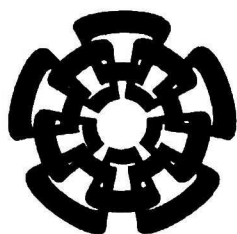


xx(178695.1)



Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del I.P.N.
Unidad Guadalajara

Modelado No Lineal de Transistores GaN con Aplicación al Diseño de Amplificadores de Potencia de Alta Eficiencia Clase F en Banda S



Tesis que presenta:

Jesús Leonardo León Carmona

para obtener el grado de:

Maestro en Ciencias

en la especialidad de:

Ingeniería Eléctrica

Directores de Tesis

Dr. José Raúl Loo Yau

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

**CINVESTAV
IPN
ADQUISICION
DE LIBROS**

Guadalajara, Jalisco, Febrero de 2009.

CLASIF.: TK165.G8 .L46 2009
ADQUIS.: 361-556
FECHA: 2-Sep-09
PROCED.: DON-09
\$

10:160798 - 1001

Modelado No Lineal de Transistores GaN con Aplicación al Diseño de Amplificadores de Potencia de Alta Eficiencia Clase F en Banda S

**Tesis de Maestría en Ciencias
Ingeniería Eléctrica**

Por:

Jesús Leonardo León Carmona
Ingeniero en Electrónica

INSTITUTO TECNOLOGICO DE HERMOSILLO 2001-2006

Becario de CONACYT, expediente no. 203486

Directores de Tesis
Dr. José Raúl Loo Yau
Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

CINVESTAV del IPN Unidad Guadalajara, Febrero de 2009.

A mi madre
por su cariño, apoyo y enseñanzas
que me ayudaron a seguir cada día adelante

Agradecimientos

A *mis maestros* del CINVESTAV y del CICESE, con admiración y respeto, por compartir a mis compañeros y a mí sus conocimientos y experiencias.

A *mi asesor*, el Dr. José Raúl Loo Yau, por haberme tenido paciencia y haber confiado en mí.

Al Dr. Apolinar Reynoso, por su orientación y apoyo. Por sus pláticas sobre fútbol que causaron controversia e hicieron interesantes las tardes en el CICESE.

Al M. C. Eleazar Zúñiga, por haberme enseñado a utilizar el equipo del laboratorio y a que nunca tuvo un No como respuesta, a pesar de estar ocupado, cuando tenía dudas.

A *mis Compañeros* del CINVESTAV y del CICESE, por su amistad y apoyo, con los cuales compartí muchos momentos agradables y otros no tanto: *Hector, Billy, Gera, Gregorio, Omar, Pihy, Ely, Roger, Nancymer, Brenda, Edgar, Jaqueline.*

Al M. C. Alberto García Osorio, por haberme brindado sus conocimientos y experiencias, los cuales me fueron de mucha ayuda.

A mi primo Memo, por haberme aguantado tanto tiempo en su casa y brindarme su amistad y apoyo incondicional.

Al CICESE, por las facilidades brindadas en su centro de investigación.

Al CONACYT, por el apoyo económico brindado durante el periodo de maestría.

Resumen

En este trabajo se desarrolla un método sencillo y fácil para el diseño de amplificadores de potencia altamente eficientes clase F con transistores de GaN. El método está basado en la obtención de las impedancias óptimas de carga y entrada a la frecuencia fundamental, segunda y tercera armónica por medio de la simulación de la técnica de “load pull” y “source pull”, respectivamente.

Para realizar dichas simulaciones se desarrolla el modelo no lineal del transistor, empleando una novedosa técnica para extraer los elementos parásitos del transistor y empleando el modelo de corriente de drenador de TOM3. Los resultados teóricos de parámetros S concuerdan con mediciones experimentales, demostrando así la efectividad del modelo para predecir el comportamiento del transistor a pequeña señal. Además el modelo fue probado en gran señal a través de mediciones experimentales de potencia de entrada contra potencia de salida, obteniendo resultados satisfactorios.

Para validar la técnica de diseño y el modelo de una manera más robusta se diseñaron y construyeron dos amplificadores de potencia clase F a 1 y 2 GHz donde la eficiencia de potencia añadida (PAE) teórica fue de 76.7% y 76.2%, respectivamente. Los resultados experimentales mostraron un PAE de 53% y 60% a 1 y 2 GHz, respectivamente. Los primeros resultados obtenidos indicaban una diferencia significativa entre la simulación y la teoría. Sin embargo, pruebas exhaustivas mostraron que el problema radicaba en la fabricación de las redes de adaptación de entrada y salida. Para verificar este hecho, se procedió a la caracterización y medición experimental de las redes de adaptación. Una segunda simulación tomando en cuenta las características reales de las redes de adaptación demuestra una alta correlación entre los datos teóricos y experimentales.

Abstract

This work presents a simple and easy method to design high efficiency class F power amplifiers using GaN transistors. The method is based on the determination of the optimum load and source impedances at the fundamental frequency, second and third harmonic through a Load and Source Pull simulation.

Prior to perform these simulations, a nonlinear model that describe appropriate the electrical characteristics of the GaN FET has to be obtained. To determine the nonlinear model, a novel technique to extract the parasitic elements of the GaN FET was used and the I-V characteristics of the FET were modeled with the TOM3 model. Experimental data of S parameters along with Pin-Pout demonstrate the capability of the model to predict the behavior of the GaN FET under small and large signal conditions.

Finally to validate the proposed method, two high efficiency class F PA were designed and constructed. Theoretical data demonstrate a PAE of 76.7% and 76.2% at 1 and 2 GHz, respectively. However, experimental results show a PAE of 53% and 60% at 1 and 2 GHz, respectively. In order to explain the difference between the experimental and theoretical data, an exhaustive analysis was performed. The research concludes that the problem lies in the process to construct the input and output matching network. Thus, a second simulation taking into account the real characteristics of the input and output matching network demonstrate that the experimental and theoretical data agree very well.

Contenido

Agradecimientos	i
Resumen.....	ii
Abstract.....	iii
Contenido	iv
Índice de Figuras	vii

Capítulo 1. Introducción

1.1 Antecedentes.....	1
1.2 Objetivos	3
1.3 Planteamiento del problema.....	3
1.4 Organización de la tesis.....	3

Capítulo 2. Fundamentos de los Amplificadores de Potencia

2.1 Potencia de entrada y salida.....	6
2.2 Ganancia de potencia	7
2.3 Estabilidad.....	7
2.4 Eficiencia	8
2.5 Promedio de Eficiencia.....	9
2.6 Linealidad	9

2.6.1 Punto de compresión a 1dB	10
2.6.2 Nivel de saturación.....	11
2.6.3 Punto de Intersección.....	11
2.7 Tamaño y costo.....	12
2.8 Metodologías de diseño de AP	12
2.8.1 Diseño mediante simulación.....	12
2.8.2 Caracterización mediante load/source pull.....	13
2.9 Clases de los Amplificadores de Potencia.....	14
2.9.1 Clase A	14
2.9.2 Clase B.....	14
2.9.3 Clase AB.....	15
2.9.4 Clase C.....	15
2.9.5 Clase D.....	16
2.9.6 Clase E	16
2.9.7 Clase F.....	16
2.10 Conclusiones.....	17

Capítulo 3. Origen del Amplificador de Potencia Clase F

3.1 Análisis de Fourier de las formas de onda del clase F.....	19
3.1.1 Componente de DC para la Corriente y el Voltaje en el Transistor	20
3.1.2 Componente Par de la Corriente y el Voltaje en el Transistor.....	20
3.1.3 Componente Impar de la Corriente y el Voltaje en el Transistor.....	20
3.1.4 Demostración de una eficiencia de drenador/colector del 100 %	21
3.2 Consideraciones en la Impedancia de Salida del AP clase F.....	22
3.3 Consideraciones Prácticas para la Implementación de un AP clase F.....	23
3.3.1 Demostración de la Eficiencia y Potencia de Salida del AP clase F.....	25
3.3.2 Efectos de los Armónicos en la Eficiencia de drenador en el AP clase F	26
3.3.3 Efecto de la resistencia de encendido en la Eficiencia de drenador en el AP clase F..	34
3.4 Corolario sobre los Efectos de las Armónicas en el Diseño de los AP clase F	36
3.5 Forma práctica de obtener las impedancias óptimas en el AP clase F	37
3.6 Conclusiones.....	38

Capítulo 4. Modelado de un transistor de GaN

4.1 ¿Por qué utilizar un transistor de AlGaN/GaN HEMTs?	40
4.2 Modelado en pequeña señal del transistor de AlGaN/GaN	43
4.2.1 Extracción de los elementos parásitos extrínsecos	45
4.2.1.1 Determinación de las resistencias e inductancias parásitas	46
4.2.1.2 Determinación de las capacitancias parásitas	49
4.2.2 Extracción de los elementos intrínsecos	50
4.2.3 Comprobación del modelo en pequeña señal	51
4.3 Modelado No lineal del transistor de AlGaN/GaN	53
4.3.1 Modelo de Angelov	54
4.3.2 Modelo de TOM3	58
4.4 Conclusiones	61

Capítulo 5. Diseño, Construcción y Resultados obtenidos del AP clase F

5.1 Procedimiento de diseño	62
5.1.1 Punto de Operación	63
5.1.2 Estabilidad del AP clase F	63
5.1.3 Ganancia	64
5.1.4 Determinación de las redes de acoplamiento a la salida y entrada	64
5.2 Metodología para obtener las impedancias en la entrada y salida del transistor a los 3 primeros armónicos	65
5.3 Transformación de impedancias ideales a impedancias reales	75
5.4 Resultados obtenidos del AP clase F a 2 GHz	80
5.5 Resultados obtenidos del AP clase F a 1 GHz	85
5.6 Conclusiones	88

Capítulo 6. Conclusiones y Trabajo futuro

6.1 Conclusiones generales	89
6.2 Trabajo futuro	90

Referencias	91
-------------------	----

Índice de Figuras

Figura 2.1 Gráfica de potencia de entrada vs potencia de salida para ilustrar el punto de compresión 1dB de ganancia.....	11
Figura 3.1 Formas de onda de voltaje y corriente en el drenador/colector para un AP clase F: a) corriente; b) voltaje.....	19
Figura 3.2 Formas de onda de voltaje y corriente en el drenador/colector para un AP clase F24	
Figura 3.3 Forma de onda de $V_D(\theta)$ para tres armónicos.....	28
Figura 3.4 Forma de onda de $I_D(\theta)$ para tres armónicos.....	29
Figura 3.5 Formas de onda de $I_D(\theta)$ y $V_D(\theta)$ del AP clase F para tres armónicos	30
Figura 3.6 Forma de onda de $V_D(\theta)$ para cinco armónicos	31
Figura 3.7 Forma de onda de $I_D(\theta)$ para cinco armónicos	33
Figura 3.8 Formas de onda de $I_D(\theta)$ y $V_D(\theta)$ del AP clase F para cinco armónicos	33
Figura 3.9 Máxima eficiencia en función de los armónicos.....	34
Figura 3.10 Circuito del AP clase F al utilizar filtros resonadores hasta el tercer armónico	37
Figura 3.11 Simulación del método de load/source pull	37
Figura 4.1 Estructura del dispositivo AlGaIn/GaN HEMT en sustrato de SiC	41
Figura 4.2 Dispositivo AlGaIn/GaN HEMT: a) Diagrama de bandas mostrando el pozo cuántico y el 2DEG; b) Modelo de la formación del 2DEG	43
Figura 4.3 Circuito equivalente en pequeña señal de un transistor de efecto de campo.....	44

Figura 4.4 Método para la extracción de la matriz Y del dispositivo intrínseco.....	45
Figura 4.5 Circuito equivalente del “cold FET” del HEMT de GaN con una baja corriente de compuerta y drenador flotando.....	46
Figura 4.6 Circuito equivalente del pinch-off “cold FET” del HEMT de GaN con polarización inversa.....	49
Figura 4.7 Comparación de los coeficientes de reflexión S_{11} y S_{22} del punto de polarización A: $V_{GS} = -2.5V$ y $V_{DS} = 25V$; y punto de polarización B: $V_{GS} = -2.4V$ y $V_{DS} = 20V$	52
Figura 4.8 Comparación de los coeficientes de transmisión S_{12} y S_{21} del punto de polarización A: $V_{GS} = -2.5V$ y $V_{DS} = 25V$; y punto de polarización B: $V_{GS} = -2.4V$ y $V_{DS} = 20V$	52
Figura 4.9 Circuito equivalente en gran señal	53
Figura 4.10 Curvas características de I-V del transistor GaN CGH35015 medidas y simuladas con el modelo de Angelov	55
Figura 4.11 Coeficientes de reflexión en la carta de Smith medidos y simulados con el modelo de Angelov.....	55
Figura 4.12 Coeficientes de transmisión en forma polar medidos y simulados con el modelo de Angelov.....	56
Figura 4.13 Potencia de entrada contra potencia de salida, ganancia y armónicos a $f_0=2$ GHz simuladas con el modelo de Angelov y experimentales	57
Figura 4.14 Curvas características de I-V del transistor GaN CGH35015 medidas y simuladas con el modelo de TOM3.....	59
Figura 4.15 Coeficientes de reflexión en la carta de Smith medidos y simulados con el modelo de TOM3	59
Figura 4.16 Coeficientes de transmisión en forma polar medidos y simulados con el modelo de TOM3.....	60
Figura 4.17 Potencia de entrada contra potencia de salida, ganancia y armónicos a $f_0=2$ GHz simuladas con el modelo de TOM3 y experimentales.....	61
Figura 5.1 Factor de estabilidad K del transistor.....	63
Figura 5.2 Ganancia del transistor con resistencia de estabilización y sin ella.....	64
Figura 5.3 Diagrama a bloques del AP.....	65
Figura 5.4 Contornos de potencia y PAE del source pull a la fundamental a $f_0=2$ GHz.....	66
Figura 5.5 Propiedades del AP con el source pull a la fundamental a $f_0=2$ GHz.....	66

Figura 5.6 Formas de onda del drenador intrínseco a $f_0=2$ GHz.....	67
Figura 5.7 Contornos de potencia y PAE del load pull a la fundamental a $f_0=2$ GHz.....	68
Figura 5.8 Propiedades del AP con el load pull a la fundamental a $f_0=2$ GHz.....	68
Figura 5.9 Formas de onda del drenador intrínseco a $f_0=2$ GHz.....	69
Figura 5.10 Contornos de potencia y PAE del load pull al segundo armónico a $f_0=2$ GHz....	69
Figura 5.11 Propiedades del AP con el load pull al segundo armónico a $f_0=2$ GHz.....	70
Figura 5.12 Formas de onda del drenador intrínseco a $f_0=2$ GHz.....	70
Figura 5.13 Contornos de potencia y PAE del load pull al tercer armónico a $f_0=2$ GHz.....	71
Figura 5.14 Propiedades del AP con el load pull al tercer armónico a $f_0=2$ GHz.....	71
Figura 5.15 Formas de onda del drenador intrínseco a $f_0=2$ GHz.....	72
Figura 5.16 Contornos de potencia y PAE del source pull a la fundamental a $f_0=2$ GHz.....	73
Figura 5.17 Propiedades del AP con el source pull a la fundamental a $f_0=2$ GHz.....	73
Figura 5.18 Formas de onda del drenador intrínseco a $f_0=2$ GHz.....	74
Figura 5.19 Recta de carga del AP clase F para una potencia de entrada de 28 dBm a $f_0=2$ GHz.....	74
Figura 5.20 Red de adaptación a la entrada.....	76
Figura 5.21 Impedancias de entrada e impedancias vistas por el puerto de la compuerta del transistor normalizadas a 50Ω	77
Figura 5.22 Aislamiento de la señal de RF y la señal de DC de la red de entrada.....	77
Figura 5.23 Red de adaptación a la salida.....	78
Figura 5.24 Impedancias a la salida e impedancias vistas por el puerto del drenador del transistor normalizadas a 50Ω	79
Figura 5.25 Aislamiento de la señal de RF y la señal de DC de la red de salida.....	79
Figura 5.26 Amplificador de potencia clase F a $f_0=2$ GHz.....	80
Figura 5.27 Formas de onda del voltaje y la corriente en el drenador que presenta el AP clase F a $f_0=2$ GHz.....	81
Figura 5.28 Impedancias en el drenador intrínseco del AP clase F a $f_0=2$ GHz.....	81
Figura 5.29 Comparación de la simulación y medición del AP clase F a $f_0=2$ GHz: a) Potencia de entrada contra ganancia, PAE y potencia de salida; b) Potencia de entrada contra eficiencia.....	82
Figura 5.30 Simulación del AP clase F con las redes de adaptación medidas en parámetros S..83	

Figura 5.31 Comparación de la simulación y medición del AP clase F a $f_o=2$ GHz con las redes de adaptación medidas en parámetros S: a) Potencia de entrada contra ganancia, PAE y potencia de salida; b) Potencia de entrada contra eficiencia.....	83
Figura 5.32 Parámetros S medidos y simulados del AP clase F a $f_o=2$ GHz.....	84
Figura 5.33 Extrapolación del punto de intercepción de tercer orden IP3 del AP clase F a $f_o=2$ GHz.....	84
Figura 5.34 Formas de onda del voltaje y la corriente en el drenador que presenta el AP clase F a $f_o=1$ GHz.....	86
Figura 5.35 Impedancias en el drenador intrínseco del AP clase F a $f_o=1$ GHz.....	86
Figura 5.36 Comparación de la simulación y medición del AP clase F a $f_o=1$ GHz: a) Potencia de entrada contra ganancia, PAE y potencia de salida; b) Potencia de entrada contra eficiencia.....	87
Figura 5.37 Parámetros S medidos y simulados del AP clase F a $f_o=1$ GHz.....	87
Figura 5.38 Extrapolación del punto de intercepción de tercer orden IP3 del AP clase F a $f_o=1$ GHz.....	88

Capítulo 1

Introducción

Durante los últimos años los sistemas de comunicaciones han tenido un gran auge, hoy en día no se concibe la idea de estar incomunicado; sin celular, teléfono, internet, televisión, etc. Además de que los servicios de comunicaciones impulsan el desarrollo tecnológico, representan una parte importante del desarrollo económico de un país. Debido a lo anterior, la demanda de estos servicios se ha incrementado de forma inimaginable, por lo que los sistemas de comunicaciones han evolucionado considerablemente, cada vez se han ido sofisticando más, en una vertiginosa evolución.

1.1 Antecedentes

En particular, los sistemas de comunicación inalámbrica han evolucionado considerablemente, y en parte esto se ha dado porque los diseñadores de sistemas de comunicación inalámbrica se han interesado en mejorar tanto el modo en que se van a comunicar los sistemas como los dispositivos que efectúan esta labor. El elemento que realiza el trabajo de comunicación, es decir, transmitir información de un punto a otro punto utilizando como medio el espacio libre, es el transmisor.

En los transmisores el elemento más importante es el amplificador de potencia (AP), donde este elemento es el que consume una gran cantidad de energía; es deseable obtener un AP que no consuma mucha energía y esto se realiza al mejorar su eficiencia. Una razón importante

para mejorar la eficiencia de un AP es el costo en espacio que se genera al disipar la energía que se desperdicia en forma de calor. Otro punto importante es que los sistemas de comunicación inalámbricos necesitan administrar la energía de la batería para prolongar el tiempo de uso. Sin embargo, al mejorar la eficiencia de un AP, la linealidad se ve disminuida así como la ganancia. Es por ello que el diseño del AP presenta un buen reto y, por lo tanto, se necesita definir los requerimientos que debe satisfacer el AP para establecer un compromiso entre linealidad, eficiencia y potencia de salida.

El principal requerimiento que se busca es mejorar la eficiencia de un AP clase A que teóricamente tiene un valor máximo del 50 %. Para realizarlo se necesita de amplificadores con alta eficiencia, tal es el caso del amplificador clase F. A primera vista parece ser el amplificador ideal debido a las características que posee, pero tiene la enorme desventaja de ser un amplificador no lineal, sin embargo existen varias técnicas que se utilizan para mejorar la linealidad, como ejemplo la EER (Envelope Elimination and Restoration).

Un amplificador clase F teóricamente puede alcanzar un valor máximo de eficiencia del 100 %. Este amplificador fue analizado por Snider [1] al cuál lo definió como un amplificador clase B con eficiencia óptima donde se caracteriza por la forma onda de la señal de voltaje y corriente en el drenador, una onda cuadrada y media sinusoidal rectificadas, respectivamente. La red de carga debe presentar a la salida del dispositivo activo un corto circuito para armónicos pares y circuito abierto para armónicos impares, donde la forma de onda de voltaje esta formada por solo armónicos impares y la forma de onda de corriente por armónicos pares. Seguidamente Raab [10] hace un análisis complementario y demuestra que se puede obtener una eficiencia de un 77 % conociendo las impedancias de carga de los 3 primeros armónicos. Posteriormente Colantonio [19] introduce la idea de que la forma de onda del voltaje o de la corriente se puede formar de armónicos pares como impares, es decir, los armónicos pares e impares se encuentran presentes en cualquier forma de onda al mismo tiempo, con lo cual se mejoraba la eficiencia. Basado en el trabajo de Colantonio, Raab [20] realiza un análisis complementario y encuentra la máxima eficiencia (81 %) y potencia de salida que puede presentar el amplificador clase F con el control de los 3 primeros armónicos.

El AlGaN/GaN HEMT es un excelente candidato como dispositivo activo para fabricar los AP de las estaciones base de telefónica celular. Éste tiene una alta densidad de carga y una alta velocidad de saturación, lo cual produce altos niveles de potencia de salida. También tiene una alta movilidad electrónica, la cual es ampliamente responsable de una baja resistencia de encendido, y por lo tanto, una alta eficiencia puede ser alcanzada. Como resultado de su ancho de banda prohibida, se puede alcanzar un alto nivel del voltaje de ruptura, con una alta densidad de carga, y sustancialmente con un muy alto rango de operación a temperaturas elevadas [39]. Todos estos factores indirectamente mejoran la linealidad del AlGaN/GaN HEMT.

El desarrollo de AP con alta eficiencia va de la mano con el desarrollo de modelos no lineales del dispositivo activo que puedan predecir la dependencia de la temperatura, corriente de dispersión, productos de intermodulación, ganancia, armónicos y potencia de salida. A pesar de esto, aun no existe un modelo no lineal del AlGa_N/Ga_N que describa todos estos efectos. Es por ello que se propone utilizar un modelo no lineal que sea fácil de implementar y lo más exacto posible en predecir la potencia de salida, ganancia y armónicos, sin caer en la complejidad del mismo. El desarrollo del modelo se realiza a partir de un circuito eléctricamente equivalente.

1.2 Objetivos

El objetivo de este trabajo de investigación es analizar el comportamiento del amplificador clase F en la tecnología de AlGa_N/Ga_N HEMT mediante la simulación y experimentación. Donde los puntos claves a cubrir son:

- Implementar dentro del simulador ADS (Advanced Design System) diversos modelos no lineales que representen el comportamiento del transistor de AlGa_N/Ga_N HEMT.
- Evaluar y escoger el modelo no lineal que se utilizará para el diseño del amplificador clase F.
- Estudiar, evaluar y seleccionar las redes de salida que cumplan con las características requeridas para obtener el óptimo funcionamiento del amplificador clase F.
- Construcción y caracterización del amplificador de clase F.

1.3 Planteamiento del problema

Debido a que en la práctica no se puede controlar un número infinito de armónicos, por lo regular se controlan los que tienen mayor efecto en las formas de onda, es decir, del primero al tercer armónico. Así al controlar esos armónicos las formas de onda de voltaje y corriente en el drenador se aproximan a una onda cuadrada y media onda sinusoidal rectificadas, respectivamente. Sin embargo, no existe un método bien definido para lograr el control de los 3 primeros armónicos; la mayoría de los análisis que existen son solamente teóricos y con muchas suposiciones [1], [10], [20], [44] y [48].

En ese sentido, este trabajo plantea implementar un sencillo método mediante simulación para el diseño del AP clase F a diferentes frecuencias para abordar el problema de establecer las impedancias adecuadas de los 3 primeros armónicos.

1.4 Organización de la tesis

En el primer capítulo se describe los objetivos de la tesis y motivación para el desarrollo de su investigación. El planteamiento del problema se realiza al describir de forma muy breve los

avances más significativos en el desarrollo del amplificador clase F. Los fundamentos y teoría básica que se necesita conocer para el diseño de AP son presentados en el segundo capítulo. Un análisis histórico y con los avances más importantes en el desarrollo teórico y experimental del amplificador clase F son presentados en el tercer capítulo. En el capítulo cuarto se describe de forma muy breve el modelado del transistor de AlGaIn/GaN HEMT. La validación del modelo no lineal se presenta al comparar los datos medidos de parámetros S, ganancia, potencia y armónicos contra los datos simulados. El diseño, simulación y experimentación del amplificador clase F es presentado en el quinto capítulo. Se presenta el diseño con el mismo método a dos diferentes frecuencias y se obtienen resultados simulados en la eficiencia que se acercan al máximo valor teórico, se muestra que se tiene un excelente método, sin embargo en lo experimental aun existen varias consideraciones por investigar, pero se muestra que se obtienen altas eficiencias experimentales. Y por ultimo, se presentan las conclusiones y trabajos futuros en el sexto capítulo.

Capítulo 2

Fundamentos de los Amplificadores de Potencia

Los amplificadores de potencia de RF y microondas son una de las partes fundamentales en los transmisores, los cuales son usados en una amplia variedad de aplicaciones incluyendo comunicaciones inalámbricas, radar, imágenes a través de resonancia magnética, calentamiento por medio de RF y convertidores DC/DC. Cada aplicación tiene su propio y único requerimiento en frecuencia, ancho de banda, tamaño, potencia, eficiencia, linealidad y costo. Lo ideal es tener un sistema transmisor capaz de soportar múltiples modos de operación, diversos anchos de banda, alta linealidad, alta eficiencia, bajo costo y que sea de dimensiones pequeñas. Sin embargo, estos requerimientos se contradicen unos a otros haciendo imposible tener un sólo dispositivo.

El amplificador de potencia (AP) es un circuito que convierte la entrada de potencia de DC en una cantidad significativa de potencia de salida de RF/microondas. Además es un circuito no lineal cuyo principal objetivo es la amplificación de una gran señal a una frecuencia dada, o en su caso, en una banda de frecuencia dada. Es necesario destacar que un AP no es un amplificador de pequeña señal que está operando en saturación.

Existen diferentes clases de AP y estos emplean técnicas más complejas de diseño que el de un simple amplificador de pequeña señal. Se desea que el AP tenga una potencia muy alta de salida

con una muy buena ganancia junto con una alta eficiencia y linealidad. La potencia de salida de un AP debe ser suficiente para una transmisión fiable.

Una alta ganancia reduce el número de etapas de amplificadores requeridas para entregar la potencia de salida deseada y de esta manera se reduce el tamaño y costo de manufactura. Además, un AP altamente eficiente hace que el dispositivo activo opere a temperaturas más bajas con lo cual aumenta su confiabilidad, el tiempo de vida de la batería y reduce los costos de operación. Mientras que una buena linealidad es necesaria para evitar la distorsión de la señal. Hay diferentes tipos de AP, los cuales difieren cada uno con los otros en términos de linealidad, potencia de salida, eficiencia, ancho de banda, etc. En este capítulo, se presenta una vista general de las consideraciones de diseño de los amplificadores de potencia.

2.1 Potencia de entrada y salida

La figura de mérito que caracteriza la cantidad de energía de las señales que entran y salen del amplificador se le llama potencia. Por tal motivo, en el diseño de AP hay dos conceptos de potencia importantes muy utilizados para circuitos de RF/Microondas que son la potencia de salida y la potencia de entrada.

La potencia de salida es la potencia entregada a la carga en una banda de frecuencia (ω) especificada:

$$P_{salida} = P_{salida}(\omega) \quad (1)$$

y la potencia entregada a la carga se refiere a la potencia disipada en la carga. Esta puede ser expresada como:

$$P_d(\omega) = \frac{1}{2} \frac{|V_L(\omega)|^2}{\text{Re}\{Z_L(\omega)\}} \quad (2)$$

donde $V_L(\omega)$ es el valor pico de voltaje de salida sinusoidal. $\text{Re}\{Z_L(\omega)\}$ es la parte real de la impedancia de carga.

La potencia de entrada es la potencia disponible en la misma banda de frecuencia especificada. Ésta es expresada como:

$$P_{entrada} = P_{av}(\omega) \quad (3)$$

La máxima potencia disponible de la fuente se obtiene cuando la impedancia de entrada del dispositivo activo es igual al conjugado de la impedancia de la fuente. Por lo tanto, la máxima potencia disponible de la fuente se puede expresar como:

$$P_{av}(\omega) = \frac{1}{8} \frac{|V_s(\omega)|^2}{\text{Re}\{Z_s(\omega)\}} \quad (4)$$

donde $V_s(\omega)$ es el valor pico de voltaje sinusoidal aplicado a la entrada. $\text{Re}\{Z_s(\omega)\}$ es la parte real de la impedancia de fuente.

Cabe mencionar que ambas potencias, la potencia salida y la potencia de entrada, pueden ser expresadas en Watts o comúnmente expresada en escala logarítmica. El nivel de potencia arbitrario de 1 dBm es usado como nivel de referencia, y todos los demás niveles de potencia son expresados en dB con respecto a 1mW o dBm. La formula para convertir un nivel de potencia en Watt a un mismo nivel de potencia en dBm es:

$$P_{dBm} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{Watt}}{1_{mWatt}} \right) \quad (5)$$

2.2 Ganancia de potencia

Es la relación de la potencia salida en Watts entre la potencia de entrada en Watts.

$$G(\omega) = \frac{P_{salida}(\omega)}{P_{entrada}(\omega)} \quad (6)$$

donde también la ganancia puede ser expresada en escala logarítmica [dB]; la potencia de entrada como la potencia de salida están en dBm:

$$G = P_{salida} - P_{entrada} \quad (7)$$

2.3 Estabilidad

La estabilidad de un amplificador o su resistencia a oscilar es una importante consideración en el diseño de AP. Un amplificador es inestable para una frecuencia si la parte real de la impedancia de entrada o de salida que se le presenta al transistor son menores que cero.

Un amplificador se dice que es incondicionalmente estable para una frecuencia si las partes reales de las impedancias de entrada y salida que se le presentan al transistor son mayores que cero para todas las impedancias de carga y fuente. Si el amplificador no es incondicionalmente estable, éste es potencialmente inestable. Cuando el amplificador es potencialmente inestable, se pueden encontrar valores de las impedancias de carga y fuente para los cuales la parte real de la impedancia de salida y entrada son mayores que cero, y la consecuencia de presentarle al transistor estos valores es que el amplificador oscile. De tal forma, es necesario asegurar la estabilidad en pequeña señal [2].

La estabilidad en pequeña señal del amplificador de RF se puede determinar gráficamente en la carta de Smith por los parámetros S, o por el valor del parámetro de factor de estabilidad de Rollett (K) y el determinante de la matriz de parámetros S (Δ).

