizador de redes vectorial (ARV) es el instrumento básico utilizado en este escenario, el cual se encarga de medir la magnitud y fase características de la relación de las ondas de potencia reflejada e incidente en la entrada y salida del dispositivo (Agilent Technologies, Inc., 2004). La idea básica es mantener lineales las operaciones en los receptores del ARV, desviando a ellos sólo una pequeña porción de la señal presente en los puertos del amplificador bajo prueba, y por lo tanto mantener inalteradas las capacidades del ARV ya expuestas para mediciones de señales pequeñas. Esta solución permite el intercambio entre los parámetros S y los parámetros no lineales, lo que evita la duplicación innecesaria de los sistemas de medición (Camarchia et al., 2007).

El ARV utilizado para esta medición es el PNA-X N5245A (figura 43) con la opción H85 para potencia alta. Esta opción elimina las T de polarización que limitan la potencia de entrada de los puertos a 30dBm (1 W). De esta forma, la potencia de entrada máxima en los puertos se extiende hasta 43dBm (≈ 20 W).

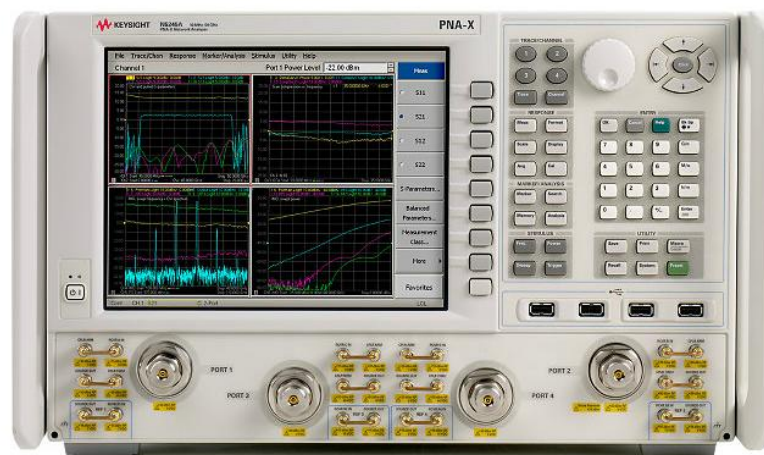


Figura 43. Panel frontal del PNA-X N5245A

5.3.1. Montaje del banco de medición

Para la caracterización de la distorsión de fase se utilizó el banco de mediciones descrito en las figuras 44 y 45. Una explicación más detallada de los componentes se encuentra en la tabla 6.

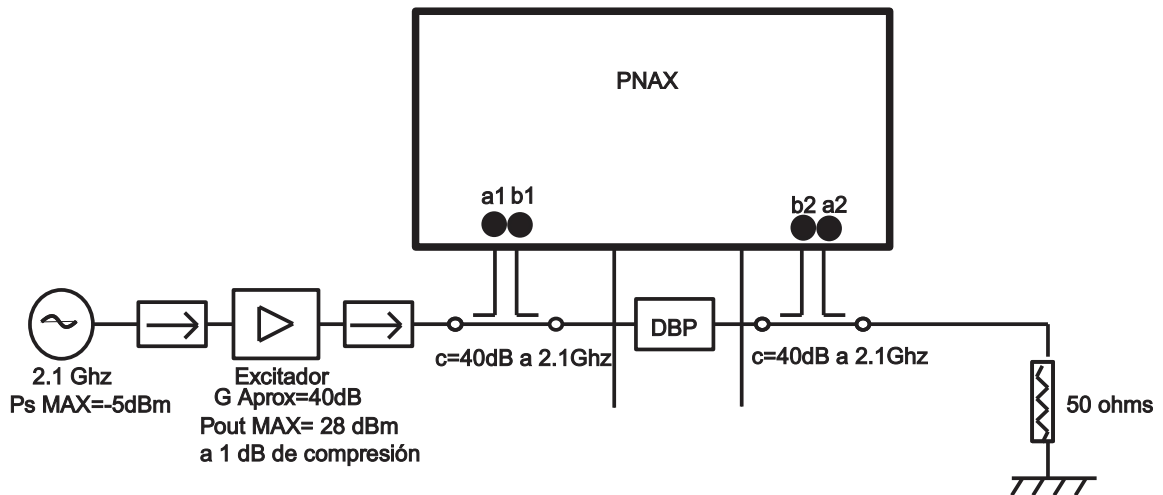


Figura 44. Diagrama del banco de medición empleado para la medida de la distorsión AM-PM

Este banco de medición hace un barrido de potencia a la frecuencia de elección y utiliza el ARV para medir las cantidades de interés en tiempo real mientras excita el sistema en condiciones no lineales usando sólo una fuente (Agilent Technologies, Inc, 2007). Para proteger al equipo se usaron atenuadores y dispositivos con acoplamiento adecuado para reducir la potencia de entrada en el ARV. Se realiza una calibración tradicional para corregir los errores del VNA en condiciones lineales, bajo la suposición de que cada dispositivo en el modelo de calibración es lineal y su respuesta no cambiará de la etapa de calibración a la etapa de medición. Las calibraciones clásicas para un ARV sólo son capaces de corregir las relaciones de onda, que en condiciones no lineales pierden su significado. Por esto se necesita un paso de calibración adicional que necesita un medidor de potencia para conseguir información sobre la magnitud de cada onda (Camarchia et al., 2007).

