

**Centro de Investigación Científica y de
Educación Superior de Ensenada**



**DESARROLLO DE UN NUEVO MÉTODO DE EXTRACCIÓN DE LOS
ELEMENTOS INTRÍNSECOS DEL CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE DE
TRANSISTORES DE POTENCIA A BASE DE NITRURO DE GALIO
UTILIZANDO LOS PUNTOS EXTREMOS DE LOS PARÁMETROS DE
ADMITANCIA**

TESIS

MAESTRIA EN CIENCIAS

JAQUELIN ESTRADA MENDOZA

Ensenada, Baja California, México, Noviembre de 2009

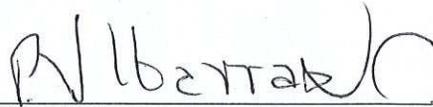
TESIS DEFENDIDA POR
Jaquelin Estrada Mendoza
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ



Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández
Director del Comité



Dra. María del Carmen Maya Sánchez
Miembro del Comité



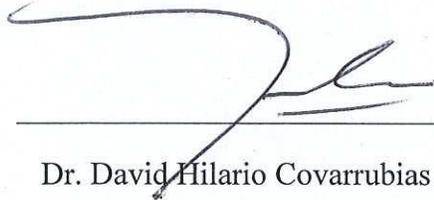
M. en C. José de Jesús Ibarra Villaseñor
Miembro del Comité



Dr. Pedro Negrete Regagnon
Miembro del Comité



Dra. María del Carmen Maya Sánchez
*Coordinador del programa de posgrado
en Electrónica y Telecomunicaciones.*



Dr. David Hilario Covarrubias Rosales
Director de Estudios de Posgrado

6 de Noviembre de 2009

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN SUPERIOR
DE ENSENADA**



**PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS
EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**DESARROLLO DE UN NUEVO MÉTODO DE EXTRACCIÓN DE LOS
ELEMENTOS INTRÍNSECOS DEL CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE DE
TRANSISTORES DE POTENCIA A BASE DE NITRURO DE GALIO
UTILIZANDO LOS PUNTOS EXTREMOS DE LOS PARÁMETROS DE
ADMITANCIA**

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
MAESTRO EN CIENCIAS

Presenta:

JAQUELIN ESTRADA MENDOZA

Ensenada, Baja California, México, Noviembre de 2009.

RESUMEN de la tesis de **Jaquelin Estrada Mendoza**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES con orientación en Electrónica de Alta Frecuencia. Ensenada, Baja California, México. Noviembre de 2009.

DESARROLLO DE UN NUEVO MÉTODO DE EXTRACCIÓN DE LOS ELEMENTOS INTRÍNSECOS DEL CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE DE TRANSISTORES DE POTENCIA A BASE DE NITRURO DE GALIO UTILIZANDO LOS PUNTOS EXTREMOS DE LOS PARÁMETROS DE ADMITANCIA

Resumen aprobado por:



Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández
Director de Tesis

Los transistores de alta movilidad electrónica a base de Nitruro de Galio (HEMT-GaN) son el centro de una intensa investigación en los últimos tiempos y son fuertes candidatos en la fabricación de amplificadores de potencia de microondas de alta linealidad y alta eficiencia.

Un circuito eléctrico equivalente de pequeña señal proporciona un medio para describir las propiedades eléctricas del dispositivo bajo prueba (DUT) las cuales están directamente ligadas a la estructura del dispositivo. Cada uno de los elementos del circuito eléctrico equivalente se aproxima a un elemento de tipo concentrado, el cual se relaciona con algún aspecto físico del dispositivo.

El modelo lineal de circuito eléctrico equivalente de los transistores de efecto de campo es la célula básica del modelo no-lineal y del modelo de ruido. Además, es muy importante en el análisis y diseño de circuitos de microondas ya que proporcionan una relación entre los parámetros S y el proceso eléctrico ocurrido dentro del dispositivo.

Actualmente, el método más usado para obtener los elementos del circuito eléctrico equivalente es el propuesto por Berroth. El método de Berroth requiere para su implementación de encontrar el rango de frecuencias en donde el valor del elemento es independiente de la frecuencia. Usando los puntos extremos (máximos o mínimos) de los parámetros de admitancia, en este trabajo de tesis se propone un nuevo método de extracción de los elementos intrínsecos R_i , R_{gd} , C_{gs} , C_{gd} mas simple y sencillo que el de Berroth.

Palabras Clave: Circuito eléctrico equivalente de pequeña señal, elementos intrínsecos, parámetros Y, HEMT's AlGaIn/GaN.

ABSTRACT of the thesis presented by **Jaquelin Estrada Mendoza** as a partial requirement to obtain the MASTER OF SCIENCE degree in ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS with orientation in High Frequency Electronics. Ensenada, Baja California, Mexico. November, 2009.

**DEVELOPMENT OF A NEW METHOD FOR EXTRACTING THE INTRINSIC
ELEMENTS OF THE EQUIVALENT ELECTRICAL CIRCUIT GALLIUM
NITRIDE BASED POWER TRANSISTORS USING THE EXTREME POINTS OF
ADMITTANCE PARAMETERS**

The high electron mobility transistor based on Gallium Nitride (HEMT – GaN) has been the focus of intense research in the last few years and they are promising candidates for fabrication of microwave power amplifiers with high linearity and high efficiency.

A small signal equivalent electrical circuit provides means to describe the electrical properties of the device under test (DUT) which are linked to the device structure. Each of the equivalent electrical circuit elements approximates a concentrated type element, which is related to some physical aspect of the device.

The linear model of the equivalent electrical circuit for field effect transistor is the basic cell for nonlinear and noise modeling. It is also very important in the analysis and design of microwave circuits because they provide a relationship between the S parameters and the electrical process occurred within the device.

Currently, the most used method to obtain the equivalent electrical circuit elements is that proposed by Berroth. The Berroth method requires finding the frequency range where the element value is independent of frequency. Using the extreme points (maximum or minimum) of admittance parameters, this thesis proposes a new method for extracting the intrinsic elements R_i , R_{gd} , C_{gs} , C_{gd} in a more simple way than Berroth.

Keywords: Small signal equivalent electrical circuit, intrinsic elements, Y parameters, AlGaN/GaN HEMT's.

Dedicatorias

*A mis padres Margarita y Víctor
A mis hermanas Carolina y Araceli
Los seres que más amo en la vida
Gracias por existir.*

Agradecimientos

A Dios por permitirme vivir esta vida, estar conmigo en todo momento e iluminar mi camino.

A mis padres por darme la vida, por su apoyo incondicional a lo largo de toda la vida, por su amor y su confianza porque sin ellos yo no estaría en donde ahora estoy. Gracias mamá por estar siempre pendiente de mí a pesar de la distancia, gracias papá por alentarme a ser una mejor persona.

A mis hermanas Carolina y Araceli, por ser parte de ese complemento en mi vida, por su cariño, su amistad y también por su confianza, por estar conmigo en las buenas y las malas, gracias.

A mis amigos y compañeros de generación con quienes he compartido estos dos años de mi vida, porque hicieron más agradable mi estancia en Ensenada: Cecilia, Daniel Escobedo, Jesús, Daniel García, Juan Carlos, Ivan, Naihvy, Paulino, Jacobo, Israel, Eduardo, Alejandro, Adán y Miguel. De una manera especial a Naihvy por brindarme su amistad y estar conmigo en las buenas y en las malas, a Cecilia por su amistad y confianza y a Jesús por todos los momentos que hemos compartido y porque a pesar de muchas cosas eres muy especial en mi vida.

A mis amigos y compañeros que también conocí en CICESE y me brindaron amistad y apoyo cuando lo necesité: Paúl, Edgar, Leonardo y Héctor.

A mis amigos que aún en la distancia siempre estuvieron a mi lado, brindándome su apoyo, su amistad y cariño, por ese mensaje o llamada que siempre alegró mi vida a lo largo de estos dos años, gracias: Viridiana, Allan, Daniela, Claudia, Sergio Miguel, Juan Carlos Lara, Fabiola, Juanita, Aurora, Maricarmen, Salvador y Francisco.

Al CICESE y a todos mis profesores a lo largo de estos dos años por darme una oportunidad y creer en mí.

A mi director de Tesis Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández, por su confianza, por su apoyo en este trabajo de tesis y por estar siempre disponible cuando necesitaba algo, pero sobre todo por su amistad.

Al comité de Tesis por su tiempo y sus aportaciones a este trabajo: Dra. Ma. Del Carmen Maya Sánchez, M. en C. José de Jesús Ibarra Villaseñor y Dr. Pedro Negrete Regagnon.

Al CONACYT por su apoyo económico sin el cual no habría sido posible lograr esta meta.

Finalmente a todas aquellas personas que de alguna u otra manera contribuyeron a lograr esta meta y que no tienen su nombre escrito aquí, también muchas gracias.

CONTENIDO

	Página
Resumen en español.....	i
Resumen en inglés.....	ii
Dedicatorias.....	iii
Agradecimientos.....	iv
Contenido.....	v
Lista de Figuras.....	viii
Lista de Tablas.....	xii
Capítulo I. Introducción	
I.1 Antecedentes.....	1
I.2 Aplicaciones de los transistores de potencia.....	5
I.3 Objetivo.....	8
I.4 Planteamiento del Problema.....	8
I.5 Estructura de la Tesis.....	9
Capítulo II. Fundamentos teóricos de los transistores basados en GaN	
II.1 Introducción.....	10
II.2 Estructura de HEMT de AlGaIn/GaN.....	10
II.3 Tecnología de los transistores basados en GaN.....	11
II.3.1 Efectos de la polarización en el HEMT de AlGaIn/GaN.....	14
II.4 Operación básica del HEMT.....	17
Capítulo III. Métodos de extracción de los elementos extrínsecos e intrínsecos	
III.1 Modelado del transistor activo.....	20
III.2 Modelado de los componentes extrínsecos.....	20
III.2.1 Extracción de los elementos parásitos del transistor.....	23
III.2.2 Cálculo de las resistencias e inductancias parásitas. Cold FET para bajas corrientes de DC en directo $0 < V_{gs} < V_{bi}$; $I_{gs} > 0$ y $V_{ds} =$ flotante.....	24
III.2.3 Cálculo de las capacitancias parásitas utilizando polarización en inverso $V_{gs} < V_p$ y $V_{ds} = 0$	30
III.2.3.1 Modelo de Dambrine.....	30
III.2.3.2 Modelo de White.....	30
III.2.3.3 Comparación entre los modelos de Dambrine y White..	31
III.2.3.4 Modelo propuesto por Zárate de Landa usando polarización en inverso.....	32

CONTENIDO (Continuación)