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} \quad (8)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (9)$$

Si el factor K es más grande que la unidad y Δ es menor que la unidad, entonces el transistor es incondicionalmente estable; cabe mencionar que dicha condición es válida para la frecuencia y punto de polarización analizado. Lo anterior, implica que cualquier impedancia que se encuentre en la carta de Smith puede ser empleado como impedancia de entrada y carga para el transistor. En contra parte, si el factor K es menor que la unidad, entonces el transistor es condicionalmente estable y, por lo tanto, para que se convierta en el caso de incondicionalmente estable se requerirá de retroalimentación negativa o acoplamientos con pérdidas.

Sin embargo, cuando se habla de análisis de estabilidad de AP el criterio de estabilidad de Rollett deja de tener validez y es necesario utilizar otras herramientas para asegurar la estabilidad del AP como lo es el criterio de estabilidad de Nyquist [6]. Sin embargo, el problema se agrava debido a la imposibilidad de determinar correctamente mediante balance armónico la función de transferencia del AP, la cual es necesario conocer para utilizar el criterio de estabilidad de Nyquist.

2.4 Eficiencia

La eficiencia en los amplificadores de potencia es un factor de mérito, de gran importancia, que cuantifica la cantidad de energía en corriente directa que se transforma en energía de RF. Los AP en los sistemas de comunicaciones portátiles tales como celulares, tarjetas de redes inalámbricas en las computadoras portátiles, deben ser eficientes para prolongar el tiempo de vida de la batería. Así como las estaciones base de celulares, las cuales requieren de un importante consumo de energía.

La razón de que los AP sean eficientes obviamente es el manejo de la temperatura de los amplificadores y otros equipos. Pero una razón no muy obvia, en las estaciones base de celulares, para hacer sistemas muy eficientes es el costo en el consumo en electricidad. Si un equipo es eficiente, se reduce su consumo de energía lo cual repercute directamente en la reducción de los insumos de electricidad.

En ese sentido, existen 3 definiciones de eficiencia las cuales son comúnmente usadas:

1. La eficiencia de drenador que se define como la relación de la potencia de salida de RF con la potencia de DC:

$$\eta = \frac{P_{salida}}{P_{dc}} \quad (10)$$

2. La eficiencia de potencia agregada (PAE por sus siglas en ingles) se define como la relación de la potencia de salida menos la potencia de entrada entre la potencia de DC:

$$PAE = \frac{P_{salida} - P_{entrada}}{P_{dc}} \quad (11)$$

La PAE proporciona una razonable indicación del funcionamiento del AP cuando la ganancia es alta; sin embargo ésta puede verse seriamente afectada y muy baja cuando la ganancia es pequeña.

3. La eficiencia total se define como la relación de la potencia de salida entre la suma de la potencia de DC y la potencia de entrada):

$$\eta_{total} = \frac{P_{salida}}{P_{dc} + P_{entrada}} \quad (12)$$

2.5 Promedio de Eficiencia

La eficiencia instantánea es la eficiencia a un nivel especificado a la salida. Para la gran mayoría de los amplificadores de potencia, la eficiencia instantánea es la más alta al pico de potencia de salida y decrece conforme la potencia de salida disminuye. Las señales con amplitud variante en el tiempo (modulación en amplitud) producen eficiencias variantes en el tiempo. Por tal motivo, la mejor manera de medir el funcionamiento del AP es con un promedio de la eficiencia, la cual es definida como la relación de la potencia promedio de salida con la potencia promedio de DC:

$$\eta_{promedio} = \frac{P_{salida\ promedio}}{P_{dc\ promedio}} \quad (13)$$

Este concepto puede ser usado con cualquiera de las 3 definiciones de eficiencia.

2.6 Linealidad

La característica de linealidad es uno de los principales puntos en el diseño de los amplificadores de potencia moderno. La linealidad es probablemente el requerimiento más difícil de alcanzar, no solo porque es directamente contradictorio con la eficiencia, potencia,

ganancia, sino porque en términos de AP no existe un método bien definido que indique cómo obtener un AP altamente lineal (precisamente por las propias no linealidades del dispositivo activo).

Se dice que un amplificador es lineal si éste cumple con el principio de superposición.

La distorsión de la señal de salida del AP es el resultado de las no linealidades del transistor, lo cual produce errores en la detección de la señal.

Las no linealidades en la amplitud (AM-AM) causan que la amplitud instantánea de la salida o envolvente no corresponda en la forma de la señal de entrada; donde se asocian con la ganancia variable o saturación en el amplificador. Por otro lado, la conversión en amplitud a fase (AM-PM) es el cambio de fase asociado con la amplitud de la señal y pueden causar serios problema para sistemas de modulación en fase; principalmente se asocia con las capacitancias dependientes del voltaje en el transistor.

2.6.1 Punto de compresión a 1dB

Las características de potencia de entrada contra potencia de salida en la mayoría de los amplificadores son una función lineal en casi todo el intervalo de operación, esto es, para un cambio en el nivel de la señal de entrada existe un cambio correspondiente en el nivel de la señal de salida. Cuando un AP es operado es su región lineal, la ganancia es constante para una determinada frecuencia. Sin embargo, existe un límite en cuanto a la magnitud de la señal de entrada que puede admitir el amplificador y que produzca el cambio correspondiente en la salida. Cuando el cambio de la salida empieza a no corresponder con el de la entrada, se dice que el amplificador está en compresión o sea que a medida que se aumente el nivel de entrada, el nivel de salida se comprime y llega a alcanzar un nivel fijo ya que la circuitería del amplificador solamente puede soportar un nivel determinado de potencia. En este nivel de potencia, ya no se puede aumentar el nivel de salida aunque se continúe aumentando el nivel de entrada y lo único que se consigue es, primero disminuir la ganancia y la posible destrucción del FET debido al nivel de potencia alcanzado.

El punto de compresión de 1 dB se define para el nivel de potencia al cual la ganancia cae 1 dB con respecto a su máximo valor.

Y generalmente se define como P_{1dB} . Además, indica el nivel de señal al cual ya no se cumplen las condiciones de pequeña señal. Un rápido decremento en la ganancia es esperado después que el punto de compresión de 1 dB es alcanzado. Esencialmente, la potencia de salida en el punto de compresión de 1 dB es la máxima potencia disponible del dispositivo sin que se distorsione mucho la señal de salida. En la figura 2.1 se describe gráficamente el concepto del punto de compresión de 1dB.

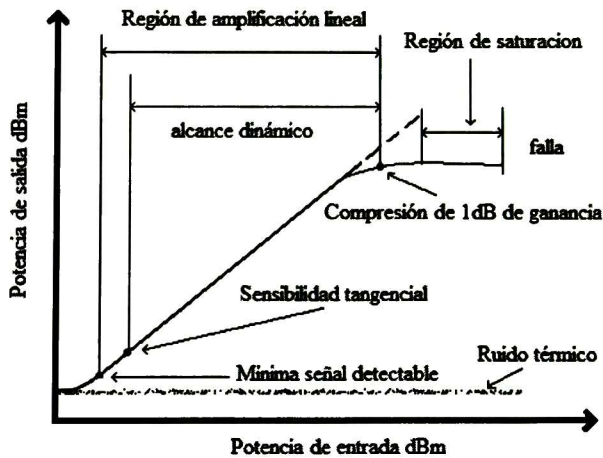


Figura 2.1: Gráfica de potencia de entrada vs potencia de salida para ilustrar el punto de compresión de 1 dB de ganancia.

2.6.2 Nivel de saturación

El nivel de saturación es el nivel de potencia de salida en un punto en que a un incremento en la potencia de entrada ya no corresponde un incremento en la potencia de salida, es decir, cuando la potencia de salida ya no es función de la potencia de entrada como se muestra en la figura 2.1.

El valor mínimo de la potencia de saturación es el punto en que empieza la región de saturación, en tanto que la máxima potencia de saturación es aquella que el amplificador puede proporcionar bajo cualquier nivel de potencia de entrada y para cualquier condición de polarización y frecuencia. Si la temperatura es constante, la potencia de salida permanecerá constante en este nivel máximo aun cuando la potencia de entrada aumente hasta un valor en que se dañe al amplificador.

La condición de saturación se alcanza normalmente cuando un incremento de 3 dB en la potencia de entrada produce un incremento menor que 1 dB en la potencia de salida. La región de saturación empieza aproximadamente 3 dB arriba del punto de compresión de 1 dB.

2.6.3 Punto de Intersección

Si un amplificador de RF es usado para amplificar una señal sinusoidal, debido a las no linealidades del dispositivo activo, la señal de salida consiste de la señal amplificada y de los armónicos de alto orden. Los productos de los armónicos ocurren en el doble de la frecuencia de la señal amplificada y estos pueden fácilmente ser filtrados. Sin embargo, para una señal

modulada, esto no se cumple porque la mezcla de los productos son generados muy cerca de la banda de la señal amplificada y esto hace imposible el poder filtrarlos.

El punto de intersección de tercer orden (IP3 o TOI) es el punto donde la pendiente de la componente fundamental, que es lineal, se intercepta con la pendiente de los productos de intermodulación de tercer orden o con la componente de la tercera armónica. Este factor se puede determinar fácilmente en una gráfica logarítmica de la potencia de salida contra la potencia de entrada.

El punto de intersección representa el nivel de potencia en la entrada para el cuál la componente fundamental y los productos de intermodulación tienen una amplitud igual en la salida del circuito no lineal. En la mayoría de los diseños prácticos, los productos de intermodulación nunca serán iguales al término lineal de la fundamental porque ambas amplitudes se comprimen antes de alcanzar este punto. En estos casos el punto de intersección es una medición de la extrapolación lineal de las características de salida para amplitudes de potencia en la entrada que se encuentran en la región lineal de amplificación. Puesto que los productos de intermodulación de tercer orden son los más grandes en el diseño de AP, el correspondiente punto llamado punto de intersección de tercer orden (IP3) es una importante herramienta en el análisis de los efectos de las no linealidades de tercer orden.

2.7 Tamaño y costo

Una aplicación típica de los AP es el uso en los teléfonos celulares, los cuáles debido a las tendencias de los consumidores son más pequeños y puesto que el AP es uno de los componentes que ocupa la mayor área del celular es necesario que sea más pequeño. En las estaciones base de celulares el problema del tamaño no es importante, su principal problema es su costo puesto que conforme aumenta la potencia de salida del dispositivo activo también aumenta el costo del mismo. Por lo tanto, es necesario tener AP que tengan el tamaño suficiente para estar dentro de un reducido espacio, así como el costo del mismo.

2.8 Metodologías de diseño de AP

Existen dos tendencias que siguen los diseñadores de RF para hacer el diseño de amplificadores de potencia: una es mediante la determinación del circuito eléctrico equivalente del transistor para hacer el diseño a través de simulación y la otra es caracterizar al transistor mediante la medición de sus contornos de potencia y eficiencia.

2.8.1 Diseño mediante simulación

Un método ampliamente usado es caracterizar las propiedades de los FETs a través de la medición de la matriz de parámetros de dispersión de 2-puertos (parámetros-S), los cuales son

ampliamente usados en la teoría de RF/Microondas. Esta aproximación trabaja muy bien bajo condiciones de estado estable y en pequeña señal. Los parámetros S de pequeña señal son ampliamente utilizados cuando se diseñan amplificadores clase A donde la señal a amplificar está ampliamente restringida a la región lineal del transistor.

Es bien sabido que cuando se trata de amplificadores de potencia esta aproximación ya no es válida porque el amplificador opera sobre la región no lineal. En ese sentido, los parámetros S son progresivamente menos útiles para el diseño de amplificadores clase AB, B, C, E y F debido a que el dispositivo activo está trabajando en régimen de gran señal en lugar de pequeña señal. En otras palabras, cuando la potencia de la señal de entrada alcanza cierto nivel, el amplificador se satura y empieza a recortar la señal de salida. Las consecuencias son la generación de frecuencias armónicas las cuales invocan una distorsión de la señal a la fundamental y pérdidas de potencia.

Por lo tanto, herramientas como balance armónico [28] son de gran utilidad para diseñar circuitos no lineales como lo son los amplificadores de potencia. El análisis de balance armónico es utilizado como un magnífico método para predecir el comportamiento en gran señal de dispositivos como de circuitos no lineales. La exactitud de la simulación con los datos experimentales depende fuertemente del modelo del dispositivo que se está utilizando. Por lo que es necesario contar con un modelo no lineal efectivo que sea capaz de representar las curvas características I-V del transistor así como la dependencia en voltaje de los capacitores intrínseco, etc.

2.8.2 Caracterización mediante load/source pull

Una medición no lineal es completamente opuesta a la lineal (parámetros S), y no se puede aplicar el principio de superposición. Como una consecuencia, la medición de datos en un ambiente de 50Ω no puede ser extrapolada a diferentes condiciones de carga. Otra consecuencia es que las mediciones no lineales son dependientes de la amplitud de los voltajes y corrientes [28]. Por tales motivos, los parámetros S no son exitosos para el diseño de AP porque éstos operan en las regiones no lineales. Sin embargo, los parámetros S pueden ser usados en amplificadores de gran señal operando en clase A como una primera aproximación.

El objetivo de un sistema “load/source pull” es principalmente la identificación del óptimo funcionamiento de un dispositivo o circuito bajo el régimen no lineal y su correspondiente condición de operación. Un sistema “load/source pull” está compuesto esencialmente de una base de prueba, con la capacidad de poder ajustar la polarización del dispositivo bajo prueba sin ninguna dificultad y un par de sintonizadores con bajas pérdidas que sean muy precisos, además de todo el equipo necesario para medir potencias, distorsión, eficiencias y demás datos de interés. Una caracterización en “load pull” significa que la impedancia de salida es variada, se basa en el conocimiento más exacto posible de la impedancia de salida que se le presenta al

transistor bajo ciertas condiciones iniciales, como por ejemplo la potencia de entrada, frecuencia, voltaje de polarización, impedancia de entrada, etc. Mediante la medición de alguna característica eléctrica en especial como la eficiencia, potencia de salida, productos de intermodulación que produzca el dispositivo. Los datos medidos (potencia, eficiencia, ganancia) son correlacionados y graficados en la carta de Smith con las impedancias de salida presentadas al dispositivo activo. Una caracterización en “source pull” significa que la impedancia de entrada es variada y es similar al “load pull”

2.9 Clases de los Amplificadores de Potencia

Las clases de AP que existen no solo se diferencian por el modo de operación y eficiencia, también se diferencian por la capacidad de potencia.

2.9.1 Clase A

El amplificador clase A es el amplificador de potencia más simple en términos de diseño y construcción. Se caracteriza principalmente porque el ángulo de conducción es de 2π ó 360° . El ángulo de conducción es referido al periodo de tiempo para el cual el dispositivo tiene presente el voltaje y corriente al mismo tiempo. Un ángulo de conducción de 360° indica que existe corriente que fluye a través del dispositivo en todo el ciclo de trabajo. La corriente de polarización es lo suficientemente grande que mantiene al transistor en la región activa en todo momento y actúa como una fuente de corriente, controlada por la señal de entrada. Consecuentemente, el voltaje y la corriente en el drenador tienen formas de onda sinusoidales. La potencia de DC es constante y la eficiencia de un AP ideal es de 50 %.

La principal ventaja es que es considerado como el amplificador que tiene la mayor linealidad puesto que el transistor es polarizado en el medio de su región lineal y la recta de carga se encuentra dentro de esta región para permitir que voltaje y corriente tengan la máxima excursión sin entrar al estado de corte o saturación del amplificador [28]. El proceso de amplificación en el clase A es inherentemente lineal. Puesto que ambas partes del ciclo de la señal, positiva y negativa, afectan a la corriente de drenador, ésta tiene la más alta ganancia de cualquier PA. Sin embargo, la eficiencia es baja. El amplificador de potencia clase A es, por lo tanto, típicamente utilizado en aplicaciones que requieren baja potencia de salida, alta linealidad, alta ganancia, un amplio ancho de banda de operación o altas frecuencias de operación.

2.9.2 Clase B

En un amplificador de potencia clase B el ángulo de conducción es de π ó 180° . Para esto el voltaje en la compuerta para el AP clase B es puesto en oclusión donde la corriente de polarización idealmente es cero. El dispositivo conduce corriente sólo cuando el nivel de la

señal de entrada es más grande que el voltaje de oclusión, esto ocurre sólo para el semiciclo positivo de la señal de entrada y durante el semiciclo negativo el dispositivo permanece apagado. Como resultado, el transistor está activo el 50 % del tiempo y la corriente del drenador es una sinusoidal rectificada. La eficiencia instantánea del amplificador varía con el voltaje de salida y para un amplificador de potencia clase B ideal alcanza el 78.5 %. Para pequeños niveles de potencia, el amplificador clase B es significativamente más eficiente que el clase A. El incremento en eficiencia viene con el costo de reducir la linealidad del amplificador. La pobre linealidad es atribuida principalmente al efecto llamado distorsión “crossover”.

La distorsión “crossover” se refiere a la distorsión de la señal de salida debido al voltaje de compensación que se genera en la transición del transistor del estado encendido al apagado y a que ésta se realiza gradualmente y no es lineal. Una solución propuesta, es la utilización de configuración “push-pull” En ésta 2 transistores son mantenidos fuera de fase 180° de tal forma que cada transistor está conduciendo para el 50 % del ciclo de la señal de entrada y apagado para el otro 50 % del ciclo.

2.9.3 Clase AB

El amplificador de potencia clase AB combina las características del amplificador de potencia clase A y B, es decir, el ángulo de conducción puede variar desde 180° a 360° Para esto el transistor es polarizado con un voltaje de compuerta ligeramente mayor que el voltaje de oclusión, de esta manera el efecto de la distorsión “crossover” se logra minimizar. Bajo las condiciones de polarización ya mencionadas, la máxima eficiencia teórica del amplificador clase AB puede ser entre 50 % y 78.5 %. El compromiso entre linealidad y eficiencia puede ser alcanzado por un simple cambio en el voltaje de compuerta.

2.9.4 Clase C

El amplificador de potencia clase C es utilizado en aplicaciones donde la linealidad no es un requerimiento tan importante. El modo de operación de este amplificador es aplicando un voltaje de compuerta mucho menor que el voltaje de oclusión. Bajo esta condición se mantiene apagado mucho más tiempo, es decir, el ángulo de conducción es menor a 180°. Puesto que solo una pequeña porción del voltaje de entrada positivo se amplifica por el dispositivo la corriente de salida es una representación pulsada de la entrada, de tal forma que el voltaje de salida y de entrada no están linealmente relacionados; con lo cual la amplitud de la potencia de salida del amplificador está altamente distorsionada. La linealidad se pierde, pero la eficiencia se incrementa. En teoría, a medida que el ángulo de conducción se hace más pequeño la eficiencia puede llegar hasta el 100%. Desafortunadamente, esto causa que la potencia de salida se

reduzca hasta cero, lo cual no es un caso de interés. Un ejemplo práctico es tener un ángulo de conducción de 150° y una eficiencia ideal de 85 %.

2.9.5 Clase D

El amplificador de potencia clase D usa 2 o más transistores como interruptores para generar una forma de onda cuadrada de voltaje en el drenador. Por otro lado, la utilización de filtros sintonizables a la salida permite solo el paso de la frecuencia fundamental a la carga. La corriente está presente solo a través del transistor que está encendido, resultado en una eficiencia del 100 % para un amplificador ideal. Un único aspecto del clase D es que la eficiencia no es degradada por la presencia de reactancia en la carga. Un AP clase D sufre pérdidas debido a la saturación, la velocidad de conmutación y la capacitancia de drenador.

2.9.6 Clase E

El amplificador de potencia clase E es fundamentalmente diferente de los otros tipos de amplificadores que se caracterizan por la selección del punto de polarización. La idea del clase E es no tener un traslape en las formas de onda del voltaje de salida con la corriente de salida. Las condiciones para tener un amplificador clase E se basan en que el transistor actúa como un interruptor ideal. Los términos de estado encendido y apagado son usados para describir el periodo de tiempo cuando el transistor empieza a conducir o para de conducir corriente, respectivamente. El voltaje a través del interruptor debe regresar a cero después de que el interruptor empieza a conducir corriente. De forma similar la corriente que pasa a través del interruptor debe regresar a cero antes que el interruptor se apague. Esas dos condiciones evitan la disipación de energía causada por la superposición del voltaje y corriente en la conmutación del transistor durante la transición del estado de encendido al de apagado y viceversa. Bajo estas condiciones de operación se pueden alcanzar eficiencias del 100%. Además de que se logra eliminar las pérdidas asociadas con la capacitancia de drenador, que se presentan en el amplificador de potencia clase D. Por otro lado, se logra reducir las pérdidas de conmutación y se tiene una buena tolerancia a las variaciones de los componentes.

2.9.7 Clase F

El amplificador clase F puede lograr niveles de eficiencia de hasta 100% con un buen nivel de potencia de salida. Para esto se utiliza como red de salida resonadores armónicos de tal manera que en el drenador del transistor se pueda lograr una onda cuadrada de voltaje y una onda sinusoidal rectificadas de media onda en la corriente. Conforme incrementa el número de armónicos que se controlan, la eficiencia de un AP clase F incrementa de un 50 % hasta un 100 %.

Cabe señalar que para lograr las formas de onda de voltaje y corriente en el drenador, descrito en el párrafo anterior, se requiere que la red de salida presente una alta impedancia a los armónicos impares, mientras que para los armónicos pares se necesita una baja impedancia. La red de salida requiere una mayor complejidad que la de los otros amplificadores, el diseño de esta red de salida se va haciendo cada vez más difícil en la medida que se considera un mayor número de frecuencias armónicas. En ese sentido para simplificar el diseño se recomienda utilizar al menos hasta el cuarto armónico para obtener resultados aceptables.

2.10 Conclusiones

Se presenta de forma muy breve las principales características de los diferentes tipos de amplificadores de potencia que existen, se analizan las características de cada uno de ellos como son del clase A, B, AB, C, D, E, F. Así como los requerimientos que necesitan presentar los AP. Además se presentan los métodos de diseño que se siguen para realizar AP; como es el caso de la caracterización del transistor mediante simulación y mediante “load pull”

Al analizar brevemente las características de los diferentes amplificadores se observa que el amplificador clase F presenta un reto mayor que los otros amplificadores porque el diseño de él no solo depende del punto de polarización, sino también de la cantidad de armónicos que se estén tomando en cuenta para hacer el diseño. El análisis del amplificador clase F se hace de forma muy breve dado que en el siguiente capítulo se presenta un análisis más extenso.

Capítulo 3

Origen del Amplificador de Potencia Clase F

Al analizar las formas de onda del amplificador de potencia clase B se puede demostrar que este amplificador puede alcanzar niveles teóricos de eficiencia de drenador/colector del 78%. Sin embargo, Snider [1] demuestra, teórica y experimentalmente, que el amplificador de potencia clase B puede alcanzar el 100% de eficiencia. Esto se puede lograr si las formas de ondas de corriente y voltaje en el drenador/colector se *manipulan* adecuadamente.

La manipulación de dichas formas de ondas consiste en que el voltaje en el drenador/colector del transistor se logra aproximar a una onda cuadrada y la corriente en el drenador/colector se mantiene igual que en el caso del amplificador clase B, tal como se muestra en la figura 3.1a. Como se puede apreciar en la figura 3.1b cuando θ_1 se aproxime a 0, la forma de onda de voltaje se aproximará a una onda cuadrada.

Para demostrar que bajo la condición anterior se puede lograr una eficiencia de drenador/colector del 100% es necesario conocer las componentes en frecuencias de la corriente y del voltaje. Por tal motivo, la serie trigonométrica de Fourier [62] resulta una herramienta adecuada.

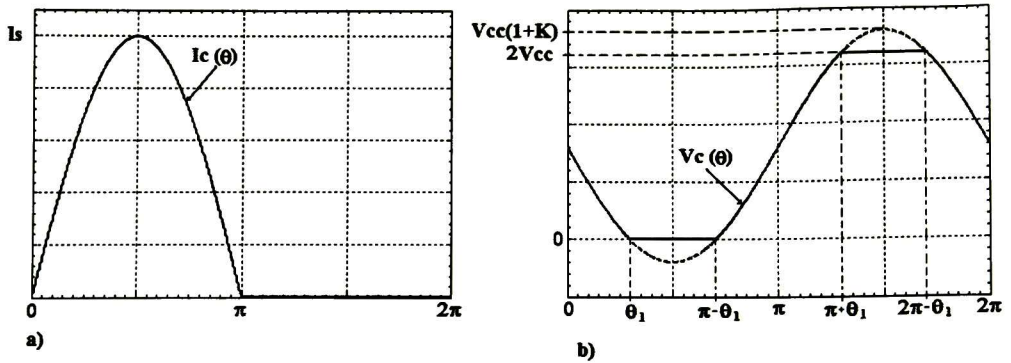


Figura 3.1: Formas de onda de voltaje y corriente en el drenador/colector para un AP clase F:
a) corriente; b) voltaje.

3.1 Análisis de Fourier de las formas de onda del clase F

El principio básico de la serie trigonométrica de Fourier es la representación de cualquier señal periódica en el dominio del tiempo por medio de la sumatoria de las componentes en frecuencias de la señal a analizar:

$$f(\theta) = \frac{1}{2} A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos(n\theta) + B_n \text{sen}(n\theta)). \quad (14)$$

donde $\frac{1}{2} A_0$ representa la componente de DC, A_n y B_n representan las componentes par e impar, respectivamente, de la señal. n representa los armónicos de la señal, $\theta = \omega_o t$ y ω_o es la frecuencia fundamental.

En ese sentido, la corriente y el voltaje en el drenador/colector del transistor se pueden representar analíticamente como:

$$I_d(\theta) = \begin{cases} I_s \sin(\theta), & 0 < t \leq \pi \\ 0 & \pi < t \leq 2\pi \end{cases} \quad (15)$$

$$V_d(\theta) = \begin{cases} V_{cc} - \sin(\theta), & 0 < t \leq \theta_1 \\ 0 & \theta_1 < t \leq \pi - \theta_1 \\ V_{cc} - \sin(\theta), & \pi - \theta_1 < t \leq \pi + \theta_1 \\ V_{cc}(1+K), & \pi + \theta_1 < t \leq 2\pi - \theta_1 \\ V_{cc} - \sin(\theta), & 2\pi - \theta_1 < t \leq 2\pi \end{cases} \quad (16)$$

3.1.1 Componente de DC para la Corriente y el Voltaje en el Transistor

De acuerdo con (15) y (16) las componentes de DC para la corriente y voltaje del transistor son respectivamente, las siguientes:

$$I_{A0} = \frac{1}{T} \int_0^T I_C(\theta) d\theta = \frac{I_S}{\pi} \quad (17)$$

$$V_{A0} = \frac{1}{T} \int_0^T V_C(\theta) d\theta = V_{cc} \quad (18)$$

donde T representa el periodo de la señal.

3.1.2 Componente Par de la Corriente y el Voltaje en el Transistor

Las ecuaciones (19) y (20) representan las componentes par de la corriente y del voltaje, respectivamente. Cabe destacar que para el voltaje la componente par es cero para todas las frecuencias, mientras que para la corriente solamente existe componente par para las frecuencias impares.

$$I_{An} = \frac{1}{T} \int_0^T I_C(\theta) \cos(n\theta) d\theta = \begin{cases} \frac{I_S}{\pi} \left(\frac{1}{1+n} + \frac{1}{1-n} \right) \forall n \text{ par} \\ 0 \forall n \text{ impar} \end{cases} \quad (19)$$

$$V_{An} = \frac{1}{T} \int_0^T V_C(\theta) \cos(n\theta) d\theta = 0 \quad \forall n \neq 0 \quad (20)$$

3.1.3 Componente Impar de la Corriente y el Voltaje en el Transistor

La ecuación (21) muestra que la componente impar de la corriente en el transistor es cero para todas las frecuencias excepto la fundamental. Sin embargo, para el caso del voltaje en el transistor se tiene que solamente tiene componente impar para frecuencias impares, tal como se muestra en (22).

$$I_{Bn} = \frac{1}{T} \int_0^T I_C(\theta) \text{sen}(n\theta) d\theta = \begin{cases} \frac{I_s}{2} \forall n=1 \\ 0 \forall n \end{cases} \quad (21)$$

$$V_{Bn} = \frac{1}{T} \int_0^T V_C(\theta) \text{sen}(n\theta) d\theta$$

$$V_{Bn} = \begin{cases} V_{cc} \left(\frac{2K \sin(\theta_1 - n\theta_1)}{\pi} - \frac{2K \sin(\theta_1 + n\theta_1)}{\pi} + \frac{4 \cos(n\theta_1)}{\pi} \right) \forall n \text{ impar} \\ 0 \forall n \text{ par} \end{cases} \quad (22)$$

donde:

$$K = \frac{1}{\sin(\theta_1)} \quad (23)$$

3.1.4 Demostración de una eficiencia de drenador/colector del 100%

La eficiencia de drenador/colector se representa como la relación de la potencia de salida, a la frecuencia fundamental, entre la potencia de disipación instantánea. En ese sentido, la componente fundamental para la corriente y para el voltaje se puede determinar a partir de (21) y (22) respectivamente:

$$I_{B1} = \frac{I_s}{2} \quad (24)$$

$$V_{B1} = V_{cc} \left(\frac{2K\theta_1}{\pi} - \frac{K \sin(2\theta_1)}{\pi} + \frac{4 \cos(\theta_1)}{\pi} \right) \quad (25)$$

Cabe recordar que si $\theta_1 = 0$, entonces el voltaje en el transistor es una onda cuadrada, que es el caso que se desea, y por lo tanto los valores del voltaje a la frecuencia fundamental se reduce a una expresión mucho más sencilla:

$$V_{B1} = \frac{4V_{cc}}{\pi} \quad (26)$$

De acuerdo con (24) y (26), se puede determinar la potencia de salida a la frecuencia fundamental para el caso ideal:

$$P_{salida} = \frac{V_{B1} I_{B1}}{2} = \frac{V_{cc} I_s}{\pi} \quad (27)$$

Por otro lado, con (17) y (18) se puede calcular la potencia de disipación instantánea:

$$P_{DC} = V_{A0} I_{A0} = \frac{V_{cc} I_s}{\pi} \quad (28)$$

Como se puede observar en (15) y (16), la potencia de salida a la fundamental y la potencia instantánea son iguales por lo tanto la eficiencia de drenador o colector es 1, es decir, al 100 %:

$$\eta = \frac{P_{salida}}{P_{DC}} \times 100\% = 100\% \quad (29)$$

3.2 Consideraciones en la Impedancia de Salida del AP Clase F

Las secciones anteriores demuestran que al manipular adecuadamente las formas de onda de corriente y voltaje en el transistor se puede obtener niveles de eficiencia de drenador/colector del 100%. Lo anterior implica que las impedancias a la frecuencia fundamental como a las armónicas están condicionadas, es decir, para cada frecuencia debe existir un valor específico para que se produzca las formas de ondas adecuadas en el transistor.