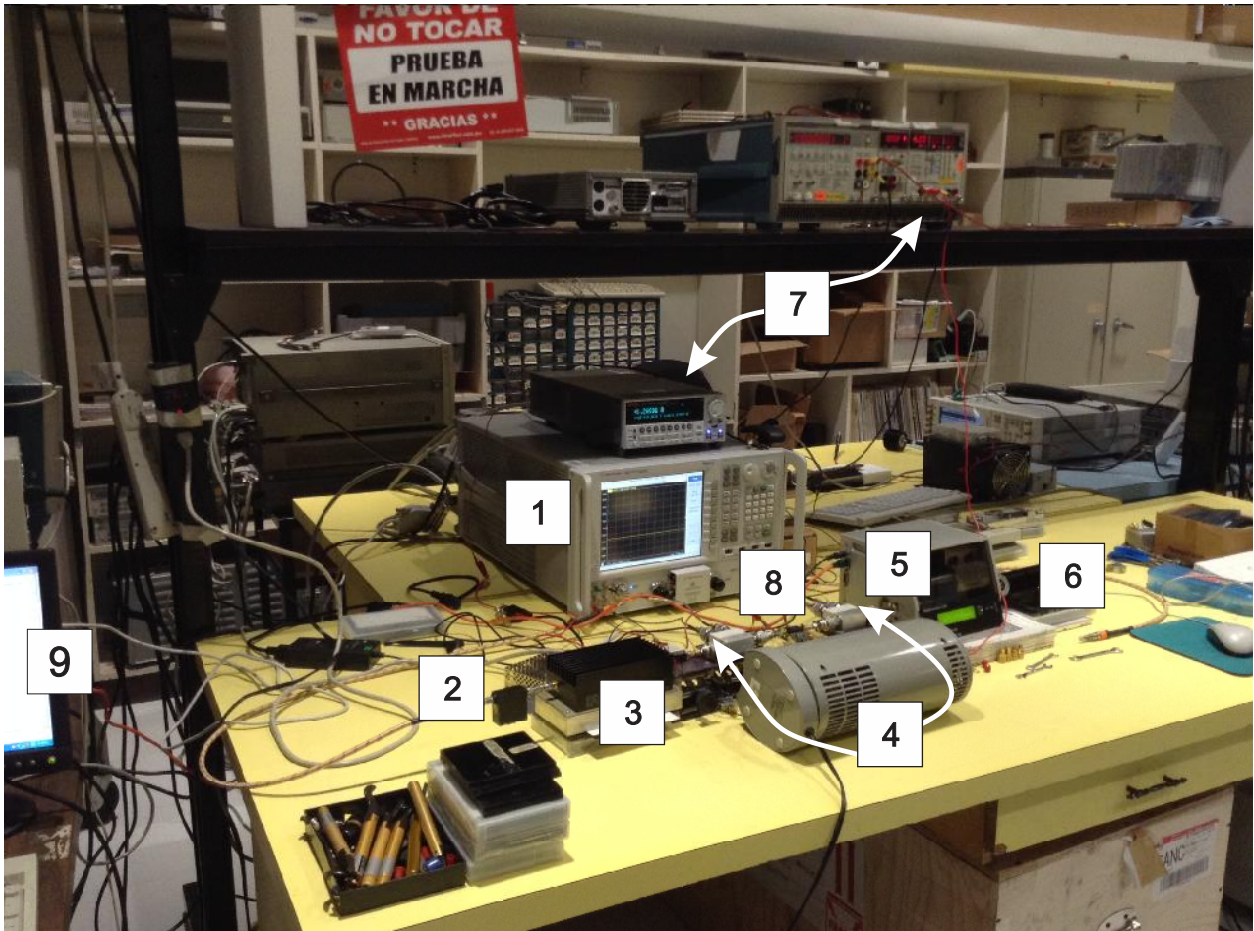


Figura 45. Fotografía del sistema de medición para caracterizar la distorsión AM-PM del APD.

Tabla 6. Descripción de los componentes utilizados en el banco de mediciones para caracterizar la distorsión AM-PM del APD.

No. de bloque	Descripción
1	Analizador de redes vectorial PNA-X N5245-A. Realiza un barrido de potencia a 2.1GHz
2	Para la fuente de RF, se utiliza la fuente 1 de RF del ARV. El puerto es protegido de posibles reflexiones usando un aislador a la frecuencia de operación del APD (2.1GHz)
3	Excitador ZHL-4240. Amplifica la señal del generador para incrementar la potencia a la entrada del APD.
4	Acopladores direccionales Marki CA18, con un factor de acoplamiento de aproximadamente 40dB a 2.1GHz. Permiten tomar muestras de las señales a la entrada y salida del APD.

5	Sintonizador de impedancias CCMT-5020. Para esta medición no es usado como sintonizador sino como una LT entre la salida del APD y la carga.
6	Carga de 50Ω de potencia.
7	Fuentes para la polarización del amplificador de Doherty.
8	Amplificador de Doherty RTH21007-10
9	Computadora para el control del equipo.

