

TESIS DEFENDIDA POR

Alberto García Osorio

Y aprobada por el siguiente comité:

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

Director del Comité

Dra. María del Carmen Maya Sánchez

Miembro del Comité

Dr. Arturo Velázquez Ventura

Miembro del Comité

Dr. José Antonio Garía Macías

Miembro del Comité

Dr. Arturo Velázquez Ventura

*Coordinador del Programa en
Electrónica y Telecomunicaciones*

Dr. Raúl Castro Escamilla

*Director de Estudios
de Posgrado*

6 de Octubre del 2006

CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN
SUPERIOR DE ENSENADA



POSGRADO EN CIENCIAS
EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

**Estudio Teórico-Experimental sobre el Funcionamiento de los
Amplificadores de Alta Eficiencia Clase F en la Banda de
Frecuencia de 0.8-4GHz Utilizando transistores GaN**

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de

MAESTRO EN CIENCIAS

Presenta:

Alberto García Osorio

Ensenada, Baja California, México. Octubre del 2006.

RESUMEN de la tesis de **Alberto García Osorio**, presentada como requisito parcial para obtener el grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California. Octubre del 2006.

Estudio Teórico-Experimental sobre el Funcionamiento de los Amplificadores de Alta Eficiencia Clase F en la Banda de Frecuencia de 0.8-4GHz Utilizando transistores GaN

Resumen aprobado por:

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

Director de Tesis

El compromiso entre potencia de salida y eficiencia en estaciones base es crucial en los actuales sistemas de comunicación, ya que estos requieren de amplificadores de alta eficiencia que permitan tener un bajo consumo de energía. En ese sentido requerimos de un amplificador de alta eficiencia que pueda cumplir con estas exigencias y es el caso del amplificador clase F, que diseñado con una nueva tecnología en dispositivos de alta potencia AlGa_N/Ga_N HEMT es posible operar voltajes de polarización elevados, registrar potencias de salida mayores y obtener una máxima eficiencia.

En este trabajo de tesis se estudiaron los amplificadores de potencia clase F y clase F inverso diseñados a 2GHz. El estudio de estos amplificadores comprende el modelado no lineal del transistor en tecnología Ga_N y la síntesis de las redes de acoplamiento de entrada y salida para ambos amplificadores. En el modelado de transistores Ga_N se investigaron métodos de extracción de elementos que representan el circuito equivalente del Ga_N. Se demostró que con las redes de salida propuestas en este trabajo se puede obtener máxima potencia y eficiencia. Por otra parte, la teoría clásica sugiere que se debe presentar un corto circuito al segundo armónico y un circuito abierto para el tercer armónico en el caso del amplificador clase F. Sin embargo en la práctica se demuestra que es difícil alcanzar dichas condiciones. Por otro lado, también en la práctica, las redes de salida son adaptadas a la frecuencia fundamental y las líneas de transmisión son sintonizadas para el segundo y tercer armónico según sea el caso del diseño del amplificador clase F y clase F inverso. Por ultimo y contrariamente a lo reportado en la literatura, se demostró que el amplificador clase F en tecnología Ga_N es el mejor candidato para obtener máxima potencia y eficiencia, en comparación con el amplificador clase F inverso.

Palabras clave: Amplificador clase F, modelado no lineal, tecnología AlGa_N/Ga_N, ganancia, alta eficiencia, potencia a la salida, síntesis de redes, amplificador clase F inverso.

ABSTRACT of the thesis presented by **Alberto García Osorio**, as a partial requirement to obtain the MASTER SCIENCE degree in ELECTRONIC AND TELECOMMUNICATIONS. Ensenada, Baja California. October 2006.

Experimental and Theoretical Study about the Functionality of High Efficiency Amplifier Class F in the Band of 0.8-4GHz Using GaN Transistors

Abstract approved by:

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

Thesis director

The compromise between the output power and the efficiency in the PA of base stations is crucial in modern communications systems; because these systems require more power at the output without increasing the energy consumption. In that sense, the high efficiency class F PA designed with wideband gap devices as AlGaIn/GaN HEMT biased of higher voltajes can be used to achieve higher output power level and simultaneously high efficiency. In this dissertation a theoretical and experimental study at 2 GHz of high efficiency class F PA and inverse class F PA is presented. This study is divided in two parts: a) the first part is devoted to the transistor nonlinear modeling, b) the second part is devoted to the synthesis of the input and output matching networks of the Class F PA. Regarding to the output matching network, the classical theory for class F PA suggests that a short circuit must be presented at even harmonics and an open circuit must be presented at the odd harmonics; while for the inverse class F PA, the condition of open and short circuit is contrary to the class F PA. However, these conditions are very hard to achieve in a real circuit. Nevertheless, the output matching network designed in this work shows that the output power and the efficiency are achieved simultaneously for both class F PA. In addition, the output matching network is designed such that the optimum impedance is presented at the fundamental frequency and with the tuning of the physical dimensions of the transmission lines the condition for the second and third harmonics is reached. Finally and contrary to the literature reported, this study demonstrates that the class F PA based on GaN exhibit better performances (maximum output power and efficiency) than the inverse class F PA.

Keywords: Class F, nonlinear model, AlGaIn/GaN technology, high efficiency, synthesis of the matching network, class F inverse.

Dedicatoria

*A mi familia que siempre esta presente conmigo:
José Natividad García Rojas, Guillermina Osorio Hernández,
Araceli García Osorio, Paola Moreno García que tanto quiero.
Mi energía proviene de ustedes.*

Agradecimientos

Agradezco a dios por darme la oportunidad de seguir luchando por mis metas y de mantenerme en pie a lo largo de este trayecto que se llama vida, a mis padres José Natividad García Rojas y Guillermina Osorio Hernández por brindarme siempre su cariño y dejarme emprender una aventura lejos de ellos llamada maestría. A mi hermana Araceli García Osorio que me ha apoyado en la vida y que quiero mucho, por sus consejos, por sus ideas y por su coraje para enfrentar la vida. No podía faltar mi sobrina Paola M. García que siempre me da alegría en cada momento que pasamos juntos y con toda la familia, te quiero yo pao.

A mi abuelita cruz que con sus grandes esfuerzos y cariño ha llegado a ser una parte importante en nuestra familia. A toda la familia Rojas García que me ha apoyado muchísimo, por creer en mi y por todos los momentos que hemos pasado desde las reuniones que teníamos, hasta la obra de teatro que llegamos a montar.

Agradesco al Dr. Apolinar por creer en mi y por darme la oportunidad de crecer libremente en el camino del conocimiento, por sus opiniones y sugerencias interesantes en el tema de investigación y por brindarme su apoyo en todos los aspectos.

A los miembros del comité de tesis: Dra. María del Carmen Maya Sánchez por sus valiosos comentarios, por su paciencia que me ha brindado como asesora y como amiga. Al Dr. Arturo Velázquez por sus consejos y su gran apoyo para llegar al termino del trabajo. Al Dr. José Antonio García Marcías por tener la disponibilidad de conocer un poco el tema desarrollado.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada y al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología, por darme las facilidades para estudiar en esta institución.

Al ya Dr. José Raúl Loo Yau por brindarme su amistad, sus conocimientos y aportaciones sobre el trabajo de tesis, por hacer que las discusiones se tornen cada vez mas interesantes, por la vision que creaste en mi a lo largo de tu estancia en el CICESE, pero sobre todo porque crees en mi como persona para alcanzar una meta en la vida.

Al M. en C. y futuro Dr. Eleazar Zuñiga por su gran apoyo en las mediciones y en los trabajos del grupo de microondas que conforman el CICESE, por sus invaluable programas que ha forjado y actualizado los últimos días para que podamos hacer uso de ellos y obtener los mejores resultados posibles en los proyectos de investigación.

A los miembros del taller de mecánica fina del CICESE por su colaboración en la construcción de las piezas. Así como también agradecer al Tec Rene Torres del laboratorio de electrónica por su amable atención y disponibilidad para prestarnos material de su laboratorio. También quiero agradecer al M. en C. Benjamín Ramírez por su disponibilidad para agilizar el proceso de fabricación de las piezas e ideas sobre las bases para los transistores de potencia.

A mis compañeros y ahora M. en C. Brenda Figueroa, Daniel Sánchez, Ramón Beltran, David Zevallos y a berenice Fong, que aunque no son de mi generación, me han brindado los mejores momentos de mi vida. Fueron las personas que hicieron que mis momentos agobiantes en la escuela fueran todo lo contrario.

A mis grandes amigos Araceli Gárate García y su novio Eddy Helbert Clemente Torres, por brindarme su amistad, su apoyo incondicional y sus energías de seguir luchando por más metas en la vida. A Dania Covarrubias por ser la persona que me apoyo a seguir adelante, por los momentos de convivencia y por todo lo que hemos pasado en la escuela y por ser una gran amiga.

A mis compas del depa Carlos morales y Victor Villareal, por soportar mi manera de ser, por ser las personas que me han ayudado día con día y sobre todo por ser unos grandes amigos con los cuales conviví estos años.

A Liliana Cardoza porque es una persona increíble que me brindo su amistad y me ayudo en los últimos momentos cruciales antes de la presentación final.

Ensenada, México
6 de Octubre del 2006.

Alberto García Osorio

Tabla de Contenido

Capítulo	Página
Resumen	ii
Abstract	iii
Lista de Figuras	x
Lista de Tablas	xv
I Introducción	1
I.1 Antecedentes	1
I.2 Tecnología AlGaIn/GaN HEMTs	4
I.3 Modelado en tecnología AlGaIn/GaN HEMTs	5
I.4 Objetivos del proyecto de tesis	5
I.5 Metas	6
I.6 Organización de la tesis	6
II Amplificador de alta eficiencia Clase F	8
II.1 Análisis del amplificador clase F	8
II.1.1 Potencia de salida y eficiencia	11
II.1.2 Forma de onda de corriente	13
II.1.3 Impedancia de salida óptima a la frecuencia fundamental y tercer armónico	16
II.1.4 Potencia disipada, potencia de salida y eficiencia en un amplificador clase F	20
II.2 El amplificador clase F inverso	21
III Modelado en pequeña señal de transistores AlGaIn/GaN HEMT	24
III.1 ¿Por qué AlGaIn/GaN HEMT?	24
III.2 Modelos en pequeña señal del AlGaIn/GaN HEMT	27
III.2.1 Circuito equivalente en pequeña señal HEMT	28
III.2.2 Circuito equivalente en pequeña señal para GaN en oblea	28
III.3 Modelo de circuito equivalente en pequeña señal para el transistor RT233PD AlGaIn/GaN HEMT	30
III.3.1 Extracción de elementos extrínsecos	31
III.3.2 Determinación de las resistencias e inductancias parásitas en transistor en oblea de $300\mu\text{m}$	32
III.4 Método 1 para la determinación de las resistencias e inductancias parásitas del transistor en oblea	32
III.5 Método 2 para la determinación de las resistencias e inductancias parásitas del transistor en oblea	36
III.5.1 Determinación de las resistencias e inductancias parásitas en transistor encapsulado RT233PD	36

Tabla de Contenido (Continuación)

Capítulo	Página
III.6 Método 1 y 2 para la determinación de las resistencias e inductancias parásitas del transistor encapsulado	37
III.6.1 Extracción de las capacitancias parásitas	40
III.6.2 Extracción de las capacitancias parásitas para el transistor en oblea de $300\mu\text{m}$	40
III.6.3 Extracción de las capacitancias parásitas para el transistor encapsulado RT233PD	42
III.6.4 Extracción de parámetros intrínsecos	44
III.7 Conclusiones	45
IV Modelado a gran señal de transistores AlGaIn/GaN HEMT	46
IV.1 Modelo de TOM3	48
IV.2 Modelo de Chalmers (Angelov)	50
IV.3 Modelo COBRA	53
IV.4 Verificación del modelo no lineal	55
IV.4.1 Validación del modelo TOM3 del transistor GaN de $300\mu\text{m}$ en oblea	56
IV.4.2 Validación del modelo Chalmers (Angelov) del transistor GaN de $300\mu\text{m}$ en oblea	58
IV.4.3 Validación del modelo COBRA del transistor GaN de $300\mu\text{m}$ en oblea	60
IV.4.4 Validación del modelo TOM3 del transistor RT233PD encapsulado	62
IV.4.5 Validación del modelo Angelov (Chalmers) del transistor RT233PD encapsulado	64
IV.4.6 Validación del modelo COBRA del transistor RT233PD encapsulado	66
IV.5 Conclusiones	69
V Diseño y simulación del AP de alta eficiencia a 2GHz	70
V.1 Estructura del AP	70
V.2 Red de adaptación a la entrada	71
V.3 Red de adaptación a la salida	73
V.3.1 Red de adaptación a la salida con elementos concentrados para AP clase F	73
V.3.2 Red de adaptación a la salida con elementos concentrados para AP clase F inverso	77
V.3.3 Red de adaptación a la salida con elementos distribuidos (microcinta) para AP clase F	80
V.3.4 Red de adaptación a la salida con elementos distribuidos (microcinta) para AP clase F inverso	83

Tabla de Contenido (Continuación)

Capítulo	Página
V.4 Diseño práctico de amplificadores clase F de alta eficiencia a 2GHz . . .	85
V.5 Conclusiones	87
VI Construcción y caracterización del AP de alta eficiencia	88
VI.1 Construcción del AP de alta eficiencia	88
VI.1.1 ¿Por qué FR4?	89
VI.1.2 Especificaciones del transistor utilizado en la construcción del AP de alta eficiencia	90
VI.2 Procedimiento de diseño de AP	90
VI.3 Resultados experimentales	92
VI.4 Resultados Amplificador clase F	92
VI.5 Resultados de la caracterización del amplificador clase F inverso	101
VI.6 Comparación AP clase F y clase F inverso	108
VI.7 Conclusiones	111
VII Resumen	113
VII.1Aportaciones	114
VII.2Trabajos futuros	114
VIII Conclusiones	116
Bibliografía	119

Lista de Figuras

Figura		Página
1	Red de adaptación de AP típico clase F	2
2	a) Voltaje (armónicos impares) b) Corriente (armónicos pares)	10
3	Modelo ideal del dispositivo no lineal	13
4	Forma de onda en la corriente de drenador	14
5	Componentes armónicos para la corriente de drenador para las componentes de DC, f_0 , y $3f_0$ como una función del ángulo de conducción	15
6	Coeficiente de ganancia $\gamma(\varepsilon_3)$ como la razón entre la componente de voltaje fundamental y de tercer armónico ε_3	18
7	Formas de onda de corriente y voltaje respecto a la línea de carga del transistor para el amplificador clase F inverso	21
8	Estructura del dispositivo AlGaIn/GaN HEMT en sustrato de Silicio	26
9	Circuito equivalente en pequeña señal del HEMT	29
10	Elementos del circuito equivalente en estructuras HEMT	30
11	Topología usada del circuito equivalente para AlGaIn/GaN HEMT	31
12	Mediciones TEC en frío para ambos transistores	32
13	Circuito equivalente en polarización directa	33
14	Determinación de las resistencias con $V_{ds} = 0$ para el transistor en oblea de $300\mu\text{m}$	35
15	Circuito equivalente del transistor GaN RT233PD con efectos del encapsulado en L_{gB} y L_{dB}	37
16	Determinación de las resistencias con $V_{ds} = 0$ para el transistor encapsulado RT233PD	38
17	Circuito equivalente en ADS para la optimización de los parámetros extrínsecos del transistor RT233PD encapsulado.	39
18	Circuito equivalente para la extracción de las capacitancias parásitas del transistor GaN en oblea de $300\mu\text{m}$	40
19	Circuito equivalente para el transistor RT233PD encapsulado con polarización en inversa	42
20	Circuito eléctrico equivalente para la optimización de las capacitancias parásitas del transistor encapsulado	43
21	Circuito equivalente en gran señal para GaN de $300\mu\text{m}$ en oblea	46
22	Circuito equivalente en señal para RT233PD encapsulado	47
23	Curvas I-V del transistor en oblea de $300\mu\text{m}$ basado en el modelo TOM3	49

Lista de Figuras (Continuación)

Figura	Página
24 Curvas I-V del transistor encapsulado RT233PD basado en el modelo TOM3	50
25 Curvas I-V del transistor en oblea de 300 μ m basado en el modelo Chalmers (Angelov)	52
26 Curvas I-V del transistor encapsulado RT233PD basado en el modelo Chalmers (Angelov)	52
27 Curvas I-V del transistor en oblea de 300 μ m basado en el modelo COBRA	54
28 Curvas I-V del transistor encapsulado RT233PD basado en el modelo COBRA	55
29 Medición en parámetros- S del transistor GaN de 300 μ m en oblea, con un rango de frecuencia= 500MHz a 50 GHz y punto de polarización $V_{gs} = -2.3$ V y $V_{ds} = 10$ V para el modelo TOM3	57
30 Medición aplicando la técnica de un sólo tono para caracterizar la ganancia y el contenido armónico con fundamental (3GHz), 2do armónico (6GHz) y 3er armónico (9GHz) del transistor de 300 μ m en oblea	58
31 Medición en parámetros- S del transistor GaN de 300 μ m en oblea, con un rango de frecuencia= 500MHz a 50 GHz y punto de polarización $V_{gs} = -2.3$ V y $V_{ds} = 10$ V para el modelo Chalmers (Angelov)	59
32 Medición aplicando la técnica de un sólo tono para caracterizar la ganancia y el contenido armónico con fundamental (3GHz), 2do armónico (6GHz) y 3er armónico (9GHz) del transistor de 300 μ m en oblea	60
33 Medición en parámetros- S del transistor GaN de 300 μ m en oblea, con un rango de frecuencia= 500MHz a 50 GHz y punto de polarización $V_{gs} = -2.3$ V y $V_{ds} = 10$ V para el modelo COBRA	61
34 Medición aplicando la técnica de un sólo tono para caracterizar la ganancia y el contenido armónico con fundamental (3GHz), 2do armónico (6GHz) y 3er armónico (9GHz) del transistor de 300 μ m en oblea	62
35 Medición en parámetros- S del transistor RT233PD encapsulado, con un rango de frecuencia= 300 MHz a 6 GHz y punto de polarización $V_{gs} = -2.3$ V y $V_{ds} = 10$ V para el modelo TOM3	63

Lista de Figuras (Continuación)

Figura		Página
36	Medición aplicando la técnica de un sólo tono para caracterizar la ganancia y el contenido armónico con fundamental (2GHz), 2do armónico (4GHz) y 3er armónico (6GHz) del transistor RT233PD encapsulado para el modelo de TOM3	64
37	Medición en parámetros- S del transistor RT233PD encapsulado, con un rango de frecuencia= 300 MHz a 6 GHz y punto de polarización $V_{gs} = -2.3$ V y $V_{ds} = 10$ V para el modelo Chalmers (Angelov)	65
38	Medición aplicando la técnica de un sólo tono para caracterizar la ganancia y el contenido armónico con fundamental (2GHz), 2do armónico (4GHz) y 3er armónico (6GHz) del transistor RT233PD encapsulado para el modelo de Chalmers (Angelov)	66
39	Medición aplicando la técnica de un sólo tono para caracterizar la ganancia y el contenido armónico con fundamental (2GHz), 2do armónico (4GHz) y 3er armónico (6GHz) del transistor RT233PD encapsulado para el modelo COBRA	67
40	Medición aplicando la técnica de un sólo tono para caracterizar la ganancia y el contenido armónico con fundamental (2GHz), 2do armónico (4GHz) y 3er armónico (6GHz) del transistor RT233PD encapsulado para el modelo COBRA	68
41	Estructura básica del AP	71
42	Simulación Source-Pull hecho en ADS para encontrar una impedancia óptima a la entrada con $V_{gs} = -2.3$ V y $V_{ds} = 10$ V a 2GHz	72
43	Red de adaptación a la salida para un AP clase F	74
44	AP clase F con redes de elementos concentrados con punto de polarización $V_{gs} = -2.3$ V y $V_{ds} = 10$ V a 2GHz	75
45	Análisis del AP clase F con elementos concentrados: a) Señal vista desde la carga, b) Formas de onda presentadas en el drenador, c) Recta de carga del AP d) Respuesta del AP a gran señal	77
46	Red de adaptación a la salida para AP clase F inverso	78
47	Red de adaptación a la salida para AP clase F inverso inverso con punto de polarización $V_{gs} = -2.3$ V y $V_{ds} = 10$ V a 2GHz	79
48	Análisis del AP clase F inverso con elementos concentrados: a) Señal vista desde la carga, b) Formas de onda presentadas en el drenador, c) Recta de carga del AP d) Respuesta del AP a gran señal	80
49	Circuito de control armónico para AP clase F	81

Lista de Figuras (Continuación)

Figura	Página
50 AP clase F con elementos distribuidos: a) Señal vista desde la carga, b) Formas de onda presentadas en el drenador, c) Recta de carga del AP d) Respuesta del AP a gran señal	82
51 Circuito para el control armónico del AP clase F inverso	84
52 Análisis del AP clase F inverso con elementos distribuidos: a) Señal vista desde la carga, b) Formas de onda presentadas en el drenador, c) Recta de carga del AP d) Respuesta del AP a gran señal	84
53 Técnica de los generadores a la salida del dispositivo	86
54 Resultados de la técnica de diseño para AlGaIn/GaN RT233PD: a) PAE b) Impedancia óptima a la entrada parte real e imaginario c) Impedancia óptima a la salida para la fundamental, segundo y tercer armónico parte real e imaginario	86
55 Redes de adaptación de entrada y salida (parte izquierda= red de entrada y parte derecha= red de salida).	93
56 Resultados en carta de Smith de la red de salida a 2GHz normalizada a Z_L	93
57 Resultados de medición a un sólo tono del AP clase F (medición AM-AM) al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=10V$ a 2GHz	94
58 Resultados de medición y simulación en el punto $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=10V$ a 2GHz: a) Eficiencia de drenador η b) Recta de carga.	95
59 Resultados de medición a un sólo tono del AP clase F (medición AM-AM) al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=20V$ a 2GHz	97
60 Resultados de medición y simulación en el punto $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=20V$ a 2GHz: a) Eficiencia de drenador η b) Recta de carga.	98
61 Resultados de medición a un sólo tono del AP clase F (medición AM-AM) al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=27V$ a 2GHz	99
62 Resultados de medición y simulación en el punto $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=27V$ a 2GHz: a) Eficiencia de drenador η b) Recta de carga.	100
63 Redes de adaptación de entrada y salida (parte izquierda= red de entrada y parte derecha= red de salida).	102
64 Resultados en carta de Smith de la red de carga a 2GHz normalizada a Z_L	102
65 Resultados de medición a un sólo tono del AP clase F inverso (medición AM-AM) al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=10V$ a 2GHz	103

Lista de Figuras (Continuación)

Figura	Página
66 Resultados de medición y simulación en el punto $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=10V$ a 2GHz: a) Eficiencia de drenador η b) Recta de carga. AP clase F inverso	104
67 Resultados de medición a un sólo tono del AP clase F inverso al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=20V$ a 2GHz	105
68 Resultados de medición y simulación en el punto $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=20V$ a 2GHz: a) Eficiencia de drenador η b) Recta de carga.	106
69 Resultados de medición a un sólo tono del AP clase F inverso al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=27V$ a 2GHz	107
70 Resultados de medición y simulación en el punto $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=27V$ a 2GHz: a) Eficiencia de drenador η b) Recta de carga.	108
71 Comparación de resultados de la potencia de salida de AP clase F y clase F inverso a diferentes puntos de polarización, diseñado a 2GHz.	109
72 Resultados de ganancia entre AP clase F y clase F inverso a diferentes puntos de polarización, diseñado a 2GHz.	110
73 Resultados de PAE entre AP clase F y clase F inverso a diferentes puntos de polarización, diseñado a 2GHz.	110
74 Comparación entre AP clase F y clase F inverso a diferentes puntos de polarización: a) Eficiencia de drenador (η) clase F b) Eficiencia de drenador (η) clase F inverso, diseñado a 2GHz. . .	111

Lista de Tablas

Tabla		Página
I	Componentes armónicos de voltaje donde δ_V y γ_V relacionan la componente de DC con la componente de frecuencia fundamental	9
II	Componentes armónicos de corriente donde δ_I y γ_I relacionan la componente de DC con la componente de frecuencia fundamental	11
III	Propiedades de materiales de semiconductores	25
IV	Tabla de elementos parásitos extraídos por el método 1	35
V	Elementos parásitos extraídos por el Método 1 y 2 para el transistor GaN	36
VI	Tabla de elementos parásitos extraídos por ambos métodos	38
VII	Valores optimizados de los elementos extrínsecos	39
VIII	Valores de las capacitancias extrínsecas del transistor en oblea de $300\mu\text{m}$	41
IX	Valores de las capacitancias extrínsecas del transistor RT233PD	43
X	Valores de las capacitancias extrínsecas optimizadas	44
XI	Parámetros extraídos para el modelo de TOM3 GaN oblea de $300\mu\text{m}$	49
XII	Parámetros extraídos para el transistor encapsulado RT233PD basado en el modelo TOM3	50
XIII	Parámetros extraídos para el modelo de Chalmers (Angelov) para GaN oblea de $300\mu\text{m}$	52
XIV	Parámetros extraídos para el transistor encapsulado RT233PD basado en el modelo Chalmers (Angelov)	53
XV	Parámetros extraídos para el modelo COBRA para GaN oblea de $300\mu\text{m}$	54
XVI	Parámetros extraídos para el transistor encapsulado RT233PD basado en el modelo COBRA	55
XVII	Impedancia óptima a la salida utilizando elementos concentrados	76
XVIII	Característica del AP clase F con elementos concentrados	76
XIX	Impedancia óptima a la salida utilizando elementos concentrados para el diseño del AP clase F inverso	79
XX	Característica del AP clase F inverso con elementos concentrados	79
XXI	Especificaciones del substrato FR4 para el diseño y construcción del AP de alta eficiencia clase F y clase F inverso	89

Lista de Tablas (Continuación)

Tabla		Página
XXII	Características eléctricas del transistor RT233PD reportadas a $25^{\circ}C$, con una potencia preliminar a la salida de 2 Watts .	90
XXIII	Resultados del AP clase F al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=10V$ a 2GHz.	96
XXIV	Resultados del AP clase F al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=20V$ a 2GHz.	97
XXV	Resultados del AP clase F al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=27V$ a 2GHz.	99
XXVI	Resultados del AP clase F inverso al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=27V$ a 2GHz.	103
XXVII	Resultados del AP clase F inverso al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=20V$ a 2GHz.	105
XXVIII	Resultados del AP clase F inverso al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=27V$ a 2GHz.	107

Capítulo I

Introducción

Las comunicaciones inalámbricas han evolucionado enormemente y ahora se encuentran en un mundo de múltiples estándares y servicios con frecuencias de operación desde 900MHz, 1.8GHz y 1.9GHz para servicios GSM (Global System for Mobile Communications), la banda de 1.5GHz para servicios GPS (Global Positioning System) y las bandas de 2.4GHz, 5.2GHz y 5.7GHz para servicios WLAN (Wireless Local Area Network). Esta variedad de frecuencias ocasiona que los equipos de transmisión y recepción trabajen con diferentes tecnologías y componentes. El rápido crecimiento de las comunicaciones inalámbricas exige que los equipos de comunicación sean de bajo costo, alta eficiencia y alta potencia de salida, por lo que estos equipos deben cumplir un compromiso importante en potencia y eficiencia.

En los equipos de comunicación, el elemento que determina la eficiencia y potencia de salida es el amplificador de potencia (AP) de RF. Hoy en día se necesitan mejores sistemas de comunicación inalámbrica y estaciones base, por lo cual necesitamos AP con menor consumo de energía, altos voltajes de operación y mayor potencia de salida. El AP clase F es un buen candidato ya que cumple las características anteriores y es el tema central de esta tesis.

I.1 Antecedentes

El amplificador de potencia clase F se ha hecho muy popular durante los recientes años, debido a su alta eficiencia y a su alta capacidad de potencia a la salida. La ventaja de tener una forma de onda cuadrada en el voltaje se describe por Tyler (1958),

quien presenta por primera vez el diseño general de un amplificador de potencia multi-resonador clase F. El primer análisis de un AP clase F hecho a partir de un AP clase B en la banda de UHF fue publicado por Snider (1967), quien hace un análisis de carga óptima a la salida del AP y de la saturación de la señal de RF a la entrada, demostrando que se mejora la eficiencia y la potencia de salida en comparación con la teoría clásica.

Raab (1997) describe que para los AP clase F se emplean resonadores armónicos para originar formas de onda en el drenador o colector (según sea el caso) para mejorar la eficiencia. Generalmente, la red de carga debe presentar en el drenador un corto circuito para armónicos pares y circuito abierto para armónicos impares.

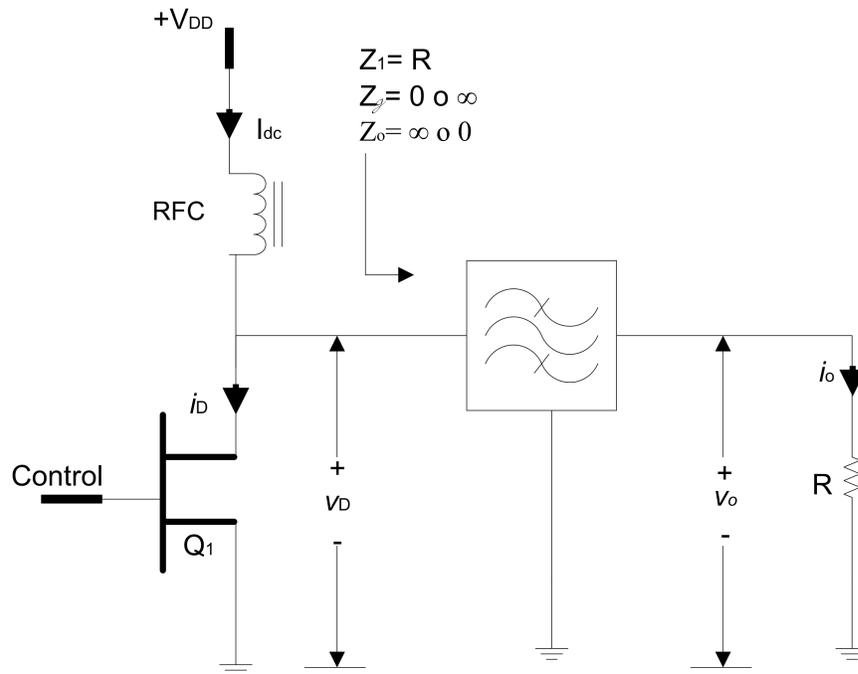


Figura 1: Red de adaptación de AP típico clase F

El filtro de salida presentado en la figura 1 no es un filtro común, ya que debe tener características especiales para los diferentes armónicos. El análisis del AP clase F se

realiza a partir de los coeficientes de la serie de Fourier hasta el quinto armónico con el fin de tener una máxima eficiencia. La eficiencia alcanza un valor teórico máximo de 100% en comparación de 50% que se puede alcanzar en un AP clase A, lo cual depende de la cantidad de armónicos que sean tomados para el análisis.

En el trabajo de Colantonio *et al.* (1999), la operación de AP clase F se investiga y profundiza, teniendo importancia fundamental el mecanismo que genera armónicos, las limitaciones impuestas por la entrada del dispositivo y las no linealidades de la salida sobre el comportamiento ideal del clase F. Las expresiones matemáticas se extraen a partir de estas consideraciones para el diseño de AP, junto con la carga óptima para la fundamental y tercer armónico del dispositivo activo. Las expresiones encontradas fueron evaluadas y demostradas por Colantonio para tener una mayor potencia a la salida, mejor eficiencia, y así tener un buen diseño de AP clase F, determinando también la carga óptima para la fundamental y tercer armónico del dispositivo activo.

En el trabajo de Woo *et al.* (2006) se efectúa una comparación analítica y experimental de un amplificador clase F y clase F inverso. El AP clase F inverso presenta un circuito abierto a los armónicos de orden par y un corto circuito a los armónicos impares. Las fórmulas analíticas para estimar la eficiencia, la potencia de salida, la potencia de DC disipada y la impedancia de carga a la fundamental para ambos amplificadores se obtienen de las formas de onda de corriente y voltaje en el drenador. En los resultados obtenidos bajo las mismas condiciones de operación, el AP clase F inverso presenta una PAE superior a la del AP clase F. En la comparación experimental ambos AP están diseñados e implementados a 1GHz, el AP clase F inverso se caracteriza por una PAE de 74% a 22.7 dBm de potencia de salida, y el AP clase F se caracteriza por una PAE del 64%.

Un gran número de tecnologías en semiconductor están siendo aplicadas a amplificadores de potencia de RF incluyendo tecnologías como el FET LDMOS de silicio, SiGe

HBT, InGaP HBT, GaAs MESFET, AlGaAs pHEMT, SiC MESFET y AlGaN/GaN HEMT. El principal tema en esta tesis es el estudio del AP clase F utilizando transistores FET de tecnología AlGaN/GaN. Esta nueva tecnología es un buen candidato para el desarrollo de AP de los que se busca obtener un bajo consumo de potencia en DC, una máxima potencia de salida y trabajar a temperaturas extremas a frecuencias de microondas.

I.2 Tecnología AlGaN/GaN HEMTs

Los transistores AlGaN/GaN de alta movilidad electrónica (HEMTs) son semiconductores con una amplia banda prohibida, ofreciendo la posibilidad de manejar altas potencias de operación con respecto a cualquier otro dispositivo semiconductor de la familia III-V de la tabla periódica. Los recientes avances en tecnología GaN permiten trabajar a frecuencias de microondas y también en ondas milimétricas. El uso de semiconductores con una amplia banda prohibida permite operar al transistor a altos campos eléctricos. Estas características hacen que los dispositivos AlGaN/GaN resulten ideales para amplificadores de potencia de estaciones base de 2.5G y 3G. El transistor basado en esta tecnología AlGaN/GaN tiene grandes ventajas competitivas respecto a LDMOS de silicio y lo coloca como el mejor candidato para ser utilizado en amplificadores de potencia en aplicaciones de comunicaciones móviles y tiene una especial atención en estaciones base. Si esto ocurre, aumentarán considerablemente los sistemas con dispositivos GaN, en especial atención en aplicaciones WiMAX (interoperabilidad Mundial para Acceso por Microondas). Las ventajas que ofrece en potencia de salida, altos voltajes de polarización y altos voltajes de ruptura son desafíos para el diseño de amplificadores de potencia, para lo cual el factor principal es encontrar expresiones matemáticas que simulen las características eléctricas del dispositivo activo.

I.3 Modelado en tecnología AlGa_N/Ga_N HEMTs

En el diseño y simulación de amplificadores de potencia en tecnología AlGa_N/Ga_N HEMTs es crucial el modelado no lineal. Además, el análisis en gran señal por medio del balance armónico, permite predecir el nivel máximo de potencia a la salida, la eficiencia de potencia agregada (PAE) y otros fenómenos no lineales sobre el rango de frecuencia de funcionamiento. Los modelos que existen en los simuladores están basados en tecnología GaAs, sin embargo existe la posibilidad de que alguno de estos modelos se adapte a las necesidades requeridas por esta nueva tecnología. Para modelar este dispositivo se necesita extraer sus elementos parásitos y posteriormente representar todo el dispositivo en un circuito equivalente no lineal.

I.4 Objetivos del proyecto de tesis

El objetivo de este proyecto de tesis es efectuar un estudio teórico y experimental de los amplificadores de alta eficiencia clase F en la banda de frecuencia de 0.8-4 GHz. El amplificador clase F está formado de un transistor funcionando como fuente de corriente y una red de carga (resonador). El resonador debe presentar impedancia “cero” a los armónicos pares y alta impedancia (circuito abierto) a los armónicos impares. Para alcanzar el objetivo principal de la tesis se propone las siguiente metodología:

- Implementar los modelos no lineales que se han estudiado o que se han desarrollado en el CICESE para aplicaciones de amplificadores de potencia de alta eficiencia Clase F.
- Estudiar los métodos de síntesis de las redes de salida (circuitos resonantes) que cumplan con las características requeridas para asegurar el buen funcionamiento de los amplificadores clase F.

Una vez demostrado lo anterior se diseñará y construirá un amplificador clase F en la banda de frecuencia de 0.8-4GHz con el máximo de eficiencia utilizando, la mejor red de salida y el mejor modelo no lineal del FET.

I.5 Metas

- Desarrollar modelos no lineales para aplicaciones de amplificadores de potencia de alta eficiencia Clase F.
- Evaluación, pruebas del modelo y diseño de amplificadores Clase F aplicado a transistores de tecnología AlGa_N/Ga_N HEMT.
- Evaluación del modelo a gran señal del transistor con tecnología AlGa_N/Ga_N HEMT.
- Estudio de técnicas para disminuir la distorsión de armónicos en los amplificadores Clase F.
- Construcción y caracterización del amplificador de alta eficiencia clase F con transistor AlGa_N/Ga_N HEMT.

I.6 Organización de la tesis

- El capítulo I es la introducción de la tesis, donde se describe la investigación y define el objetivo de la tesis.
- El capítulo II presenta los fundamentos y análisis del amplificador de potencia clase F, y consideraciones de diseño.
- El capítulo III muestra el procedimiento de extracción de parámetros en pequeña señal, parámetros extrínsecos e intrínsecos para dispositivos AlGa_N/Ga_N HEMT.

- El capítulo IV presenta el modelo que incorpora expresiones empíricas para la corriente (características I-V), y el modelado en pequeña y gran señal.
- El capítulo V muestra el procedimiento de diseño del AP clase F y F inverso, esto es, el desarrollo y evaluación de las redes de adaptación de entrada y salida para un óptimo desempeño en PAE, potencia a la salida y estabilidad en el diseño.
- El capítulo VI presenta los resultados de simulaciones y mediciones del amplificador clase F y clase F inverso construido sobre sustrato FR4. Se demuestra el beneficio de utilizar el modelado para el diseño de AP para estimar la potencia, ganancia y eficiencia en comparación con mediciones reales hechas para AP construidos en microcinta.
- El capítulo VII presenta el resumen y aportaciones de esta tesis y se proponen trabajos futuros.
- El capítulo VIII se presentan las conclusiones alcanzadas en la investigación de este trabajo de tesis.

Capítulo II

Amplificador de alta eficiencia Clase F

Existen diferentes topologías para alcanzar alta eficiencia en los AP clase F. Aunque la topología pueda parecer distinta una de la otra, todas usan como red de salida un filtro como circuito resonante. Este filtro controla el contenido armónico del voltaje de drenador y/o la corriente, teniendo como resultado formas de onda apropiados de voltaje y corriente en las terminales del transistor que permiten reducir la potencia disipada sobre el dispositivo activo.

II.1 Análisis del amplificador clase F

En la teoría desarrollada por Raab (1997), la red de salida es equivalente a un filtro de elementos concentrados o línea de transmisión ideal (lineal y sin pérdidas), permitiendo que sólo la potencia a la frecuencia fundamental sea transferida a la carga. El dispositivo activo (MESFET, HEMT, etc) se comporta como una fuente de corriente ideal. La red de carga del AP clase F debe presentar impedancia cero e infinito a los armónicos pares e impares respectivamente, teniendo como resultado en el drenador un voltaje de onda cuadrada y una señal de media onda senoidal en la corriente y así obtener una máxima eficiencia.