Para esto, se puede aplicar la ley de Ohm para conocer el valor adecuado de la impedancia para cada frecuencia. Entonces, la impedancia para la frecuencia fundamental se puede determinar a través de (24) y (26):

$$Z_1 = \frac{V_{B1}}{I_{B1}} = \frac{8V_{cc}}{\pi I_s} \quad (30)$$

Por otro lado, las impedancias a las armónicas se pueden calcular de una manera similar utilizando (19)-(22):

$$Z_n = \begin{cases} \frac{V_{An}}{I_{An}} = \frac{0}{I_{An}} = 0 \quad \forall n \text{ par} \\ \frac{V_{Bn}}{I_{Bn}} = \frac{V_{Bn}}{0} = \infty \quad \forall n \text{ impar} \end{cases} \quad (31)$$

La expresión (19) indica que para las armónicas pares es necesario presentar una impedancia de 0Ω , mientras que para las armónicas impares es necesario presentar una muy alta impedancia. Cabe mencionar que en la medida en que las impedancias a las armónicas, se alejen de los valores ideales, descritas en (30) y (31), la eficiencia del amplificador disminuirá.

En suma, el amplificador de potencia clase F es un amplificador de muy alta eficiencia y está basado en el amplificador de potencia clase B. Sin embargo, en la práctica este amplificador es muy complejo, pues es necesario diseñar la red de salida para que presente las impedancias adecuadas a cada una de las frecuencias.

3.3 Consideraciones Prácticas para la Implementación de un AP Clase F

Como ya se ha demostrado, el AP clase F puede alcanzar en teoría niveles de eficiencia de 100%. Sin embargo, para lograr este nivel se necesita que se cumplan estrictamente las condiciones de impedancias a la salida del FET para todas las armónicas. En ese sentido, diseñar un circuito que tenga las características de impedancia para todas las frecuencias es un trabajo muy complejo y probablemente imposible de realizar.

Sin embargo, en la práctica el diseño de un AP clase F se puede realizar sin necesidad de diseñar una red a la salida que cumpla con las condiciones de impedancias a todas las frecuencias a expensas de la eficiencia. Este hecho fue señalado por Raab [10], en el que explica que se puede diseñar un amplificador de potencia clase F con niveles de eficiencia muy aceptables. Para esto él parte de que la eficiencia del amplificador está en función de la cantidad de armónicos que se consideren para el diseño de la red de salida. La figura 3.2 muestra las formas de onda ideales del AP clase F cuando se consideran un gran número de armónicas.

Si se considera un *transistor ideal*, se puede lograr demostrar lo anterior. Para esto es necesario recordar que la característica fundamental del amplificador de potencia clase F es que la forma de onda en el drenador/colector debe de ser una onda cuadrada y se puede representar matemáticamente como una sumatoria de senos de frecuencias impares:

$$V_D(\theta) = V_{DD} + V_{om}\text{sen}(\theta) + V_{3m}\text{sen}(3\theta) + V_{5m}\text{sen}(5\theta) + \dots \quad (32)$$

donde V_{DD} , V_{om} , V_{3m} y V_{5m} son constantes de ajustes que representan las componentes de DC, fundamental, tercera y quinta armónica respectivamente del voltaje.

Por otro parte, la forma de onda de la corriente en el drenador/colector es una media onda sinusoidal rectificada que se puede representar como una sumatoria de señales senos de frecuencias pares:

$$I_D(\theta) = I_{dc} - I_{om} \sin(\theta) - I_{2m} \cos(2\theta) - I_{4m} \cos(4\theta) + \dots \quad (33)$$

donde I_{dc} , I_{om} , I_{2m} e I_{4m} son constantes de ajustes que representan las componentes de DC, fundamental, segunda y cuarta armónica respectivamente de la corriente.

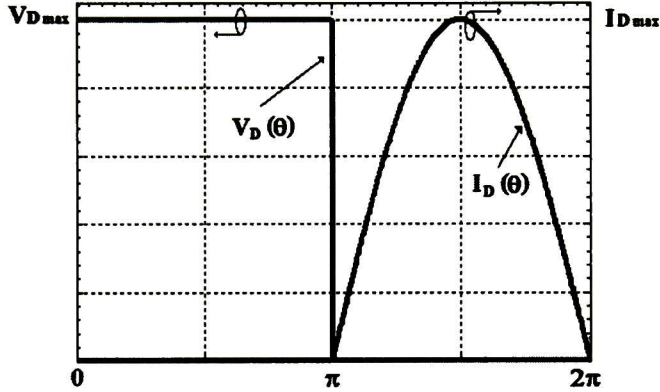


Figura 3.2: Formas de onda de voltaje y corriente en el drenador/colector para un AP clase F.

La idea es encontrar los valores de los coeficientes de (32) y (33) para que puedan acercarse a la forma de onda ideal para cualquier cantidad de armónicos, es decir, si se quiere sintetizar una onda cuadrada con tres armónicos se necesita obtener el valor de V_{om} y V_{3m} tal que produzcan una onda cuadrada.

También cabe mencionar que los coeficientes de las componentes fundamentales para el voltaje y corriente son relaciones que dependen del valor de DC y que se pueden expresar como:

$$V_{om} = \gamma_v V_{DD} \quad (34)$$

$$I_{om} = \gamma_i I_{dc} \quad (35)$$

De la misma forma, los valores máximos de voltaje y corriente, en el drenador/colector, también se pueden expresar en función de la componente de DC tal como se presenta a continuación:

$$V_{Dmax} = \delta_v V_{DD} \quad (36)$$

$$I_{Dmax} = \delta_i I_{dc} \quad (37)$$

Los parámetros básicos de onda γ_v , γ_i , δ_v y δ_i relacionan la componente de DC con la componente de la frecuencia fundamental y el pico de la onda.

De las ecuaciones (34)-(37) se pueden relacionar para demostrar las expresiones para la eficiencia y potencia de salida. Estas expresiones demostrarán que la eficiencia está relacionada con la cantidad de armónicos que se utilicen para sintetizar la red de salida.

3.3.1 Demostración de la Eficiencia y Potencia de Salida del AP Clase F

Si la impedancia de carga a la fundamental es puramente real ($Z(f) = R$), entonces el voltaje en el drenador/colector a la frecuencia fundamental se puede escribir como:

$$V_{om} = I_{om} R \quad (38)$$

Utilizando (34) y (38) se puede expresar la potencia de salida en función de V_{DD} :

$$P_{salida} = \frac{V_{om}^2}{2R} = \frac{\gamma_v^2 V_{DD}^2}{2R} \quad (39)$$

Por otro lado, para determinar la potencia de DC es necesario conocer el valor de la corriente de DC. Por comodidad, la corriente de DC se expresa en función de V_{DD} . Para esto se empleará (3), (5) y (7):

$$I_{dc} = \frac{I_{om}}{\gamma_i} = \frac{V_{om}}{\gamma_i R} = \frac{\gamma_v V_{DD}}{\gamma_i R} \quad (40)$$

Utilizando (40) se puede derivar una expresión analítica para la potencia de DC:

$$P_{DC} = V_{DD} I_{dc} = \frac{\gamma_v V_{DD}^2}{\gamma_i R} \quad (41)$$

Una vez que se tienen las expresiones para la potencia de salida y la potencia de DC se puede escribir una expresión para la eficiencia de drenador/colector como:

$$\eta = \frac{P_{salida}}{P_{DC}} = \frac{\gamma_v \gamma_i}{2} \quad (42)$$

Cuando se tiene el caso ideal, es decir, para una onda cuadrada en el voltaje y una sinusoidal de media onda para la corriente, los valores de V_{om} y I_{om} son iguales a los coeficientes $\frac{4}{\pi} V_{DD}$ y $\frac{\pi}{2} I_{dc}$, respectivamente. Por lo tanto, el valor de γ_v y γ_i se puede escribir como:

$$\gamma_v = \frac{V_{om}}{V_{DD}} = \frac{\frac{4}{\pi} V_{DD}}{V_{DD}} = \frac{4}{\pi} \quad (43)$$

$$\gamma_i = \frac{I_{om}}{I_{dc}} = \frac{\frac{\pi}{2} I_{dc}}{I_{dc}} = \frac{\pi}{2} \quad (44)$$

Sustituyendo (43) y (44) en (42) se vuelve a concluir que el amplificador de potencia clase F tiene una eficiencia del 100%, siempre y cuando se considere las formas de onda ideales, lo cual implica que se cumplan todas las condiciones de impedancias:

$$\eta = \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{4}{\pi}\right) \left(\frac{\pi}{2}\right) = 1 \quad (45)$$

3.3.2 Efectos de los Armónicos en la Eficiencia de Drenador en el AP Clase F

En esta sección se explica cómo la eficiencia disminuye en función de la cantidad de armónicos que se consideren para el diseño de la red de salida del amplificador de potencia clase F. Para esto se analizará el caso en el que se consideran 3 y 5 armónicos [10] y máxima eficiencia [20].

Caso 1: Eficiencia del Amplificador de Potencia Clase F para 3 Armónicos

Si sólo se elige trabajar hasta el tercer armónico, entonces (32) que describe la forma de onda de voltaje en transistor se reduce a:

$$V_D(\theta) = V_{DD} + V_{om} \text{sen}(\theta) + V_{3m} \text{sen}(3\theta) \quad (46)$$

Para aproximar (46) a una onda cuadrada se necesita determinar el valor óptimo de V_{om} y V_{3m} . Para hacer esto, hay que recordar que la función seno tiene el máximo y el mínimo cuando θ es igual a $\frac{\pi}{2}$ y $\frac{3\pi}{2}$, respectivamente. Al observar la figura 3, para que los valores de los coeficientes de (46) alcancen el cero se evalúa la ecuación en $\frac{3\pi}{2}$:

$$V_{DD} - V_{om} + V_{3m} = 0 \quad (47)$$

De esta forma, con (47) se tiene la función que proporciona los valores de los coeficientes. Sin embargo, se tienen dos funciones, (47) y (48), con 3 incógnitas. Por tal motivo, se necesita otras ecuaciones que relacionen (47), estas ecuaciones son las derivadas de (46) respecto a θ .

Las derivadas de orden superior impar de (46) no producen ningún tipo de información útil para determinar el valor de V_{om} y V_{3m} , porque inherentemente son iguales a cero. Sin embargo, las derivadas de orden superior par sí entregan información útil, tal como se muestra a continuación:

$$\frac{d^2V_D(\theta)}{d\theta^2} = -V_{om}\text{sen}(\theta) - 9V_{3m}\text{sen}(3\theta) \quad (48)$$

$$\left. \frac{d^2V_D(\theta)}{d\theta^2} \right|_{\theta=\frac{3}{2}\pi} = -V_{om} - 9V_{3m} = 0 \quad \therefore V_{3m} = \frac{1}{9}V_{om} \quad (49)$$

Al substituir (49) en (47) se logra encontrar una relación para V_{om} en función del voltaje de polarización del transistor (V_{DD}):

$$V_{om} = \frac{9}{8}V_{DD} \quad (50)$$

Una vez que se conoce el valor de V_{om} se puede calcular γ_v , igualando (50) con (34) y V_{3m} , substituyendo (50) en (49):

$$\gamma_v = \frac{9}{8} \quad (51)$$

$$V_{3m} = \frac{1}{8}V_{DD} \quad (52)$$

Además al evaluar (46) para $\theta = \frac{\pi}{2}$ y utilizando (50) y (52) se puede determinar el valor máximo esperado para el voltaje:

$$V_{D\max} = V_{DD} + \frac{9}{8}V_{DD} - \frac{1}{8}V_{DD} = 2V_{DD} \quad (53)$$

La figura 3.3 muestra la forma de onda que se obtiene cuando se utilizan los coeficientes calculados para V_{om} y V_{3m} . Como se puede apreciar la forma de onda que se obtiene se aproxima a la onda cuadrada que se desea.

Por otro lado, la ecuación que describe la corriente en el transistor se reduce de igual forma que para el caso del voltaje:

$$I_D(\theta) = I_{dc} - I_{om}\sin(\theta) - I_{2m}\cos(2\theta) \quad (54)$$

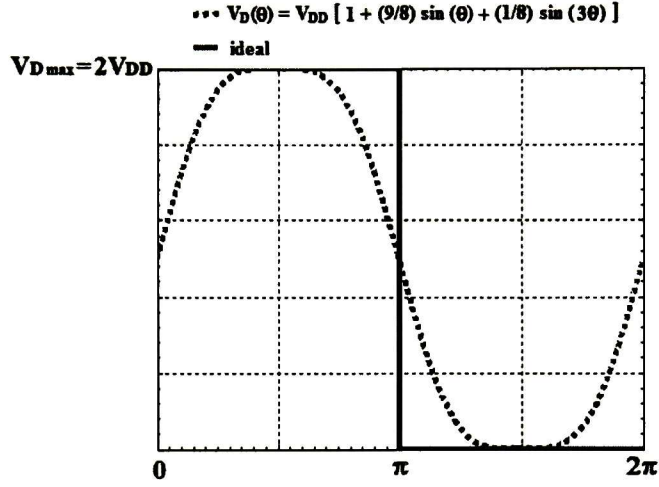


Figura 3.3: Forma de onda de $V_D(\theta)$ para tres armónicos.

A diferencia del voltaje, la corriente alcanza el valor de cero cuando $\theta = \frac{\pi}{2}$. Bajo esta condición y con el mismo procedimiento que se utilizó para el voltaje, la ecuación (54) de la corriente y los valores de sus coeficientes son:

$$I_{dc} - I_{om} + I_{2m} = 0 \quad (55)$$

$$\frac{d^2 I_D(\theta)}{d\theta^2} = I_{om} \sin(\theta) + 4I_{m2} \cos(2\theta) \quad (56)$$

$$\left. \frac{d^2 I_D(\theta)}{d\theta^2} \right|_{\theta=\frac{\pi}{2}} = I_{om} - 4I_{m2} = 0 \therefore I_{m2} = \frac{1}{4} I_{om} \quad (57)$$

$$I_{om} = \frac{4}{3} I_{dc} \quad (58)$$

La ecuación (58) permite calcular γ_i al igualarla con (35) e I_{2m} , substituyendo (58) en (57).

$$\gamma_i = \frac{4}{3} \quad (59)$$

$$I_{2m} = \frac{1}{3} I_{dc} \quad (60)$$

Con los resultados anteriores, se puede determinar el valor máximo esperado para la corriente.

$$I_{D\max} = I_{dc} + \frac{4}{3}I_{dc} + \frac{1}{3}I_{dc} = \frac{8}{3}I_{dc} \quad (61)$$

La figura 3.4 muestra la forma de onda de la corriente cuando se consideran las constantes calculadas para I_{om} e I_{2m} . Como se puede observar la forma de onda que se obtiene al considerar el segundo armónico es muy similar a la forma ideal que se busca.

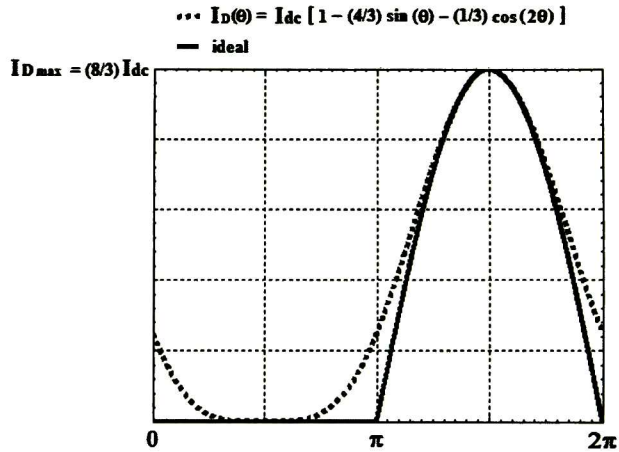


Figura 3.4: Forma de onda de $I_D(\theta)$ para tres armónicos.

La eficiencia de drenador/colector del amplificador de potencia clase F cuando se considera sólo tres armónicos se puede determinar utilizando (42), (51) y (59) resultando una eficiencia del 75 %:

$$\eta = \frac{\gamma_v \gamma_i}{2} = \frac{\left(\frac{9}{8}\right)\left(\frac{4}{3}\right)}{2} = \frac{36}{48} = 0.75 \quad (62)$$

La figura 3.5 explica gráficamente la razón por la cual la eficiencia es de 75 %. Básicamente se puede observar que existe una zona en el que el voltaje y la corriente están traslapados, representado por el área sombreada. Este hecho provoca que la potencia de DC (P_{DC}) aumente pues el producto instantáneo $V_D I_D$ es diferente de cero.

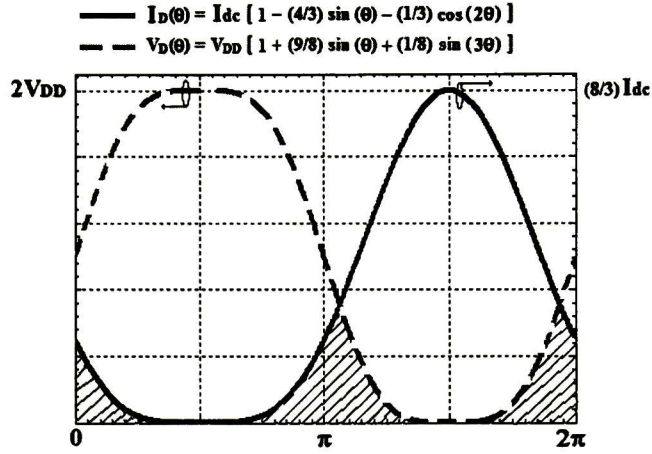


Figura 3.5: Formas de onda de $I_D(\theta)$ y $V_D(\theta)$ del AP clase F para tres armónicos.

Caso 2: Eficiencia del Amplificador de Potencia Clase F para 5 Armónicos

Si se escoge trabajar con cinco armónicos, entonces la ecuación que describe al voltaje en el transistor se puede escribir como:

$$V_D(\theta) = V_{DD} + V_{om} \text{sen}(\theta) + V_{3m} \text{sen}(3\theta) + V_{5m} \text{sen}(5\theta) \quad (63)$$

Al igual que en el caso de 3 armónicos, se necesita determinar el valor de los coeficientes V_{om} , V_{3m} y V_{5m} para que el voltaje en el drenador se aproxime a una onda cuadrada. Al seguir el mismo procedimiento del caso de 3 armónicos, los valores de los coeficientes son:

$$V_{DD} - V_{om} + V_{3m} + V_{5m} = 0 \quad (64)$$

Con (64) y la solución simultánea de las derivadas de orden par de (63) evaluadas en $\theta = \frac{3\pi}{2}$ e igualadas a cero, se tiene que:

$$V_{3m} = \frac{1}{6} V_{om} \quad (65)$$

$$V_{5m} = \frac{1}{50} V_{om} \quad (66)$$

Substituyendo (65) y (66) en (64), se logra determinar el valor para V_{om} en función de V_{DD} :

$$V_{om} = \frac{75}{64} V_{DD} \quad (67)$$

La ecuación (67) implica directamente que el factor γ_v es:

$$\gamma_v = \frac{75}{64} \quad (68)$$

Además, el resultado de V_{om} permite expresar V_{3m} y V_{5m} como funciones de V_{DD} , como se muestra en (69) y (70):

$$V_{3m} = \frac{25}{128} V_{DD} \quad (69)$$

$$V_{5m} = \frac{3}{128} V_{DD} \quad (70)$$

La figura 3.6 muestra la forma de onda de voltaje que se tiene cuando se considera el quinto armónico. La señal resultante nuevamente se aproxima a una onda cuadrada cuyo valor máximo de voltaje es $2V_{DD}$.

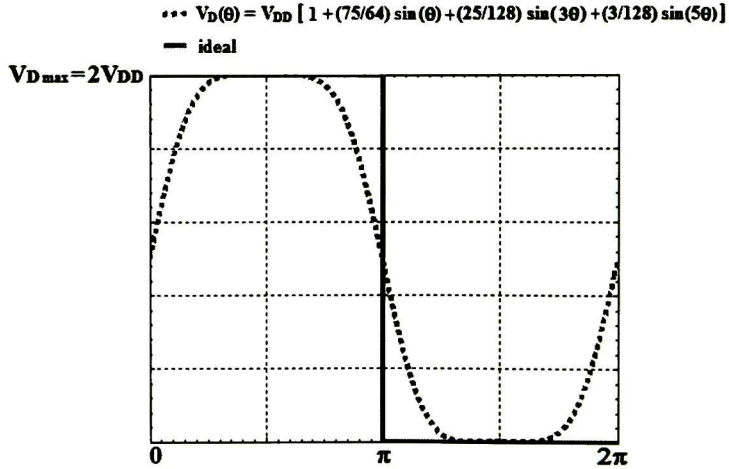


Figura 3.6: Forma de onda de $V_D(\theta)$ para cinco armónicos.

Por otro lado, la ecuación que describe a la corriente para 5 armónicos se puede expresar como:

$$I_D(\theta) = I_{dc} - I_{om} \sin(\theta) - I_{2m} \cos(2\theta) - I_{4m} \cos(4\theta) \quad (71)$$

Haciendo un procedimiento similar al empleado para el voltaje se puede determinar los valores de los coeficientes para la señal de corriente.

$$I_{dc} - I_{om} + I_{2m} - I_{4m} = 0 \quad (72)$$

Con (72) y la solución simultánea de las derivadas de orden par de (71) evaluadas en $\theta = \frac{\pi}{2}$ e igualadas a cero, se tiene que:

$$I_{2m} = \frac{5}{16} I_{om} \quad (73)$$

$$I_{4m} = \frac{1}{64} I_{om} \quad (74)$$

$$I_{om} = \frac{64}{45} I_{dc} \quad (75)$$

$$I_{2m} = \frac{4}{9} I_{dc} \quad (76)$$

$$I_{4m} = \frac{1}{45} I_{dc} \quad (77)$$

$$\gamma_i = \frac{64}{45} \quad (78)$$

$$I_{Dmax} = \frac{128}{45} I_{dc} \quad (79)$$

Con las relaciones anteriores se puede graficar la forma de onda de la corriente y compararla con la forma ideal para observar qué tan parecido resulta la aproximación que ha obtenido, esto se puede ver en la figura 3.7; se puede apreciar que la corriente se acerca mucho más a la forma de onda ideal.

Para verificar este hecho se puede calcular la eficiencia utilizando (42), (68) y (78). El resultado que se obtiene es que la máxima eficiencia esperada al considerar el análisis hasta el quinto armónico es de 83.3 %:

$$\eta = \frac{\gamma_v \gamma_i}{2} = \frac{\left(\frac{75}{64}\right) \left(\frac{64}{45}\right)}{2} = \frac{75}{90} = 0.833 \quad (80)$$

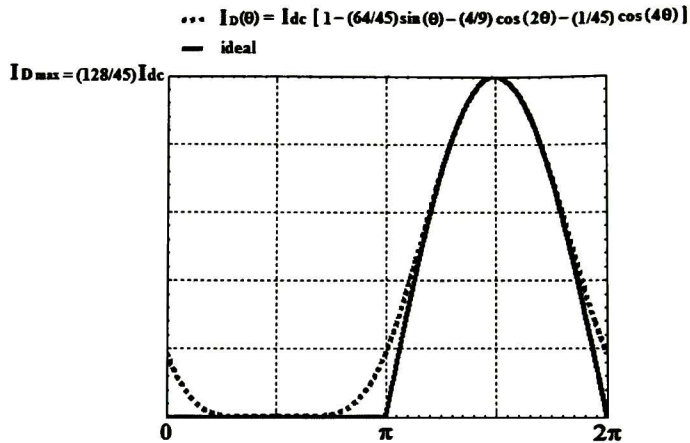


Figura 3.7: Forma de onda de $I_D(\theta)$ para cinco armónicos.

Por otro lado, al colocar la forma de onda de voltaje junto con la de la corriente se puede apreciar que el área en que las dos señales se traslapan es menor, en comparación con el caso anterior, como se aprecia en la figura 3.8. Lo anterior implica tener una eficiencia mayor que en el caso anterior.

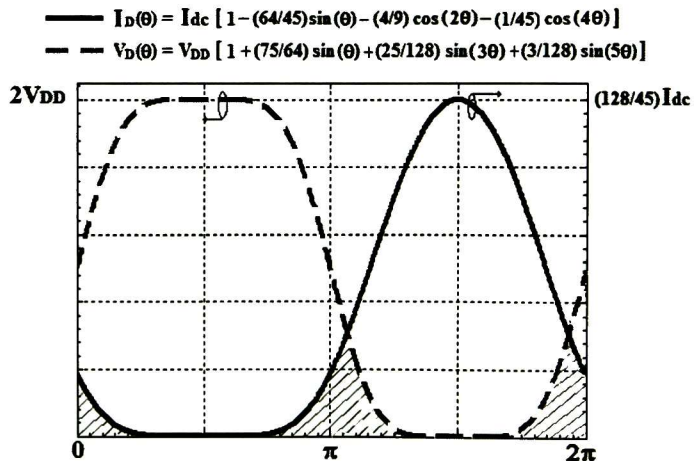


Figura 3.8: Formas de onda de $I_D(\theta)$ y $V_D(\theta)$ del AP clase F para cinco armónicos.

Caso 3: Máxima eficiencia del Amplificador de Potencia Clase F

Conforme aumenta la cantidad de armónicos la eficiencia de drenador/colector empieza a aumentar. Sin embargo, es necesario determinar el límite superior de eficiencia en función del

número de armónicos utilizados, esto permite hacer un buen diseño y sacrificar la complejidad de la red de salida a expensas de la eficiencia.

Los coeficientes para máxima planaridad que fueron analizados en la sección anterior representan el caso límite de una saturación perfecta de voltaje del dispositivo de potencia a RF durante el pico de conducción de la corriente de drenador. Por lo tanto, la resultante de eficiencia no es el máximo posible.

La máxima eficiencia de un amplificador de potencia ideal es incrementada de un 50 % del clase A hasta un 70.7, 81.6, 86.6 y 90.4 % conforme se van agregando armónicos como lo muestra la figura 3.9. La máxima eficiencia es generalmente 6 % más alta que los casos anteriores con la misma cantidad de armónicos. El procedimiento para obtener la máxima eficiencia se omite debido a su complejidad y a que requiere de la ayuda de métodos numéricos para su solución.

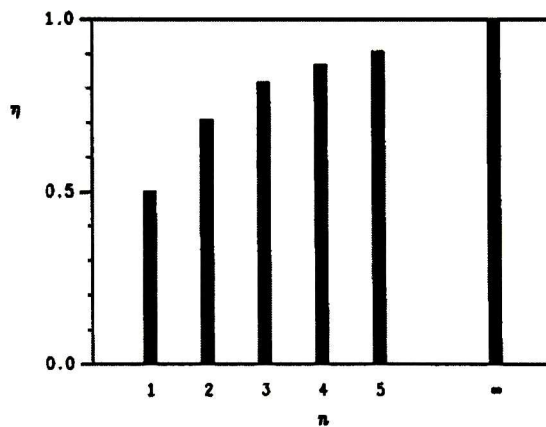


Figura 3.9: Máxima eficiencia en función de los armónicos.

3.3.3 Efecto de la resistencia de encendido en la Eficiencia de Drenador en el AP Clase F

Al analizar nuevamente las formas de ondas de la figura 3.2 utilizando las series de Fourier y considerando las no idealidades de los transistores como el voltaje knee, máxima corriente y máximo voltaje [44], se pueden obtener varios parámetros como potencia de disipación en DC, potencia de salida a la fundamental y la impedancia de carga requerida para obtener la potencia deseada de salida de un transistor no ideal. La extracción de estos parámetros se hace de la siguiente manera:

$$I_D(\theta) = I_{dc} \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \theta - \frac{2}{\pi} \sum_{n=2,4,6,\dots} \frac{1}{n^2-1} \cos n\theta \right) \quad (81)$$

$$V_D(\theta) = V_{DD} - \frac{4(V_{DD} - V_k)}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{1}{n} \sin n\theta \quad (82)$$

donde $I_D(\theta)$ y $V_D(\theta)$ son las formas de onda en corriente y voltaje en el dominio del tiempo, incluyendo el voltaje de DC, la corriente de DC, la fundamental y sus armónicas, respectivamente. $R_{on} * I_{dc}$ puede ser sustituida por el voltaje de knee (V_k), donde R_{on} es la resistencia de encendido.

Las ecuaciones de corriente y voltaje pueden ser reordenadas en cada componente armónico. La DC y frecuencia fundamental son separadas como función del pico de corriente, del voltaje de DC y R_{on} como:

$$I_{dc} = \frac{I_{dc}}{\pi} \quad (83)$$

$$I_{om} = \frac{I_{dc}}{2} \sin \theta \quad (84)$$

$$V_{om} = -\frac{4(V_{dc} - R_{on} * I_{dc})}{\pi} \sin \theta \quad (85)$$

$$P_{DC} = I_{dc} * V_{DD} = \frac{I_{dc}}{\pi} V_{DD} \quad (86)$$

$$P_{salida} = \frac{I_{dc}}{\pi} (V_{DD} - R_{on} * I_{dc}) \quad (87)$$

$$RL_{om} = -\frac{V_{om}}{I_{om}} = \frac{8(V_{DD} - R_{on} * I_{dc})}{\pi * I_{dc}} \quad (88)$$

donde I_{om} y V_{om} es la componente fundamental de corriente y voltaje, respectivamente. RL_{om} es la impedancia de drenador a la fundamental. Mediante (86) y (87), la eficiencia puede ser calculada fácilmente de la siguiente manera:

$$\eta = 100 \frac{P_{salida}}{P_{dc}} (\%) \quad (89)$$

$$\eta = 100 \frac{(V_{DD} - R_{on} * I_{dc})}{V_{DD}} (\%) \quad (90)$$

Si en el dispositivo activo estuvieran las ondas de voltaje y corriente ideales del amplificador de potencia clase F, la ecuación anterior dice que el amplificador será 100% eficiente, si y solo si, $R_{on} = 0$.

3.4 Corolario sobre los Efectos de las Armónicas en el Diseño de los AP Clase F

Como ya se mencionó anteriormente, el diseño del amplificador de potencia clase F representa un gran reto pues para alcanzar la máxima eficiencia, 100%, es necesario diseñar una red de salida que cumpla con todas las condiciones de impedancia a la fundamental como a todas sus armónicas.

Sin embargo, la complejidad de la red de salida se puede reducir al considerar sólo unos cuantos armónicos. Esto se ve reflejado en los análisis anteriores en el que es evidente que de acuerdo a la cantidad de armónicos que se desee trabajar se puede tener un nivel de eficiencia aceptable.

También queda claro que en la medida que se consideren más armónicos la eficiencia aumentará, aproximándose cada vez más al 100 %. En ese mismo sentido, la potencia de salida va incrementándose. Aunque, este hecho no fue tratado en las secciones anteriores, se puede inferir a partir de los valores obtenidos de γ_i y γ_v . Por ejemplo la potencia de salida cuando se considera el quinto armónico es 1.08 veces mayor con respecto a la potencia de salida del amplificador clase A.