	Página
III.3 Procedimiento de De-embedding.....	33
III.4 Modelado del Transistor Intrínseco.....	35
III.4.1 Modelo de Pequeña Señal.....	35
III.5 Extracción de elementos intrínsecos del transistor a partir del método de Berroth	39
Capítulo IV. Nuevo método para la extracción de los elementos intrínsecos	
IV.1 Introducción.....	41
IV.2 Nuevo método para determinar R_i , C_{gs} , R_{gd} y C_{gd} a partir de los puntos extremos de los parámetros Y intrínsecos.....	42
IV.3 Validación del nuevo método para determinar R_i , C_{gs} , R_{gd} y C_{gd}	46
Capítulo V. Resultados experimentales	
V.1 Introducción.....	53
V.2 Extracción de los elementos parásitos.....	53
V.3 Extracción de los elementos intrínsecos.....	54
V.3.1 Extracción de los elementos intrínsecos del Transistor 1, con 100 μm de ancho de compuerta.....	57
V.3.1.1 Extracción de R_i y R_{gd}	57
V.3.1.2 Extracción de C_{gs} y C_{gd}	58
V.3.1.3 Extracción de g_m y τ	59
V.3.1.4 Extracción de g_{ds} y C_{ds}	61
V.3.2 Extracción de los elementos intrínsecos del Transistor 2, con 300 μm de ancho de compuerta.....	61
V.3.2.1 Extracción de R_i y R_{gd}	61
V.3.2.2 Extracción de C_{gs} y C_{gd}	63
V.3.2.3 Extracción de g_m y τ	65
V.3.2.4 Extracción de g_{ds} y C_{ds}	66
V.3.3 Extracción de los elementos intrínsecos del Transistor 3, con 2 mm de ancho de compuerta.....	67
V.3.3.1 Extracción de R_i y R_{gd}	68
V.3.3.2 Extracción de C_{gs} y C_{gd}	69
V.3.3.3 Extracción de g_m y τ	70
V.3.3.4 Extracción de g_{ds} y C_{ds}	71
V.4 Validación del método de extracción de los elementos intrínsecos.....	72
V.4.1 Transistor AlGaIn/GaN, $W=100 \mu\text{m}$	73
V.4.2 Transistor AlGaIn/GaN, $W=300 \mu\text{m}$	75
V.4.3 Transistor AlGaIn/GaN, $W=2\text{mm}$	77

CONTENIDO (Continuación)

	Página
V.5 Estudio experimental de la dependencia no-lineal del método de extracción de elementos intrínsecos.....	79
V.5.1 Transistor AlGaIn/GaN, W=100 μ m.....	79
V.5.2 Transistor AlGaIn/GaN, W=300 μ m.....	85
V.5.3 Transistor AlGaIn/GaN, W=2mm.....	90
V.6 Análisis del error de datos medidos versus datos simulados con el nuevo método y el método de Berroth.....	96
Capítulo VI. Conclusiones	
VI.1 Conclusiones.....	100
VI.2 Aportaciones.....	101
VI.3 Trabajo futuro.....	102
Referencias.....	103

LISTA DE FIGURAS

Figura		Página
1	Progreso Histórico en el crecimiento del transistor de tecnología GaN. a) Densidad de potencia de un HEMT de AlGaIn/GaN versus año. b) Densidad de potencia total de un HEMT de AlGaIn/GaN versus año.....	7
2	Aplicaciones para HEMTs basados en GaN.....	7
3	Estructura básica de un transistor HEMT de AlGaIn/GaN.....	11
4	Estructura básica del HEMT.....	12
5	Estructura del cristal de polaridad – Ga o superficie – Ga del GaN....	13
6	a) Diagrama de bandas, b) Polarización piezoeléctrica contra constante de enrejado para el sistema (Al, Ga, In, N).....	14
7	Campo eléctrico y cargas presentes en la lámina. a) Debido a la polarización espontánea en los cristales de GaN y AlGaIn. b) Debido solamente a la polarización piezoeléctrica en la capa de AlGaIn.....	15
8	Combinación piezoeléctrica y campo de polarización espontánea en la estructura de AlGaIn/GaN.....	16
9	Estructura del HEMT de AlGaIn/GaN, mostrando la polarización inducida, la superficie de estados y la carga del 2DEG.....	16
10	Estructura Básica del HEMT. a) Estructura simplificada del HEMT de AlGaAs/GaAs. b) Diagrama de bandas correspondiente.....	18
11	Estructura del HEMT de AlGaIn/GaN. a) Estructura simplificada del HEMT de AlGaIn/GaN. b) Diagrama de bandas correspondiente.....	19
12	Subredes simples usadas por los circuitos equivalentes extrínsecos, conectados en cada puerto del transistor. a) Los capacitores representan el pad de múltiples capacitancias. b) Los capacitores representan otras geometrías en el FET que tienen un importante significado capacitivo, tales como la alimentación que cruza fuertemente de compuerta a fuente	22
13	Circuito eléctrico equivalente del transistor utilizado para modelar el HEMT.....	24
14	Circuito eléctrico equivalente del HEMT cuando está polarizado con una baja corriente de compuerta de DC en directa y con drenador flotante.....	25
15	Modelo de circuito equivalente de pequeña señal para mediciones $V_{ds}=0$ y $V_{gs}> V_p $. a) Dambrine. b) White.....	31
16	Circuito eléctrico equivalente del transistor cuando está polarizado en inverso. a) Topología II. b) Topología T.....	32
17	Procedimiento de de-embedding.....	34

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

Figura		Página
18	Representación de parámetros Y de dos puertos. a) Circuito esquemático completamente general. b) Circuito simplificado usando elementos pasivos solamente.....	36
19	Circuito eléctrico equivalente en pequeña señal del transistor intrínseco, derivado de las mediciones de parámetros Y.....	37
20	Origen físico de los componentes del modelo del circuito eléctrico equivalente en un MESFET.....	38
21	Circuito eléctrico equivalente del transistor intrínseco, propuesto por Berroth	39
22	Circuito Eléctrico Equivalente del transistor simulado con ADS.....	47
23	μ y ν obtenidas de la simulación en ADS.....	47
24	Derivada de ν con datos simulados a partir de la cual se extrae C_{gs}	48
25	x_l e y_l obtenidas de la simulación en ADS.....	48
26	Derivada de y_l con datos simulados a partir de la cual se extrae C_{gd}	49
27	Parámetros S simulados con el método de Berroth y el nuevo método propuesto.....	52
28	Parámetro S_{21} simulado con el método de Berroth y con el nuevo método propuesto.....	52
29	Gráficas de los elementos intrínsecos a partir del método de Berroth, para el transistor $W=100 \mu\text{m}$	55
30	μ y ν a partir de la cual se extrae el valor de R_i en el punto máximo de ν para el transistor $W=100 \mu\text{m}$	56
31	Gráficas utilizadas en extracción del valor de C_{gs} y C_{gd} a partir de la derivada de ν y y_l con respecto a ω , para el transistor $W=100 \mu\text{m}$...	56
32	Parámetros S, S_{11} , S_{12} y S_{22} . Polarización: $V_{gs} = -0.5 \text{ V}$, $V_{ds} = 5 \text{ V}$	73
33	Parámetros S, S_{21} . Polarización: $V_{gs} = -0.5 \text{ V}$, $V_{ds} = 5 \text{ V}$	74
34	Parámetros S, S_{21} . Polarización: $V_{gs} = 0 \text{ V}$, $V_{ds} = 40 \text{ V}$	74
35	Parámetros S, S_{21} . Polarización: $V_{gs} = 0 \text{ V}$, $V_{ds} = 40 \text{ V}$	75
36	Parámetros S, S_{11} , S_{12} y S_{22} . Polarización: $V_{gs} = 0 \text{ V}$, $V_{ds} = 10 \text{ V}$	75
37	Parámetros S, S_{21} . Polarización: $V_{gs} = 0 \text{ V}$, $V_{ds} = 10 \text{ V}$	76
38	Parámetros S, S_{21} . Polarización: $V_{gs} = -0.25 \text{ V}$, $V_{ds} = 40 \text{ V}$	76
39	Parámetros S, S_{21} . Polarización: $V_{gs} = -0.25 \text{ V}$, $V_{ds} = 40 \text{ V}$	77
40	Parámetros S, S_{11} , S_{12} y S_{22} . Polarización: $V_{gs} = -1.65 \text{ V}$, $V_{ds} = 5 \text{ V}$	77
41	Parámetros S, S_{21} . Polarización: $V_{gs} = -1.65 \text{ V}$, $V_{ds} = 5 \text{ V}$	78
42	Parámetros S, S_{11} , S_{12} y S_{22} . Polarización: $V_{gs} = -2.15 \text{ V}$, $V_{ds} = 40 \text{ V}$	78
43	Parámetros S, S_{21} . Polarización: $V_{gs} = -2.15 \text{ V}$, $V_{ds} = 40 \text{ V}$	79
44	Elementos intrínsecos, R_i , R_{gd} , g_{ds} y g_m , en función de los voltajes de polarización.....	80

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

Figura		Página
45	Elementos intrínsecos, C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} , y τ , en función de los voltajes de polarización.....	80
46	R_i en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	81
47	R_{gd} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	81
48	C_{gs} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	82
49	C_{gd} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	82
50	g_m en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	83
51	τ en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	83
52	g_{ds} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	84
53	C_{ds} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	84
54	Elementos intrínsecos, R_i , R_{gd} , g_{ds} y g_m , en función de los voltajes de polarización.....	85
55	Elementos intrínsecos, C_{gsi} , C_{gd} , C_{ds} , y τ , en función de los voltajes de polarización.....	86
56	R_i en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	86
57	R_{gd} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds} . C_{gs} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	87
58	C_{gs} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	87
59	C_{gd} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	88
60	g_m en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	88
61	τ en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	89
62	g_{ds} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	89
63	C_{ds} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	90
64	Elementos intrínsecos, R_i , R_{gd} , g_{ds} y g_m , en función de los voltajes de polarización.....	91
65	Elementos intrínsecos, C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} , y τ , en función de los voltajes de polarización.....	91
66	R_i en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	92
67	R_{gd} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	92
68	C_{gs} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	93
69	C_{gd} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	93
70	g_m en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	94
71	τ en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	94
72	g_{ds} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	95
73	C_{ds} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}	95