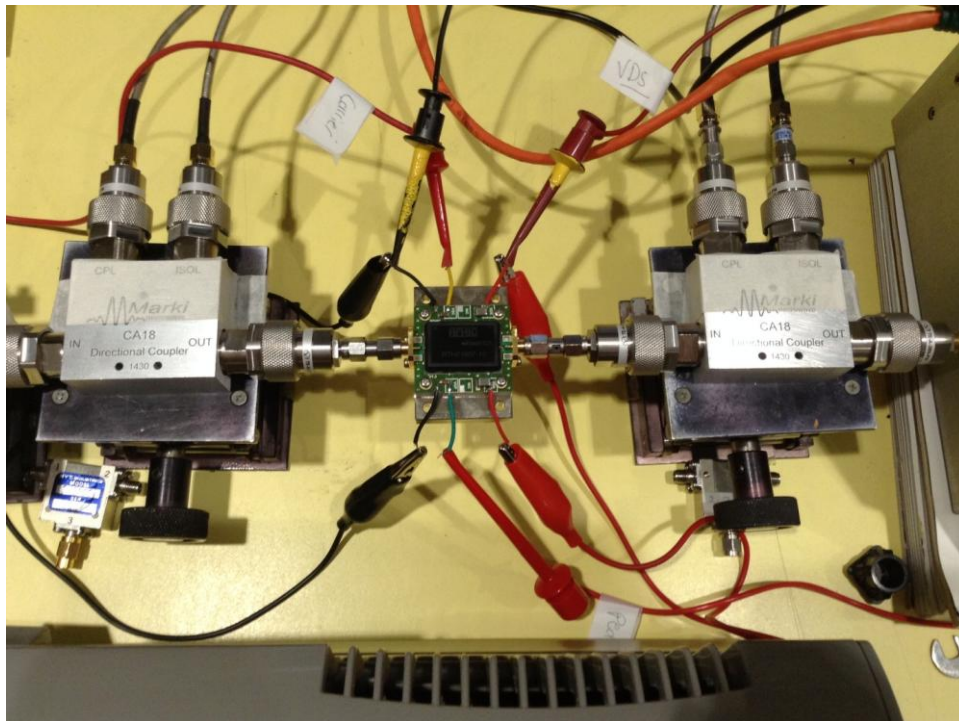


Figura 46. Acercamiento al APD montado en el sistema de medida.

5.3.2. Resultados

Usando el sistema de medida descrito, se midió la potencia de entrada y de salida en el APD fijando el voltaje de polarización en el amplificador principal para posteriormente variar el voltaje de polarización en el auxiliar y viceversa. De esta forma se determinó la ganancia del APD, su eficiencia y su distorsión AM-PM.

En la figura 47 se muestran la respuesta en ganancia y su respectiva fase cuando la polarización del amplificador principal se varía. Para potencias de entrada menores se observa una vez más una ganancia casi constante que empieza a disminuir conforme la potencia se incrementa.

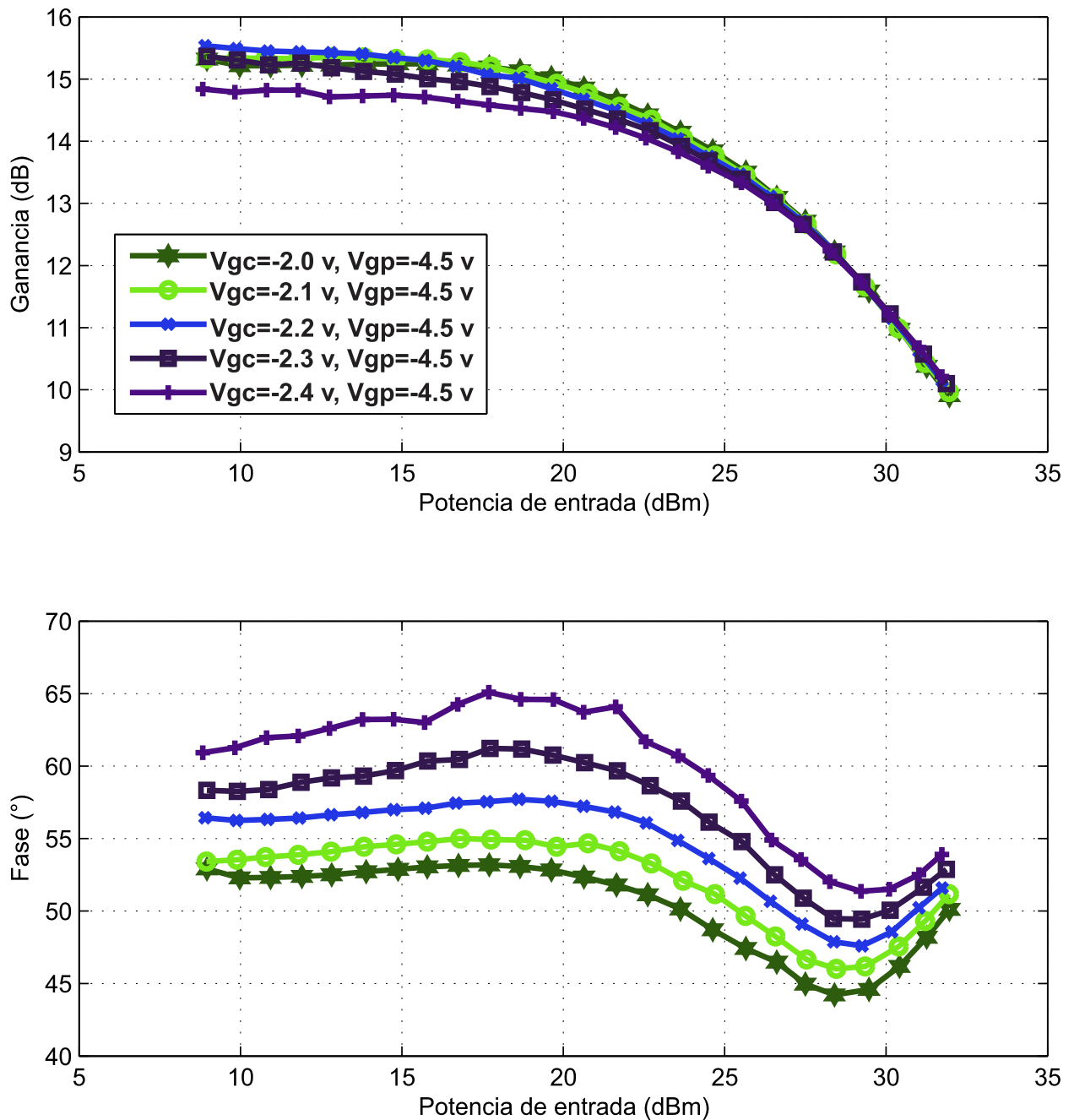


Figura 47. Ganancia y fase del APD al variar el amplificador principal.