En suma es necesario determinar los límites deseados para la potencia de salida y eficiencia para determinar la cantidad de armónicos que se necesitarán con el fin de reducir la complejidad del diseño de la red de salida del AP clase F.

Basado en este principio, la topología del AP clase F más sencillo es el que se presenta en la figura 3.10. En ésta el AP clase F sólo está considerando tres armónicos, pues el circuito tanque representado por L_3 y C_3 está sintonizado al tercer armónico y lo que produce es una alta impedancia de dicha frecuencia. También, el segundo circuito tanque, representado por L_1 y C_1 sirve como filtro para extraer la frecuencia fundamental pues está sintonizada a dicha frecuencia. La combinación de los dos circuitos tanques genera una baja impedancia al segundo armónico de 0Ω .

El capacitor C, tiene la función de bloquear la señal de DC hacia la carga, el inductor L tiene la función la bloquear la señal de RF hacia la fuente de voltaje V_{DD} .

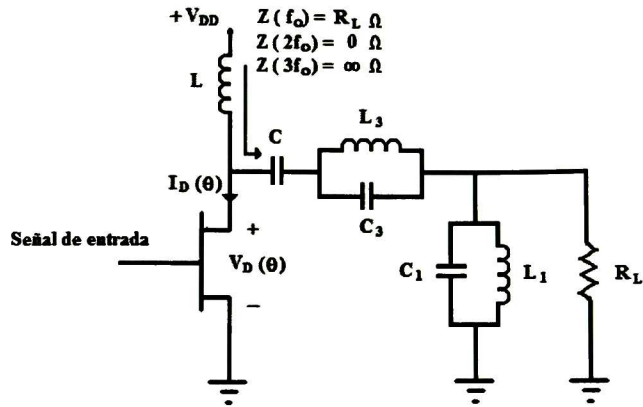


Figura 3.10: Circuito del AP clase F al utilizar filtros resonadores hasta el tercer armónico.

3.5 Forma práctica de obtener las impedancias óptimas en el AP Clase F

Las secciones anteriores sólo describían el análisis del AP clase F de forma teórica. Por tal motivo, para pasar del análisis teórico a la práctica se tienen que tomar en cuenta las no linealidades y parásitos del dispositivo activo, para esto se utiliza el método de load/source pull para obtener la impedancia óptima en la carga y fuente y armónicos. Un esquema básico de la simulación de load/source pull se muestra en la figura 3.11, donde: Z_{S1} , Z_{S2} y Z_{S3} son las impedancias de la fuente a la frecuencia fundamental, segundo y tercer armónico, respectivamente. Mientras que Z_{L1} , Z_{L2} y Z_{L3} son las impedancias de la carga a la frecuencia fundamental, segundo y tercer armónico, respectivamente.

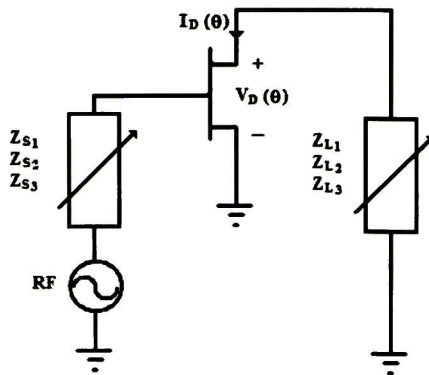


Figura 3.11: Simulación del método de load/source pull.

El propósito de esta metodología de diseño es utilizar la aproximación de la simulación de load/source pull para encontrar las impedancias óptimas en la entrada y salida del dispositivo activo para la frecuencia fundamental y sus dos primeros armónicos que cumplan con el diseño del amplificador clase F.

Las 6 variables de espacio-estado son variadas una a la vez en determinado orden basado en la relativa importancia y con sus correspondientes iteraciones, permitiendo que sean ajustadas exitosamente a sus óptimos valores.

La simulación empieza con poner los valores iniciales para cada armónico:

$$Z_{L2} = 1 \Omega \text{ y } Z_{S2} = 1 \Omega \quad (91)$$

$$Z_{L3} = 100 \Omega \text{ y } Z_{S3} = 100 \Omega \quad (92)$$

Para cada simulación, las formas de onda de voltaje/corriente son inspeccionadas para asegurar que el área en que se traslapan las ondas sea mínima, y que los requerimientos para la operación del amplificador clase F sean cumplidos. También, Z_{S1} es optimizada automáticamente en cada simulación para alcanzar un acoplamiento conjugado en la impedancia de entrada.

Primero, se realiza un load pull a la fundamental; en el significado de que la impedancia de salida compleja Z_{L1} es variada sobre la carta Smith y un óptimo valor para Z_{L1} es obtenido. Usando este valor óptimo de Z_{L1} se continúa con la simulación variando Z_{S2} sobre la carta de Smith obteniendo un valor óptimo de Z_{S2} . Entonces con este nuevo valor de Z_{S2} , Z_{L1} es optimizada nuevamente y de forma similar para Z_{S2} hasta obtener valores adecuados. Las impedancias de los restantes armónicos Z_{S3} y Z_{L3} son variadas sobre la carta de Smith y puestas a sus valores óptimos.

3.6 Conclusiones

El AP clase F es un caso muy particular del AP clase B el cual tiene que cumplir con la condición de tener un corto circuito a armónicos pares y circuito abierto a armónicos impares para formar las ondas del drenador que lo caracterizan. Al analizar las formas de onda se presenta un análisis teórico muy detallado sobre el AP clase F, donde la eficiencia se incrementa conforme se controla un número mayor de armónicos. También se presenta un método muy sencillo para obtener las impedancias óptimas en el diseño del AP clase F mediante simulación.

Capítulo 4

Modelado de un transistor de GaN

La gran mayoría de los análisis teóricos en los AP de alta eficiencia están basados en las formas de onda del voltaje y corriente a la salida del dispositivo activo. Consecuentemente, mucho de los trabajos teóricos están basados en varias suposiciones idealistas y en la habilidad de construir las formas de onda ideales. Como consecuencia, la literatura enfatiza la importancia crítica que presenta la carga de salida del dispositivo activo. Sin embargo, es prácticamente imposible medir las formas de onda de voltaje y corriente en tiempo real en diseños de RF, lo cual hace imposible observar cuando se ha alcanzado el funcionamiento óptimo del AP.

Existen dos aproximaciones que son comúnmente empleadas para el diseño de AP de alta eficiencia. El primer método es basado en mediciones “load-pull”. Este procedimiento sólo es práctico para diseños de bajas eficiencias que utilizan solo la frecuencia fundamental. Un AP de alta eficiencia necesita control de la frecuencia fundamental y sus armónicos, y puesto que un sistema “load pull” presenta muchos problemas en la medición de la impedancia de carga a la frecuencia fundamental, el encontrar también la impedancia óptima a sus armónicos es un reto que es prácticamente muy difícil de lograr; bajo este esquema de obtener la impedancia óptima a la frecuencia fundamental y armónicos se requeriría de un gran tiempo para su óptimo funcionamiento, sin mencionar los problemas de calibración. Además se carece de información sobre las formas de onda y hace difícil la identificación de la clase de operación del AP.

El segundo método utiliza modelos no lineales del dispositivo activo con la ayuda de un simulador, con lo que se observa y conoce el modo en que está operando el AP. Además, su principal ventaja sobre el método “load pull” es el optimizar las formas de onda de voltaje y corriente hasta obtener la clase de operación del AP deseada. Sin embargo, el diseño recae fuertemente en la exactitud del modelo no lineal del dispositivo activo y en las discrepancias

entre las mediciones y los datos de simulación. Debido a las bondades que ofrece el modelado del transistor, este trabajo adopta este método para atacar el problema del diseño del AP de alta eficiencia clase F.

Como el modelo del transistor es la parte fundamental para realizar el diseño, En este capítulo se presenta la extracción de un modelo lineal y seguidamente de un modelo no lineal de un GaN (CGH35015) para hacer el diseño de un AP clase F.

4.1 ¿Por qué utilizar un transistor de AlGaIn/GaN HEMTs?

En las transmisiones de RF/microondas es necesario contar con un buen dispositivo activo que tenga las siguientes características:

- Un alto campo eléctrico de ruptura (E_b); permite polarizar al transistor con un mayor voltaje de drenador y obtener una potencia de salida alta.
- Alta velocidad de saturación de los portadores (v_{sat}); se tiene el menor tiempo de transición del electrón de la fuente al drenador.
- Baja constante dieléctrica relativa (permitividad relativa, ϵ_r); se reduce la magnitud de las capacitancias parásitas.
- Alta movilidad (μ) y Alta densidad de carga; son necesarias para tener una baja resistencia de encendido.
- Alta conductividad térmica (σ); permite tener una mayor capacidad de manejo de potencia y el transistor pueda soportar altas temperaturas.

En base a las características anteriores; las cuales se muestran en la tabla 4.1 y comparando cada una de ellas de las diferentes tecnologías, se determina cuál tecnología satisface de mejor forma las características de diseño de un AP.

Tabla 4.1.- Propiedades principales de diferentes tecnologías de semiconductores.

	E_b [MV/cm]	v_{sat} [km/s]	μ [cm ² /Vs]	ϵ_r	σ [W/cm/K]	F de M
Si	0.6	100	1300	11.904	1.5	9828
GaAs	0.65	200	6000	13.157	0.5	29,640
SiC	3.5	200	600	10	4.9	205,800
GaN	3.5	250	1500	9.09	1.5*	216,562
Diamante	4	200	3800	10	30	9,120,000

$$F \text{ de M} = E_b * v_{sat} * \mu * 1 / \epsilon_r * \sigma \quad \text{y} \quad * \text{GaN crecido sobre SiC}$$

Con base en la tabla 4.1, el mejor semiconductor a elegir para trabajar a frecuencias de RF como AP es sin duda el diamante, pero su principal problema es el excesivo costo que requiere hacer un dispositivo activo. El segundo en orden es el GaN porque tiene un alto campo eléctrico, alta velocidad de saturación de los portadores respecto a los otros semiconductores. Sin embargo, el GaAs tiene la mayor movilidad electrónica, pero su campo eléctrico es muy bajo así como su conductividad térmica, por este motivo es descartado para AP.

Por otro lado, el SiC es comparable con el GaN en cuanto a campo eléctrico y velocidad de saturación de los portadores, además cabe señalar que el SiC tiene una amplia ventaja en conductividad térmica, pero su movilidad electrónica es menor que la de GaN. Este hecho es precisamente la razón por el cual los transistores GaN son preferibles para el diseño de AP de muy alta frecuencia. Además, al observar el factor de merito de las diferentes tecnologías de semiconductores el GaN tiene una ventaja sobre el SiC.

La estructura de un HEMT en tecnología de GaN se presenta en la figura 4.1. El transistor está fabricado sobre un sustrato semi-aislante ó tipo-p de carburo de silicio sobre el cual se crece una película delgada de GaN de alta resistividad. Sobre la capa de GaN de alta resistividad se crece una película delgada de AlGaN dopada, encima de la cual se formará la compuerta, la fuente y el drenador. Los contactos óhmicos de drenador y fuente se formarán por el depósito de los metales Ti/Al/Ni/Au y el contacto de compuerta se forma con el depósito de los metales Ni/Au [39].

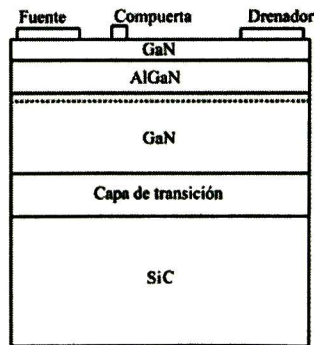


Figura 4.1: Estructura del dispositivo AlGaN/GaN HEMT en sustrato de SiC.

Los dispositivos HEMT tienen un canal de conducción formado por una capa de conducción de electrones libres en la heterounión de un semiconductor dopado con amplio ancho de banda prohibida (ej., AlGaN) y un semiconductor no dopado con pequeño ancho de banda prohibida (ej., GaN). Los electrones en el filo de la región del AlGaN dopado son transferidos hacia el semiconductor de menor ancho de banda prohibida y mantenidos en un pozo cuántico, el cual tiene un espesor del orden de 20-30 Å. La distribución de los electrones en el pozo cuántico es esencialmente de dos dimensiones debido al tamaño más grande de la

longitud y ancho del canal y al muy pequeño espesor del pozo cuántico. Por esta razón la densidad de carga es nombrada como un gas de electrones de dos dimensiones (2DEG) y es caracterizado como la densidad de carga por unidad de área (η_s) con unidades de cm^{-2} [64].

La principal ventaja de 2DEG es que esencialmente no hay átomos de impurezas en el semiconductor de menor ancho de banda prohibida ni en el pozo cuántico. Los electrones en el canal de conducción no experimentan significativas dispersiones por impurezas, permitiéndoles moverse con una muy alta movilidad, generalmente mucho más grande de la que se puede obtener en un material semiconductor *bulk*. La velocidad de los portadores es alta por lo que la resistencia de conducción del canal es muy baja, permitiendo a los HEMTs operar a altas frecuencias y con bajo ruido. La densidad de carga por unidad de área en la heterounión formada por el AlGaAs/GaAs es del orden de $\eta_s \sim 2 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ y la de la heterounión formada por el AlGaN/GaN es del orden de $\eta_s \sim 10^{13} \text{ cm}^{-2}$; el cual es un factor de cinco veces mayor que el de la heterounión de AlGaAs/GaAs [63]. Como se menciona en el capítulo 3, si la movilidad electrónica es alta y la densidad de carga por unidad de área es alta la resistencia de encendido disminuye y como consecuencia inmediata se tiene que la eficiencia aumenta [50].

Se ha observado que cuando ninguno de los dos semiconductores AlGaN y GaN son dopados con impurezas, a pesar de la carencia de electrones del dopamiento intencional, un 2DEG se establece en la heterounión como se muestra en la figura 4.2a. La densidad del 2DEG varía con la concentración de Al en la capa de AlGaN, con una alta densidad de carga por unidad de área para altas concentraciones de Al[64].

Un argumento para la formación del 2DEG del AlGaN/GaN es explicado mediante la figura 4.2b. Acorde a este modelo, los electrones que forman el 2DEG son el resultado del proceso de crecimiento. Es bien sabido que la capa de semiconductor de AlGaN es polar y piezoelectrica. Durante el crecimiento del semiconductor, los átomos del cristal se alinean de tal manera que el lado positivo de las capas de átomos está alineado hacia la capa de GaN. Como incrementa el espesor de la capa durante el crecimiento, las capas de átomos continúan alineándose, con el lado positivo del dipolo hacia el GaN y el lado negativo del dipolo hacia la superficie de crecimiento. La magnitud del campo eléctrico es muy grande, del orden de $E \sim 10^6 \text{ V/cm}$. La magnitud del campo eléctrico es suficiente para ionizar algunos de los enlaces covalentes, así como cualquier impureza que este presente en el material. Una gran reserva de electrones está disponible por los electrones que vagan débilmente en la superficie del AlGaN. El campo eléctrico ionizará los electrones y causará que ellos sean arrastrados hacia la heterounión, donde caerán dentro del pozo cuántico, como consecuencia creando el 2DEG. Conforme los electrones se mueven del AlGaN hacia el GaN, la magnitud del campo eléctrico se reduce, así el mecanismo de retroalimentación actúa para parar el proceso de transferencia de electrones. La condición de equilibrio es establecida cuando los suficientes

electrones son transferidos hacia el pozo cuántico para reducir la magnitud del campo eléctrico en el AlGa_xN hasta el punto donde ningún electrón es transferido. La concentración de Al en el AlGa_xN se convierte en un control sobre la densidad de carga por unidad de área del 2DEG puesto que éste produce una presión en la interface de AlGa_xN/GaN que incrementa la densidad de carga por polarización/piezoeléctrica, la cual define el campo eléctrico en el AlGa_xN de acuerdo con la ley de Gauss[64].

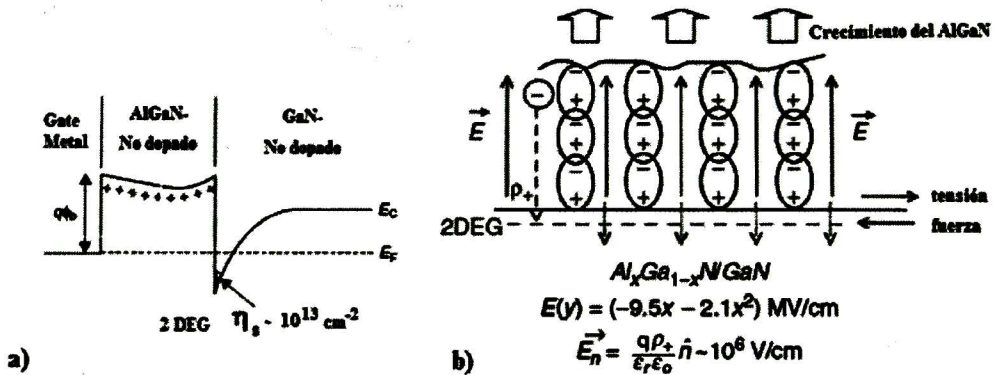


Figura 4.2: Dispositivo AlGa_xN/GaN HEMT: a) Diagrama de bandas mostrando el pozo cuántico y el 2DEG; b) Modelo de la formación del 2DEG.

4.2 Modelado en pequeña señal del transistor de AlGa_xN/GaN

Cuando se diseñan circuitos a RF con la ayuda de un simulador y un modelo, que predice el comportamiento del circuito, se necesita que el modelo sea sencillo y fácil de implementar para que la simulación ocurra en el menor tiempo posible y sobre todo que el modelo sea lo más exacto posible. El modelo del HEMT utiliza un circuito eléctrico equivalente como el que se muestra en la figura 4.3. Básicamente, este modelo en pequeña señal puede ser dividido en 2 partes [3]:

- Los elementos intrínsecos: g_m , g_d , C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} , R_i y τ son función de las condiciones de polarización.
- Los elementos extrínsecos: L_g , R_g , C_{pg} , L_s , R_s , R_d , C_{pd} y L_d son independientes de las condiciones de polarización.

Como se puede observar en la figura 4.2, los elementos intrínsecos están conectados de tal forma que describen un circuito eléctrico tipo PI, por lo que es posible representar dicho

circuito a través de parámetros de admitancia (Y). De esta forma, los parámetros Y se pueden escribir como:

$$y_{11} = \frac{R_i C_{gs}^2 \omega^2}{D} + j\omega \left(\frac{C_{gs}}{D} + C_{gd} \right) \quad (93)$$

$$y_{12} = -j\omega C_{gd} \quad (94)$$

$$y_{21} = \frac{g_m \exp(-j\omega\tau)}{1 + jR_i C_{gs} \omega} - j\omega C_{gd} \quad (95)$$

$$y_{22} = g_d + j\omega(C_{ds} + C_{gd}) \quad (96)$$

con $D = 1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2$

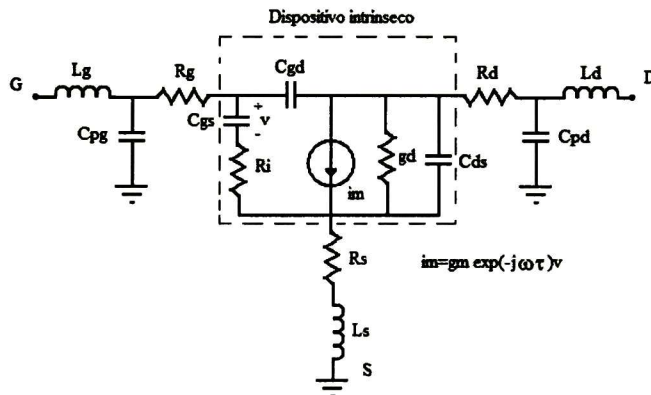


Figura 4.3: Circuito equivalente en pequeña señal de un transistor de efecto de campo.

Los elementos intrínsecos de pequeña señal pueden ser deducidos de los parámetros Y de las expresiones (93)-(96). En ese sentido, el problema es determinar la matriz Y del dispositivo intrínseco a partir de las mediciones experimentales de parámetros S. Para esto si se conocen todos los elementos extrínsecos, los elementos de la matriz Y del dispositivo intrínseco se pueden determinar al hacer un “De-embedding” (desincrustración) y remover los elementos extrínsecos.

El proceso de De-embedding se muestra en la figura 4.4. El cuál consiste en:

- a) La medición de los parámetros S del dispositivo.
- b) Transformación de los parámetros S a parámetros de impedancia (Z) con el fin de sustraer los efectos de L_g y L_d que son elementos en serie y que afectan directamente a los parámetros Z_{11} y Z_{22} .

- c) Transformación de parámetros Z a parámetros Y con el fin de substraer el efecto de C_{pg} y C_{pd} que están en paralelo y afectan a los parámetros Y_{11} y Y_{22} .
- d) Transformación de parámetros Y a parámetros Z con el fin de substraer los efectos de los elementos restantes (R_g , R_s , L_s , R_d) y que afectan directamente a los cuatro parámetros Z.
- e) Transformación de parámetros Z a parámetros Y que corresponden a la matriz de parámetros Y deseada.

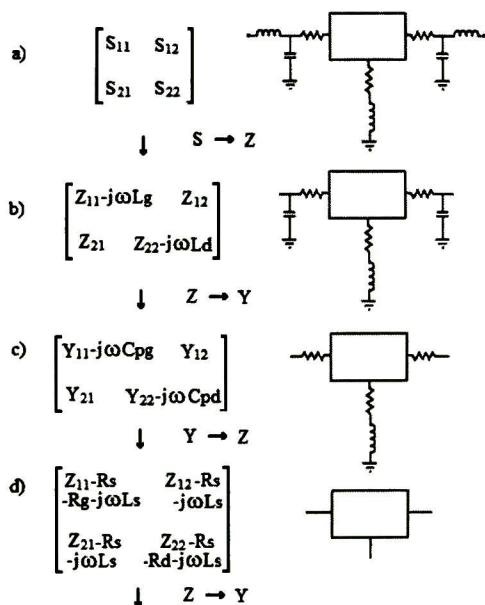


Figura 4.4: Método para la extracción de la matriz Y del dispositivo intrínseco.

Por lo tanto, el primer paso antes de determinar la matriz de parámetros Y de los elementos intrínsecos es conocer los elementos extrínsecos, para seguidamente poder determinar los elementos intrínsecos y tener el modelo lineal que describe el comportamiento del GaN en parámetros S.

4.2.1 Extracción de los elementos parásitos extrínsecos

Existe un método bien establecido para extraer los elementos parásitos del circuito equivalente en pequeña señal para MESFETs GaAs, conocido como método “cold FET” (FET en frío) [3]. En el caso de HEMTs de AlGaIn/GaN los elementos parásitos del modelo de circuito equivalente en pequeña señal son difíciles de extraer utilizando el método “cold FET”, particularmente la resistencia de compuerta R_g y la inductancia de compuerta L_g . Puesto que

se necesitan valores muy altos de corriente de compuerta para suprimir el efecto de la resistencia diferencial que se le atribuye al diodo Schottky, cuando se introducen altas corrientes de DC a la compuerta en directa se pueden producir daños irreversibles al dispositivo ya que la compuerta se degrada y deja de controlar al transistor.

Sin embargo, Zarate [53] y [54] propone un método sencillo para calcular los elementos parásitos del dispositivo sin llegar a dañarlo. El método utiliza únicamente los datos experimentales de parámetros S del transistor en directa y drenador flotante de un solo punto a baja corriente de DC en la compuerta para calcular la resistencia y capacitancia del diodo Schottky (R_0 y C_0). Bajo esta condición de polarización, la capacitancia C_0 se determina a partir de una regresión lineal y la resistencia R_0 se determina cuando el parámetro Z11 presenta su resonancia. Una vez conocidos los valores R_0 y C_0 , la resistencia de compuerta R_g y la inductancia de compuerta L_g se determinan como se explica en la siguiente sección.

4.2.1.1 Determinación de las resistencias e inductancias parásitas

El método en Directa (“cold FET”) para calcular las resistencias e inductancias parásitas consisten en polarizar la compuerta con un voltaje mayor que el voltaje *built-in*, V_{bi} , y el drenador flotante [9]. Bajo esta configuración el circuito eléctrico equivalente se muestra en la figura 4.5.

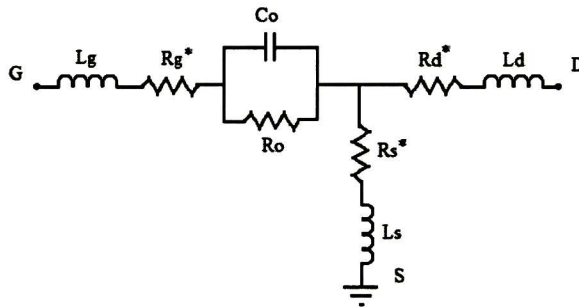


Figura 4.5: Circuito equivalente del “cold FET” del HEMT de GaN con una baja corriente de compuerta y drenador flotando.

En la figura 4.5, R_0 y C_0 son la resistencia y capacitancia del diodo Schottky, respectivamente, y

$$R_g^* = R_g - \frac{R_{ch}}{6}; \quad R_s^* = R_s + \frac{R_{ch}}{2}; \quad R_d^* = R_d + \frac{R_{ch}}{2}$$

donde R_{ch} es la resistencia del canal.

Los parámetros Z de la red de la figura 4.5 se pueden expresar como:

$$Z_{11} = R_g^* + R_s^* + \frac{R_0}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} + j\omega[L_g + L_s - \frac{C_0^2 R_0^2}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2}] \quad (97)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s^* + j\omega L_s \quad (98)$$

$$Z_{22} = R_d^* + R_s^* + j\omega(L_d + L_s) \quad (99)$$

Usando la parte imaginaria de (98) y de (99) se extraen L_s y L_d directamente de la siguiente manera:

$$L_s = \frac{\text{Im}(Z_{12})}{\omega} \quad (100)$$

$$L_d = \frac{\text{Im}(Z_{22}) - \text{Im}(Z_{12})}{\omega} \quad (101)$$

De la parte imaginaria de Z_{11} se puede calcular L_g :

$$\text{Im}(Z_{11}) = \omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega C_0} \left[\frac{\frac{1}{\omega_0^2}}{\frac{1}{\omega^2} + \frac{1}{\omega_0^2}} \right] \quad (102)$$

donde $\omega_0 = \frac{1}{R_0 C_0}$

Para frecuencias mayores que la frecuencia de resonancia $\omega \gg \omega_0$ y multiplicando por ω la parte imaginaria de Z_{11} , la ecuación (102) se puede escribir como:

$$\omega \text{Im}(Z_{11}) = \omega^2(L_g + L_s) - \frac{1}{C_0} \quad (103)$$

De tal forma, que L_g y C_0 pueden ser determinadas mediante la regresión lineal de la grafica de la ecuación (103) contra ω^2 ya que $(L_g + L_s)$ es la pendiente de la recta y $1/C_0$ es ordenada que intercepta al eje $\omega \text{Im}(Z_{11})$ en $\omega^2 = 0$.

Al despreciar el valor de la resistencia del canal debido a que es muy pequeña, $R_{ch} = 0$, R_s y R_d se calculan mediante la parte real de Z_{12} y Z_{22} , respectivamente:

$$R_s = \text{Re}(Z_{12}) \quad (104)$$

$$R_d = \text{Re}(Z_{22}) \quad (105)$$

Una expresión para determinar R_g puede ser derivada de la parte real de Z_{11} y es expresada como:

$$\text{Re}(Z_{11}) = R_g + R_s + \frac{R_0}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} \quad (106)$$

cuando el $\text{Im}(Z_{11})|_{\omega=\omega_x} = 0$

$$\frac{R_0}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} = \frac{L_g + L_s}{R_0 C_0} \quad (107)$$

Entonces, al sustituir (107) en (106) se tiene que:

$$R_g = \text{Re}(Z_{11})|_{\omega=\omega_x} - R_s - \frac{L_g + L_s}{R_0 C_0} \quad (108)$$

De (108) el único elemento desconocido es R_0 . Pero una expresión para calcular R_0 puede ser derivada de la parte imaginaria de Z_{11} y expresada como:

$$R_0 = \sqrt{\frac{\omega(L_g + L_s) - \text{Im}(Z_{11})}{\omega C_0 - [\omega(L_g + L_s) - \text{Im}(Z_{11})]\omega^2 C_0^2}} \quad \forall \omega < \omega_x \quad (109)$$

Por lo tanto, con las ecuaciones anteriores se pueden determinar 6 de los 8 elementos extrínsecos. Los otros dos elementos que faltan son las capacitancias parasitas C_{pg} y C_{pd} . En la tabla 4.2 se muestran los resultados obtenidos de las inductancias y resistencias parasitas para el HEMT GaN (CGH35015).

Tabla 4.2.- Valores de las inductancia y resistencias extrínsecas.

Elemento	Valor	Unidad
R_g	0.19	Ω
R_d	0.685	Ω
R_s	0.265	Ω
L_g	1125.17	pH
L_d	917.39	pH
L_s	58.5	pH

4.2.1.2 Determinación de las capacitancias parásitas

Las capacitancias parásitas se determinan a partir de la medición de parámetros S en inverso con una polarización mucho menor al voltaje de oclusión, V_p , y con la fuente y el drenador puestos a un potencial de cero ($V_{DS} = 0V$). El circuito equivalente del transistor bajo estas condiciones, donde se suprime la conducción del canal, se muestra en la figura 4.6.

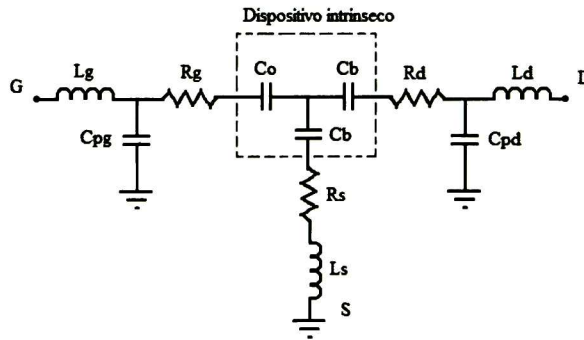


Figura 4.6: Circuito equivalente del pinch-off "cold FET" del HEMT de GaN con polarización inversa.

Donde C_0 es la capacitancia del diodo Schottky, el cual ya fue determinado en la sección anterior y C_b es la capacitancia de *fringing* debido a la extensión del *depleted layer* en cada lado de la compuerta. Al despreciar el efecto de las inductancias y resistencias parásitas porque a bajas frecuencias no afectan la parte imaginaria de parámetros Y de la figura 4.6, las capacitancias parásitas se determinan fácilmente como:

$$C_{pg} = \frac{\text{Im}(Y_{11})}{\omega} + \frac{C_0^2}{C_0 + 2C_b} - C_0 \quad (110)$$

$$C_{pd} = \frac{\text{Im}(Y_{22})}{\omega} + \frac{C_b^2}{C_0 + 2C_b} - C_b \quad (111)$$

donde

$$C_b = \frac{-C_0 \text{Im}(Y_{12})}{\omega C_0 + 2 \text{Im}(Y_{12})} \quad (112)$$

En la tabla 4.3 se muestran los resultados obtenidos para el HEMT GaN (CGH35015).