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

Figura		Página
74	Parte imaginaria de los parámetros Y medidos versus simulados con el nuevo método y con el método de Berroth, para un caso del transistor de 100 μm de ancho de compuerta. El subíndice s corresponde al método de Berroth y el subíndice sa corresponde al nuevo método.....	98
75	Parte imaginaria de los parámetros Y medidos versus simulados con el nuevo método y con el método de Berroth, para un caso del transistor de 300 μm de ancho de compuerta. El subíndice s corresponde al método de Berroth y el subíndice sa corresponde al nuevo método	99
76	Parte imaginaria de los parámetros Y medidos versus simulados con el nuevo método y con el método de Berroth, para un caso del transistor de 2 mm de ancho de compuerta. El subíndice s corresponde al método de Berroth y el subíndice sa corresponde al nuevo método....	99

LISTA DE TABLAS

Tabla		Página
I	Propiedades eléctricas de los materiales semiconductores utilizados en la Electrónica de Potencia.....	2
II	Parámetros intrínsecos usados para la simulación.....	47
III	R_i , R_{gd} , C_{gs} y C_{gd} extraídos con el nuevo método propuesto, a partir de la simulación del transistor.....	49
IV	Elementos extraídos con las ecuaciones 37 – 41; g_m y τ se obtuvieron usando los valores de R_i y C_{gs} calculados con el nuevo método.....	50
V	Elementos extraídos con el método de Berroth utilizando datos simulados.....	50
VI	Comparación de los datos extraídos con el nuevo método propuesto y con el método de Berroth en la simulación del transistor con ADS.	51
VII	Elementos parásitos usados para obtener los parámetros S del transistor simulado en ADS.....	51
VIII	Elementos parásitos extraídos de los transistores de AlGaIn/GaN....	54
IX	Comparación de R_i en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.....	57
X	Comparación de R_{gd} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.....	58
XI	Comparación de C_{gs} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.....	58
XII	Comparación de C_{gd} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.....	59
XIII	Comparación de g_m en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.....	59
XIV	Comparación de τ en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.....	60
XV	g_{ds} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Método de Berroth.....	61
XVI	C_{ds} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Método de Berroth.....	61
XVII-1	Comparación de R_i en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.....	62
XVII-2	Comparación de R_i en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.....	62
XVIII	Comparación de R_{gd} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Método de Berroth.....	63
XIX-1	Comparación de C_{gs} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Método de Berroth.....	63

LISTA DE TABLAS (Continuación)

Tabla		Página
XIX-2	Comparación de C_{gs} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.....	64
XX-1	Comparación de C_{gd} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.....	64
XX-2	Comparación de C_{gd} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.....	64
XXI-1	Comparación de g_m en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.....	65
XXI-2	Comparación de g_m en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo Método y método de Berroth.....	65
XXII-1	Comparación de τ en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.....	66
XXII-2	Comparación de τ en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.....	66
XXIII	g_{ds} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Método de Berroth.....	67
XXIV	C_{ds} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Método de Berroth.....	67
XXV	Comparación de R_i en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.....	68
XXVI	Comparación de R_{gd} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Método de Berroth.....	69
XXVII	Comparación de C_{gs} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.....	69
XXVIII	Comparación de C_{gd} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.....	70
XXIX	Comparación de g_m en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.....	71
XXX	Comparación de τ en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.....	71
XXXI	g_{ds} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Método de Berroth.....	72
XXXII	C_{ds} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Método de Berroth.....	72
XXXIII	Porcentaje de error entre los parámetros S medidos y simulados con el Nuevo método y con el método de Berroth, para el transistor de 100 μm de ancho de compuerta.....	97

LISTA DE TABLAS (Continuación)

Tabla		Página
XXXIV	Porcentaje de error entre los parámetros S medidos y simulados con el nuevo método y con el método de Berroth, para el transistor de 300 μm de ancho de compuerta.....	97
XXXV	Porcentaje de error entre los parámetros S medidos y simulados con el nuevo método y con el método de Berroth, para el transistor de 2 mm de ancho de compuerta.....	97

Capítulo I

Introducción

I.1 Antecedentes

En la actualidad el mercado de celulares, servicios de comunicaciones personales, y el acceso de banda ancha se están expandiendo y los sistemas móviles de tercera generación (3G) están llegando a ser una realidad, por lo que los sistemas de radiofrecuencia y en particular los amplificadores de potencia de microondas están empezando a ser el foco de atención. Una variedad de tecnologías de amplificadores de microondas están compitiendo por la cuota del mercado, estos transistores son: LDMOS (Lateral-Diffused- Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor), los transistores bipolares, los transistores de efecto de campo metal-semiconductor (MESFETs) de GaAs, los transistores bipolares de heterounión de GaAs o (GaAs/InGaP), MESFETs de SiC, y transistores de alta movilidad electrónica (HEMTs) de GaN.

Las ventajas de fabricación a partir de semiconductores de banda prohibida ancha pueden verse de la comparación de las propiedades fundamentales del transporte electrónico y de las propiedades físicas del material. Un resumen de las propiedades de los materiales semiconductores más importantes en los dispositivos electrónicos son listados en la Tabla I.

Las destacadas características de los materiales ofrecen productos más significativos. La alta potencia por ancho de unidad se traduce en dispositivos más pequeños que no solamente son más fáciles de fabricar, pero también ofrecen mucha más alta impedancia. Esto los hace mucho más fáciles de acoplar a los sistemas, lo cual es frecuentemente una

tarea compleja con dispositivos convencionales de GaAs. La característica de alto voltaje elimina o al menos reduce la necesidad de conversión. La alta eficiencia que resulta de este alto voltaje de operación reduce los requerimientos de potencia y simplifica la refrigeración, una importante ventaja ya que los costos y el peso de los sistemas de refrigeración es una fracción del costo del transmisor de alta potencia de microondas [Umesh Mishra, 2002].

Tabla I. Propiedades eléctricas de los materiales semiconductores utilizados en la Electrónica de Potencia.

Material	$\mu(\frac{cm^2}{V-s})$	ϵ_r	$E_g(eV)$	$\Theta(\frac{W}{^\circ K-cm})$	$Ec(MV/cm)$	$T_{max}(^\circ C)$
Si	1300	11.9	1.12	1.5	0.3	300
GaAs	5000	12.5	1.43	0.54	0.4	300
3C-SiC	260	9.7	2.3	4	1.8	600
GaN	1500	9.5	3.4	1.3	2	700

Actualmente existen diferentes tecnologías que compiten por el mercado de los amplificadores de potencia altamente eficientes (Clase E, Clase F) a base de transistores de efecto de campo. Estas tecnologías son:

- a) Silicio FET-LDMOS,
- b) Nitruro de Galio (GaN) FET,
- c) Carburo de Silicio (SiC) FET.

El HEMT de AlGaIn/GaN es un excelente candidato como dispositivo activo para fabricar los AP (amplificadores de potencia) de las estaciones base de telefonía celular. Éste tiene una alta densidad de carga y una alta velocidad de saturación, lo cual produce altos niveles de potencia de salida. También tiene una alta movilidad electrónica, que origina una baja resistencia de encendido, y por lo tanto, se puede lograr una alta eficiencia. Como un resultado de su ancho banda prohibida, se puede alcanzar un alto nivel del voltaje de ruptura, con una alta densidad de carga, y sustancialmente con un muy alto rango de

operación a temperaturas elevadas. Todos estos factores indirectamente mejoran la linealidad del AlGaIn/GaN HEMT.

Por lo anterior, los transistores de efecto de campo basados en heteroestructuras de Nitruro de Galio han sido el foco de una intensa investigación en los últimos años debido al potencial que tienen en aplicaciones de alta potencia en: radiofrecuencia (RF), microondas y frecuencias de ondas milimétricas [Lu Jing, 2007]. El transistor de alta movilidad electrónica (HEMT) AlGaIn/GaN es un fuerte candidato para aplicaciones de microondas debido a sus características de alta potencia y bajo ruido a tales frecuencias. Por otra parte, el diseño de amplificadores de potencia de AlGaIn/GaN requiere del modelado en gran señal del dispositivo. De abajo hacia arriba en las técnicas de modelado, el modelo en gran señal está basado en modelos de pequeña señal derivados de diferentes condiciones de polarización. Además, el análisis del comportamiento de ruido también requiere del conocimiento del modelo de pequeña señal, a fin de extraer los parámetros intrínsecos de ruido [Chen Guang, 2006].

En lo que respecta al modelado de los transistores de efecto de campo (FET), el modelo de circuito eléctrico equivalente en pequeña señal (que a lo largo de este trabajo de tesis se le llamará únicamente circuito eléctrico equivalente) es una herramienta muy importante en el diseño de circuitos de microondas. Estos modelos proporcionan una relación entre los parámetros S medidos y el proceso eléctrico ocurrido en el dispositivo. Cada uno de los elementos en el circuito eléctrico equivalente se aproxima a un elemento de tipo concentrado que se relaciona con algún aspecto físico del dispositivo [Loo Yau, 2006].

En las últimas décadas el desarrollo de un modelo exacto del transistor ha probado ser un paso vital en el diseño de circuitos integrados monolíticos de microondas (MMICs). Los modelos proveen una valiosa herramienta para predecir el comportamiento en gran señal del transistor cuando es simulado con esquemas de modulación complejos tales como el de división de código de acceso múltiple de banda ancha (W-CDMA). Un circuito eléctrico equivalente es uno de dichos modelos. Este provee un medio de describir las propiedades

eléctricas del dispositivo bajo prueba (DUT) relacionando directamente los elementos del circuito eléctrico equivalente a la estructura física del dispositivo. La completa caracterización del dispositivo en gran señal garantiza una correcta evaluación de este, incluido el circuito equivalente bajo condiciones de pequeña señal [Brady, 2008].

Durante los últimos años, un gran número de artículos científicos han presentado diferentes métodos de extracción de parámetros en pequeña señal de transistores basados en tecnología de Nitruro de Galio, GaN, considerando que estos son fuertes candidatos para aplicaciones de potencia

Por otro lado, en los amplificadores de potencia altamente eficientes los elementos parásitos del transistor tienen un impacto negativo en la eficiencia debido a su contribución en la determinación de la impedancia de carga.

