

DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DOHERTY CON
ETAPA DE PRE-AMPLIFICACIÓN PARA
APLICACIONES WiMAX

JONATHAN JAVIER TINJACÁ SOLER

Tesis presentada como requisito parcial para obtener el título de
INGENIERO ELECTRÓNICO

Director:
Ph.D. JORGE JULIÁN MORENO RUBIO

Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia
Facultad Seccional Sogamoso, Escuela de ingeniería Electrónica
Sogamoso, Boyacá
2015

NOTA DE ACEPTACIÓN

Ph.D. JORGE JULIAN MORENO RUBIO
Director de la Tesis

JURADO

JURADO

UNIVERSIDAD PEDAGÓGICA Y TECNOLÓGICA DE COLOMBIA
FACULTAD SECCIONAL SOGAMOSO
ESCUELA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
SOGAMOSO, Noviembre de 2015

DEDICATORIA

A mi madre Martha Soler, y a mis hermanas Estefania y Dalia, quienes son el motor que me ha movido para llegar donde estoy y me impulsan para lograr metas que aun no puedo imaginar.

AGRADECIMIENTOS

Agradezco primeramente a Dios porque me ha dado fuerzas para salir adelante aun a pesar de las dificultades que a través de los tiempos se hayan presentado, de todas ellas mi Señor me ha sacado victorioso. Además de darme esta oportunidad maravillosa de estudiar, presentando en mi camino personas que han sido ángeles, que me han permitido alcanzar todos los logros que hasta el momento he obtenido; a todos ellos, familiares, profesores, compañeros y amigos MUCHAS GRACIAS.

No alcanzan las palabras para expresar el sentimiento de gratitud para todas las personas e instituciones que han colaborado de una u otra manera en el desarrollo de este proyecto, a quienes menciono a continuación:

- Ing. William Alexander Cuevas Carrero
- Ph.D. Jorge Julián Moreno Rubio
- Ing. Norma Restrepo Burgos
- Ing. Lady Fernanda Pérez Mancera
- Grupo de Investigación en Telecomunicaciones GINTEL-UPTC (línea de investigación en comunicaciones inalámbricas y circuitos de Microondas)
- Escuela de Ingeniería Electrónica, Facultad Seccional Sogamoso, UPTC.

RESUMEN

DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DOHERTY CON ETAPA DE PRE-AMPLIFICACIÓN PARA APLICACIONES WiMAX

Por:

JONATHAN JAVIER TINJACA SOLER

UNIVERSIDAD PEDAGÓGICA Y TECNOLÓGICA DE COLOMBIA

Director: Ph.D. Jorge Julián Moreno Rubio

Este proyecto presenta la metodología de diseño de un amplificador de potencia Doherty (DPA) para aplicaciones en tecnología WiMAX, con frecuencia de trabajo de 3.5 GHz; al cual se adiciona una etapa de pre-amplificación con el objetivo de incrementar los niveles de ganancia dentro de la región Doherty, donde se tiene la mayor eficiencia del amplificador. Para ello se utiliza la estrategia de extracción de parasitas para caracterizar los dispositivos GaN HEMT de Cree Inc., y la validación de los resultados por medio del software de Keysight Advanced Design System (ADS) ®. Donde se obtiene como resultado de las simulaciones una máxima eficiencia de potencia agregada (PAE) de 44%, potencia de salida en saturación de hasta 43dBm y valores de ganancia en la zona Doherty que superan los 20dB, que comparado con el amplificador Doherty en su estructura básica representa un incremento mayor al 110%.

PALABRAS CLAVE

Amplificador de Potencia Doherty, GaN HEMT, ganancia, pre-amplificador, WiMAX.

INTRODUCCIÓN

El crecimiento y desarrollo de nuevos y mejores sistemas de comunicación, se ha producido más rápido de lo que cualquiera hubiera imaginado. El incremento en la demanda de servicios de intercambio de información (voz, datos, multimedia, etc.), y la globalización de internet han cambiado el modo en que interactúa la sociedad. Según [1] éste es un momento decisivo respecto de cómo aprovechar la tecnología, para extender y potenciar nuestra capacidad de comunicarnos. En este sentido, la aparición de diferentes estándares como WiMAX, establece la posibilidad para que distintos fabricantes desarrollen dispositivos que puedan operar entre sí, y a su vez hagan a estos sistemas lo suficientemente flexibles como para dar cobertura y servicio a la gran cantidad de usuarios de los sistemas de comunicación inalámbrica.

Para satisfacer la creciente demanda de servicios de comunicación inalámbrica, los avances tecnológicos van enfocados hacia el desarrollo de equipos más eficientes en cuanto a consumo de potencia, desempeño y bajo costo [2]. En este sentido, los investigadores han dedicado esfuerzos en mejorar la etapa de transmisión de los sistemas de comunicaciones inalámbricos, ya que es allí donde se concentran los aspectos más costosos de la comunicación. Especialmente, en la etapa del amplificador de potencia (PA, *Power Amplifier*), que es un elemento clave en cuanto al ancho de banda, potencia de salida y eficiencia [3]. Por este motivo, se requiere plantear un modelo de amplificador con características adecuadas para operar eficientemente en un sistema de comunicación inalámbrica moderno. Uno de los más utilizados en estaciones base de sistemas de radio frecuencia es el amplificador Doherty, gracias a su buena eficiencia promedio, que se maximiza en un rango de potencias de entrada y/o de salida grande [4].

En este proyecto se muestra la metodología de diseño de un amplificador Doherty con frecuencia de trabajo de 3.5 GHz, donde se hace uso del método de extracción de parasitas para caracterizar los dispositivos GaN HEMT de Cree Inc.; además de la inclusión de una etapa de pre-amplificación, que permita elevar la ganancia dentro de la región Doherty. Por último se realiza la correspondiente validación de los resultados por medio de la simulación de los parámetros más relevantes como son ganancia, eficiencia y potencia de salida, por medio del software de Keysight Advanced Design System (ADS) ®

IDENTIFICACIÓN DEL PROBLEMA

En la etapa de transmisión de un sistema de comunicaciones, existen distintos bloques que ejercen una función específica para llevar a cabo la transmisión de datos [5, 6], entre estos se tiene el modulador, el amplificador de potencia y la antena transmisora. En la etapa del amplificador de potencia, su funcionamiento se ve muy limitado en cuanto a la eficiencia que ofrece, teniendo en cuenta que en esta etapa se convierte la potencia DC en potencia RF [7]; de tal modo que los trabajos de investigación actualmente están enfocados en mejorar las características de rendimiento de esta etapa, pues al lograr una mayor eficiencia se disminuyen los costos de transmisión [8].

Algunas de las topologías de PA más utilizadas en radio frecuencia son: el tuned load, el clase F y el Doherty entre otros. El PA Doherty es uno de los más populares, debido a su buena eficiencia en Back-Off, pero a su vez, tiene problemas de ganancia en esta región, que se acentúan cuando la frecuencia de trabajo es mayor; de manera que, para aplicaciones en WiMAX (3.5 GHz) se ve limitado su funcionamiento desperdiciando el potencial que puede ofrecer esta topología. Entonces surge la pregunta ¿Cómo mejoraría el rendimiento de un PA Doherty al agregar una etapa de pre-amplificación?

JUSTIFICACIÓN

Dos métodos populares de red inalámbrica son WiFi y WiMAX. La primera facilita la transmisión de datos y voz a través de un enlace de radiofrecuencia con banda de 2.4 GHz, entre dos o más diferentes dispositivos, por lo general teléfonos móviles, ordenadores personales, computadoras portátiles, cámaras digitales e impresoras, entre otros [9]. Una red WiMAX, por otra parte, emplea ondas de radio en las frecuencias de 2.3 a 3.5 GHz. Entre sus características, esta tecnología alcanza una cobertura de distancias de hasta 80 kilómetros, velocidades de hasta 75 Mbps, facilidades para añadir más canales, anchos de banda configurables y no cerrados, y la posibilidad de dividir el canal de comunicación en pequeñas subportadoras [10]. Por esta razón, el desarrollo de una etapa de pre amplificación en el Amplificador de Potencia Doherty (DPA) le permitiría trabajar eficientemente en una aplicación de WiMAX a una frecuencia de trabajo de 3.5 GHz; pues podría obtener una salida con mayor nivel de ganancia. Ahora, para el caso específico del DPA se tienen problemas en cuanto a la ganancia en Back-Off, por tanto la propuesta de agregar la etapa de pre amplificación aunque va a ocasionar pérdidas en eficiencia, debido al consumo de energía que representa agregar más dispositivos; va a permitir un incremento en ganancia con una potencia de entrada menor.

Por otra parte, como aporte adicional se incentiva a los estudiantes de ingeniería electrónica de la UPTC, a la investigación en el área de radio frecuencia, y en especial en la parte de amplificadores altamente eficientes, que es un sector donde la investigación está teniendo un énfasis importante, pues en las comunicaciones modernas la tendencia es trabajar en alta frecuencia y donde más se invierte es en la etapa de transmisión, en especial en mejorar el bloque de amplificación. Por lo que crear dispositivos con mejores características es bastante rentable y para el ingeniero electrónico, tener dominio sobre estos conceptos podría permitirle ser más competitivo en el campo laboral, puesto que puede ofrecer soluciones a este tipo de necesidades que presenta la modernidad.

OBJETIVOS

OBJETIVO GENERAL

Diseñar un Amplificador de Potencia Doherty a 3.5 GHz con etapa de Pre-amplificación, para aplicaciones de WiMAX

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Realizar el estudio del estado del arte y técnicas para el diseño para el amplificador Doherty.
- Caracterizar mediante simulación en el software Advanced Design System los dispositivos HEMT a usar en el diseño de cada etapa.
- Realizar el acople de potencias entre las etapas de pre-amplificación y los amplificadores principal y auxiliar del modelo Doherty.
- Validar el diseño del amplificador Doherty con etapa de pre amplificación, mediante simulación en el software Advanced Design System.

INDICE GENERAL

1	Capítulo 1	INTRODUCCIÓN A LOS SISTEMAS DE COMUNICACIÓN INALÁMBRICA	3
1.1	Generalidades de los Sistemas de Comunicación Inalámbrica Modernos.....	3	
1.1.1	Características de la Tecnología WiMAX	4	
1.1.2	Aspectos Básicos de un Transmisor de Comunicaciones Inalámbricas	5	
2	Capítulo 2	AMPLIFICADOR DE POTENCIA RF	7
2.1	Relevancia del Amplificador de Potencia RF/Microondas	7	
2.1.1	Eficiencia.....	8	
2.1.2	Linealidad.....	8	
2.1.3	Dispositivos Semiconductores para PAs de RF/Microondas	9	
2.1.4	Estabilidad.....	10	
2.1.5	Ganancia de Potencia.....	11	
2.2	Diferentes Amplificadores de Potencia.....	12	
2.3	Amplificador de Potencia Doherty (Estado del Arte).....	13	
3	Capítulo 3	DISEÑO DEL DPA CON ETAPA DE PRE-AMPLIFICACIÓN ...	17
3.1	Justificación.....	17	
3.2	Proceso de Diseño.....	17	
3.2.1	Caracterización de los Dispositivos.....	17	
3.2.2	Diseño de Polarización de los Amplificadores.....	19	
3.2.3	Diseño del Amplificador Doherty	24	
3.2.4	Divisor de Potencia.....	27	
3.2.5	Diseño de la Etapa de Pre-Amplificación	28	
4	Capítulo 4	SIMULACIÓN Y RESULTADOS	29
4.1	Amplificador Doherty	29	
4.2	Amplificador Doherty con Etapa de Pre-Amplificación.....	31	
5	Capítulo 5	CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO	35
5.1	Conclusiones.....	35	
5.2	Trabajos Futuros	35	
6	REFERENCIAS	37	

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1. Elementos básicos de un transmisor de comunicaciones inalámbricas.....	6
Figura 2.1. Conversión de Potencia de DC a RF del PA	7
Figura 2.2. Diagrama simplificado de amplificación de la señal	8
Figura 2.3. Esquema general de una red de dos puertos con impedancias de fuente y carga	11
Figura 2.4. Punto de polarización con el dispositivo inactivo (a). Clase de operación definida por el ángulo de conducción de la corriente de salida (b)	12
Figura 2.5. Clasificación de las clases de operación del PA	13
Figura 2.6. Configuración típica de un DPA	14
Figura 2.7. Comportamiento teórico de la eficiencia de drain en un P.A. Doherty	15
Figura 2.8. Propuesta de Amplificador Doherty con etapa de pre-amplificación	16
Figura 3.1. Circuito equivalente simplificado de salida de un dispositivo FET.....	18
Figura 3.2. Esquema del circuito de extracción de parasitas.....	18
Figura 3.3. Modelo esquemático de la salida del amplificador Doherty	19
Figura 3.4. Curvas IDS Vs. VDS (a) e IDS Vs. VGS (b) para CGH40010	21
Figura 3.5. Curva de transconductancia CGH40010	23
Figura 3.6. Esquema general de Bias Tee para polarización de VGS y VDS	23
Figura 3.7. Red de compensación armónica para nfo	25
Figura 3.8. Red de compensación de parasitas y carga para la frecuencia fundamental	25
Figura 3.9. Red de acople de salida para los amplificadores principal (a) y auxiliar (b).....	26
Figura 3.10. Red de acople de entrada para el amplificador principal (a) y auxiliar (b)	27
Figura 3.11. Divisor de potencia Wilkinson de 3dB.....	27
Figura 3.12. Red de acople de salida Pre-Amplificador	28
Figura 3.13. Red de acople de entrada Pre-Amplificador	28
Figura 4.1. Amplificador Doherty a 3.5 GHz.....	29
Figura 4.2. Grafica de Eficiencia, PAE, Potencia de Salida, Ganancia Transducida, Ganancia de Potencia, con respecto a la Potencia disponible desde la fuente	30
Figura 4.3. Fase (a) y Magnitud (b) de Corriente Vs. Potencia disponible desde la fuente.	30
Figura 4.4. Eficiencia y Ganancia vs. Potencia de salida.....	31
Figura 4.5. Amplificador Doherty con etapa de Pre-Amplificación.....	31
Figura 4.6. Eficiencia, PAE, Ganancia Transducida, Ganancia de Potencia, con respecto a la potencia disponible desde la fuente.....	32
Figura 4.7. Eficiencia y Ganancia vs. Potencia de salida para Doherty con Pre-amplificador	32

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN A LOS SISTEMAS DE COMUNICACIÓN INALÁMBRICA

1.1 Generalidades de los Sistemas de Comunicación Inalámbrica Modernos

El rápido e imparable desarrollo de los sistemas de comunicación inalámbricos ha traído consigo un aumento en la demanda de usuarios a los servicios de intercambio de información (voz, datos, multimedia, etc.). En este sentido, los sistemas de banda ancha móvil futuros deben ser lo suficientemente flexibles como para dar cobertura y servicio en una variedad de escenarios de implementación, tales como oficinas, centros comerciales, cafeterías, residencias, espacios abiertos, etc.[11]. Esto ha provocado la aparición de distintos estándares que establecen diferentes modelos de comunicación, en cuanto a arquitectura de red, conexión de dispositivos y protocolos; pero que a su vez, permiten que múltiples sistemas, desarrollados independientemente por distintos fabricantes puedan operar entre sí. En el caso de los usuarios finales (residenciales o corporativos) de los sistemas de comunicación, tal vez están más familiarizados con la red que los conecta a las operadoras de telecomunicaciones, que se conoce como red de acceso o de “última milla” [12]. Algunas de las tecnologías más utilizadas en la actualidad para cubrir la última milla son:

- Línea de Abonado Digital Asimétrica ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*): Es la tecnología de última milla más utilizada por clientes residenciales y pequeñas empresas. Esto se debe a que se aprovecha la red de cable de cobre que usan los operadores telefónicos. Esto ha permitido el despliegue más o menos rápido de la Banda Ancha en muchos países.
- HFC (*Hybrid Fibre Coaxial*) o “cable”: Se define como una red que incorpora fibra óptica en la red de distribución y cable coaxial en la red de acceso. Este tipo de redes se desplegaron inicialmente para ofrecer servicios de televisión por cable, aunque en la actualidad estas se han adaptado para ofrecer servicios de Internet.
- Tercera Generación (3G) de transmisión de voz y datos a través de telefonía móvil: Basado en la tecnología UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*). Posiblemente sea la tecnología de última milla que más ha crecido en los últimos años. Además existen varias tecnologías desplegadas en torno a 3G con diferentes velocidades y prestaciones como son EDGE, WCDMA, HSDPA, HSDPA+.

- WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access): Es una tecnología inalámbrica desarrollada bajo el estándar IEEE 802.16. Está pensada para la creación de redes metropolitanas inalámbricas y como tecnología de acceso de última milla. Es una solución utilizada sobre todo en zonas donde no se pueden ofrecer servicios de banda ancha mediante cable.
- Comunicación Satelital: Es la única opción viable de acceso a Internet en muchas zonas, especialmente zonas rurales, montañosas o de difícil acceso donde no existe tendido de cable ni cobertura 3G.
- Wi-Fi (Wireless Fidelity): Es una tecnología inalámbrica para dar servicio a redes de datos LAN. Sin embargo, en ciertas condiciones puede ser utilizada como tecnología de acceso a operadores locales y pequeños ISPs (Proveedores de Servicio de Internet) para el acceso a su red de transporte. En estos casos se utilizan antenas exteriores con mayor área de cobertura que los puntos de acceso/routers Wi-Fi utilizados en interiores.

1.1.1 Características de la Tecnología WiMAX

La tecnología de banda ancha inalámbrica se utiliza para conexiones de alta velocidad, utilizando ondas de radio, que permiten el intercambio de información entre el usuario y el transmisor de forma directa. Un estándar que surge para satisfacer la demanda de los servicios de banda ancha es WiMAX, que traduce Interoperabilidad Mundial para Acceso por Microondas, basada en el estándar IEEE 802.16[13]. Las características principales de este sistema son:

- La Interoperabilidad: Dándole al usuario la libertad de escoger productos de diferentes vendedores certificados y su uso en diferentes redes, ya sea fija o móvil.
- Largo alcance: Es capaz de proveer comunicación de alta velocidad en el rango de hasta 50 km para estaciones base fijas y 5-15 km para estaciones móviles.
- Movilidad: Basado en tecnología OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) [14], es capaz de asignar los canales de tráfico dinámicamente, basándose en el tráfico de datos. El sistema proporciona un medio para llegar al usuario inactivo y continuar con el servicio de conexión extendiendo la ubicación de inicio de ese usuario cuando se ha cambiado, además provee una sesión progresiva sin interrupción si se está en movimiento.

En la Tabla 1.1 se pueden apreciar con mayor facilidad las características fundamentales del sistema WiMAX.

Tabla 1.1. Características del sistema WiMAX, basado en IEEE 802.16e

Ancho de banda del canal (MHz)	1.25, 5, 10, 20
Frecuencia de muestreo (MHz)	1.4, 5.6, 11.2, 22.4
Tamaño FFT	128, 512, 1024, 2048
Sub-canales	2, 8, 16, 32
Espacio de sub-portadora (kHz)	10.94
Tiempo de guarda (μs)	11.4
Duración de símbolo (μs)	102.9
Longitud de la trama (ms)	5
Símbolo por trama	48
Modulación	QPSK, 16QAM

Según [14], la complejidad de la señal WiMAX presenta un desafío para los diseñadores de amplificadores de potencia. Dado que la aplicación principal de WiMAX es el acceso a Internet móvil, por lo cual el amplificador de potencia tiene que cumplir algunos requisitos básicos tales como:

- a) Alta eficiencia. Requerido para cualquier aplicación móvil.
- b) Bajo nivel de ruido. Con el fin de lograr la cooperación libre de interferencias con el resto de sistemas de comunicación inalámbrica.
- c) Alta linealidad. Para realizar la transmisión de datos sin errores.
- d) Alta potencia de salida. El amplificador de potencia tiene que tener una mayor ganancia con el fin de suministrar suficiente energía a la antena. Típicamente el amplificador WiMAX tiene que tener al menos 3 etapas de amplificación que complican aún más el diseño.

1.1.2 Aspectos Básicos de un Transmisor de Comunicaciones

Inalámbricas

Gracias a los avances tecnológicos y la creciente demanda de servicios de comunicación inalámbrica, se ha convertido en un reto el desarrollo de equipos más eficientes en cuanto a consumo de potencia, desempeño y bajo costo [2]. En este sentido, se ha enfocado la investigación en la mejora de la etapa de transmisión de los sistemas de comunicaciones inalámbricos, ya que es allí donde se concentran los aspectos más costosos de la comunicación. Sus funciones básicas consisten en la modulación de las señales que portan información (voz, datos, multimedia, etc.), la etapa de amplificación de la señal modulada, y finalmente la antena, que se encarga de radiar la señal modulada (Ver Figura 1.1), para ser transportada a través de los medios de propagación hasta el receptor.

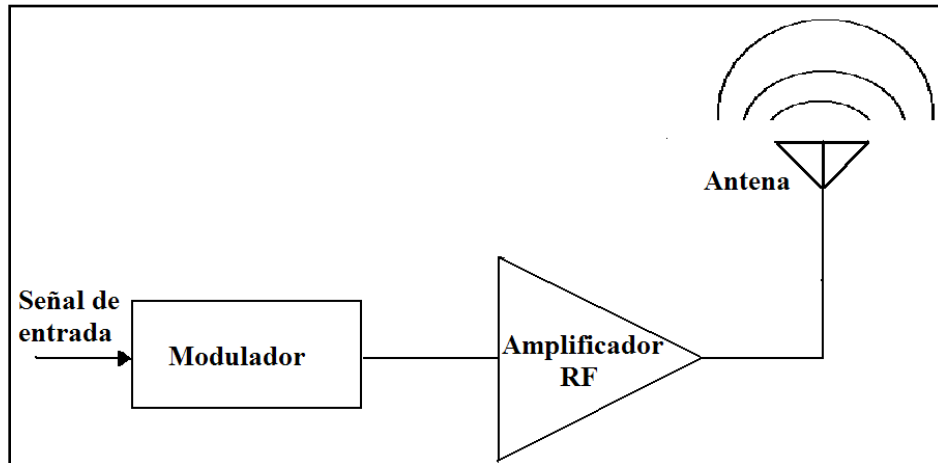


Figura 1.1. Elementos básicos de un transmisor de comunicaciones inalámbricas

Finalmente, aunque el trabajo aquí presentado no tiene relación directa con la etapa de recepción, se considera importante tener una idea de su funcionamiento, para comprender mejor el sistema de comunicación inalámbrica. En la etapa de recepción, se amplifica la señal recibida por la antena a través del amplificador de bajo ruido (LNA, *Low Noise Amplifier*), luego se realiza la demodulación, y la salida demodulada es amplificada para ser finalmente entregada al destinatario final.

Capítulo 2

AMPLIFICADOR DE POTENCIA RF

2.1 Relevancia del Amplificador de Potencia RF/Microondas

Como se ha dicho antes, en la etapa de transmisión de un sistema de comunicaciones, existen distintos bloques que ejercen una función específica para llevar a cabo la transmisión de datos [5, 6], entre estos se tiene el modulador, el amplificador de potencia y la antena transmisora. En la etapa del amplificador de potencia (PA, *Power Amplifier*), su funcionamiento se ve muy limitado en cuanto a la eficiencia que ofrece, teniendo en cuenta que en esta etapa lo que se hace es convertir potencia DC en potencia RF [7] (ver Figura 2.1); de tal modo que los diseñadores de PA actualmente están enfocados en mejorar las características de rendimiento de esta etapa, ya que en un sistema de comunicaciones este es un elemento clave en términos de ancho de banda, potencia de salida y eficiencia [3], pues al lograr una mayor eficiencia se disminuyen los costos de transmisión [8]. La necesidad de investigar en el desarrollo de PAs RF/Microondas altamente eficientes, surge por la demanda de los nuevos sistemas de comunicación inalámbrica, que cada vez requieren operar a mayores frecuencias, pues aunque estos sistemas están desplegados típicamente desde 800 MHz a 3 GHz, los futuros sistemas están demandando disponibilidad de espectro entre 3 y 5 GHz [11].

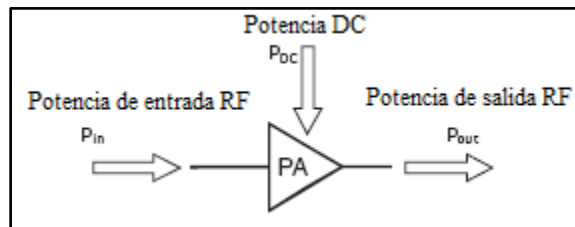


Figura 2.1. Conversión de Potencia de DC a RF del PA

Cuando se necesita amplificar señales eléctricas, usualmente se utilizan varias etapas de amplificación, comúnmente se encuentran tres etapas [15], la primera es la etapa de pre-amplificación, que precede a las otras etapas de amplificación con el fin de preparar una señal eléctrica mayor para ser amplificada. Además, puede servir como acople de impedancias entre el elemento que envía la señal y la siguiente etapa de amplificación. La segunda etapa se encarga de entregar a la etapa final una señal con un nivel de potencia aun mayor, pero no demasiado, pues puede llegar a saturar al amplificador final, causando distorsión o “*clipping*” que se presenta por las grandes variaciones de amplitud de las señales moduladas, lo que resulta de una elevada relación pico-promedio (PAR, “*peak-to-average ratio*”) [3]. La etapa final de amplificación recibe la señal de la segunda etapa y la

entrega con unos niveles de potencia mucho mayores (Ver Figura 2.2). En aplicaciones de radio frecuencia la carga de la etapa de amplificación final es la antena transmisora.

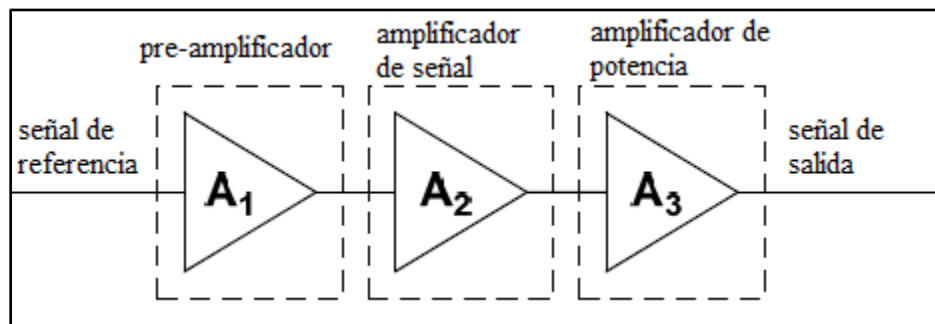


Figura 2.2. Diagrama simplificado de amplificación de la señal

En el PA es necesario establecer algunos parámetros de importancia que permitirán establecer las características principales de funcionamiento del mismo. A continuación se mencionan las más relevantes.

2.1.1 Eficiencia

El mejoramiento de la eficiencia permite un ahorro en los costos de energía y una reducción del tamaño del transmisor, para lo cual se debe hacer una adecuada selección de los materiales semiconductores, evitando fallas en el dispositivo, ocasionados por picos de temperatura, causando desperdicio de energía. En resumen, la eficiencia en un amplificador permite conocer la medida en que éste cumple la función de transformar potencia DC en potencia RF. Se define como la razón entre la potencia de salida RF (P_{out}) y la potencia suministrada por la fuente DC (P_{DC}).

$$\eta(\%) = \frac{P_{out}}{P_{DC}} * 100\% \quad (2.1)$$

Otro indicador de interés es la PAE (Eficiencia de Potencia Agregada), el cual muestra el desempeño del amplificador cuando la ganancia es alta, esto es, la razón entre la potencia de salida RF (P_{out}) menos la potencia de entrada RF (P_{in}), y la potencia suministrada por la fuente DC (P_{DC}).

$$PAE(\%) = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} * 100\% \quad (2.2)$$

2.1.2 Linealidad

Las no-linealidades del PA ocasionan distorsión de la señal. Al pasar la señal a través de un PA no-lineal, aparece en la salida un crecimiento espectral que conduce a la interferencia

de canal adyacente[16], estas no-linealidades pueden clasificarse en dos tipos: de amplitud y de fase [15]. Las no-linealidades de amplitud, por lo general son ocasionadas por la saturación del transistor utilizado para la amplificación. La no-linealidad de fase ocurre cuando la amplitud de referencia produce un desplazamiento de fase de la señal de salida, por lo general es causado por los efectos parásitos del dispositivo activo, que se presenta en los pines del mismo, cuando está operando a frecuencias elevadas.

El diseño del PA se convierte finalmente en el resultado de un equilibrio, en el cual se trata de cumplir con varios requisitos que son conflictivos entre sí, como linealidad frente a eficiencia o potencia de salida alta vs. baja distorsión. El enfoque de diseño seleccionado dependerá también de múltiples variables como la frecuencia de trabajo, ancho de banda, tecnología del dispositivo disponible, la aplicación y muchos otros factores [17].