Tabla 4.3.- Valores de las capacitancias extrínsecas.

Elemento	Valor	Unidad
C_{pg}	746.53	fF
C_{pd}	683.3	fF

4.2.2 Extracción de los elementos intrínsecos

Los elementos intrínsecos dependen del punto de polarización, como ya se mencionó antes. Po lo tanto éstos cambian de valor dependiendo de los voltajes de V_{GS} y V_{DS} . Ahora bien, como ya se conocen los elementos extrínsecos, la matriz de parámetros Y del circuito intrínseco del FET se puede obtener después de hacer el proceso de “de-embedding”.

Los elementos intrínsecos se calculan a partir de (93) a (96) tal como proponen Berroth y Bosch [4]. De tal forma que las expresiones analíticas para cada uno de los elementos intrínsecos se pueden expresar como:

$$C_{gd} = -\frac{\text{Im}(Y_{12})}{\omega} \quad (113)$$

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}(Y_{11}) - \omega C_{gd}}{\omega} \left(1 + \frac{(\text{Re}(Y_{11}))^2}{(\text{Im}(Y_{11}) - \omega C_{gd})^2} \right) \quad (114)$$

$$R_i = \frac{\text{Re}(Y_{11})}{(\text{Im}(Y_{11}) - \omega C_{gd})^2 + (\text{Re}(Y_{11}))^2} \quad (115)$$

$$g_m = \sqrt{((\text{Re}(Y_{21}))^2 + (\text{Im}(Y_{21}) + \omega C_{gd})^2)(1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2)} \quad (116)$$

$$\tau = \frac{1}{\omega} \arcsin \left(\frac{-\omega C_{gd} - \text{Im}(Y_{21}) - \omega C_{gs} R_{\gamma} \text{Re}(Y_{21})}{g_m} \right) \quad (117)$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}(Y_{22}) - \omega C_{gd}}{\omega} \quad (118)$$

$$g_{ds} = \text{Re}(Y_{22}) \quad (119)$$

La única manera de comprobar que los elementos parásitos extrínsecos se extrajeron correctamente es evaluarlos a diferentes puntos de polarización. Para esto es necesario determinar los elementos intrínsecos para cada punto de polarización y corroborar que el modelo lineal se comporte igual que las mediciones de parámetros S. Como ejemplo, la tabla 4.4 muestra los valores de los elementos intrínsecos extraídos del HEMT GaN (CGH35015) al punto de polarización de $V_{GS} = -2.5V$ y $V_{DS} = 25V$. Se escoge este punto de polarización debido a que el AP clase F estará operando en estas condiciones.

Tabla 4.4.- Valores de los elementos intrínsecos.

Elemento	Valor	Unidad
C_{gd}	525.54	fF
C_{gs}	4470.72	fF
C_{ds}	1162.18	fF
g_m	543.75	mS
τ	25.37	psec
g_{ds}	8.947	mS
R_{γ}	1.98	Ω

4.2.3 Comprobación del modelo en pequeña señal

En la sección anterior se describió el método para determinar los elementos intrínsecos y extrínsecos que forman el modelo en pequeña señal del HEMT's GaN. La forma de comprobar que el modelo en pequeña señal es correcto es comparar los parámetros S simulados con los parámetros S medidos. Debido a que los parámetros intrínsecos cambian con la polarización es imposible poner todos los puntos. Por eso, para fines prácticos solo se muestran 2 puntos de polarización para la comprobación del modelo: el punto A que corresponde a $V_{GS} = -2.5V$ y $V_{DS} = 25V$; y el punto B que corresponde a $V_{GS} = -2.4V$ y $V_{DS} = 20V$. En la figura 4.7 se

muestra los coeficientes de reflexión S_{11} y S_{22} en la carta de Smith, los resultados muestran que los datos simulados se ajustan a los datos experimentales para ambos puntos de polarización. En la figura 4.8 se muestra los coeficientes de transmisión S_{12} y S_{21} en forma polar, se observa una ligera discrepancia en el S_{12} en el rango de frecuencias de 2.4 GHz a 3 GHz, esto se debe a que el modelo lineal no puede predecir el cambio de fase del S_{12} en este rango de frecuencias para ambos puntos de polarización. Por su parte el S_{21} tiene una ligera discrepancia en el rango de frecuencias de 45 MHz a 200 MHz, sin embargo de 200 MHz a 3 GHz los datos simulados se ajustan a los datos experimentales para ambos puntos de polarización. Cabe mencionar que no se realizó ninguna optimización, los elementos intrínsecos y extrínsecos son extraídos directamente de las ecuaciones mencionadas en las secciones anteriores.

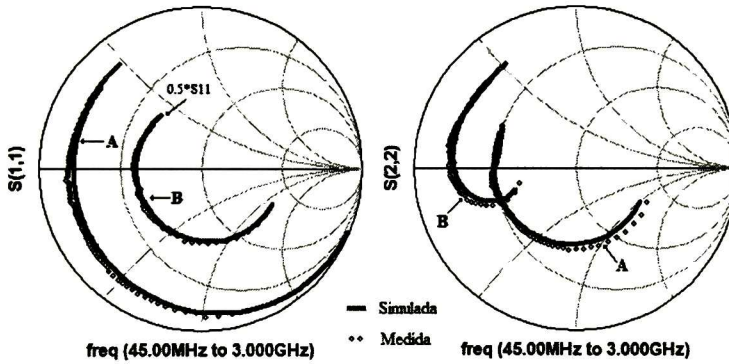


Figura 4.7: Comparación de los coeficientes de reflexión S_{11} y S_{22} del punto de polarización A: $V_{GS} = -2.5V$ y $V_{DS} = 25V$; y punto de polarización B: $V_{GS} = -2.4V$ y $V_{DS} = 20V$

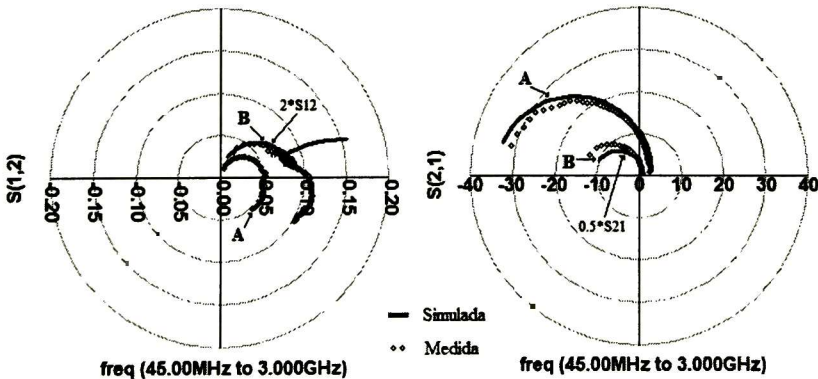


Figura 4.8: Comparación de los coeficientes de transmisión S_{12} y S_{21} del punto de polarización A: $V_{GS} = -2.5V$ y $V_{DS} = 25V$; y punto de polarización B: $V_{GS} = -2.4V$ y $V_{DS} = 20V$

4.3 Modelado No lineal del transistor de AlGaIn/GaN

Como se mencionó antes el modelo lineal necesita ser exacto, fácil de implementar y de extraer, y que su simulación tarde el menor tiempo posible. Estos factores son los mismo para el modelo no lineal del transistor, sin embargo, además de que los parámetros S simulados y medidos se ajusten perfectamente, el modelo no lineal tiene que predecir el comportamiento del transistor en potencia, eficiencia y ganancia a una frecuencia y punto de polarización determinado mediante la simulación en balance armónico (HB). De esta manera, se estaría caracterizando completamente al transistor y lo más importante es que se podrían apreciar las formas de onda que presenta el transistor en el drenador.

Se considera a la corriente de drenador $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ como único elemento no lineal, debido a la sencillez que presenta el modelo y su fácil implementación, y dado que es el elemento que presenta más no linealidades. Para representar el modelo de la corriente de drenador se utiliza un modelo semi-empírico. El circuito equivalente no lineal se muestra en la figura 4.9.

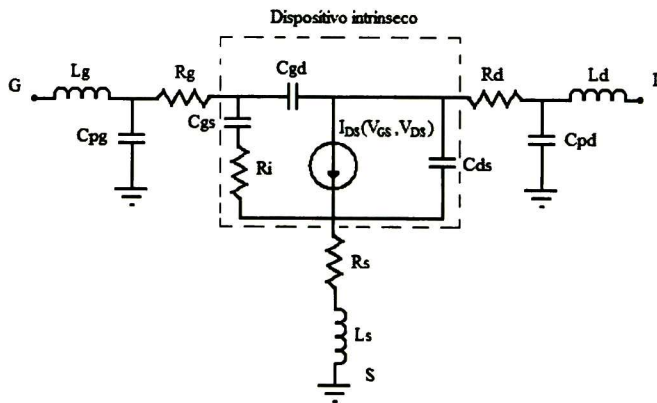


Figura 4.9: Circuito equivalente No lineal.

El comportamiento de la corriente de drenador $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ dependiente del voltaje de compuerta-fuente y el voltaje de drenador-fuente es expresado mediante expresiones algebraicas que se ajustan a las mediciones de I-V. Las expresiones algebraicas que representan los modelos no lineales son obtenidas después de un proceso de optimización en el simulador ADS. La medición de las curvas I-V del transistor fue realizada en modo pulsado, con el sistema de medición DiVA 265 de Accent Optical Technologies Inc, principalmente para evitar fenómenos de dispersión y efectos térmicos que se pudieran presentar en las mediciones.

4.3.1 Modelo de Angelov

El modelo de Chalmers [14] utiliza la función hiperbólica $\tanh(\theta)$ y aproximaciones polinomiales en lugar de una función cuadrática. Este modelo describe a la corriente como:

$$I_{DS} = I_{pk} (1 + \tanh(\psi)) \cdot \tanh(\alpha V_{DS}) \cdot (1 + \lambda V_{DS}) \quad (120)$$

$$\psi = P_1(V_{GS} - V_{pk}) + P_2(V_{GS} - V_{pk})^2 + P_3(V_{GS} - V_{pk})^3 + \dots \quad (121)$$

$$P_1 = P_{sat} \left[1 + \frac{B_1}{\cosh^2(B_2 V_{DS})} \right] \quad (122)$$

$$V_{pkm} = V_{pks} - DV_{pks} + DV_{pks} \cdot \tanh(\alpha V_{DS}) \quad (123)$$

$$\alpha = \alpha_r + \alpha_s [1 + \tanh(\psi)] \quad (124)$$

donde: V_{pk} e I_{pk} representan el voltaje V_{GS} y la corriente $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$, respectivamente, al cual se presenta la máxima transconductancia (g_m).

Los parámetros P_{sat} , P_2 , P_3 , B_1 , B_2 son para ajustar las curvas medidas y simuladas y α_r y α_s son parámetros de saturación. Mientras que V_{pks} y DV_{pks} es el voltaje para el pico de transconductancia en la región lineal y en los rangos de saturación, respectivamente. Los valores correspondientes a los parámetros del modelo se muestran en la tabla 4.5. En la figura 4.10 se muestra las curvas I-V simuladas y medidas. Debido a las características propias de las curvas de corriente-voltaje del transistor y a su dificultad para modelar, se observa que en la región lineal y justo donde empieza la región de saturación hay una gran diferencias entre las curvas de I-V simuladas y medidas. Sin embargo, a pesar de estas diferencias se puede decir que el modelo presenta un comportamiento similar a las curva de I-V medidas.

Tabla 4.5.- Valores de los parámetros del modelo de Angelov.

Parámetro	I_{pk} [A]	α_r [1/V]	α_s [1/V]	B_1	B_2 [1/V]	P_{sat} [1/V]	P_2 [1/V]
Valor	1.0013	1e-6	0.6519	1.0166	1.1791	0.7880	0.0189
Parámetro	V_{pks} [V]	DV_{pks} [V]	λ [1/V]	P_3 [1/V]			
Valor	-1.1756	-0.0108	0.0208	0.2914			

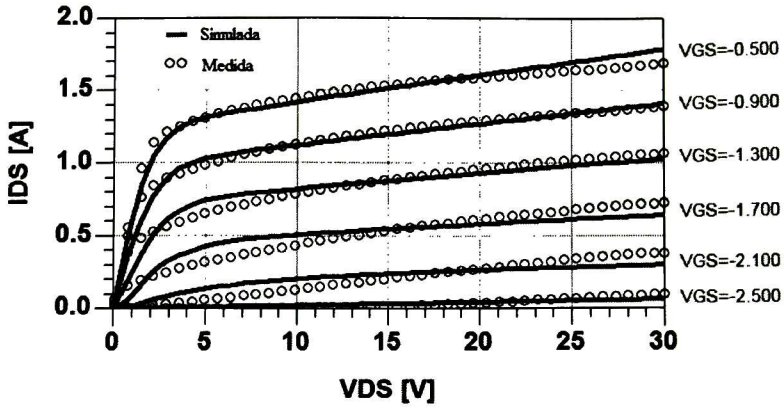


Figura 4.10: Curvas características de I-V del transistor de GaN CGH35015 medidas y simuladas con el modelo de Angelov.

Utilizando el modelo de corriente descrito junto con el circuito eléctrico equivalente de la figura 4.9 se procede a verificar la exactitud que tiene el modelo no lineal para predecir características eléctricas como los parámetros S, potencia de salida a la fundamental y potencias de salida a los armónicos. En las figuras 4.11 y 4.12, se muestran los parámetros S_{11} , S_{22} y S_{12} , S_{21} , respectivamente para el punto de polarización $V_{GS} = -2.5 V$ y $V_{DS} = 25 V$ del transistor de GaN CGH35015.

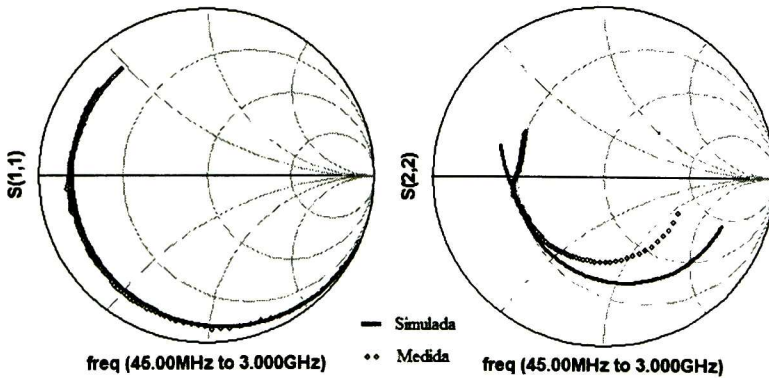


Figura 4.11: Coeficientes de reflexión en la carta de Smith medidos y simulados con el modelo de Angelov.

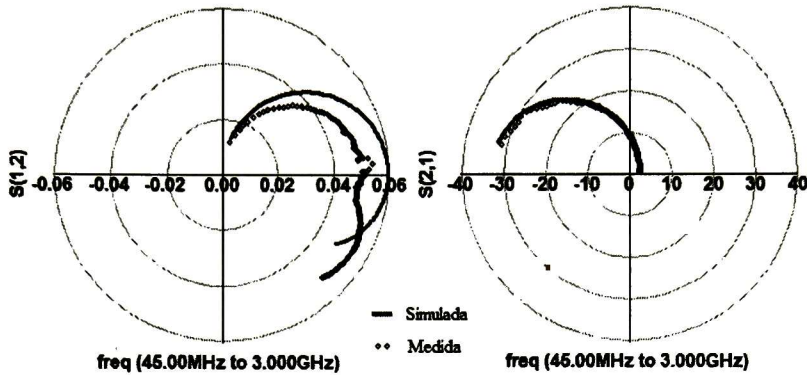


Figura 4.12: Coeficientes de transmisión en forma polar medidos y simulados con el modelo de Angelov.

En la figura 4.11 se observa que el parámetro S_{11} simulado se ajusta al S_{11} medido. Sin embargo, el parámetro S_{22} simulado tiene un comportamiento diferente que el S_{22} medido puesto que, para el rango de frecuencias de 45 MHz a 1 GHz, la parte real del S_{22} simulado es mucho más grande que la parte real del S_{22} medido.

En la figura 4.12, se observa que el parámetro S_{21} simulado se ajusta al S_{21} medido. Sin embargo, el parámetro S_{12} simulado tiene un mayor error que el S_{12} medido para todo el rango de frecuencias.

Por lo tanto, este modelo no lineal presenta un error mayor en la comparación de los parámetros S simulados y medidos, y es de vital importancia que la exactitud del modelo sea lo mejor posible.

A pesar de las diferencias en pequeña señal del modelo no lineal, es necesario verificar si puede predecir de manera correcta la ganancia, potencia y armónicos del transistor con el fin de observar de qué manera el modelo de Angelov se ajusta a los datos experimentales del transistor. En la figura 4.13 se muestra la potencia de entrada contra la potencia de salida, ganancia y armónicos para el punto de polarización $V_{GS} = -2.5 V$ y $V_{DS} = 25 V$ del transistor GaN CGH35015. Se observa que existe un error de 1dB en la ganancia simulada respecto a la medida y, por consecuencia, en la potencia de salida, pero esto se puede explicar debido a que al medir el S_{21} con el VNA (Vector Network Analyzer) se está midiendo la ganancia del transistor justo en las terminales del FET y, al medir la potencia de entrada contra la potencia de salida con el analizador de espectros, se está midiendo la ganancia de transductor, es decir, no se consideran las pérdidas que introduce al transistor su base de pruebas. Por tal motivo las condiciones de medición cambian y es razonable que difiera una medición de la otra, pero se espera que el

error sea lo menor posible. Por lo regular siempre es de esperar que la ganancia en la simulación sea mayor que la ganancia en la medición.

El razonamiento anterior podría servir para explicar el comportamiento en los armónicos, sin embargo se aprecia que el tercer armónico presenta una diferencia muchísimo mayor. La explicación a este error que se observa en el tercer armónico es que el modelo de I-V no se puede ajustar a las curvas experimentales en la región lineal y donde empieza la saturación.

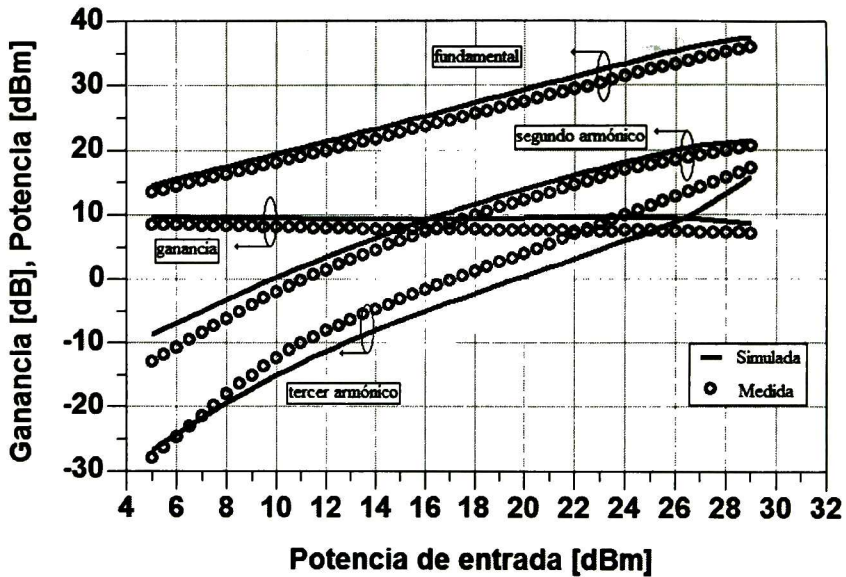


Figura 4.13: Potencia de entrada contra potencia de salida, ganancia y armónicos a $f_0=2$ GHz simuladas con el modelo de Angelov y experimentales.

La enorme ventaja de este modelo no lineal, a pesar de las deficiencias mencionadas anteriormente, es que no produce errores de convergencia en el simulador cuando se está utilizando balance armónico con niveles de potencia más allá del punto de 1 dB de compresión. Este punto es importante porque permite observar el comportamiento del AP cuando se le está llevando a niveles elevados de potencia.

4.3.2 Modelo de TOM3

Este modelo puede predecir la parte negativa de la conductancia en la región de alta potencia de disipación, la cual ocurre debido a los efectos térmicos [15]. El modelo de corriente drenador-fuente es calculado usando las siguientes ecuaciones:

$$I_{DS} = \beta(V_G)^Q (1 + \lambda V_{DS}) \frac{\alpha V_{DS}}{(1 + (\alpha V_{DS})^k)^{\frac{1}{k}}} \quad (125)$$

donde

$$V_G = QV_{st} \ln(1 + e^u) \quad (126)$$

$$u = \frac{V_{GS} - V_{th} + \gamma V_{DS}}{QV_{st}} \quad (127)$$

$$V_{st} = V_{st0} (1 + M_{st0} V_{DS}) \quad (128)$$

donde β , λ , Q , α , γ y k son parámetros de ajuste y V_{th} es el voltaje de oclusión. V_{st0} y M_{st0} son parámetros de sub-oclusión. Los valores correspondientes a los parámetros del modelo se muestran en la tabla 4.6 y en la figura 4.14 se muestra las curvas I-V simuladas y medidas. Se observa que en la región lineal y justo donde empieza la región de saturación hay diferencias entre las curvas de I-V, igual que en el modelo de Angelov. Sin embargo, a pesar de tener los mismos problemas que presenta el de Angelov, se observa que presenta un mejor ajuste de curvas de I-V medidas y simuladas.

Tabla 4.6.- Valores de los parámetros del modelo TOM3.

Parámetro	α [1/V]	β [A/V ²]	γ	λ [1/V]	Q	V_{st0} [V]
Valor	1.7920	2.4640	0.0177	0.0010	0.8968	0.0999
Parámetro	M_{st0} [1/V]	V_{th} [V]	k			
Valor	5.374e-5	-2.0347	1.4015			

De la misma forma, que con el modelo de Angelov, es necesario observar el comportamiento del modelo de TOM3 en parámetros S. En las figuras 4.15 y 4.16, se muestran los parámetros S_{11} , S_{22} y S_{12} , S_{21} , respectivamente, para el punto de polarización $V_{GS} = -2.5$ V y $V_{DS} = 25$ V del transistor GaN CGH35015.

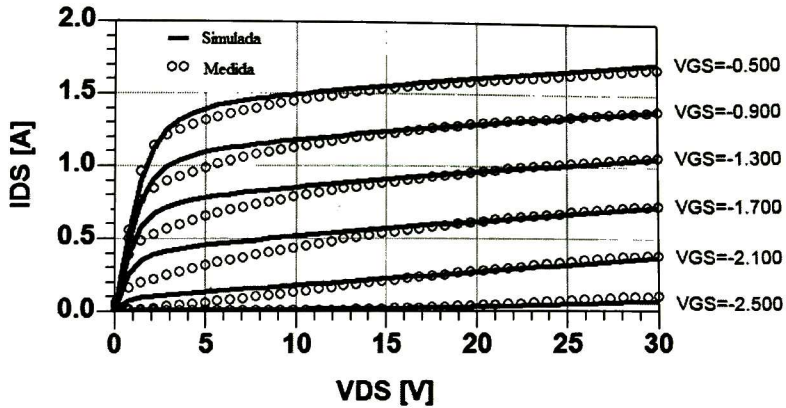


Figura 4.14: Curvas características de I-V del transistor de GaN CGH35015 medidas y simuladas con el modelo de TOM3.

En la figura 4.15, se observa que los parámetro S_{11} y S_{22} simulados se ajusta al S_{11} y S_{22} medido. Es importante mencionar que los valores de los elementos intrínsecos y extrínsecos son los mismos que se muestra en la tabla 4.4 y en la tabla 4.3, respectivamente, tanto para el modelo de Angelov como el de TOM3. Entonces, las características para ambos modelos son las mismas, la diferencia en que un modelo se ajuste más a los datos medidos está en las expresiones algebraicas que lo representan.

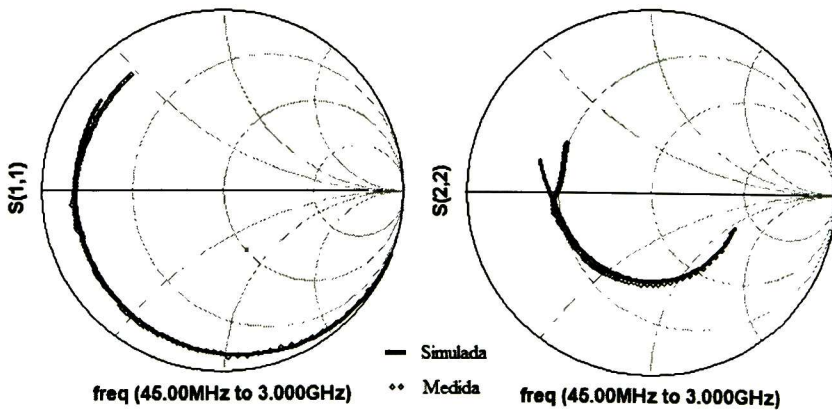


Figura 4.15: Coeficientes de reflexión en la carta de Smith medidos y simulados con el modelo de TOM3.

En la figura 4.16, se observa que el parámetro S_{21} simulado se ajusta al S_{21} medido a partir de los 200 MHz hasta los 3 GHz, este mismo efecto se observa en el modelo en pequeña señal. Por otra parte, el parámetro S_{12} simulado tiene una ligera discrepancia al S_{12} medido para todo el rango de frecuencias, pero sin duda tiene un mejor ajuste de curva que el modelo de Angelov.

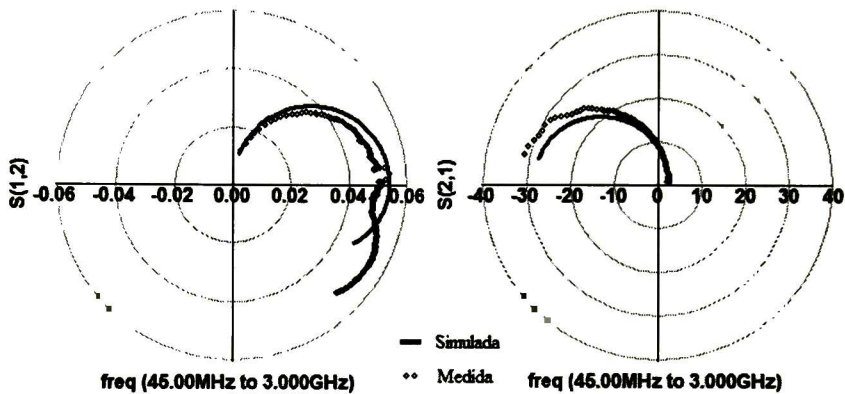


Figura 4.16: Coeficientes de transmisión en forma polar medidos y simulados con el modelo de TOM3.

En la figura 4.17 se muestra la potencia de entrada contra la potencia de salida, ganancia y armónicos para el punto de polarización $V_{GS} = -2.5 V$ y $V_{DS} = 25 V$ del transistor GaN CGH35015. También se observa que existe una ligera discrepancia en la ganancia y, por consecuencia, en la potencia de salida. Sin embargo, puede predecir de mejor forma el segundo armónico. Sin embargo, la simulación del tercer armónico tiene una desviación importante con respecto a la medición. Y es razonable que presente esta desviación porque, al igual que el modelo de Angelov, el modelo no se puede ajustar perfectamente en la región lineal y al inicio de la región de saturación del transistor.

A pesar de que tiene una mejor exactitud el modelo de TOM3 al observar las curvas de I-V, parámetros S y potencia de salida a la fundamental y armónicos, presenta la gran desventaja de que produce errores de convergencia en el simulador cuando se está utilizando balance armónico con niveles de potencia más allá del punto de 1 dB de compresión.

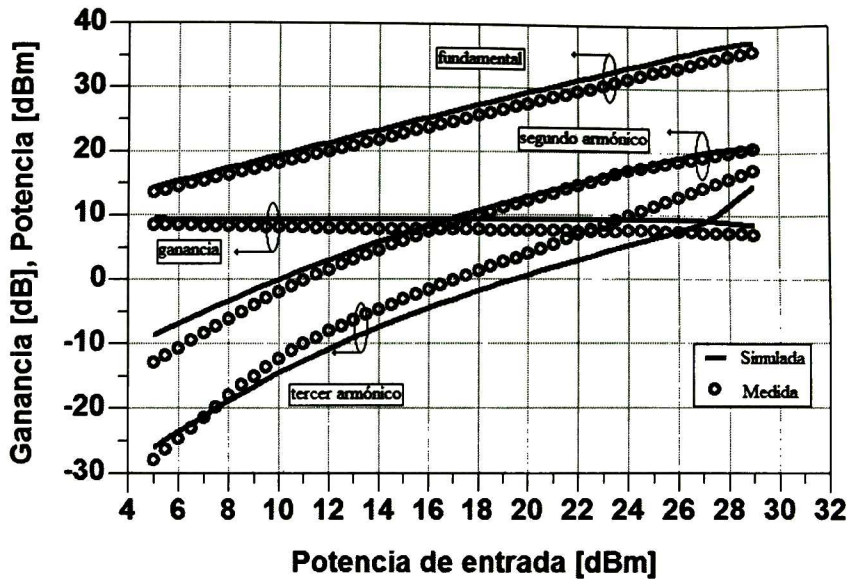


Figura 4.17: Potencia de entrada contra potencia de salida, ganancia y armónicos a $f_0=2$ GHz simuladas con el modelo de TOM3 y experimentales.

4.4 Conclusiones

Se ha presentado una forma de fácil y rápida de extraer el modelado del transistor GaN CGH35015. Se escoge el modelo no lineal de TOM3 para realizar el diseño del AP clase F porque presenta una aceptable exactitud de los datos simulados contra los medidos. Sin embargo, es necesario seguir investigando un mejor modelo que pueda ajustar a las curvas de I-V en la región lineal y en el inicio de la saturación, principalmente porque la recta de carga del AP clase F se encuentra en esta zona. Y si el modelo tiene diferencias con las mediciones, es de esperarse que las mediciones del AP clase F tengas diferencias con las simulaciones.

Capítulo 5

Diseño, Construcción y Resultados obtenidos del AP clase F

En general un amplificador de RF, ya sea de potencia o de pequeña señal, está compuesto por la red de adaptación a la entrada, el dispositivo activo y la red de adaptación a la salida. El reto principal de un AP es el diseño de la red de adaptación a la salida, aunque se ha demostrado que la red de adaptación a la entrada contribuye en gran medida a mejorar algunas características eléctricas del amplificador como la eficiencia o potencia de salida [12], [19] y [30].