Para incrementar la eficiencia y la capacidad de potencia a la salida en el AP clase F, es conveniente utilizar armónicos impares para generar una forma de onda cuadrada de voltaje y armónicos pares para generar una media onda senoidal de corriente en la terminal de drenador. El voltaje y la corriente en el drenador se expresan como:

$$v_D(\theta) = V_{DD} + V_{0m} \cdot \text{sen}\theta + V_{3m} \cdot \text{sen}3\theta + V_{5m} \cdot \text{sen}5\theta + \dots \quad (1)$$

$$i_D(\theta) = I_{DC} - I_{0m} \cdot \text{sen}\theta - I_{2m} \cdot \text{cos}2\theta - I_{4m} \cdot \text{cos}4\theta + \dots \quad (2)$$

donde $\theta = \omega \cdot t$ y ω es la frecuencia fundamental. Por otra parte, en el caso del amplificador clase F inverso, la forma de onda de voltaje de drenador se genera con armónicos pares y la forma de onda cuadrada de corriente contiene armónicos impares. La expansión en series de Fourier permite calcular de forma analítica la corriente y el voltaje en el drenador y así poder obtener una máxima planaridad en la onda presentada en el drenador. Para lograr lo anterior, los coeficientes V_{0m} , V_{3m} , V_{5m} , I_{0m} , I_{2m} y I_{4m} se determinan derivando la forma de onda y haciendo que sea cero para un máximo y/o un mínimo para el voltaje o corriente según sea el caso. La forma de onda del voltaje de la ecuación (1), graficada en la figura 2, alcanza un valor máximo y un valor mínimo en $\theta = \pi/2$ y $3\pi/2$, respectivamente, por lo tanto $\text{cos}(\pi/2) = \text{cos}(3\pi/2) = 0$ son los puntos donde las derivadas de orden impar son igual a cero y los valores encontrados se muestran en la tabla I. Donde δ_V relaciona la máxima excursión de voltaje (v_{Dmax}) en la terminal del drenador respecto a V_{DD} .

Tabla I: Componentes armónicos de voltaje donde δ_V y γ_V relacionan la componente de DC con la componente de frecuencia fundamental

n	δ_V	$\gamma_V = V_{0m}/v_{DD}$	V_{3m}/v_{DD}	V_{5m}/v_{DD}
1	2	1	—	—
3	2	9/8=1.125	1/8=0.125	—
5	2	75/64=1.172	25/64=0.391	15/64=0.391
∞	2	4/π=1.273	4/3π=0.424	4/5π=0.255

n= número de armónicos impares presentes

Analogamente para obtener la maxima planaridad con un mínimo de voltaje, las derivadas de orden par deben de ser iguales a cero en el punto $\theta = 3\pi/2$.

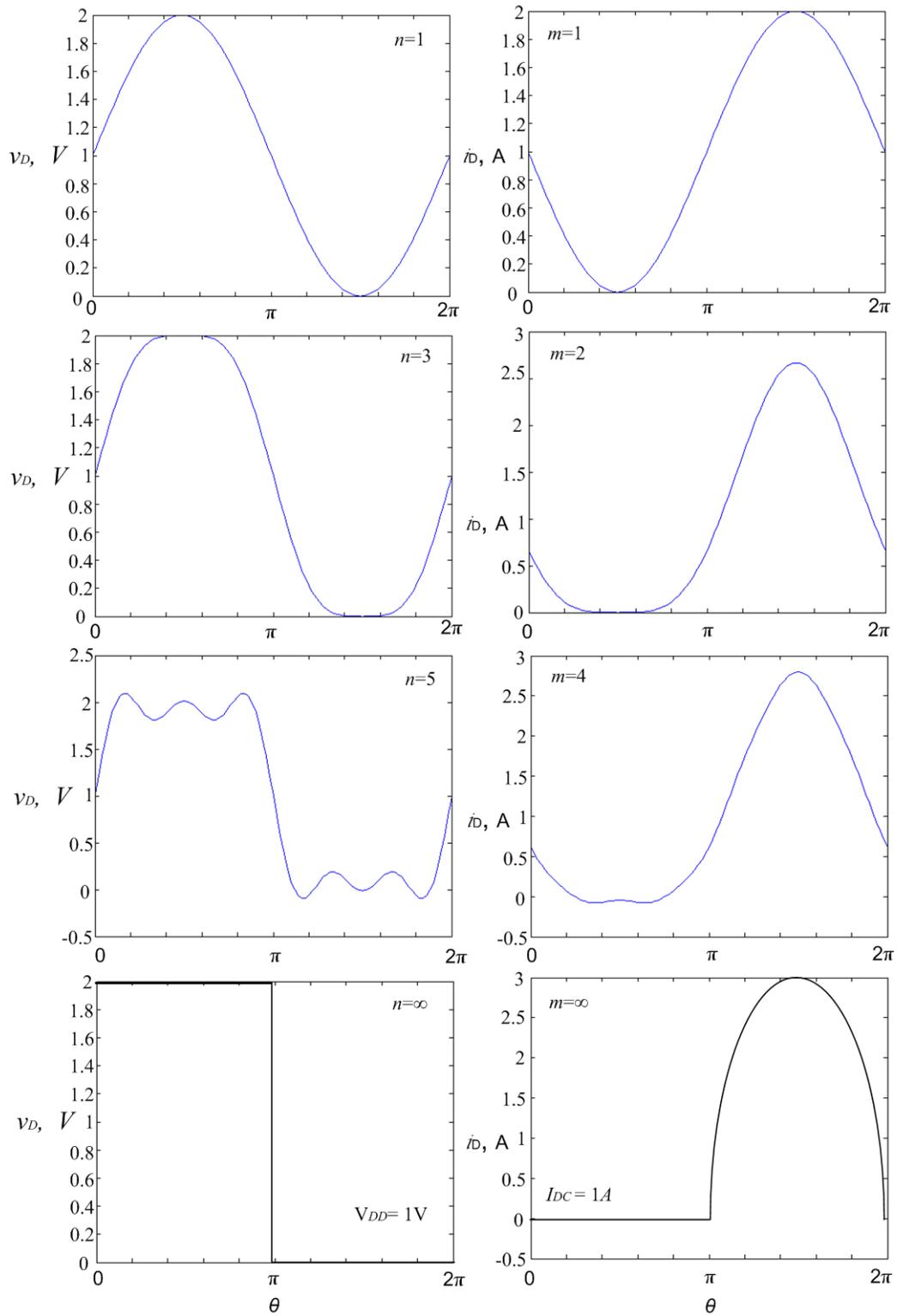


Figura 2: a) Voltaje (armónicos impares) b) Corriente (armónicos pares)

La presencia de armónicos pares acentúan los picos a $\theta = 3\pi/2$ y plano en la parte inferior $\theta = \pi/2$, por lo que las derivadas de orden impar son nuevamente cero a un mínimo de voltaje, figura 2, por lo tanto la máxima planaridad requerida para derivadas pares debe ser a $\theta = \pi/2$; los coeficientes para la corriente se muestran en la tabla II. Donde δ_I relaciona la máxima excursión de corriente (i_{Dmax}) en la terminal del drenador respecto a I_{dc} .

Tabla II: Componentes armónicos de corriente donde δ_I y γ_I relacionan la componente de DC con la componente de frecuencia fundamental

m	δ_I	$\gamma_I = I_{om}/I_{dc}$	I_{2m}/I_{dc}	I_{4m}/I_{dc}
1	2	1	—	—
2	8/3=2.667	4/3=1.333	1/3=0.333	—
4	128/45=2.844	64/45=1.422	16/45=0.356	1/45=0.022
∞	$\pi=3.142$	$\pi/2=1.571$	2/3=0.667	2/15=0.133

m= número de armónicos pares presentes

II.1.1 Potencia de salida y eficiencia

Los parámetros de forma de onda γ_V , γ_I , δ_V y δ_I relacionan la componente de DC con la componente de la frecuencia fundamental pico de la forma de onda. Para el caso del voltaje, ésta se define como:

$$V_{om} = \gamma_V \cdot V_{DD} \quad (3)$$

y

$$v_{Dmax} = \delta_V \cdot V_{DD} \quad (4)$$

similarmente para la corriente de drenador:

$$I_{om} = \gamma_I \cdot I_{DC} \quad (5)$$

y

$$i_{Dmax} = \delta_I \cdot I_{DC} \quad (6)$$

Considerando que la red de carga presentada al drenador con impedancia $Z(f) = R$ es puramente real a la frecuencia fundamental, el voltaje V_{0m} se expresa como:

$$V_{0m} = I_{0m} \cdot R \quad (7)$$

y la potencia de salida por:

$$P_0 = \frac{V_{0m}^2}{2 \cdot R} = \frac{\gamma_v^2 \cdot V_{DD}^2}{2 \cdot R} \quad (8)$$

Donde γ_v es el voltaje de la señal. La corriente DC se obtiene en función de I_{0m} como:

$$I_{dc} = \frac{I_{0m}}{\gamma_I} = \frac{V_{0m}}{R \cdot \gamma_I} = \frac{\gamma_v \cdot V_{DD}}{R \cdot \gamma_I} \quad (9)$$

De la ecuación anterior se define la potencia como:

$$P_{max} = V_{DD} \cdot I_{dc} = \frac{\gamma_v \cdot V_{DD}^2}{\gamma_i \cdot R} \quad (10)$$

Donde γ_i es la corriente de la señal, la potencia de DC y la eficiencia esta dada por:

$$P_i = V_{DD} \cdot I_{DC} = \frac{\gamma_v \cdot V_{DD}^2}{\gamma_i \cdot R} \quad (11)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{\gamma_v \cdot \gamma_I}{2} \quad (12)$$

La capacidad de potencia a la salida (potencia de salida con $v_{Dmax} = 1V$ e $i_{Dmax} = 1A$) se obtiene de las ecuaciones (4), (6) y (8) y se expresa como:

$$P_{max} = \frac{P_o}{v_{Dmax} \cdot i_{Dmax}} = \frac{\gamma_v \cdot \gamma_I}{2 \cdot \delta_V \cdot \delta_I} = \frac{\eta}{\delta_V \cdot \delta_I} \quad (13)$$

II.1.2 Forma de onda de corriente

En la propuesta de Colantonio *et al.* (1999), se pone especial atención en la generación de armónicos y en las limitaciones impuestas por las no linealidades del dispositivo a la salida sobre el comportamiento de un AP clase F ideal. La generación de componentes armónicos se atribuye principalmente a los fenómenos de planaridad en la señal, a la oclusión del canal de conducción, al voltaje de ruptura, y finalmente al comportamiento óhmico del dispositivo en su región del triodo, dichas limitaciones afectan tanto la corriente como el voltaje de drenador.

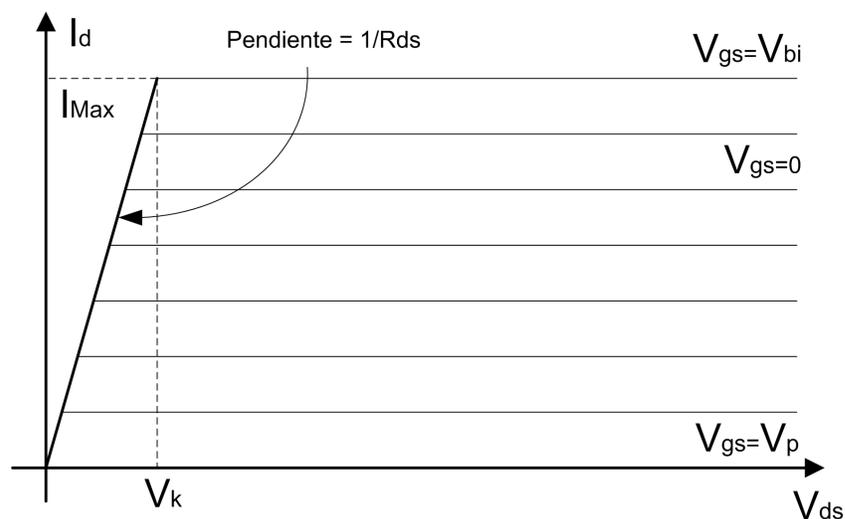


Figura 3: Modelo ideal del dispositivo no lineal

En la figura 3, las características del dispositivo activo se representan como ideales, el voltaje de rodilla V_k marca la transición entre la saturación y la región del triodo en el dispositivo para un voltaje de polarización V_{gs} . La impedancia de salida del dispositivo activo por lo general se considera como lineal y es representada por la resistencia R_{ds} y la capacitancia C_{ds} . El dispositivo intrínseco a la salida es por lo tanto representado

por una fuente de corriente controlada por voltaje por lo que puede ser considerado como una fuente dependiente.

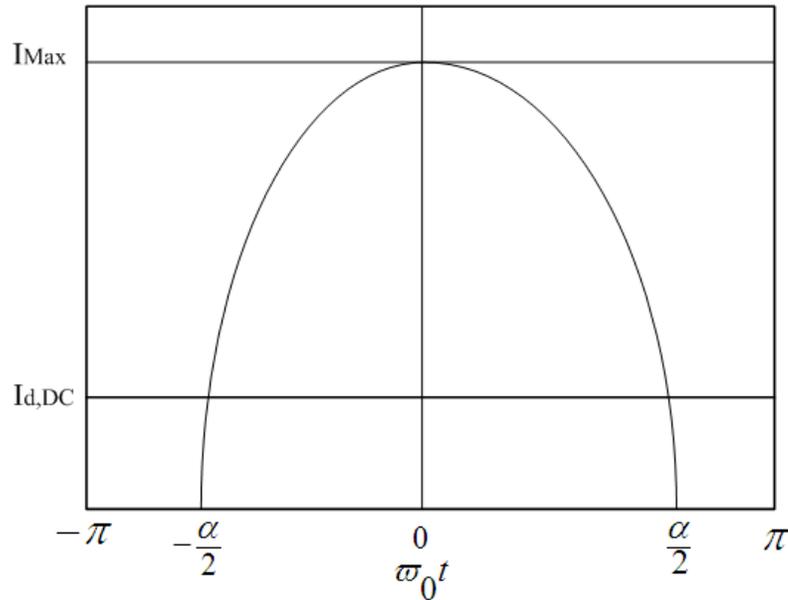


Figura 4: **Forma de onda en la corriente de drenador**

Sabiendo que la forma de onda de corriente de drenador $I_d(t)$, que es resultado de la oclusión del canal activo, puede ser aproximada a una media onda como se observa en la figura 4, que puede ser expresada como:

$$I_d(t) = \begin{cases} \frac{I_{Max}}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \cdot \left[\cos(\omega_o t) - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \right] & \text{si } |\omega_o \cdot t| < \frac{\alpha}{2} \\ 0 & \text{cualquier otro valor} \end{cases} \quad (14)$$

Donde:

$$\alpha = 2 \cdot \cos^{-1} \left(\frac{I_{d,DC}}{I_{d,DC} - I_{Max}} \right) \quad (15)$$

I_{Max} es la corriente máxima, α es el ángulo de conducción, que indica la proporción de conducción del ciclo de RF. Tal forma de onda depende del voltaje de alimentación en DC y del nivel de la señal de entrada al dispositivo. La ecuación (15) relaciona la corriente de polarización y la corriente máxima, por lo tanto, la figura 5 muestra los componentes relevantes para el análisis en DC ($I_{d,0}$), la frecuencia fundamental (I_{d,f_0}) y el tercer armónico ($I_{d,3f_0}$).

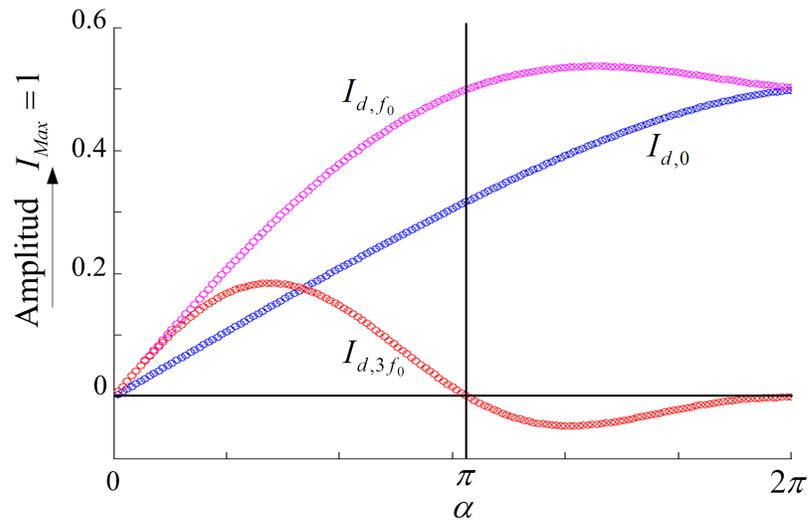


Figura 5: Componentes armónicos para la corriente de drenador para las componentes de DC, f_0 , y $3f_0$ como una función del ángulo de conducción

La corriente de drenador para las componentes DC, f_0 , y $3f_0$ se puede expresar de la siguiente manera:

$$I_{d,0} = \frac{I_{Max}}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{2 \cdot \text{sen} \left(\frac{\alpha}{2} \right) - \alpha \cdot \text{cos} \left(\frac{\alpha}{2} \right)}{1 - \text{cos} \left(\frac{\alpha}{2} \right)} \quad (16)$$

$$I_{d,f_0} = \frac{I_{Max}}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{\alpha - \text{sen}(\alpha)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \quad (17)$$

$$I_{d,3f_0} = \frac{I_{Max}}{12 \cdot \pi} \cdot \frac{2 \cdot \text{sen}(\alpha) [1 - \cos(\alpha)]}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \quad (18)$$

II.1.3 Impedancia de salida óptima a la frecuencia fundamental y tercer armónico

La forma de onda de voltaje de drenador se expresa como la suma de las componentes de DC, fundamental, y tercer armónico mostrado en la ecuación (1), que también se puede expresar de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} V_{ds}(t) &= V_{ds,DC} - V_{ds,f_0} \cdot \cos(\omega_0 t) - V_{ds,3f_0} \cdot \cos(3\omega_0 t) \\ &= V_{ds,DC} - V_{ds,f_0} \cdot \left[\cos(\omega_0 t) + \frac{V_{ds,3f_0}}{V_{ds,f_0}} \cdot \cos(3\omega_0 t) \right] \\ &= V_{ds,DC} - V_{ds,f_0} \cdot \left[\cos(\omega_0 t) + \frac{1}{\varepsilon_3} \cdot \cos(3\omega_0 t) \right] \end{aligned} \quad (19)$$

Donde:

$$\varepsilon_3 \equiv \frac{V_{ds,f_0}}{V_{ds,3f_0}} = \frac{R_{L,f_0}}{R_{L,3f_0}} \cdot \frac{I_{d,f_0}}{I_{d,3f_0}} \quad (20)$$

Se define como la razón entre la componentes de voltaje a la fundamental y tercer armónico. El valor ε_3 depende del valor de la impedancia y de los componentes armónicos de la corriente. El voltaje en el drenador está acotado por el voltaje de rodilla, el voltaje de compuerta y el voltaje de rupura. Tales valores mínimos pueden ser determinados de la ecuación (19), tal que los ángulos en donde existe el mínimo son funciones de ε_3 :

$$\omega_o \cdot t_x = \begin{cases} 0 & , \varepsilon_3 < -9 \\ \pm \text{sen} \left(\sqrt{\frac{9 + \varepsilon_3}{12}} \right) & , \varepsilon_3 > -9 \end{cases} \quad (21)$$

El coeficiente de ganancia $\gamma(\varepsilon_3)$ puede ser definido como la razón entre la componente de frecuencia fundamental y el valor mínimo (quitando la componente de DC), y se escribe como:

$$\begin{aligned} \gamma(\varepsilon_3) &\equiv \left| \frac{V_{ds,f_o}}{V_{ds}(t_s) - V_{ds,DC}} \right| \\ &= \frac{1}{\cos(\omega_o \cdot t_x) + \left(\frac{1}{\varepsilon_3} \right) \cdot \cos(3\omega_o \cdot t_x)} \end{aligned} \quad (22)$$

Donde:

$$V_{ds,norm} = -\gamma(\varepsilon_3) \cdot \left[\cos(\omega_o \cdot t) + \frac{1}{\varepsilon_3} \cdot \cos(3\omega_o \cdot t) \right] \quad (23)$$

El comportamiento del coeficiente de ganancia con ε_3 es presentado la figura 6:

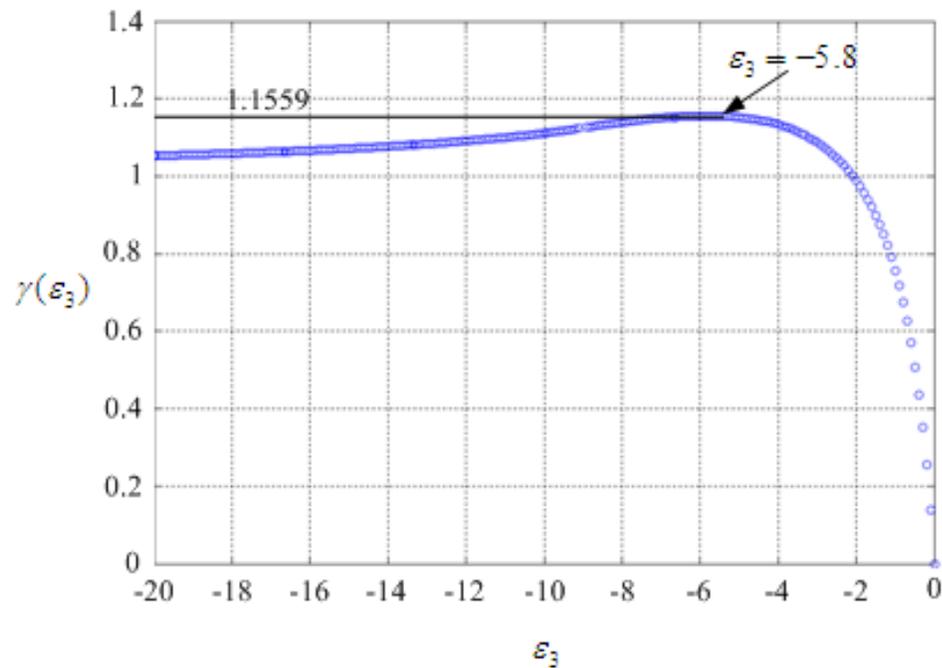


Figura 6: Coeficiente de ganancia $\gamma(\epsilon_3)$ como la razón entre la componente de voltaje fundamental y de tercer armónico ϵ_3

Si consideramos como límite el voltaje de rodilla V_k , entonces el coeficiente de ganancia se ve incrementado en amplitud a la frecuencia fundamental gracias al uso de la componente de tercer armónico con fase apropiada para lograr una máxima excursión de señal en la terminal del drenador. En otras palabras, existe mayor voltaje en la componente fundamental, y por lo tanto una potencia de salida mayor. Además, la disipación de potencia de DC permanece constante, conduciendo a un incremento en la eficiencia de drenador.

Para un punto de polarización, en el caso del amplificador clase F, la carga óptima a la salida del dispositivo se calcula por la ecuación (24).

$$\begin{aligned}
R_{TL}(\alpha) &= \frac{V_{ds,f_o,max}}{I_{d,f_o}(\alpha)} \\
&= (V_{ds,DC} - V_k) \cdot \left(\frac{I_{Max}}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{\alpha - \text{sen}(\alpha)}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \right)^{-1} \\
&= 2 \cdot \pi \cdot \left[\frac{V_{ds,DC} - V_k}{I_{Max}} \right] \cdot \left[\frac{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\alpha - \text{sen}(\alpha)} \right]
\end{aligned} \tag{24}$$

Por lo tanto la resistencia de carga óptima puede ser expresada como:

$$R_{L,f_o}(\alpha) |_{F=\gamma(\varepsilon_3)} = \gamma(\varepsilon_3) \cdot R_{TL}(\alpha) \tag{25}$$

Es claro que el coeficiente de ganancia juega un papel fundamental, existiendo un aumento notable en la componente de voltaje a la frecuencia fundamental en la terminal de drenador que es calculado cuando ε_3 es seleccionado en un rango de $\varepsilon_3(-7.5, -4.5)$, donde el valor máximo para el coeficiente de ganancia, se encuentra en el punto $\gamma(\varepsilon_3) = 1.559$ obteniendo así $\varepsilon_3 = -5.8$. El valor de ε_3 determina la impedancia óptima al tercer armónico como:

$$\begin{aligned}
\varepsilon_3 &\equiv \frac{V_{ds,f_o}|_F}{V_{ds,3f_o}} = \frac{R_{L,f_o}|_F}{R_{L,3f_o}} \cdot \frac{I_{d,f_o}}{I_{d,3f_o}} \\
R_{L,3f_o} &= \frac{R_{L,f_o}|_F}{\varepsilon_3} \cdot \frac{I_{d,f_o}}{I_{d,3f_o}}
\end{aligned} \tag{26}$$

II.1.4 Potencia disipada, potencia de salida y eficiencia en un amplificador clase F

La potencia de salida, el consumo de potencia de corriente continua, y la eficiencia de drenador se calculan a partir de las ecuaciones (23) y (24) para obtener:

$$\begin{aligned}
 P_{DC,F} &= \frac{I_{Max} \cdot V_{ds,DC}}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{2 \cdot \text{sen} \left(\frac{\alpha}{2} \right) - \alpha \cdot \text{cos} \left(\frac{\alpha}{2} \right)}{1 - \text{cos} \left(\frac{\alpha}{2} \right)} \\
 &= \frac{I_{d,fo} \cdot V_{ds,DC}}{\pi}
 \end{aligned} \tag{27}$$

$$P_{RF,F} = \gamma(\varepsilon_3) \cdot \frac{I_{Max} \cdot (V_{ds,DC} - V_k)}{4 \cdot \pi} \tag{28}$$

$$\eta_{n,F} = \frac{\gamma(\varepsilon_3)}{2} \cdot \left(1 - \frac{V_k}{V_{ds,DC}} \right) \cdot \left[\frac{\alpha - \text{sen}(\alpha)}{2 \cdot \text{sen} \left(\frac{\alpha}{2} \right) - \alpha \cdot \text{cos} \left(\frac{\alpha}{2} \right)} \right] \tag{29}$$

El consumo de potencia de corriente continua no es afectada por el tercer armónico, pero, al mismo tiempo, la potencia de salida y la eficiencia de drenador son amplificadas por el coeficiente de ganancia. El empleo de una carga resistiva a la tercera armónica, obliga a una disipación de potencia que es estimada usando:

$$\begin{aligned}
 P_{dis,3fo} &= \frac{V_{ds,3fo} \cdot I_{d,3fo}}{2} \\
 &= \frac{\gamma^2(\varepsilon_3)}{\varepsilon_3} \cdot \frac{I_{Max}(V_{ds,DC} - V_k) \cdot \text{sen}(\alpha) \cdot [1 - \text{cos}(\alpha)]}{12\pi \left[1 - \text{cos} \left(\frac{\alpha}{2} \right) \right]}
 \end{aligned} \tag{30}$$

II.2 El amplificador clase F inverso

El diseño del amplificador clase F inverso descrito por Woo *et al.* (2006), se basa tomando la corriente en el dominio del tiempo y las formas de onda de voltaje de manera ideal, como se muestra en la figura 7. El amplificador clase F inverso se caracteriza por presentar una señal de onda cuadrada de corriente de drenador y una señal de media onda senoidal para el voltaje de drenador. Estas formas de onda ideales del amplificador clase F inverso son analizadas usando la expansión de las series de Fourier.

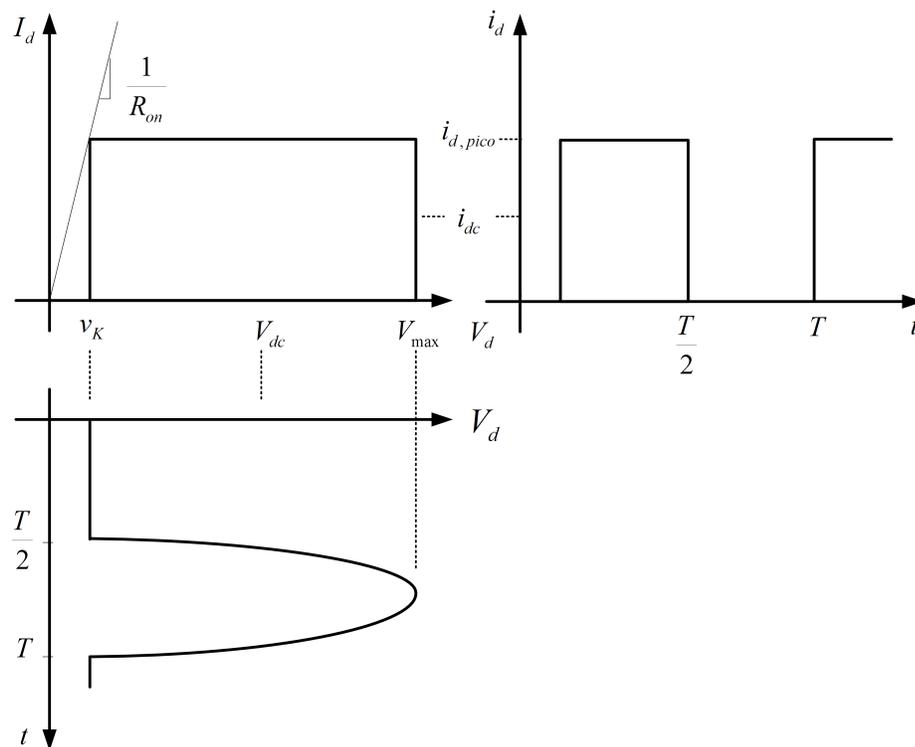


Figura 7: Formas de onda de corriente y voltaje respecto a la línea de carga del transistor para el amplificador clase F inverso

La forma de onda de la corriente y voltaje en el drenador de un amplificador clase F inverso son calculados como:

$$i_D = \frac{i_{d,pico}}{2} \cdot \left(1 + \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{4}{\pi} \cdot \text{sen}(n\omega_o t) \right) \quad (31)$$

$$v_D = V_k + (v_{max} - v_k) \cdot \left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{2} \cdot \text{sen}(\omega_o t) + \frac{1}{2} \sum_{n=2,4,6,\dots} \frac{1}{n^2 - 1} \cdot \text{cos}(n\omega_o t) \right) \quad (32)$$

donde:

$$v_{max} = \pi \cdot V_{dc} - (\pi - 1) \cdot R_{on} \cdot i_{d,pico} \quad (33)$$

y

$$R_{on} = \frac{v_k}{i_{d,pico}} \quad (34)$$

La corriente y voltaje en la terminal de drenador se calculan a partir de la componente de cada armónico. La polarización en dc y los componentes de RF fundamentales (31) y (32) son definidos en función de la corriente máxima, voltaje de dc, y R_{on} como:

$$I_{dc} = \frac{i_{d,pico}}{2} \quad (35)$$

$$I_{f_o} = \frac{2 \cdot i_{d,pico}}{\pi} \cdot \text{sen}(\omega_o t) \quad (36)$$

$$V_{f_o} = -\frac{\pi \cdot (V_{dc} - R_{on} \cdot i_{d,pico})}{2} \cdot \text{sen}(\omega_o t) \quad (37)$$

La potencia de dc y la potencia a la frecuencia fundamental de RF, son presentadas utilizando las variables mostradas en la figura(7) de la siguiente manera:

$$P_{dc} = I_{dc} \cdot V_{dc} = \frac{i_{d,pico}}{2} \cdot V_{dc} \quad (38)$$

$$P_{f_o} = \frac{i_{d,pico}}{2} \cdot (V_{dc} - R_{on} \cdot i_{d,pico}) \quad (39)$$

$$R_{L,f_o} = -\frac{V_{f_o}}{I_{f_o}} = \frac{\pi^2 \cdot (V_{dc} - R_{on} \cdot i_{d,pico})}{4 \cdot i_{d,pico}} \quad (40)$$

$$\eta = 100 \cdot \frac{(V_{dc} - R_{on} \cdot i_{d,pico})}{V_{dc}} \% \quad (41)$$

Capítulo III

Modelado en pequeña señal de transistores AlGa_N/Ga_N HEMT

Los transistores de alta movilidad electrónica (HEMT) en tecnología AlGa_N/Ga_N HEMTs ha atraído una enorme atención en aplicaciones de amplificadores de RF de potencia. El éxito de un buen diseño de amplificadores de potencia reside en un buen modelo del transistor.

La extracción de los elementos que representan el circuito equivalente en pequeña señal del transistor en distintos puntos de polarización es muy útil en el desarrollo de modelos no lineales. Además, el circuito equivalente puede ser usado en la construcción de un modelo no lineal y poder validarlo con mediciones en gran señal. El modelo del tipo circuito eléctrico equivalente en pequeña señal del transistor es caracterizado mediante parámetros- S , esto permite la extrapolación a frecuencias más allá de la capacidad de las mediciones disponibles.

III.1 ¿Por qué AlGa_N/Ga_N HEMT?

Los dispositivos AlGa_N/Ga_N HEMTs fueron presentados a principios de los años 90's debido a las propiedades únicas y superiores del Ga_N (alta banda prohibida, alta movilidad electrónica y alta velocidad de saturación) y la posibilidad de diseñar amplificadores de potencia operados a frecuencias de GHz. El primer AlGa_N/Ga_N HEMTs presentado por Chumbes *et al.* (1999), fue hecho sobre sustrato de zafiro. Aunque la conductividad térmica en el zafiro es bastante baja, los sustratos de SiC con alta conductividad térmica son considerados de los más populares, sin embargo el zafiro todavía se usa

extensivamente porque es menos caro comparado al SiC. Desde 1999, existe un crecimiento de estructuras de AlGaIn/GaN HEMTs sobre sustrato de silicio, lo cual es de interés, no sólo por el costo del sustrato, también porque la conductividad térmica del silicio es tres veces más alto que el de zafiro. La tabla III muestra algunas de las propiedades eléctricas más importantes del GaN y sus competidores.

Tabla III: **Propiedades de materiales de semiconductores**

Atributos	Si	GaAs	SiC	GaN
Ancho de banda prohibida (eV)	1.11	1.43	3.2	3.4
Campo de Ruptura (V/cm)	6.0×10^5	6.5×10^5	3.5×10^6	3.5×10^6
Velocidad de Saturación (cm/s)	1.0×10^7	2.0×10^7	2.0×10^7	2.5×10^7
Movilidad Electrónica (cm ² /V-s)	1350	6000	800	1600*
Conductividad Térmica (W/cmK)	1.5	0.46	3.5	1.7
Heteroestructuras	SiGe	AlGaAs/GaAs InGaP/GaAs AlGaAs/InGaAs	Ninguna	AlGaIn/GaN InGaIn/GaN

* Movilidad electrónica típica para heteroestructuras AlGaIn/GaN

El GaN es un buen candidato para aplicaciones de potencia en RF pues las propiedades eléctricas del GaN lo hacen un material clave para una amplia gama de usos potenciales. Campos eléctricos más altos causan voltajes de ruptura más altos, un atributo deseable para aplicaciones de potencia en RF. Esta característica, combinada con la alta corriente que maneja el AlGaIn/GaN HEMTs, conduce a aumentos en orden de magnitud de hasta 9.4 W/mm en la densidad de potencia según lo reportado por Chu *et al.* (2004).

La estructura clásica de un HEMT en tecnología de nitruro de galio se presenta en la figura 8. El transistor está fabricado sobre un sustrato de silicio sobre el cual se crece una película delgada de GaN de alta resistividad llamada capa colchón. 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.

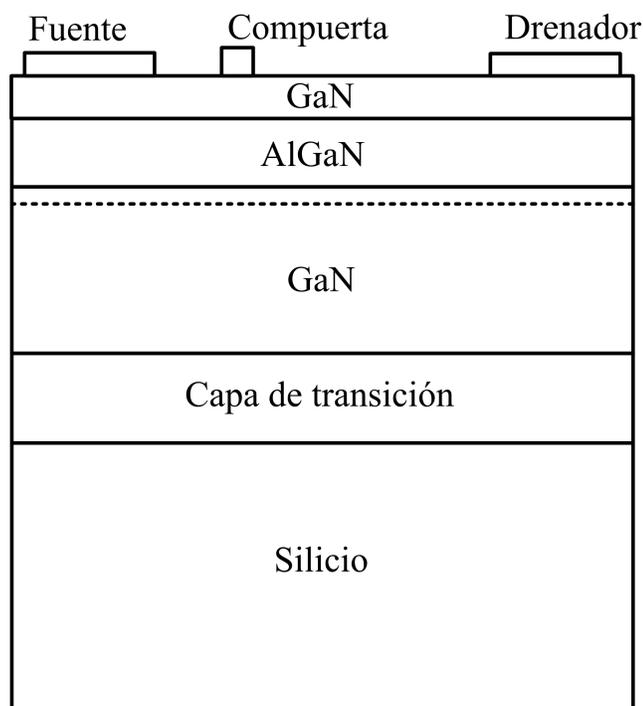


Figura 8: **Estructura del dispositivo AlGaN/GaN HEMT en sustrato de Silicio**

En esta configuración, las impurezas de silicio en el AlGaN donan electrones al cristal, que entonces tienden a acumularse en las regiones de bajo potencial bajo la interfase de AlGaN/GaN. Esto forma una “banda” de electrones, que constituye un gas dimensional de electrones (2DEG), los cuales experimentan una alta movilidad porque ellos físicamente son separados de los átomos donadores ionizados del silicio que residen en el AlGaN.

El 2DEG puede ponerse en contacto con la fuente y drenador y modulado con el contacto de la compuerta se obtiene una alta movilidad de electrones en el transistor (HEMT). Los dispositivos AlGa_N/Ga_N HEMT sin embargo, tiene algunas características únicas. Ante todo, esto es el único semiconductor con amplia banda prohibida. Esto significa que los AlGa_N/Ga_N pueden operar altos voltajes de polarización, altos niveles de potencia y permite obtener altas velocidades de respuesta.

III.2 Modelos en pequeña señal del AlGa_N/Ga_N HEMT

En este trabajo de tesis se utilizaron transistores en oblea para su caracterización y modelado y transistores comerciales RT233PD de la compañía RFHIC para el diseño del amplificador. Para el caso del transistor RT233PD, se necesita conocer los elementos parásitos introducidos por el encapsulado; así como también los efectos térmicos que puedan generarse. Desafortunadamente el modelo eléctrico del encapsulado no está disponible y el diseñador no cuenta con tales valores y/o configuraciones que puedan incluirse en el circuito equivalente del transistor encapsulado. Por lo que en recientes publicaciones, algunos autores como Chumbes *et al.* (2001), proponen un circuito equivalente en pequeña señal que incorpora elementos parásitos que representan el substrato.

Por otra parte, Cabral *et al.* (2004), propone una nueva topología que parte del modelo que propuso Chumbes; en el que agrega nuevos elementos lineales y no lineales en la parte extrínseca e intrínseca. Jarndal y Kompa (2005) proponen un nuevo método para extraer los elementos parásitos del dispositivo Ga_N, basado en dos pasos, que son:

- Utiliza el método de medición TEC en frío para la extracción de los valores iniciales de los parámetros extrínsecos, que colocan la extracción cerca de un mínimo global para el modelo del circuito equivalente.