2.1.3 Dispositivos Semiconductores para PAs de RF/Microondas

En el diseño de los PA un parámetro indispensable es la adecuada selección del dispositivo semiconductor activo que se va a utilizar, pues el comportamiento que tenga el PA, dependerá en gran medida de la tecnología utilizada en su fabricación [18]. Teniendo en cuenta que las principales figuras de mérito en los PA son eficiencia, potencia, ganancia y linealidad, parámetros que se ven limitados a su vez por la frecuencia de operación del dispositivo; ente más alta sea la frecuencia, menor potencia de salida se obtiene [19].

Para mejorar la eficiencia se debe hacer una adecuada selección de los materiales semiconductores, ya que los dispositivos activos que se usan para amplificar requieren equilibrar adecuadamente la transferencia de calor, evitando picos en la temperatura que causen fallas en el dispositivo y desperdicio de energía [20]. El Silicio (Si), el Galio (Ga) y el Arseniuro de Galio (GaAs) son utilizados en la producción de dispositivos a gran escala con fines comerciales. Sin embargo, nuevas tendencias llevan a utilizar materiales como el Nitruro de Galio (GaN) [4, 21-23] y el Carburo de Silicio (SiC) en el desarrollo de dispositivos de alta densidad de potencia, siendo considerados como una solución importante para los PA. Teniendo en cuenta el costo de transmisión en las comunicaciones inalámbricas, y los requisitos de alta eficiencia, varios investigadores han demostrado que los transistores elaborados con tecnología GaN para PA de estado sólido, superan en gran medida los niveles de potencia alcanzados por otras tecnologías más comerciales como el GaAs, mostrando mayor ganancia y eficiencia, menor tamaño de los sistemas y reducción en el ciclo de mantenimiento.

Como resultado, se ha desarrollado una gran variedad de dispositivos de RF de estado sólido, que se pueden agrupar básicamente en dos clases principales, los Transistores de Juntura Bipolar (BJTs) y los Transistores de Efecto de Campo (FET) [20, 24]. Se han propuesto diferentes y mejores estructuras, entre las que se destacan: HBT (*Heterounion Bipolar Transistor*), MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*),

LD MOSFET (*Lateral Diffused Metal Oxide Semiconductor FET*), MESFET (*Metal Semiconductor FET*) y los transistores de alta movilidad de electrones (HEMTs) [7]. El GaN HEMT es un transistor muy utilizado en amplificadores de potencia para alta frecuencia, ya que ofrece ventajas tales como:

- Alta tensión de ruptura, lo que conlleva a voltajes de polarización altos, que se deriva en mayor potencia de salida, corrientes más bajas y menores pérdidas.
- Valores de impedancia de salida más altos, facilitando el diseño de las redes de acople para la síntesis de los circuitos.
- Frecuencias de corte superiores a 200GHz.
- Mayor conductividad térmica, especialmente en los substratos SiC.
- Altas densidades de potencia

Además por tener alta movilidad de electrones, se reduce la resistencia parasita, y por consiguiente, se disminuyen las pérdidas y se aumenta la ganancia[19]. Los HEMTs, son también llamados por otros autores como MODFET (*Modulation-Doped FET*), TEGFET (*Two-dimensional Electron-Gas FET*), y SDFET (*Selectively Doped FET*).

2.1.4 Estabilidad

La estabilidad en un amplificador se debe garantizar no sólo en la banda de trabajo, sino para todas las frecuencias, en particular para las frecuencias bajas, donde el dispositivo podría presentar oscilaciones debido a elementos de retroalimentación intrínsecamente presentes en el circuito y en el dispositivo mismo. Por lo tanto, la adición de elementos con pérdida que actúen preferentemente en las frecuencias bajas, reducirá la ganancia y permitirá cumplir las condiciones de estabilidad.

Por lo general, las redes de estabilización están incrustadas en las redes de polarización, convirtiéndose así en transparente en el ancho de banda operativo. Aunque, debido a las condiciones de funcionamiento a gran señal, el problema de estabilidad se convierte en un problema no lineal intrínseco, cuyo tratamiento es complejo y con una solución difícil. Por lo cual, la estabilidad del amplificador se verifica y garantiza bajo condiciones de pequeña señal, mediante el uso del factor de Rollet (o Factor K), [25] el cual se define como:

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (2.3)$$

donde

$$|\Delta| = \det(S) = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.4)$$

Y debe cumplirse la condición de $K > 1$ y $|\Delta| \leq 1$ para asumir el amplificador como incondicionalmente estable.

2.1.5 Ganancia de Potencia

Según [25], los valores que representan la ganancia de un amplificador, pueden ser determinados en términos de los parámetros S del transistor, representado en el esquema general de una red de dos puertos como la que se muestra en la Figura 2.3.

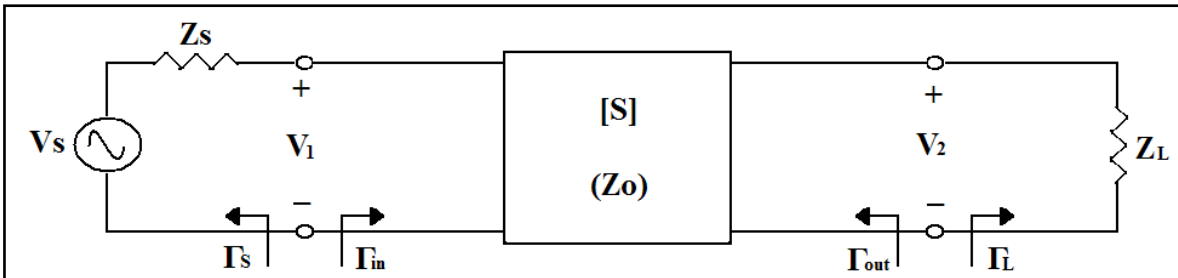


Figura 2.3. Esquema general de una red de dos puertos con impedancias de fuente y carga

Al ver el amplificador como una red de 2 puertos, donde se tienen como impedancias de la fuente y de la carga Z_s y Z_L , respectivamente, se derivan tres distintas definiciones de ganancia en términos de los parámetros S de dicha red.

- **Ganancia de Potencia:** Es la relación entre la potencia disipada por la carga y la potencia entregada a la red de dos puertos, se define como $G = \frac{P_L}{P_{in}}$
- **Ganancia Disponible:** Está definida como la razón entre la potencia disponible por la red de dos puertos y la potencia disponible desde la fuente, $G_A = \frac{P_{AV\Pi}}{P_{AVS}}$
- **Ganancia de Potencia Transducida:** Esta dada por la relación que existe entre la potencia disipada por la carga y la potencia disponible desde la fuente, $G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}}$

Cabe resaltar que todas las ganancias dependen de Z_s y Z_L . Por tanto, si la entrada y la salida están acopladas al conjugado de la red de dos puertos, las ganancias se maximizan y $G=G_A=G_T$.

De la Figura 2.3 se puede definir el coeficiente de reflexión viendo hacia la fuente está dado por:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (2.5)$$

Mientras que el coeficiente de reflexión que se ve hacia la carga es

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_o}{Z_S + Z_o} \quad (2.6)$$

Donde Z_0 es la impedancia característica de la red de dos puertos, generalmente 50Ω .

2.2 Diferentes Amplificadores de Potencia

Existen distintas clasificaciones de los PAs para RF, esta se hace teniendo en cuenta diferentes características de operación del amplificador, tales como, la selección del punto de polarización, la selección de topologías de redes de acople o las condiciones de operación del dispositivo activo [7]. Para la selección del punto de polarización, la clasificación varía según el Ángulo de Conducción de Corriente (CCA) Φ del dispositivo activo, es decir, la relación entre la corriente de salida de reposo (“*quiescent point*”) y su valor máximo permitido (ver Figura 2.4(a)). La nomenclatura utilizada es clase A ($\Phi=2\pi$), polarizado en la mitad entre las regiones de *Pinch-off* y de Saturación del dispositivo; clase AB ($\pi < \Phi < 2\pi$), por encima de la región de *Pinch-off*; clase B ($\Phi=\pi$), polarizado en la región de *Pinch-off*; y por último el clase C ($\Phi < \pi$), por debajo de la región de *Pinch-off*. Como se puede ver en la Figura 2.4(b).

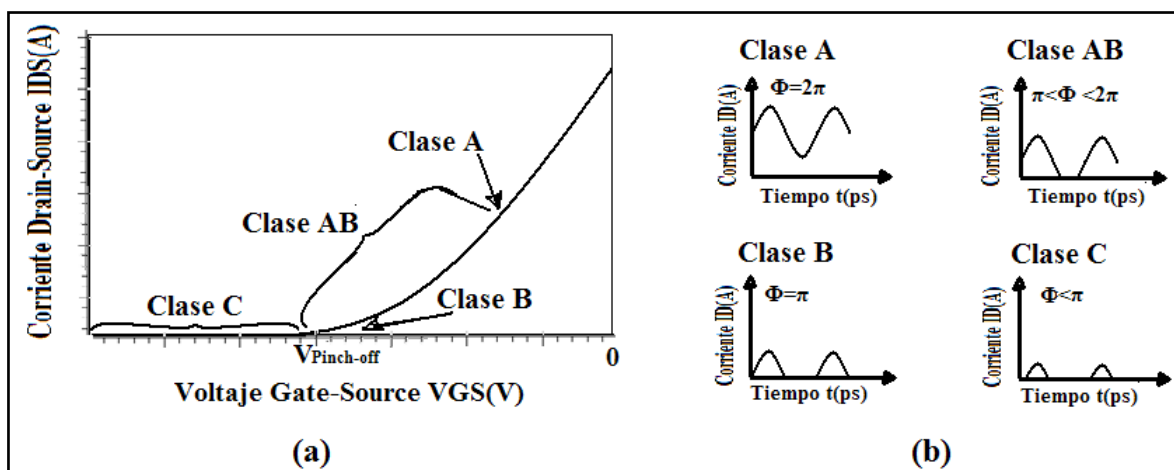


Figura 2.4. Punto de polarización con el dispositivo inactivo (a). Clase de operación definida por el ángulo de conducción de la corriente de salida (b)

El segundo modo de clasificación de amplificadores tiene que ver con la operación dinámica del dispositivo activo, y en consecuencia, a las condiciones de la red de acople correspondiente. Para este caso se encuentran dos categorías modo corriente y modo conmutado. Para el modo corriente (*current-mode*) se hace una sintonización armónica a través del dispositivo activo, con el fin de maximizar la potencia de salida, la eficiencia o ambas. Entre esta clase se encuentran Tuned Load, Clase F, sintonizador armónico y otros. Del mismo modo, para los amplificadores de modo conmutado (*switching-mode*), una clasificación adicional se realiza mediante la identificación del ciclo de trabajo de conmutación y/o la combinación de conmutación, como por ejemplo clase E, Clase D o Clase S. Para una comprensión más clara en la Figura 2.5 se puede observar la estructura de clasificación según [7].

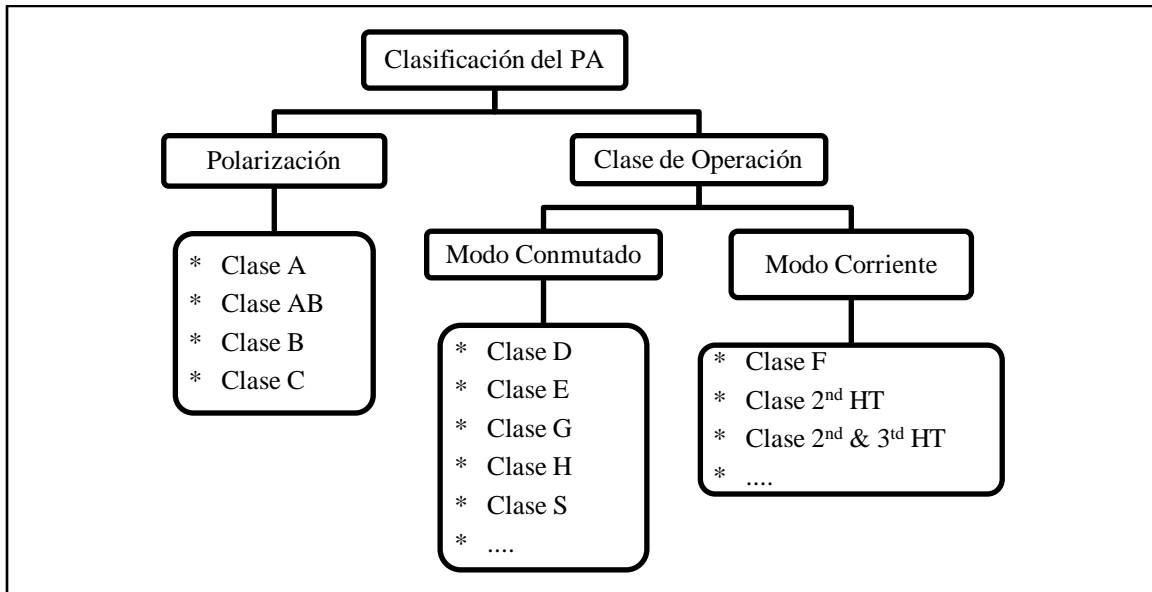


Figura 2.5. Clasificación de las clases de operación del PA

Para el diseño de PA, deben cumplirse de manera simultánea los requisitos importantes que a su vez son contrastantes. Por un lado, se requieren elevados niveles de ganancia y de potencia de salida, para reducir el número de etapas de amplificación, reduciendo de esta manera el tamaño global del dispositivo. Al mismo tiempo, es indispensable garantizar altos niveles de eficiencia, para optimizar el uso de la fuente DC de alimentación, y para reducir la disipación de potencia térmica en el dispositivo activo.

Se han planteado en la literatura diferentes estrategias con el fin de diseñar PAs altamente eficientes basados en dispositivos HEMT GaN. Entre ellos hay clases de sintonizadores armónicos como el Tuned Load, Clase F, Clase F inverso y otros; y amplificadores de clase conmutada como Clase D, Clase E, entre otros [7, 26]. Todos éstos alcanzando máximas eficiencias sólo en saturación. Pero como es sabido, obtener máxima eficiencia sólo en la saturación no es suficiente, por ejemplo, cuando una señal modulada con alta relación de potencia pico-promedio (PAPR, *Peak to Average Power Ratio*) impulsa al PA, como lo requieren los sistemas de comunicaciones de nueva generación. En otras palabras, si el sistema utiliza un esquema de modulación de envolvente no constante, la eficiencia promedio de los PA antes mencionados será baja, aunque su máxima eficiencia sea alta. Con el fin de incrementar la eficiencia, con un respaldo de potencia de salida (*output power backed-off*), el esquema del Amplificador de Potencia Doherty (DPA, *Doherty Power Amplifier*) se presenta como una de las soluciones más convenientes [27].