En este capítulo se presenta el diseño, simulación y resultados del AP clase F en el cual el dispositivo activo es el transistor GaN CGH35015.

5.1 Procedimiento de diseño

Cuando se diseña un AP el principal objetivo es satisfacer los requerimientos de diseño, los cuales para este diseño es tener PAE y potencia de salida máxima en la banda S (2 – 4 GHz). En ese sentido, el AP clase F es un excelente candidato para cumplir con las características deseadas de eficiencia y potencia de salida. Para esto es necesario escoger el punto de polarización y diseñar las redes de adaptación a la salida y entrada. Cabe mencionar que las redes de adaptación están diseñadas para presentar al transistor las impedancias óptimas que son obtenidas a partir de la simulación del método “load pull” y “source pull”, a la frecuencia fundamental y al segundo y tercer armónico.

5.1.1 Punto de Operación

El punto de operación del AP clase F es teóricamente el de un clase B. Sin embargo, algunos autores recomiendan el punto de operación de un clase AB profundo [19], [25], [27] y [44]. Sin embargo, aun no existe un estudio de cómo varía la eficiencia del AP clase F respecto al punto de operación en la tecnología de GaN. Para este diseño se utiliza un punto en clase AB profundo $V_{GS} = -2.5 V$ y $V_{DS} = 25 V$

5.1.2 Estabilidad del AP clase F

La estabilidad es el principal punto a revisar en el dispositivo activo, antes de empezar el diseño. Puesto que indica si el transistor oscilará a la frecuencia de interés. Como se menciona en el capítulo 2, el factor de Rollet (K), es un factor de mérito que indica si el transistor es condicional o incondicionalmente estable.

Entonces, si $K > 1$ para una frecuencia determinada, el transistor es estable para cualquier impedancia de carga o fuente que se le pueda presentar.

De acuerdo con (8), el GaN CGH35015 presenta un valor $K < 1$ a la frecuencia que se diseñará el AP clase F (2 GHz). Por lo tanto, se le agrega una resistencia de 10Ω en la compuerta para hacer que $K > 1$, tal como se puede observar en la figura 5.1. La razón principal de haber seleccionado como elemento estabilizador una resistencia en la compuerta, se debe a su fácil implementación y además de que la ganancia sufre un ligero decremento, por lo que la potencia de salida no sufre una disminución significativa. Por otro lado, si el elemento estabilizador fuera colocado en el drenador o fuente del transistor, la ganancia disminuiría notablemente implicando que la potencia de salida sea mucho menor. Además de que cualquier elemento en el drenador o fuente dificultaría obtener las formas de onda del AP clase F.

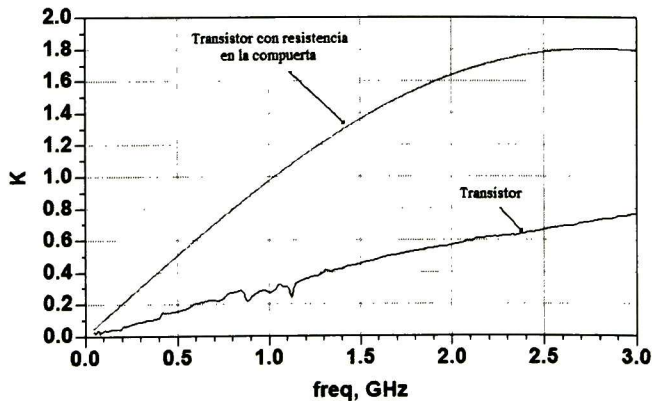


Figura 5.1: Factor de estabilidad K del transistor.

5.1.3 Ganancia

Idealmente se busca que la ganancia en el transistor sea muy grande con el fin de que se requiera menor potencia en la entrada del AP para saturar al transistor, además de que se evitan etapas de pre-amplificación. Sin embargo, en este caso fue necesario sacrificar un poco la ganancia del transistor para hacerlo incondicionalmente estable. La figura 5.2 muestra que al incluir la resistencia de estabilización en el GaN, se tiene una disminución en la ganancia de 2.49 dB a 2 GHz.

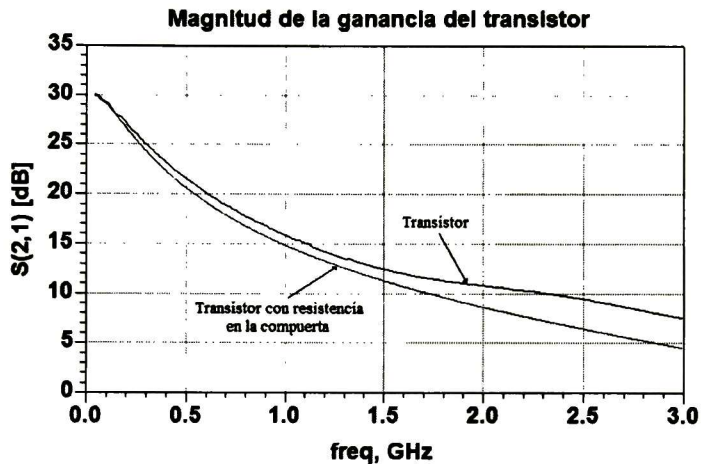


Figura 5.2: Ganancia del transistor con resistencia de estabilización y sin ella.

5.1.4 Determinación de las redes de acoplamiento a la salida y entrada

Las redes de acoplamiento a la entrada y a la salida son la principal característica que define el cumplimiento de los requerimientos de diseño, como lo son: la ganancia o la potencia de salida, así como si el diseño va a ser altamente eficiente o muy lineal. Las impedancias a la salida y entrada son determinadas de manera independiente con la ayuda de la simulación “load pull” y “source pull”. Estas impedancias que se obtienen son las óptimas, el siguiente paso es construir redes en microcinta que le presenten al transistor las impedancias óptimas que serán determinadas a la fundamental y a las frecuencias armónicas para realizar el AP clase F. En la figura 5.3 se muestra el diagrama a bloques que se utiliza para el diseño mediante “load pull” y “source pull”, el cual es un diagrama más completo del que se muestra en la figura 3.11.

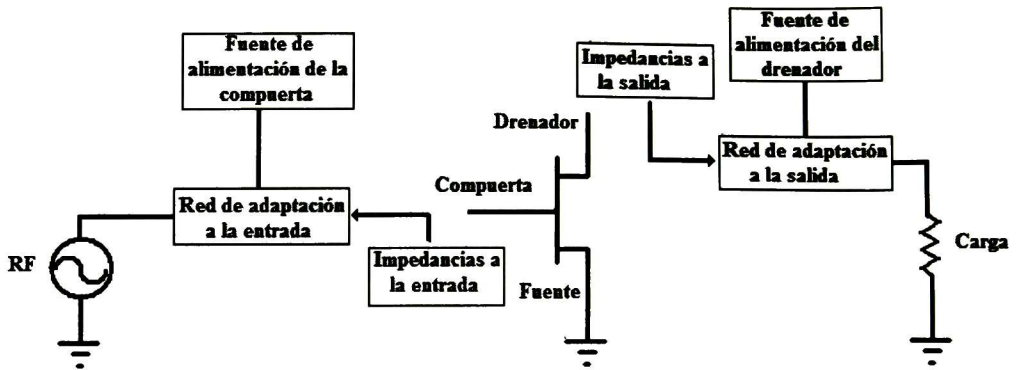


Figura 5.3: Diagrama a bloques del AP.

5.2 Metodología para obtener las impedancias en la entrada y salida del transistor a los 3 primeros armónicos

Con la ayuda del modelo no lineal del transistor, que se extrajo como se menciona en el capítulo 4 y mediante la creación de una plataforma en ADS que permite hacer un “load pull” o “source pull” para la frecuencia fundamental y sus 2 primeros armónicos. Los valores iniciales de las impedancias a la frecuencia fundamental, primero y segundo armónico son las que se reportan por Ooi [56].

La impedancia de salida a la fundamental es fijada a $Z_{L_fund} = 50 + j*0 \Omega$, mientras que la impedancia de salida del segundo y tercer armónico fueron fijadas a, $Z_{L_2} = 1 + j*0 \Omega$ y $Z_{L_3} = 100 + j*0 \Omega$, respectivamente. Por su parte las impedancias en la entrada para el segundo y tercer armónico fueron fijadas a los valores $Z_{S_2} = 1 + j*0 \Omega$ y $Z_{S_3} = 100 + j*0 \Omega$, respectivamente. Entonces, se realiza un “source pull” a la frecuencia fundamental. En la figura 5.4 se muestran los contornos de potencia y PAE que se obtuvieron al hacer el “source pull” a la frecuencia fundamental.

La gran ventaja que presenta este procedimiento es la capacidad para observar cómo se comporta el AP al presentarle al transistor impedancias ideales.

En la figura 5.4, se puede notar fácilmente que la máxima potencia y la PAE máxima coinciden en la misma impedancia de entrada. Con la ayuda de la plataforma creada en ADS se determina esta impedancia y cómo ésta afecta las propiedades del AP, tal como se muestra en la figura 5.5.

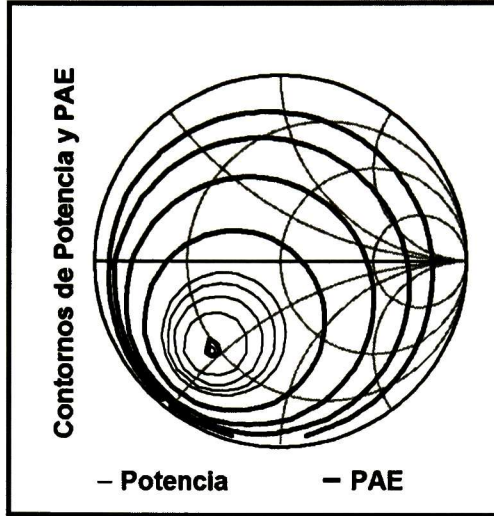


Figura 5.4: Contornos de potencia y PAE del source pull a la fundamental a $f_0 = 2$ GHz.

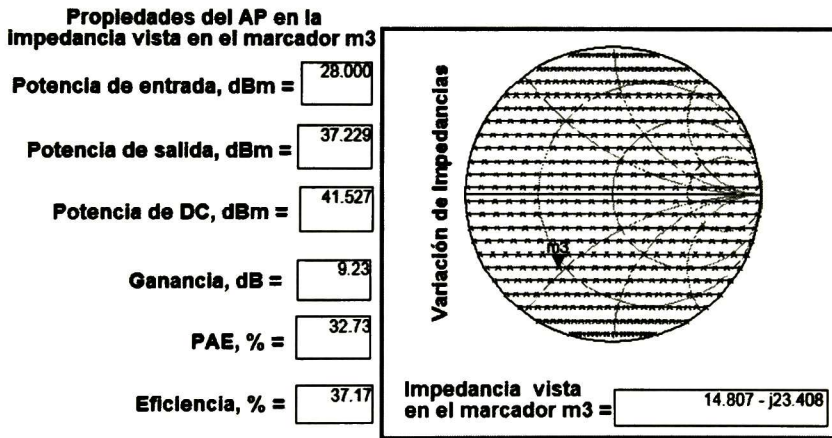


Figura 5.5: Propiedades del AP con el source pull a la fundamental a $f_0 = 2$ GHz.

Teóricamente, con el procedimiento anterior se estarían cumpliendo las características que definen al AP clase F: tener un corto circuito a los armónicos pares y un circuito abierto a los armónicos impares y que la frecuencia fundamental observe una carga de 50Ω . Por otro lado, hay que recordar que con el control de la impedancia de salida a la frecuencia fundamental y a sus dos primeros armónicos es posible obtener un alta eficiencia, alrededor del 81 %. Sin

embargo, como se observa en la figura 5.5, la máxima eficiencia de drenador es solo del 37.17 %. Este hecho nos lleva a plantear sí las formas de onda de voltaje y corriente en el drenador del transistor se están formando. La respuesta a esta pregunta se muestra en la figura 5.6.

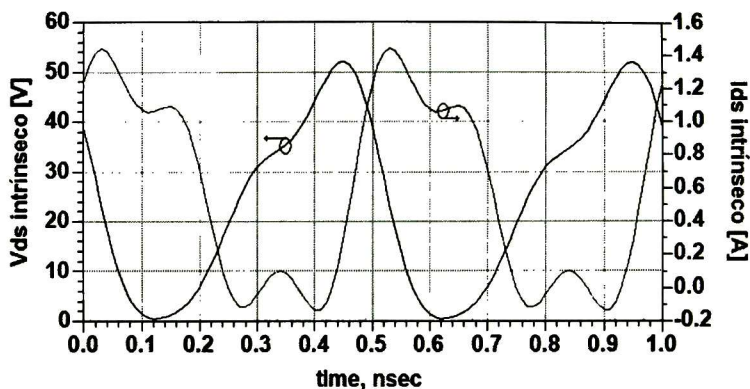


Figura 5.6: Formas de onda del drenador intrínseco a $f_0 = 2$ GHz.

Fácilmente se observa que ni la forma de onda de corriente ni la de voltaje se aproximan a las formas ideales (media onda sinusoidal rectificada para la corriente y onda cuadrada para el voltaje). Por lo tanto, el diseño del AP clase F tiene que hacerse con base en la creación de un corto circuito para armónicos pares y circuito abierto para armónicos impares en la terminal del drenador intrínseco tal como lo menciona Hyun-chul Park [45].

Entonces, una vez encontrado el valor de la impedancia de entrada a la fundamental para tener la máxima potencia y la máxima PAE, ésta se introduce a la simulación y se realiza un “load pull” a la frecuencia fundamental. En la figura 5.7 se muestran los contornos de potencia y PAE que se obtuvieron al hacer el “load pull” a la fundamental, se observa que la impedancia de salida para la máxima potencia es diferente de la impedancia de salida para la PAE máxima.

Existen estas dos posibilidades en el diseño, sin embargo, no se escoge la impedancia que presenta la máxima potencia, aunque si se puede obtener las formas de onda del amplificador clase F con esta metodología, pero la eficiencia alcanza un máximo de 67 %. Tampoco se escoge la impedancia que presenta la PAE máxima porque se dificulta mucho obtener las formas de onda del amplificador clase F. Por lo tanto, se escoge un punto medio donde se obtenga una eficiencia aceptable junto con una potencia de salida adecuada, además esta impedancia debe estar cerca de 50Ω para facilitar el acoplamiento.

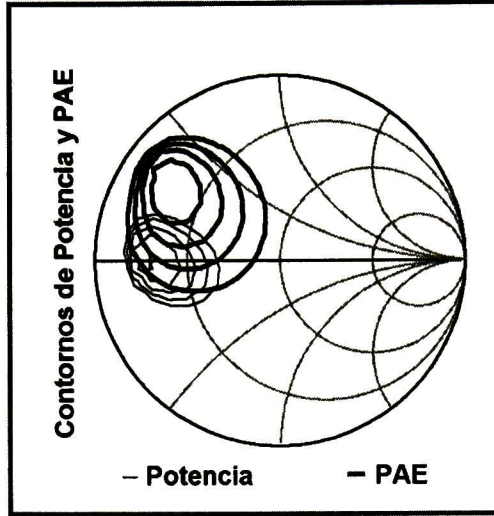


Figura 5.7: Contornos de potencia y PAE del load pull a la fundamental a $f_0=2$ GHz.

En la figura 5.8 se muestra las propiedades que presenta el AP cuando se escoge el nuevo valor de la impedancia de salida a la frecuencia fundamental que presenta una eficiencia aceptable en conjunto con una potencia de salida adecuada.

Se observa cómo con esta impedancia en la salida del drenador provoca que la eficiencia de drenador aumente de un 37.71 %, con una impedancia vista por la frecuencia fundamental de 50Ω , a un 71.1 % con una impedancia $11.551 + j*8.658 \Omega$. Sin embargo, al observar las formas de onda del voltaje y la corriente en la figura 5.9, éstas todavía difieren bastante de las formas de onda del AP clase F.

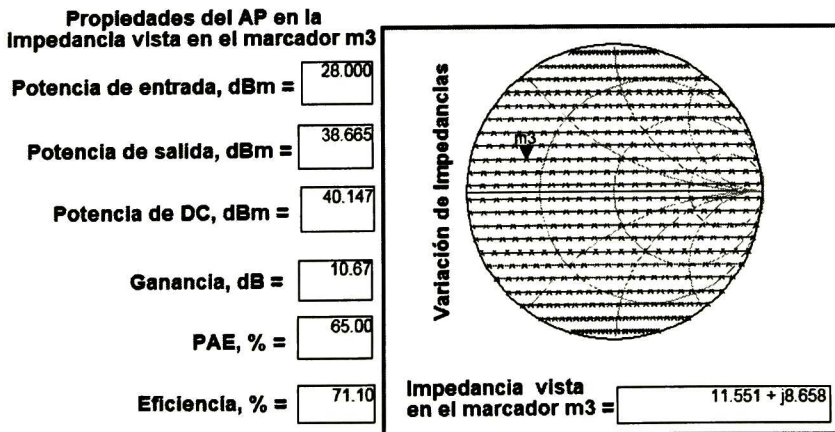


Figura 5.8: Propiedades del AP con el load pull a la fundamental a $f_0= 2$ GHz.

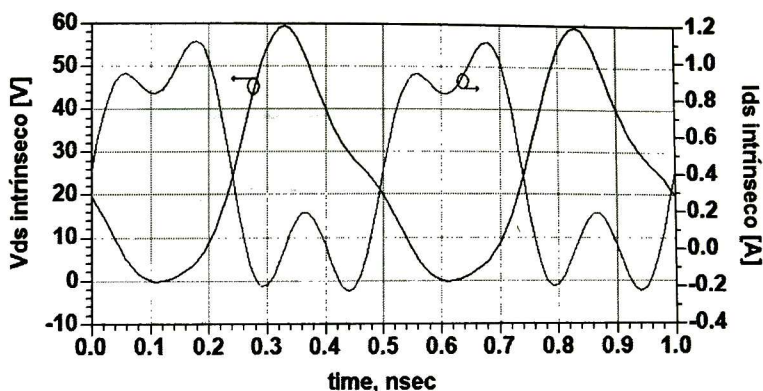


Figura 5.9: Formas de onda del drenador intrínseco a $f_o = 2$ GHz.

Antes de continuar con el diseño, se realiza una optimización en la impedancia de entrada a la frecuencia fundamental, mediante un nuevo “source pull”, a la frecuencia fundamental, con un análisis más fino cerca de los puntos en los que se obtiene la máxima potencia y PAE, debido a que la impedancia de salida $11.551 + j*8.658 \Omega$ mueve las condiciones iniciales y los contornos de potencia y PAE ya no corresponderían con los anteriormente extraídos con la impedancia a la frecuencia fundamental de 50Ω .

Una vez que se tiene el nuevo valor de la impedancia de entrada a la frecuencia fundamental, se realiza un “load pull” al segundo armónico, para observar como cambian las formas de onda del drenador cuando se acopla el segundo armónico con una impedancia diferente de corto circuito. En la figura 5.10 se muestran los contornos de potencia y PAE que se obtienen al hacer el “load pull” al segundo armónico, se observa que la impedancia de salida al segundo armónico para la máxima potencia y la PAE máxima no es un corto circuito.

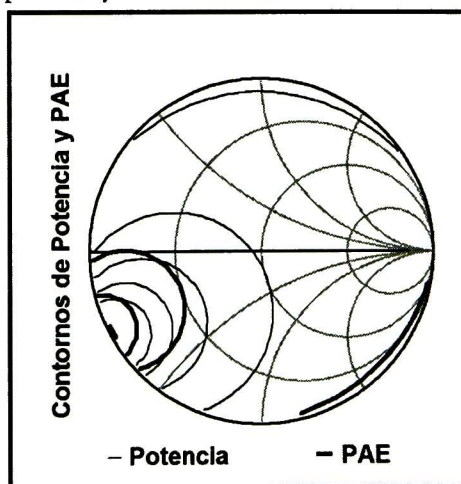


Figura 5.10: Contornos de potencia y PAE del load pull al segundo armónico a $f_o = 2$ GHz.

Al presentarle al drenador la impedancia de salida al segundo armónico para la máxima PAE, como se muestra en la figura 5.11, se puede apreciar que la eficiencia se mantiene casi igual. Pero las formas de onda del drenador empiezan aproximarse a las formas de onda ideales del AP clase F como se muestra en la figura 5.12.

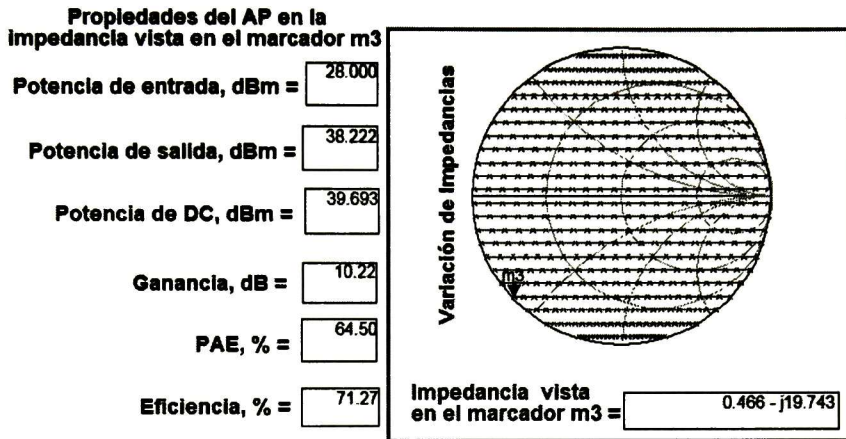


Figura 5.11: Propiedades del AP con el load pull al segundo armónico a $f_0 = 2$ GHz.

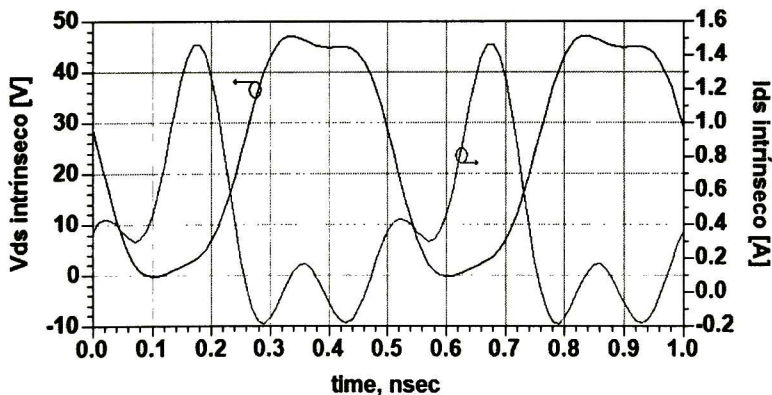


Figura 5.12: Formas de onda del drenador intrínseco a $f_0 = 2$ GHz.

Sin embargo, aun no se ha llegado a los valores óptimos que se pueden obtener con el AP clase F con el control de las impedancias a la frecuencia fundamental y sus dos primeros armónicos. Por eso, con el valor obtenido para el segundo armónicos introducido a la simulación, se realiza un “load pull” al tercer armónico para observar el comportamiento de las formas de onda del drenador cuando se varía el tercer armónico por toda la carta de Smith. En la figura 5.13 se muestra los contornos de potencia y PAE del “load pull” realizado para el tercer armónico.

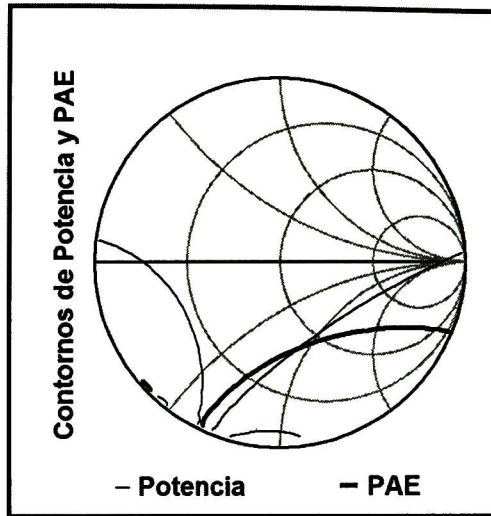


Figura 5.13: Contornos de potencia y PAE del load pull al tercer armónico a $f_o=2$ GHz.

Con el nuevo valor de la impedancia al segundo armónico, que es diferente de corto circuito, y al presentarle al drenador la impedancia al tercer armónico para la PAE máxima, se observa cómo la eficiencia de drenador aumenta de un 71.27 % a un 77.96 %, como se muestra en la figura 5.14, aproximándonos cada vez más a la máxima eficiencia que se puede lograr con el control de las impedancias a la fundamental y a sus dos primeros armónicos.

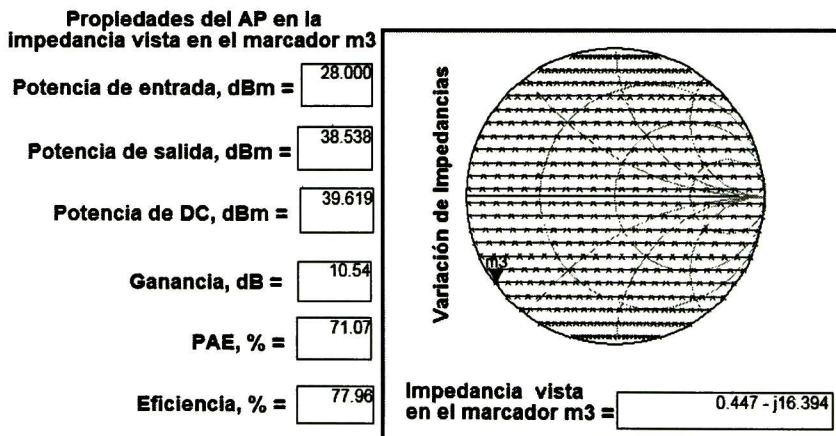


Figura 5.14: Propiedades del AP con el load pull al tercer armónico a $f_o= 2$ GHz.

De igual forma se puede demostrar en la figura 5.15 que las formas de onda de voltaje y corriente en el drenador son más parecidas a las formas ideales del AP clase F.

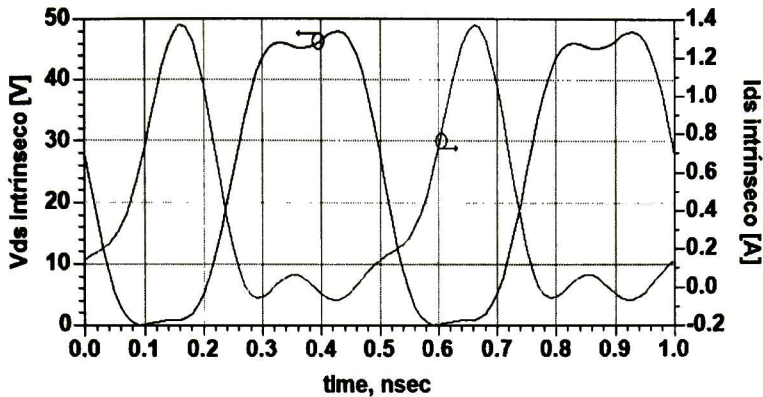


Figura 5.15: Formas de onda del drenador intrínseco a $f_0 = 2$ GHz.

Aunque estos valores de eficiencia, potencia, ganancia junto con las formas de onda del drenador son aceptables aún es posible obtener más eficiencia sin que se presente una reducción en potencia y ganancia.

Para obtener una mayor eficiencia de drenador se vuelve a obtener las impedancias de salida a la frecuencia fundamental junto con el segundo y tercer armónico. Esta sintonización se realiza porque los contornos de potencia y PAE cambian debido al cambio de las condiciones, es decir, el cambio de las impedancias de salida a la frecuencia fundamental, segundo y tercer armónico. El procedimiento de sintonización es similar al procedimiento descrito anteriormente, empezando la sintonización por la impedancia a la salida a la frecuencia fundamental, segundo y tercer armónico, seguido por la obtención de las impedancias a la entrada en el segundo armónico y después al tercer armónico.

En este proceso de obtención de las impedancias óptimas se observa que la eficiencia presenta mucha sensibilidad a cualquier cambio de los valores óptimos de las impedancias de salida a la frecuencia fundamental y tercer armónico. Sin embargo, la variación de la impedancia de salida al segundo armónico y de las impedancias a la entrada en el segundo y tercer armónico tiene un efecto mínimo en la eficiencia.

Finalmente se realiza un “source pull” a la frecuencia fundamental con los valores óptimos de las impedancias de salida y de entrada que se obtuvieron en el proceso de sintonización. En la figura 5.16 se muestran los contornos de potencia y PAE, se observa que la impedancia de entrada a la fundamental tiene un margen aceptable de impedancia que se le puede presentar al transistor en el cual el AP clase F presenta las mismas propiedades de ganancia, eficiencia y potencia.

En la figura 5.17 se muestra cómo con la obtención de la impedancia óptima de entrada a la frecuencia fundamental la eficiencia rebasa el máximo valor teórico del AP clase F con el

control de la frecuencia fundamental y sus dos primeros armónicos que es del 81 %, este hecho se debe a que en el análisis teórico la forma de onda de la corriente se construye a partir de la frecuencia fundamental y sus armónicos, pero en el diseño práctico del AP clase F la media onda sinusoidal de la corriente es una característica inherente del amplificador.

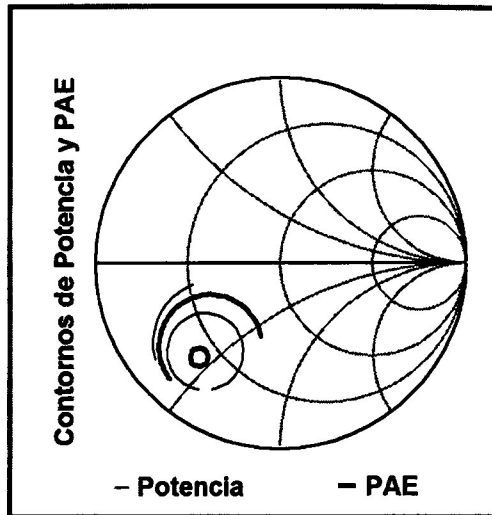


Figura 5.16: Contornos de potencia y PAE del source pull a la fundamental a $f_0 = 2 \text{ GHz}$.

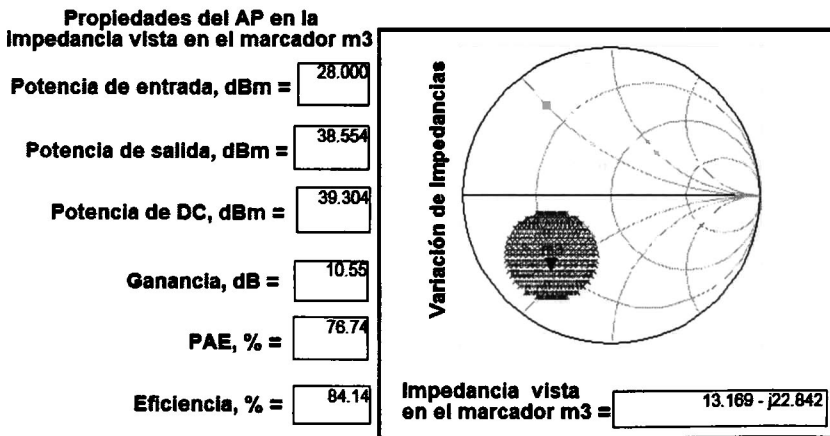


Figura 5.17: Propiedades del AP con el source pull a la fundamental a $f_0 = 2 \text{ GHz}$.