Para evaluar el rendimiento de los transistores de potencia axial como de los amplificadores de potencia se utilizan modelos no lineales del tipo circuito eléctrico equivalente y medida de AM-AM, de AM-PM y de dos tonos. El circuito eléctrico equivalente se puede dividir en tres partes; una parte está formada por los elementos parásitos o extrínsecos, los cuales son independientes de los voltajes de operación pero dependientes del empaquetado. La segunda parte está formada por los elementos intrínsecos, los cuales son dependientes del voltaje aplicado en las terminales del transistor y de la tecnología de fabricación; y la tercera parte está formada por una fuente de corriente $I(V)$ no-lineal [Lo Yau, 2006]. En el departamento de electrónica y telecomunicaciones se han desarrollado métodos originales para extraer los elementos parásitos de los transistores de efecto de campo en tecnología GaAs, GaN y también se han desarrollado métodos para mejorar los modelos no-lineales de FETs a base de GaAs. Desde 2007, se ha iniciado el estudio de tecnologías emergentes de FETs de potencia a base de Nitruro de Galio y de Carburo de Silicio. Es meta importante del proyecto estudiar los diferentes métodos desarrollados en la literatura, para determinar por medio de mediciones eléctricas los elementos intrínsecos (R_i , R_{gd} , R_{ds} , C_{gs} , C_{gd} , τ , g_{mo}) del circuito eléctrico equivalente de transistores de potencia a base Nitruro de

Galio y compáralos con el nuevo método propuesto en esta tesis. Para la evaluación de los FET GaN se requiere una topología del circuito eléctrico apropiada, con el fin de tener el mejor circuito eléctrico equivalente (ya sea lineal o no lineal). Existen varias topologías, donde la principal diferencia entre ellas, es la localización de las capacitancias parásitas, las cuales dependen de la geometría y del empaquetado del transistor. En el proceso de modelado del transistor por medio de un circuito eléctrico equivalente los elementos que se obtienen primero son los parásitos después de un proceso de de-embedding, mediante el cual se eliminan los elementos parásitos y se obtienen los elementos intrínsecos. Una buena extracción de los elementos extrínsecos del dispositivo junto con una topología adecuada conduce a valores verdaderos del transistor intrínseco y esto lleva a buenos modelos.

Por otra parte, el método más popular para determinar los elementos intrínsecos es el desarrollado por Berroth, *et, al.* Este consiste en encontrar expresiones analíticas, dependientes de los parámetros de admitancia de los elementos intrínsecos. La limitante de este método es encontrar la banda de frecuencias en donde el elemento intrínseco es independiente de la frecuencia. En esta tesis se tiene como objetivo desarrollar un nuevo método para determinar R_i , C_{gs} , C_{gd} , R_{gd} , g_{mo} y τ . El nuevo método para calcular los elementos intrínsecos del circuito eléctrico equivalente explota la información proporcionada por los puntos extremos de los parámetros de admitancia (máximos o mínimos) para calcular los elementos más difíciles de determinar, R_i , C_{gs} , C_{gd} , R_{gd} , g_m y τ .

I.2 Aplicaciones de los transistores de potencia

Mientras que los estándares de comunicaciones inalámbricas pueden ir y venir con desarrollo en la última tecnología de codificación digital, o la liberación de un nuevo fragmento del espectro electromagnético, el común denominador entre varios sistemas de comunicación es el amplificador de potencia. En las últimas décadas, la transición de los tubos de vacío y otras formas de amplificación de dispositivos de estado sólido ha sido casi

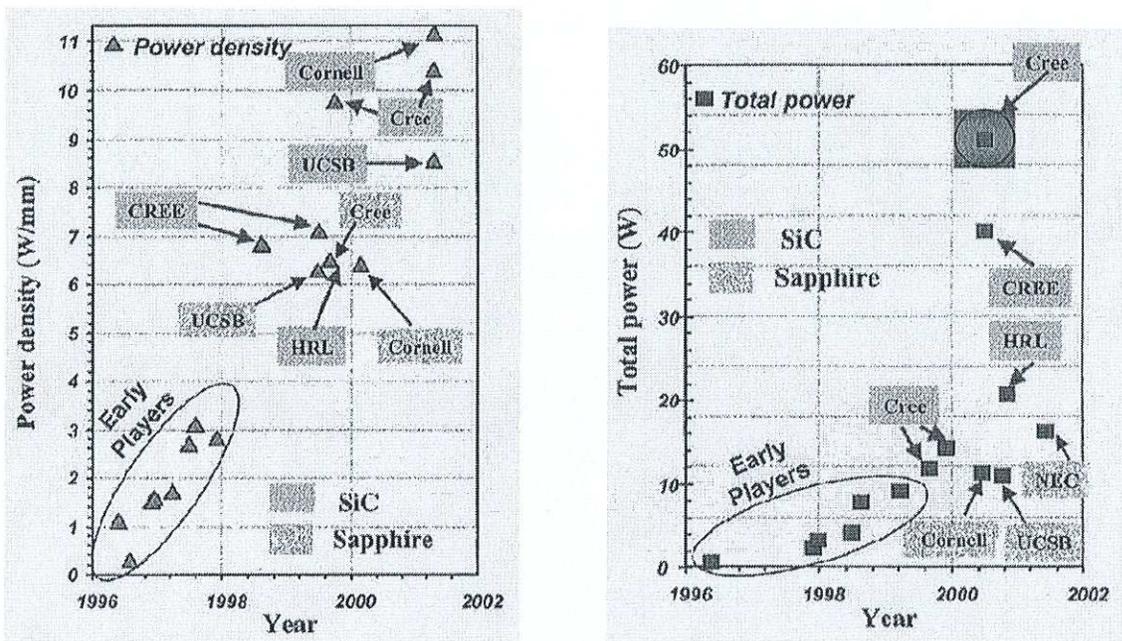
completa, especialmente a niveles de potencia menores a 1 kW. Actualmente el corazón de la amplificación de potencia se encuentra en el transistor de potencia.

En el mundo las comunicaciones inalámbricas, los transmisores de las estaciones base usan casi exclusivamente transistores de alta potencia de silicio LDMOS. En suma, en los modernos sistemas celulares de comunicación, los dispositivos LDMOS son usados en un amplio rango de sistemas de comunicaciones que requieren de amplificación de potencia sistemas de comunicación en las bandas de HF, VHF, y UHF; radar, aplicaciones industriales, científicas y médicas (ISM), aviones y la más reciente en sistemas de comunicaciones WiMAX. El rango de frecuencia de estas aplicaciones es desde unos pocos Megahertz y hasta un poco más de 4 Gigahertz.

Recientes tecnologías desarrolladas de semiconductores compuestos han llevado a la introducción de dispositivos basados en Nitruro de Galio (GaN), los cuales tienen una alta densidad de potencia y dependiendo del sustrato (Silicio o Nitruro de Silicio) de fabricación pueden tener también muy alta resistencia térmica, haciendo estos dispositivos adecuados para amplificadores de alta potencia. Los FETs de Nitruro de Galio tienen también alta frecuencia de transición, similar a la de algunas tecnologías de FETs de Arseniuro de Galio (GaAs) por lo que también presentan un gran potencial de aplicaciones de alta potencia mientras operan a frecuencias de microondas y ondas milimétricas [Aaen, 2007].

Los HEMT's de GaN han demostrado una mayor densidad de potencia y una mayor eficiencia alrededor de las tecnologías existentes, transistores basados en Si y GaAs, como ya se mencionó anteriormente. En consecuencia, para la misma potencia de salida una reducción de diez veces en el tamaño del dispositivo puede ser realizada usando dispositivos basados en GaN en lugar de los dispositivos convencionales. En la figura 1 se muestra este ejemplo, donde un modulo complejo puede ser potencialmente remplazado por un pequeño modulo que utiliza tecnología GaN. En este caso, teniendo mayor potencia por unidad de chip no solo debería traducirse en la disminución del precio del chip, sino

también contribuye a la reducción del costo del sistema por la reducción (eliminación) de combinadores de potencia y otros elementos.



(a) (b)
 Figura 1. Progreso Histórico en el crecimiento del transistor de tecnología GaN.
 a) Densidad de potencia de un HEMT de AlGaIn/GaN versus año.
 b) Densidad de potencia total de un HEMT de AlGaIn/GaN versus año.

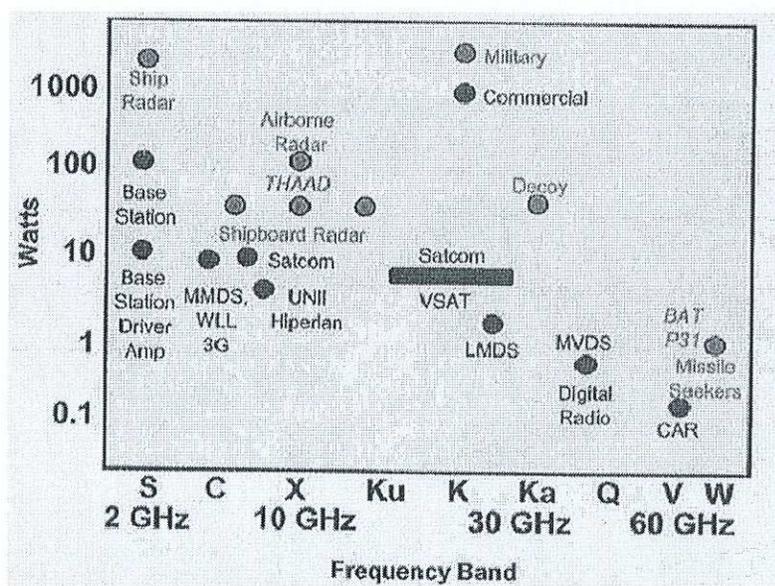


Figura 2. Aplicaciones para HEMTs basados en GaN.

Las ventajas tecnológicas antes mencionadas resultan de la combinación del material semiconductor de amplia banda prohibida GaN y la disponibilidad de la heteroestructura AlGaIn/GaN, donde se logran simultáneamente alto voltaje, alta corriente, y la baja resistencia, lo que da como resultado la operación del transistor a alta potencia y alta eficiencia.

Además de la amplia banda prohibida ofrece una tecnología fuerte y confiable capaz de operar a un alto voltaje y una alta temperatura. Esto abre muchas aplicaciones, en la industria de aviación, industria automotriz, tales como rectificadores y convertidores de potencia de alto voltaje. Algunos de los mercados comerciales y militares que pueden ser dirigidos por el GaN, se muestran en la figura 2.

I.3 Objetivo

Extraer los elementos intrínsecos del circuito eléctrico equivalente de transistores de potencia a base de Nitruro de Galio utilizando un método nuevo que utiliza los puntos extremos (máximos o mínimos) de los parámetros Y intrínsecos.

I.4 Planteamiento del Problema

El método más popular para determinar los elementos intrínsecos es el desarrollado por Berroth y consiste en encontrar expresiones analíticas dependientes de los parámetros Y, para cada elemento intrínseco. La originalidad del método de Berroth reside en el procedimiento algebraico para encontrar R_i y C_{gs} .

Conociendo R_i y C_{gs} , se pueden calcular g_m y τ , de acuerdo con las expresiones dadas por Berroth, motivo por el cual en el nuevo método propuesto se plantea encontrar τ_{gs} donde este resulta del producto de $R_i C_{gs}$, a partir de los puntos extremos (máximos o mínimos) de los parámetros Y.