2.3 Amplificador de Potencia Doherty (Estado del Arte)

El amplificador Doherty fue propuesto por W. H. Doherty en 1936 [28]. El amplificador original de Doherty consistió de dos amplificadores de tubo de vacío y una red inversora de impedancia; con la idea de mejorar la eficiencia, los costos en la potencia y reducir el tamaño de los dispositivos. El PA Doherty es uno de los más utilizados en estaciones base

de sistemas de radio frecuencia. El esquema del DPA se basa en la idea de modular la carga del amplificador activo, forzando al dispositivo a trabajar en máxima eficiencia para un pre-determinado rango de niveles de entrada y/o de potencia de salida. La topología actual del DPA consiste en un amplificador principal (*Main*), que modula su carga, mediante el uso de un segundo dispositivo amplificador, llamado auxiliar (*Peak*). (Ver Figura 2.6)

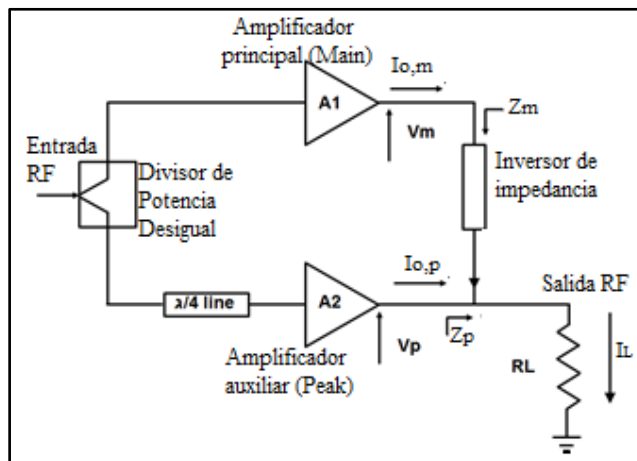


Figura 2.6. Configuración típica de un DPA

El amplificador Doherty que se utiliza en la actualidad, consiste en un amplificador principal polarizado como un clase AB y un amplificador auxiliar polarizado en clase C. La diferencia en la polarización ocasiona que la corriente RF de los amplificadores dependa de un nivel diferente de entrada. Las potencias asimétricas se combinan por medio de un inversor de impedancia que puede ser una línea de transmisión cuarto de onda ($\lambda/4$) [29].

El comportamiento teórico del Doherty según [30], inicia cuando el PA principal comienza a funcionar, comportándose como una fuente de corriente, con carga de impedancia de dos veces su carga óptima (R_{opt}). En esta condición, el amplificador principal alcanza una media de su potencia de salida máxima ($0.5 \cdot P_{Main_max}$), que resulta llegar también a su valor máximo de eficiencia. En este punto, conocido como punto de ruptura, se enciende el amplificador auxiliar. Al explotar el principio de *load-pull*, la carga vista por el amplificador principal será ahora modulada de $2R_{opt}$ a R_{opt} . Esta modulación dinámica de carga, mantiene la eficiencia del PA principal teóricamente constante, preservando al mismo tiempo una eficiencia global del sistema Doherty elevada, como se muestra en la Figura 2.7. La eficiencia de Drain para un DPA ideal sería constante, mantenida a lo largo del rango de potencia superior a 6 dB, este rango se encuentra en la zona Doherty o de Back-Off.

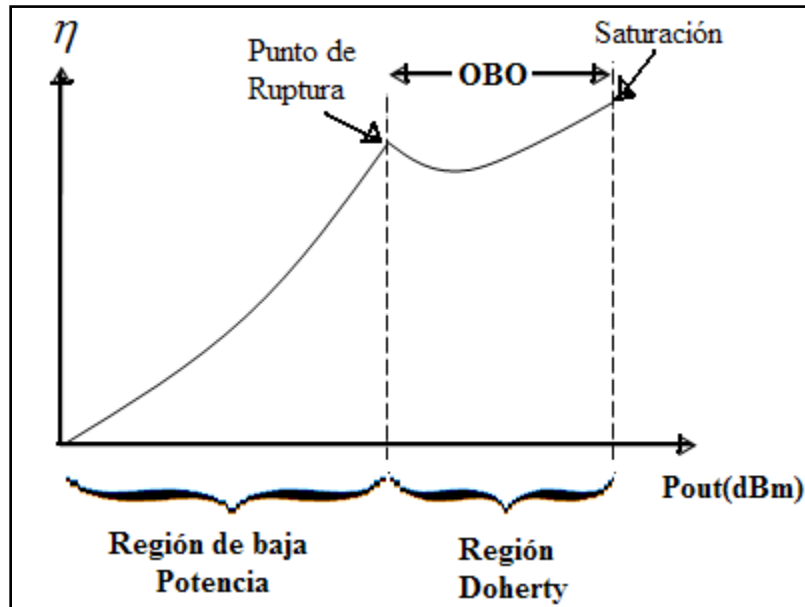


Figura 2.7. Comportamiento teórico de la eficiencia de drain en un P.A. Doherty

La relación de Eficiencia vs. Potencia de salida (ver Figura 2.7) describe las características de operación del DPA. Mostrando una eficiencia en la zona de Back-Off mejor, comparado con otros modelos [7, 28, 29, 31], como se puede visualizar en la Tabla 2.1, la cual presenta los resultados experimentales de funcionamiento para tres tipos de amplificadores a la misma frecuencia de trabajo.

Tabla 2.1. Comparación de tres tipos de amplificador en Back-Off

Amplificador de Potencia a 2.14 GHz	P _{OUT} (dBm)	Ganancia de Potencia (dB)	Eficiencia	
			@ 0dB Salida en Back Off	@ 6dB Salida en Back Off
Clase B	37.3	15.5	47 %	27 %
Clase F	37.6	15.5	52 %	28 %
Doherty	40.2	9.2	52 %	40 %

Algunos trabajos como el de [32], han tratado de mejorar la linealidad del amplificador Doherty, a pesar de ser un modelo más complicado que el amplificador de etapa única clase AB, pero aprovechando que éste ofrece ventajas en cuanto a su ganancia y eficiencia en Back-Off. Se han desarrollado diferentes avances en cuanto a la frecuencia de trabajo del amplificador Doherty, como en [33] donde se desarrolla un diseño validado de un amplificador Doherty que trabaja a 3.5 GHz para estaciones base en WiMAX, haciendo una sintonización del segundo armónico y mejorando la eficiencia en la región Doherty en 6 dB para Back-Off. Por otra parte en [34] se tiene el diseño de un amplificador Doherty

en circuito integrado MMIC (*Microwave Monolithic Integrated Circuit*) con frecuencia de trabajo de 7 GHz que logra además un aumento en la zona Doherty de 7 dB en Back-Off y una eficiencia en drain del 47%.

Trabajos de distintos investigadores han explotado las características del Doherty para diferentes anchos de banda como por ejemplo en [23] se realizó un diseño de amplificador Doherty con ancho de banda entre 3 GHz y 3.6 GHz con una red de compensación en la salida, para poder construir un dispositivo que pueda operar en este rango de frecuencias con una eficiencia entre 55% y 66%, y con una ganancia de 6 dB en Back-Off.

En [35] se hace la propuesta de un amplificador Doherty donde se reemplaza la línea de transmisión $\lambda/4$ del amplificador auxiliar, por un amplificador el cual realiza la función del cambio de fase de la onda y además es utilizado para pre amplificar la señal con el objetivo de incrementar la ganancia sin sacrificar la eficiencia en Back-Off. Por otra parte, para el presente trabajo se realiza la inclusión de una etapa de pre-amplificación (Ver Figura 2.8) que le permita a un amplificador Doherty con frecuencia de trabajo 3.5GHz de 20W, obtener mayores niveles de ganancia en la Zona de Back-Off, superando los 20dB y con una eficiencia superior al 40%.

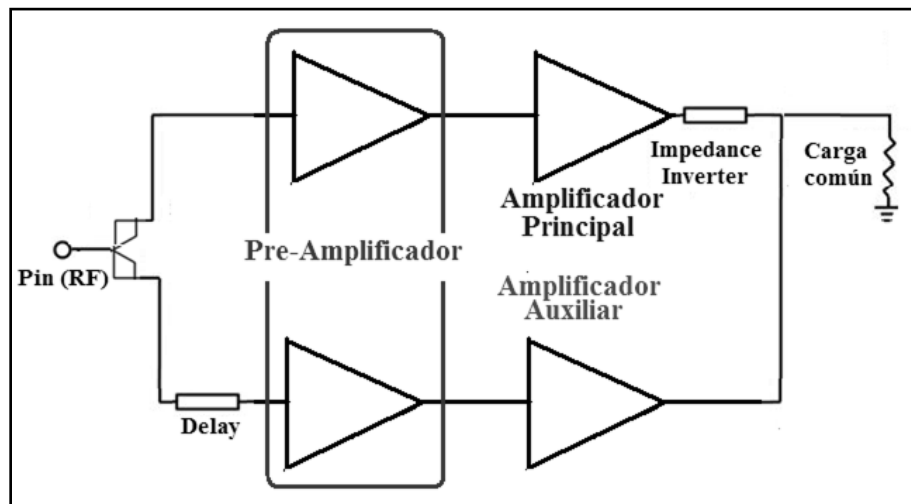


Figura 2.8. Propuesta de Amplificador Doherty con etapa de pre-amplificación

Capítulo 3

DISEÑO DEL DPA CON ETAPA DE PRE-AMPLIFICACIÓN

3.1 Justificación

Anteriormente se mencionaron algunas características básicas de la tecnología WiMAX, y los principales parámetros que debería cumplir un amplificador para ser utilizado en una estación base para este tipo de sistema. Como lo explica [36], los amplificadores de potencia (PA) en estaciones base deben ser operados a una gran potencia de salida de Back-Off (BOP) de la potencia de saturación (P_{SAT}) para lograr la linealidad correcta, pero esto resulta finalmente en una disminución de la eficiencia. Entre los diversos métodos que se han estudiado para mejorar la eficiencia, los amplificadores de potencia Doherty (DPA) son considerados como una solución beneficiosa, y se perfilan como el principal candidato ya que son altamente eficientes en un gran BOP. Además, para mejorar aún más el rendimiento de los DPA, se han utilizado diversos métodos tales como “*envelope tracking*”, amplificadores conmutados de alta eficiencia, entre otros,[37]. Pero, para el caso de las señales moduladas WiMAX, tienen una PAR de aproximadamente 10 dB. Por lo tanto, extender el rango de eficiencia del DPA, es inevitable, ya que el modelo convencional tiene alta eficiencia con (BOP) de solo 6dB.

Por esta razón el presente proyecto quiere demostrar, que el desarrollo de una etapa de pre amplificación en el PA Doherty le permitiría trabajar eficientemente en una aplicación de WiMAX a una frecuencia de trabajo de 3.5 GHz; ya que podría obtener una salida con mayor nivel de ganancia en Back-Off, por tanto, aunque se va a ocasionar una disminución en la eficiencia, debido al consumo de energía que representa agregar más dispositivos; va a permitir un incremento en ganancia con una potencia de entrada menor.

3.2 Proceso de Diseño

3.2.1 Caracterización de los Dispositivos

La teoría Doherty, asume los dispositivos amplificadores principal y auxiliar como fuentes generadoras de corriente [23]. Teniendo en cuenta además que al operar en alta frecuencia, los dispositivos presentan efectos reactivos en la salida del mismo, se sigue el procedimiento desarrollado por [38] como técnica de acceso al Drain intrínseco del dispositivo FET, en este sentido se presenta un modelo de circuito equivalente de la salida de un dispositivo tipo FET empaquetado, que puede ser simplificado como se muestra en la Figura 3.1.

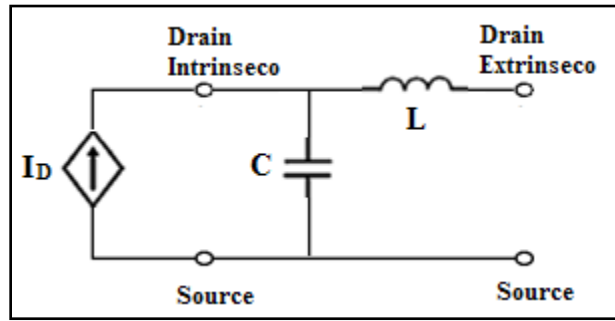


Figura 3.1. Circuito equivalente simplificado de salida de un dispositivo FET

Utilizando para este diseño transistores GaN HEMT de Cree Inc. CGH40010 de 10W para los amplificadores principal y auxiliar del Doherty; y CGH40006 de 6W para la etapa de Pre-Amplificación, se realiza la caracterización de los dispositivos. En este sentido, por indicaciones técnicas dadas por el fabricante [39, 40], para un funcionamiento adecuado de los mismos, se polariza con un $V_{DS}=28V$, y para realizar la extracción de parasitas se polariza el dispositivo en zona de no conducción, por ejemplo para este caso $V_{GS}=-7V$, como se muestra en la Figura 3.2.

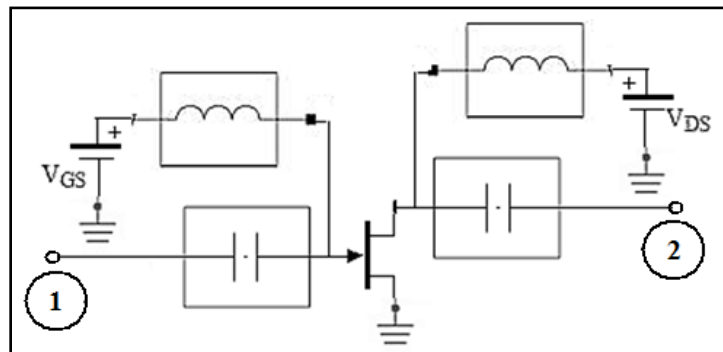


Figura 3.2. Esquema del circuito de extracción de parasitas

Luego por medio de simulación en ADS, se determina el parámetro S_{22} , para 2 valores diferentes de frecuencia, y del valor de impedancia arrojado se toma la parte reactiva. Para el primer dato se tiene:

$$Z_1 = R_1 + jX_1 \quad (3.1)$$

$$j\omega_1 L + \frac{1}{j\omega_1 C} = jX_1 \quad (3.2)$$

Conociendo el valor de la frecuencia se escribe

$$(2\pi f_1)L - \frac{1}{(2\pi f_1)C} = X_1 \quad (3.3)$$

De lo cual resulta la ecuación (3.4) que determina el valor de inductancia parasita

$$L = \frac{X_1 + \frac{1}{(2\pi f_1)C}}{(2\pi f_1)} \quad (3.4)$$

Y del segundo dato obtenido, de la misma forma se tiene

$$Z_2 = R_2 + jX_2 \quad (3.5)$$

$$(2\pi f_2)L - \frac{1}{(2\pi f_2)C} = X_2 \quad (3.6)$$

Por lo cual reemplazando (3.4) en (3.6), se obtiene

$$(2\pi f_2) \frac{X_1 + \frac{1}{(2\pi f_1)C}}{(2\pi f_1)} - \frac{1}{(2\pi f_2)C} = X_2 \quad (3.7)$$

De donde se despeja el valor de C y por consiguiente el valor de L, para así poder acceder al Drain intrínseco y tomar las mediciones que sean necesarias para el diseño del amplificador. Los valores obtenidos para el CGH40010 son:

$$C = 1.46pF \text{ y } L = 0.45nH$$

Mientras que para el CGH40006 los valores obtenidos son:

$$C = 1.18pF \text{ y } L = 0.45nH$$

Luego de esto se empieza a definir la clase de polarización más adecuada para cada uno de los amplificadores, de manera que se pueda alcanzar la mayor eficiencia posible del Doherty.