Idealmente la fase del dispositivo no varía con la potencia de entrada, sin embargo podemos apreciar la característica AM-PM en la parte inferior de la figura 47. La fase se mantiene casi constante para valores de potencia de entrada menores en los que el amplificador auxiliar aún no opera, de forma que la distorsión observable en ambas curvas para estas potencias de entrada debe ser inducida por el amplificador principal. Conforme la ganancia del APD se comprime lo hace también su fase. En el

caso particular en que el voltaje de compuerta del amplificador principal se encuentra más negativo ($V_{gc}=-2.4$ volts) su distorsión se hace más notoria en una fase que difícilmente puede ser descrita como lineal. Si bien podemos variar los voltajes de polarización en el APD y con ello la forma en que se comportan los transistores que forman parte de cada amplificador, sus redes de adaptación internas permanecen fijas y desconocidas, lo que hace que el comportamiento del amplificador principal se degrade y con ello el desempeño de todo del DPA. Esto hace evidente la poca flexibilidad que ofrece este DPA al estar en completo en el mismo encapsulado. La figura 48 muestra la eficiencia obtenida bajo estas condiciones.

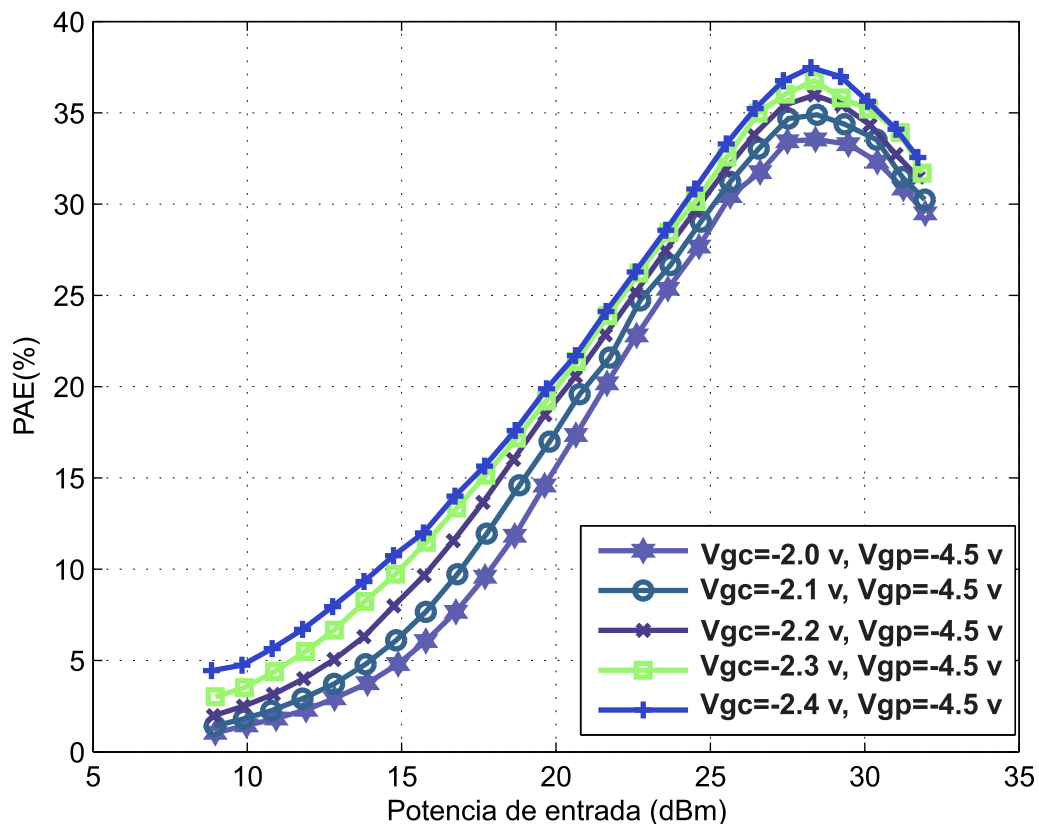


Figura 48. Eficiencia del APD para diferentes voltajes de polarización en el amplificador principal.

En el caso de la figura 49 se repite el barrido de potencia ahora con el voltaje de compuerta del amplificador principal V_{gc} con un valor fijo y variando la tensión de compuerta del amplificador auxiliar. De acuerdo a lo que se ha explicado anteriormente, el APD presenta un buen rendimiento AM-AM mientras que, en términos de la

característica AM-PM, hay un comportamiento no lineal a partir del punto de 1dB de compresión.