En la figura 5.18 se muestran las formas de onda de voltaje y corriente que se obtienen al presentarle al transistor las impedancias óptimas en la salida y entrada a la frecuencia

fundamental y sus dos primeros armónicos, se observa que las formas de onda de la corriente y voltaje se aproximan mucho más a las formas ideales del AP clase F. En la figura 5.19 se muestra como la recta de carga del AP clase F no se comporta como un *interruptor*, sino mas bien como la recta de carga de un amplificador clase A, AB ó B.

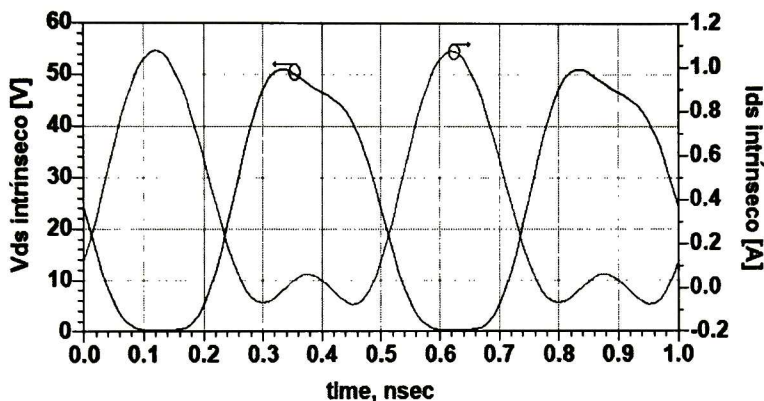


Figura 5.18: Formas de onda del drenador intrínseco a $f_o=2$ GHz.

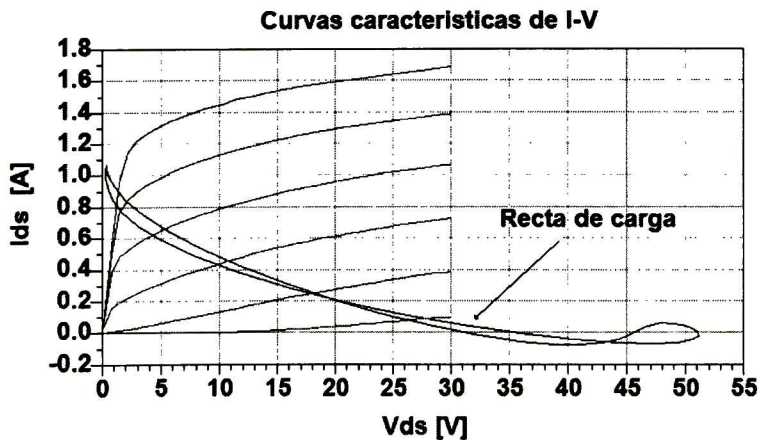


Figura 5.19: Recta de carga del AP clase F para una potencia de entrada de 28dBm a $f_o=2$ GHz.

En la tabla 5.1 se muestran las impedancias óptimas obtenidas para maximizar la eficiencia de drenador del AP clase F a 2 GHz, en las cuales se observa que difieren de la teoría; de tener un corto circuito para armónicos pares y circuito abierto para armónicos impares en el drenador. Pero para el drenador intrínseco si se cumplen los lineamientos de la teoría de corto circuito para el segundo armónico y circuito abierto para el tercer armónico.

Tabla 5.1.- Valores de las impedancias óptimas del AP clase F a 2 GHz.

Frecuencia	Impedancias a la entrada	Impedancias a la salida
$f_0 = 2 \text{ GHz}$	$Z_{S_fund} = 13.1 - j*22.8 \ \Omega$	$Z_{L_fund} = 14.2 + j*11.06 \ \Omega$
$2f_0 = 4 \text{ GHz}$	$Z_{S_2} = 5 + j*38 \ \Omega$	$Z_{L_2} = 1.3 - j*39.2 \ \Omega$
$3f_0 = 6 \text{ GHz}$	$Z_{S_3} = 100 + j*0 \ \Omega$	$Z_{L_3} = 0.6 - j*24.6 \ \Omega$

5.3 Transformación de impedancias ideales a impedancias reales

En la sección anterior se realizó el diseño del AP clase F con la suposición de que las impedancias óptimas que se le presentan al transistor son ideales, con las cuales se obtienen muy buenos resultados. Sin embargo, las redes de adaptación difícilmente pueden presentar estas impedancias óptimas. Por lo tanto se tiene que hacer una aproximación a ellas, lo cual resultaría en una disminución de la ganancia, potencia y eficiencia.

Para el diseño de las redes de adaptación se utiliza el material Duroid RT5880 con un espesor de 1.575 mm, $\epsilon_r = 2.2$ y pérdidas tangenciales de 0.0009.

El objetivo de la red de adaptación a la entrada que se muestra en la figura 5.20 es que el transistor “observe” las impedancias de entrada que se muestran en la tabla 5.1 e incluir al mismo tiempo la T de polarización.

El primer paso a realizar en el diseño de la red de adaptación a la entrada es acoplar el tercer armónico, éste es controlado por la línea TL10 y TL1, donde la longitud de TL10 es $\frac{\lambda}{4}$ al tercer armónico, la longitud de TL1 se ajusta hasta obtener la reactancia deseada. El segundo armónico es controlado por las líneas M6, TL9 y TL12, donde la suma de la longitud de todas ellas es $\frac{\lambda}{4}$ a la frecuencia fundamental con sus impedancias características mayor a $90 \ \Omega$, la línea TL13 tiene una longitud de $\frac{\lambda}{4}$ a la frecuencia fundamental con una impedancia característica de $30 \ \Omega$, esta línea TL13 tiene la función de presentar el efecto de un capacitor con una baja reactancia a la frecuencia fundamental y en conjunto con M6, TL9 y TL12 se evita que la señal de RF llegue a la fuente de alimentación de la compuerta y se generen rizados haciendo oscilar al AP. El acoplamiento a la frecuencia fundamental es controlado por el capacitor de bloqueo de DC, C18, y la línea TL5.

Las impedancias de las líneas TL10, TL5 y TL1 son puestas a valores arbitrarios cercanos a 50Ω y seguidamente optimizadas a prueba y error en conjunto con sus longitudes hasta que la impedancia vista por el puerto de la compuerta del transistor a la frecuencia fundamental y sus dos primeros armónicos de la red de adaptación a la entrada presente valores cercanos a los óptimos.

Cabe destacar que el acoplamiento al tercer armónico no presenta gran sensibilidad al acoplamiento del segundo armónico y a la fundamental, pero el acoplamiento al segundo armónico y fundamental sí presenta una gran sensibilidad al acoplamiento al tercer armónico. Es por tal motivo que primero se acopla el tercer armónico, segundo armónico y finalmente la frecuencia fundamental, de manera viceversa sería imposible obtener las impedancias requeridas.

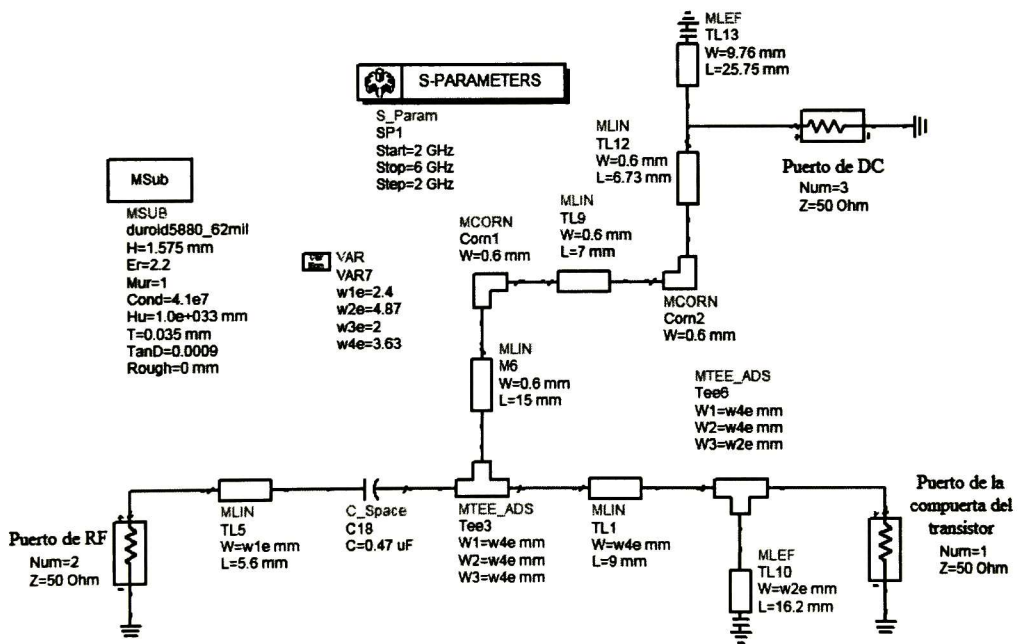


Figura 5.20: Red de adaptación a la entrada.

En la figura 5.21 se muestra, en la carta de Smith, las impedancias óptimas a la entrada, (determinadas en la tabla 5.1) y las impedancias que “observa” el puerto de la compuerta del transistor que presenta la red de adaptación a la entrada normalizadas a 50Ω . Se observa cómo la red de adaptación presenta una impedancia a la fundamental muy similar a la impedancia óptima de la tabla 5.1. La impedancia al segundo armónico tiene una pequeña diferencia. Por

otra parte, la impedancia del tercer armónico presenta una gran diferencia, sin embargo, este armónico en la entrada no influye de manera significativa en la obtención de las formas de onda de voltaje y corriente, así como la ganancia, potencia y eficiencia, por tal motivo se le es permitido variar siempre y cuando se pueda realizar el acoplamiento a la fundamental y al segundo armónico.

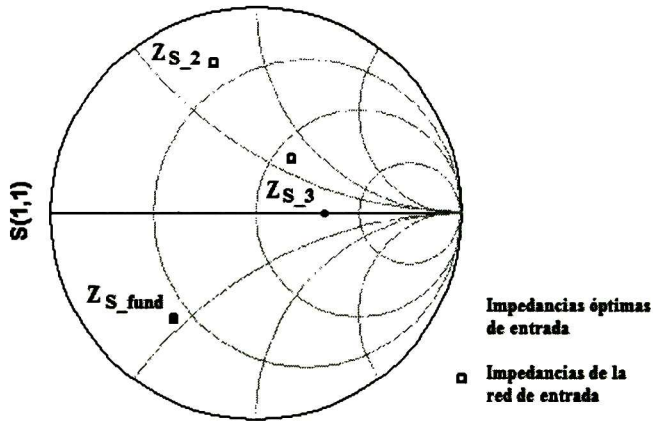


Figura 5.21: Impedancias de entrada e impedancias vistas por el puerto de la compuerta del transistor normalizadas a 50Ω .

La figura 5.22 muestra el aislamiento simulado que existe entre la señal de RF (Puerto de RF) y la señal de DC (Puerto de DC) de la red de entrada, idealmente se busca que el aislamiento sea lo más grande posible y para este caso se observa un aislamiento mayor de 50 dB a la frecuencia fundamental (2 GHz).

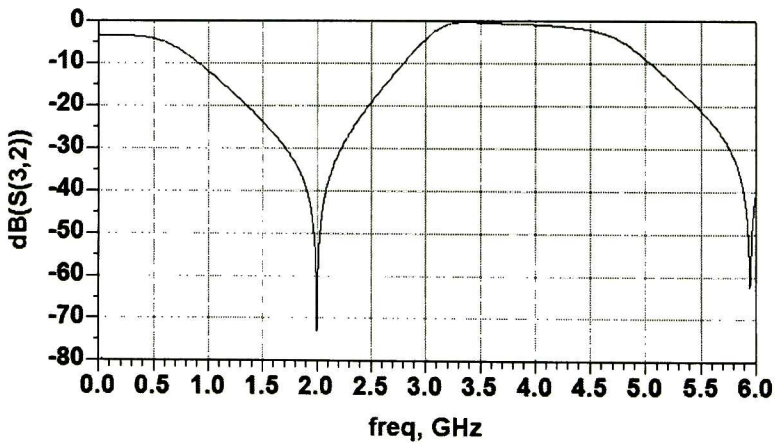


Figura 5.22: Aislamiento de la señal de RF y la señal de DC de la red de entrada.

El objetivo de la red de adaptación a la salida es que el transistor observe las impedancias de salida que se muestran en la tabla 5.1 e incluir al mismo tiempo la T de polarización. En la figura 5.23 se muestra la red de adaptación a la salida, la cual tiene una estructura similar a la red de adaptación a la entrada.

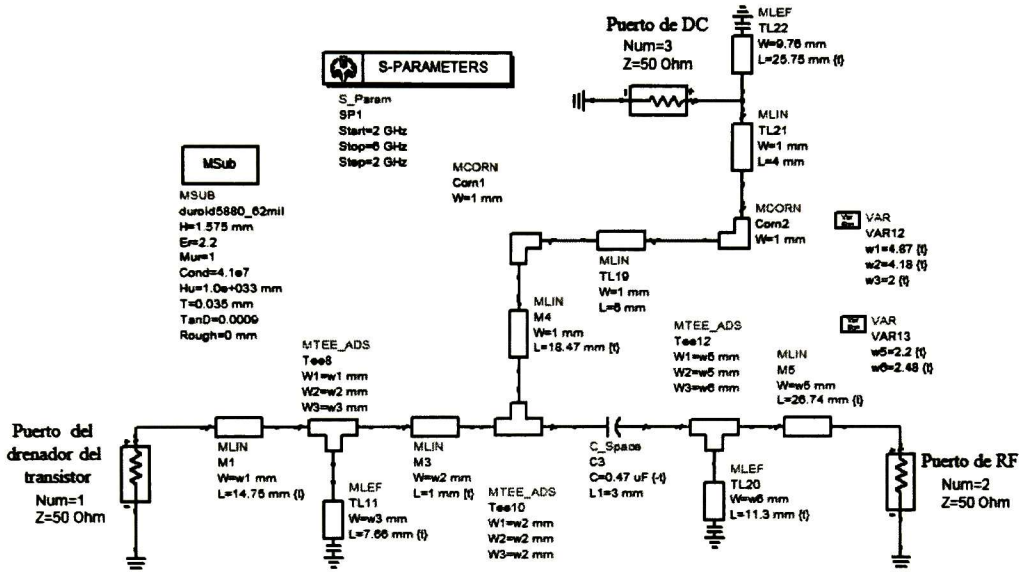


Figura 5.23: Red de adaptación a la salida.

La impedancia al tercer armónico en la salida es controlada por las líneas M1 y TL11, donde la longitud de TL11 es $\frac{\lambda}{4}$ al tercer armónico y las dimensiones físicas de la línea M1 son ajustadas hasta obtener la reactancia deseada. La impedancia al segundo armónico es controlada por las líneas M3, M4, TL19, TL21 y TL22, donde la longitud de M4, TL19, TL21 es $\frac{\lambda}{4}$ a la frecuencia fundamental con sus impedancias características mayor a 90Ω , la línea TL22 es puesta $\frac{\lambda}{4}$ a la frecuencia fundamental con una impedancia característica de 30Ω y su función es presentar el efecto de un capacitor con una reactancia muy pequeña a la frecuencia fundamental y en conjunto con M4, TL19 y TL21 se evita que la señal de RF se mezcle con la señal de DC y produzca una modulación en amplitud. La línea M3 se varía hasta obtener la reactancia deseada al segundo armónico. El acoplamiento a la frecuencia fundamental se realiza con el capacitor de bloqueo de DC, C3, y las líneas TL20 y M5.

Las impedancias de las líneas M1, TL11, M3, TL20 y M5 son puestas a valores arbitrarios cercanos a 50Ω y seguidamente optimizadas a prueba y error en conjunto con sus longitudes hasta que la impedancia vista por el puerto del drenador del transistor a la frecuencia fundamental y sus dos primeros armónicos de la red de adaptación a la salida presente valores cercanos a los óptimos.

En la figura 5.24 se muestra en la carta de Smith las impedancias óptimas a la salida y las impedancias que “observa” el puerto del drenador del transistor que presenta la red de adaptación a la salida normalizadas a 50Ω , se observa cómo la red de adaptación presenta una impedancia a la fundamental y tercer armónico muy similar a las impedancias óptimas de la tabla 5.1. Sin embargo, la impedancia al segundo armónico difiere en mayor magnitud de la impedancia óptima, a pesar de que no se obtiene la impedancia deseada al segundo armónico se obtienen muy buenos resultados con esta red de adaptación y que serán presentados en la siguiente sección. En la figura 5.25 se muestra el aislamiento simulado entre la señal de RF (Puerto de RF) y la señal de DC (Puerto de DC) de la red de adaptación a la salida, resultando un aislamiento mayor a 50dB.

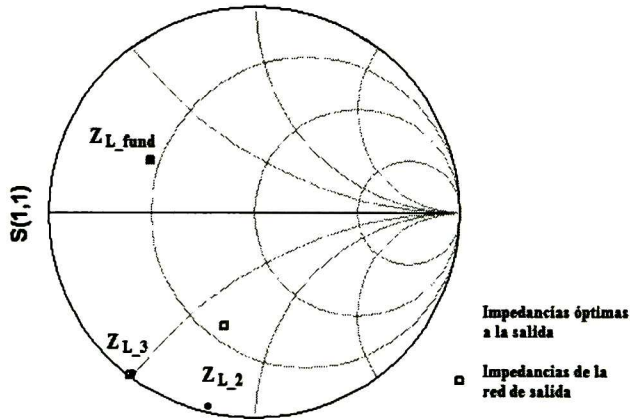


Figura 5.24: Impedancias a la salida e impedancias vistas por el puerto del drenador del transistor normalizadas a 50Ω .

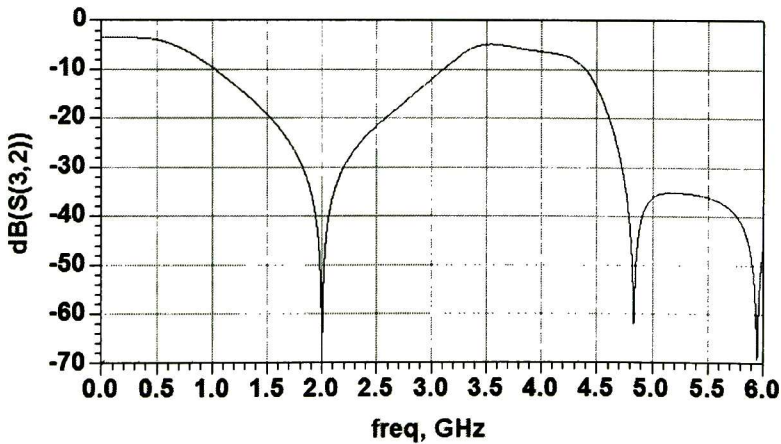


Figura 5.25: Aislamiento de la señal de RF y la señal de DC de la red de salida.

5.4 Resultados obtenidos del AP clase F a 2 GHz

Una vez que se tienen las redes de adaptación a la salida y entrada ya diseñadas, la última parte del diseño es unir ambas redes en conjunto con el transistor, como se muestra en la figura 5.26, y observar cómo se comporta en la simulación para después construir y medir el AP clase F.

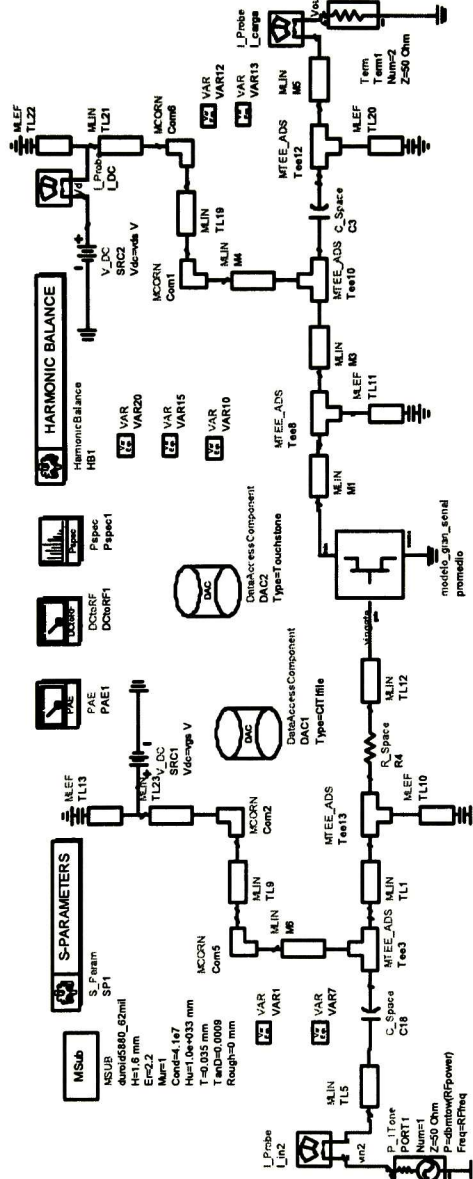


Figura 5.26: Amplificador de potencia clase F a $f_0=2$ GHz.

La principal prueba a realizar al AP es hacer un barrido en potencia, prueba de un solo tono, para observar cómo se comporta la ganancia, potencia, eficiencia y formas de onda. En la figura 5.27 se muestran las formas de onda del drenador cuando se realiza un barrido de potencia de 9 dBm hasta el punto de un 1dB de compresión de la ganancia que es de 28 dBm. Aunque es posible aumentar la eficiencia de drenador, llevando al AP al punto de compresión de 3 dB, se sacrifica la linealidad pues las formas de ondas se distorsionan más y la PAE disminuye.

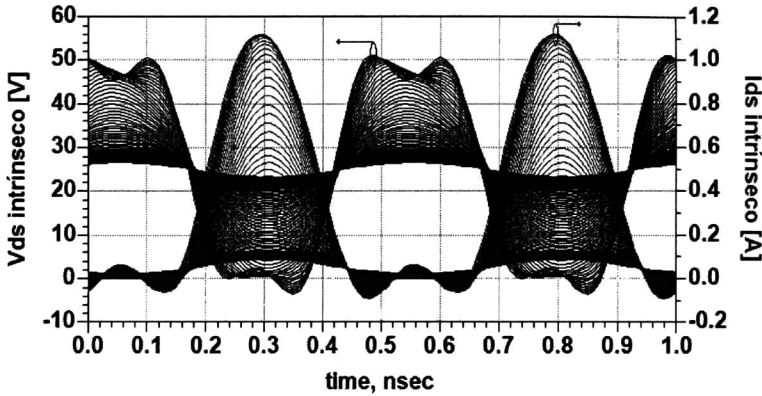


Figura 5.27: Formas de onda del voltaje y la corriente en el drenador que presenta el AP clase F a $f_0=2$ GHz.

En la figura 5.28 se muestra la magnitud de las impedancias que se obtienen en el drenador intrínseco del AP clase F a 2 GHz. Se puede observar que a la frecuencia fundamental se tiene una impedancia de 50Ω , el segundo armónico tiene una impedancia de 5Ω , la cual puede considerarse como un corto circuito. El tercer armónico tiene una impedancia de 125Ω donde puede considerarse como una impedancia alta.

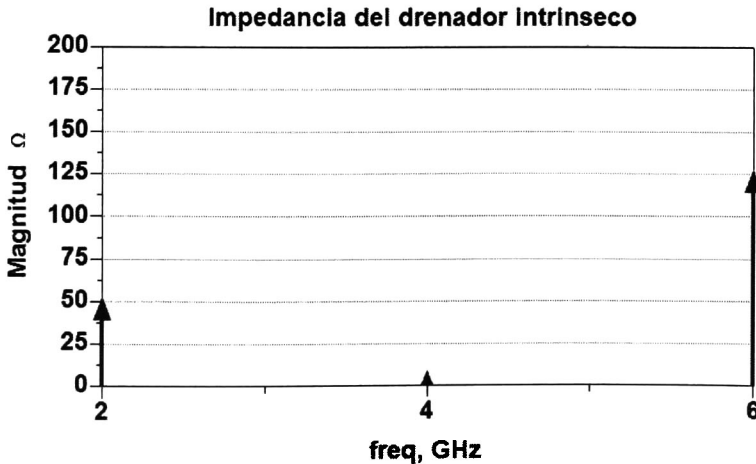


Figura 5.28: Impedancias en el drenador intrínseco del AP clase F a $f_0=2$ GHz.

De esta forma, al observar las impedancias que se presentan en el drenador intrínseco se comprueba que la teoría del AP clase F es cierta; de que para formar las ondas de voltaje y corriente (onda cuadrada y media onda sinusoidal, respectivamente) el drenador necesita un corto circuito para armónicos pares y un circuito abierto para armónicos impares.

En la figura 5.29 se muestra el barrido de potencia de entrada contra ganancia, eficiencia de drenador, PAE y potencia de salida. Se puede observar cómo la ganancia simulada está 2 dB arriba de la ganancia medida, por tal motivo la potencia de salida medida no se ajusta a la potencia simulada, este efecto de la disminución de la ganancia también tiene su impacto en la eficiencia de drenador y PAE. Sin embargo, a pesar de que los datos medidos difieren de los simulados se obtiene muy buenos resultados experimentales de eficiencia de drenador con un máximo de 71 % y una PAE de 60 % cuando el AP clase F alcanza su punto de compresión de ganancia de 3 dB.

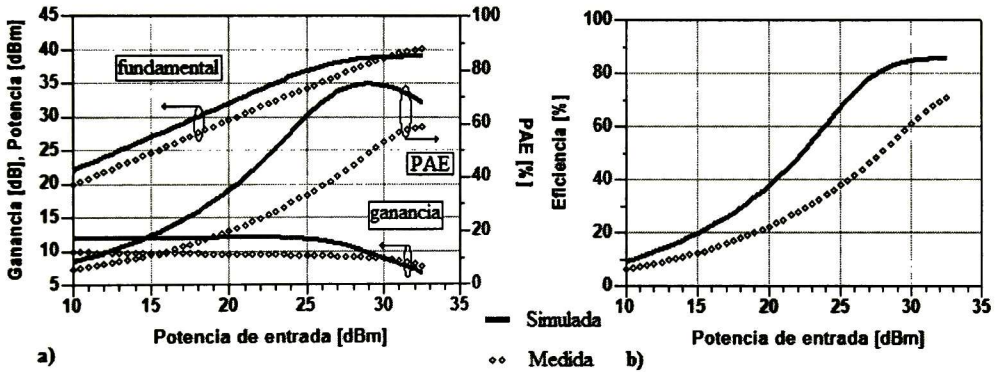


Figura 5.29: Comparación de la simulación y medición del AP clase F a $f_o=2$ GHz: a) Potencia de entrada contra ganancia, PAE y potencia de salida; b) Potencia de entrada contra eficiencia.

Con el fin de entender las posibles causas por el cual la simulación difiere con los datos experimentales es necesario plantear las siguientes preguntas:

1. ¿Qué fue lo que falló?
2. ¿El diseño de las redes de adaptación está mal?
3. ¿El modelo no lineal está mal calculado?

Para responder estas preguntas se hizo una medición de los parámetros S de las redes de adaptación a la entrada y a la salida. Los datos experimentales se introdujeron al simulador con el fin de verificar si hubo algún problema en la fabricación de las redes de adaptación como se muestra en la figura 5.30.

En la figura 5.31 se muestra la potencia de entrada contra la ganancia, eficiencia de drenador, PAE y potencia de salida con las redes de adaptación a la entrada y a la salida medidas

experimentalmente. Se observa cómo los datos simulados se ajustan en la región lineal del AP a los datos medidos. Sin embargo, cuando el AP empieza a entrar a la región de saturación los datos simulados empiezan a diferir de los datos medidos, una posible causa por la que no se ajustan los datos es el efecto que los conectores introducen en las redes de adaptación, principalmente en la red de salida. Debido a que el conector produce el efecto no deseado de mover ligeramente las impedancias que las redes de adaptación le presentan al transistor y puesto a que en la simulación se están despreciando los efectos que introducen los conectores. Estos efectos no pueden ser pasados por alto a muy altas frecuencias. Sin embargo, no fue posible medir las redes de adaptación sin el efecto de los conectores. Y la otra causa es que el modelo no lineal no toma en cuenta las no linealidades de la capacitancia C_{gs} .

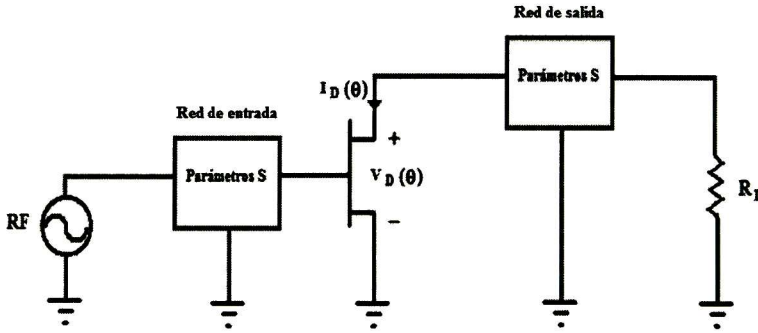


Figura 5.30: Simulación del AP clase F con las redes de adaptación medidas en parámetros S.

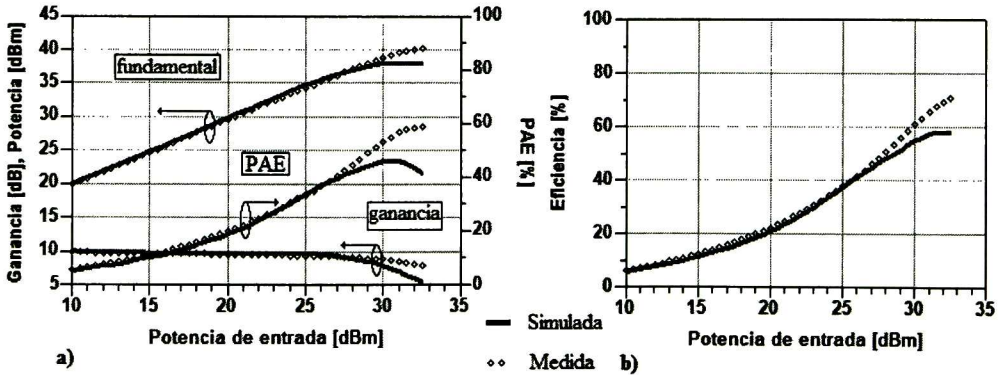


Figura 5.31: Comparación de la simulación y medición del AP clase F a $f_0=2$ GHz con las redes de adaptación medidas en parámetros S: a) Potencia de entrada contra ganancia, PAE y potencia de salida; b) Potencia de entrada contra eficiencia.