I.5 Estructura de la Tesis

En el capítulo II se dará una breve descripción de los transistores basados en la tecnología Nitruro de Galio (GaN), algunas de las aplicaciones de los transistores de potencia, así como la operación básica del FET.

En el capítulo III se explicarán los métodos de extracción de los elementos extrínsecos e intrínsecos. Aquí se hablará sobre el modelado del transistor activo, el modelado de los elementos extrínsecos y el método de extracción de estos elementos para el caso de transistores de potencia, así como el procedimiento de de-embedding con el cual después de aplicarlo se tendrá acceso al transistor intrínseco. Finalmente se tratará sobre del modelado del transistor intrínseco (modelado en pequeña señal) y el método de extracción de elementos intrínsecos propuesto por Berroth.

En el capítulo IV se presentará el nuevo método para extraer los elementos intrínsecos del circuito eléctrico equivalente del transistor y se validará con datos simulados.

En el capítulo V se aplicará el nuevo método propuesto a datos medidos y se mostraran los resultados al extraer los elementos intrínsecos con el nuevo método propuesto y se compararan con los del método de Berroth.

Finalmente el capítulo VI se presentan las conclusiones, aportaciones del trabajo y trabajos futuros.

Capítulo II

Fundamentos teóricos de los transistores basados en GaN

II.1 Introducción

Los transistores de alta movilidad electrónica HEMT basados en AlGaIn/GaN, son excelentes candidatos para la fabricación de amplificadores de potencia utilizados en los sistemas de comunicaciones “inalámbricas”. Gracias a la heteroestructura AlGaIn/GaN, este transistor tiene una alta densidad de portadores y una alta velocidad de saturación de electrones, soporta altos campos eléctricos antes de la ruptura, buena conductividad térmica, estas características lo sitúan como un candidato idóneo para manejar alta potencia de salida. Además, el posible crecimiento epitaxial sobre un sustrato de carburo de silicio o silicio puede dar excelentes propiedades térmicas, haciendo óptimo a este dispositivo para aplicaciones de alta potencia en RF. La figura 2 muestra la estructura básica de un transistor HEMT de AlGaIn/GaN. En este capítulo se describe el funcionamiento físico del HEMT de AlGaIn/GaN.

II.2 Estructura de HEMT de AlGaIn/GaN

La figura 3 muestra la estructura básica de un transistor HEMT de AlGaIn/GaN. Este transistor se fabrica sobre un sustrato de Carburo de Silicio (SiC) o sobre un sustrato de Silicio (Si) en este sustrato se crecen películas delgadas de GaN y AlGaIn para formar la heteroestructura AlGaIn/GaN que dará origen al efecto transistor. Al igual que los transistores de efecto de campo los HEMT de AlGaIn/GaN constan de dos contactos óhmicos, que forman los electrodos de fuente y drenador, y un contacto rectificativo que hará las funciones de compuerta. Para formar los contactos óhmicos se utilizan Ti/Al/Ni/Au y para formar la compuerta se utiliza Ni/Au. La fabricación del dispositivo se termina depositando una película delgada de Nitruro de Silicio. Esta película sirve para pasivar la superficie y

eliminar los problemas de dispersión de baja frecuencia que se observa cuando se miden las curvas I-V en DC y en modo pulsado.

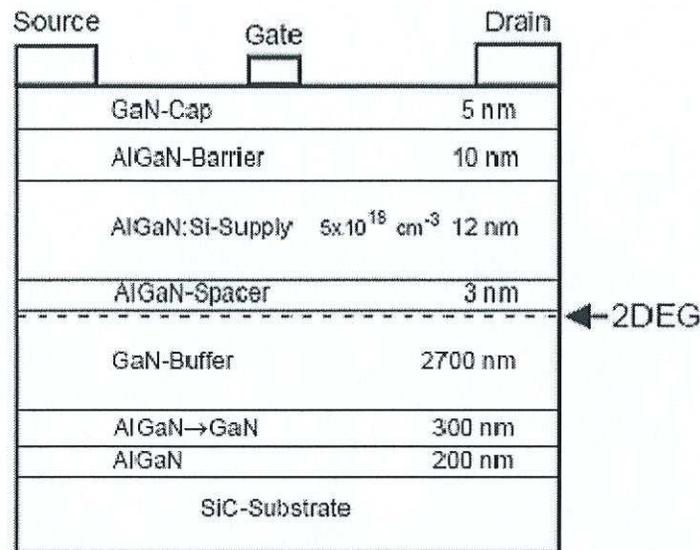


Figura 3. Estructura básica de un transistor HEMT de AlGaN/GaN.

II.3 Tecnología de los transistores basados en GaN

La falta de un sustrato GaN necesita de heteroepitaxia compatible con sustratos de zafiro y SiC, pero el AlN, el Si y los óxidos complejos tales como el LiG pueden emerger como viables. Las capas epitaxiales pueden ser crecidas por MOCVD (Metal-Organic—Chemical-Vapor-Deposition) o sobre una película resistiva de GaN crecida por epitaxia en fase vapor, aunque este último es menos usado. La heteroepitaxia sobre sustratos altamente desadaptados de la red cristalina hacen de la capa de nucleación uno de los aspectos más críticos del crecimiento de la capa epitaxial. Con un sustrato como zafiro, la capa está formada por del GaN o AlN depositado a bajas temperaturas (típicamente 600°C), la cual posteriormente se calienta a la temperatura de crecimiento de la capa principal. Las capas de GaN y AlGaN son típicamente se crecen a 1000°C , con una tasa de crecimiento

de $\sim 1 \mu\text{m/h}$. La nucleación sobre SiC es típicamente realizada usando AlN crecido a 900°C , como se muestra en la figura 4.

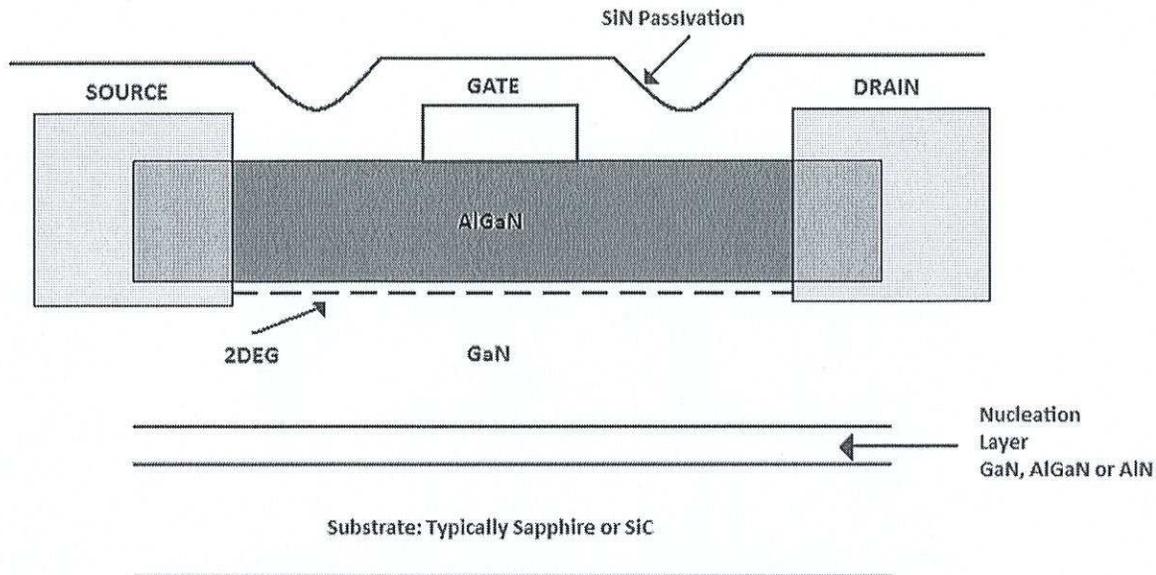


Figura 4. Estructura básica del HEMT.

Un efecto físico que domina el comportamiento del dispositivo y puede también determinar el defecto de densidad en la película es la naturaleza polar del GaN y el AlGaIn. En la figura 5 se muestra la estructura del cristal de la polaridad – Ga o superficie – Ga del GaN. Corrientemente, la alta calidad del material es crecido con esta polaridad. El sentido de la polarización espontánea es indicado sobre el diagrama. El diagrama de bandas y constantes pizoeléctricas versus las constantes del entramado para el Al, Ga, In, N se muestra en la figura 6 [Umesh K., 2002].