- Los valores de los parámetros del modelo son optimizados utilizando los valores iniciales ya obtenidos.

III.2.1 Circuito equivalente en pequeña señal HEMT

En esta sección se abordará el modelo en pequeña señal para los dos tipos de transistores GaN estudiados, de los cuales uno de ellos en oblea y otro encapsulado. De estos dos dispositivos se modela su comportamiento eléctrico a partir de un circuito equivalente, cuyos elementos se clasifican en extrínsecos e intrínsecos. Un factor importante en la extracción de los elementos es poder incluir el efecto del encapsulado, si es el caso, en el circuito eléctrico equivalente e implementarlo dentro del modelo.

III.2.2 Circuito equivalente en pequeña señal para GaN en oblea

El modelo del HEMT que se utilizará para el análisis del AlGaIn/GaN en condiciones normales de polarización se muestra en la figura 9. Los elementos del circuito pueden ser divididos en dos grupos:

- Elementos extrínsecos. La sección extrínseca incluye los elementos: C_{pg} , C_{pd} , R_g , R_d , R_s , L_g , L_d , y L_s .
- Elementos intrínsecos que incluye los elementos: C_{gs} , C_{gd} , R_i , g_{gs} , C_{ds} y g_m .

Donde R_g es la resistencia óhmica de la compuerta mientras R_s y R_d son la resistencias ohmicas de fuente y drenador. L_g es la inductancia de la compuerta mientras L_s y L_d son interpretadas como inductancias de fuente y drenador, C_{pg} y C_{pd} representan las capacitancias parásitas entre compuerta-fuente y drenador-fuente, G_m y G_{ds} representan la transconductancia y la conductancia respectivamente. R_i es la resistencia de la

región del semiconductor bajo la compuerta, entre la fuente y el canal. C_{ds} es la capacitancia de fuente y drenador. C_{gs} y C_{gd} son las capacitancias entre compuerta-fuente y compuerta-drenador, respectivamente que en general son no lineales.

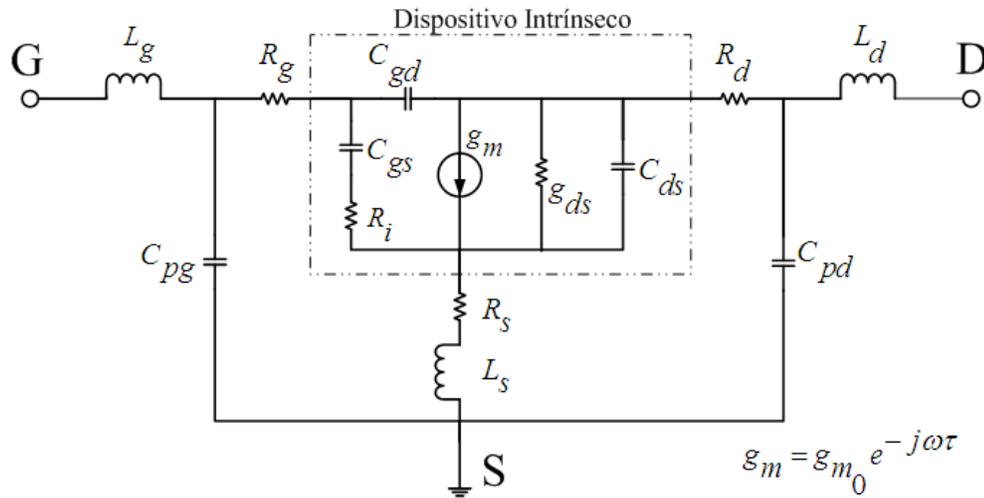


Figura 9: Circuito equivalente en pequeña señal del HEMT

Las inductancias parásitas L_g , L_d , y L_s , se asocian primordialmente de los contactos metálicos depositados sobre la superficie del dispositivo. R_d y R_s , son las resistencias de contacto óhmico del drenador y la fuente. La resistencia R_g es el resultado de la metalización del contacto Schottky de compuerta como se puede apreciar en la figura 10.

Las capacitancias C_{pg} y C_{pd} están relacionadas con el efecto capacitivo que existe entre las metalizaciones. Por lo general las capacitancias C_{gs} y C_{gd} son extraídas en un punto de polarización, pues estas capacitancias dependen fuertemente de V_{gs} y V_{ds} . Algunos elementos intrínsecos pueden ser considerados lineales debido a su dependencia débil con los voltajes internos, estos elementos son R_i , τ , y C_{ds} . Mientras algunos elementos intrínsecos pueden ser no lineales si su dependencia en voltajes internos es

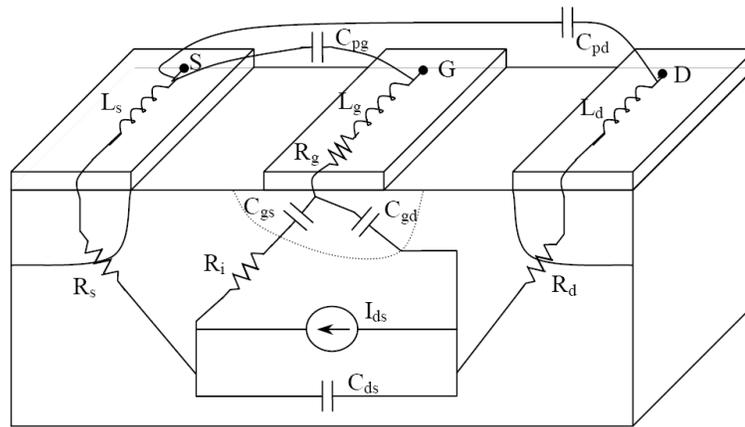


Figura 10: Elementos del circuito equivalente en estructuras HEMT

significativa, otros pueden ser considerados lineales si se presenta una débil dependencia con V_{gs} y V_{ds} .

III.3 Modelo de circuito equivalente en pequeña señal para el transistor RT233PD AlGaIn/GaN HEMT

El transistor RT233PD utilizado en este trabajo de tesis es de la compañía RFHIC. En este transistor, el encapsulado introduce elementos parásitos al transistor en chip, los cuales se deben incluir en el circuito equivalente. Utilizando la topología presentada por Cabral *et al.* (2004); Jarndal y Kompa (2005) el transistor encapsulado es modelado por el circuito mostrado en la figura 11. Además del habitual modelo de los elementos extrínsecos del transistor de efecto de campo (FET), este circuito equivalente incluye tres redes en serie, que son: 1) una en la compuerta (R_{11} y C_{11}), 2) una en el drenador (R_{21} y C_{21}) y 3) otra conexión en ambos puertos (R_{31} y C_{31}). Estas redes con bajo factor Q fueron presentadas por Chumbes *et al.* (2001) y luego por Manohar *et al.*

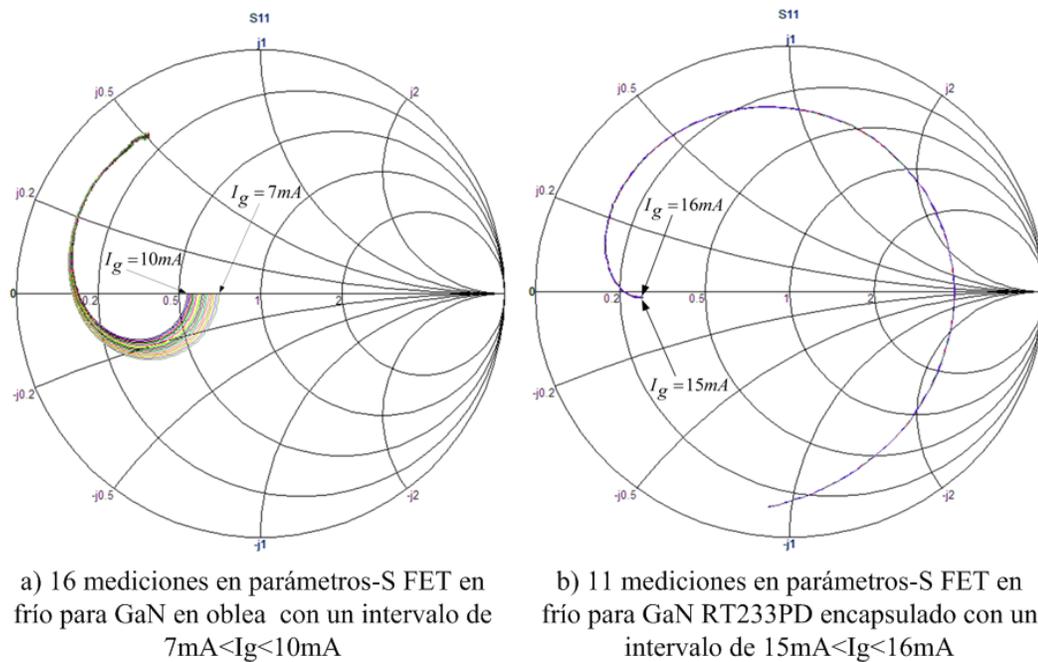


Figura 12: Mediciones TEC en frío para ambos transistores

III.3.2 Determinación de las resistencias e inductancias parásitas en transistor en oblea de $300\mu\text{m}$

Para determinar las resistencias extrínsecas a continuación se describen dos métodos de extracción. El motivo por el cual se utilizan estos dos métodos es comprobar la potencialidad de cada uno de ellos, así como también determinar su confiabilidad.

III.4 Método 1 para la determinación de las resistencias e inductancias parásitas del transistor en oblea

El problema principal en los AlGaIn/GaN HEMT es la extracción de las resistencias parásitas por lo que el primer método estudiado en esta tesis es el propuesto por Chigaeva y Walther (2000). Este método se basa en el método de Berroth y Bosch (1991) y Dambrine *et al.* (1988), tomando en cuenta las siguientes consideraciones.

Para la determinación de las resistencias parásitas en el caso del GaN en oblea, el circuito equivalente del transistor se muestra en la figura 13.

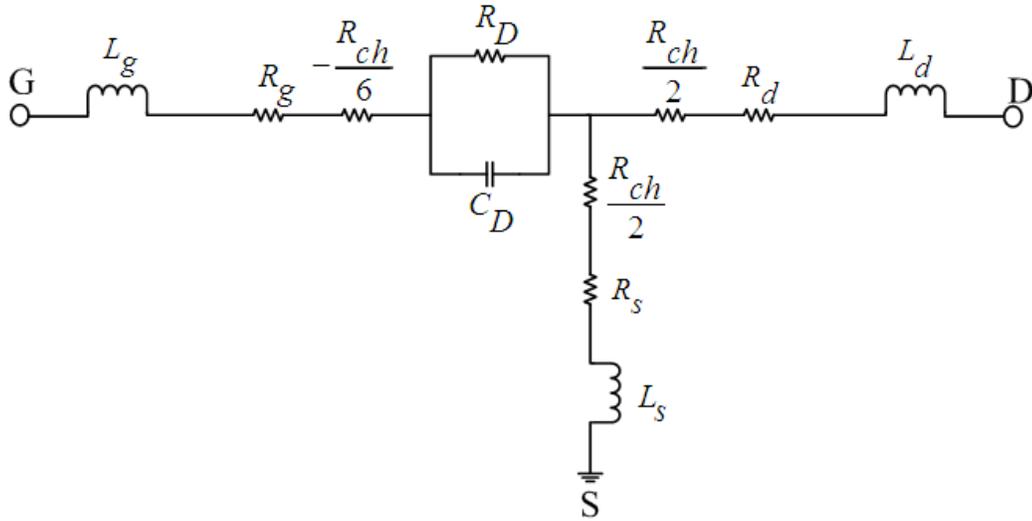


Figura 13: Circuito equivalente en polarización directa

Donde R_{ch} es la resistencia del canal, R_D y C_D representa la impedancia y capacitancia equivalente del diodo Schottky y que se puede escribir como:

$$Z_{dy} = \frac{R_D}{(1 + j\omega R_D C_D)} \quad \text{con} \quad R_D = \frac{nkT}{qI_g} \quad (42)$$

Donde:

- n es el factor de idealidad.
- q es la carga del electrón ($e=1.602 \cdot 10^{-19}$ Coulombs).
- k es la constante de Boltzmann ($k=1.380658 \cdot 10^{-23} JK^{-1}$).
- T es la temperatura ($^{\circ}C$).

- C_D es la capacitancia de compuerta (pF).
- I_g es la corriente (A).

Cuando la corriente de compuerta se incrementa, R_D disminuye y C_D aumenta, de manera exponencial respecto al voltaje de compuerta V_{gs} . Esto hace que sea un factor dominante, en consecuencia hace que $R_D C_D \omega$ tienda a cero, por lo que permite que $Z_{dy} \simeq R_D$. Cuando I_g es lo suficientemente grande, los efectos capacitivos de la compuerta desaparecen y el parámetro $[Z_{11}]$ es puramente real, expresado como:

$$Z_{11} = \frac{R_{ch}}{3} + \frac{nkT}{qI_g} \quad (43)$$

Aplicando la transformación de parametros- S a parametros- Z y aplicando el procedimiento descrito por Reynoso *et al.* (1996), tenemos las siguientes expresiones:

$$Z_{11} = R_s + R_g + \frac{1}{3} \cdot R_{ch} + \frac{nkT}{qI_g} + j\omega \cdot (L_s + L_g) \quad (44)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + \frac{1}{2} \cdot R_{ch} + j\omega L_s \quad (45)$$

$$Z_{22} = R_s + R_d + R_{ch} + j\omega \cdot (L_s + L_d) \quad (46)$$

La relación entre las resistencias e inductancias extrínsecas pueden ser deducidas de los parámetros- Z , ecuaciones (44), (45) y (46), para cualquier V_{gs} positivo. La resistencia $R_s + R_d$ es extraída de la interpolación lineal de la parte real de Z_{22} contra $1/(V_{gs} - V_{th})$. Donde esta relación es propuesta por Berroth y Bosch (1991), de la siguiente forma:

$$Re(Z_{22}) = R_s + R_d + R_{ch} \quad \text{con} \quad R_{ch} \propto \frac{1}{(V_{gs} - V_{th})} \quad (47)$$

La figura 14 muestra la intersección de la línea extrapolada por el eje $1/(V_{gs} - V_{th})$ es la suma de las resistencias R_s y R_d . Los resultados para este método se presenta en la tabla IV para el transistor en GaN oblea de $300\mu\text{m}$.

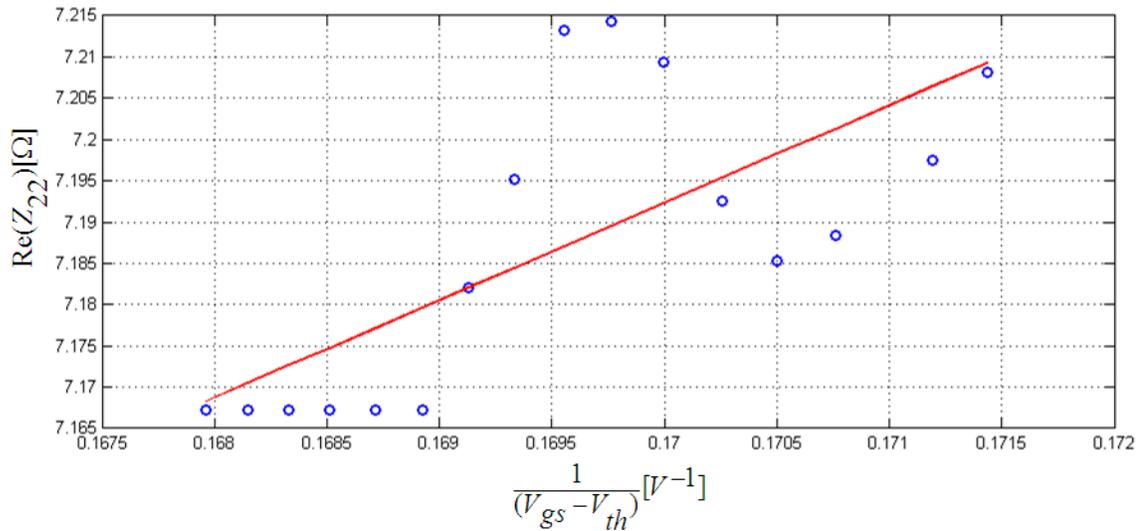


Figura 14: **Determinación de las resistencias con $V_{ds} = 0$ para el transistor en oblea de $300\mu\text{m}$**

Tabla IV: **Tabla de elementos parásitos extraídos por el método 1**

	Método	R_s	R_g	R_d	L_s [pH]	L_g [pH]	L_d [pH]
GaN de $300\mu\text{m}$	1	2.1597	3.1995	1.9401	1.5073	71.0767	77.7593

III.5 Método 2 para la determinación de las resistencias e inductancias parásitas del transistor en oblea

El segundo método utilizado en esta tesis para extraer los elementos parásitos es el propuesto por Reynoso *et al.* (1996), que propone la medición del TEC en frío modificando la condición de polarización $V_{ds}=0$ por la configuración de drenador flotante. Los resultados de este método y la comparación con el método anterior para el transistor en oblea de $300\mu\text{m}$ son los siguientes:

Tabla V: Elementos parásitos extraídos por el Método 1 y 2 para el transistor GaN

	Método	R_s	R_g	R_d	L_s [pH]	L_g [pH]	L_d [pH]
GaN de $300\mu\text{m}$	1	2.1597	3.1995	1.9401	1.5073	71.0767	77.7593
	2	2.1597	3.1112	1.9879	1.5073	71.0767	77.7593

III.5.1 Determinación de las resistencias e inductancias parásitas en transistor encapsulado RT233PD

En transistores de potencia, como es el caso del transistor RT233PD, entre mayor sea la potencia manejada, mayor será la potencia disipada. Los transistores de potencia están montados en encapsulados grandes para ofrecer un área grande a partir de la cual pueda transferirse el calor generado por el dispositivo.

El encapsulado induce efectos parásitos (efectos eléctricos que presenta el encapsulado en la medición), los cuales pueden representarse como en un circuito equivalente. Dicho circuito equivalente puede ser implementado dentro del modelo del FET como se muestra en la figura 11.

III.6 Método 1 y 2 para la determinación de las resistencias e inductancias parásitas del transistor encapsulado

El procedimiento para la obtención de las resistencias e inductancias parásitas del transistor RT233PD encapsulado será el mismo descrito en la sección III.4 y en la sección III.5. La única diferencia será el cálculo de los efectos del empaquetado, por lo que partiremos del circuito equivalente de la figura 15. Para este caso se incluyen las inductancias L_{gB} y L_{dB} , que representan el efecto del encapsulado.

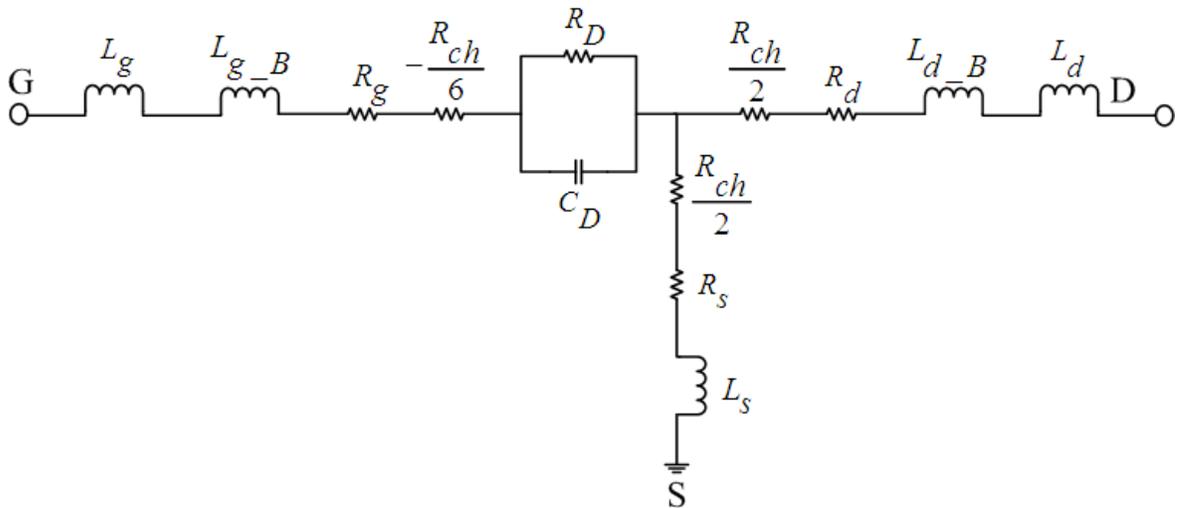


Figura 15: Circuito equivalente del transistor GaN RT233PD con efectos del encapsulado en L_{gB} y L_{dB}

Para la extracción de las resistencias partiremos de la ecuación (47) y de ahí encontrar la intersección de la línea extrapolada por el eje $1/(V_{gs} - V_{th})$, en la figura 16. Una vez encontradas las resistencias e inductancias por el método 1 y/o 2, las inductancias adicionales L_{g-B} y L_{d-B} se obtienen a partir de algoritmos de optimización (algoritmos

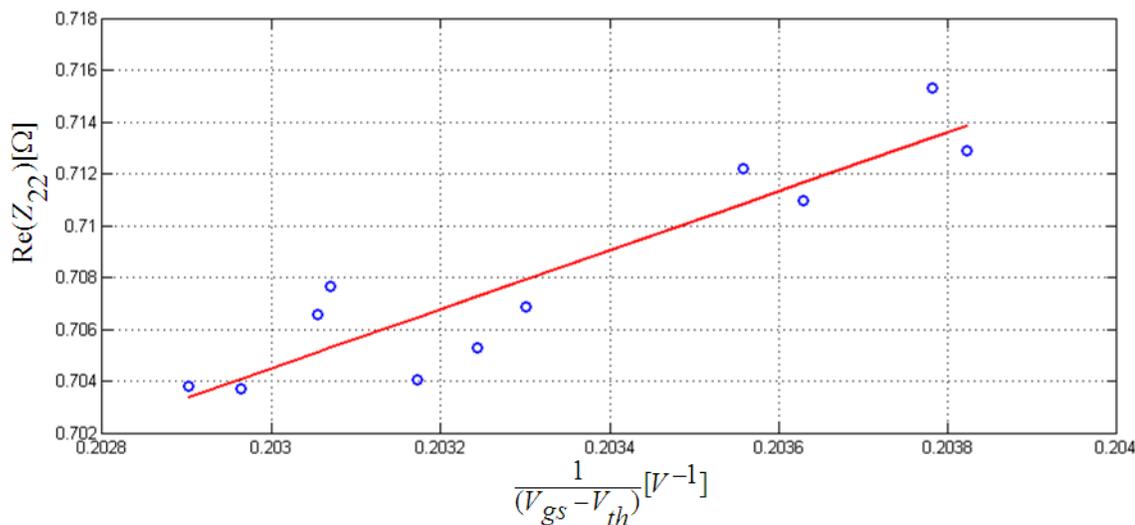


Figura 16: **Determinación de las resistencias con $V_{ds} = 0$ para el transistor encapsulado RT233PD**

implementados en el simulador de circuitos de microondas Advanced Design System (ADS). El resultado los métodos 1 y 2 se presenta en la tabla VI.

Tabla VI: **Tabla de elementos parásitos extraídos por ambos métodos**

	Método	R_s	R_g	R_d	L_s [pH]	L_g [pH]	L_d [pH]
RT233PD	1	0.5602	5.7534	0.9171	144.7253	655.262	1181.4336
	2	0.5602	4.9599	1.0476	144.7253	655.262	1181.4336

Se supone que el valor inicial para L_{g-B} y L_{d-B} , de la figura 17, es el doble de L_g y L_d respectivamente, debido a que L_{g-B} y L_{d-B} representan los cables (*bond-wire*) que conectan al semiconductor y al conector. El resultado final de la optimización de las variables se muestra en la tabla VII. Cabe mencionar que los valores iniciales se utilizaron los resultados del método 1, sin embargo se llega a los mismos valores finales si se consideran los resultados del método 2.

El método de optimización empleado es el gradiente y se debe optimizar dentro del

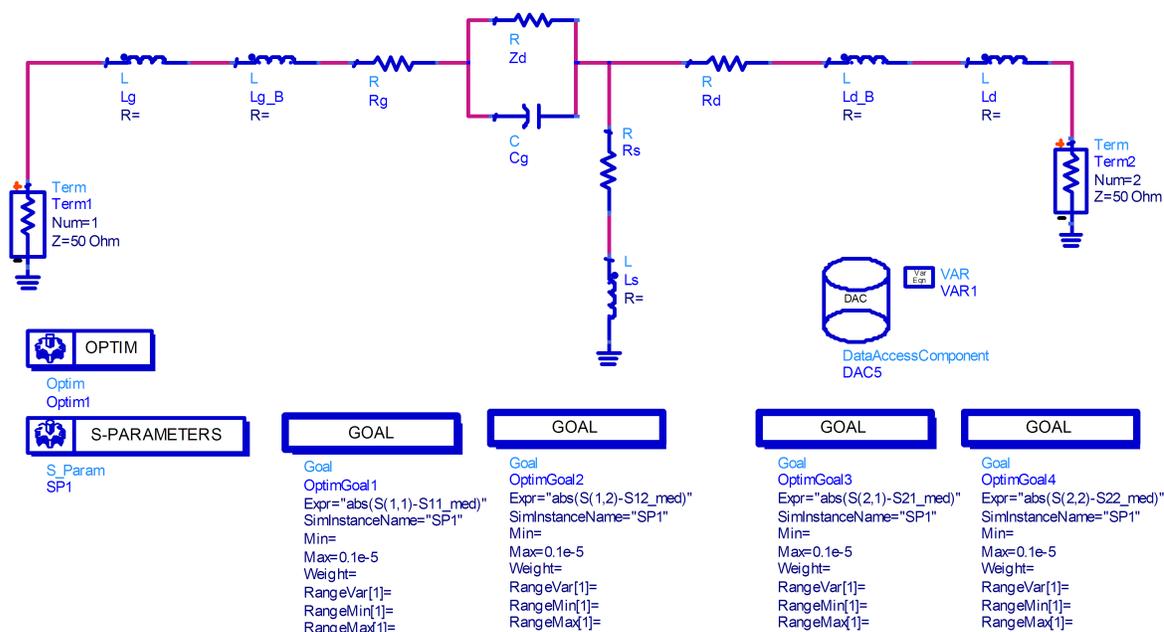


Figura 17: Circuito equivalente en ADS para la optimización de los parámetros extrínsecos del transistor RT233PD encapsulado.

Tabla VII: Valores optimizados de los elementos extrínsecos

Elemento	Valor	Unidades
Rg	6.4737	Ω
Rd	0.9636	Ω
Rs	0.5293	Ω
Lg	0.2091	nH
Ld	0.1769	nH
Ls	0.8552	pH
Lg_B	1.0784	nH
Ld_B	0.7385	nH

rango de frecuencia en que esté contemplado el diseño del amplificador. La función de error debe contemplar las mediciones TEC en frío vs simuladas, haciendo que dicha función de error sea mínima.

III.6.1 Extracción de las capacitancias parásitas

Las capacitancias parásitas de entrada y salida, son medidas bloqueando totalmente el canal, con un $V_{ds} = 0$ y un voltaje de compuerta tres veces menor que el voltaje de oclusión ($V_{gs} < V_p$). Esta medición hace que la capacitancia intrínseca del canal se cancele al igual que la conductancia. El procedimiento matemático se explica en Rangel Patiño (1994) y Reynoso *et al.* (1996).

III.6.2 Extracción de las capacitancias parásitas para el transistor en oblea de $300\mu\text{m}$

Las capacitancias de la compuerta y drenador C_{pg} y C_{pd} pueden ser extraídas de las mediciones de parámetros- S utilizando el circuito equivalente de la figura 18.

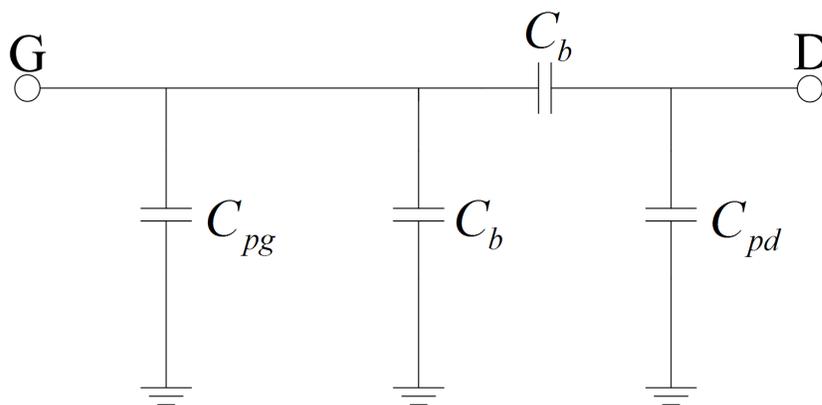


Figura 18: Circuito equivalente para la extracción de las capacitancias parásitas del transistor GaN en oblea de $300\mu\text{m}$

El punto de polarización $V_{ds} = 0$ y un voltaje de compuerta menor que el voltaje de oclusión, la capacitancia intrínseca bajo la compuerta se cancela. Las capacitancias C_{gs} y C_{gd} producidas por la deserción total de portadores en el canal deben ser iguales:

$$C_{gs} = C_{gd} = C_b \quad (48)$$

Donde:

C_b representa la capacitancia de la zona de deserción bajo la compuerta.

Para frecuencias de unos cuantos GHz, las resistencias e inductancias no tienen influencia en la parte imaginaria de los parámetros- Y del circuito de la figura 18. Los cuales se expresan como:

$$Im[Y_{11}] = j\omega \cdot (C_{pg} + 2 \cdot C_b) \quad (49)$$

$$Im[Y_{12}] = Im[Y_{21}] = -j\omega C_b \quad (50)$$

$$Im[Y_{22}] = j\omega \cdot (C_b + C_{pd}) \quad (51)$$

El valor de las capacitancias C_{pg} , C_{pd} y C_b se obtienen de las ecuaciones (49)-(51), los resultados se muestran en la tabla VIII:

Tabla VIII: Valores de las capacitancias extrínsecas del transistor en oblea de $300\mu\text{m}$

Transistor	C_{pg}	C_{pd}
GaN de $300\mu\text{m}$	5.0477 [fF]	48.4945 [fF]

III.6.3 Extracción de las capacitancias parásitas para el transistor encapsulado RT233PD

Con polarización de $V_{ds} = 0$, y para un voltaje de compuerta menor que el voltaje de oclusión, las capacitancias intrínsecas bajo la compuerta se cancelan. Por lo tanto el circuito equivalente para el transistor RT233PD encapsulado se muestra a en la figura 19.

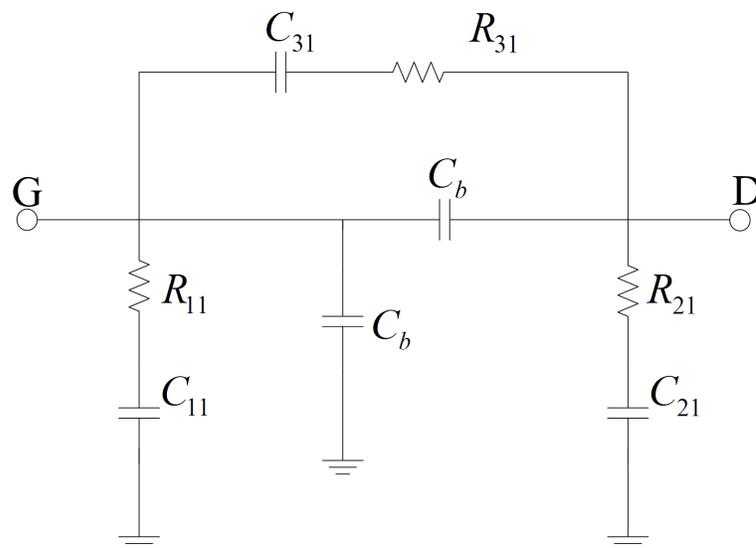


Figura 19: Circuito equivalente para el transistor RT233PD encapsulado con polarización en inversa

Donde R_{11} , C_{11} , R_{21} , C_{21} , y C_{31} , R_{31} son elementos que modelan los efectos parásitos del encapsulado. Para encontrar las capacitancias y resistencias extrínsecas del circuito equivalente de la figura 19, es necesario emplear métodos de optimización. Los valores iniciales para C_{11} y C_{21} , se extraen a partir del método descrito para el GaN de $300\mu\text{m}$ en oblea y suponiendo que $C_{11} = C_{pg}$ y $C_{21} = C_{pd}$. Por lo tanto, sus valores correspondientes se muestran en la tabla IX.

Tabla IX: Valores de las capacitancias extrínsecas del transistor RT233PD

Transistor	C_{pg}	C_{pd}
RT233PD	1.1775 [pF]	1.7880 [pF]

Los parámetros R_{11} , R_{21} , R_{31} y C_{31} del modelo son difíciles de determinar analíticamente e imposibles de determinar directamente en la medición. Por lo tanto, estos parámetros son determinados por algoritmos de optimización (algoritmos implementados en el simulador de circuitos de microondas ADS).

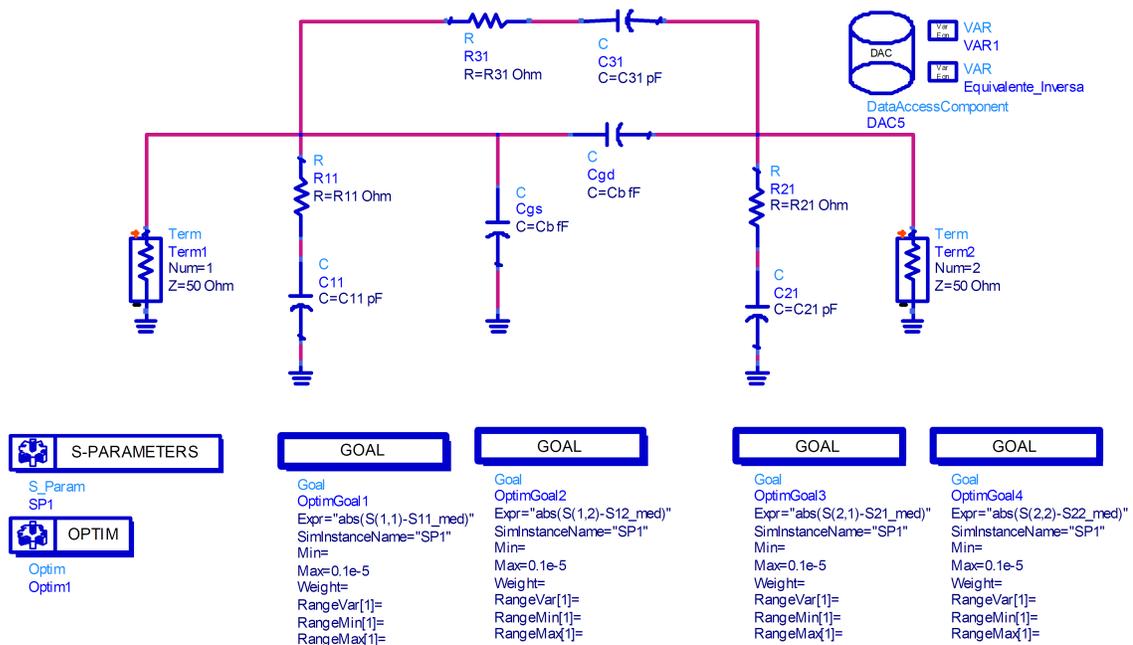


Figura 20: Circuito eléctrico equivalente para la optimización de las capacitancias parásitas del transistor encapsulado

En el esquema de optimización de la figura 20, se describen las redes de circuito RC que son independientes de la polarización y que tienen un efecto mínimo en los parámetros- Z . Para frecuencias superiores a unos cuantos GHz, las resistencias e inductancias tienen poca influencia en la parte imaginaria de los parámetros- Y . En la tabla X, se muestran los valores de los elementos parásitos calculados por métodos de optimización.

Tabla X: Valores de las capacitancias extrínsecas optimizadas

Elemento	Valor	Unidades
R11	4.0589	Ω
C11	0.9838	pF
R21	0.2497	Ω
C21	0.7571	pF
R31	1.3834	Ω
C31	0.2206	pF

III.6.4 Extracción de parámetros intrínsecos

La extracción de los elementos intrínsecos se efectuó utilizando el método de Berroth y Bosch (1991), y son determinados después de hacer un proceso de de-embedding (remover todos los elementos parásitos a partir de una medición en parámetros- S en un punto de polarización V_{gs} y V_{ds}). Los elementos intrínsecos del dispositivo se obtuvieron en un punto de polarización para un clase F con $V_{gs} = -2.3V$ y $V_{ds} = 10$; que también es aplicable para un clase F inverso.

III.7 Conclusiones

Se han presentado dos métodos para la extracción de elementos parásitos, pues es de vital importancia para el modelado de transistores, en especial para transistores de tecnología GaN, ya que las resistencias parásitas son un elemento difícil de extraer en las mediciones. Se ha demostrado también que es posible encontrar el valor de los elementos parásitos que representan eléctricamente el encapsulado del transistor RT233PD a partir de métodos de optimización.

Capítulo IV

Modelado a gran señal de transistores AlGaIn/GaN HEMT

El diseño y simulación de amplificadores de potencia en tecnología AlGaIn/GaN HEMT requiere del desarrollo de modelos no lineales que permitan predecir el nivel de potencia máxima a la salida, la eficiencia de potencia agregada(PAE), el comportamiento de intermodulación y otros fenómenos no lineales sobre rangos de la polarización y frecuencia usando simulación en balance armónico (HB). En este capítulo se presenta un modelo que incorpora expresiones empíricas para el modelo no lineal de la corriente (I-V) en el transistor AlGaIn/GaN HEMT. El modelo utilizado será verificado en pequeña y en gran señal para ambos casos de transistores.

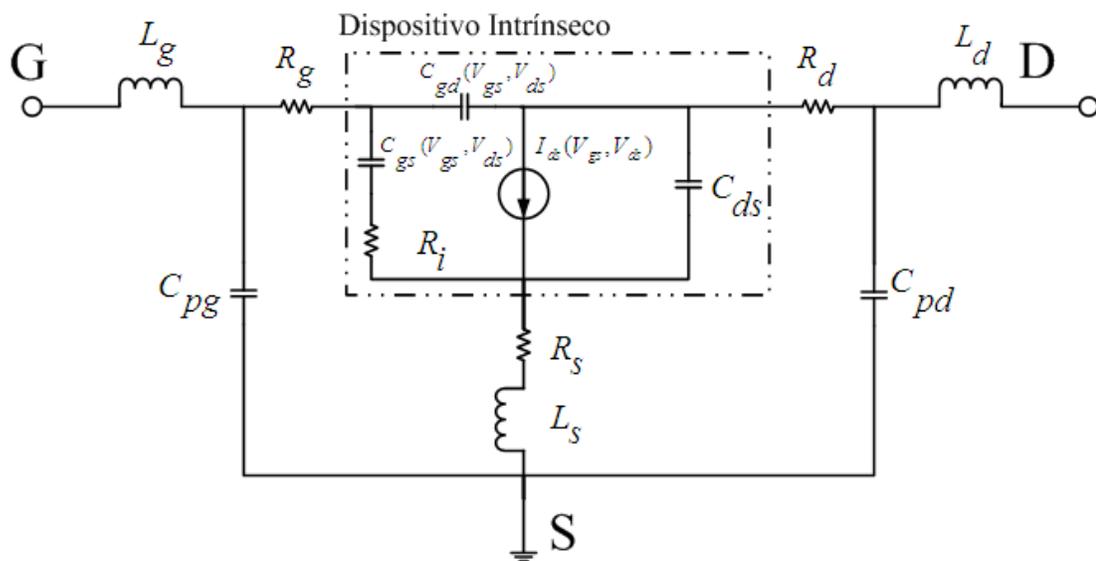


Figura 21: Circuito equivalente en gran señal para GaN de $300\mu\text{m}$ en oblea

Los modelos del tipo circuito equivalente son los más apropiados para la simulación de circuitos por computadora. Los circuitos equivalentes están por lo general basados en la física del dispositivo, la corriente-voltaje (I-V) y las relaciones de voltaje-carga (V-Q) de los elementos. El circuito equivalente no lineal que se utilizó para modelar el transistor en oblea se muestra en la figura 21. En el caso del transistor encapsulado RT233PD se utilizó el circuito equivalente mostrado en la figura 22.