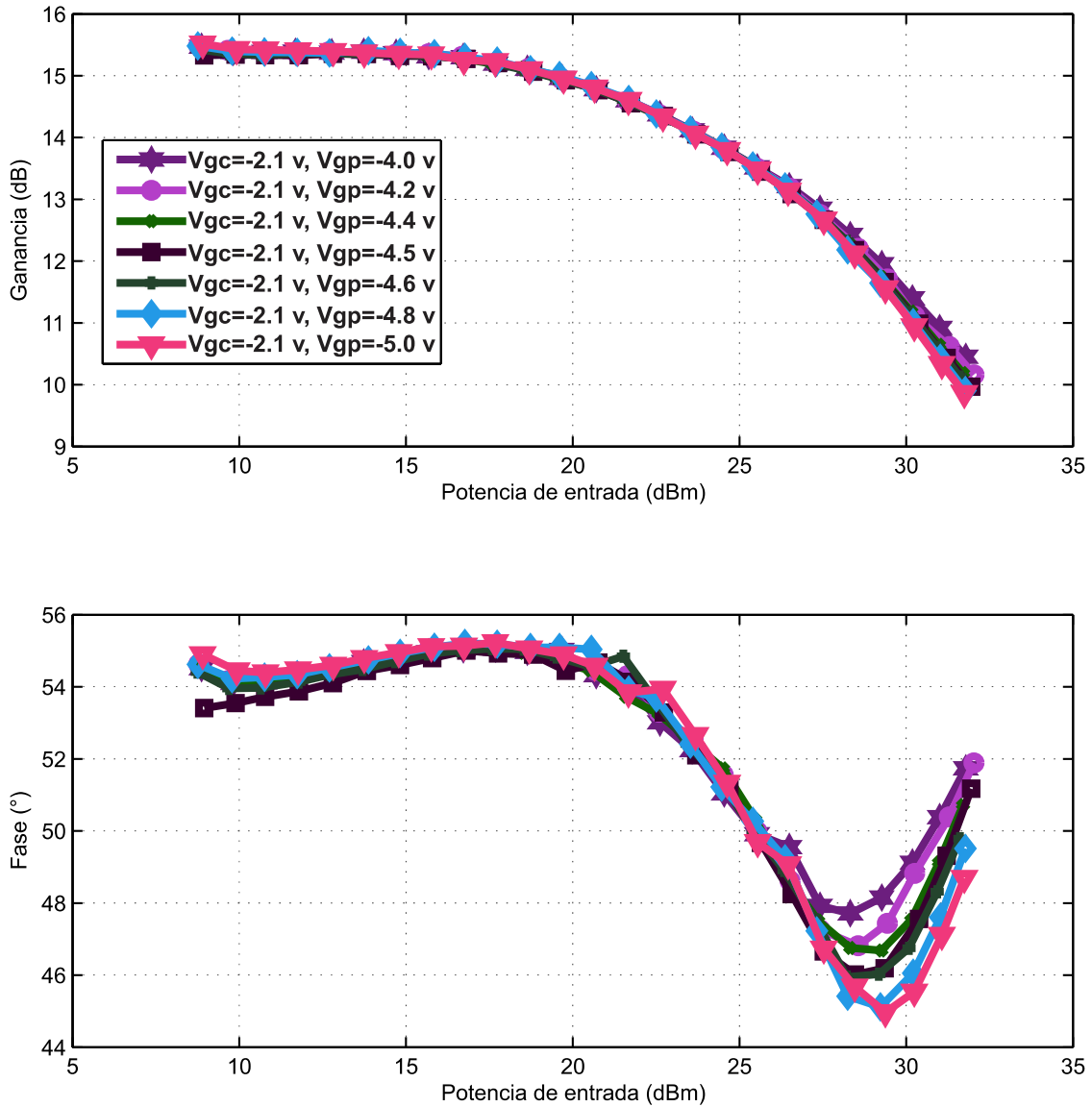


Figura 49. Ganancia y fase del APD al variar la polarización del amplificador auxiliar

En la figura 50 se reporta la eficiencia obtenida para esta operación en función de la potencia de entrada. A diferencia de la eficiencia obtenida en la figura 48, a baja potencia la eficiencia obtenida por el APD es virtualmente idéntica, puesto que la contribución del amplificador principal permanece estable. Para señales de mayor potencia es más visible la aportación del amplificador auxiliar que determina la eficiencia máxima alcanzada por el APD, que es mayor conforme más negativa esté polarizada la compuerta del amplificador auxiliar (figura 51).