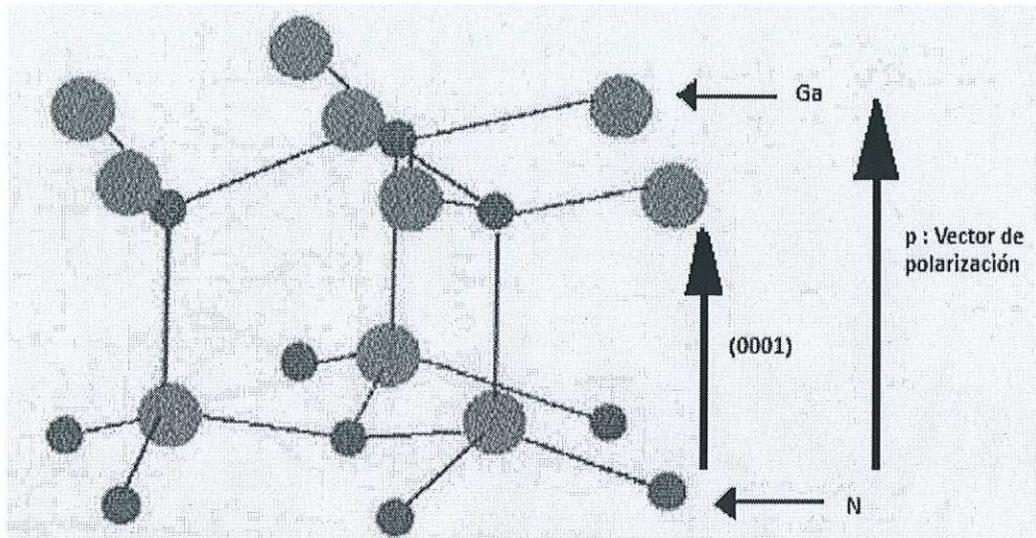
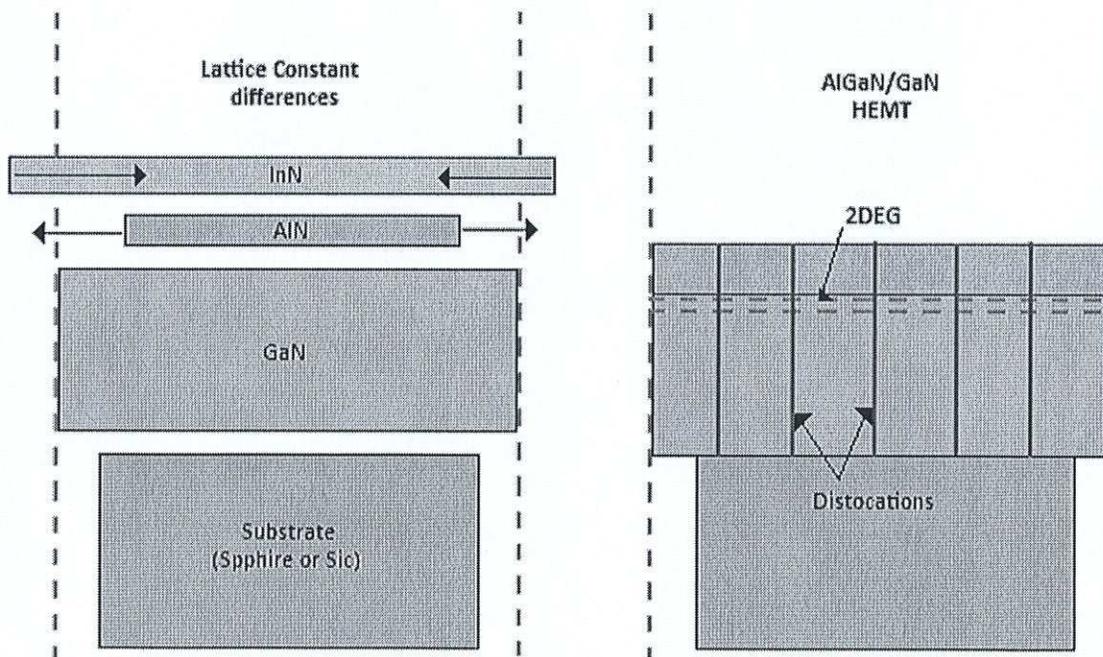
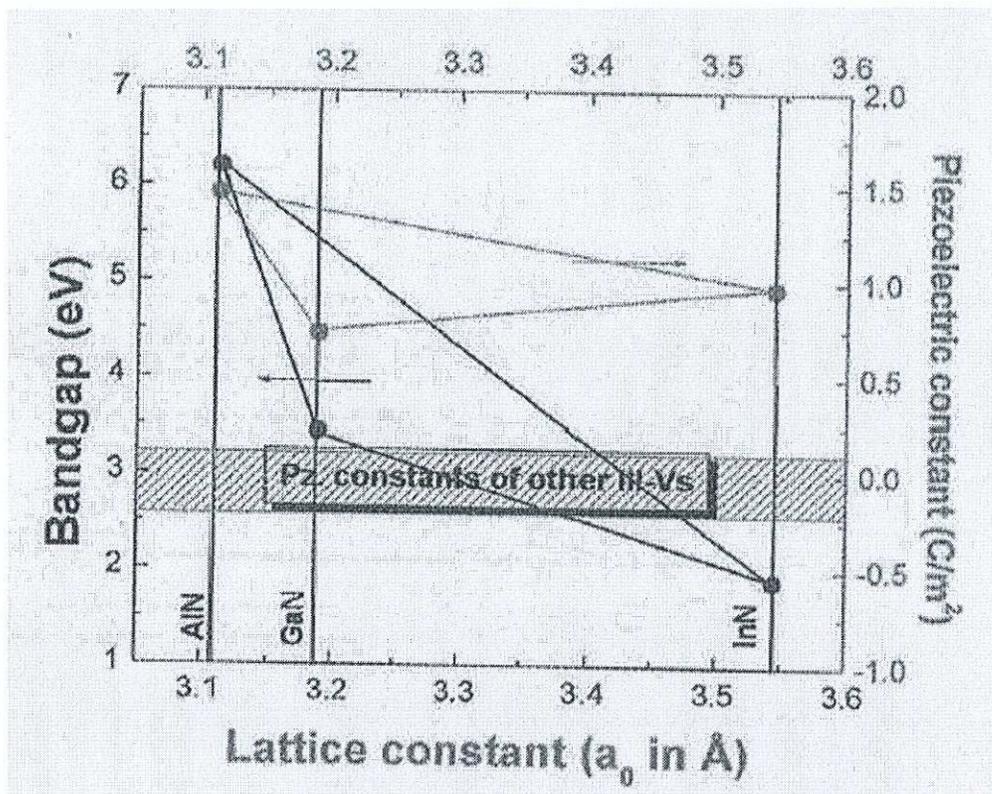


Figura 5. Estructura del cristal de polaridad – Ga o superficie – Ga del GaN.



(a)



(b)

Figura 6. a) Diagrama de bandas, b) Polarización piezoeléctrica contra constante de enrejado para el sistema (Al, Ga, In, N).

II.3.1 Efectos de la polarización en el HEMT de AlGaN/GaN

Los efectos de polarización en el HEMT de AlGaN/GaN incluyen polarización espontánea y polarización piezoeléctrica. La polarización espontánea se refiere a campo de polarización interno presente en un cristal. Este campo eléctrico existe porque la red cristalina carece de simetría inversión y el enlace entre los dos átomos no es puramente covalente. Esto resulta en un desplazamiento de la carga electrónica hacia un átomo en el enlace. En la dirección en la cual el cristal carece de simetría, la asimetría de la nube de electrones resulta en una red de carga positiva localizada sobre la superficie del cristal y la

red de carga negativa sobre otra superficie. El campo eléctrico y las cargas presentes en superficie – Ga del GaN y el GaAlN sobre el plano – c, esto se muestra en la figura 7.

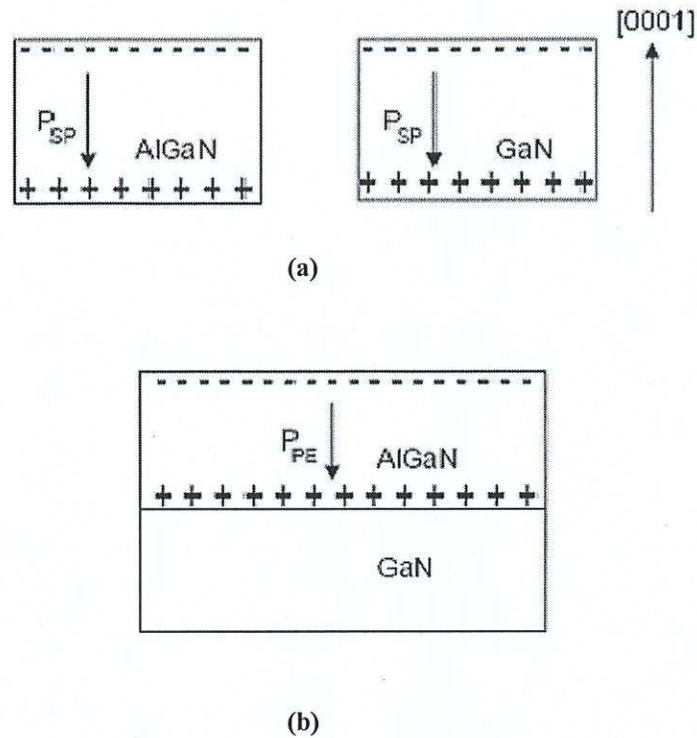


Figura 7. Campo eléctrico y cargas presentes en la lámina.

- a) Debido a la polarización espontánea en los cristales de GaN y AlGaIn.
- b) Debido solamente a la polarización piezoeléctrica en la capa de AlGaIn.

La polarización piezoeléctrica es la presencia de un campo de polarización resultado de la distorsión de red del cristal. Debido a la gran diferencia en la constante de red entre los materiales de AlGaIn y el GaN, la capa de AlGaIn, crecida sobre la capa buffer es deformada. Debido al gran valor de los coeficientes piezoeléctricos de esos materiales, esta deformación resulta en la carga de la lámina en las dos superficies de la capa de AlGaIn, como se observa en la figura 7b. La polarización total del campo en la capa de AlGaIn depende de la orientación del cristal de GaN.

El método MOCVD es la técnica más utilizada para formar la heteroestructura AlGaN/GaN, este método produce semiconductores GaN con orientación cristalina hace que las cargas causadas por la polarización espontánea y polarización piezoeléctrica se añadan constructivamente. Por lo tanto el campo de polarización en la capa de AlGaN deberá ser de un valor mayor que en la capa buffer. Debido a esta discontinuidad del campo de polarización, un número muy grande de carga positiva estará presente en la interfase AlGaN/GaN como se muestra en la figura 8.

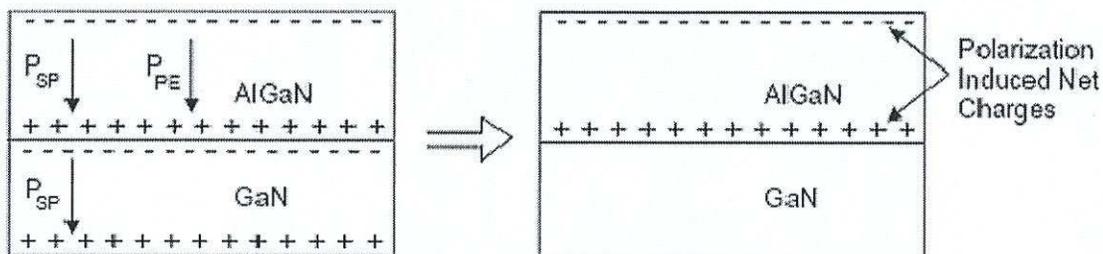


Figura 8. Combinación piezoeléctrica y campo de polarización espontánea en la estructura de AlGaN/GaN.

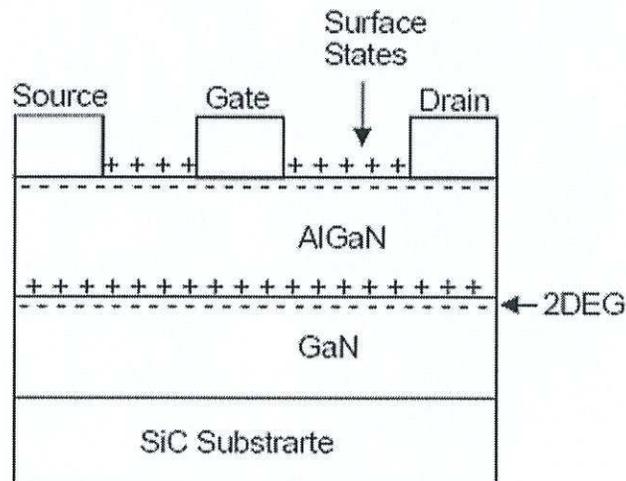


Figura 9. Estructura del HEMT de AlGaN/GaN, mostrando la polarización inducida, la superficie de estados y la carga del 2DEG.