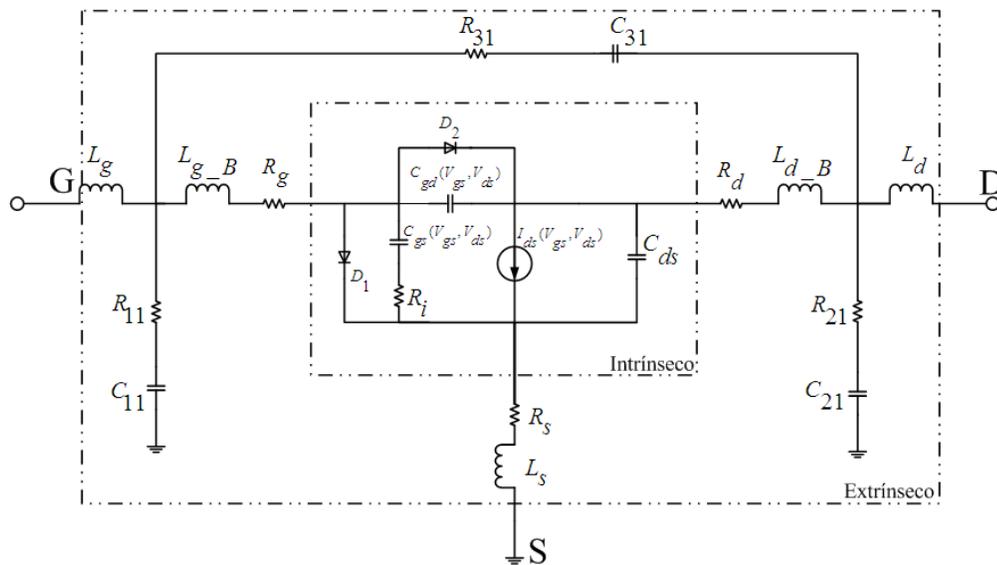


Figura 22: **Circuito equivalente en señal para RT233PD encapsulado**

El comportamiento de la corriente $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ se representa por expresiones algebraicas semi-empíricas. En esta sección se presentarán ejemplos de modelos $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ que se basan en medidas I-V del AlGaIn/GaN HEMT. Los parámetros de modelo I-V se obtienen de los datos medidos de $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ y mejorados con un método de optimización utilizando el simulador ADS. Basado en este proceso, se busca minimizar la diferencia del valor medio absoluto (función de error) entre la corriente de drenador simulada y medida.

La medición I-V de los transistores fue realizada en modo pulsado, lo que proporciona el medio correcto para evitar los fenómenos de dispersión y efectos térmicos en el transistor. Las mediciones I-V en este trabajo de tesis han sido efectuadas con el sistema de medición DiVA 265 de Accent Optical Technologies Inc.

IV.1 Modelo de TOM3

El modelo TOM3 propuesto por Hallgren y Litzenberg (1999), puede predecir la conductancia negativa en alta región de potencia disipada que ocurre debido a los efectos térmicos en el transistor. La corriente I_{ds} del modelo TOM3 se calcula a partir de las siguientes ecuaciones:

$$I_{ds} = I_0 \cdot (1 + \lambda \cdot V_{ds}) \quad (52)$$

donde:

$$I_0 = \beta \cdot V_G^Q \cdot f_k \quad (53)$$

$$f_k = \frac{\alpha \cdot V_{ds}}{[1 + (\alpha \cdot V_{ds})^k]^{\frac{1}{k}}} \quad (54)$$

$$V_G = Q \cdot V_{st} \cdot \ln[1 + \exp(u)] \quad (55)$$

$$u = \frac{V_{gs} - V_{t0} + \gamma \cdot V_{ds}}{Q \cdot V_{st}} \quad (56)$$

$$V_{st} = V_{st0} \cdot (1 + M_{st0} \cdot V_{ds}) \quad (57)$$

donde α , β , λ , Q y k son constantes del modelo, V_{th} es el voltaje de umbral. V_{st0} y M_{st0} son parámetros de subumbral. El modelo de TOM3 se validó utilizando mediciones I-V tomadas con el sistema de medición DiVA 265.

En la figura 23 y 24, se comparan los datos experimentales $I_{ds}-V_{ds}$ e $I_{ds}-V_{gs}$ con los simulados con el modelo TOM3, utilizando las constantes reportadas en la tabla XI y XII.

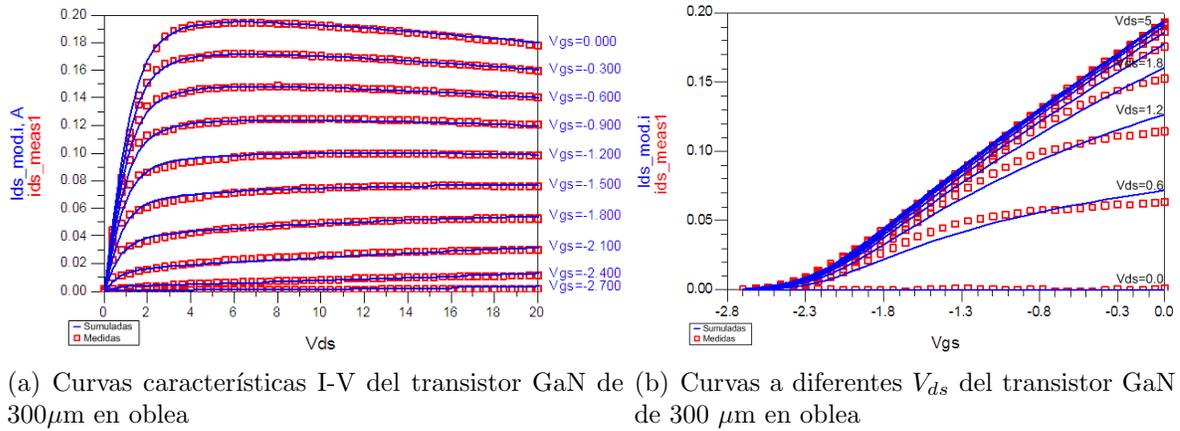


Figura 23: Curvas I-V del transistor en oblea de 300 μm basado en el modelo TOM3

Tabla XI: Parámetros extraídos para el modelo de TOM3 GaN oblea de 300 μm

Parámetros del modelo	α (1/V)	β (A/V ²)	λ (1/V)	γ	Q	k	V_{t0} (V)	V_{st0} (V)	M_{st0} (1/V)
Valor	1.0850	0.2652	-0.0120	0.0139	0.8298	1.8585	-2.1066	0.1632	0.0048

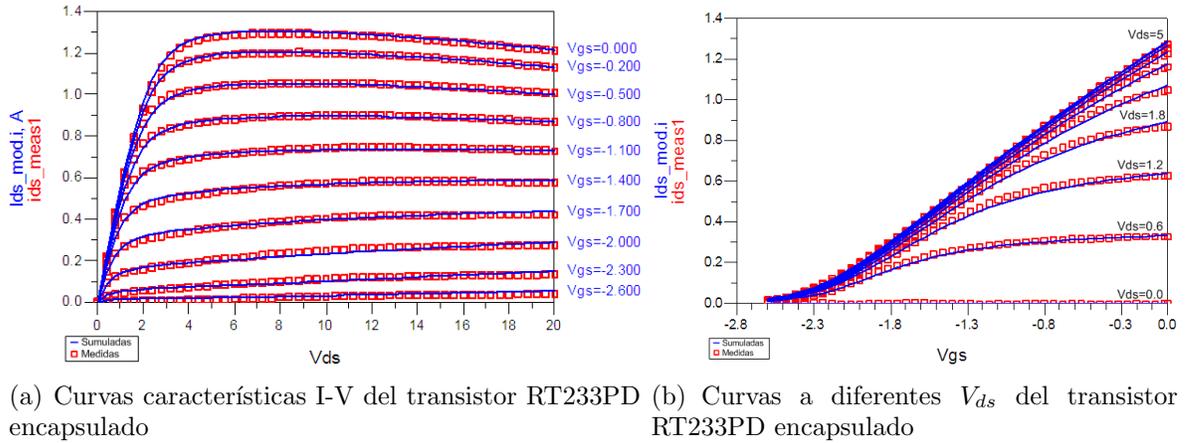


Figura 24: Curvas I-V del transistor encapsulado RT233PD basado en el modelo TOM3

Tabla XII: Parámetros extraídos para el transistor encapsulado RT233PD basado en el modelo TOM3

Parámetros del modelo	α (1/V)	β (A/V ²)	λ (1/V)	γ	Q	k	V_{t0} (V)	V_{st0} (V)	M_{st0} (1/V)
Valor	2.002	2.0725	-0.0144	0.0173	0.7471	1.3271	-2.0385	0.2045	0.4822×10^{-3}

IV.2 Modelo de Chalmers (Angelov)

Para predecir el comportamiento I-V del transistor, el modelo de Angelov *et al.* (1996, 1999) usa \tanh y aproximaciones de polinomio en lugar de una ley cuadrática como en el caso del modelo de Curtice y el modelo de Materka. El modelo es caracterizado por el voltaje de compuerta V_{pk} pico de transconductancia en vez del parámetro de voltaje de umbral V_{th} . I_{pk} es la corriente de drenador para la máxima transconductancia.

$$I_{ds} = I_{pk} \cdot (1 + \tanh(\psi)) \cdot \tanh(\alpha \cdot V_{ds}) \cdot (1 + \lambda \cdot V_{ds}) \quad (58)$$

donde:

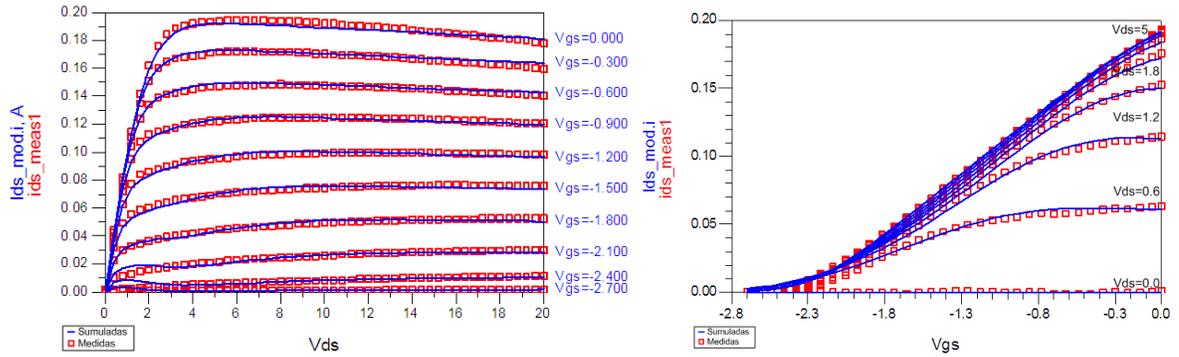
$$P_{1m} = P_1 \cdot \left[1 + \frac{B_1}{\cosh^2(B_2 \cdot V_{ds})} \right] \quad (59)$$

$$V_{pkm} = V_{pks} - DV_{pks} + DV_{pks} \cdot \tanh(\alpha \cdot V_{ds}) \quad (60)$$

$$\psi = P_{1m} \cdot (V_{gs} - V_{pk}) + P_2 \cdot (V_{gs} - V_{pk})^2 + P_3 \cdot (V_{gs} - V_{pk})^3 + \dots \quad (61)$$

$$\alpha = \alpha_r + \alpha_s \cdot [1 + \tanh(\psi)] \quad (62)$$

Donde α_r y α_s son los parámetros de saturación, V_{pkm} tiene valores diferentes en la región lineal y saturación. Los Parámetros P_1 , B_1 , B_2 , P_2 y P_3 se calculan como propone Angelov *et al.* (1992). Los parámetros V_{pks} y DV_{pks} son voltajes de compuerta para un máximo de transconductancia en la parte lineal y saturación, respectivamente. En las tablas XIII y XIV se reportan los parámetros de ajuste del modelo obtenido de datos experimentales I-V. En la figura 25 y 26 se comparan los datos experimentales de I_{ds} - V_{ds} , I_{ds} - V_{gs} con los resultados obtenidos con el modelo.

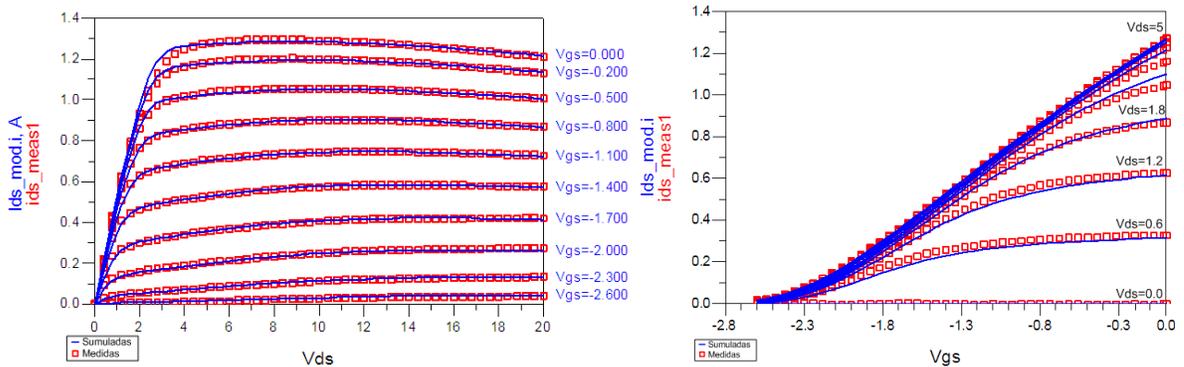


(a) Curvas características I-V del transistor GaN de 300 μm en oblea (b) Curvas a diferentes V_{ds} del transistor GaN de 300 μm en oblea

Figura 25: Curvas I-V del transistor en oblea de 300 μm basado en el modelo Chalmers (Angelov)

Tabla XIII: Parámetros extraídos para el modelo de Chalmers (Angelov) para GaN oblea de 300 μm .

Parámetros del modelo	I_{pk0} (A)	P_1	P_2	P_3	P_4	P_5	B_1	B_2	V_{pks} (V)
Valor	0.1983	0.2988	-0.2814	-0.1014	0.0190	0.0319	1.0640	0.8181	-0.3859
Parámetros del modelo	DV_{pks} (V)	α_r	α_s	λ					
Valor	1.3357	0.0441	0.5519	-0.0044					



(a) Curvas características I-V del transistor RT233PD encapsulado (b) Curvas a diferentes V_{ds} del transistor RT233PD encapsulado

Figura 26: Curvas I-V del transistor encapsulado RT233PD basado en el modelo Chalmers (Angelov)

Tabla XIV: **Parámetros extraídos para el transistor encapsulado RT233PD basado en el modelo Chalmers (Angelov)**

Parámetros del modelo	I_{pk0} (A)	P_1	P_2	P_3	P_4	P_5	B_1	B_2	V_{pks} (V)
Valor	1.7556	0.0531	-0.1784	0.0406	0.0617	0.0196	-0.5528	-0.0642	0.9989
Parámetros del modelo	DV_{pks} (V)	α_r	α_s	λ					
Valor	0.3997	1.6989	-0.0961	-0.009082					

IV.3 Modelo COBRA

En el modelo COBRA propuesto por Cojocar y Brazil (1997), desarrollado para dispositivos MESFET y pHEMT, es empleado para representar la corriente I_{ds} de la siguiente forma:

$$I_{ds} = \beta \cdot V_{eff}^{\frac{\lambda}{1+\mu \cdot V_{ds}^2 + \xi \cdot V_{eff}}} \cdot \tanh[\alpha \cdot V_{ds} \cdot (1 + \zeta \cdot V_{eff})] \quad (63)$$

donde:

$$V_{eff} = \frac{V_{gs} - V_{t0} + \gamma \cdot V_{ds} + \sqrt{(V_{gs} - V_{t0} + \gamma \cdot V_{ds})^2 + \delta^2}}{2} \quad (64)$$

El modelo presenta expresiones analíticas, donde V_{t0} es el voltaje de oclusión y α , β , λ , μ , ξ , γ , ζ y δ son los parámetros de ajuste del modelo sin significado físico, pero que son extraídas a partir de métodos de optimización. El modelo COBRA asegura la representación de las características de intermodulación, y fue utilizado para el análisis y diseño de un amplificador clase F por Wren y Brazil (2005). Las tablas XV y XVI reportan las constantes del modelo COBRA para el transistor en oblea y el transistor encapsulado.

En las figuras 27 y 28 se comparan los datos experimentales de $I_{ds}-V_{ds}$, $I_{ds}-V_{gs}$ con los simulados por el modelo COBRA.

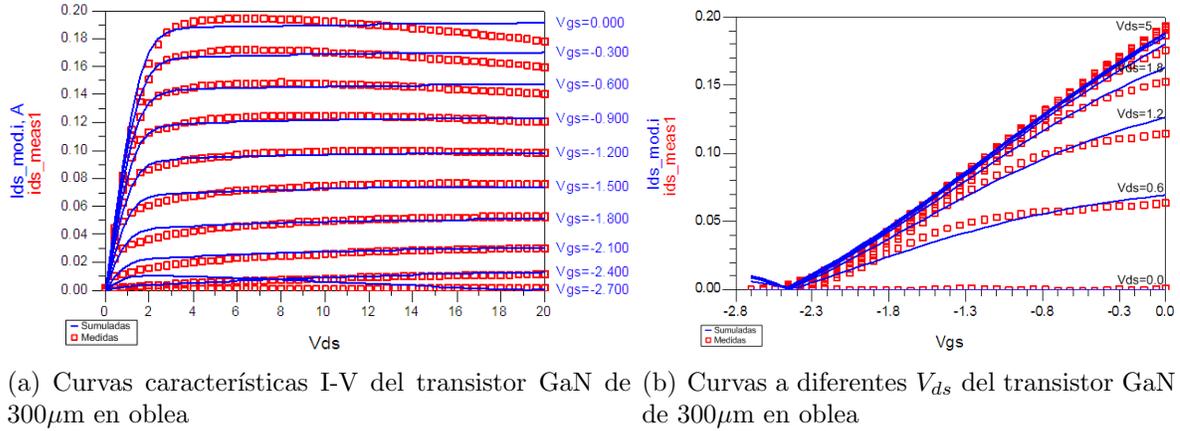
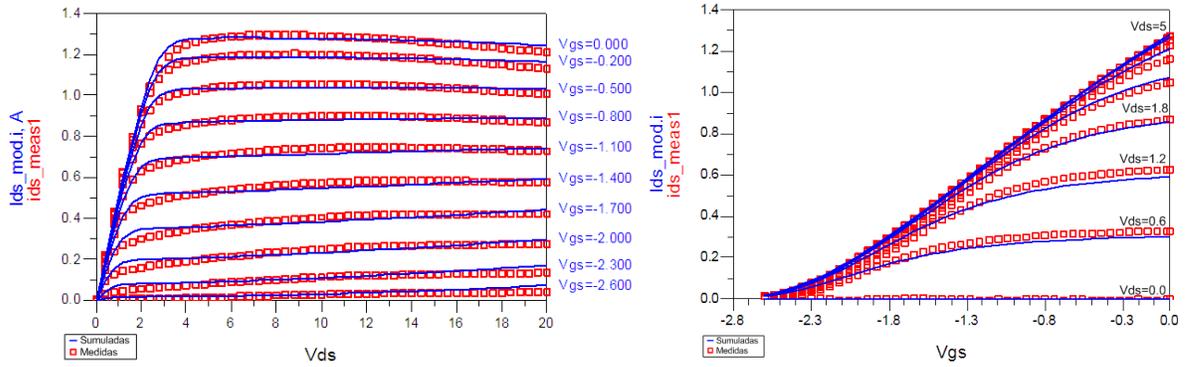


Figura 27: Curvas I-V del transistor en oblea de 300 μm basado en el modelo COBRA

Tabla XV: Parámetros extraídos para el modelo COBRA para GaN oblea de 300 μm .

Parámetros del modelo	α	β	b_r	γ	δ	λ	μ	ξ	V_{t0} (V)
Valor	1.1358	0.2443	-0.8252	0.0039	2.4768	0.8663	0.0035	2.1534	-1.2592
Parámetros del modelo	ζ								
Valor	-0.0467								



(a) Curvas características I-V del transistor RT233PD encapsulado (b) Curvas a diferentes V_{ds} del transistor RT233PD encapsulado

Figura 28: Curvas I-V del transistor encapsulado RT233PD basado en el modelo COBRA

Tabla XVI: Parámetros extraídos para el transistor encapsulado RT233PD basado en el modelo COBRA

Parámetros del modelo	α	β	b_r	γ	δ	λ	μ	ξ	V_{t0} (V)
Valor	1.8062	0.7991	-3.2097	0.0040	30	14.7400	0.0041	5.8311	-8.3169
Parámetros del modelo	ζ								
Valor	-0.1724								

IV.4 Verificación del modelo no lineal

En la sección anterior se describieron los modelos no lineales para modelar el comportamiento I-V. Un aspecto importante para verificar estos modelos es integrarlo al circuito equivalente, descrito previamente para cada transistor en el capítulo anterior, para poder simular (simulador ADS de circuitos de microondas), tanto los parámetros-S como la característica AM-AM. En esta parte de la tesis se evaluarán los modelos no lineales para el transistor GaN de $300\mu\text{m}$ en oblea y para el transistor RT233PD encapsulado.

Para el caso del transistor encapsulado RT233PD se mencionan las posibles causas por las que el modelo no lineal del transistor no predice satisfactoriamente los parámetros- S medidos. Estas posibles discrepancias entre los modelos y la medición pueden atribuirse a los efectos que causa el encapsulado, al modelo no lineal de corriente y a los posibles efectos térmicos.

IV.4.1 Validación del modelo TOM3 del transistor GaN de $300\mu\text{m}$ en oblea

Para la medición de los parámetros- S , se eligió el punto de polarización, $V_{gs} = -2.3\text{V}$ y $V_{ds} = 10\text{V}$ que es el punto de reposo en donde el transistor operará como AP clase F y clase F inverso.

En la figura 29 se muestra que el modelo TOM3 ajusta razonablemente los parámetros- S medidos. Esto es un factor muy importante y una vez verificado; el siguiente paso es hacer mediciones a un sólo tono de AM-AM. La medición AM-AM a un sólo tono proporciona información sobre la potencia de salida con respecto a la potencia de entrada (P_{in} vs P_{out}) a la frecuencia fundamental, segundo y tercer armónico, así como la ganancia. Las mediciones son hechas como en la tesis de Sánchez Herrera (2006).

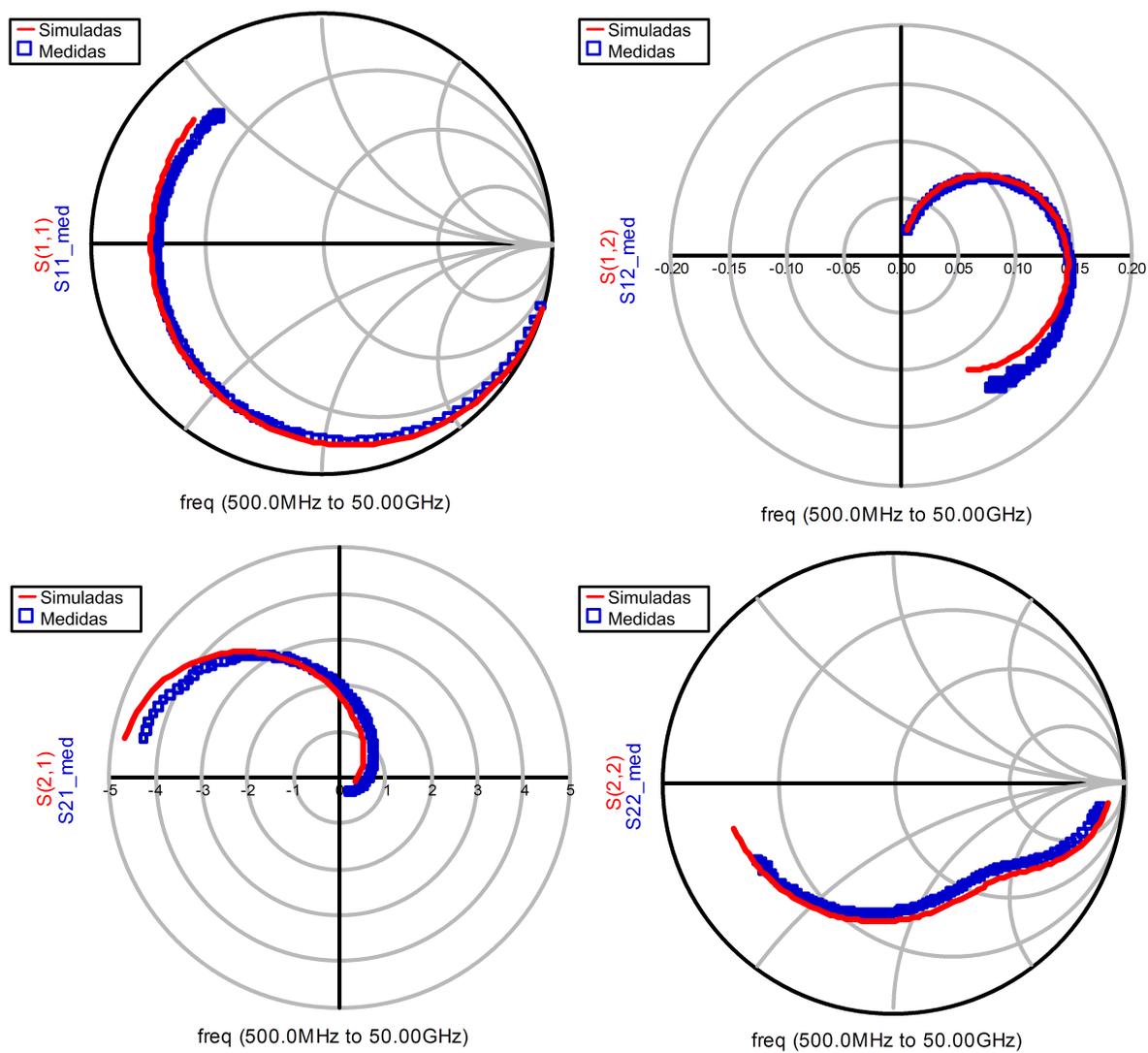


Figura 29: Medición en parámetros- S del transistor GaN de $300\mu\text{m}$ en oblea, con un rango de frecuencia= 500MHz a 50 GHz y punto de polarización $V_{gs} = -2.3$ V y $V_{ds} = 10$ V para el modelo TOM3

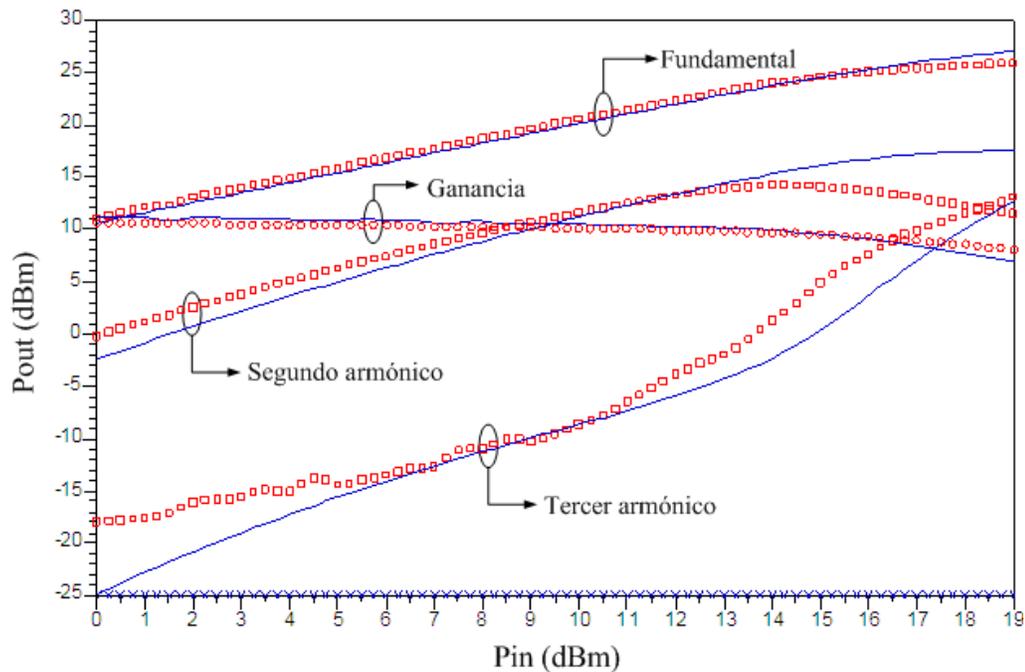


Figura 30: Medición aplicando la técnica de un sólo tono para caracterizar la ganancia y el contenido armónico con fundamental (3GHz), 2do armónico (6GHz) y 3er armónico (9GHz) del transistor de $300\mu\text{m}$ en oblea

La figura 30 muestra como el modelo predice los datos experimentales de la potencia de salida y la ganancia a la frecuencia fundamental. Sin embargo, para la predicción del segundo y tercer armónico, el modelo TOM3 presenta un error, debido a que este modelo no se ajusta completamente en la parte lineal y en la parte de saturación a voltajes cercanos a $V_{gs} = 0$ como se observa en la figura 23.

IV.4.2 Validación del modelo Chalmers (Angelov) del transistor GaN de $300\mu\text{m}$ en oblea

La figura 31, se comparan los parámetros- S medidos y simulados utilizando el modelo de Chalmers(Angelov). En la figura 32 se muestra como el modelo no lineal predice la ganancia, la potencia de salida a la frecuencia fundamental, segundo y tercer armónico, teniendo un error mínimo aceptable para el segundo y tercer armónico.

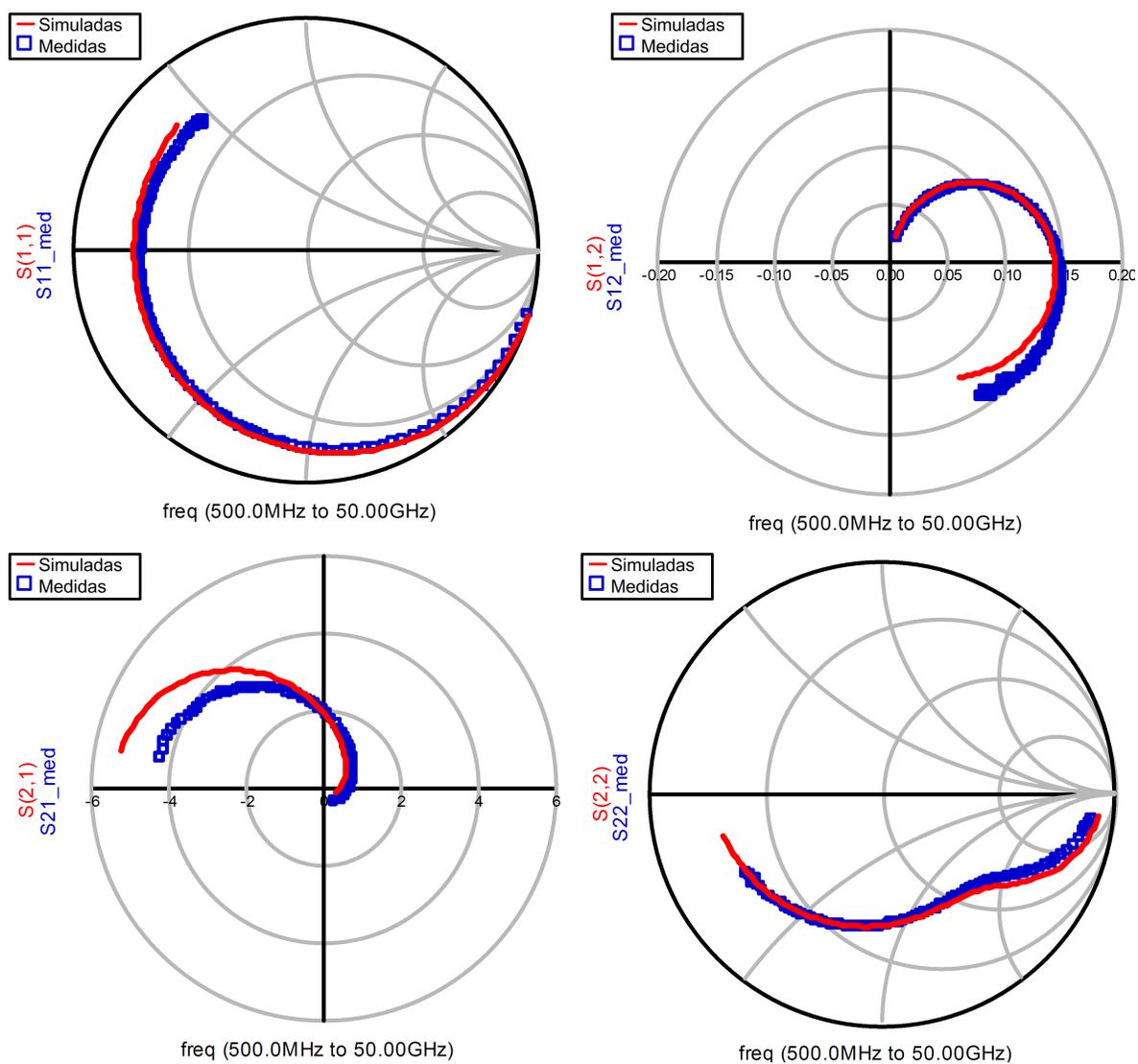


Figura 31: Medición en parámetros- S del transistor GaN de $300\mu\text{m}$ en oblea, con un rango de frecuencia= 500MHz a 50 GHz y punto de polarización $V_{gs} = -2.3\text{ V}$ y $V_{ds} = 10\text{ V}$ para el modelo Chalmers (Angelov)

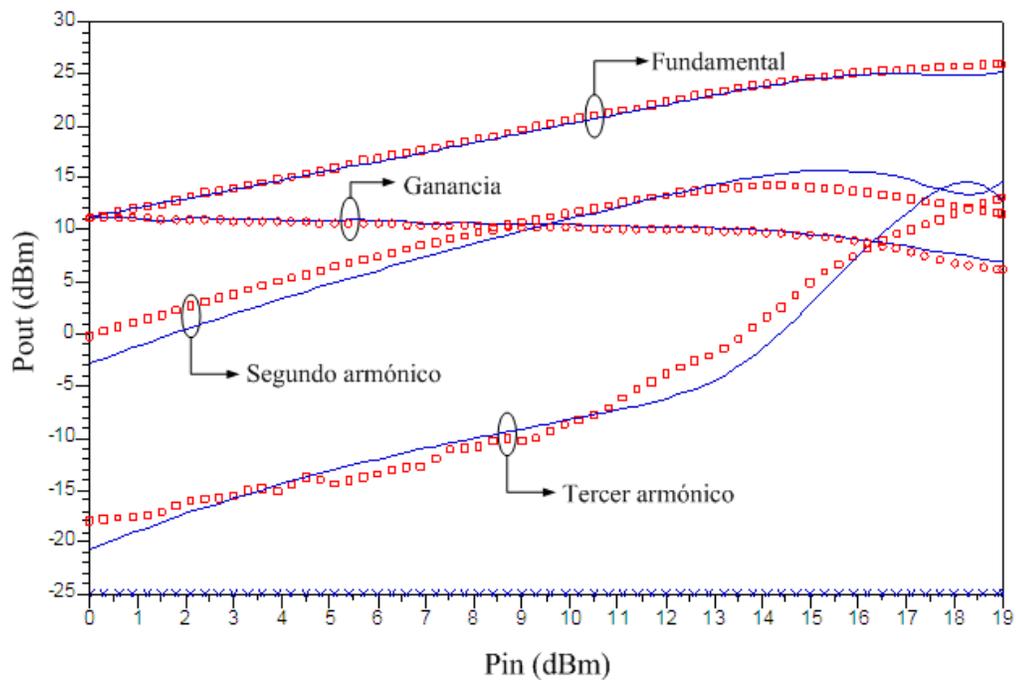


Figura 32: Medición aplicando la técnica de un sólo tono para caracterizar la ganancia y el contenido armónico con fundamental (3GHz), 2do armónico (6GHz) y 3er armónico (9GHz) del transistor de $300\mu\text{m}$ en oblea

IV.4.3 Validación del modelo COBRA del transistor GaN de $300\mu\text{m}$ en oblea

La figura 33, se muestran los parámetros- S simulados y se compararán con los datos de los parámetros- S medidos en el punto de polarización anteriormente descrito. De acuerdo con los resultados mostrados en la figura 34, observamos que el modelo no predice satisfactoriamente las mediciones hechas a un sólo tono AM-AM. Un punto negativo importante en este modelo es el no tener valores iniciales que puedan alimentar al modelo en el proceso de optimización. Por otro lado, un aspecto importante en los modelos, es que no presenten problemas de convergencia en la simulación (análisis de balance armónico HB).