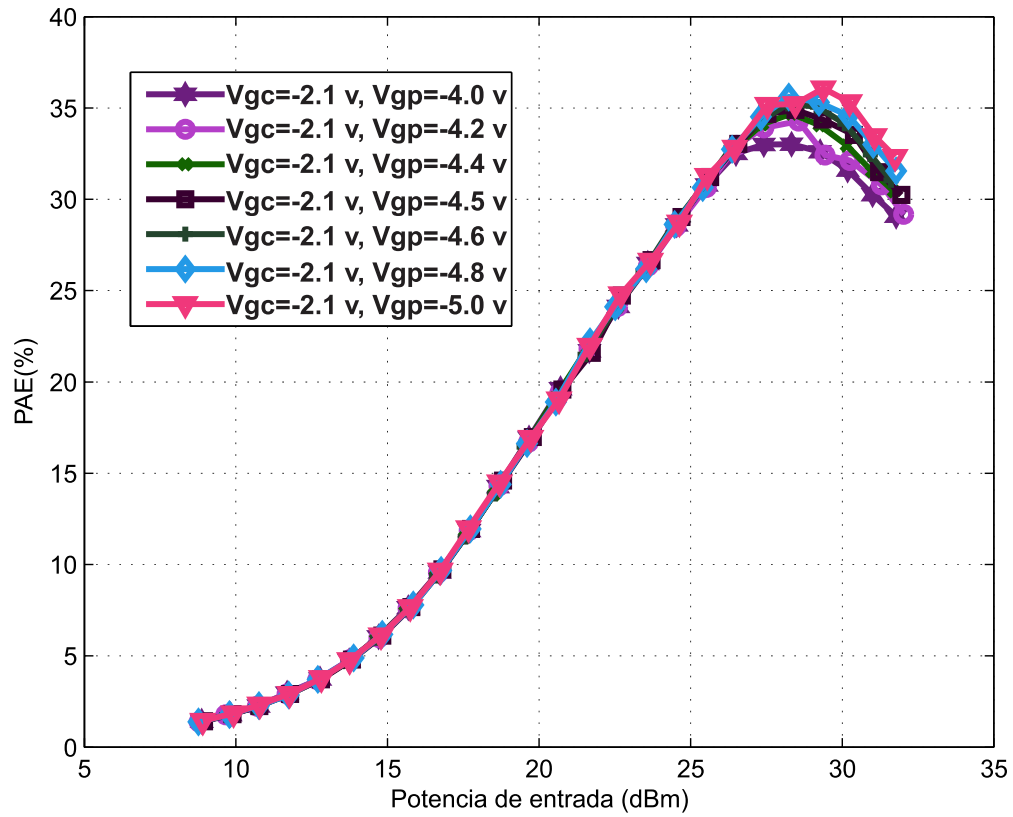


Figura 50. Eficiencia obtenida al variar la polarización en el amplificador auxiliar

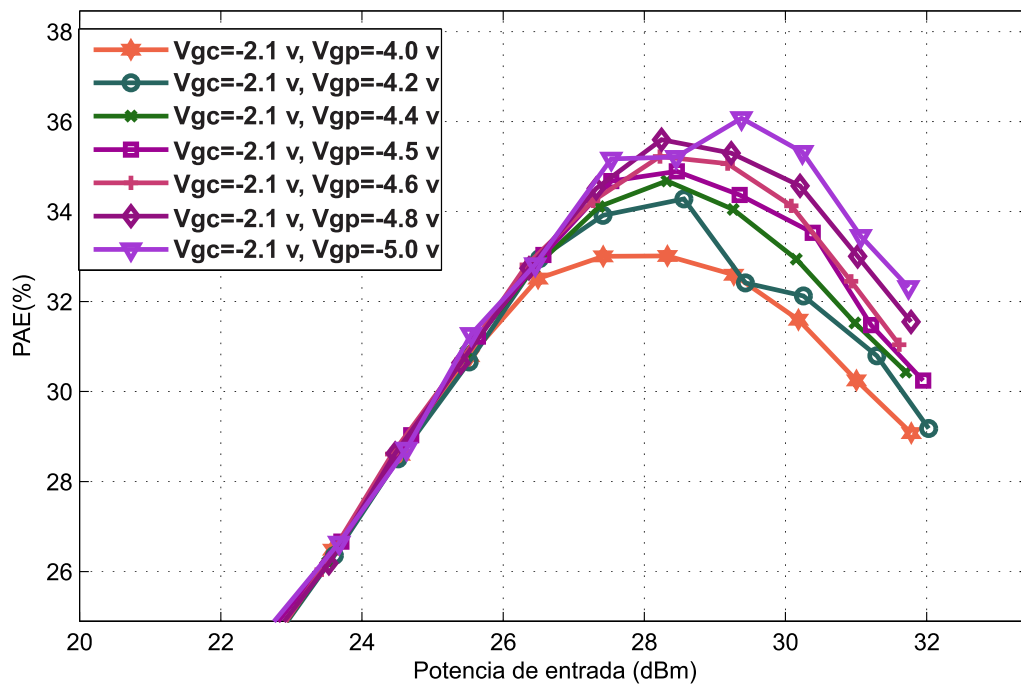


Figura 51. Acercamiento a la eficiencia obtenida al variar la polarización del amplificador auxiliar.

5.4. Discusión de los resultados

A diferencia de los dispositivos de microondas pasivos, cuyo comportamiento puede ser considerado como lineal y por lo tanto completamente caracterizado usando mediciones de parámetros S en función de la frecuencia, los dispositivos activos son comúnmente operados en régimen no lineal. En estos casos, las amplitudes a la frecuencia fundamental de las tensiones y corrientes de puerto dependen de una manera no lineal de las entradas, y las no linealidades generan componentes espectrales, armónicos y productos de intermodulación no presentes en las excitaciones. Es por esto que se necesita caracterizar la respuesta de los amplificadores como el APD en función de su potencia de entrada, y es un paso importante para entender su funcionamiento.

La influencia de la polarización de los bloques principal y auxiliar se puede apreciar en las imágenes para las distorsiones AM-AM y AM-PM medidas. Por su diseño, el DPA caracterizado tendrá una operación óptima sólo bajo determinadas condiciones de polarización en las que los amplificadores proveerán las corrientes de salida que permitirán la correcta modulación de la carga. Sin embargo estas corrientes no pueden ser medidas de forma individual para cada bloque, por lo que la modulación de la carga vista a la salida no pudo ser caracterizada.

Se pueden apreciar diferencias entre los valores obtenidos usando los sistemas para medir las distorsiones AM-AM y AM-PM. Estas diferencias corresponden a las características de cada equipo y a los diversos componentes que conforman cada banco de medición. Para la medición de la distorsión característica AM-PM se utilizó el sistema de medida construido y montado por el estudiante Manuel Alejandro Pulido Gaytán. La sensibilidad de los receptores en el ARV y la facilidad con que se pueden obtener tanto la distorsión AM-AM como la AM-PM con sólo una medición convierten al ARV en la opción más viable para desarrollar este tipo de mediciones, sin embargo su manejo requiere extrema precaución, equipo especial y un amplio conocimiento de las técnicas de calibración y de medición no lineales.