Como el espesor de la capa de AlGa_N/Ga_N aumenta durante el proceso de crecimiento, la energía en el cristal también incrementará. Más allá de un cierto espesor el campo eléctrico interno, éste llega a ser lo suficientemente alto para ionizar los estados donantes en la superficie y causar el flujo de electrones a través de la interfase de AlGa_N/Ga_N. Como los electrones se mueven de la superficie a la interface, la magnitud del campo eléctrico se reduce, de este modo actúan como un mecanismo de retroalimentación para disminuir el proceso de transferencia de electrones. Bajo esta condición de equilibrio, la carga del 2DEG en la interface deberá ser generada debido a la transferencia de electrones y una carga positiva sobre la superficie será formada por los donantes ionizados, como se observa en la figura 9.

II.4 Operación básica del HEMT

El transistor de alta movilidad electrónica (HEMT) es un transistor de efecto de campo de heteroestructura. El término HEMT se aplica a estos dispositivos porque la estructura aprovecha propiedades superiores de transporte de los electrones en un pozo de potencial de un material semiconductor ligeramente dopado. La estructura simplificada del HEMT AlGaAs/ GaAs se muestra en la figura 10a. Como se muestra en la figura, un material semiconductor de amplia banda prohibida (AlGaAs dopado) se deposita sobre un material de pequeña banda prohibida (GaAs no dopado). El diagrama de bandas de la estructura se muestra en la figura 10b. Debido a la diferencia en los anchos de banda prohibidos, se forma una discontinuidad en los bordes de las bandas de conducción en la interface de la heteroestructura AlGaAs. Esto da como resultado una alta concentración de portadores en la región más estrecha, llamado pozo cuántico, en la dirección drenador-fuente. La distribución de electrones en el pozo cuántico es principalmente bidimensional, debido al pequeño espesor del pozo cuántico comparado con el ancho y la longitud del canal. Como consecuencia la densidad de carga llamada gas de electrones es bidimensional (2DEG) y cuantificada en términos de la densidad de portadores definida como η_s .

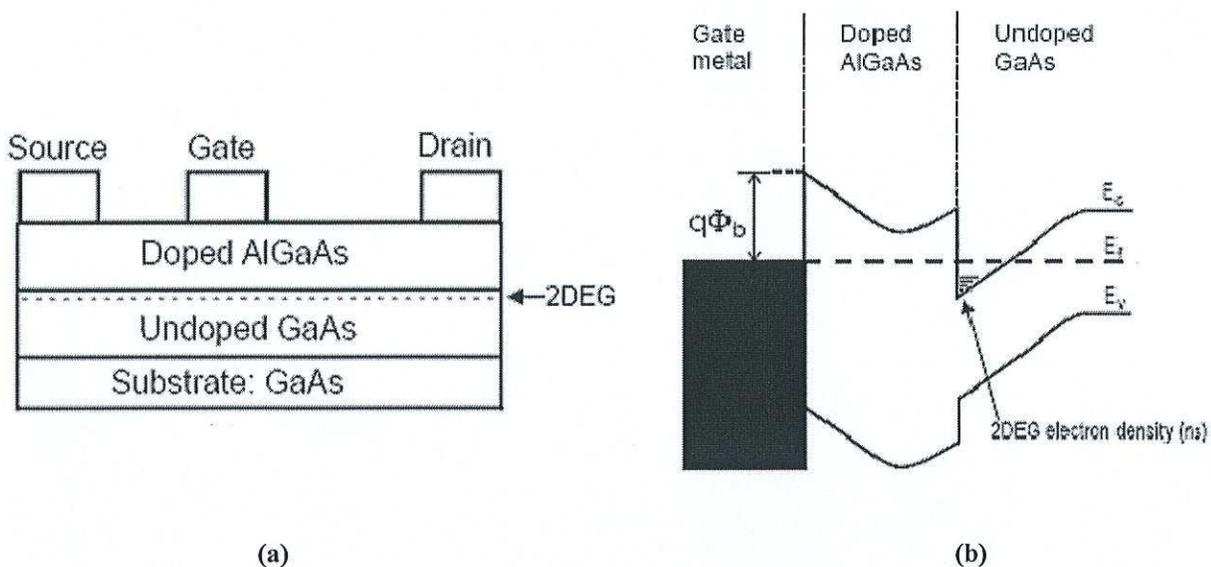
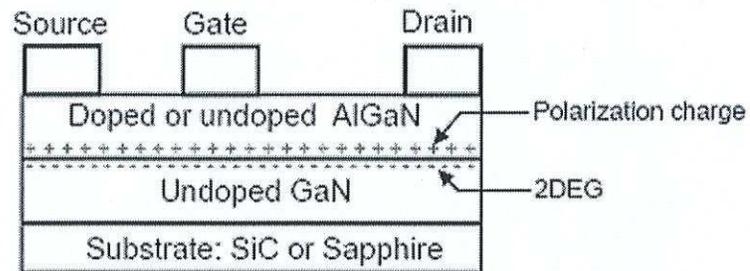


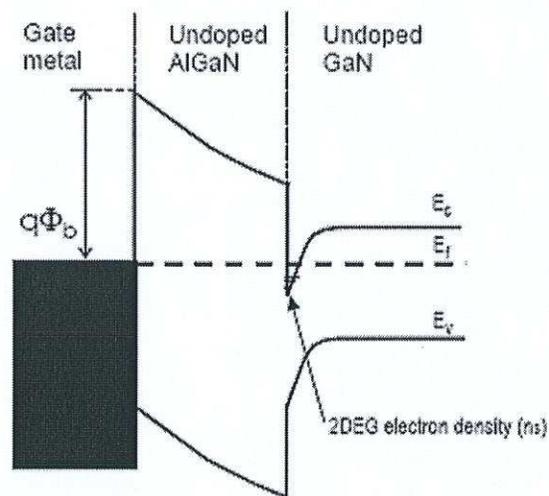
Figura 10. Estructura Básica del HEMT.
 a) Estructura simplificada del HEMT de AlGaAs/GaAs.
 b) Diagrama de bandas correspondiente.

Los HEMT de AlGaAs/GaAs han sido fabricados de forma similar usando una capa dopada o no dopada de AlGaAs, tal como se muestra en la figura 10a. Se ha observado que el 2DEG se forma en la interfase AlGaAs/GaAs incluso cuando no se ha dopado intencionalmente la capa de AlGaAs, también se ha observado que cuando se dopa intencionalmente la capa, la densidad de carga del 2DEG no es proporcional a la cantidad de dopado. La pregunta fundamental es, puesto que los electrones no son introducidos intencionalmente en los átomos, ¿Cuál es la fuente de los electrones que forman el 2DEG? En los HEMT de AlGaAs/GaAs el mecanismo de formación del 2DEG en la heterointerface es diferente que el mecanismo de formación del 2DEG en HEMT de AlGaAs/GaAs. Debido a un fuerte campo de polarización a través de la heterounión de AlGaAs/GaAs se forma un 2DEG con una capa con densidad de portadores arriba de 10^{13} cm^{-2} sin dopar el AlGaAs[1]. Ibbeston, *et al* encontró que los estados de superficie actúan como fuente de electrones del 2DEG[2]. El campo eléctrico estático interno en la capa de AlGaAs es introducido por la polarización piezoeléctrica y polarización espontánea las cuales alteran principalmente el diagrama de bandas y la distribución de electrones de la heteroestructura de AlGaAs/GaAs. En consecuencia un considerable número de electrones son transferidos de

los estados de superficie a la heterointerfase de AlGaN/GaN, lo que da origen a un 2DEG con alta densidad. [Jarndal, 2006]



(a)



(b)

Figura 11. Estructura del HEMT de AlGaN/GaN.
 a) Estructura simplificada del HEMT de AlGaN/GaN.
 b) Diagrama de bandas correspondiente.

Capítulo III

Métodos de extracción de los elementos extrínsecos e intrínsecos

III.1 Modelado del transistor activo

La acción en el FET ocurre bajo la compuerta en el canal activo, esta parte del transistor es llamada transistor intrínseco. En un dispositivo real se necesitan electrodos adicionales para conectar el transistor intrínseco al exterior. Estos electrodos adicionales son el origen de los componentes extrínsecos o frecuentemente llamados *parásitos*. La noción de parásitos puede dar la impresión de que estos elementos del transistor son indeseados. Mientras que generalmente tienden a degradar el comportamiento eléctrico, son esenciales en la estructura del dispositivo y en un diseño cuidadoso su impacto se minimiza. Esta parte de la estructura es una parte integral del transistor, pero no contribuye a la acción fundamental del transistor, por lo que es preferible usar el término extrínseco, aunque lo más común es llamarle parásitos y así se les llamará a lo largo de este trabajo. Después del de-embedding de los componentes extrínsecos, nos encontramos en el borde de la región activa del transistor. El objetivo es construir un modelo eléctrico compacto del dispositivo activo, cubriendo el comportamiento en DC, en pequeña señal o lineal, y en gran señal o comportamiento en RF no lineal. [Aaen, 2007]

III.2 Modelado de los componentes extrínsecos

Para determinar los elementos extrínsecos se utiliza el método del COLD-FET. Para determinar las resistencias e inductancias parásitas el transistor se polariza: $V_{ds} = \text{open}$; $V_{gs} < V_{bi} > 0$, para determinar las capacitancias parásitas el transistor se polariza: $V_{ds} = 0$; $V_{gs} = 0$.

Normalmente, el método de extracción de los elementos extrínsecos es el comúnmente conocido como el método del COLD FET. Este fue el primer método para determinar las resistencias e inductancias parásitas a partir de un conjunto de medidas de parámetros S con $V_{ds} = 0$ V. Dambrine *et al* (1988), publicó un método de extracción para obtener los elementos parásitos. El método utiliza un conjunto de mediciones de parámetros S del FET para altas corrientes directas de DC en la compuerta ($V_{gs} > V_{bi} > 0$ V) y un voltaje de drenador – fuente de cero ($V_{ds} = 0$ V). Este método requiere de una alta corriente directa de compuerta para eliminar el efecto de la resistencia diferencial del diodo Schottky. Después el método del COLD-FET de RF fue modificado cambiando la condición de polarización de $V_{ds} = 0$ V a drenador flotante, el cual venció las inconsistencias entre los métodos de DC y RF. Para MESFETs y HEMTs basados en GaAs o SiC, los métodos de DC y RF pueden ser aplicados satisfactoriamente para determinar las resistencias parásitas. Además de poder calcular las resistencias parásitas, el método del COLD-FET es también usado para determinar las inductancias de compuerta, fuente y drenador, L_g , L_s y L_d respectivamente.