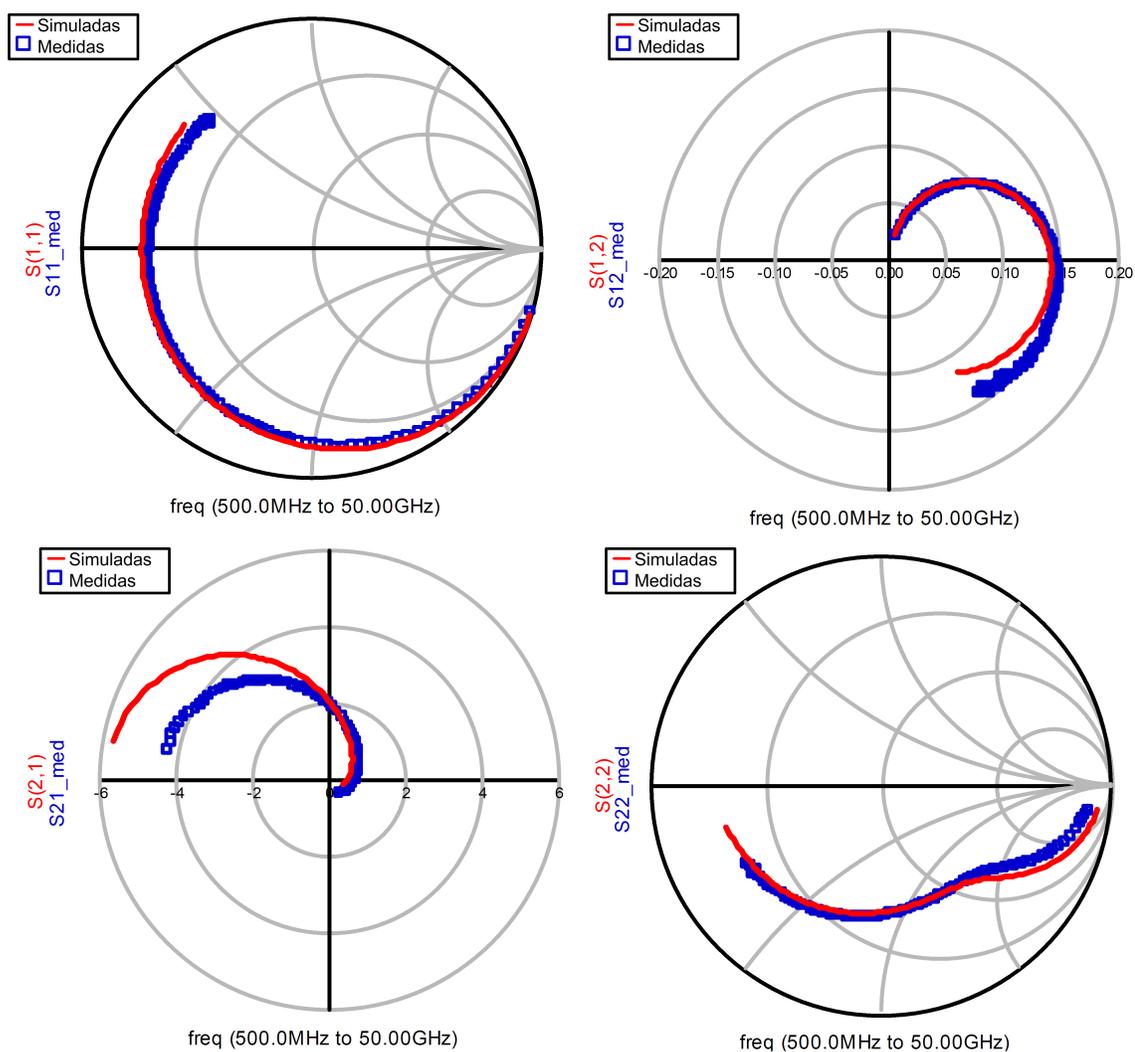


Figura 33: Medición en parámetros- S del transistor GaN de $300\mu\text{m}$ en oblea, con un rango de frecuencia= 500MHz a 50 GHz y punto de polarización $V_{gs} = -2.3$ V y $V_{ds} = 10$ V para el modelo COBRA

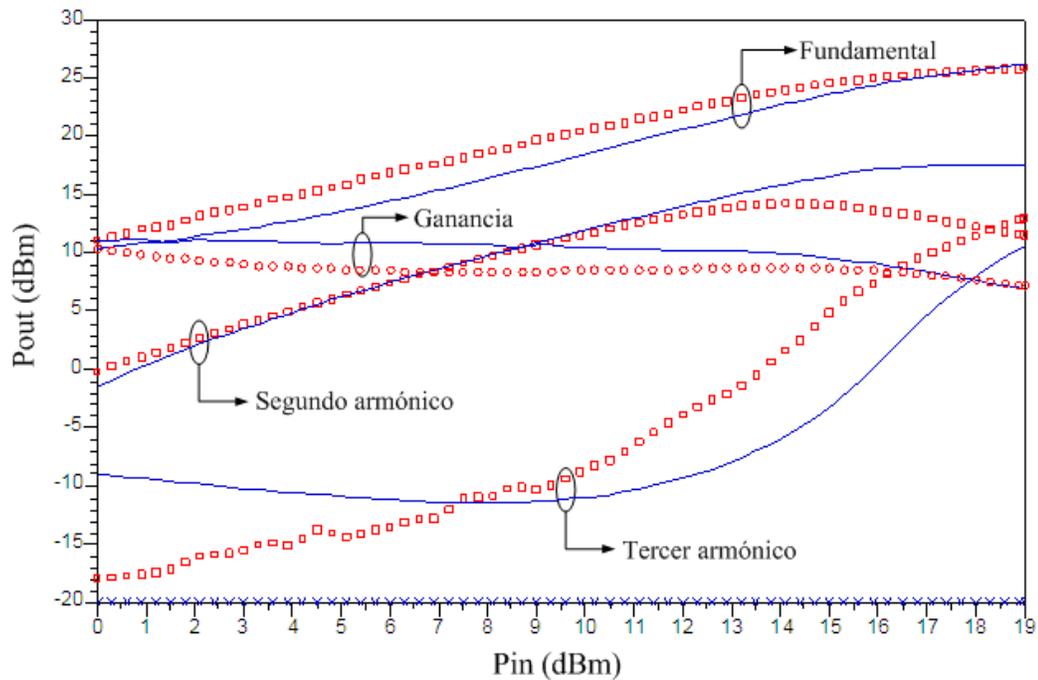


Figura 34: Medición aplicando la técnica de un sólo tono para caracterizar la ganancia y el contenido armónico con fundamental (3GHz), 2do armónico (6GHz) y 3er armónico (9GHz) del transistor de $300\mu\text{m}$ en oblea

IV.4.4 Validación del modelo TOM3 del transistor RT233PD encapsulado

En la figura 35, se comparan los parámetros- S medidos con los simulados con el modelo. El problema encontrado en el modelado es que el parámetro S_{12} simulado no predice el S_{12} medido, lo cual se atribuye a efectos asociados al encapsulado, pues el fabricante no especifica ningún circuito equivalente, menos aún valores de parámetros- S que nos puedan servir de referencia. Con respecto a la medición AM-AM, mostrada en la figura 36, se observa que el modelo para la frecuencia fundamental predice razonablemente la potencia medida y la ganancia. Para el caso del segundo y tercer armónico no tenemos ese mismo resultado, existe un error considerable al predecir la potencia para el segundo y tercer armónico.

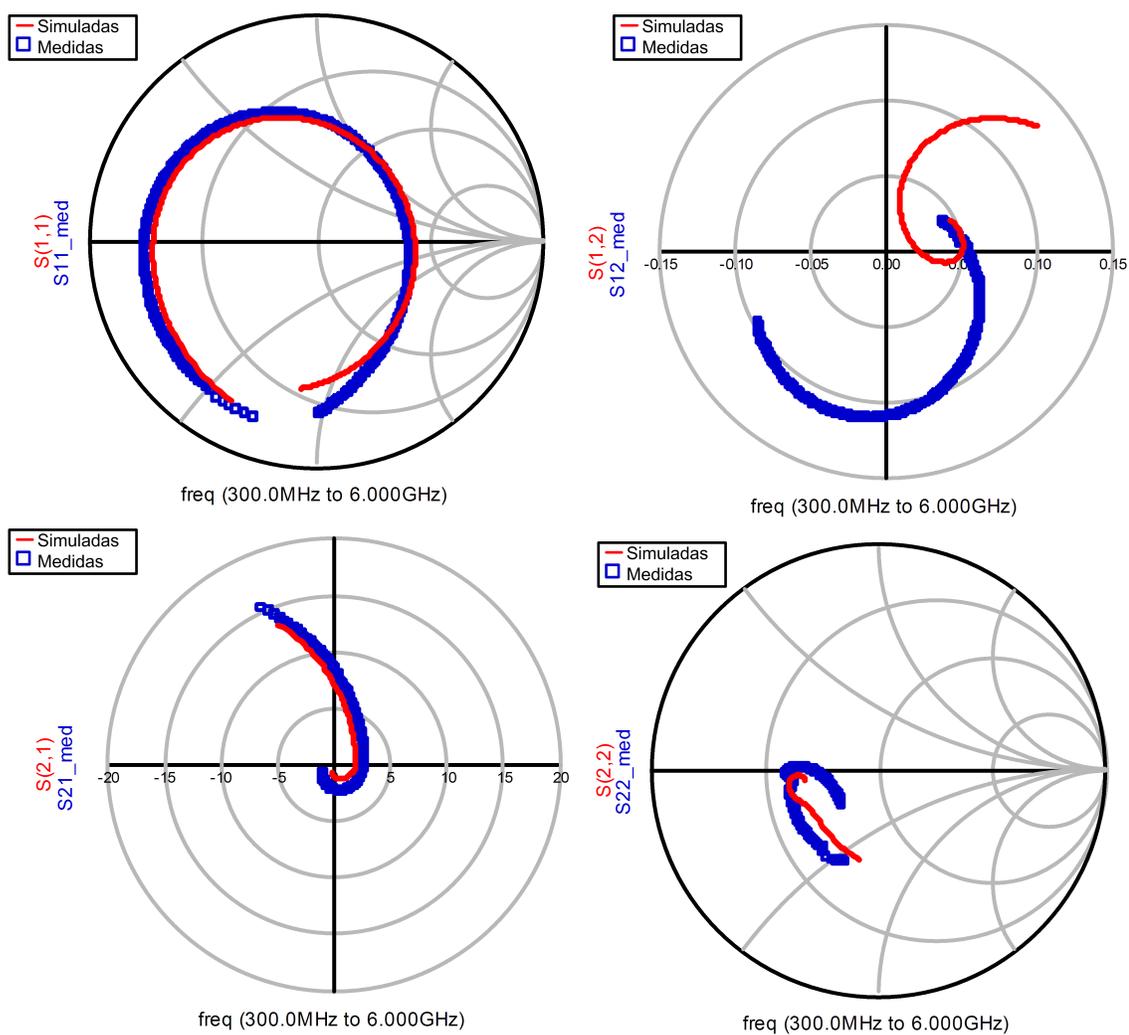


Figura 35: Medición en parámetros- S del transistor RT233PD encapsulado, con un rango de frecuencia= 300 MHz a 6 GHz y punto de polarización $V_{gs} = -2.3$ V y $V_{ds} = 10$ V para el modelo TOM3

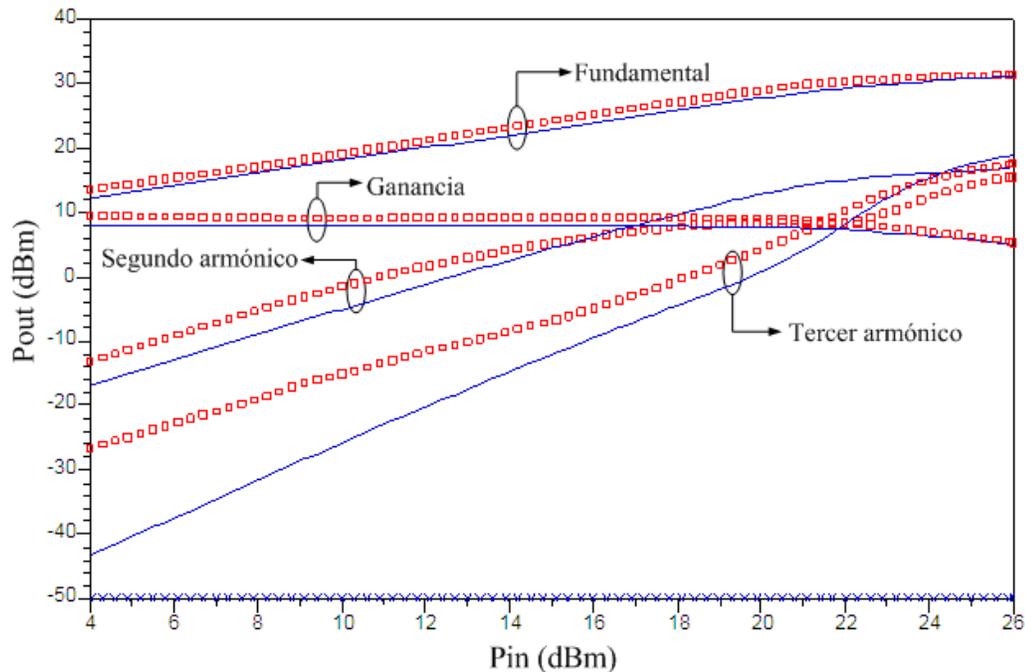


Figura 36: Medición aplicando la técnica de un sólo tono para caracterizar la ganancia y el contenido armónico con fundamental (2GHz), 2do armónico (4GHz) y 3er armónico (6GHz) del transistor RT233PD encapsulado para el modelo de TOM3

IV.4.5 Validación del modelo Angelov (Chalmers) del transistor RT233PD encapsulado

La figura 37, muestra los parámetros- S medidos y simulados con el modelo de Chalmers (Angelov). El modelo predice correctamente los parámetros S_{11} , S_{21} y S_{22} . Es importante señalar que el parámetro S_{12} no se puede predecir razonablemente. La pobre predicción del S_{12} por el modelo, se puede atribuir a la mala extracción de los elementos parásitos introducidos por el encapsulado del transistor. Con respecto a la medición AM-AM mostrada en la figura 38, el modelo predice muy bien la potencia de salida y la ganancia a la frecuencia fundamental. Sin embargo el modelo predice insuficiente la potencia de salida del segundo y tercer armónico a potencias menores a 14dBm.

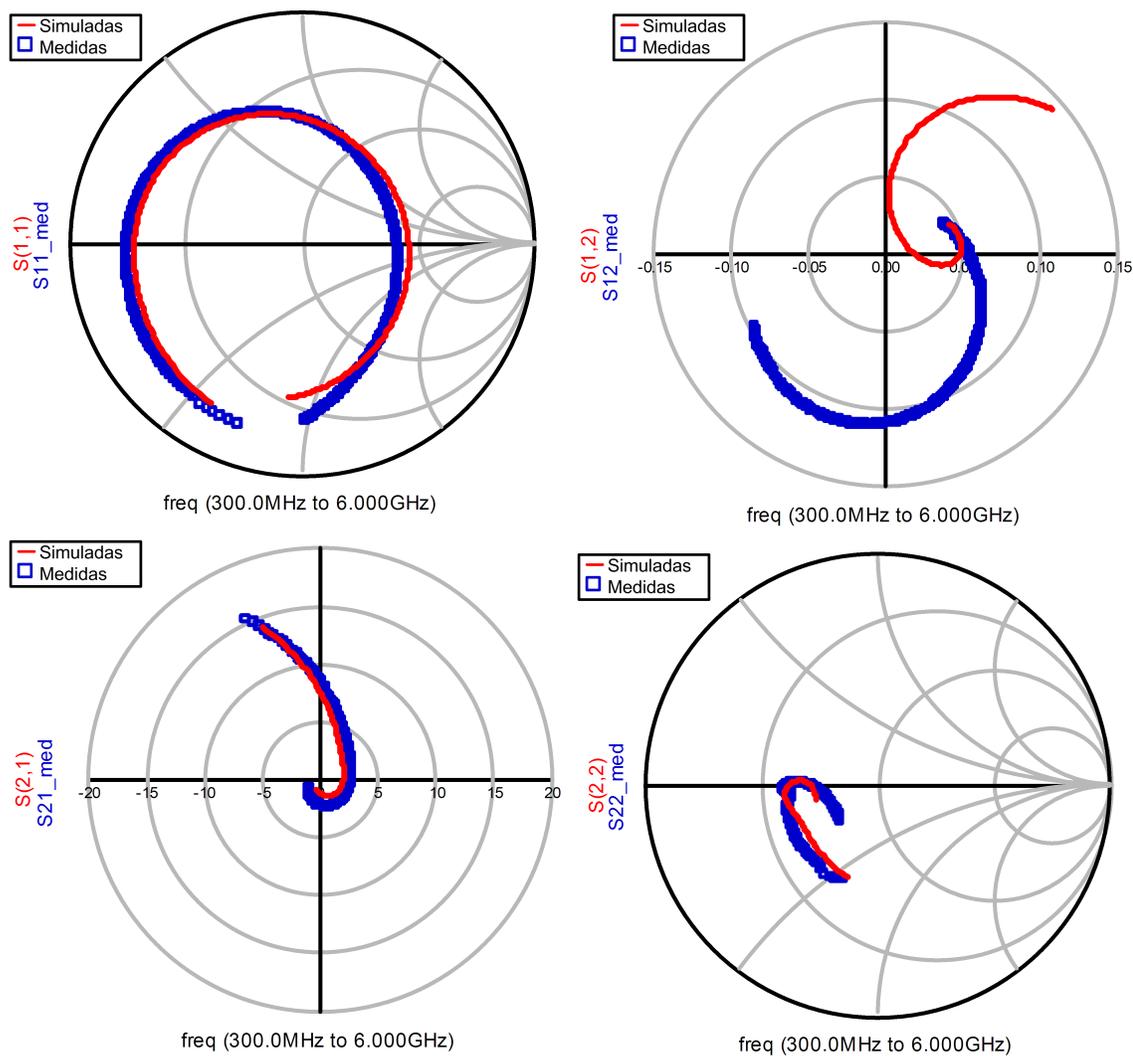


Figura 37: Medición en parámetros- S del transistor RT233PD encapsulado, con un rango de frecuencia= 300 MHz a 6 GHz y punto de polarización $V_{gs} = -2.3$ V y $V_{ds} = 10$ V para el modelo Chalmers (Angelov)

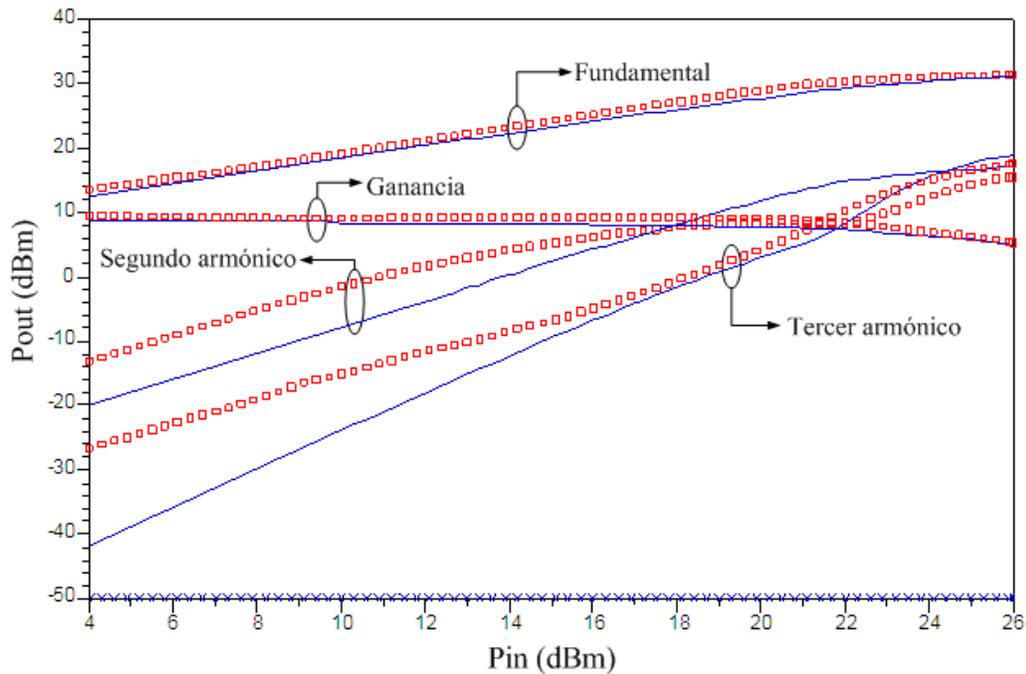


Figura 38: Medición aplicando la técnica de un sólo tono para caracterizar la ganancia y el contenido armónico con fundamental (2GHz), 2do armónico (4GHz) y 3er armónico (6GHz) del transistor RT233PD encapsulado para el modelo de Chalmers (Angelov)

Como observación final de la figura 38, notemos que a partir de potencias mayores de 15 dBm en la entrada de la compuerta, el modelo predice mejor el segundo y tercer armónico.

IV.4.6 Validación del modelo COBRA del transistor RT233PD encapsulado

En la validación del modelo COBRA en la figura 39, los parámetros- S medidos se comparan con los simulados. De esta figura se observa que el modelo predice aceptablemente los parámetros S_{11} y S_{21} . Para tener un buen modelo no lineal del transistor GaN, se necesita que el modelo de corriente represente con exactitud cada curva. Esto

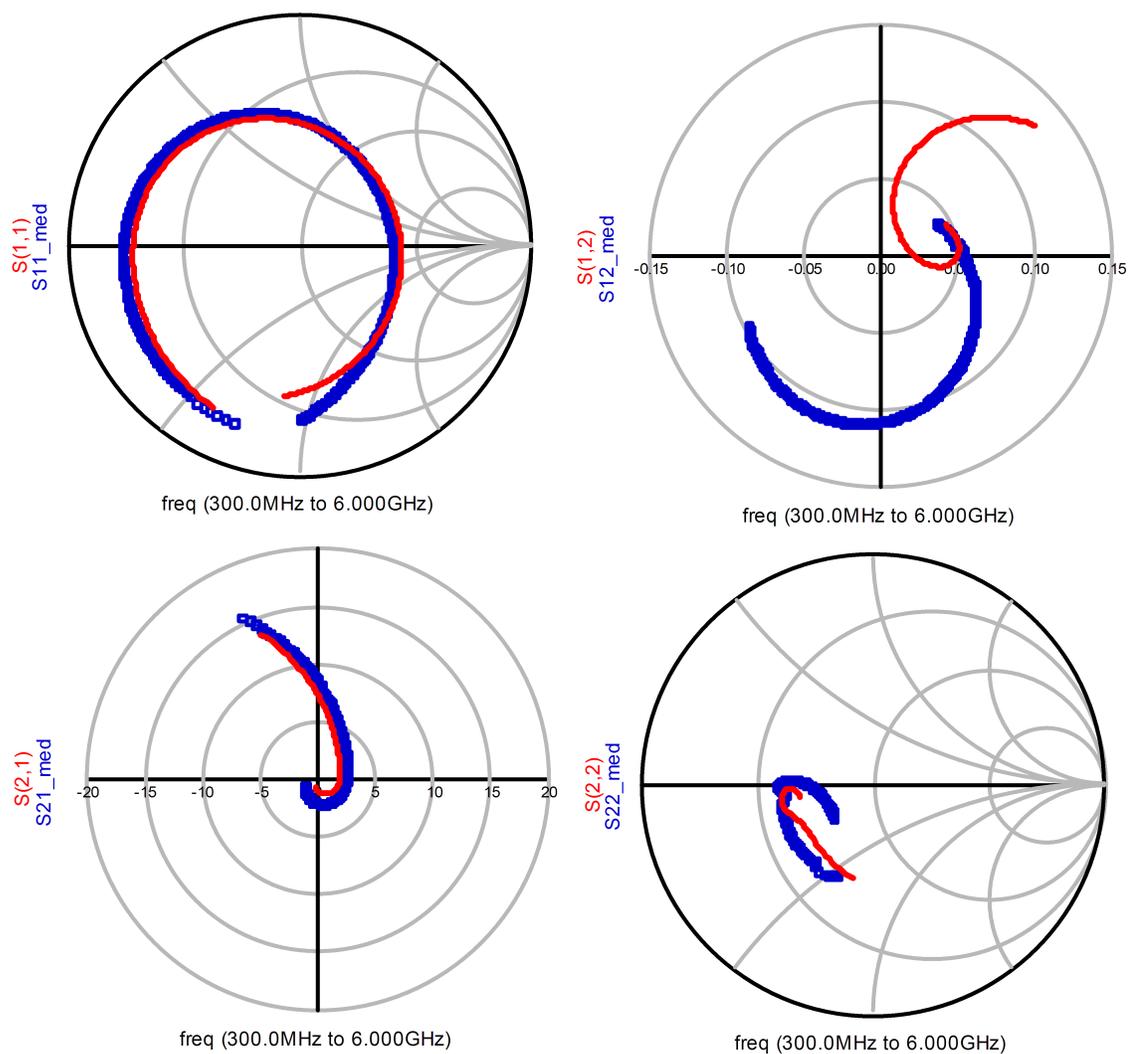


Figura 39: Medición aplicando la técnica de un sólo tono para caracterizar la ganancia y el contenido armónico con fundamental (2GHz), 2do armónico (4GHz) y 3er armónico (6GHz) del transistor RT233PD encapsulado para el modelo COBRA

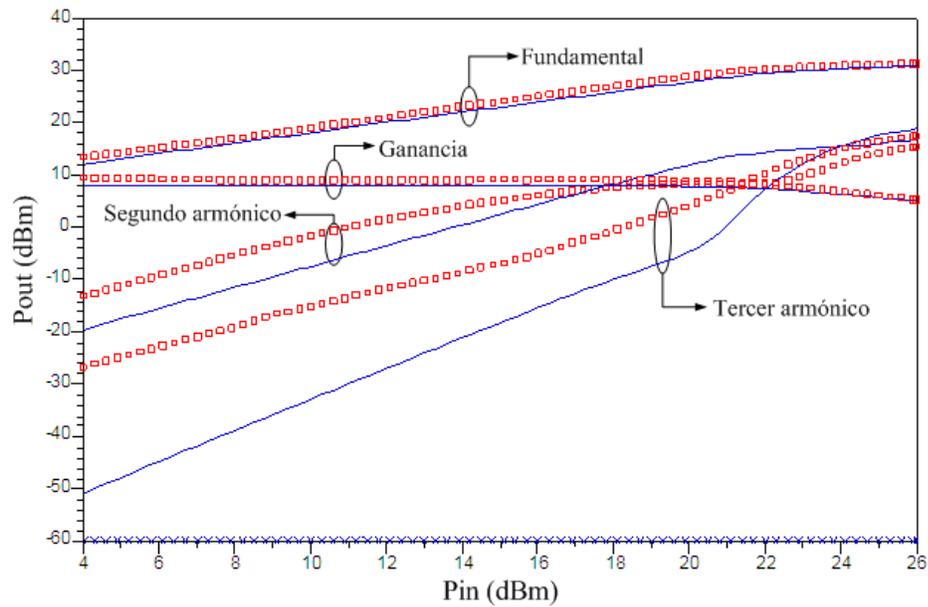


Figura 40: Medición aplicando la técnica de un sólo tono para caracterizar la ganancia y el contenido armónico con fundamental (2GHz), 2do armónico (4GHz) y 3er armónico (6GHz) del transistor RT233PD encapsulado para el modelo COBRA

depende mucho del ajuste en la región lineal y en la región de saturación en donde el GaN sufre efectos de calentamiento. Caso que este modelo no cumple en la parte de saturación. Un punto negativo de éste modelo es que la simulación no converge cuando se utiliza balance armónico (HB) implementado en ADS, que puede deberse a que existe una o más de una variable del modelo que a la hora de evaluar, presente un valor complejo en la corriente.

IV.5 Conclusiones

En este capítulo se presentaron tres modelos no lineales para poder seleccionar el mejor y utilizarlo en la simulación y diseño de los APs clase F y clase F inverso. Encontrando como el mejor candidato al modelo de Chalmers (Angelov) por ser el que mejor predice los parámetros- S medidos, lo medido en AM-AM y la ganancia en gran señal. Cabe mencionar que para el transistor GaN tanto en oblea como en encapsulado presentan diferentes comportamientos, haciendo que la caracterización y modelado de esta nueva tecnología en AlGaIn/GaN HEMT sea un reto de actualidad.

El efecto del encapsulado es el principal problema en el modelado de AlGaIn/GaN HEMT, pues el encapsulado aumenta el número de elementos parásitos. El problema más difícil de resolver en el modelado, es la representación eléctrica de los efectos parásitos del encapsulado.

Capítulo V

Diseño y simulación del AP de alta eficiencia a 2GHz

Las redes de adaptación en los AP, permiten maximizar la potencia a la salida, por lo tanto se requiere de un compromiso entre potencia y eficiencia. La PAE es una de las exigencias claves en AP de microondas. Para poder alcanzar este objetivo, es necesario tener redes de adaptación a la entrada y salida que puedan transferir máxima potencia, y tener mayor potencia de salida. Las redes de adaptación son parte fundamental de los AP. En este capítulo se abordará el diseño de las redes de adaptación de entrada y principalmente se estudiará a fondo las redes de adaptación a la salida en el amplificador clase F y clase F inverso. En este capítulo se utilizará el transistor RT233PD en el diseño y simulación, ya que el transistor en oblea de $300\mu\text{m}$ no es posible de implementarlo físicamente debido a sus características.

V.1 Estructura del AP

La figura 41 presenta el diagrama a bloques típico del AP básico. El elemento activo que forma al amplificador (transistor AlGa_N/Ga_N HEMT), se representa por un circuito equivalente no lineal, tal como se describió en capítulos anteriores. Los bloques punteados representan las “T” de polarización de la compañía Picosecond Pulse Labs que sirven de acceso para fijar el voltaje de compuerta y drenador, respectivamente. La carga es normalmente representada con una impedancia de 50Ω .

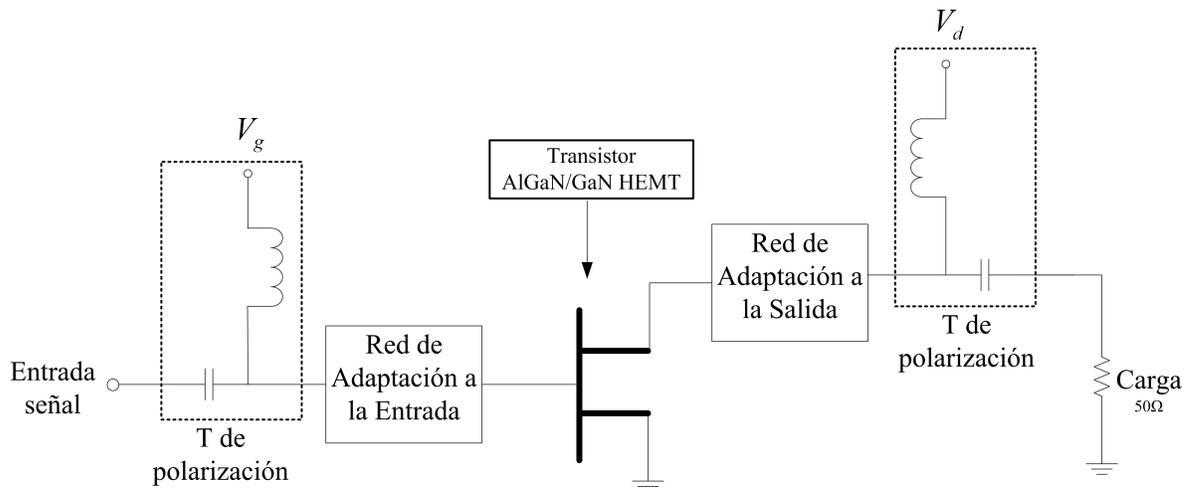


Figura 41: Estructura básica del AP

V.2 Red de adaptación a la entrada

La red de adaptación a la entrada es crucial para el correcto desempeño del AP. En especial para el amplificador clase F, pues los estudios de Maeda *et al.* (1995), revelan la influencia del segundo armónico en la entrada del transistor sobre la forma de onda y la eficiencia (PAE).

De acuerdo a la teoría clásica se puede obtener el valor de la impedancia de adaptación de la red de entrada conociendo los parámetros- S del transistor medidos en el punto de operación del amplificador. Tomando el conjugado de S_{11} a la frecuencia de diseño se garantiza la máxima transferencia de potencia entregada al transistor. Sin embargo, en la práctica se verificó que el criterio de máxima transferencia de potencia no era suficiente para asegurar una máxima eficiencia del amplificador.

Para dar solución a este problema se consideró necesario hacer simulación Source-Pull, para encontrar la impedancia óptima a la entrada para una máxima eficiencia. Este método consiste en mantener una iteración entre la impedancia de salida (en estos casos fija) y la impedancia de entrada a estimar, teniendo en cuenta que debemos fijar

la potencia de entrada y el punto de polarización utilizado en el diseño del amplificador.

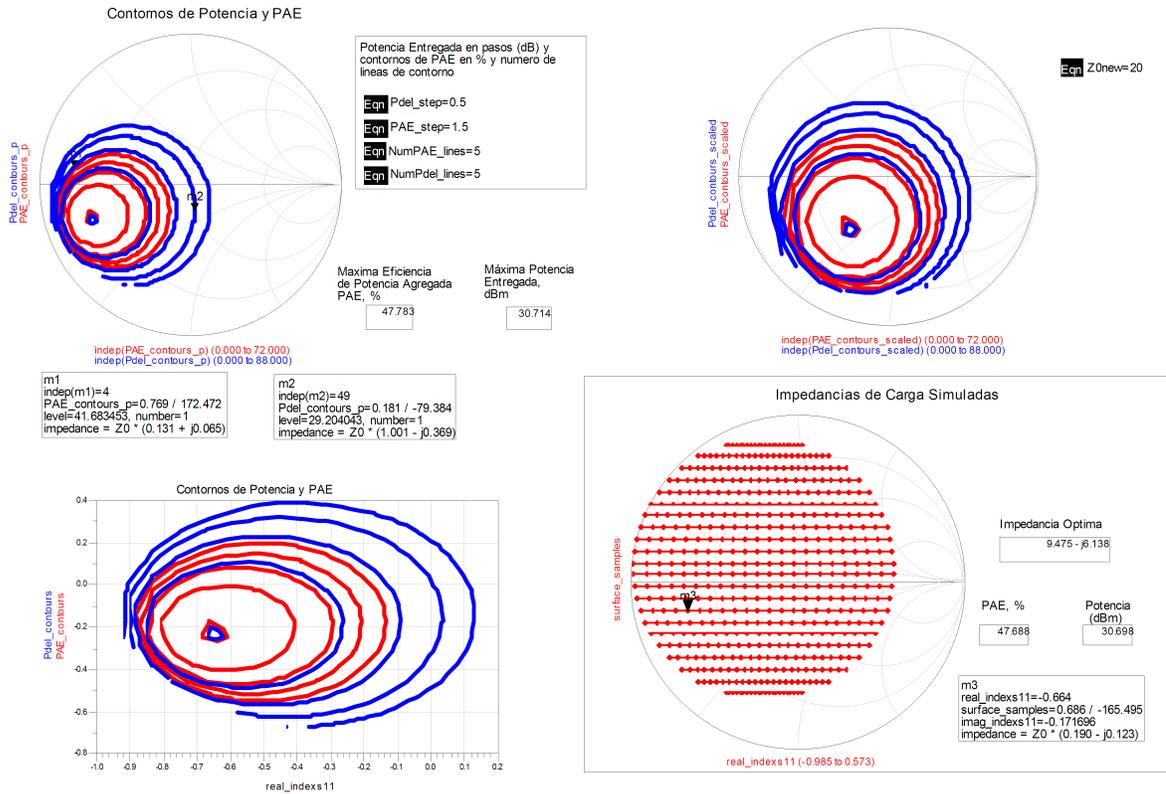


Figura 42: Simulación Source-Pull hecho en ADS para encontrar una impedancia óptima a la entrada con $V_{gs} = -2.3V$ y $V_{ds} = 10V$ a 2GHz

El resultado de la simulación Source-Pull se muestra en figura 42, en esta figura se muestran los contornos de potencia y de PAE, así como también la estimación de la máxima potencia entregada a la carga. Teniendo como resultado una PAE de 47.68% con una impedancia óptima a la entrada de $9.475 - j6.138\Omega$. La PAE estimada con la simulación Source-Pull es aún sin contemplar la impedancia a la salida, pero que en la práctica el valor encontrado de la impedancia a la entrada presenta muy buenos resultados.

V.3 Red de adaptación a la salida

La red de adaptación a la salida del AP clase F y clase F inverso es el elemento más importante, ya que permiten obtener máxima transferencia de potencia y PAE elevada. La red de adaptación a la salida para un amplificador clase F, debe ser capaz de presentar un corto circuito a armónicos pares y un circuito abierto a armónicos impares a la salida del dispositivo activo, teniendo como resultado un incremento considerable en la eficiencia del AP. Para el caso del AP clase F inverso, la red de adaptación debe ser capaz de presentar un circuito abierto a los armónicos pares y un corto circuito a los armónicos impares.

En la práctica, es muy difícil controlar un número infinito de armónicas y el sintonizar el tercer armónico a un valor máximo. En gran parte de la literatura, el análisis de las redes de salida se basa en tener el control hasta el tercer armónico. En esta parte de la tesis se hará un análisis de las redes propuestas por la teoría clásica (elementos concentrados) y las redes propuestas con elementos distribuidos (microcinta). Cabe mencionar que en la práctica, la construcción de las redes en microcinta son las más utilizadas y fáciles de implementar; en comparación con las redes de elementos concentrados cuyos valores frecuentemente no corresponden con valores comerciales.

V.3.1 Red de adaptación a la salida con elementos concentrados para AP clase F

La clásica red de salida está formada por dos resonadores RC, uno a la frecuencia fundamental y otro a la tercera armónica. Trask (1999), propone un método para determinar los valores de los componentes de cada resonador. El circuito de la figura 43 muestra una red en paralelo L_1 y C_1 que resuena a la frecuencia fundamental f_o , mientras que para la red L_2 y C_2 resuena al tercer armónico $3f_o$. En general, el capacitor C_3 se considera como un capacitor de desacoplo entre la señal de RF y DC; sin embargo

se considera como parte fundamental de la red de adaptación a la salida total.

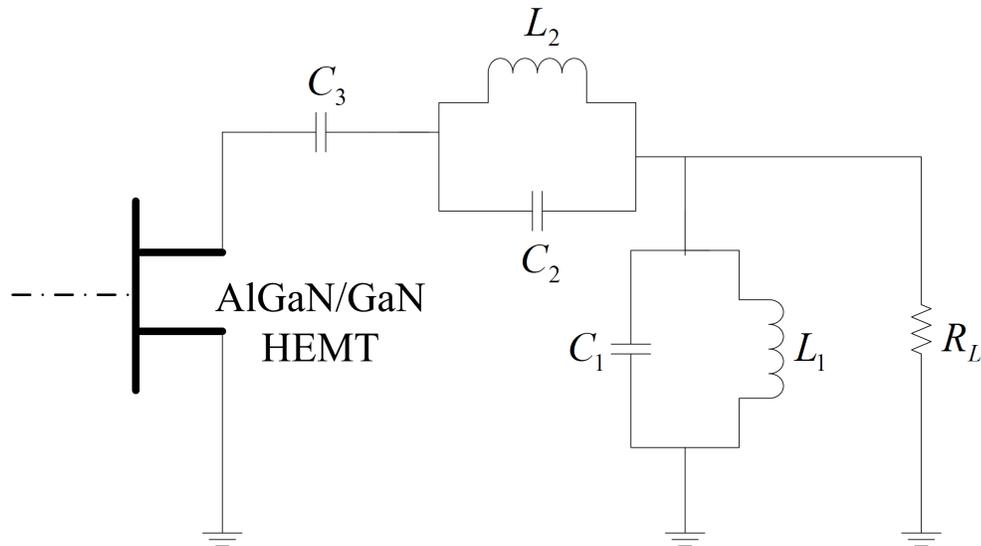


Figura 43: Red de adaptación a la salida para un AP clase F

Las ecuaciones propuestas para encontrar el valor de los elementos son las siguientes:

$$C_1 = \frac{\alpha}{(1 - \alpha^2) \cdot \omega_o \cdot R_L} \quad (65)$$

donde:

$$\alpha = \frac{\omega_o - \pi BW}{\omega_o} \quad (66)$$

Ahora:

$$L_1 = \frac{1}{\omega_o^2 \cdot C_1} \quad (67)$$

$$L_2 = 160 \cdot \frac{L_1 \cdot R_L^2}{81 \cdot [(3 \cdot R_L)^2 + (2 \cdot \omega_o \cdot L_1)^2]} \quad (68)$$

$$C_2 = \frac{1}{9 \cdot \omega_o^2 \cdot L_2} \quad (69)$$

$$C_3 = 8 \cdot C_2 \quad (70)$$

Conociendo la frecuencia de operación del AP clase F y proponiendo un ancho de banda de operación (BW), podemos encontrar los valores de los elementos de la red de adaptación a la salida a partir de las ecuaciones [65-70]. Estos valores calculados son una primera aproximación y por lo tanto son valores que sirven para iniciar el proceso de optimización en el simulador ADS.