3.2.2 Diseño de Polarización de los Amplificadores

En este punto se siguen los parámetros de diseño para DPA expuestos por [41]. Donde considera a los amplificadores principal y auxiliar, como fuentes de corriente que alimentan a una carga común (ya que las corrientes deben estar en fase), a partir de esto, se obtiene un modelo que represente el funcionamiento deseado, como el que muestra la Figura 3.3.

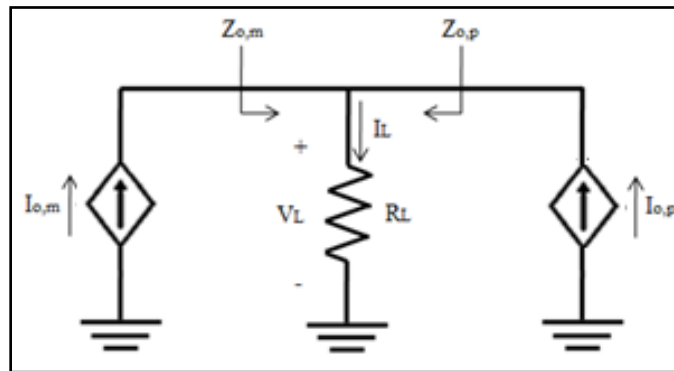


Figura 3.3. Modelo esquemático de la salida del amplificador Doherty

Entonces del esquema de la Figura 3.3 se define que la potencia entregada a la carga común, está dada por

$$P_L = \frac{1}{2} R_L (I_{o,m} + I_{o,p})^2 \quad (3.8)$$

Por otra parte, se sabe que poco antes del punto de ruptura (es decir antes de que entre a funcionar el amplificador auxiliar) se tiene

$$P_{L,BO} = \frac{1}{2} R_L (I_{o,m})^2 \quad (3.9)$$

Teniendo en cuenta que la ganancia de OBO (Output Back-Off) está dada por

$$OBO = 10 \text{Log}(P_L) - 10 \text{Log}(P_{L,BO}) \quad (3.10)$$

$$-\frac{OBO}{10} = \text{Log}(P_{L,BO}) - \text{Log}(P_L) \quad (3.11)$$

$$-\frac{OBO}{10} = \text{Log}\left(\frac{P_{L,BO}}{P_L}\right) \quad (3.12)$$

$$10^{-\frac{OBO}{10}} = \frac{P_{L,BO}}{P_L} \quad (3.13)$$

Por tanto de la ecuación (3.13) se puede definir que

$$10^{-\frac{OBO}{10}} = \frac{(I_{o,m})^2}{(I_{o,m} + I_{o,p})^2} \quad (3.14)$$

$$I_{o,p} = \beta I_{o,m} \quad (3.15)$$

Siendo

$$\beta = \frac{1 - 10^{-\frac{OBO}{20}}}{10^{-\frac{OBO}{20}}} \quad (3.16)$$

Observando el circuito equivalente que se muestra en la Figura 3.3, para calcular la carga vista por el amplificador principal se puede deducir que

$$Z_{o,m} = \frac{R_L (I_{o,m} + I_{o,p})}{I_{o,m}} \quad (3.17)$$

$$Z_{o,m} = \frac{R_L (I_{o,m} + \beta I_{o,m})}{I_{o,m}} \quad (3.18)$$

$$Z_{o,m} = R_L (1 + \beta) \quad (3.19)$$

De lo cual se obtiene

$$R_L = \frac{Z_{o,m}}{1 + \beta} \quad (3.20)$$

Mientras

$$Z_{o,p} = \frac{R_L(I_{o,m} + I_{o,p})}{I_{o,p}} \quad (3.21)$$

$$Z_{o,p} = \frac{R_L(I_{o,m} + \beta I_{o,m})}{\beta I_{o,m}} \quad (3.22)$$

$$Z_{o,p} = \frac{R_L(1 + \beta)}{\beta} \quad (3.23)$$

Para el amplificador principal, se plantea una polarización clase AB, y en el modo de operación en corriente se plantea un clase F inverso (F^{-1}), que consiste en carga a la frecuencia fundamental (3.5 GHz), circuito abierto al segundo armónico (7 GHz), y cortocircuito al tercero (10.5 GHz). Teniendo en cuenta que como estrategia de diseño se asume un OBO de 6 dB, y se toma la sugerencia del fabricante de un $V_{DS}=28$ V, por tanto según las curvas características del dispositivo (Figura 3.4(a)), la corriente máxima entregada por el drain del dispositivo es $I_{Max,M} = 2.07$ A.

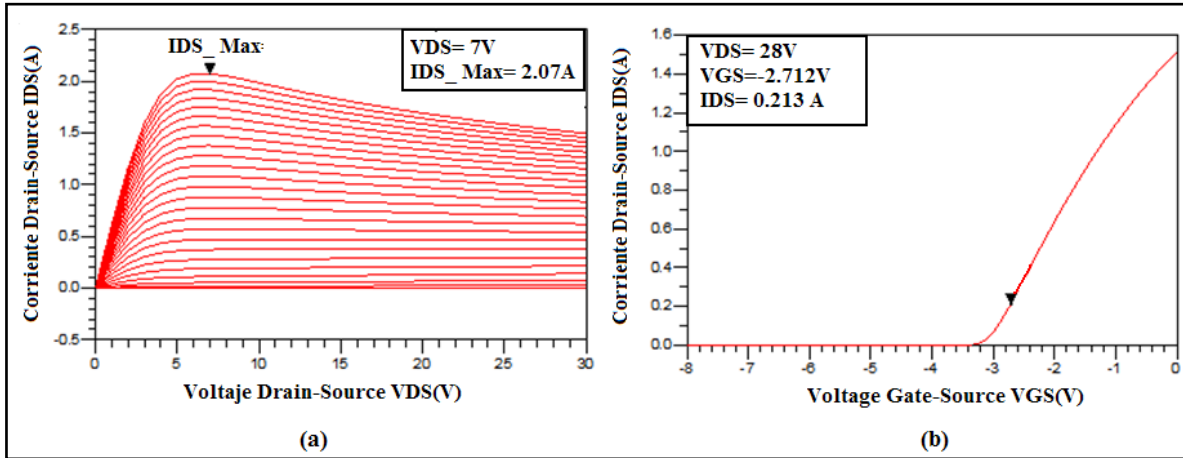


Figura 3.4. Curvas IDS Vs. VDS (a) e IDS Vs. VGS (b) para CGH40010

Por lo tanto se define el ángulo de conducción del amplificador principal ϕ_m (ángulo de conducción del amplificador principal)

$$\phi_m = 2\pi - 2 \cos^{-1} \left(\frac{\varepsilon}{1 - \varepsilon} \right) \quad (3.24)$$

Siendo

$$\varepsilon = \frac{I_{DC,main}}{I_{Max,M}} \quad (3.25)$$

Teniendo en cuenta que para un OBO de 6 dB, la $I_{DC,main}$ debe ser el 10% de $I_{Max,M}$, es decir $\varepsilon = 0.1$ y de esta manera, usando (3.24) se tiene $\phi_m = 193^\circ$ (que corresponde a Clase AB), lo cual da como resultado un voltaje $V_{GS} = -2.7$ V. Ver Figura 3.4(b). Entonces la magnitud de la componente fundamental de corriente en el drain $I_{o,m}$ esta dada por:

$$I_{o,m} = \frac{I_{Max,M}}{2\pi} \frac{\phi_m - \sin(\phi_m)}{1 - \cos\left(\frac{\phi_m}{2}\right)} \quad (3.26)$$

Por tanto $I_{o,m} = 0.8$ A. Conociendo ϕ_m , se puede determinar el ángulo de conducción del amplificador auxiliar, por medio de la ecuación (3.27)

$$\cos\left(\frac{\phi_p}{2}\right) \left[2 \cos^{-1}\left(\frac{\cos\left(\frac{\phi_m}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\phi_p}{2}\right)}\right) - \sin\left(2 \cos^{-1}\left(\frac{\cos\left(\frac{\phi_m}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\phi_p}{2}\right)}\right)\right) \right] = \frac{1}{1 + \beta} [\phi_m - \sin(\phi_m)] \quad (3.27)$$

Despejando de la ecuación, se obtiene un $\phi_p = 128.8^\circ$ y se define el valor de la corriente máxima de drain que va a operar el amplificador auxiliar, como

$$I_{Max,P} = \beta I_{Max,M} \frac{1 - \cos\left(\frac{\phi_p}{2}\right)}{\phi_p - \sin(\phi_p)} \frac{\phi_m - \sin(\phi_m)}{1 - \cos\left(\frac{\phi_m}{2}\right)} \quad (3.28)$$

Dando como resultado $I_{Max,P} = 1.94$ A, con este valor se puede conocer también la $I_{DC,peak}$, que está dada por

$$I_{DC,peak} = -\frac{\cos\left(\frac{\phi_p}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\phi_p}{2}\right)} I_{Max,P} \quad (3.29)$$

De donde se obtiene $I_{DC,peak} = -1.47$ A, por medio de las curvas características de un CGH40010, se obtiene el voltaje $V_{GS} = -6.1$ V para el amplificador auxiliar, donde para determinar el posible valor para V_{GS} , lo que se hace es prolongar virtualmente la pendiente de la curva de transconductancia del dispositivo, desde donde la corriente se hace cero hacia abajo, de esta manera se ubica el valor deseado de la corriente I_{DS} , que para este caso es el de $I_{DC,peak}$, y se busca su respectivo valor de voltaje en el eje horizontal, tal como se muestra en la Figura 3.5

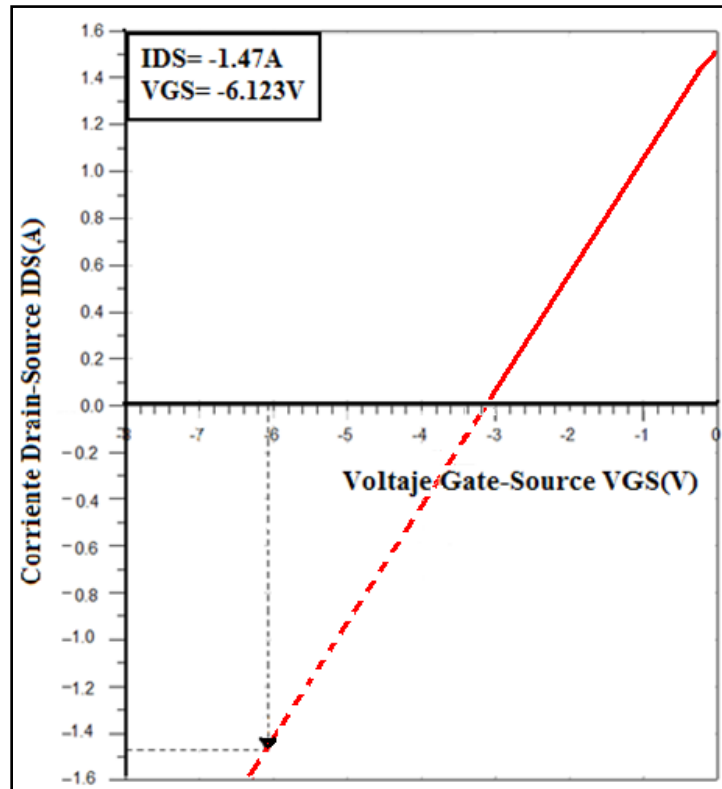


Figura 3.5. Curva de transconductancia CGH40010

Por otra parte, es necesaria la implementación de una red que permita aislar la señal de RF de la fuente de alimentación DC, tanto para la alimentación del Drain como para la polarización del Gate de cada transistor. La función principal de esta red es colocar en circuito abierto los armónicos pares de la señal y en cortocircuito los impares, con el fin de que no se vea afectada la señal a la frecuencia fundamental Figura 3.6.

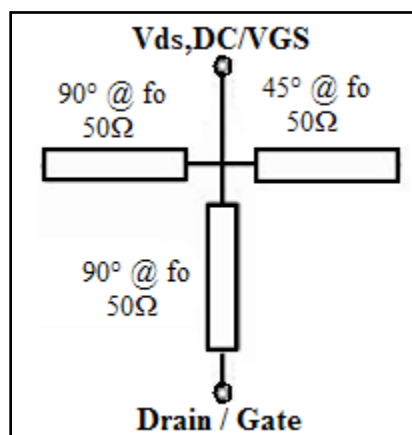


Figura 3.6. Esquema general de Bias Tee para polarización de VGS y VDS

3.2.3 Diseño del Amplificador Doherty

3.2.3.1 Red de Acople de Salida

Luego de haber encontrado la red parásita asociada al dispositivo, se procede a realizar el diseño de la red de salida para el amplificador clase F inverso (F^{-1}), el cual se diseña siguiendo el procedimiento descrito por [42]. Las condiciones que se deben tener en cuenta son: para el segundo armónico, la carga vista sea circuito abierto ($R_{2H}(\phi) \approx \infty$), para el tercer armónico corto circuito ($R_{3H}(\phi) = 0$), y para la componente fundamental la carga óptima para un clase F^{-1} , que está dado por $R_{1H}(\phi) = \sqrt{2}R_{TL}(\phi)$, donde $R_{TL}(\phi)$ es la carga del Tuned Load, que se define como

$$R_{TL}(\phi) = R_A \pi \frac{1 - \cos\left(\frac{\phi}{2}\right)}{\phi - \sin(\phi)} \quad (3.30)$$

con

$$R_A = 2 \frac{V_{ds,DC} - V_k}{I_{Max}} \quad (3.31)$$

Por lo tanto, asumiendo para el diseño $V_{ds,DC} = 28V, V_k = 4V, I_{Max} = 1.6A$ que corresponde al 75% de la máxima corriente que entrega el dispositivo (se define así para protección del mismo), y como se definió anteriormente un ángulo de conducción de $\phi = 193^\circ$. La carga óptima para el clase F^{-1} a la frecuencia fundamental, utilizando (3.30) es $R_{1H}(\phi) = 42\Omega$.