En la figura 5.32 se muestra los parámetros S medidos y simulados del AP clase F a 2 GHz. Se observa cómo los parámetros S_{12} y S_{21} tienen una excelente concordancia entre los datos

medidos y simulados. En cambio los parámetros S_{11} y S_{22} si presentan una discrepancia. Ésta también se atribuye a los conectores, debido a que los conectores no presentan la propiedad de una red reciproca.

La figura 5.33 muestra el IP3 del AP clase F, donde la potencia de entrada del IP3 es de 40 dBm y la potencia de salida es de 50 dBm, lo cual significa que para que el tercer armónico y la fundamental tengan una amplitud igual, el AP clase F necesita una potencia de entrada de 40 dBm.

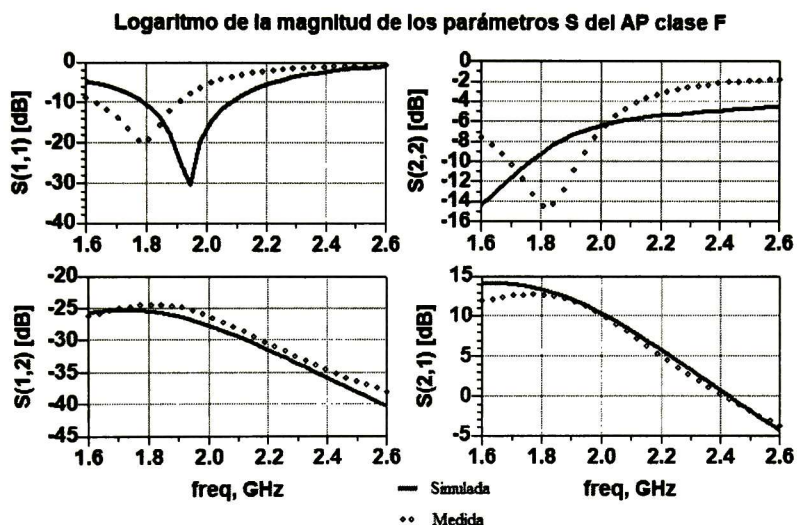


Figura 5.32: Parámetros S medidos y simulados del AP clase F a $f_0 = 2$ GHz.

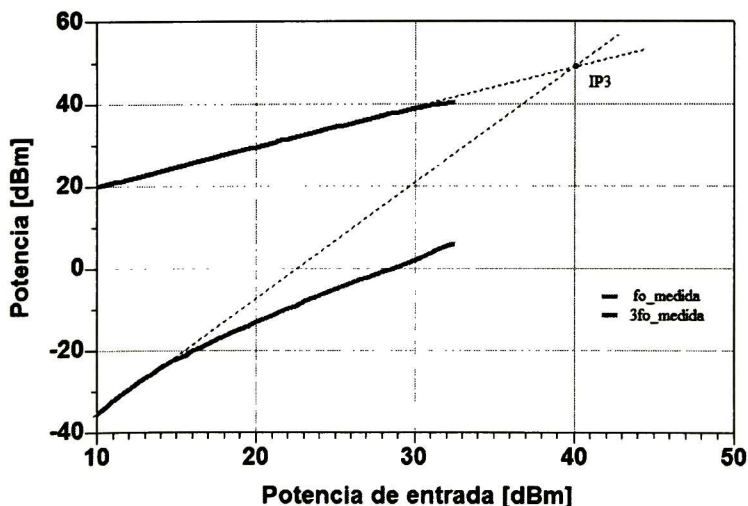


Figura 5.33: Extrapolación del punto de intersección de tercer orden IP3 del AP clase F a $f_0 = 2$ GHz.

Por lo tanto, al observar el comportamiento que presenta el AP clase F a 2 GHz cuando se introducen los datos medidos experimentalmente de las redes de adaptación a la entrada y a la salida en la simulación, se pueden responder las tres preguntas anteriormente planteadas y es que el principal problema de no obtener una eficiencia de drenador de 84 % es que las redes de adaptación no le están presentando al transistor las impedancias óptimas que se muestran en la tabla 5.1.

5.5 Resultados obtenidos del AP clase F a 1 GHz

Para comprobar la efectividad de la metodología propuesta se realizó el diseño de otro AP clase F a 1 GHz, para observar si presentaba las mismas características que el AP clase F a 2 GHz. El diseño se realizó con el mismo método propuesto en las secciones anteriores, sin embargo, se utilizó FR4 para la construcción de las redes de adaptación a la entrada y a la salida, con las características de tener un espesor de 1.5 mm, $\epsilon_r = 4.25$ y pérdidas tangenciales de 0.016. En la tabla 5.2 se muestran las impedancias óptimas que se encontraron para el AP clase F a 1 GHz. Para asegurar un mayor margen de estabilidad a 1 GHz se le agregó a la compuerta una resistencia de 13 Ω .

Con las impedancias óptimas del AP clase F, se obtuvo una eficiencia de drenador de 86.53 %, una PAE de 83.63 %, con una ganancia de 14.75 dB y una potencia de salida de 38.748 dBm. Sin embargo, debido a la utilización de FR4, el cual es un material que tiene muchas pérdidas y que las impedancias que le presenta la red de adaptación a la salida al transistor están cercas de las impedancias óptimas pero no lo suficiente, se obtienen valores experimentales de eficiencia de drenador de 78.83 % y una PAE de 76.2 %, con una ganancia de 14.7 dB y una potencia de salida de 38.7 dBm. En la figura 5.34 se muestran las formas de onda del AP clase F a 1 GHz con las impedancias que le presenta la red de adaptación a la entrada y a la salida al transistor.

Tabla 5.2.- Valores de las impedancias óptimas del AP clase F a 1 GHz.

Frecuencia	Impedancias a la entrada	Impedancias a la salida
$f_0 = 1\text{GHz}$	$Z_{S_fund} = 17.9 - j*6 \Omega$	$Z_{L_fund} = 32.35 + j*17.71 \Omega$
$2f_0 = 2\text{GHz}$	$Z_{S_2} = 19 + j*41 \Omega$	$Z_{L_2} = 0.39 - j*14.69 \Omega$
$3f_0 = 3\text{GHz}$	$Z_{S_3} = 8.961 - j*77.17 \Omega$	$Z_{L_3} = 0.001 + j*6.05 \Omega$

En la figura 5.35 se muestra las impedancias que le presenta la red de adaptación a la salida al transistor en el drenador intrínseco. Se observa que la impedancia al segundo armónico es muy pequeña, de tan solo 7 Ω que puede considerarse como corto circuito, la impedancia al tercer armónico es de 280 Ω que podría considerarse como circuito abierto, mientras que para la

frecuencia fundamental se observa que le presenta una impedancia de 50Ω . De esta forma, también se comprueba que a 1 GHz se cumplen los requerimientos en las impedancias que dicta la teoría del AP clase F.

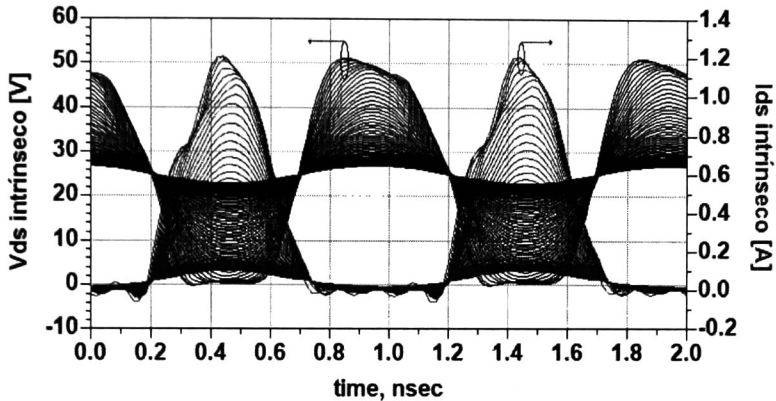


Figura 5.34: Formas de onda del voltaje y la corriente en el drenador que presenta el AP clase F a $f_0=1 \text{ GHz}$.

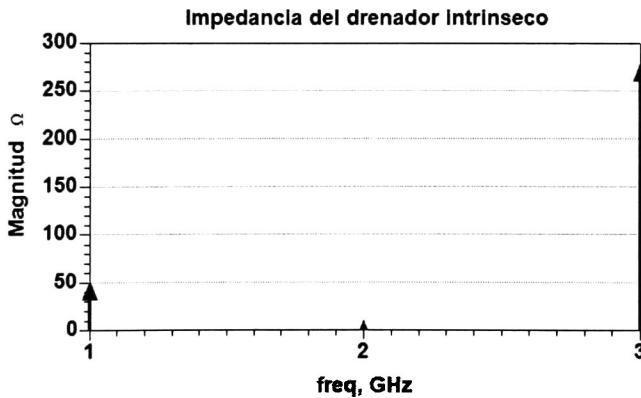


Figura 5.35: Impedancias en el drenador intrínseco del AP clase F a $f_0=1 \text{ GHz}$.

A pesar de que en la simulación se obtuvieron muy buenos resultados, en la práctica estos se vieron disminuidos. Por tal motivo, se aplicó el mismo procedimiento que el AP clase F a 2 GHz, el cual consistió en medir las redes de adaptación a la entrada y a la salida en parámetros S e introducirlas a la simulación para observar el comportamiento del AP clase F a 1 GHz como lo muestra la figura 5.30, de esta manera se obtienen muy buenos resultados entre la simulación y la medición como lo muestra la figura 5.36.

La simulación y medición que se muestra en la figura 5.36, tienen una ligera diferencia en el régimen lineal del AP. Sin embargo estos resultados entre las mediciones y simulaciones son aceptables, y da un parámetro para decir que el modelo no lineal tiene un error despreciable.

También se observa que cuando el AP clase F a 1 GHz empieza a entrar en saturación, la medición y simulación de la eficiencia presenta una diferencia que también se observó en el AP clase F a 2 GHz donde esta diferencia fue explicada anteriormente. Y tiene un efecto mayor en el AP clase F a 2 GHz porque conforme aumenta la frecuencia el efecto de los conectores es mucho mayor. Y se llega a la misma conclusión de que las redes de adaptación no le presentan al transistor las impedancias óptimas de cada amplificador.

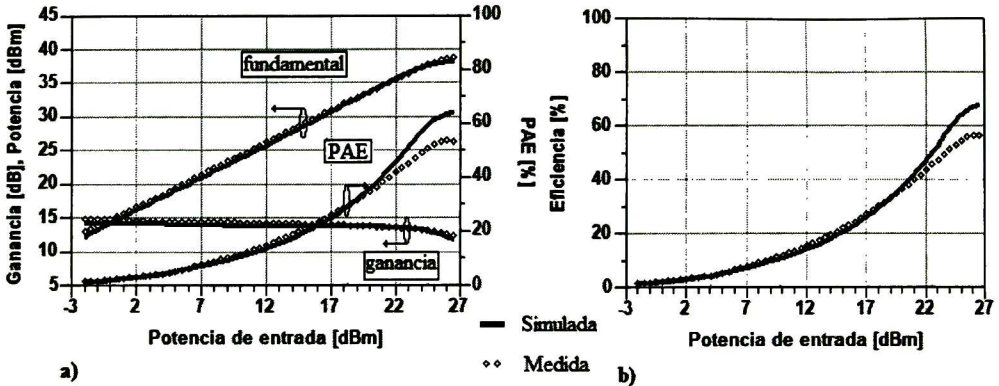


Figura 5.36: Comparación de la simulación y medición del AP clase F a $f_o=1$ GHz con las redes de adaptación medidas en parámetros S: a) Potencia de entrada contra ganancia, PAE y potencia de salida; b) Potencia de entrada contra eficiencia.

En la figura 5.37 se muestra la medición y simulación de parámetros S, los cuales puede predecir el modelo, aunque el parámetro S_{11} es el que presenta mayor diferencia. Por otro lado, en la figura 5.38 se muestra el IP3 del AP clase F a 1 GHz, el cual es alcanzado a una potencia de entrada de 38 dBm y potencia de salida de 50 dBm.

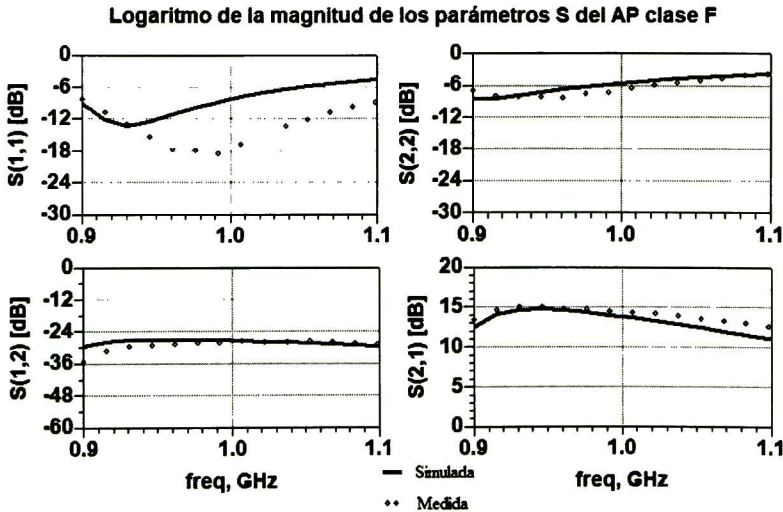


Figura 5.37: Parámetros S medidos y simulados del AP clase F a $f_o=1$ GHz.

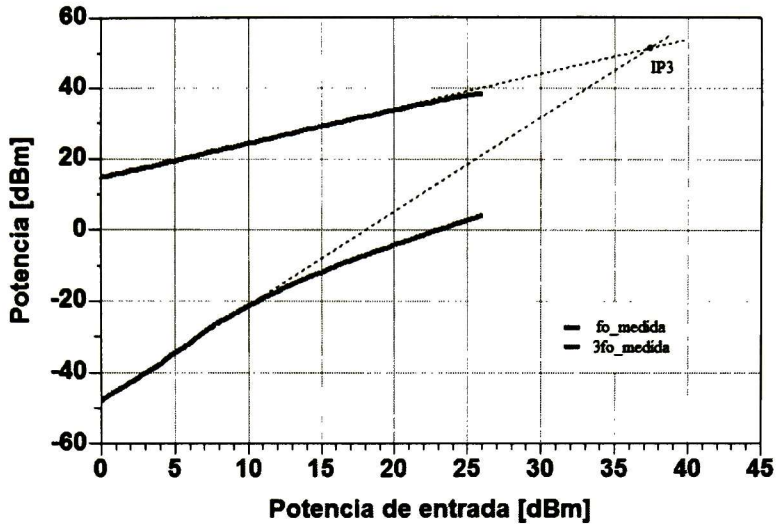


Figura 5.38: Extrapolación del punto de intercepción de tercer orden IP3 del AP clase F a $f_0 = 1$ GHz.

5.6 Conclusiones

Se desarrolla un método sistemático y sencillo para diseñar amplificadores clase F a cualquier frecuencia. Se demostró que al establecer las impedancias adecuadas a la frecuencia fundamental, segunda y tercera armónica se logra alcanzar la eficiencia de drenador máxima que se establece en la teoría. Se demuestra que la eficiencia de drenador y PAE disminuyen en la medida en que las redes de adaptación no correspondan a las impedancias ideales calculadas.

Se observó que cualquier imperfección al construir estas redes de adaptación trae como consecuencia la disminución de la eficiencia, ganancia y potencia. Sin embargo, también se demostró que al medir estas redes de adaptación e introducirlas como retroalimentación a la simulación, los datos simulados se ajustan casi perfectamente a los datos medidos.

También se observó que para un óptimo funcionamiento del AP clase F, el corto circuito a los armónicos pares así como el circuito abierto a los armónicos impares se debe presentar en la parte intrínseca del transistor.

Capítulo 6

Conclusiones y Trabajo futuro

6.1 Conclusiones generales

El conocer los diferentes tipos de AP que existen así como sus características da la oportunidad de escoger entre uno u otro de acuerdo a las necesidades. Un buen diseño de un AP, ya sea clase A, AB, B, E o F, está en considerar la mayor cantidad de fenómenos que presenta el dispositivo activo. Un método de diseño que toma en cuenta todos estos fenómenos es el método de load pull. La gran desventaja es el excesivo costo que implica tener todo el equipo de medición y su dificultad para realizar la medición.

Una muy buena aproximación es construir modelos no lineales que predicen las características del dispositivo activo y con la ayuda de la simulación realizar el diseño del AP. Por tal motivo, se ha presentado una forma fácil y rápida de extraer el modelado del transistor AlGa_N/Ga_N CGH35015. Sin embargo, debido a las diferencias que existen entre los datos simulados y las mediciones siempre es necesario hacer una sintonización en las redes de acoplamiento. La viabilidad del modelo no lineal de TOM3 está en que puede predecir con mucha exactitud, sin optimizaciones, los datos simulados contra los medidos en parámetro S_{11} y predice con un pequeño error; la ganancia y potencia de salida. Este error se puede justificar por los problemas que se encontraron para medir correctamente en el plano que se encuentra el transistor. Pese a la gran exactitud del modelo existen 2 desventajas: la primera es que no hay un método bien

definido para extraer los parámetros del modelo y el segundo es que el modelo puede caer en errores de convergencia al analizarse en ADS con balance armónico.

Con la ayuda del modelo no lineal y la simulación se desarrolla un método sencillo para hacer el diseño del amplificador clase F a cualquier frecuencia. Al hacer varias consideraciones ideales en la simulación se puede llegar a alcanzar el máximo valor teórico de la eficiencia que se puede alcanzar con el control de la frecuencia fundamental y sus dos primeros armónicos. Sin embargo, al pasar de las consideraciones ideales a las reales la eficiencia disminuye.

Se demostró que el diseño del amplificador clase F tiene que hacerse con base en las formas de onda del drenador intrínseco. Dado que las impedancias a los armónicos en el drenador extrínseco difieren bastante de las impedancias ideales, corto circuito para armónicos pares y circuito abierto para armónicos impares.

Se demostró que es posible encontrar las impedancias óptimas a los 3 primeros armónicos y mediante la red de adaptación a la salida propuesta acoplar para cada armónico con una pequeña interferencia entre ellos.

A pesar de que la construcción de las redes de adaptación tenían diferencias con las diseñadas se observó que se pudieron llegar a tener una eficiencia del AP clase F a 2 GHz de 70% con un PAE del 60 %. Para el diseño del AP clase F a 1 GHz se obtuvo una máxima eficiencia de 56 % y un PAE del 53 %. Es de esperar que conforme disminuya la frecuencia la eficiencia aumente, pero esto no ocurrió así, la razón de este comportamiento es que se utilizó un sustrato con mayores pérdidas para el diseño del AP clase F a 1 GHz.

También se observa que el AP clase F a 2 GHz tiene un mejor VSWR, pero al hacer la prueba de un solo tono se alcanza una máxima eficiencia de 40 %. Lo cual indica que no necesariamente un AP tiene que tener un buen VSWR para entregar la máxima potencia y eficiencia.

6.2 Trabajo futuro

- Desarrollo de AP clase F a través de los efectos de la onda cuadrada a la entrada en un AP clase B.
- Investigación sobre la construcción de las redes de acoplamiento de los AP clase F.
- Incluir el modelo no lineal para las capacitancias intrínsecas del transistor.
- Investigar el diseño de redes de adaptación de entrada y salida para AP clase F utilizando DGS (Defected Ground Structure).

Referencias

- [1] D. M. Snider, "A Theoretical Analysis and Experimental Confirmation of the Optimally Loaded and Overdriven RF Power Amplifier", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-14, pp. 851-857, June 1967.
- [2] Guillermo Gonzalez, "Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design", Editorial Prentice Hall, 1984, New Jersey, pp. 91-126.
- [3] Gilles Dambrine, "A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, pp. 1151-1159, No. 7, July 1988.
- [4] Manfred Berroth y Roland Bosch, "Broad-Band Determination of the FET Small-Signal Equivalent Circuit", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 38, pp. 891-895, No. 7, July 1990.
- [5] Andrew A. Moulthrop, "Accurate Measurement of Signals Close to the Noise Floor on a Spectrum Analyzer", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 39, pp. 1882-1885, No. 11, November 1991.
- [6] Motoharu Ohtomo, "Stability Analysis and Numerical Simulation of Multidevice Amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 41, pp. 983-991, No. 6/7, June/July 1993.
- [7] C. Duvanaud, "High-Efficient Class F GaAs FET Amplifiers Operating with Very Low Bias Voltages for Use in Mobile Telephones at 1.75 GHz", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 3, pp. 268-270, No. 8, August 1993.
- [8] Masahiro Maeda, "Source Second-Harmonic Control for High Efficiency Power Amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 43, pp. 2952-2958, No. 12, December 1995.
- [9] J. Apolinar Reynoso Hernández, "Full RF Characterization for Small-Signal Equivalent Circuit in Microwave FETs", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 44, pp. 2625-2633, No. 12, December 1996.
- [10] Frederick H. Raab, "Class-F Power Amplifiers with Maximally Flat Waveforms", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 45, pp. 2007-2011, No. 11, November 1997.
- [11] Joe Gorin, "Spectrum-analyzer measurements and noise", RF design, August 1998.

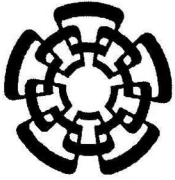
- [12] Paul M. White, "Effect of Input Harmonic Terminations On High Efficiency Class-B and Class-F Operation of pHEMT Devices", IEEE Int. Microwave Symp. Dig, pp. 1611-1614, 1998.
- [13] Chris Trask, "Class-F Amplifier Loading Networks: A Unified Design Approach", IEEE MTT-S Digest, 1999.
- [14] Ilitcho Angelov, "An Empirical Table-Based FET Model", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, pp. 2350-2357, No. 12, December 1999.
- [15] Robert B. Hallgren, "TOM3 Capacitance Model: Linking Large- and Small-Signal MESFET Models in SPICE", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, pp. 556-561, No. 5, May 1999.
- [16] C. J. Wei, "Analysis and Experimental Waveform Study on Inverse Class Class-F Mode of Microwave Power FETs", IEEE MTT-S Digest, 2000.
- [17] Andrey V. Grebennikov, "Effective Circuit Design Techniques to Increase MOSFET Power Amplifier Efficiency", Microwave Journal, July 2000.
- [18] Andrey V. Grebennikov, "Circuit Design Techniques for High Efficiency Class F Amplifiers", IEEE MTT-S Digest, 2000.
- [19] Paolo Colantonio, "Multiharmonic Manipulation for Highly Efficient Microwave Power Amplifiers", International Journal of RF and Microwave CAE, vol. 11, pp. 366-385, No. 6, 2001.
- [20] Frederick H. Raab, "Maximum Efficiency and Output of Class-F Power Amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 49, pp. 1162-1165, No. 6, June 2001.
- [21] Manoj D. Weiss, "Linearity of X-Band Class-F Power Amplifiers in High-Efficiency Transmitters", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 49, pp. 1174-1178, No. 6, June 2001.
- [22] Barney Arntz, "Analyzing abrupt microstrip transitions", RFdesign, March 2002.
- [23] Markus L. Mayer, "Low Intermodulation Class-F Power Amplifier", IEEE, pp. 289-292, 2003.
- [24] Kimberley W. Eccleston, "Modified Class-F Distributed Amplifier", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 14, pp. 481-483, No. 10, October 2004.

- [25] S. F. Ooi, "A High Efficiency Class-F Power Amplifier Design Technique", *Microwave Journal*, November 2004.
- [26] Akira Inoue, "The efficiency of Class-F and Inverse Class-F Amplifiers", *IEEE MTT-S Digest*, 2004.
- [27] S. F. Ooi, "High Efficiency Class-F Power Amplifier Design", *IEEE*, 2004.
- [28] F. Giannini, "Nonlinear Microwave Circuit Design", John Wiley & Sons, Ltd, 2004, England, pp. 1-226.
- [29] P. Butterworth, "High-Efficiency Class-F Power Amplifier with Broadband Performance", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 44, pp. 243-247, No. 3, February 2005.
- [30] S. Gao, "High-Efficiency Power Amplifier Design Including Input Harmonic Termination", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, pp. 81-83, No. 2, February 2005.
- [31] S. Gao, "Microwave Class-F Power Amplifiers Design Including Input Harmonic Terminations", *IEEE*, 2005.
- [32] Michael Wren, "Experimental Class-F Power Amplifier Design Using Computationally Efficient and Accurate Large-Signal pHEMT Model", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 1723-1731, No. 5, May 2005.
- [33] Alexandre Dupuy, "Class-F Power Amplifier Using a Multi-Frequency Composite Right/Left-Handed Transmission Line Harmonic Tuner", *IEEE*, 2005.
- [34] Ahmed Sayed, "Modeling of SiC MESFETs for Broadband PA Applications", *IEEE GeMiC*, 2005.
- [35] Steve C. Cripps, "RF power 2005: An industry insider's in-depth look at the next generation of power amplifiers for wireless communications in 2005 and beyond", *Microwave Journal*, April 2005.
- [36] Fabien Lépine, "L-Band LDMOS Power Amplifiers Based on an Inverse Class-F Architecture", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 2007-2011, No. 6, June 2005.
- [37] Anna N. Rudiakova, "BJT Class-F Power Amplifier Near Transition Frequency", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 3045-3050, No. 9, September 2005.

- [38] Ahmed Sedek Mahmoud Sayed, "Ultra Wideband 5 W Hybrid Power Amplifier Design Using Silicon Carbide MESFETs", Tesis, Elektrotechnik und Informatik der Technischen Univertat Berlin, Berlin 2005.
- [39] Anwar Hasan Jarndal, "Large-Signal Modeling of GaN Device for High Power Amplifier Design", Tesis de Doctorado, University of Kassel, 2006.
- [40] Alberto García Osorio, "Estudio Teórico-Experimental sobre el Funcionamiento de los Amplificadores de Alta Eficiencia Clase F en la Banda de Frecuencia de 0.8-4 GHz Utilizando transistores de GaN", Tesis de Maestria, B. C. México, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, 2006.
- [41] S. Gao, "High-Efficiency Class F RF/Microwave Power Amplifiers", IEEE Microwave Magazine, February 2006.
- [42] Allam-Ouyahia, "A 71.9 % power-added-efficiency inverse Class-F LDMOS", IEEE MTT-S Digest, 2006.
- [43] S. Gao, "Microwave Class-F and Inverse Class-F Power Amplifiers Designs using GaN Technology and GaAs pHEMT", Proceedings of the 36th European Microwave Conference, 2006.
- [44] Young Yun Woo, "Analysis and Experiments for High-Efficiency Class-F and Inverse Class-F Power Amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, pp. 1969-1973, No. 5, May 2006.
- [45] Hyun-Chul Park, "High-Efficiency Class-F Amplifier Design In the Presence of Internal Parasitic Components of Transistors", IEEE Proceedings of the 36th European Microwave Conference, September 2006.
- [46] Sangwon Ko, "A High Efficiency Class-F Power Amplifier using AlGaN/GaN HEMT", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 48, pp. 1955-1957, No. 10, October 2006.
- [47] M. P. van der Heijden, "Large-Signal Characterization of an 870MHz Inverse Class-F Cross-Coupled Push-Pull PA using Active Mixed-Mode Load-Pull", IEEE, 2006.
- [48] Paolo Colantonio, "Class-F design criteria validation through non linear load pull simulation", IEEE, 2006.
- [49] Charles Baylis, "Design of Bias Tees for a Pulsed-Bias, Pulsed-RF Test System Using Accurate Component Models", Microwave Journal, October 2006.

- [50] John Walker, "High Power RF Transistors", IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 2006.
- [52] Chris Roff, "Design Approach for Realization of Very High Efficiency Power Amplifiers", IEEE, pp. 143-146, 2007.
- [53] Andres Zarate de Landa, "Modelado de Transistores de Potencia a Base de GaN", Tesis de Maestria, B. C. México, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, 2007.
- [54] Andres Zarate de Landa, "A new and better method for extracting the parasitic elements of on-wafer GaN transistors", IEEE MTT-S Digest. Int. Microwave Symp, Honolulu, Hawai, pp. 791-794, 2007.
- [55] Daehyun Kang, "A Highly Efficient and Linear Class-AB/F Power Amplifier for Multimode Operation", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2007.
- [56] S. F. Ooi, "Design of A High Efficiency Power Amplifier With Input and Output Harmonic Terminations", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 49, pp. 391-395, No. 2, February 2007.
- [57] Young Yun Woo, "Efficiency Comparison Between Highly Efficient Class-F and Inverse Class-F Power Amplifiers", IEEE Microwave magazine, pp. 100-110, June 2007.
- [58] David Schmelzer, "A GaN HEMT Class F Amplifier at 2 GHz with > 80% PAE", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 42, pp. 2130-2136, No. 10, October 2007.
- [59] Yong Sub Lee, "High-Efficiency Class-F GaN HEMT Amplifier With Simple Parasitic-Compensation Circuit", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 18, pp. 55-57, No. 1, January 2008.
- [60] Daehyun Kang, "A Highly Efficient and Linear Class-AB/F Power Amplifier for Multimode Operation", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, pp. 77-87, No. 1, January 2008.
- [61] Seiki Goto, "A Low Distortion 25 W Class-F Power Amplifier using Internally Harmonic Tuned FET Architecture for 3.5 GHz OFDM Applications", High Frequency & Optical Device, Works Mitsubishi Electric Corporation.
- [62] Seiki Goto, "Effect of Bias Condition and Input Harmonic Termination on High Efficiency Inverse Class-F Amplifiers", High Frequency & Optical Device, Works Mitsubishi Electric Corporation.

- [63] F. B. Hildebrand, "Advanced Calculus for Applications", Editorial Prentice Hall, New Jersey, pp. 221-226.
- [64] R. J. Trew, "Microwave AlGaIn/GaN HFETs", IEEE Microwave magazine.



CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DE ESTUDIOS AVANZADOS DEL I.P.N. UNIDAD GUADALAJARA

El Jurado designado por la Unidad Guadalajara del Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional aprobó la tesis

Modelado No Lineal de Transistores GaN con Aplicación al Diseño
de Amplificadores de Potencia de Alta Eficiencia Clase F en Banda
S

del (la) C.

Jesús Leonardo LEÓN CARMONA

el día 27 de Febrero de 2009.

Dr. Juan Luis Del Valle Padilla
Investigador CINESTAV 3C
CINESTAV Unidad Guadalajara

Dr. Federico Sandoval Ibarra
Investigador CINESTAV 3B
CINESTAV Unidad Guadalajara

Dr. José Raúl Loo Yau
Investigador CINESTAV 2B
CINESTAV

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández
Investigador Titular C
CICESE



CINVESTAV
BIBLIOTECA CENTRAL



SSIT000009058