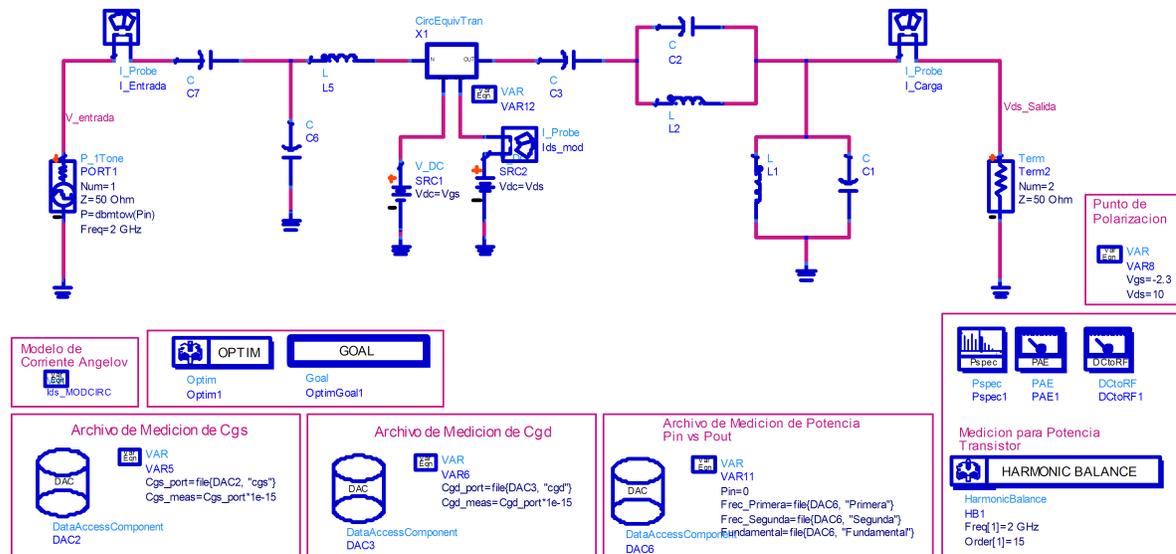


Figura 44: AP clase F con redes de elementos concentrados con punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=10V$ a 2GHz

La figura 44, muestra el circuito utilizado en el diseño del AP clase F con elementos

concentrados. Para encontrar la impedancia óptima a la fundamental, segundo y tercer armónico con el simulador, necesitamos hacer que el voltaje presentado en el drenador sea de forma cuadrada que es característica del AP clase F y así encontrar la máxima eficiencia (PAE) disponible para el AP con el transistor GaN RT233PD; por lo que la impedancias obtenidas para la frecuencia fundamental, segunda y tercer armónica se presentan en la tabla XVII.

Tabla XVII: **Impedancia óptima a la salida utilizando elementos concentrados**

	Frecuencia	Impedancia óptima a la salida
Fundamental	2 GHz	25.596+j14.546
2do armónico	4 GHz	10.203-j15.969
3er armónico	6 GHz	2.869+j8.024

El resultado de la simulación del circuito de la figura 44 se presenta en la figura 45a, en donde se observa una forma de onda senoidal, tanto de corriente como voltaje presentada en la carga. La característica del AP clase F es la forma de onda cuadrada de voltaje en el drenador y por lo tanto esto se puede verificar en la figura 45b, que es presentada a la salida del drenador. En la figura 45c se muestra la línea de carga para el AP clase F en el punto de operación $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=10V$. La figura 45d, muestra el resultado del análisis a un sólo tono, del AP clase F con elementos concentrados, el resultado de este análisis se muestra en la tabla XVIII.

Tabla XVIII: **Característica del AP clase F con elementos concentrados**

$P_{entrada}$ [dBm]	P_{salida} [dBm]	Ganancia [dB]	η drenador [%]	PAE [%]
22	31.2	9.2	73	65

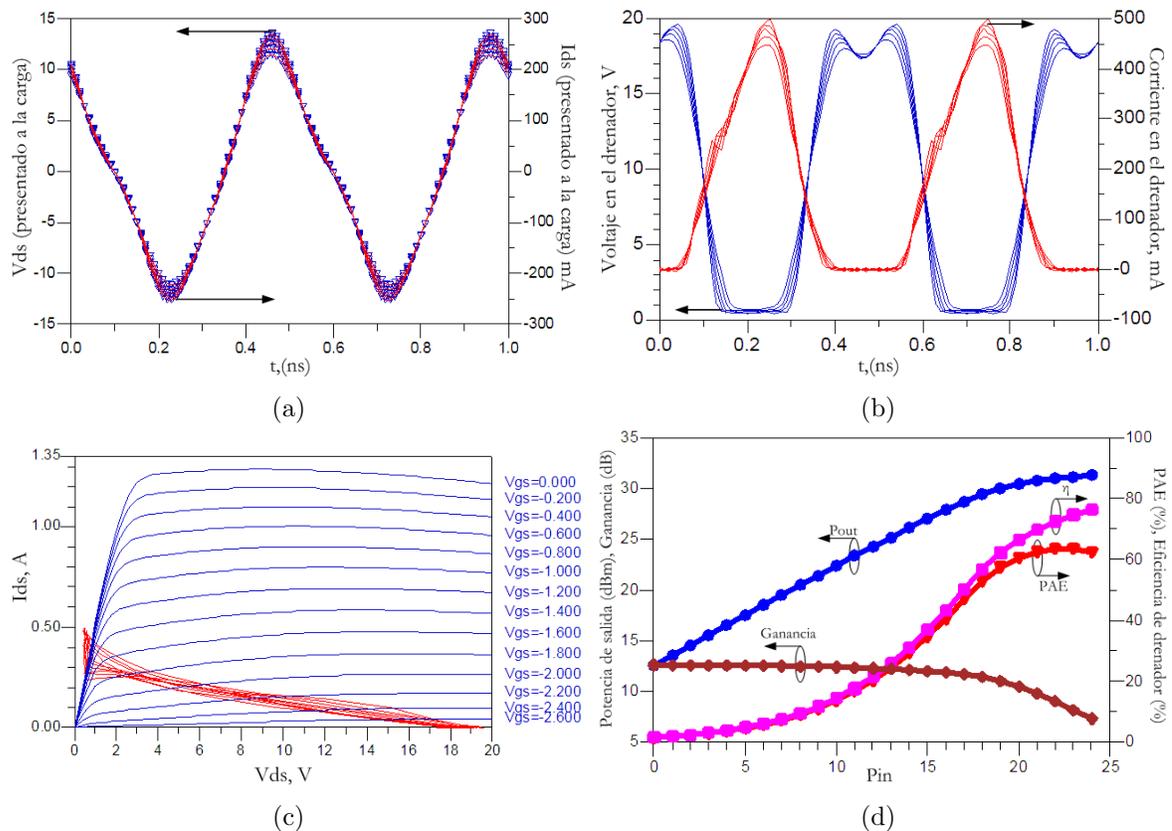


Figura 45: Análisis del AP clase F con elementos concentrados: a) Señal vista desde la carga, b) Formas de onda presentadas en el drenador, c) Recta de carga del AP d) Respuesta del AP a gran señal

V.3.2 Red de adaptación a la salida con elementos concentrados para AP clase F inverso

En el caso del AP clase F inverso, la red de adaptación a la salida debe comportarse como un corto circuito a armónicos impares y un circuito abierto para armónicos pares. En la propuesta de Aikawa y Honjo (2005), originalmente presentan una red de salida diseñada para un AP clase F y que puede ser compatible con un AP clase F inverso.

En la figura 46 se muestra la topología del circuito del AP clase F inverso. La

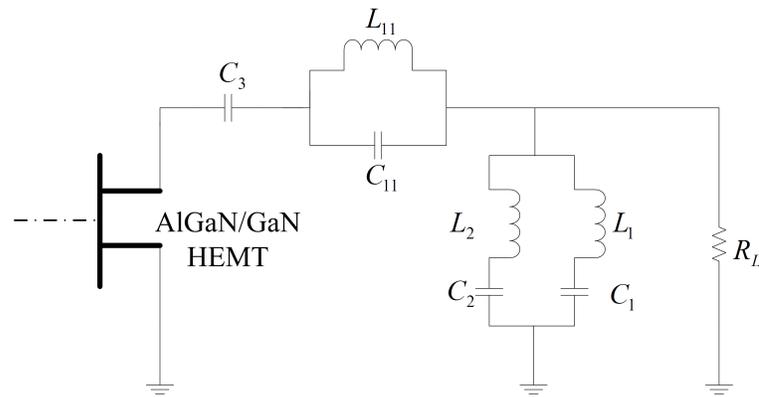


Figura 46: Red de adaptación a la salida para AP clase F inverso

ventaja que tiene este circuito es que tiene dos elementos LC en paralelo para el primer circuito tanque. Esto hace que L_1C_1 resuene a la frecuencia fundamental, L_2C_2 resuena al segundo armónico y por último $L_{11}C_{11}$ resuene al tercer armónico. Para que este circuito forme una onda cuadrada de corriente típica en un AP clase F inverso. En la figura 47, se muestra el esquema utilizado en ADS para el análisis y diseño del AP clase F inverso con elementos concentrados. El método de optimización de los elementos de la red de carga es el mismo que se explicó en la sección anterior.

En la tabla XIX se muestra los valores de la impedancia óptima para la fundamental, segundo y tercer armónico para el AP clase F inverso con elementos concentrados.

El resultado de simulación del circuito de la figura 47 se muestra en la figura 48. En la figura 48a, se observa una forma de onda senoidal en la carga (R_L), que a diferencia del clase F, la forma de onda no es una senoidal ideal, pues es debido a los elementos de la red. Para el caso de la figura 48b se muestra la forma de onda típica del AP clase F inverso presentados a la salida del drenador. En la figura 48c se representa la recta de carga y por último, en la figura 48d se presenta el resultado del análisis a un sólo tono del AP clase F inverso con elementos concentrados. De esta figura se observa lo registrado en la tabla XX.

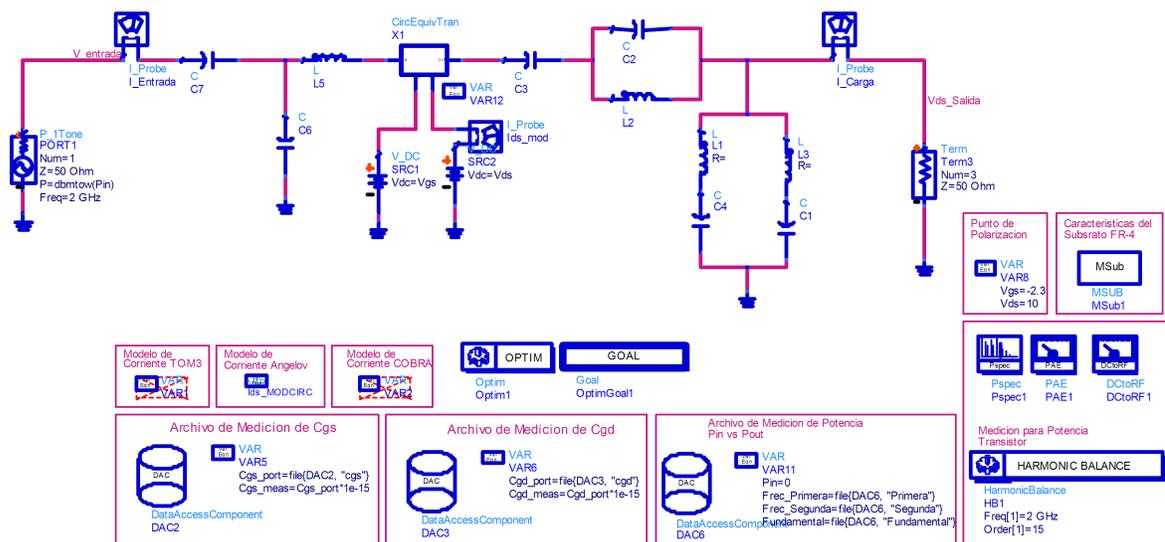


Figura 47: Red de adaptación a la salida para AP clase F inverso inverso con punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=10V$ a 2GHz

Tabla XIX: Impedancia óptima a la salida utilizando elementos concentrados para el diseño del AP clase F inverso

	Frecuencia	Impedancia óptima a la salida
Fundamental	2 GHz	29.006+j14.321
2do armónico	4 GHz	2.536-j16.023
3er armónico	6 GHz	48.710+j4.472

Tabla XX: Característica del AP clase F inverso con elementos concentrados

$P_{entrada}$ [dBm]	P_{salida} [dBm]	Ganancia [dB]	η drenador [%]	PAE [%]
22	31	9.2	69	62

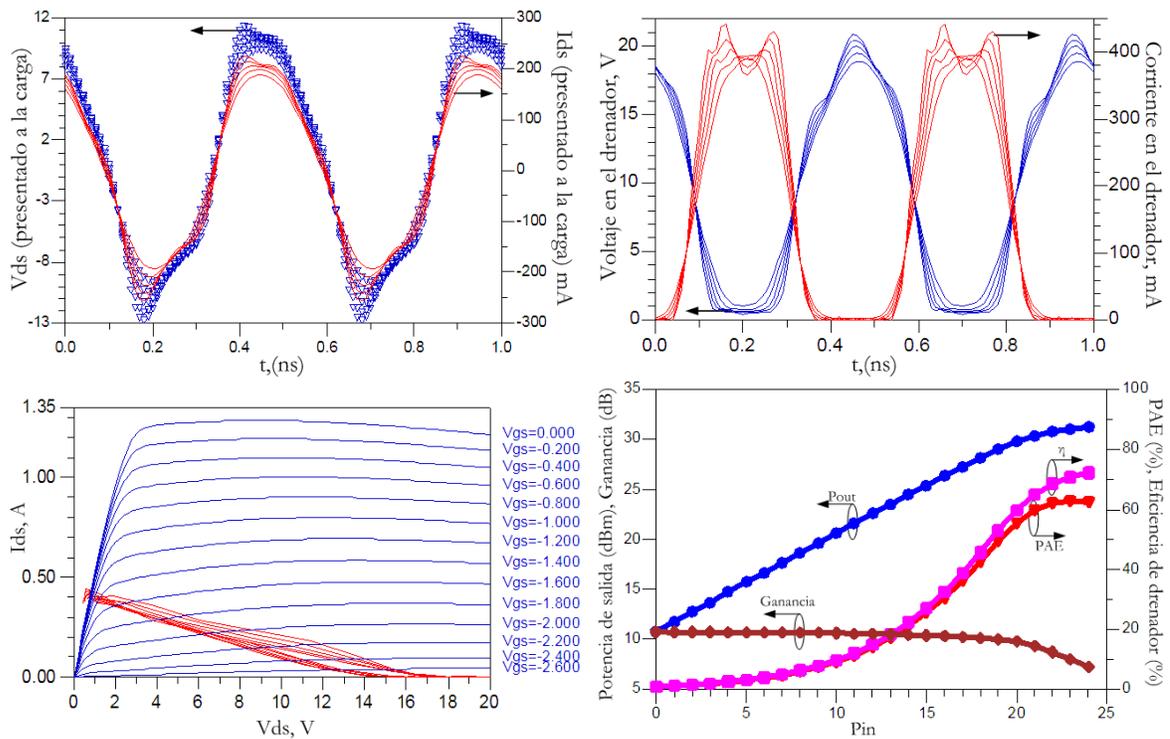


Figura 48: Análisis del AP clase F inverso con elementos concentrados: a) Señal vista desde la carga, b) Formas de onda presentadas en el drenador, c) Recta de carga del AP d) Respuesta del AP a gran señal

V.3.3 Red de adaptación a la salida con elementos distribuidos (microcinta) para AP clase F

En la literatura se encuentran diferentes redes de adaptación para AP clase F, como es el caso que propone Honjo (2000), quien sugiere utilizar líneas de transmisión con longitudes de onda $\lambda/2$ y $\lambda/4$, respecto a la frecuencia fundamental presentando también una compensación reactiva a la frecuencia fundamental. El número de líneas de transmisión que se agreguen al circuito representa el número de armónicos a controlar. Entre mayor número de líneas agregadas, mayor será la eficiencia en el AP. La desventaja de este circuito es su complejidad para la implementación en el AP.

Por otra parte Rudiakova y Krizhanovski (2005), muestran las ventajas de usar las

estructuras de doble cara (plano ranurado, conocido en inglés como defected ground) como redes de salida para amplificadores de potencia multiarmónicos. Con características aceptables para el control de los armónicos, la red de doble cara tipo rechazo de banda, permite el diseño del amplificador, teniendo como resultado una alta eficiencia sobre una amplia banda de frecuencia. La desventaja es el no tener un método bien definido y robusto para el diseño de las redes.

La red de adaptación a la salida para el diseño del AP clase F es hecha a partir de la propuesta de Colantonio *et al.* (2001), en donde hace una síntesis de elementos concentrados para posteriormente representarlos en elementos distribuidos.

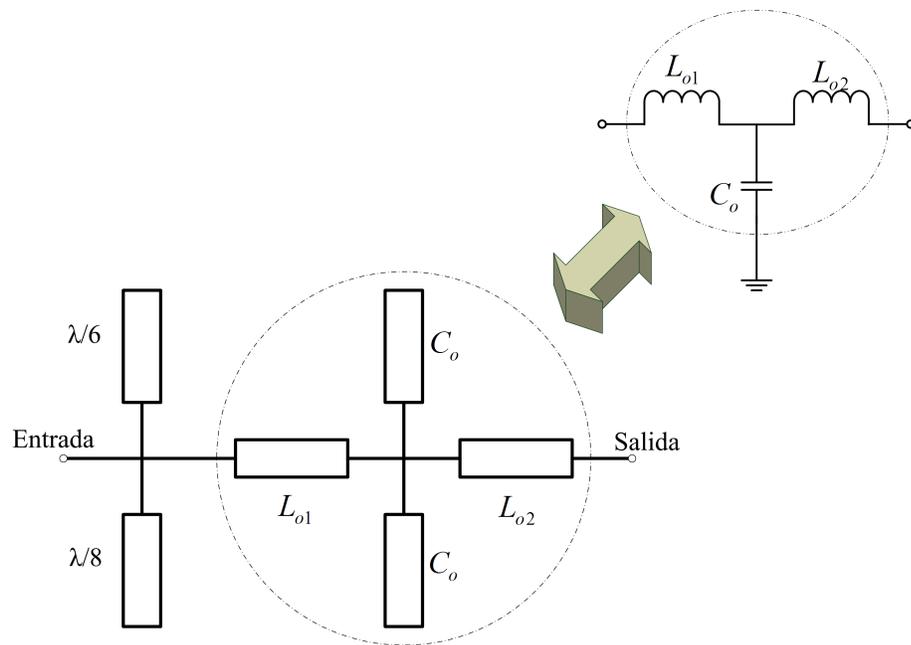


Figura 49: **Circuito de control armónico para AP clase F**

El circuito mostrado en la figura 49, muestra la síntesis de la red de adaptación a la salida. Las líneas de transmisión con longitud de onda $\lambda/8$ y $\lambda/6$ representan un corto circuito para el segundo armónico y un circuito abierto para el tercer armónico

respectivamente. La síntesis para el acoplamiento a la carga está representado por un circuito LC que resuena a la frecuencia fundamental. Las líneas de transmisión sintetizadas del circuito LC tiene una longitud de onda inicial de $\lambda/12$ cada una. Los resultados de la simulación se muestran en la figura 50, en donde se reporta la señal presentada en la carga, así como también la recta de carga y la señal esperada en un amplificador clase F a la salida del drenador.

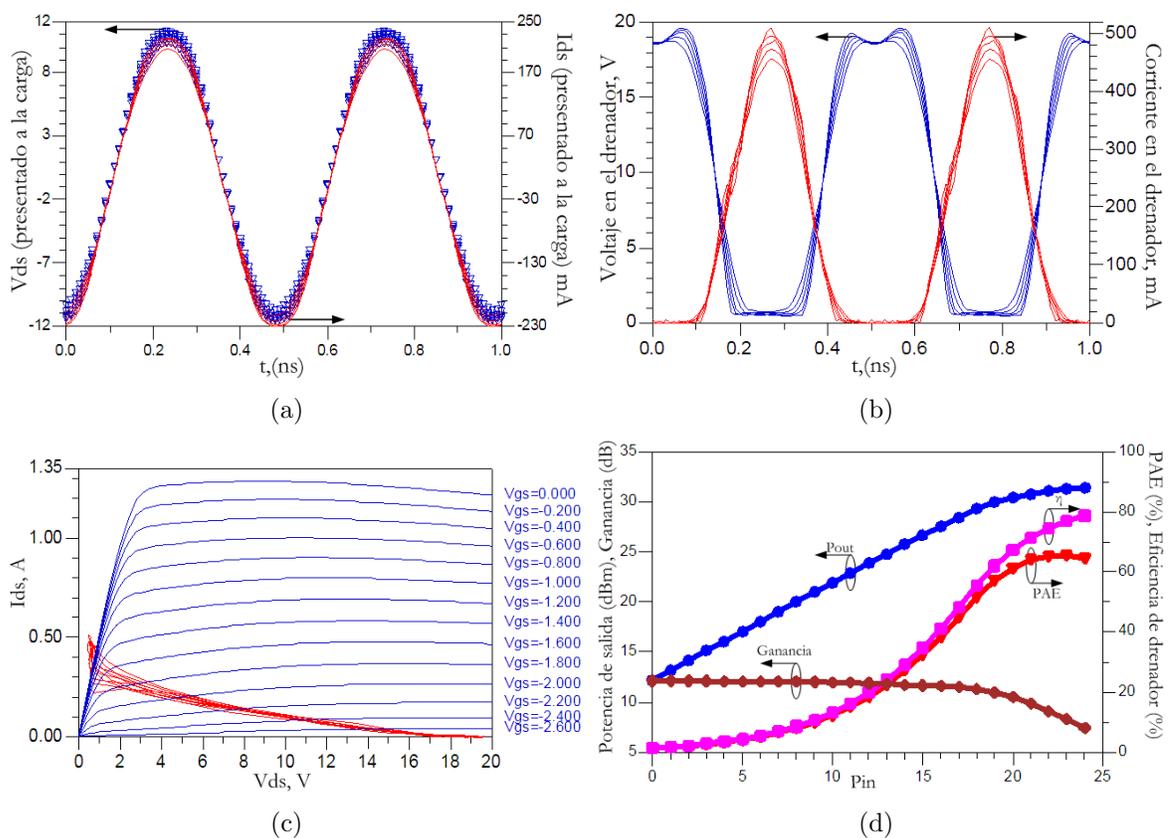


Figura 50: AP clase F con elementos distribuidos: a) Señal vista desde la carga, b) Formas de onda presentadas en el drenador, c) Recta de carga del AP d) Respuesta del AP a gran señal

Estos resultados de simulación de los amplificadores clase F con redes de salida con

elementos distribuidos son superiores a los obtenidos con redes de elementos concentrados presentados anteriormente. De la figura 50, se observan las siguientes características:

$$\text{Potencia máxima a la salida} = 31.5dBm$$

$$PAE = 66\%$$

$$\text{Eficiencia de drenador } \eta = 75\%$$

$$\text{Potencia de entrada} = 22dBm$$

V.3.4 Red de adaptación a la salida con elementos distribuidos (microcinta) para AP clase F inverso

Para el diseño de las redes de adaptación a la salida del AP clase F inverso se utiliza la topología propuesta por Woo *et al.* (2006), en donde presenta una red de control armónico. El circuito de la figura 51 presenta un esquema semejante para el diseño del AP clase F. La diferencia para este circuito es la línea de transmisión (microcinta) que es sintonizada. La línea sirve para compensar los efectos parásitos del dispositivo.

Los resultados obtenidos de la simulación reportados en la figura 52, arrojan una potencia de salida de 31 dBm con una PAE de 54% y una eficiencia de drenador $\eta=63\%$. Si se hace una comparación de este diseño con el anteriormente presentado con elementos concentrados, podemos notar claramente que ambos generan una potencia de salida semejante pero en cuanto a la PAE tenemos una diferencia de 7% menos que el diseño con elementos concentrados. Al bajar la PAE existe también una disminución del 6% en la eficiencia de drenador η .

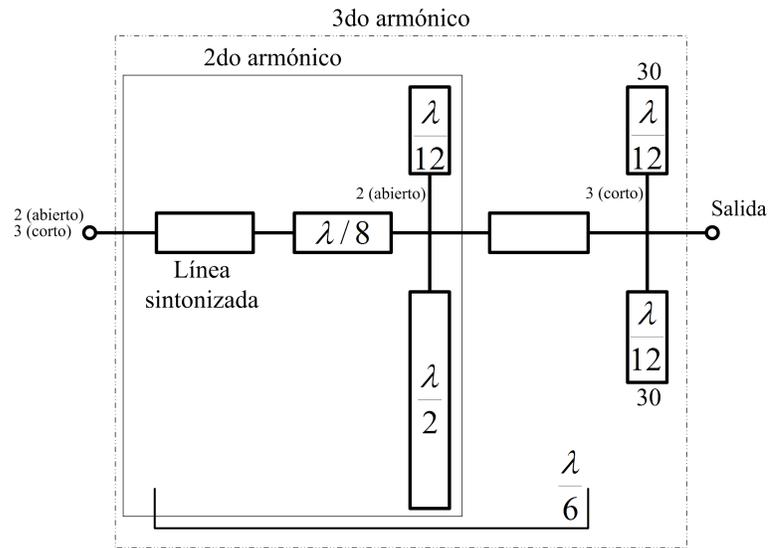


Figura 51: Circuito para el control armónico del AP clase F inverso

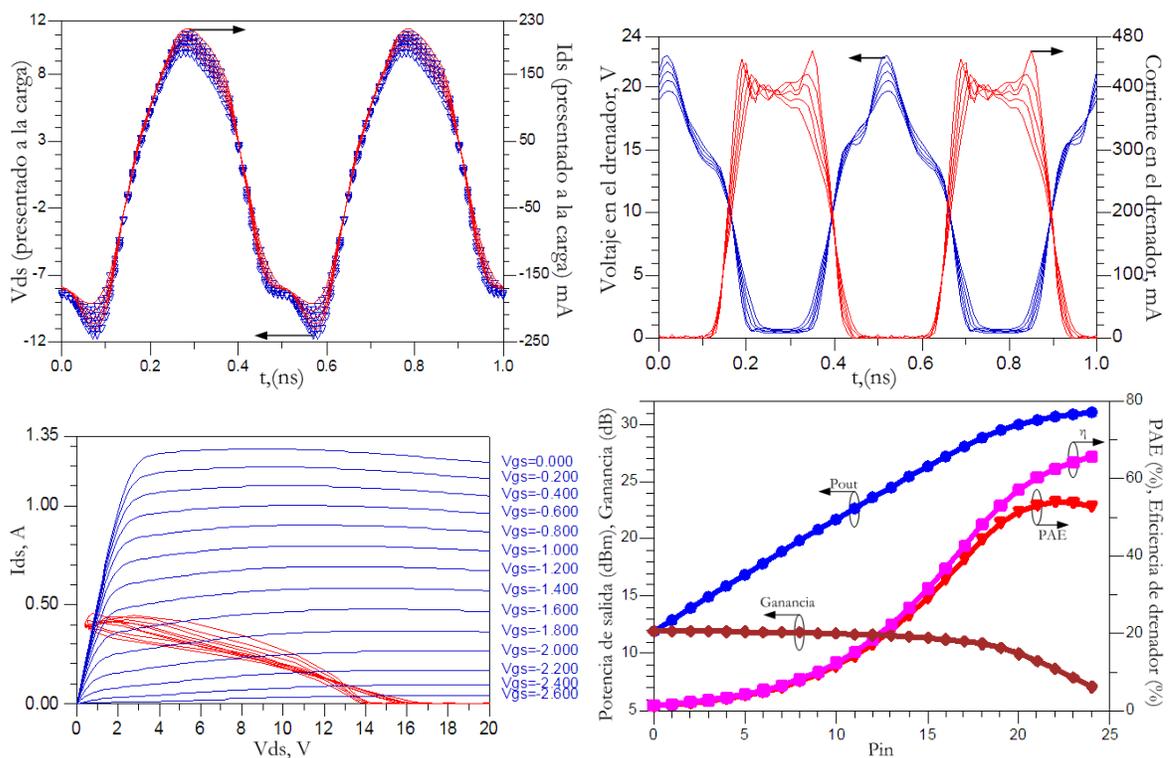


Figura 52: Análisis del AP clase F inverso con elementos distribuidos: a) Señal vista desde la carga, b) Formas de onda presentadas en el drenador, c) Recta de carga del AP d) Respuesta del AP a gran señal

V.4 Diseño práctico de amplificadores clase F de alta eficiencia a 2GHz

En la propuesta presentada por Ooi *et al.* (2004), se describe una técnica, sencilla y fácil de implementar en el simulador, para encontrar la impedancia óptima a la entrada, así como también la impedancia óptima a la salida del dispositivo a la frecuencia fundamental, segundo y tercer armónico que son requeridos en la operación del AP clase F.

Esta técnica se basa en tres puntos principales:

- Tener el modelo no lineal del dispositivo.
- Fijar una fuente de voltaje cosenoidal a la entrada con magnitud igual al punto de polarización de V_{gs} y frecuencia de operación del AP.
- Agregar tres fuentes de voltaje en serie en la salida del dispositivo, representando la frecuencia fundamental, el segundo y tercer armónico respectivamente.

En la figura 53, se muestra el esquema del circuito implementado en el simulador ADS. La fuente SRC4, representa la fuente a la frecuencia fundamental f_o con magnitud igual al punto de polarización $V_{ds}=10V$. Para la segunda fuente de voltaje SRC5 con frecuencia $2f_o$, la magnitud y la fase del voltaje es casi cero; esto es porque para el AP clase F necesitamos presentar un corto circuito al segundo armónico. La magnitud de voltaje de la fuente SRC6 con frecuencia $3f_o$ debe ser $1/6$ del voltaje de V_{ds} ; esto es con la finalidad de incrementar el efecto del tercer armónico para obtener la forma de onda cuadrada de voltaje en el drenador y aumentar la eficiencia, como es descrito por Raab (2001).

Ya fijos los voltajes para la fuente de entrada y las fuentes de salida, el procedimiento para encontrar las impedancias óptimas, tanto de entrada como de salida, es variar la

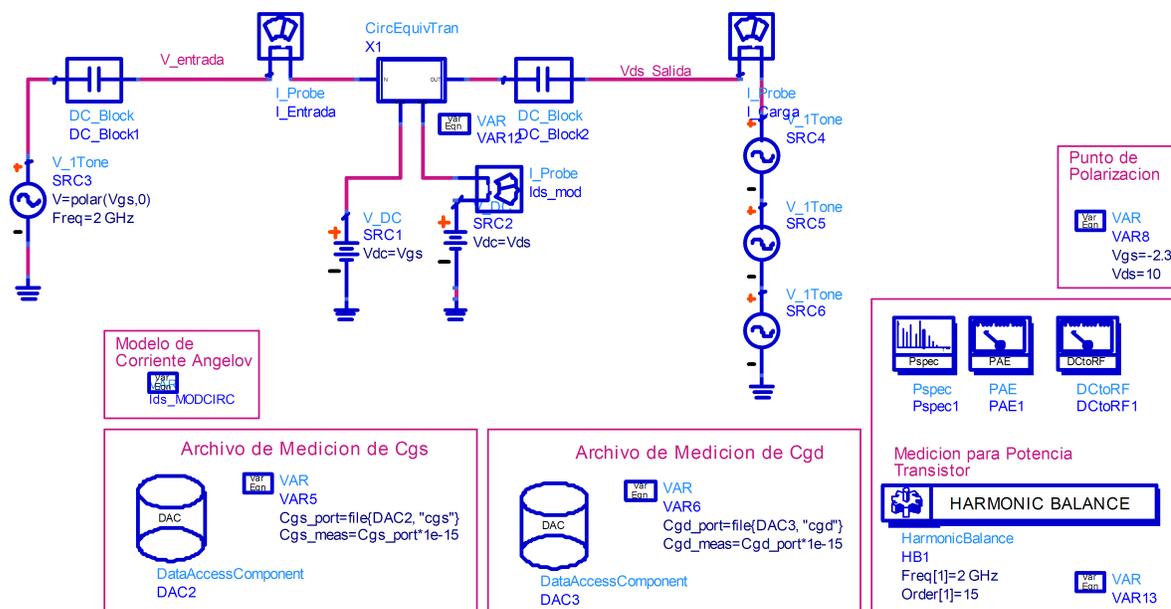


Figura 53: Técnica de los generadores a la salida del dispositivo

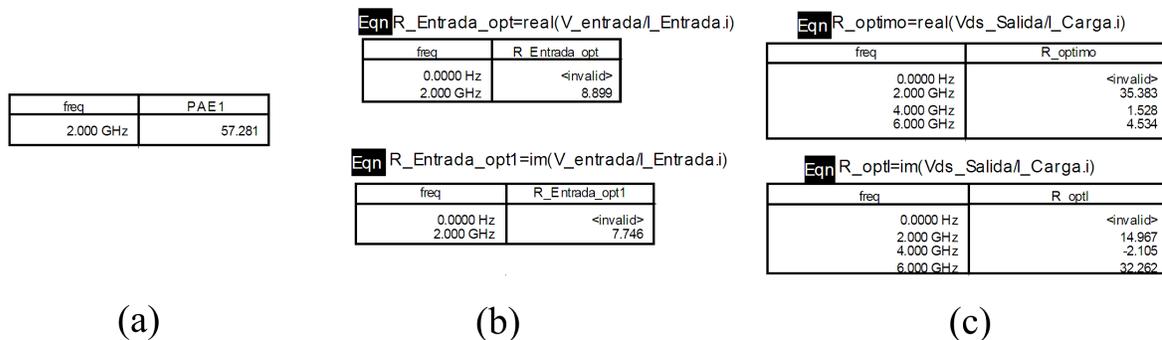


Figura 54: Resultados de la técnica de diseño para AlGaIn/GaN RT233PD: a) PAE b) Impedancia óptima a la entrada parte real e imaginario c) Impedancia óptima a la salida para la fundamental, segundo y tercer armónico parte real e imaginario

fase de las fuentes SRC4, SRC5 y SRC6. Esta sintonización puede ser visual a partir de las formas de onda presentadas en el drenador y del máximo valor de PAE encontrado.

Los resultado de la simulación se muestran en la figura 54, en donde se indican las impedancias óptimas encontradas para la red de salida y la entrada del AP clase F a las cuales se registra una PAE máxima de 57.28%.

V.5 Conclusiones

En este capítulo se han presentado los métodos utilizados en la obtención de las redes de adaptación a la entrada y salida para un AP clase F y clase F inverso, así como también la simulación para obtener altos valores de PAE y potencia a la salida. Para la determinación de la impedancia óptima a la entrada se utilizó la técnica de Source-Pull implementada en el simulador ADS. Para calcular la impedancia óptima a la salida se utilizaron dos métodos diferentes que permiten estimar de manera fácil y sencilla las impedancias a la entrada y salida para un AP clase F. Un punto importante por mencionar es que a pesar de que se puede hacer simulación Load-Pull, solo obtendríamos la impedancia óptima a la frecuencia fundamental y, por lo tanto si deseamos encontrar las impedancias de los armónicos para el AP clase F, necesitamos aplicar métodos de optimización en combinación con Source/Load-Pull.

Capítulo VI

Construcción y caracterización del AP de alta eficiencia

En éste capítulo se presentarán resultados experimentales obtenidos de la caracterización de AP clase F y clase F inverso construidos de acuerdo al diseño presentado en el capítulo anterior. El diseño y las simulaciones fueron desarrolladas en ADS. En la medición del dispositivo, caracterización y construcción del AP se utilizaron “T” de polarización de la compañía Picosecond Pulse Labs, con la finalidad de suministrar los altos voltajes y corrientes de alimentación requeridos. Esto es necesario para evitar al máximo la degradación de la señal, teniendo pérdidas por inserción mínimas y alta respuesta en frecuencia. En este capítulo tiene como proposito resaltar la importancia del modelado aplicado a la nueva tecnología en transistores AlGa_N/Ga_N HEMT para el diseño de AP. Se utilizará el transistor RT233PD encapsulado para el diseño, se comparará el resultado de las mediciones hechas en el laboratorio contra las simulaciones, demostrar la capacidad de dispositivos Ga_N como amplificadores de potencia de alta eficiencia. Igualmente, se demostrará que las redes obtenidas y analizadas son parte fundamental que permiten tener máxima eficiencia y potencia de salida.

VI.1 Construcción del AP de alta eficiencia

Los elementos como sustrato y tipo de dispositivo a utilizar, son parte de la construcción del AP de alta eficiencia. Existen diferentes tipos de sustratos para el diseño de circuitos de microondas como alúmina, duroid, cerámica, fibra de vidrio, etc. El sustrato utilizado en este trabajo de tesis es FR4.

VI.1.1 ¿Por qué FR4?

El FR4 es un material de bajo costo, fácil de operar en comparación con los substratos de fibra de vidrio reforzados. Las letras FR son las siglas del material que indican Resistencia a las Llamas (Flame Resistance en inglés), sus especificaciones se muestran en la tabla XXI. Este tipo de substrato no es el más indicado para circuitos de microondas, sin embargo es utilizado para demostrar que es posible fabricar las redes de adaptación y así obtener excelentes resultados en el funcionamiento del AP de alta eficiencia.