Ahora para el diseño de la red de compensación armónica es necesario tener en cuenta los valores de la red parasita que se determinó anteriormente (L y C), de tal manera que siguiendo el procedimiento descrito por [38], para el segundo armónico se utiliza la ecuación (3.32), que permite colocar la carga vista en circuito abierto

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{1}{Z_0} \left(\frac{1}{2\pi n f_o C} - 2\pi n f_o L \right) \right) \quad (3.32)$$

Mientras que para el tercer armónico se utiliza la ecuación (3.33), que permite colocar la carga vista en cortocircuito

$$\theta = \tan^{-1} \left(-\frac{2\pi n f_o L}{Z_0} \right) \quad (3.33)$$

Para configurar finalmente una red como la que se muestra en la Figura 3.7, en la cual se dispone una línea en serie de longitud eléctrica θ a la frecuencia n veces f_o , según sea el

caso (segundo armónico $n=2$, y $n=3$ para el tercer armónico), además de una línea de 90° a nf_0 , que se encargara de colocar un cortocircuito a esa frecuencia.

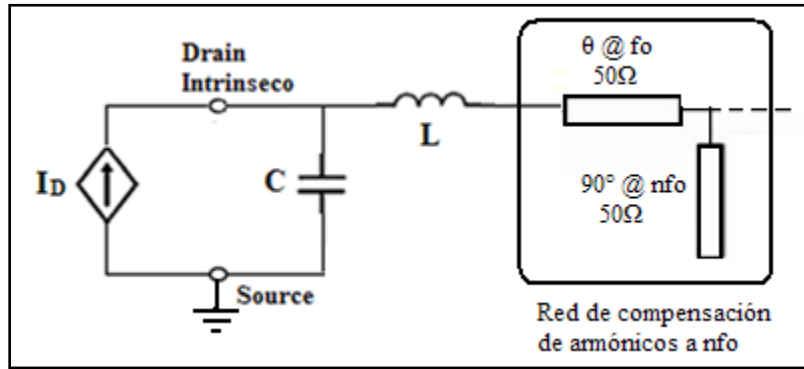


Figura 3.7. Red de compensación armónica para nfo

Para el caso de la red de compensación a la frecuencia fundamental, se utiliza la ecuación (3.34), que permite obtener la impedancia óptima a la frecuencia fundamental, vista por el drain intrínseco.

$$\Gamma_L = \frac{S_{11}}{S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}} \quad (3.34)$$

Donde por medio de una red como la que se muestra en la Figura 3.8 se compense el efecto de L y C , sintetizando la matriz de dispersión S_T .

$$S_T = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

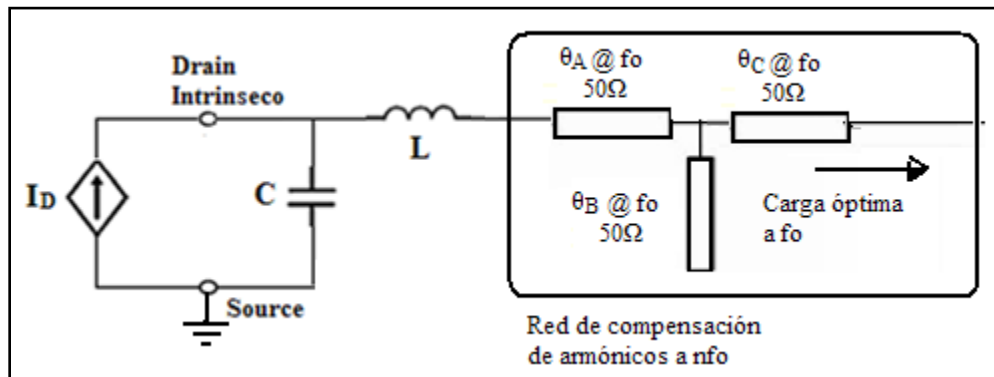


Figura 3.8. Red de compensación de parasitas y carga para la frecuencia fundamental

Se puede decir que las líneas de transmisión θ_A y θ_B se diseñan de la misma manera que las redes de compensación vistas anteriormente, para garantizar los ceros y unos de la matriz de dispersión, mientras que θ_C se utiliza para asegurar una fase de 0° en los parámetros S_{12} y S_{21} . En la Figura 3.9 se muestran las redes de acople de salida diseñadas para los amplificadores principal y auxiliar del Doherty, utilizando las técnicas de diseño mencionadas anteriormente.

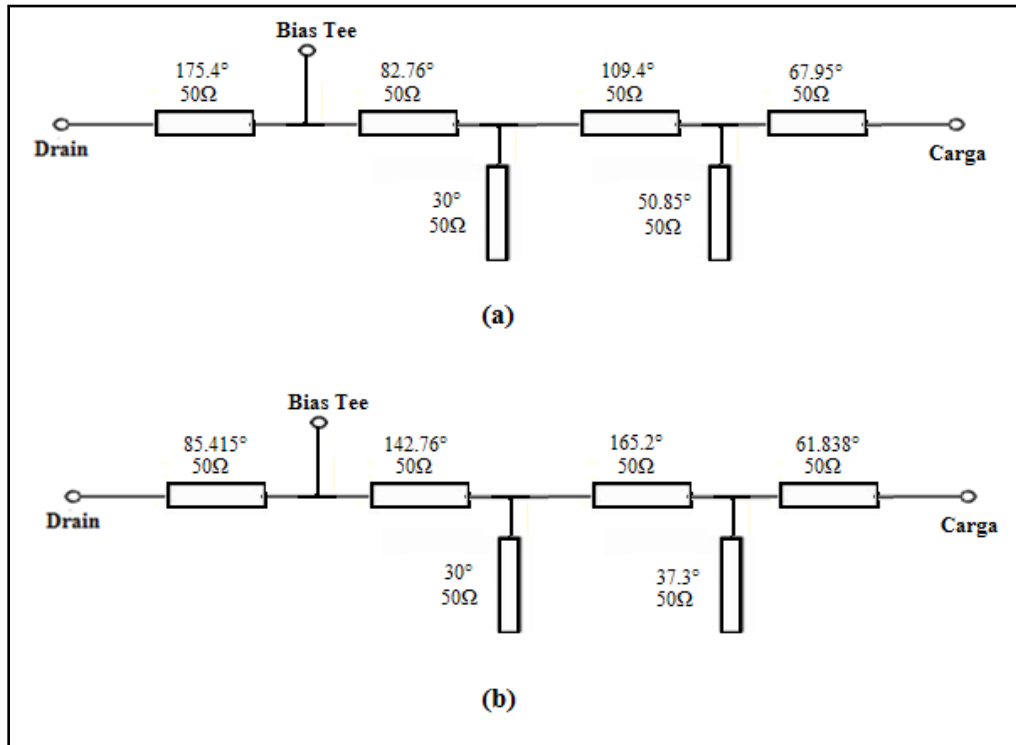


Figura 3.9. Red de acople de salida para los amplificadores principal (a) y auxiliar (b)

3.2.3.2 Red de Acople de Entrada

Para el diseño de la red de entrada, se debe tomar el valor del coeficiente de reflexión (S_{11}) visto a la entrada del dispositivo activo, y a partir de este valor, se diseña una red que se acople perfectamente con su conjugado (S_{11}^*) en la frecuencia fundamental, esto se hace con el fin de garantizar la máxima transferencia de potencia desde la fuente hasta el dispositivo, lo cual permitirá maximizar los niveles de ganancia que puede alcanzar el amplificador. Como lo indica [25], la máxima ganancia Transducida se logra cuando se cumple

$$\Gamma_{in} = \Gamma_S^* \quad (3.35)$$

$$\Gamma_{out} = \Gamma_L^* \quad (3.36)$$

Por otra parte, en el momento de diseñar la red de acople de entrada, es necesario tener en cuenta también el uso de la red de estabilidad del dispositivo activo, la cual se diseña mediante el uso de simulaciones a pequeña señal, buscando garantizar las condiciones de estabilidad del factor de Rollet (Factor K) y la condición de Rollet. Para éste caso, se utiliza una red de elementos distribuidos (R-C) que se incrusta en la red de polarización, lo cual permite que no se vea limitado el ancho de banda operativo del amplificador. Las redes de acople de entrada para los amplificadores principal y auxiliar se muestran en el esquema de la Figura 3.10.

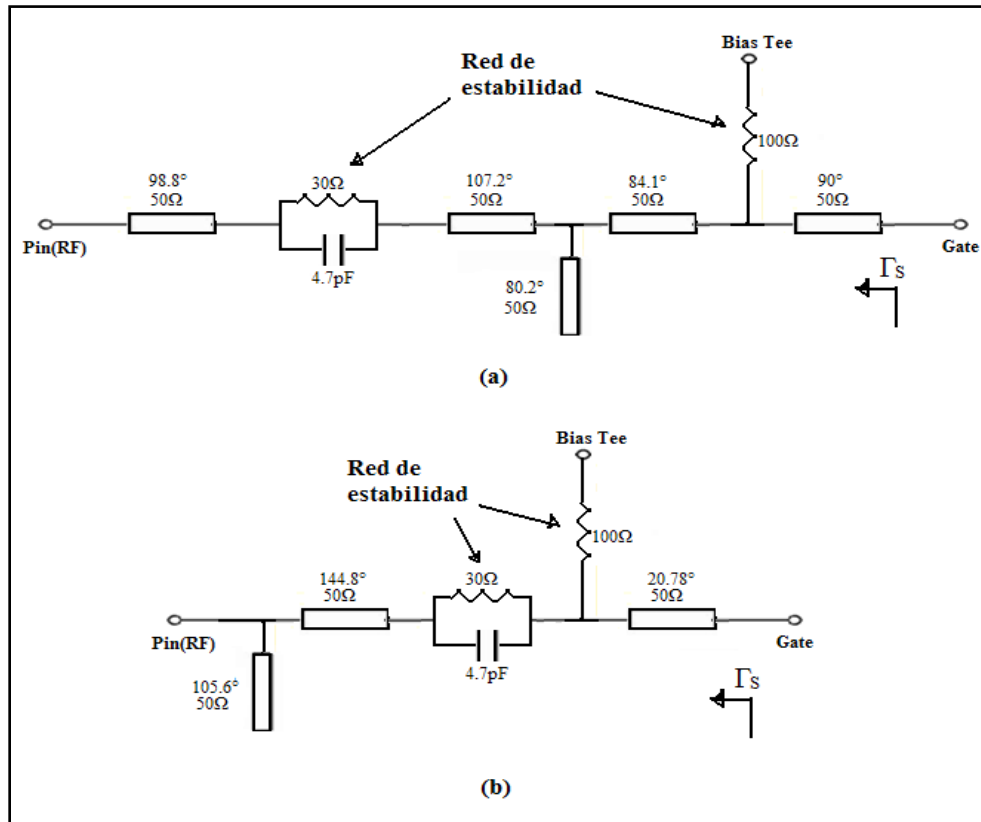


Figura 3.10. Red de acople de entrada para el amplificador principal (a) y auxiliar (b)

Aunque la red de estabilidad y el dispositivo son iguales, tanto para el amplificador principal como para el auxiliar, la diferencia en los voltajes de polarización de Gate ocasiona un cambio en el diseño de la red de acople de entrada entre un amplificador y otro.

3.2.4 Divisor de Potencia

En esta etapa del diseño se decide utilizar un divisor de potencia de dos caminos tipo Wilkinson (*Wilkinson Splitter 2-Way*). Según [7], el también llamado Wilkinson de 3dB (Figura 3.11) es el más utilizado por la facilidad de su diseño.

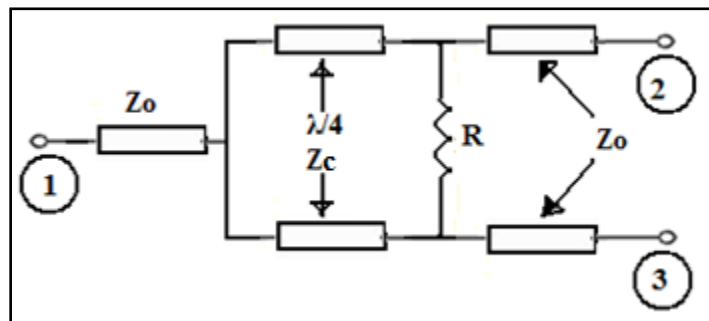


Figura 3.11. Divisor de potencia Wilkinson de 3dB

Básicamente la estructura del divisor consta de una impedancia característica Z_0 (generalmente 50Ω) en todos sus puertos, luego se divide en un par de líneas de transmisión de longitud eléctrica $\lambda/4$ e impedancia característica Z_c , que finalmente terminan con una resistencia de balance R que se coloca entre los dos puertos de salida. Para determinar los valores de Z_c y R se utilizan las ecuaciones (3.37) y (3.38).

$$Z_c = Z_0 \cdot \sqrt{2} \quad (3.37)$$

$$R = 2 \cdot Z_0 \quad (3.38)$$

3.2.5 Diseño de la Etapa de Pre-Amplificación

Para el diseño de la etapa de pre-amplificación es importante definir ciertos parámetros, para que su inclusión dentro de la topología Doherty no afecte las características de operación del mismo [43]. Por lo cual, no se realizará control de armónicos para la red de acople de salida del pre-amplificador, ya que el propósito de la etapa de pre-amplificación es elevar los niveles de ganancia en la zona Doherty, pero a su funcionamiento no requiere de valores de potencia elevados. Dado que, la potencia de salida estará determinada por las etapas principal y auxiliar, diseñadas en la sección anterior. Sin embargo, se lleva a cabo el diseño de la red de compensación de parasitas, buscando un correcto acople entre la impedancia de entrada del amplificador (principal y/o auxiliar) y la impedancia de carga óptima del pre-amplificador. La red de acople de salida del pre-amplificador se muestra en la Figura 3.12.

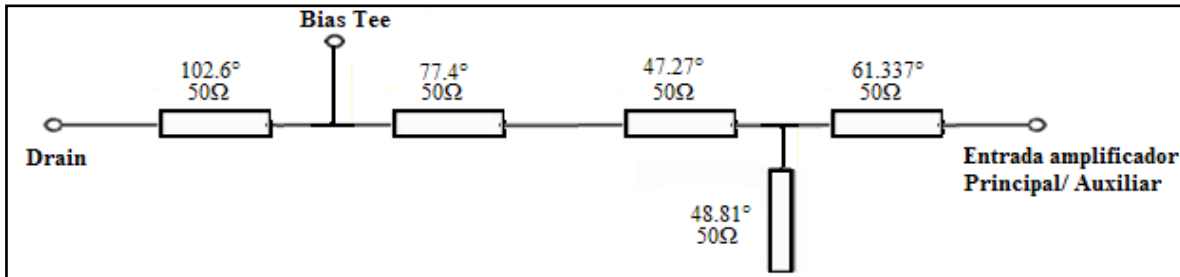


Figura 3.12. Red de acople de salida Pre-Amplificador

Finalmente, la red de acople de entrada del pre-amplificador se hace diseñar para una polarización clase AB, siguiendo el procedimiento mostrado en la sección 3.2.3.2, como se puede observar en la Figura 3.13.