Capítulo 6 . Conclusiones

En este capítulo se presentan las conclusiones a las que se han llegado después de la investigación realizada, las aportaciones y el posible trabajo futuro que podría realizarse.

En este trabajo de tesis se realizó un estudio acerca de los principios de operación del amplificador de Doherty y las partes que lo conforman, un primer acercamiento a su diseño y las etapas para su caracterización. El concepto principal detrás del APD es el de mejorar la eficiencia de un amplificador de potencia para un mayor margen de potencias de entrada comparado con el caso en el que se tiene la mayor eficiencia sólo a la potencia pico. Esto se logra saturando prematuramente al amplificador principal haciendo que vea una impedancia muy alta a su salida por la acción de la línea de $\lambda/4$. Ya que el amplificador principal se encuentra saturado, el amplificador auxiliar reduce la impedancia a la salida vista por el amplificador principal, manteniendo de esta forma la máxima excursión de voltaje del amplificador principal.

Para la caracterización del APD se usó una señal de onda continua a su frecuencia de operación, 2.1 GHz haciendo barridos desde baja potencia hasta los valores de potencia disponibles por el equipo y adecuados para el amplificador con el objetivo de llevarlo a saturación. De esta forma se obtuvieron sus curvas características de distorsión AM-AM y AM-PM, de las cuales se determinó el punto de compresión de 1 dB. La eficiencia de potencia agregada (PAE) obtenida para esta operación corresponde a los valores descritos por el fabricante

Una de las dificultades presentadas en el transcurso de esta tesis consistió en efectuar mediciones a mayor potencia, puesto que se carecía de equipo que pudiera manejar o proveer dicha potencia.

6.1. Aportaciones

Este es el primer trabajo dentro de una línea de investigación que se propone sobre amplificadores de Doherty, y la principal aportación corresponde en un estudio comprensivo que sirva de base para el trabajo a futuro sobre este tema, enfocado de

forma primordial en su caracterización y medición. Para ello se realizó el control del equipo para los bancos de medición de AM-AM y el análisis de los resultados obtenidos usando el montaje de medición de AM-PM elaborado por el estudiante Manuel Alejandro Pulido Gaytán. Se desarrolló además una máscara para circuito impreso que es compatible con el circuito integrado del amplificador, en caso de que el APD montado en el kit de evaluación resulte dañado.

6.2. Trabajo a futuro

Efectuar mediciones del amplificador RTH21007-10 para obtener más información de su comportamiento a potencias aún mayores. Los resultados obtenidos son para onda continua y serán diferentes al trabajar con señales reales, por lo que se recomienda efectuar más pruebas con señales moduladas.

Llevar a cabo el diseño e implementación de cada uno de los bloques que conforman un amplificador de Doherty para de esta forma caracterizar la contribución de cada una de las partes que lo conforman de forma individual.

Una de las razones por las que el APD ha tomado auge recientemente es que puede ser usado en conjunto con otras técnicas para mejorar la linealidad en la respuesta de un AP, como es la predistorsión digital (DPD). Se sugiere implementar y medir el efecto de usar predistorsión digital en un APD y analizar las ventajas y desventajas que esto supone.

Lista de Referencias

- Agilent Technologies, Inc. (2007). *Beyond S-parameters: Modern Network Analyzer Architectures and Algorithms*. Recuperado el 5 de noviembre de 2014, de http://www.ieee.li/pdf/viewgraphs/beyond_s_parameterse.pdf
- Agilent Technologies, Inc. (2004). *Network analyzer basics*. Recuperado el 20 de octubre de 2014, de <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-7917E.pdf>
- Alvarez Beltrán, G. A. (2014). *Impacto de la distorsión armónica de amplificadores de potencia sobre la distorsión de señales moduladas digitalmente*. Tesis de maestría. Centro de Investigación y de Educación Superior de Ensenada, Baja California. 62 p.
- Bousnina, S. (2009). Maximizing efficiency and linearity. *IEEE Microwave magazine*, 10(5), 99-107.
- Bousnina, S. (2012). Design and digital linearization of a high efficiency variable conduction angle Doherty amplifier. *High Frequency Electronics*, 11(5), 24-34.
- Camarchia, V., Teppati, V., Corbellini, S., y Pirola, M. (2007). Microwave measurements Part II Non-linear measurements. *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, 10(3), 34-39.
- Colantonio, P., Giannini, F., y Lim, E. (2009). The Doherty Power Amplifier. En P. Colantonio, F. Giannini, y E. Lim, *High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers* (págs. 435-493 pp.). West Sussex, UK: Wiley.
- Cripps, S. (2002). The Doherty PA. En S. Cripps, *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design* (págs. 34-37). Norwood, MA: Artech House.
- Cripps, S. (2006). *RF Power Amplifiers for Wireless Communications* (2a. ed.). Norwood, MA: Artech House.
- Désiga Orenday, A. (2012). *Diseño y fabricación de un amplificador altamente lineal de 5 Watts de salida para aplicaciones en instrumentación de alta frecuencia a base de transistores de nitruro de galio*. Tesis de maestría. Centro de Investigación y de Educación Superior de Ensenada, Baja California. 113 p.
- Doherty, W. (1936). A new high efficiency power amplifier for modulated waves. *Proceedings of the IRE*, 24(9), 1163-1182.
- González, G. (1997). *Microwave transistors amplifiers analysis and design* (2a. ed.). Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall.
- Grebennikov, A., y Bulja, S. (2012). High-Efficiency Doherty Power Amplifiers: Historical Aspect and Modern Trends. *Proceedings of the IEEE*, 100(12), 3190-3195.