Tabla XXI: **Especificaciones del substrato FR4 para el diseño y construcción del AP de alta eficiencia clase F y clase F inverso**

Especificaciones físicas	Valor	
grosor	0.034036 mm	
	0.0341 mm	
Resistividad por volumen	$1.7 \cdot 10^{-8}$ Ohm·metro	
	$1.7 \cdot 10^{-6}$ Ohm·cm	
Resina	44%	
Fuerza de agarre	161 kg/m	
Rango flamable	UL 94 V-O	
absorción de humedad	0.20%	
Constante dieléctrica	1 MHz	4.7
	500 MHz	4.27
	1 GHz	4.25
Pérdidas tangenciales	1 MHz	0.025
	500 MHz	0.016
	1 GHz	0.016
Resistividad en la superficie	1e14 Ohms por cm	
Resistividad por volumen	5e12 Ohm por cm	
Fuerza eléctrica	43,000 volts por mm	

VI.1.2 Especificaciones del transistor utilizado en la construcción del AP de alta eficiencia

El transistor FET utilizado en la construcción del AP de alta eficiencia es el RT233PD de la compañía RFHIC con las siguientes características eléctricas:

Tabla XXII: Características eléctricas del transistor RT233PD reportadas a 25°C, con una potencia preliminar a la salida de 2 Watts

Parámetros	Simbolo	Condiciones de prueba	Mín	típico	Max	Unidades
Corriente de drenador	I_{dss}	Vds=27V, Vgs=0V	400		450	mA
Transconductancia	g_m	Vds=7V		1800		mS
Voltaje de oclusion	V_p	Vds=8V, Ids=8mA	-2.0	-2.3	-2.6	V
Voltaje de ruptura V_{gs}	BV_{gs}				-30	V
Voltaje de ruptura V_{gd}	BV_{gd}				-100	V
Punto de compresión	P_{1dB}		32.5	33		dBm
Ganancia	G_{LP}	Vds=27V, Ids=150mA		16		dB
PAE	η_{add}	f=2.14GHz		50		%
Resistencia térmica	R_{th}			15	20	°C/W

VI.2 Procedimiento de diseño de AP

El procedimiento de diseño, construcción e implementación dentro del CICESE de AP se basa en los siguientes puntos:

1. Extracción de elementos parásitos utilizando mediciones de parámetros- S en polarización directa e inversa en el rango de 0.045-3GHz.
2. Encontrar los elementos parásitos asociado al encapsulado. Para encontrar dichos elementos, es necesario apoyarse de métodos de optimización.
3. Encontrar los elementos intrínsecos a partir del punto de operación del diseño.

4. En este caso, los elementos intrínsecos C_{gs} y C_{gd} no fueron implementados con modelos matemáticos dentro del simulador, por la complejidad de implementar el modelo a esta nueva tecnología y a la codificación del modelo de capacitancias dentro del simulador. En sustitución a los modelos se implementaron las mediciones de cada capacitancia no lineal dentro de un banco de datos para cada capacitancia. Como C_{ds} tiene una mínima variación con V_{ds} se le consideró como constante.
5. Medición de las curvas características I-V del transistor. Se utiliza la medición en modo pulsado para evitar el efecto de trampas generadas en la capa física del semiconductor. Modelar la corriente, incluyendo las resistencias parásitas del transistor encontradas anteriormente utilizando modelos no lineales que se adapten a las necesidades de diseño.
6. Validar el modelo en pequeña señal contra mediciones de parámetros- S tomadas en el punto de polarización del AP a diseñar. Si el modelo es acertado, se validará el modelo a gran señal, haciendo mediciones a un sólo tono y verificar el AM/AM, armónicos y ganancia al dispositivo GaN. Estas dos últimas pruebas son para demostrar que el modelo no lineal utilizado puede predecir el comportamiento eléctrico del dispositivo.
7. Diseño de redes de adaptación a la entrada y a la salida para el AP clase F y clase F inverso a través de herramientas de CAD.
8. Construcción del AP en el substrato indicado y verificación de las dimensiones de las redes de entrada y salida.
9. Evaluación del AP fabricado a un sólo tono midiendo el AM/AM, ganancia, eficiencia y comparación con las simulaciones.

VI.3 Resultados experimentales

Para el AP clase F y clase F inverso, es importante el diseño en el punto de polarización. Algunos autores como Ingruber *et al.* (1998), mencionan que el mejor punto de polarización para un AP clase F es estar completamente en oclusión y trabajarlo en modo switch, ya que se podría alcanzar una mejor eficiencia. Por otra parte, Colantonio *et al.* (1999) presenta que el mejor punto de polarización para un AP clase F es tomarlo como un clase AB profundo, esto quiere decir que el voltaje V_{gs} está cerca de oclusión. Esta última propuesta es la que ha dado mejores resultados en el diseño y que se ha utilizado en ambos amplificadores construidos. El punto de operación que se tomó para el diseño de ambos amplificadores es $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=-10V$, teniendo una máxima excursión de voltaje de drenador de 20V.

VI.4 Resultados Amplificador clase F

La red de adaptación a la entrada, determinada con simulación Source Pull y dando como resultado una impedancia óptima de $9.475-j6.138$, se utilizará para la implementación en ambos amplificadores. Para el caso de la red de adaptación a la salida, se determinó de acuerdo al método propuesto por Ooi *et al.* (2004). La configuración de la red a la salida fue descrita en el capítulo anterior. La mascarilla de ambas redes se muestra en la figura 55.

Los resultados experimentales del comportamiento de la red de salida se muestra en la figura 56. Esta figura muestra que no es posible presentar un corto circuito al tercer armónico y un circuito abierto al segundo. Esto se debe a que el adaptación está basado en el diseño de la red a la frecuencia fundamental, optimizando la red en longitudes y anchos de línea para obtener una onda cuadrada de voltaje a la salida del drenador.

Otro punto importante que detallar es que en la literatura se proponen redes de

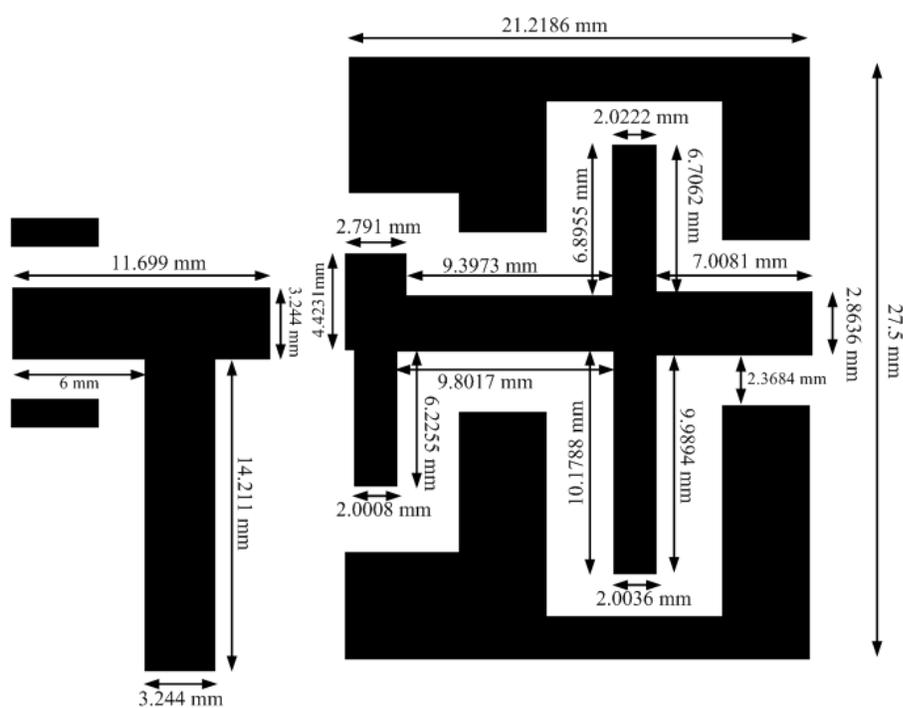


Figura 55: Redes de adaptación de entrada y salida (parte izquierda= red de entrada y parte derecha= red de salida).

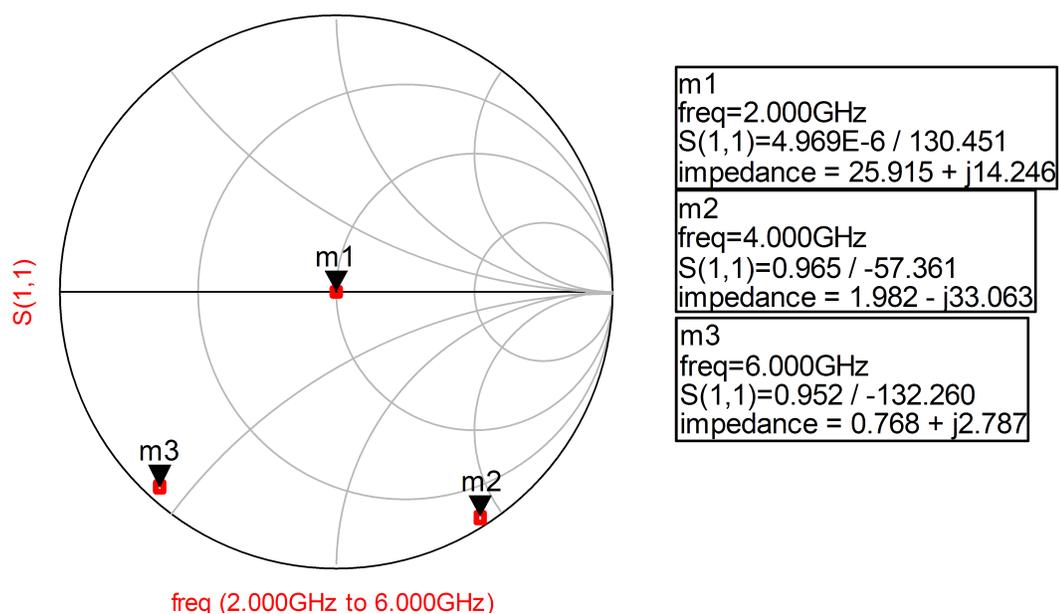


Figura 56: Resultados en carta de Smith de la red de salida a 2GHz normalizada a Z_L .

salida para AP clase F y clase F inverso, pero en realidad no toman en cuenta las impedancias óptimas a la salida para el segundo y tercer armónico, pues es difícil de implementar un circuito de manera física.

Si queremos tener un fundamento básico de las redes propuestas en este trabajo de tesis para el AP clase F, Rhodes (2003) propone una red de elementos concentrados para así obtener una óptima eficiencia a la salida. Una vez encontrados los elementos, se utilizan transformaciones de elementos concentrados a distribuidos descritas en Pozar (2005), y se hace una compensación de stubs descrito por Grosch (1999), para fundamentar el origen de la red presentada en este trabajo. Sin embargo, nuevamente existe una sintonización de los stubs y de las líneas que unen a los stubs a través de métodos de optimización.

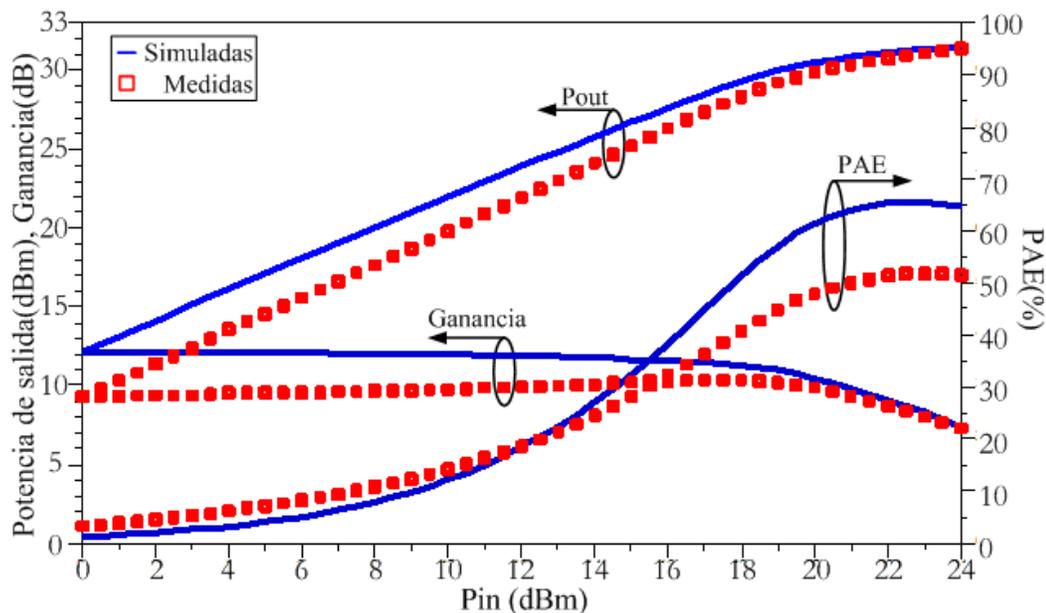
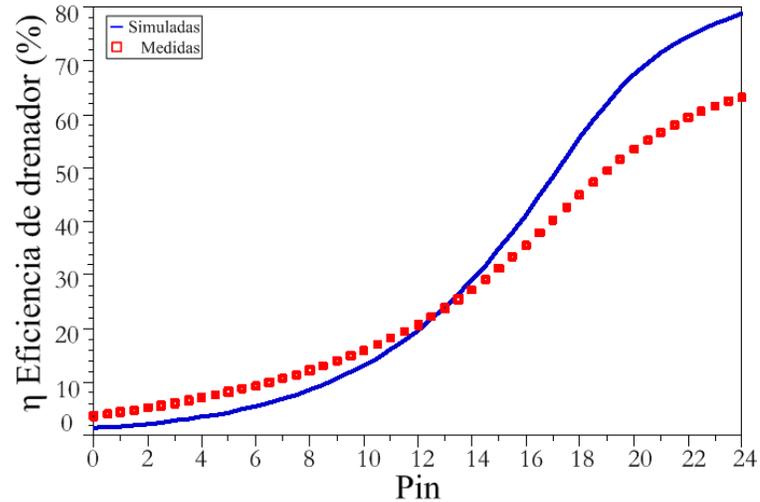


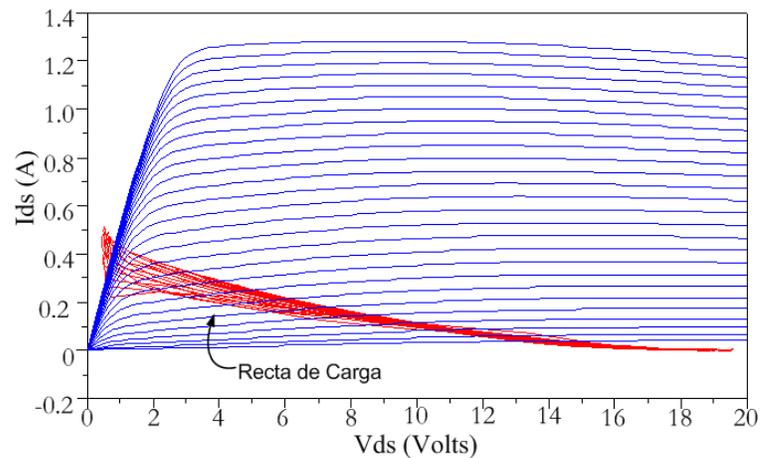
Figura 57: Resultados de medición a un sólo tono del AP clase F (medición AM-AM) al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=10V$ a 2GHz

La figura 57, muestra los resultados experimentales de mediciones hechas a un sólo tono al AP clase F y las simulaciones, en donde se observa un error de 2dB a baja potencia entre lo medido y lo simulado. Este error disminuye al aumentar la potencia

de entrada hasta llegar al punto de compresión del amplificador. El comportamiento de la PAE al punto de compresión, muestra una enorme diferencia entre lo simulado y medido.



(a)



(b)

Figura 58: **Resultados de medición y simulación en el punto $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=10V$ a 2GHz:** a) Eficiencia de drenador η b) Recta de carga.

La figura 58a muestra la eficiencia de drenador (η) simulada y medida. En comparación con la PAE podemos afirmar nuevamente que existe una diferencia entre la simulación y la parte medida a mayor potencia de entrada. Esto se debe posiblemente

a problemas con el modelo no lineal del transistor. En la figura 58b se muestra la recta de carga que muestra el comportamiento del AP.

Tabla XXIII: **Resultados del AP clase F al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=10V$ a 2GHz.**

	Potencia de entrada (dBm)	Potencia de salida (dBm)	Ganancia (dB)	Eficiencia PAE(%)	Eficiencia η (%)
Medidos	23	31.055	8.055	51.924	61.558
Simulados	23	31.286	8.286	65.548	76.949

La tabla XXIII, muestra la máxima eficiencia obtenida en el diseño del amplificador construido, respecto a las simulaciones. En esta tabla se observa que existe una pequeña mejora en la eficiencia lograda en el amplificador si comparamos con las hojas técnicas del transistor de la tabla XXII.

En la literatura se pueden encontrar amplificadores en tecnología GaN, como es el caso de Xu *et al.* (2006), quien reporta un AP clase E que presenta una PAE del 57% con una potencia máxima a la salida de 37dBm, y voltaje de polarización a 40V a 1.9GHz. Colantonio *et al.* (2006), muestra un amplificador con eficiencia de drenador de 60%, una PAE del 47% y una potencia a la salida de 33dBm a 5.5GHz con un voltaje de polarización a 25V. Esto muestra que en los diseños de amplificadores de alta eficiencia reportados en la literatura se han registrado PAE promedio del 50% a elevados puntos de polarización. Los elevados puntos de polarización se pueden demostrar para este diseño de AP clase F. Si deseamos tener una máxima PAE, el punto óptimo de polarización esta en $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=20V$ a 2GHz.

La figura 59, muestra mediciones a un sólo tono para el AP clase F, hasta el punto

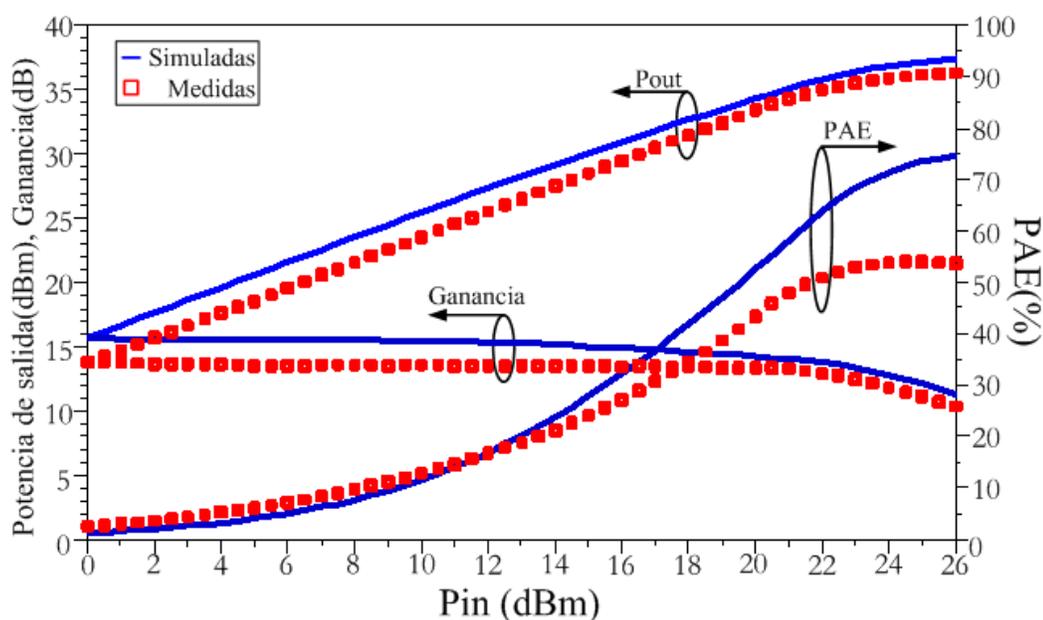


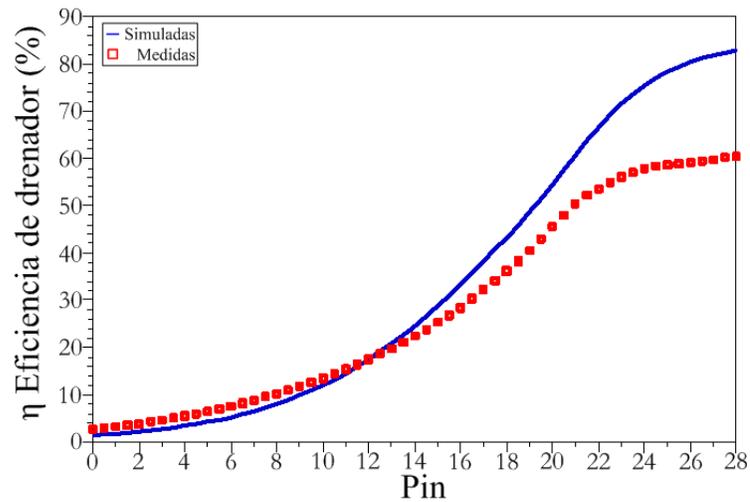
Figura 59: Resultados de medición a un sólo tono del AP clase F (medición AM-AM) al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=20V$ a 2GHz

de compresión en donde se registra una máxima PAE y potencia de salida indicadas en la tabla XXIV.

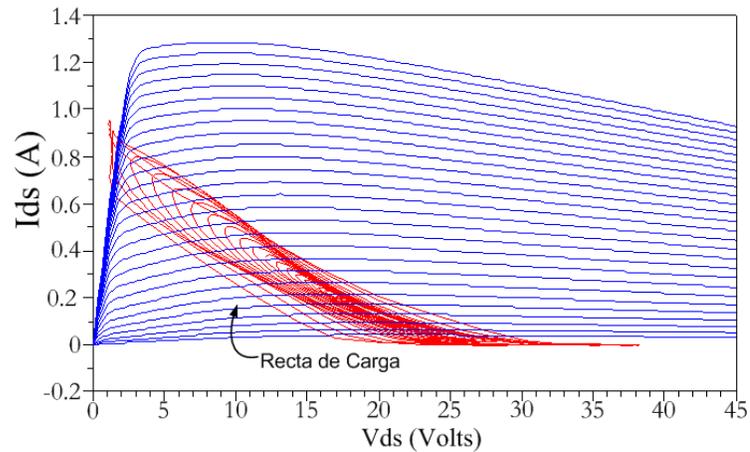
Tabla XXIV: Resultados del AP clase F al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=20V$ a 2GHz.

	Potencia de entrada (dBm)	Potencia de salida (dBm)	Ganancia (dB)	Eficiencia PAE(%)	Eficiencia η (%)
Medidos	25	36.105	11.105	54.110	58.658
Simulados	25	37.128	12.128	73.447	78.215

La eficiencia de drenador y la recta de carga para éste mismo caso se muestra en la figura 60.



(a)



(b)

Figura 60: Resultados de medición y simulación en el punto $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=20V$ a 2GHz: a) Eficiencia de drenador η b) Recta de carga.

En el punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=20V$, se obtiene una mejora en el desempeño del dispositivo. En las hojas técnicas del transistor se reporta una potencia preliminar de 2 Watts. Sin embargo, en estos resultados mostramos una potencia máxima de 4.1 Watts de salida. Es posible llegar a registrar tales magnitudes de potencia gracias a que el transistor está fijo a un disipador de potencia. Por otro lado,

si requerimos tener una máxima potencia de salida, el punto máximo de polarización al transistor se encuentra registrado a $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=27V$.

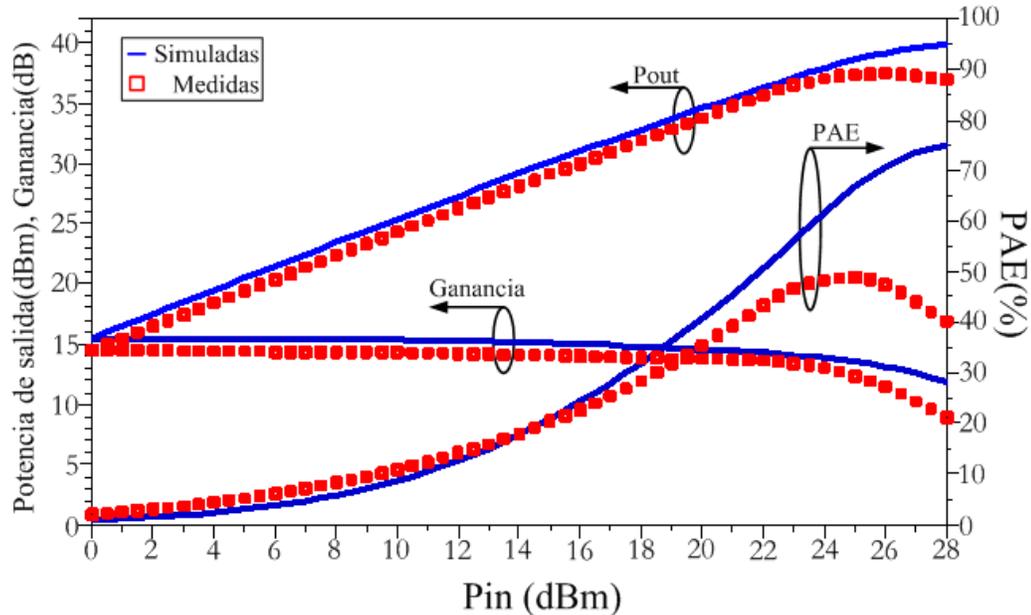


Figura 61: Resultados de medición a un sólo tono del AP clase F (medición AM-AM) al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=27V$ a 2GHz

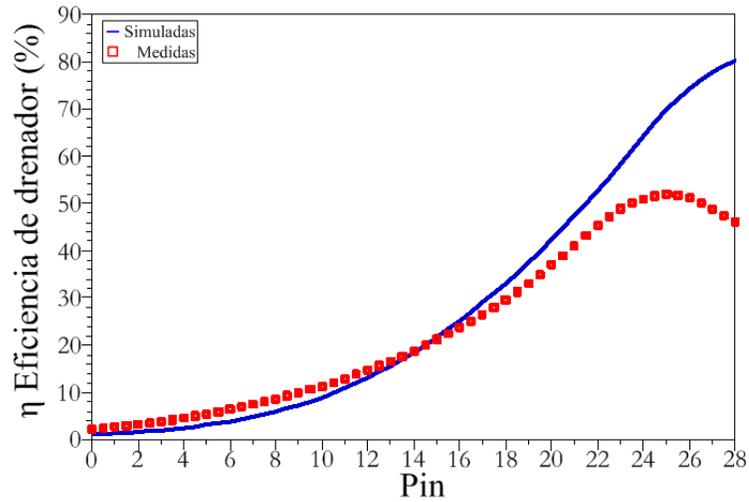
La figura 61, muestra las mediciones y las simulaciones de AM/AM, PAE, y ganancia. Un punto importante es que el error entre las mediciones y lo simulado es menor a 1dB. Esta discrepancia entre lo medido y simulado se debe a que no se considero los efectos de la temperatura como una variable más dentro del modelo no lineal.

Tabla XXV: Resultados del AP clase F al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=27V$ a 2GHz.

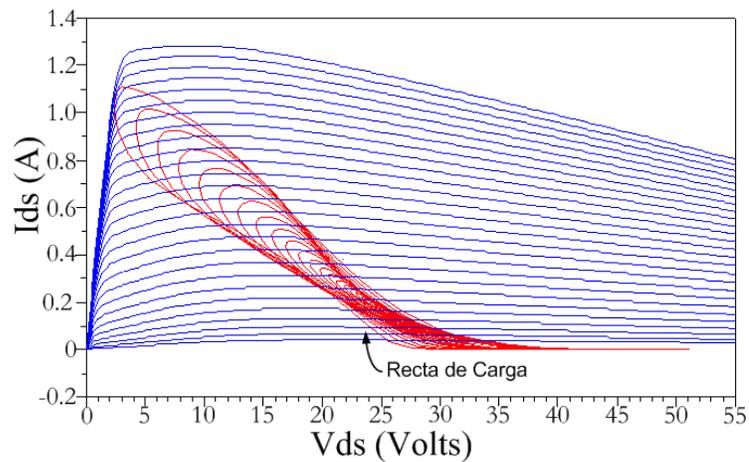
	Potencia de entrada (dBm)	Potencia de salida (dBm)	Ganancia (dB)	Eficiencia PAE(%)	Eficiencia η (%)
Medidos	25	37.355	12.355	48.829	51.843
Simulados	25	38.597	13.597	66.777	69.803

El resultado de las mediciones y simulaciones se muestran en la tabla XXV. En estos resultados notamos que la potencia de salida (5.4W) es mayor al valor indicado

por el fabricante (2W). Esta es la máxima potencia permitida por el dispositivo, ya que estamos casi al límite de la corriente máxima que puede entregar el transistor.



(a)



(b)

Figura 62: Resultados de medición y simulación en el punto $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=27V$ a 2GHz: a) Eficiencia de drenador η b) Recta de carga.

La figura 62a, muestra el comportamiento de la eficiencia de drenador, y se observa un máximo de 51%. En la figura 62b se muestra la recta de carga del comportamiento del dispositivo.

El propósito de mostrar estos resultados a tres puntos diferentes de polarización es con el objetivo de:

1. Demostrar que en la construcción del AP clase F, la impedancia óptima a la salida no cambia para cualquier voltaje suministrado en V_{ds} .
2. Demostrar que es posible encontrar el punto óptimo de polarización para tener un compromiso entre potencia máxima, mayor eficiencia de drenador, y PAE.
3. Intentar operar al máximo el dispositivo GaN para obtener una máxima potencia de salida, sacrificando un poco la PAE y la eficiencia de drenador.

VI.5 Resultados de la caracterización del amplificador clase F inverso

La red de adaptación a la entrada en el diseño del amplificador clase F inverso, es la misma que la del amplificador clase F. En el diseño de las redes de salida se utilizó el método propuesto por Ooi *et al.* (2004).

En la figura 63 se muestra la mascarilla con dimensiones utilizadas en la construcción del amplificador clase F inverso, se utilizaron las mismas condiciones de fabricación que para el AP clase F.

La figura 64, muestra el adaptación de la red a la frecuencia fundamental. Nuevamente encontramos el problema de las impedancias de segundo y tercer armónico pues se encuentran ambas cerca del abierto. En la teoría se menciona que requerimos de un circuito abierto para armónicos pares y un corto circuito para armónicos impares. En la práctica se observa que no es posible satisfacer todas las condiciones en el diseño de amplificadores clase F inverso.

En el análisis del amplificador clase F inverso construido se mostrarán resultados obtenidos en las mismas condiciones de polarización del AP clase F, esto es con el fin

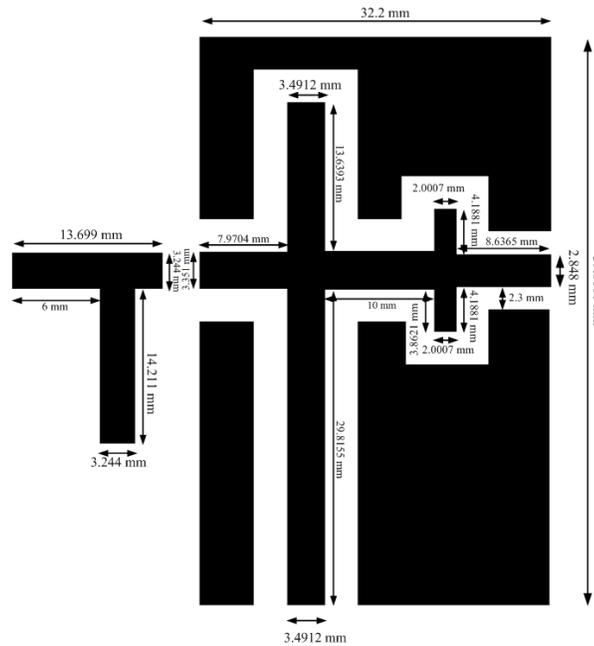


Figura 63: Redes de adaptación de entrada y salida (parte izquierda= red de entrada y parte derecha= red de salida).

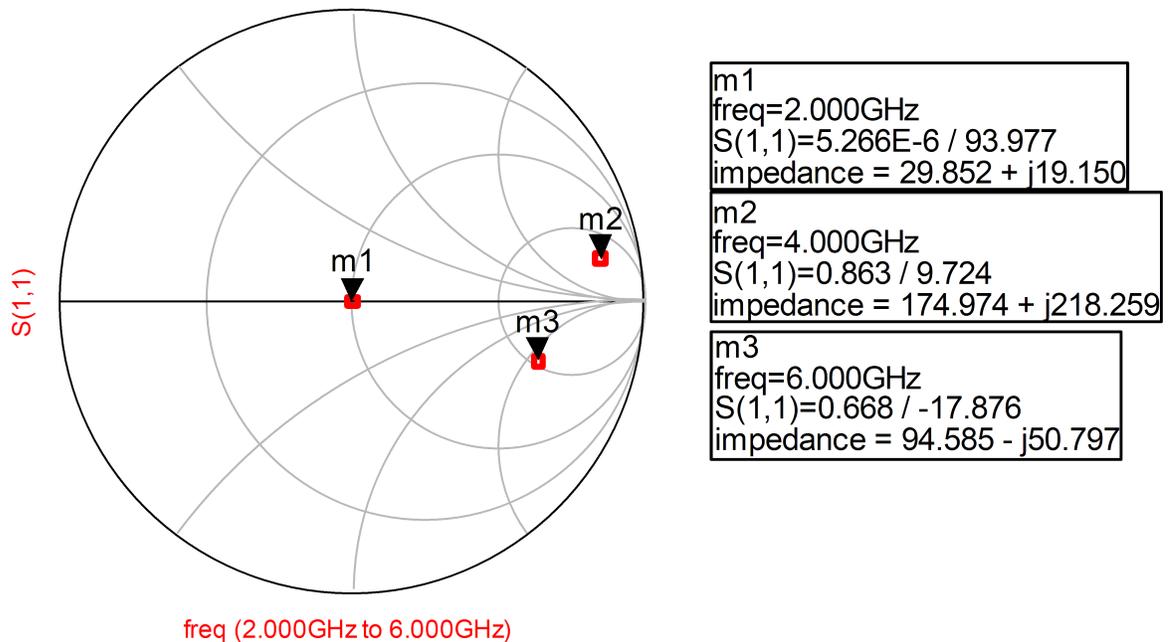


Figura 64: Resultados en carta de Smith de la red de carga a 2GHz normalizada a Z_L .

de comparar ambos amplificadores. La figura 65 presenta los resultados de la potencia de salida y la ganancia simulados y medidos. Para el caso de la eficiencia de drenador y PAE tenemos una deficiencia en comparación con lo simulado, existiendo un error mayor que el 10%.

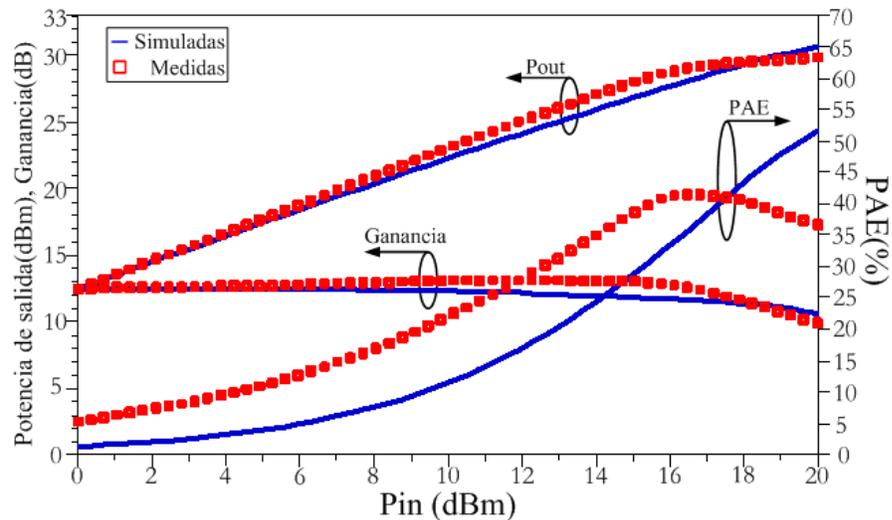
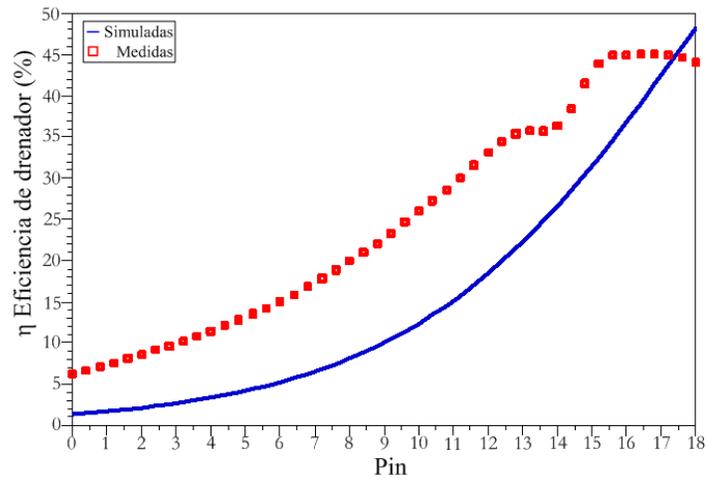


Figura 65: Resultados de medición a un sólo tono del AP clase F inverso (medición AM-AM) al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=10V$ a 2GHz

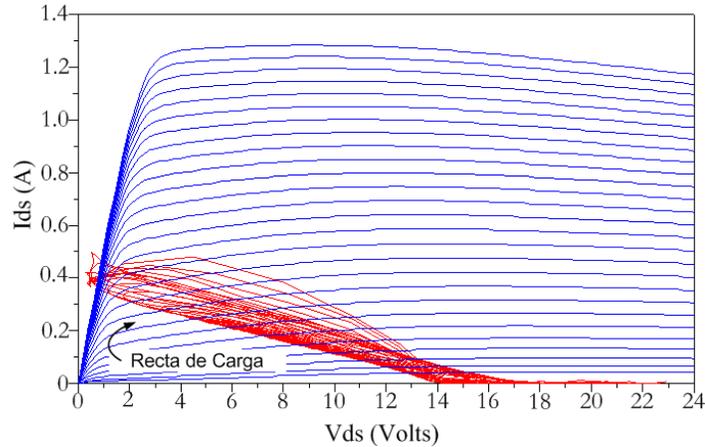
En la tabla XXVI se reportan los resultados medido y simulado a la frecuencia fundamental (2GHz).

Tabla XXVI: Resultados del AP clase F inverso al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=27V$ a 2GHz.

	Potencia de entrada (dBm)	Potencia de salida (dBm)	Ganancia (dB)	Eficiencia PAE(%)	Eficiencia η (%)
Medidos	16	28.205	12.205	42.229	45.008
Simulados	16	27.197	11.197	34.056	36.835



(a)



(b)

Figura 66: Resultados de medición y simulación en el punto $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=10V$ a 2GHz: a) Eficiencia de drenador η b) Recta de carga. AP clase F inverso

Para el caso de la eficiencia de drenador mostrada en la figura 66a, se observa una discrepancia importante entre lo medido y simulado. La recta de carga se muestra en la figura 66b. Por otro lado, si se toma como referencia el punto de polarización en donde se encontró la máxima eficiencia para el amplificador clase F se obtienen los resultados mostrados en la figura 67.