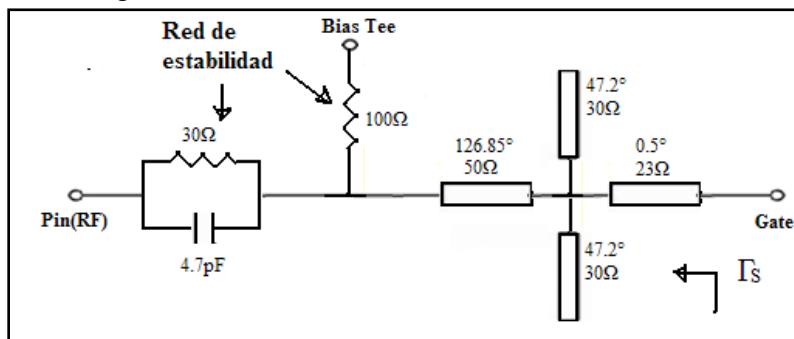


Figura 3.13. Red de acople de entrada Pre-Amplificador

Capítulo 4

SIMULACIÓN Y RESULTADOS

4.1 Amplificador Doherty

Utilizando el software ADS 2014, con el cual se ha realizado toda la fase de diseño del amplificador, ahora se procede a realizar las simulaciones de funcionamiento del mismo. Inicialmente se lleva a cabo la simulación del amplificador Doherty en su topología tradicional, es decir solo los amplificadores principal y auxiliar, cuyas redes de acople de entrada y salida fueron descritas en 3.2.3. Ver Figura 4.1.

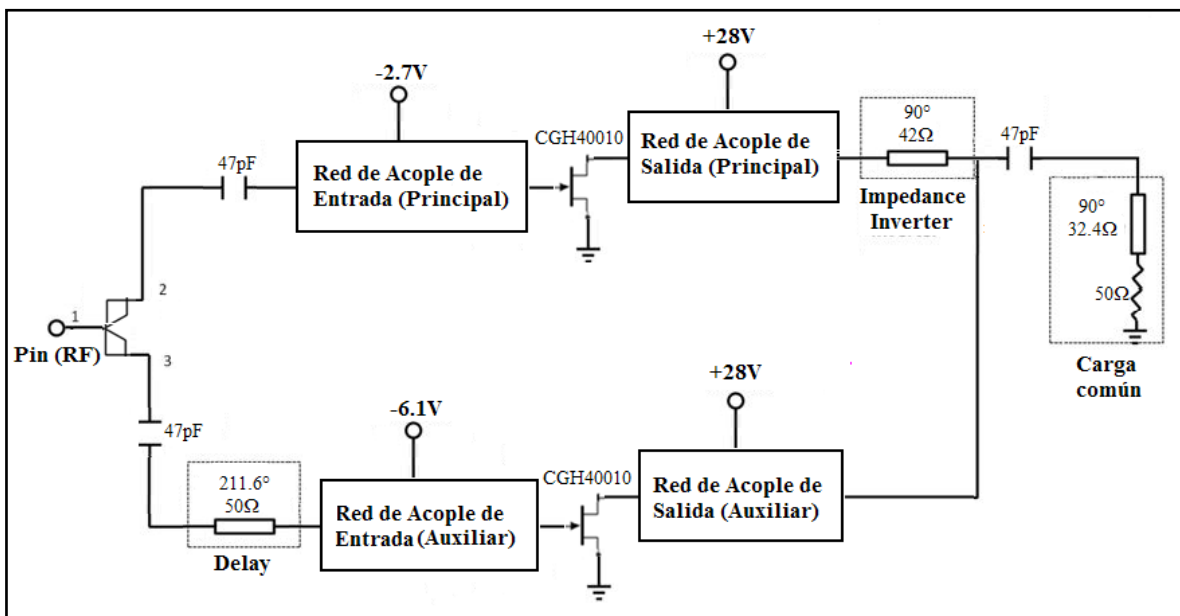


Figura 4.1. Amplificador Doherty a 3.5 GHz

De la Figura 4.1 se puede observar el uso de condensadores de 47pF usados para aislar la polarización DC de la señal RF, y el uso de una línea de transmisión $\lambda/4$ con impedancia característica de 32.4 Ω con el fin de transformar la impedancia de carga 50 Ω (que corresponde la impedancia de un conector estándar) en una impedancia de 21 Ω , es decir la carga común calculada para el Doherty.

Por otra parte, en la Figura 4.2, se observa que tras un barrido en la potencia disponible en la fuente, se alcanza una máxima eficiencia promedio del 71%, una potencia de salida máxima aproximadamente de 43 dBm (20W), mostrando la respuesta de la modulación de carga que realiza el amplificador auxiliar al amplificador principal.

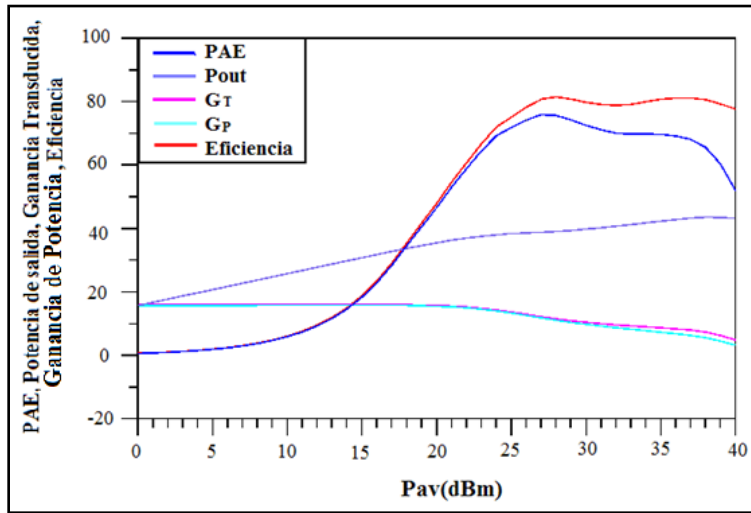


Figura 4.2. Grafica de Eficiencia, PAE, Potencia de Salida, Ganancia Transducida, Ganancia de Potencia, con respecto a la Potencia disponible desde la fuente

Éste efecto se verifica de una manera más grafica observando la Figura 4.3(a), donde se observa el valor de potencia de entrada en el cual se igualan las fases de corriente de Drain de ambos amplificadores, lo cual como muestra la Figura 4.3(b), conlleva a un incremento de la corriente del amplificador auxiliar (Rojo), que iguala en magnitud a la corriente del amplificador principal (Azul), logrando de esta manera una modulación en la carga vista por el principal, lo cual hace que la eficiencia se mantenga para determinado rango de potencia en la entrada del amplificador.

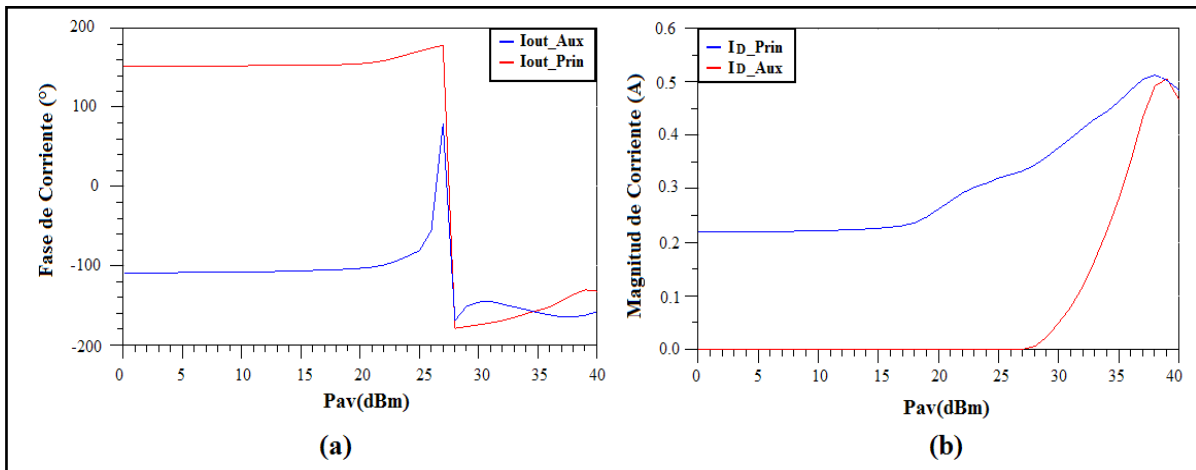


Figura 4.3. Fase (a) y Magnitud (b) de Corriente Vs. Potencia disponible desde la fuente

Ahora bien, haciendo un análisis de la eficiencia y la ganancia con respecto a la potencia de salida, se puede visualizar el OBO de 6dB, además del efecto que ejerce el amplificador auxiliar en la ganancia de la zona Doherty, donde se evidencia una disminución de la

misma, aunque también esta trata de permanecer estable gracias a la función que cumple el amplificador auxiliar. Ver Figura 4.4.

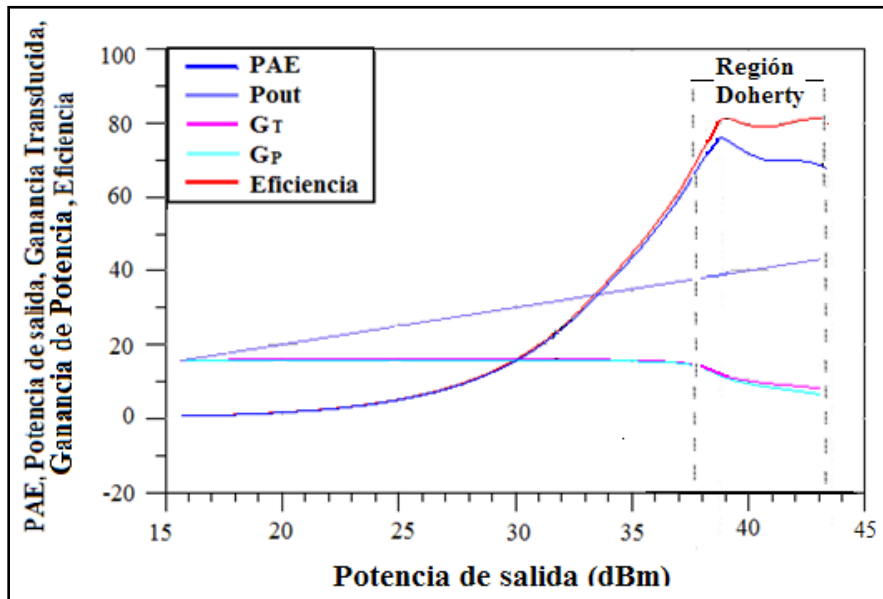


Figura 4.4. Eficiencia y Ganancia vs. Potencia de salida

4.2 Amplificador Doherty con Etapa de Pre-Amplificación

El sistema completo del amplificador Doherty con etapa de pre-amplificación se muestra en la Figura 4.5, donde se dispone a la entrada de cada amplificador su etapa de pre-amplificación respectiva.

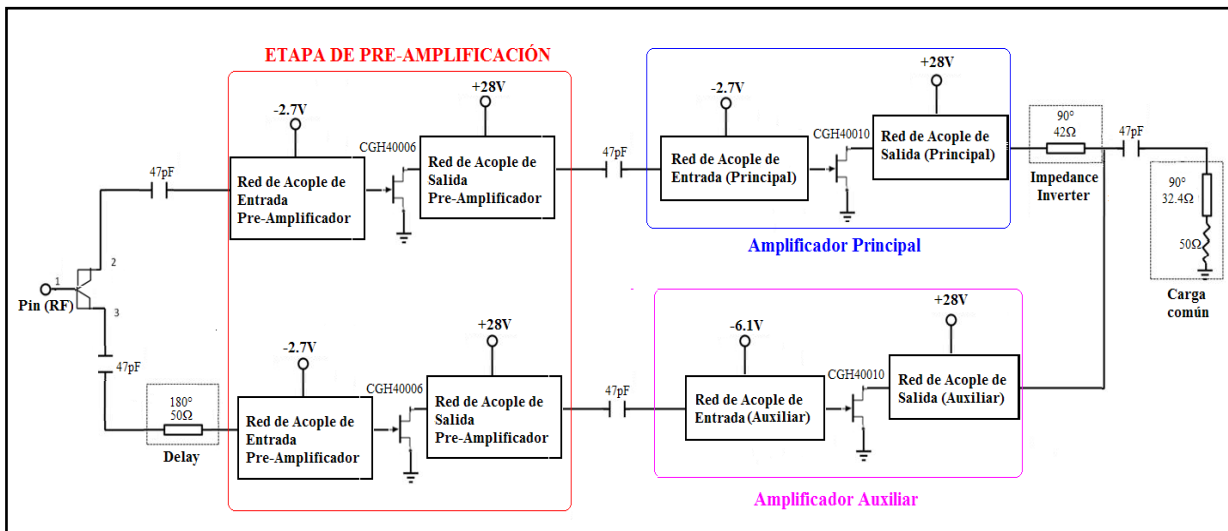


Figura 4.5. Amplificador Doherty con etapa de Pre-Amplificación

Realizando la simulación del diseño completo, se puede observar en la Figura 4.6 que a pesar de presentar una disminución en la eficiencia (Azul, Rojo), lo cual era de esperarse, debido a la inclusión de dos amplificadores más, que incrementan el consumo de potencia DC; se tiene un aumento considerable en los niveles de ganancia (Cian, Magenta) que tiene

en todos los valores de potencia de entrada, respecto de la que se obtuvo en el amplificador sin etapa de Pre-Amplificación. Mientras que en el Doherty común, se obtuvieron niveles de Ganancia de 9.5dB en la región Doherty, usando el pre-amplificador se tienen valores que superan los 20dB de ganancia, lo cual representa un incremento mayor al 110%, mientras que la disminución de eficiencia fue aproximadamente del 37%, pues la eficiencia promedio del Doherty con pre-amplificación es en promedio del 44%.