- Hernández-Rueda, J. (1999). *Teoría de líneas de transmisión e ingeniería de microondas*. Mexicali, BCN: Editorial UABC.
- Holmes, D., Nanan, J., Bokatius, M., y Staudinger, J. (2013). Tutorial on Doherty Power Amplifier Circuits & Design Methodologies, Simulation Laboratory Exercise. *International Microwave Symposium*. Seattle, WA.
- Kim, B., Kim, J., Kim, I., y Cha, J. (2006). The Doherty power amplifier. *Microwave Magazine, IEEE*, 7(5), 42 - 50.
- Monjardín López, J. R. (2014). *Comparación de modelos lineales en modo pulsado y no pulsado de transistores GaN de potencia*. Tesis de maestría. Centro de Investigación y de Educación Superior de Ensenada, Baja California. 156 p.
- Orban Microwave Products. (s.f.). *The Basics of the Doherty Amplifier*. Recuperado el 5 de Noviembre de 2013, de <http://orbanmicrowave.com/the-basics-of-power-amplifiers-part-3/>
- Pengelly, R. S., Wood, S. M., Milligan, J. W., Sheppard, S. T., y Pribble, W. L. (2012). A review of GaN on SiC High Electron-Mobility Power Transistors and MMICs. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 60(6), 1764-1783.
- Raab, F. (1987). Efficiency of Doherty RF power-amplifier systems. *EEE Trans. On Broadcasting, BC-33(3)*, 77-83.
- Sánchez Muñiz, M. (2005). *Estudio comparativo de técnicas de linealización de amplificadores de potencia*. Tesis de maestría. Centro de Investigación y de Educación Superior de Ensenada, Baja California. 208 p.
- Viswanathan, V. (2004). *Efficiency enhancement of base station power amplifiers using Doherty technique*. Tesis de maestría. Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia 84 p.
- Wood, J. (2014). *Behavioral Modeling and Linearization of RF Power Amplifiers*. Norwood, MA: Artech House.
- Zárate de Landa, A. (2007). *Modelado de transistores de potencia a base de GaN*. Tesis de maestría. Centro de Investigación y de Educación Superior de Ensenada, Baja California. 125 p.

Apéndice 1. Parámetros de dispersión

Usualmente se puede caracterizar una red de dos puertos utilizando el análisis de corrientes y voltajes bajo condiciones de corto circuito y/o circuito abierto en cada uno de los puertos, este tipo de análisis nos lleva a la determinación de los parámetros Z, Y, H, G y de la matriz cadena. A pesar de que estas representaciones son perfectamente aplicables a redes eléctricas de bajas frecuencias, es muy difícil, si no imposible, caracterizar una red eléctrica de altas frecuencias haciendo uso de estos parámetros. Esto es por varias razones:

- No existen instrumentos de medición que sean lo suficientemente rápidos como para medir voltajes o corrientes totales de señales de altas frecuencias. Pero sí existen dispositivos capaces de distinguir entre ondas incidentes y reflejadas.
- Las condiciones de corto circuito o circuito abierto son sumamente difíciles de lograr a altas frecuencias; por ejemplo un circuito abierto suele presentar un comportamiento capacitivo y un corto circuito un comportamiento inductivo. Sin embargo, sí pueden construirse resistencias de carga sumamente estables con la frecuencia.
- Algunas redes activas suelen presentar comportamiento inestable cuando son terminadas en un corto o un circuito abierto. No obstante, es posible lograr un comportamiento estable si la red se encuentra debidamente adaptada (Hernández-Rueda, 1999).

Con el fin de evitar estos inconvenientes, en altas frecuencias se suele usar otro método que utiliza una terminación resistiva en los puertos al realizar el análisis de la red y determina las relaciones entre las onda incidentes y reflejadas en cada uno de los puertos. Estas relaciones definen los parámetros S. De ésta forma, en una red de dos puertos es posible determinar mediante los parámetros S los coeficientes de transmisión (S_{21} y S_{12}) y reflexión (S_{11} y S_{22}). Los parámetros S se definen de la siguiente forma

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

Donde cada parámetro se calcula como:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

Y donde a_1 , a_2 y b_1 , b_2 son las ondas incidentes y reflejadas respectivamente en los puertos de la red como se muestra en la fig. a. Para conseguir la condición $a_2=0$, el puerto 2 es terminado en una carga de igual impedancia característica (Z_0) que la red, y de forma similar para conseguir la condición $a_1=0$, el puerto 1 es terminado en una carga de impedancia Z_0 .

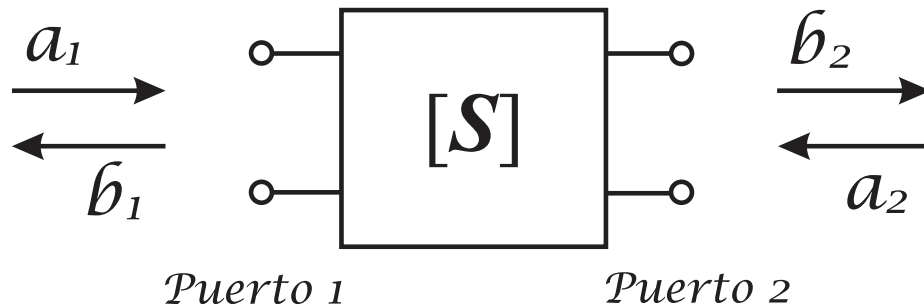


Fig. A. Ondas incidentes y reflejadas en una red de dos puertos.