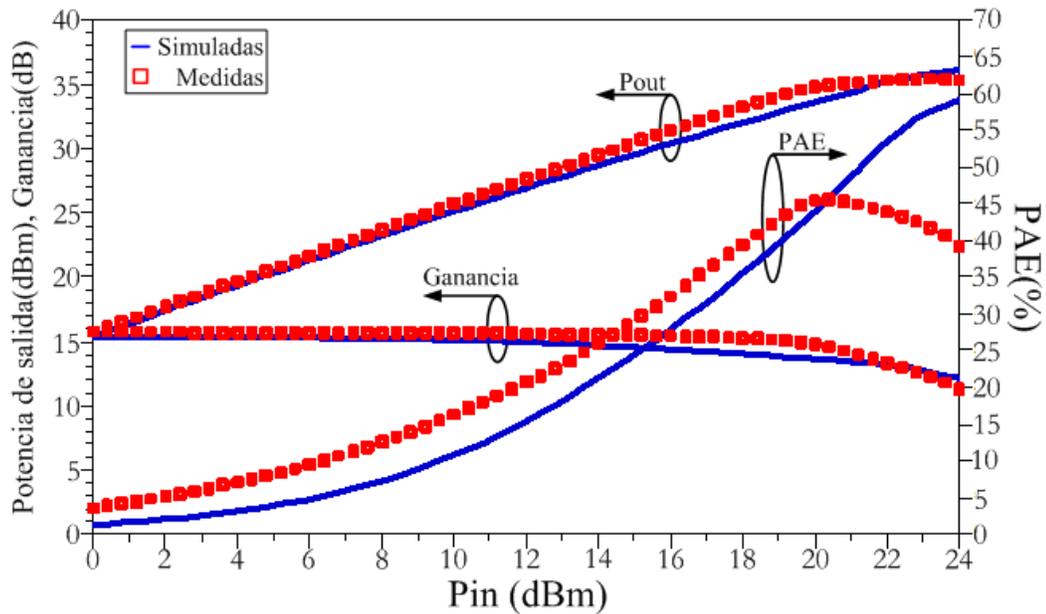


Figura 67: Resultados de medición a un sólo tono del AP clase F inverso al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=20V$ a 2GHz

Tabla XXVII: Resultados del AP clase F inverso al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=20V$ a 2GHz.

	Potencia de entrada (dBm)	Potencia de salida (dBm)	Ganancia (dB)	Eficiencia PAE(%)	Eficiencia η (%)
Medidos	20	34.815	14.815	45.461	47.012
Simulados	20	33.630	13.630	44.034	46.013

Como se puede apreciar, el comportamiento del modelo a gran señal tiene mayor exactitud a voltajes de polarización elevados ya que predice mejor la potencia de salida.

La figura 68a, muestra el comportamiento de la eficiencia de drenador. Para este caso, tanto la eficiencia de drenador como la PAE muestran un porcentaje menor al 50% como se indica en la tabla XXVII, que muestra la eficiencia máxima alcanzada para el amplificador clase F inverso. La figura 68b muestra la recta de carga.

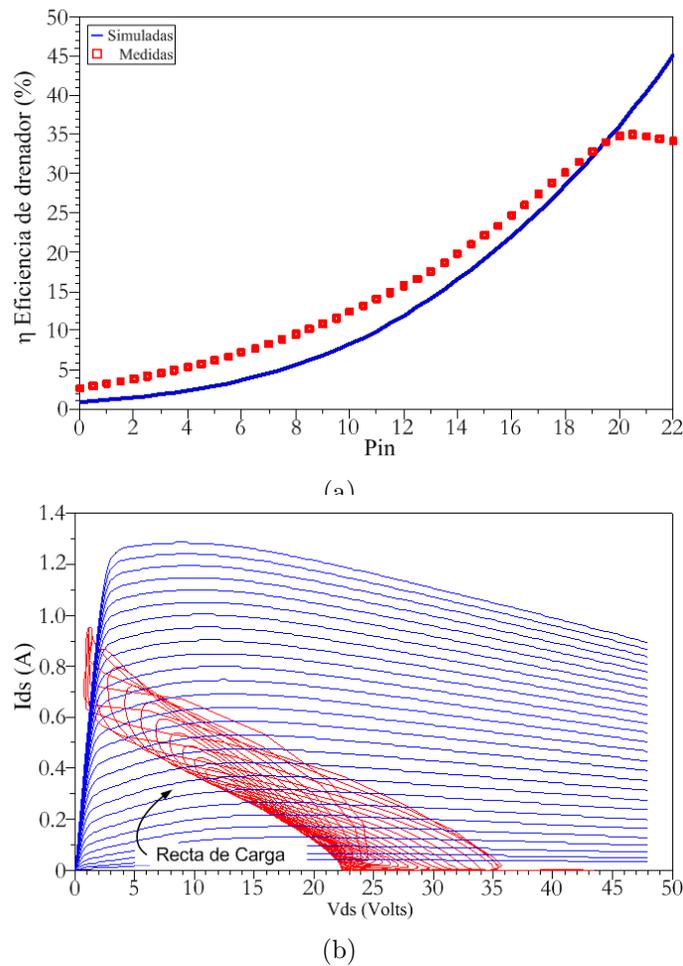


Figura 68: **Resultados de medición y simulación en el punto $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=20V$ a 2GHz:** a) Eficiencia de drenador η b) Recta de carga.

En los resultados del amplificador clase F inverso, el punto de polarización en donde se obtuvo la mayor potencia de salida es $V_{gs}=-2.3V$ con $V_{ds}=27V$. La figura 69 muestra los resultados de la medición y simulación de potencia de salida, ganancia y PAE. Se puede observar que las mediciones están por arriba de las simulaciones, con un error de 1dB para el caso de la ganancia y potencia de salida. En el caso de la PAE, no es posible el poder predecir con certeza.

La tabla XXVIII, muestra los resultados obtenidos del amplificador clase F inverso construido.

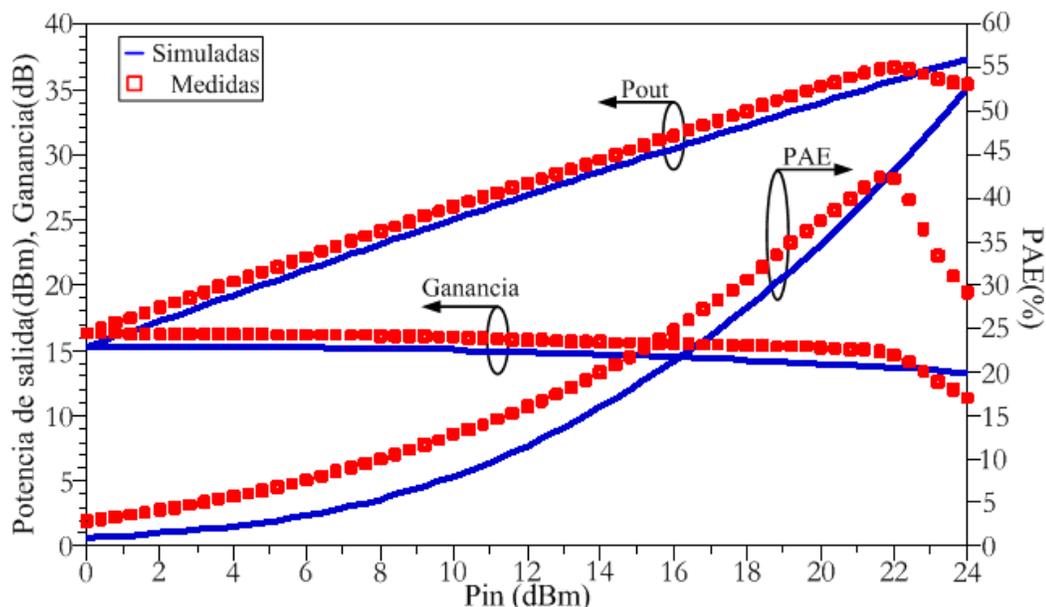
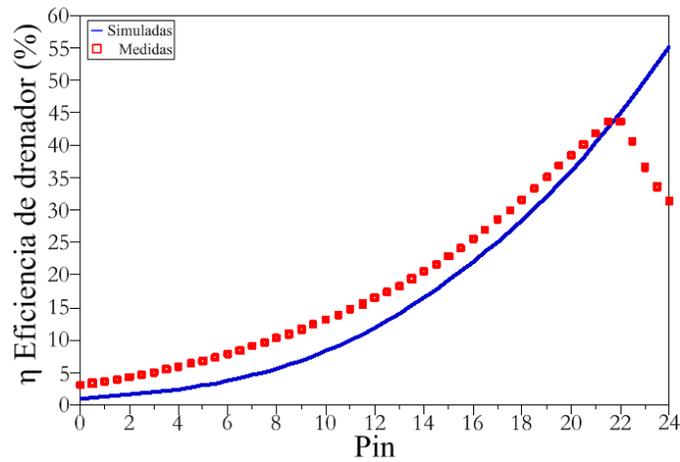


Figura 69: Resultados de medición a un sólo tono del AP clase F inverso al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=27V$ a 2GHz

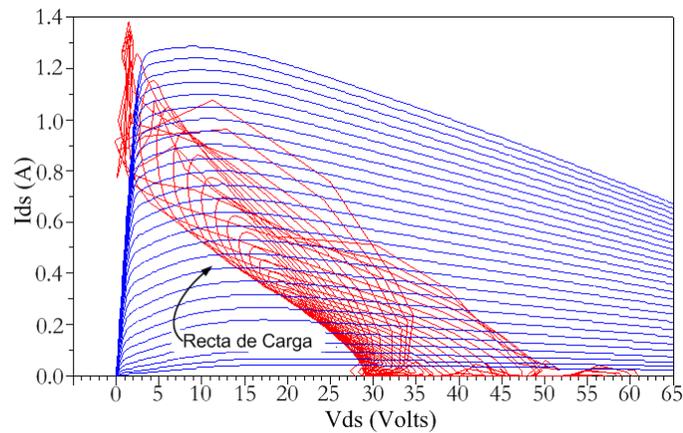
Tabla XXVIII: Resultados del AP clase F inverso al punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=27V$ a 2GHz.

	Potencia de entrada (dBm)	Potencia de salida (dBm)	Ganancia (dB)	Eficiencia PAE(%)	Eficiencia η (%)
Medidos	22	36.675	14.675	43.141	43.695
Simulados	22	35.686	13.686	43.141	45.053

Se puede notar claramente que para este amplificador, la potencia máxima alcanzada es de 4.6 Watts en comparación con el amplificador clase F que muestra una potencia de 5.4 Watts. Cabe mencionar que para este caso, la onda cuadrada es de corriente y por lo tanto el compromiso de eficiencia se ve afectado por la excursión de corriente en el drenador. La figura 70b, muestra que la recta de carga se encuentra en el límite de la corriente máxima del transistor GaN.



(a)



(b)

Figura 70: Resultados de medición y simulación en el punto $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=27V$ a 2GHz: a) Eficiencia de drenador η b) Recta de carga.

VI.6 Comparación AP clase F y clase F inverso

En esta parte de la tesis, se hace una comparación entre los resultados obtenidos a partir de mediciones y simulaciones hechas con herramienta CAD para ambos amplificadores. Las mediciones fueron tomadas a un punto máximo de potencia de salida y eficiencia registradas en las mediciones.

La figura 71 muestra el comportamiento de la potencia de salida para diferentes

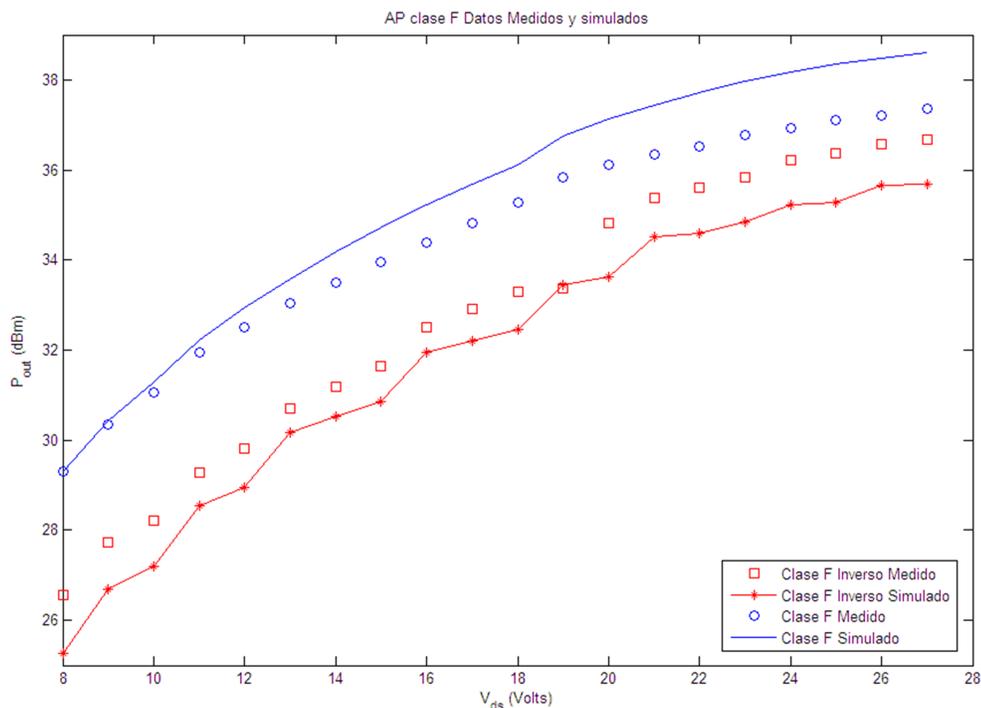


Figura 71: Comparación de resultados de la potencia de salida de AP clase F y clase F inverso a diferentes puntos de polarización, diseñado a 2GHz.

puntos de polarización. Mostrando claramente que el AP clase F es superior en potencia en comparación con el AP clase F inverso. Se observa una diferencia menor a 2dB entre lo medido y simulado. Este error se debe posiblemente a efectos térmicos generados al calentarse el dispositivo y que no son considerados en el modelo.

En la figura 72 se observa que la simulación predice valores mayores a los medidos en el caso del AP clase F. Es importante señalar que el AP clase F supera el AP clase F inverso en PAE y eficiencia de drenador η .

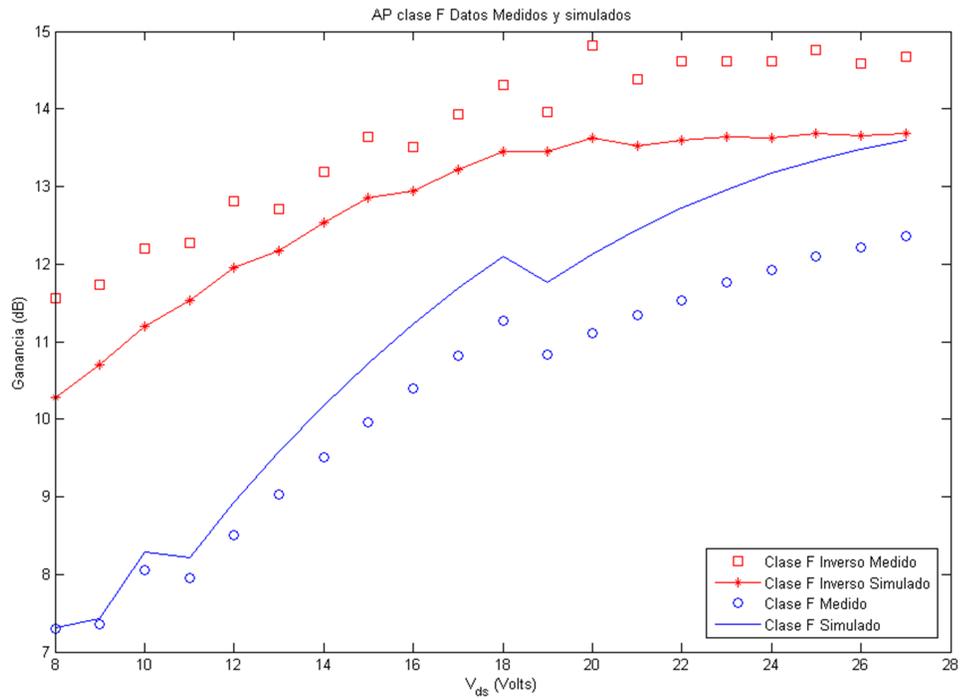


Figura 72: Resultados de ganancia entre AP clase F y clase F inverso a diferentes puntos de polarización, diseñado a 2GHz.

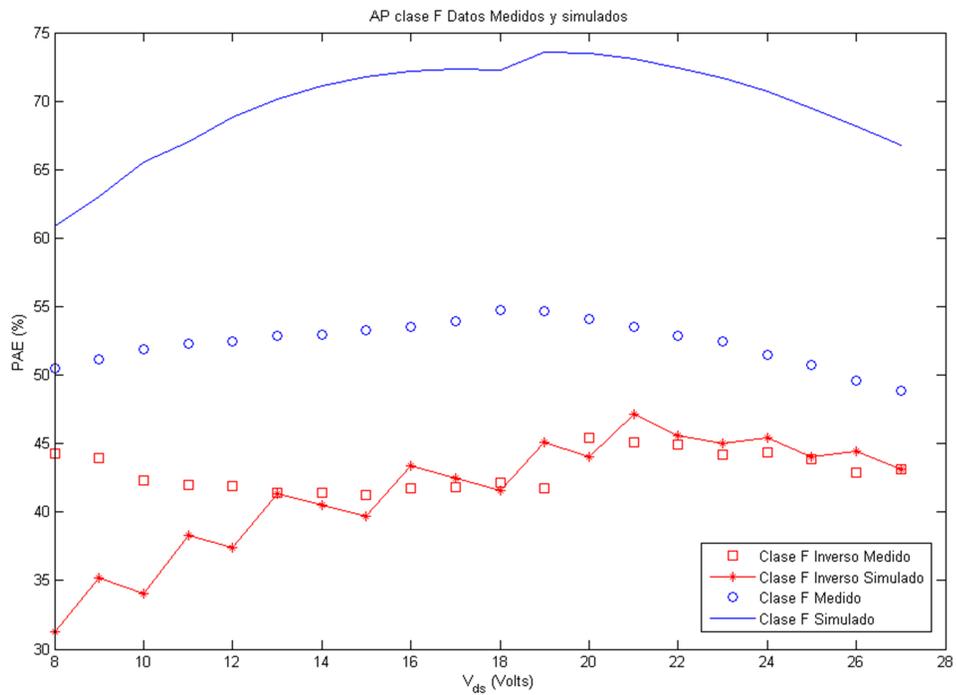


Figura 73: Resultados de PAE entre AP clase F y clase F inverso a diferentes puntos de polarización, diseñado a 2GHz.

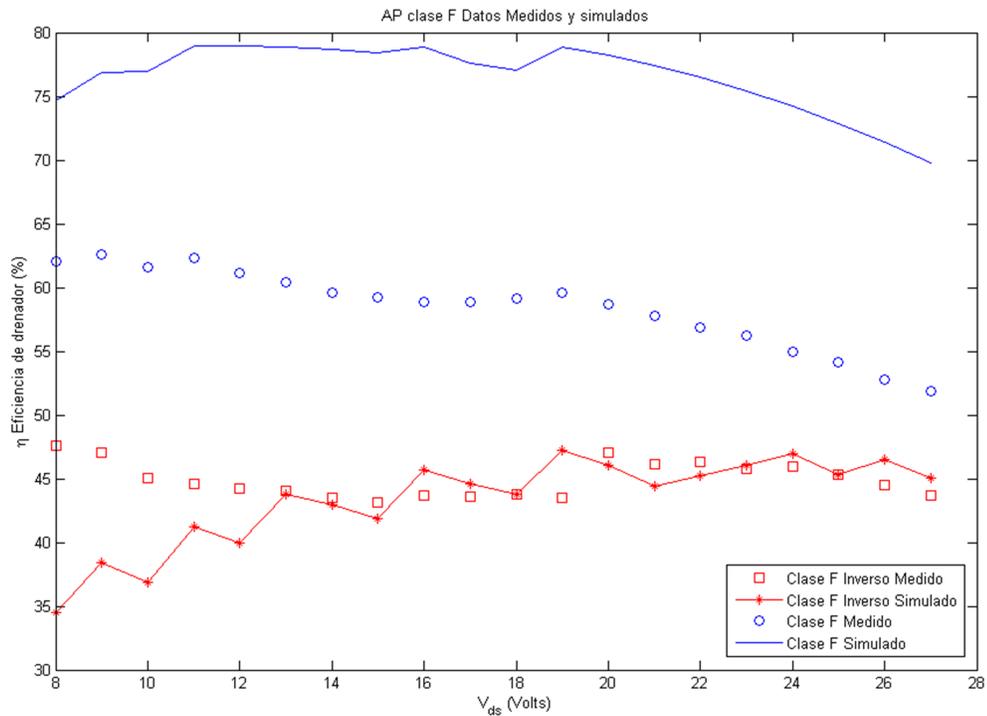


Figura 74: Comparación entre AP clase F y clase F inverso a diferentes puntos de polarización: a) Eficiencia de drenador (η) clase F b) Eficiencia de drenador (η) clase F inverso, diseñado a 2GHz.

VI.7 Conclusiones

En este capítulo se presentaron los resultados de la caracterización y simulación de amplificadores clase F y clase F inverso de alta eficiencia, así como las comparaciones para determinar cual es el mejor. De la comparación se demuestra que el AP clase F supera en eficiencia al clase F inverso. En las hojas técnicas del transistor GaN RT233PD se reportan datos preliminares a puntos de polarización hasta 27 Volts obteniendo una PAE del 50%. En la práctica, el AP clase F construido muestra una mejora en la potencia de salida, registrando una potencia de salida de hasta 5.4 Watts (37.35dBm) con una PAE de 48.82% y una eficiencia de drenador de 51.84%.

El diseño inicial para ambos amplificadores fue realizado para un punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=10V$, sin embargo en la práctica se hicieron pruebas a distintos puntos de polarización con un máximo de voltaje en $V_{ds}=27V$, y recopilando los datos medidos para después compararlos con la simulación. Los resultados obtenidos muestran razonable concordancia con lo obtenido en la simulación.

En el modelado de esta nueva tecnología GaN se presentaron dificultades para predecir la PAE y al la eficiencia de drenador, el modelo no lineal utilizado fue poco predecible en este parámetro. En el caso de la PAE, lo máximo alcanzado en la práctica y reportado en la literatura es del 50% aproximadamente. Esto se debe a la estructura propiamente del transistor AlGaIn/GaN HEMT. Existe un trabajo presentado por Kimball *et al.* (2005), que registra una eficiencia de drenador de 60%, pero para obtener esa eficiencia necesita tener voltajes de hasta 60 Volts.

En la práctica resulta delicado hacer mediciones en modo pulsado, para obtener las curvas I-V a voltajes mayores de 20Volts, porque existe un calentamiento en el dispositivo al requerir mayor corriente en el drenador y por lo tanto tener un mayor flujo de corriente en el canal. Por otro lado cuando se hicieron mediciones a un sólo tono se pudo verificar que podía trabajar con voltajes mayores a 20Volts, lo cual se hizo en función de la corriente máxima que puede soportar el transistor. Para poder mostrar el comportamiento de la recta de carga, se hizo una extrapolación de las curvas I-V utilizando herramienta CAD.

Capítulo VII

Resumen

- En esta tesis se inicia el estudio de transistores de potencia AlGa_N/Ga_N HEMT y su aplicación al diseño de amplificadores de potencia clase F y clase F inverso.
- El principal problema encontrado en el modelado de los transistores Ga_N es la extracción de los elementos parásitos. En el presente trabajo, se estudiaron dos métodos para la extracción de elementos parásitos en el dispositivo, obteniendo resultados preliminares satisfactorios.
- El encapsulado del transistor RT233PD, introduce elementos parásitos que son difíciles de extraer por medio de mediciones eléctricas. Para resolver de manera preliminar este problema es necesario emplear métodos de optimización implementado en ADS.
- Se demuestra que es posible la construcción de amplificadores clase F utilizando tecnología de microcinta para las redes de adaptación, tanto de entrada como salida en substrato FR4.
- Se demuestra que el amplificador implementado con tecnología en transistores AlGa_N/Ga_N HEMT, puede operar a voltajes de polarización elevados para obtener una máxima potencia a la salida.
- En los amplificadores construidos se demuestra claramente que el amplificador clase F muestra un mejor rendimiento de potencia y eficiencia que el amplificador clase F inverso.

VII.1 Aportaciones

1. Un estudio preliminar del modelado de transistores GaN que demuestra incapacidad de los métodos tradicionales en la extracción de elementos parásitos.
2. Comparación de diseños propuestos con elementos concentrados y distribuidos, así como obtener el comportamiento de la señal a través de la recta de carga a diferentes puntos de polarización.
3. Aplicando simulación Source-Pull en ADS para encontrar una óptima impedancia de entrada y proponerla para el diseño de ambos amplificadores clase F y clase F inverso.
4. Comparación experimental de los AP clase F y clase F inverso.

VII.2 Trabajos futuros

- Implementar banco de medición de AM-AM y AM-PM para transistores de potencia. La distorsión no lineal en un transistor puede ser especificada en términos de distorsión AM/AM (distorsión por amplitud) y AM/PM (distorsión por fase), contenido armónico, y productos de intermodulación de tercer orden. El efecto AM/PM representa cambios en la fase de la señal de salida cuando el transistor cambia de una operación en pequeña señal a gran señal.
- Implementar banco de medición Source-Pull/Load-Pull multiarmónico para el diseño de AP de alta eficiencia. El diseño de AP de alta eficiencia requiere de numerosos esfuerzos de investigación, tanto en la red entrada, como efectos de terminación armónica a la salida en el dispositivo.
- Comparar los amplificadores clase F y clase E con tecnología GaN. El amplificador clase E se considera amplificador de alta eficiencia y funciona como interruptor,

ya que el punto de operación esta completamente en oclusión. Esta comparación servirá para ver el comportamiento en cuanto a potencia y eficiencia para cada uno.

- Estudio de redes de carga que cumplan con los requerimientos de AP de alta eficiencia y que obtengan anchos de banda para bandas comerciales. Las redes de salida en amplificadores de alta eficiencia son elementos primordiales para poder manipular los armónicos a la salida y obtener resultados en eficiencia y potencia. Otro punto importante en estas redes es el ancho de banda que puedan operar para bandas comerciales y de nueva tecnología como WiMAX.
- Modelado de transistores AlGaIn/GaN HEMT y SiC como nueva tecnología para el diseño de amplificadores de potencia de alta eficiencia y potencia.

Capítulo VIII

Conclusiones

En este trabajo de tesis se estudiaron los amplificadores de potencia clase F y clase F inverso. El estudio de estos amplificadores comprende el modelado no lineal del transistor en tecnología GaN y la síntesis de las redes de entrada y salida de los dos amplificadores estudiados.

En el modelado de transistores GaN se investigaron dos tipos de tecnologías, una proveniente de la compañía Nitronex (transistores en oblea) y la otra tecnología proveniente de RFHIC (transistores encapsulados). El estudiar los transistores en oblea y encapsulado, nos permitió familiarizarnos con el problema de modelado relacionado con la tecnología GaN. El problema encontrado en el modelado de los GaN es que no se dispone de un método confiable para extraer los elementos parásitos. El problema de la extracción de los elementos parásitos se complica mucho más para transistores encapsulados. El problema del modelado no pudo resolverse satisfactoriamente. Sin embargo se logró modelar el transistor encapsulado combinando métodos de extracción analítica con métodos de optimización implementados en el simulador ADS. En el modelado no lineal se estudiaron tres modelos: El TriQuint (TOM3), COBRA y el de Angelov. Los resultados de este estudio muestran que el modelo de Angelov es el más eficaz para modelar los GaN. Un problema aún no resuelto es el no poder predecir el parámetro S_{12} de los transistores encapsulados a frecuencias mayores a 2GHz. El modelado no lineal del circuito eléctrico equivalente predice razonablemente los parámetros S_{11} , S_{21} y S_{22} . Una vez evaluado el modelo no lineal el paso siguiente es el diseño del amplificador.

En el diseño del amplificador se reafirmaron los conocimientos en la simulación, que

con elementos concentrados es posible obtener excelentes resultados para el amplificador clase F y clase F inverso. Desafortunadamente en la práctica, los valores obtenidos en simulación son difíciles de encontrar comercialmente, por lo tanto, en la construcción se utilizó tecnología de microcinta.

Para la obtención de las redes de adaptación de entrada se utilizó el método Source-Pull implementado en ADS. Este método arroja mejores resultados, que el método clásico, en el cálculo de la impedancia óptima a la entrada para ambos amplificadores como para clase F y clase F inverso. Dentro de la simulación es posible hacer también Load-Pull. Desgraciadamente los resultados obtenidos sólo están hechos a la frecuencia fundamental, sin considerar la impedancia para el segundo y tercer armónico. Las redes de adaptación se hicieron con substrato FR4, demostrando que éste tipo de substrato es útil en la construcción de AP de microondas.

Se demostró que con las redes de salida propuestas en este trabajo se puede obtener una máxima potencia y eficiencia. Sin embargo, la teoría clásica sugiere que se debe presentar un corto al segundo armónico y un circuito abierto para el tercer armónico en el caso del AP clase F. En la práctica se demuestra que es difícil alcanzar dichas condiciones. Por otro lado, también en la práctica, las redes de salida son adaptadas a la frecuencia fundamental y las líneas de transmisión son sintonizadas para la segunda y tercera armónica según sea el caso del diseño del AP clase F y clase F inverso.

El diseño final de los AP construidos, fue evaluado a un sólo tono y comparado con lo simulado en el punto de polarización $V_{gs}=-2.3V$ y $V_{ds}=10V$, obteniendo aceptables resultados. La segunda prueba realizada a ambos AP, fue nuevamente medir a un sólo tono pero haciendo un barrido de voltaje en V_{ds} manteniendo $V_{gs}=-2.3V$. Los resultados obtenidos son alentadores en cuanto a potencia y a eficiencia.

Se demuestra el comportamiento de las rectas de carga en tres punto de polarización

para observar el comportamiento de la excursión de la señal a la salida del drenador.

En las especificaciones del transistor GaN RT233PD se menciona una potencia preliminar de 2Watts, sin embargo en los resultados registrados en los amplificadores construidos, en esta tesis, se logro una potencia de máxima de 5.4 Watts, obteniendo la máxima excursión en la recta de carga.

Por último y contrariamente a lo reportado en la literatura, se demostró que el AP clase F en tecnología GaN es el mejor candidato para obtener máxima potencia y eficiencia, en comparación con el AP clase F inverso.

Bibliografía

- Aikawa, K. y K. Honjo 2005. "Experimental Verification of Lumped Element Circuit Synthesis Method for Class-F Microwave Amplifier Using InGaP/GaAs HBT". *IEICE Trans. Electron*, 88(12):2382-2384 p.
- Angelov, I., L. Bengtson, y M. Garcia 1996. "Extensions of the Chalmers nonlinear HEMT and MESFET model". *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech*, 44:1664-1674 p.
- Angelov, I., N. Rosman, J. Stenarson, M. Garcia, y H. Zirath 1999. "An Empirical Table-Based FET model". *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech*, 47(12):2350-2356 p.
- Angelov, I., H. Zirath, y N. Rosman 1992. "A New Empirical Nonlinear Model for HEMT and MESFET Devices". *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech*, 40:2258-2266 p.
- Berroth, M. y R. Bosch 1991. "High-Frequency Equivalent Circuit of GaAs FET's for Large-Signal Applications". *IEEE trans. on Microwave Theory and Tech*, 39(2):224-229 p.
- Cabral, P. M., J. C. Padro, y N. B. Carvalho 2004. "Nonlinear Device Model of Microwave Power GaN HEMTs for High Power Design". *IEEE trans. on Microwave Theory and Tech*, 52(11):2585-2591 p.
- Chigaeva, E. y W. Walthes 2000. "Determination of Small-Signal Parameters of GaN-Based HEMT's". En: "High Performance Devices. Proceedings. IEEE/Cornell Conference". IEEE. Agosto 7-9, Ithaca NY, USA, 115-122 p.
- Chu, K., P. Chao, M. Pizzella, R. Actis, D. Meharry, K. Nichols, R. Vaudo, X. Xu, J. Flynn, J. Dion, y G. Brandes 2004. "9.4-W/mm Power Density AlGaIn-GaN HEMTs on Free-Standing GaN Substrates". *IEEE Trans. Electron Devices*, 25:596-598 p.

- Chumbes, E., A. Schremer, J. Smart, D. Hogue, J. Komiak, y J. Shealy 1999. "Microwave Performance of AlGa_N/Ga_N High Electron Mobility Transistors on Si(111) Substrates". En: "Sanders A. Lockheed-Martin Company", volume 1. IEDM Technical Digest. International. Cornell University, Ithaca, NY, 397-400 p.
- Chumbes, E. M., A. Schremer, J. A. Smart, Y. Wang, N. C. MacDonald, D. Hogue, J. J. Komiak, S. J. Lichwalla, R. E. Leoni, y J. R. Shealy 2001. "AlGa_N/Ga_N High Electron Mobility Transistors on Si(111) Substrates". IEEE Trans. Electron Devices, 48(3):420-426 p.
- Cojocar, V. y T. Brazil 1997. "A Scalable General-Purpose Model for Microwave FET's including DC/AC Dispersion Effects". IEEE Trans. Microwave Theory and Tech, 45(12):2248-2255 p.
- Colantonio, P., F. Giannini, G. Leuzzi, y E. Limiti 1999. "On The Class-F Power Amplifier Design". John Wiley Sons Ltd, 45(1):2007-2012 p.
- Colantonio, P., F. Giannini, G. Leuzzi, y E. Limiti 2001. "Multiharmonic Manipulation for Highly Efficient Microwave Power Amplifiers". John Wiley Sons Ltd, 11(1):366-384 p.
- Colantonio, P., F. G. R. Giofre, E. Limiti, A. Serino, M. Peroni, P. Romanini, y C. Proietti 2006. "A C-band High-efficiency Second-Harmonic-Tuned Hybrid Power Amplifier in Ga_N Technology". IEEE Microwave and Wireless Componets Letters, 54(6):2713-2722 p.
- Dambrine, G., A. Cappy, F. Heliodore, y E. Playez 1988. "A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit". IEEE trans. on Microwave Theory and Tech, 36(7):1151-1159 p.
- Grosch, T. 1999. "Small Signal Microwave Amplifier Design". Noble Publishing Corporation, Atlanta,GA, first edition. 262 p.

- Hallgren, R. y P. Litzenberg 1999. "TOM3 Capacitance Model: Linking Large and Small-Signal MESFET Models in SPICE". *IEEE trans. on Microwave Theory and Tech*, 47(5):556-561 p.
- Honjo, K. 2000. "A Simple circuit Synthesis Method for Microwave Class-F Ultra-High-Efficiency Amplifiers With Reactance-Compensation Circuits". *Pergamon Solid-State Electronics*, 44:1477-1482 p.
- Ingruber, B., W. Pritzl, D. smely, M. Wachitka, y G. Magerl 1998. "Harmonic-Controlled Amplifier". *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech*, 46(6):857-863 p.
- Jarndal, A. y G. Kompa 2005. "A New Small-Signal Modeling Approach Applied to GaN Devices". *IEEE trans. on Microwave Theory and Tech*, 53(11):3440-3448 p.
- Kimball, D., P. Draxler, J. Jeong, C. Hsia, S. Lanfranco, W. Nagy, K. Linthicum, L. Larson, y P. Asbeck 2005. "50% PAE WCDMA Basestation Amplifier Implemented with GaN HFETs". En: "Compound Semiconductor, Palm Springs, CA.", volume 1. Nitronex. Octubre 30, Niviembre 02, University of California at San Diego, 1-4 p.
- Maeda, M., H. Masato, H. Takehara, M. Nakamura, S. Morimoto, H. Fujimoto, Y. Ota, y O. Ishikawa 1995. "Source Second-harmonic Control for High Efficiency Power Amplifiers". *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech*, 43:2952-2957 p.
- Manohar, S., A. Narayanan, A. K. ans A. Pham, J. Brown, R. Borges, y K. Linthicum 2002. "Characteristics of Microwave Power GaN HEMTs on 4-inch Si Wafers". En: "Microwave Symposium Digest, MTT-S International", volume 1. IEEE. Junio 2-7, Seattle, WA, USA, 449-452 p.
- Ooi, S., S. Gao, A. Sambell, D. Smith, y P. Butterworth 2004. "A High Efficiency Clss-F Power Amplifier Design Technique". *Microwave Journal*, 1:1-5 p.
- Pozar, D. M. 2005. "Microwave Engineering". Wiley, United States of America, 3rd ed. edition. 728 p.

- Raab, F. H. 1997. "Class-F Power Amplifiers with Maximally Flat Waveforms". IEEE Trans. on Microwave and Tech, 45(11):2007-2012 p.
- Raab, F. H. 2001. "Maximum Efficiency and Output of Class-F Power Amplifiers". IEEE Trans. Microwave Theory and Tech, 49(6):1162-1166 p.
- Rangel Patiño, F. E. 1994. "Modelado de Transistores TEC GaAs no Encapsulados por Medio de un Circuito Eléctrico Equivalente". Tesis de Maestría, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Ensenada, Baja California. 115p.
- Reynoso, J. A., F. E. Rangel Patiño, y J. Perdomo 1996. "Full RF Characterization for Extracting the Small-Signal Equivalent Circuit in Microwave FET's". IEEE trans. on Microwave Theory and Tech, 44(12):2625-2633 p.
- Rhodes, J. 2003. "Output Universality in Maximum Efficiency Linear Power Amplifiers". International Journal of Circuit Theory and Applications, 38:385-405 p.
- Rudiakova, A. N. y V. G. Krizhanovski 2005. "Electromagnetic Stop-Band Network Improves Class F Amplifier Performance". High Frequency Electronics, 4:1-4 p.
- Sánchez Herrera, D. A. 2006. "Desarrollo de Modelos FET's para Predecir los Fenómenos de Distorsión en GaAs FET's Utilizando Mediciones I(V) Pulsadas y Capacitancias No-Lineales". Tesis de Maestría, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Ensenada, Baja California. 171 p.
- Snider, D. December 1967. "A Theoretical Analysis and Experimental Confirmation of the Optimally Loaded and Over-Driven RF Power Amplifier". IEEE Trans. Electron Devices, 14(12):851-857 p.
- Trask, C. 1999. "Class-F Amplifier Loading Networks: A Unified Design Approach". En: "Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International", volume 1. IEEE. Junio 13-19, Anaheim, USA, 351-354 p.

- Tyler, V. 1958. "A New High-efficiency High Power Amplifier". *Marconi*, 2(130):96-109 p.
- Woo, Y. Y., Y. Yang, y B. Kim 2006. "Analysis and Experiments for High-Efficiency Class-F and Inverse Class-F Power Amplifiers". *IEEE Trans. on Microwave Tech*, 54:1969-1974 p.
- Wren, M. y T. Brazil 2005. "Experimental Class-F Power Amplifier Design Using Computationally Efficient and Accurate Large-Signal pHEMT Model". *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech*, 53:1723-1731 p.
- Xu, H., S. Gao, S. Heikman, S. I. Loung, U. K. Mishra, y R. A. York 2006. "A High-efficiency Class-E GaN HEMT Power Amplifier at 1.9Ghz". *IEEE Microwave and Wireless Componets Letters*, 16(1):22-24 p.