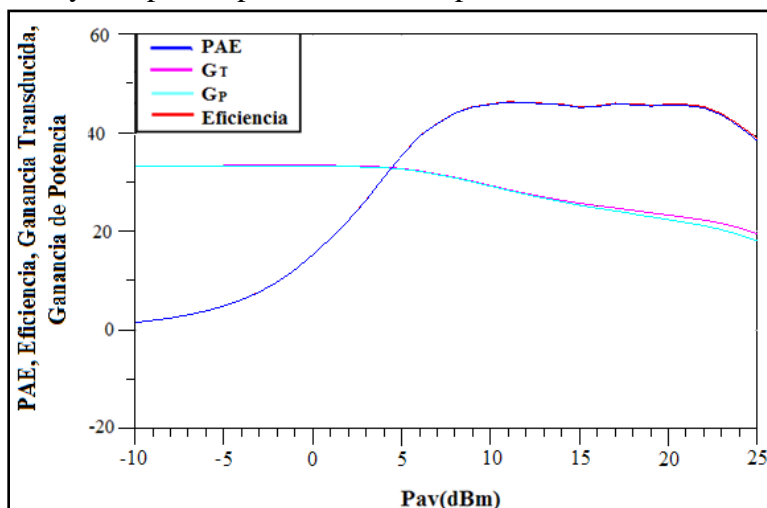


Figura 4.6. Eficiencia, PAE, Ganancia Transducida, Ganancia de Potencia, con respecto a la potencia disponible desde la fuente

De la misma manera se realizó un análisis de las figuras de mérito con respecto a la potencia de salida (Figura 4.7), la cual se mantiene en un máximo nivel de 43 dBm (20W), lo cual demuestra que la potencia de salida del amplificador, únicamente depende de los dispositivos utilizados en las etapas finales de amplificación, es decir los amplificadores principal y auxiliar.

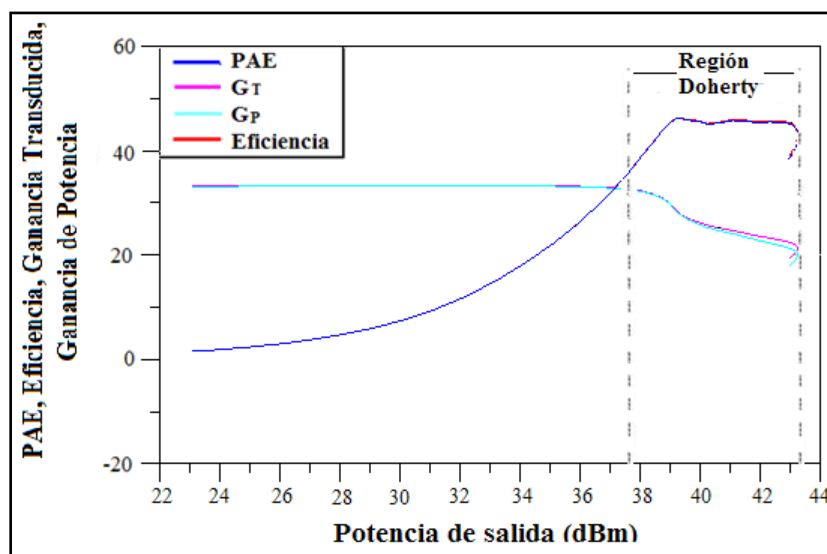


Figura 4.7. Eficiencia y Ganancia vs. Potencia de salida para Doherty con Pre-amplificador

También, en la Figura 4.7 se visualiza la disminución notoria de la eficiencia en la Zona de Back-Off, respecto de la obtenida en el Doherty común. Tras algunas pruebas realizadas, al efectuar cambios en la polarización de los pre-amplificadores y/o en el divisor de potencia, buscando que la ganancia se mantuviera constante a lo largo de la región Doherty; la reducción en la eficiencia de Back-Off es cada vez mayor, por ello se decidió utilizar los dos pre-amplificadores idénticos, para mantener un nivel de eficiencia superior al 40%, pues la idea del proyecto es obtener niveles de ganancia elevados en Back-Off, sin afectar en gran medida la eficiencia, que es un parámetro de igual o mayor peso a la hora de escoger el amplificador más adecuado.

Capítulo 5

CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

5.1 Conclusiones

Se diseñó un amplificador Doherty a 3.5 GHz con etapa de pre-amplificación, para tecnología WiMAX. Partiendo de un estudio de diferentes técnicas de diseño como la estrategia de extracción de parásitas, por medio de la cual se caracterizaron los dispositivos GaN HEMT de Cree Inc., utilizados en cada una de las etapas. Se llevó a cabo el diseño de las redes de acople de entrada y de salida, necesarias para un adecuado acople de potencia entre las etapas de pre-amplificación y los amplificadores Principal y auxiliar del modelo Doherty. Validando por medio de simulación en el software Advanced Design System los resultados obtenidos, que muestran una eficiencia de potencia agregada (PAE) de 44%, potencia de salida en saturación de hasta 43dBm (20W) y valores de ganancia en la zona Doherty que superan los 20dB, que comparado con el amplificador Doherty en su estructura básica representa un incremento mayor al 110%.

5.2 Trabajos Futuros

Se plantea realizar la implementación del circuito diseñado, para verificar experimentalmente los resultados obtenidos en este proyecto.

Por otra parte se plantea el uso de dispositivos activos con mayor ancho de banda, para poder trabajar en frecuencias más altas, ya que los dispositivos aquí utilizados son muy limitados en este sentido, y las nuevas tecnologías de comunicación inalámbrica se proyectan para operar en frecuencias cada vez mayores.

Una posible mejora se podría presentar utilizando un pre-amplificador con mayor ganancia en el Auxiliar, que en el amplificador Principal, pero el reto se presenta en la reducción de la eficiencia en la Zona Doherty, por lo cual se recomienda probar el uso de diferentes dispositivos activos.

REFERENCIAS

- [1] CISCO, "Introducción a Redes," ed: CISCO Networking Academy, 2015.
- [2] C. V. Mora Peralta, K. Ortega Hernandez, and C. Trejo Ruiz, "Estudio por Computadora, del Desempeño de un Amplificador de Potencia Clase A para Transceptores Móviles de Telefonía Celular," Tesis de pregrado, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, 2013.
- [3] P. Saad, P. Colantonio, L. Piazzon, F. Giannini, K. Andersson, and C. Fager, "Design of a Concurrent Dual-Band 1.8-2.4-GHz GaN-HEMT Doherty Power Amplifier," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, pp. 1840-1849, 2012.
- [4] J. M. Rubio, J. Fang, R. Quaglia, V. Camarchia, M. Pirola, S. D. Guerrieri, *et al.*, "A 22W 65% efficiency GaN Doherty Power Amplifier at 3.5 GHz for WiMAX applications," in *2011 Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits (INMMIC)*, 2011, pp. 1-4.
- [5] S. S. Haykin, M. Moher, and T. Song, *An introduction to analog and digital communications* vol. 1: Wiley, 1989.
- [6] J. G. Proakis, M. Salehi, N. Zhou, and X. Li, *Communication systems engineering* vol. 2: Prentice-Hall, 1994.
- [7] P. Colantonio, F. Giannini, and E. Limiti, *High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers* vol. 1: John Wiley & Sons, Ltd, 2009.
- [8] B. Kim, J. Moon, and I. Kim, "Advanced Doherty Architecture," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, pp. 72-86, 2010.
- [9] H.-Y. Wei, J. Rykowski, and S. Dixit, *WiFi, WiMAX and LTE Multi-hop Mesh Networks: Basic Communication Protocols and Application Areas* vol. 96: John Wiley & Sons, 2013.
- [10] (2013). *Acerca de las Tecnologías Inalámbricas*. Available: <http://www.wilac.net/>
- [11] C. Shanzhi, W. Yingmin, Q. Fei, S. Zukang, and S. Shaohui, "LTE-HI: A new solution to future wireless mobile broadband challenges and requirements," *IEEE Wireless Communications*, vol. 21, pp. 70-78, 2014.
- [12] (2014, Oct. 22). *La ultima milla*. Available: <http://redestelematicas.com/la-ultima-milla/>
- [13] S. Ahmed, "Performance analysis of Mobile WiMAX Technology," in *International Conference on Computing for Sustainable Global Development (INDIACom), 2014*, 2014, pp. 959-961.
- [14] L. Ping and P. DiCarlo, "Overview of WiMAX system and related power amplifier design," in *9th International Conference on Solid-State and Integrated-Circuit Technology, 2008. ICSICT 2008*, 2008, pp. 1361-1364.
- [15] M. Vasic, "Wide bandwidth high efficiency power converter for rf amplifiers," PhD Thesis, Escuela técnica Superior de Ingenieros Industriales, Universidad Politecnica de Madrid, 2010.
- [16] S. S. Bouajina, M. Jaidane, and F. Ghannouchi, "Weighted criteria for RF power amplifiers identification in wide-band context," in *15th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, 2008. ICECS 2008*. , 2008, pp. 173-176.

- [17] C. Kyoung-Joon, K. Wan-Jong, K. Jong-Heon, and S. P. Stapleton, "Linearity optimization of a high power Doherty amplifier based on post-distortion compensation," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, pp. 748-750, 2005.
- [18] G. I. Haddad and R. J. Trew, "Microwave solid-state active devices," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 760-779, 2002.
- [19] J. C. Muñoz Pérez, "Metodología de diseño y construcción de prototipos amplificadores de potencia de microondas para la banda de radiofrecuencia UHF/Methodology of design and construction of microwave power amplifiers prototypes for uhf radio frequency band," MSc. Thesis, Universidad Nacional de Colombia, 2012.
- [20] S. M. Sze, *Semiconductor devices: physics and technology*: John Wiley & Sons, 2008.
- [21] V. Camarchia, J. J. Moreno Rubio, M. Pirola, R. Quaglia, P. Colantonio, F. Giannini, *et al.*, "High-Efficiency 7 GHz Doherty GaN MMIC Power Amplifiers for Microwave Backhaul Radio Links," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 60, pp. 3592-3595, 2013.
- [22] J. Fang, R. Quaglia, J. M. Rubio, V. Camarchia, M. Pirola, S. D. Guerrieri, *et al.*, "Design and baseband predistortion of a 43.5 dBm GaN Doherty amplifier for 3.5 GHz WiMAX applications," in *European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2011* 2011, pp. 256-259.
- [23] J. M. Rubio, J. Fang, V. Camarchia, R. Quaglia, M. Pirola, and G. Ghione, "3-3.6-GHz Wideband GaN Doherty Power Amplifier Exploiting Output Compensation Stages," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, pp. 2543-2548, 2012.
- [24] M. Golio, *RF and Microwave Semiconductor Device Handbook*: CRC press, 2003.
- [25] D. M. Pozar, *Microwave Engineering, 2nd*: John Wiley & Sons, Inc., 1998.
- [26] S. C. Cripps, *RF power amplifiers for wireless communications, second edition*: Artech House, Incorporated, 2006.
- [27] V. Camarchia, J. Fang, G. Ghione, A. Javan Khoshkholgh, J. Moreno Rubio, M. Pirola, *et al.*, "Bandwidth extension of GaN Doherty power amplifier: Effect on power, efficiency and linearity," in *IEEE International Wireless Symposium (IWS), 2013* 2013, pp. 1-4.
- [28] W. H. Doherty, "A new high efficiency power amplifier for modulated waves," *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 24, pp. 1163-1182, 1936.
- [29] S. C. Cripps, *Advanced techniques in RF power amplifier design*: Artech House on Demand, 2002.
- [30] A. Markos, P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofre, M. Imbimbo, and G. Kompa, "A 6W uneven Doherty power amplifier in GaN technology," in *European Microwave Integrated Circuit Conference, 2007. EuMIC 2007.* , 2007, pp. 299-302.
- [31] F. H. Raab, "Efficiency of Doherty RF power-amplifier systems," *IEEE Transactions on Broadcasting*, pp. 77-83, 1987.
- [32] B. Kim, J. Kim, and I. Kim, "The Doherty power amplifier," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 7, pp. 42-50, oct. 2006.

- [33] J. Fang, J. Moreno, R. Quaglia, V. Camarchia, M. Pirola, S. D. Guerrieri, *et al.*, "3.5 GHz WiMAX GaN Doherty power amplifier with second harmonic tuning," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 54, pp. 2601-2605, 2012.
- [34] V. Camarchia, J. Fang, J. Moreno Rubio, M. Pirola, and R. Quaglia, "7 GHz MMIC GaN doherty power amplifier with 47% efficiency at 7 dB output back-off," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 23, pp. 34-36, 2013.
- [35] A. Agah, H. T. Dabag, B. Hanafi, P. M. Asbeck, J. F. Buckwalter, and L. E. Larson, "Active Millimeter-Wave Phase-Shift Doherty Power Amplifier in 45-nm SOI CMOS," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 48, pp. 2338-2350, 2013.
- [36] L. Yong-Sub, L. Mun-Woo, and J. Yoon-Ha, "Advanced design of an extended GaN HEMT Doherty amplifier using uneven saturation power for WiMAX applications," in *IEEE Radio and Wireless Symposium, 2009. RWS '09 2009*, pp. 268-271.
- [37] Y. Yang, J. Cha, B. Shin, and B. Kim, "A microwave Doherty amplifier employing envelope tracking technique for high efficiency and linearity," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 13, pp. 370-372, 2003.
- [38] J. J. Moreno-Rubio, E. F. Angarita-Malaver, L. F. Perez-Mancera, N. R. Burgos, and W. A. Cuevas-Carrero, "Harmonic tuned RF/microwave high efficiency power amplifier design accessing the intrinsic drain," in *Central America and Panama Convention (CONCAPAN XXXIV), 2014 IEEE*, Panama, Panama, 2014, pp. 1-6.
- [39] CREE. (2015, Aug 11). *CGH40010*. Available: <http://www.cree.com/RF/Products/General-Propose-Broadband-28-V/Packaged-Discrete-Transistors/CGH40010>
- [40] CREE. (2015, Aug 11). *CGH40006*. Available: <http://www.cree.com/RF/Products/General-Propose-Broadband-28-V/Packaged-Discrete-Transistors/CGH40006>
- [41] J. J. Moreno-Rubio and E. F. Angarita-Malaver, "The Doherty Power Amplifier: Design Strategy," in *2015 IEEE Thirty Fifth Central American and Panama Convention (CONCAPAN XXXV)*, Tegucigalpa, Honduras, 2015, pp. 212-216.
- [42] J. J. Moreno Rubio, W. A. Cuevas, and J. J. Tinjacá Soler, "Diseño de un amplificador clase F inverso a 3.5 GHz usando tecnología GaN-HEMT," *Ingeniería, negocios e innovación*, vol. 1, 2015.
- [43] J. J. Moreno Rubio, W. A. Cuevas Carrero, and J. J. Tinjacá Soler, "Diseño de un amplificador clase F-1 con etapa de pre-amplificación a 3.5 GHz," in *IV Congreso Internacional de Instrumentación, Control y Telecomunicaciones (CICT); I Congreso Internacional en Diseño, Fabricación y Nuevos Materiales(CIDIFAM)*, Universidad Santo Tomas, Tunja, 2015, pp. 1-4.