Sin embargo, cuando se trata de los HEMTs de AlGaIn/GaN, el diodo Schottky del transistor exhibe inherentemente un fuerte comportamiento capacitivo, el cual dificulta la medida de R_g y L_g , incluso aplicando una fuerte corriente de DC en directo a la compuerta. Por lo tanto ni los métodos clásicos de DC ni de RF, pueden ser aplicados para el cálculo de R_g y L_g [Zárate de Landa *et al*, 2009].

Los detalles de los métodos de extracción de los elementos extrínsecos dependen de la estructura no dopada para representar las redes extrínsecas. Comúnmente los arreglos adoptados para las redes extrínsecas son los mostrados en la figura 12. La elección de una red es arbitraria, y está basada en la geometría particular del FET en cuestión. Excepto cuando exista alguna característica geométrica en puerta, la red con la capacitancia extrínseca más externa como la indicada en la figura 12a, es normalmente elegida por economía de la inversión de matrices en el de-embedding del circuito externo.

Esta capacitancia extrínseca C_{px} es generalmente incluida para representar la capacitancia del pad para FET's, pequeños. Se considera que los componentes capacitivos de la red extrínseca de la compuerta y el drenador pueden ser provocados por el empaquetado dejando solamente los componentes resistivos e inductivos en serie para ser extraídos de las mediciones del COLD-FET. Como la fuente del transistor está conectada directamente a la tierra, la capacitancia de fuente está efectivamente cortocircuitada. Esta suposición puede ser un reto en el modelado de transistores de potencia: la gran área del transistor contribuirá a una capacitancia extrínseca grande y las resistencias e inductancias de los contactos de fuente debido a la tierra del empaquetado, muy pequeñas pero no cero. En la representación del circuito equivalente, la fuente del transistor activo está conectada a tierra, a través de un circuito serie R-L y el capacitor en paralelo de la red, esto puede afectar la respuesta en frecuencia y potencialmente la estabilidad del transistor [Aaen, 2007].

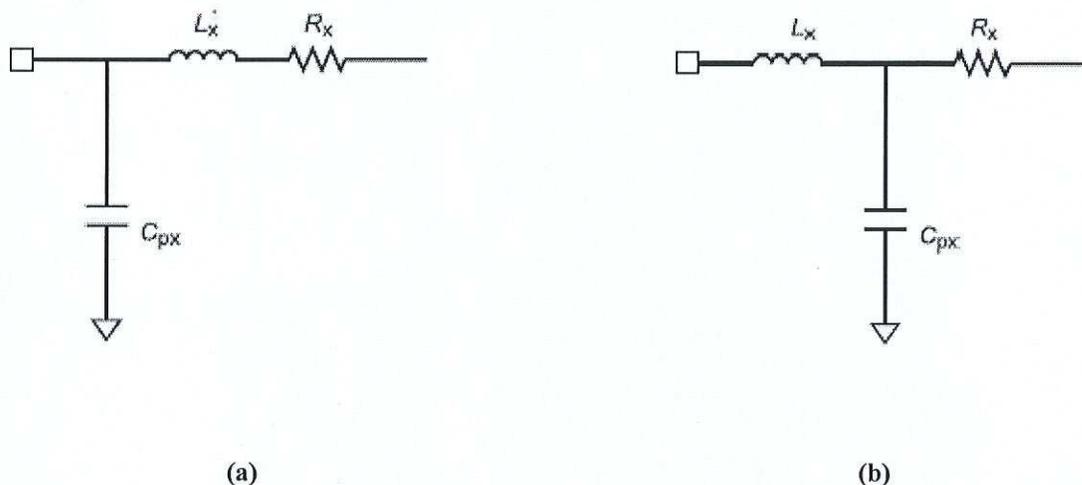


Figura 12. Subredes simples usadas por los circuitos equivalentes extrínsecos, conectados en cada puerto del transistor.

- a) Los capacitores representan el pad de múltiples capacitancias.
- b) Los capacitores representan otras geometrías en el FET que tienen un importante significado capacitivo, tales como la alimentación que cruza fuertemente de compuerta a fuente.

III.2.1 Extracción de los elementos parásitos del transistor

El Circuito Eléctrico Equivalente del transistor está formado por elementos parásitos e intrínsecos como se muestra en la figura 13. Para obtener los elementos intrínsecos del transistor primero se obtienen los elementos parásitos y mediante un procedimiento de de-embedding, se obtiene la matriz de parámetros intrínsecos del transistor.

El método del COLD FET está bien establecido para dispositivos tradicionales como el GaAs, sin embargo, este método no puede ser aplicado a HEMTs de AlGaIn/GaN directamente, debido a la alta resistencia de contacto y la resistencia diferencial de la compuerta. Chigaeva and Walther sugieren que una alta polarización directa en la compuerta puede suprimir el efecto diferencial en la compuerta. Pero esto puede destruir fácilmente el diodo Schottky de la compuerta de los HEMTs de AlGaIn/GaN o cambiar permanentemente las propiedades del diodo Schottky [Chen Guang *et al*, 2006]. Así, Andrés Zárate de Landa (2007) propone un método con el cual no solamente se obtienen los elementos parásitos sino también la capacitancia del diodo Schottky y la resistencia dinámica. El método requiere solamente de una sola medición de parámetros S del transistor en todo el ancho de banda para una baja corriente de DC en directo aplicada a la compuerta con el drenador flotante.

Los elementos parásitos se obtienen a partir de dos mediciones, una en directa (Cold FET) para calcular las resistencias e inductancias parásitas ($V_{gs} > V_{bi} > 0$; $V_{ds} = \text{flotante}$) y otra en inverso para calcular las capacitancias parásitas ($V_{gs} \ll V_p$; $V_{ds} = 0$) [Zárate de Landa, 2007].

La figura 13 muestra el circuito eléctrico que modela el transistor.

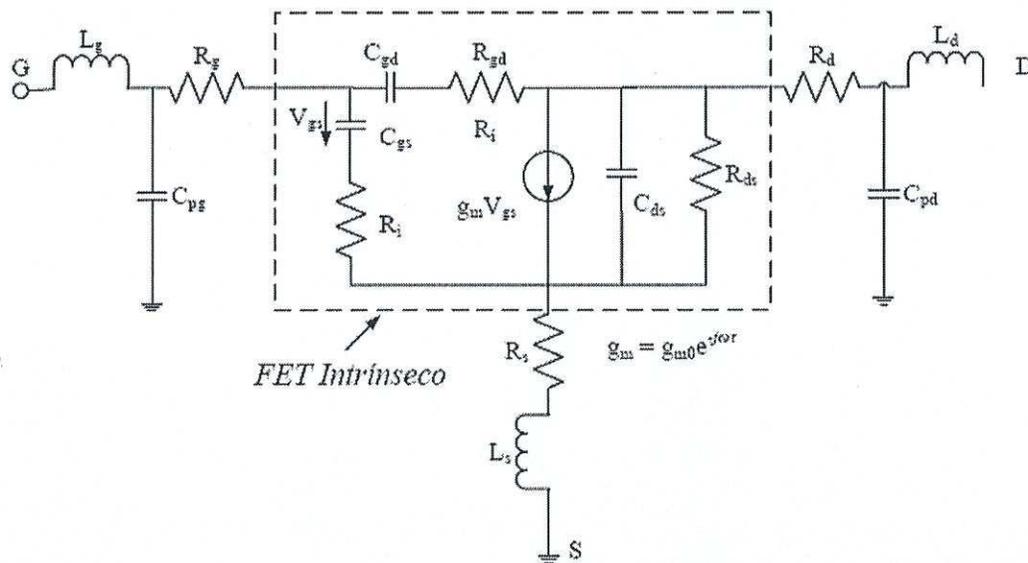


Figura 13. Circuito eléctrico equivalente del transistor utilizado para modelar el HEMT.

III.2.2 Cálculo de las resistencias e inductancias parásitas. Cold FET para bajas corrientes de DC en directo $0 < V_{gs} < V_{bi}$; $I_{gs} > 0$ y $V_{ds} =$ flotante

En la figura 14 se muestra el circuito eléctrico equivalente del transistor cuando la compuerta está polarizada en directa, a partir del cual se hará la extracción de los elementos R_g , R_s , R_d , L_g , L_s y L_d . También se muestran los elementos R_0 y C_0 , que son la resistencia y capacitancia del diodo, donde:

$$R_g^* = R_g - \frac{R_{ch}}{6}, \quad (1)$$

$$R_s^* = R_s + \frac{R_{ch}}{2}, \quad (2)$$

$$R_d^* = R_d + \frac{R_{ch}}{2}, \quad (3)$$

Donde R_{ch} es la resistencia del canal, la cual por ser muy pequeña se desprecia.

De la figura 14 se obtienen los parámetros Z del transistor, cuando se polariza la compuerta en directa, los cuales se expresan como:

$$Z_{11} = R_g + R_s + \frac{R_0}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} + j\omega \left[L_g + L_s - \frac{C_0 R_0}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} \right], \quad (4)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + j\omega L_s, \quad (5)$$

$$Z_{22} = R_d + R_s + j\omega(L_d + L_s). \quad (6)$$

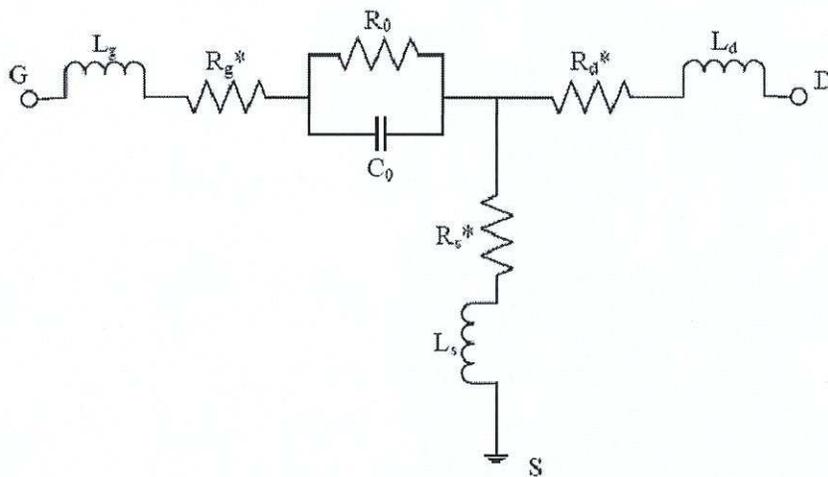


Figura 14. Circuito eléctrico equivalente del HEMT cuando está polarizado con una baja corriente de compuerta de DC en directa y con drenador flotante.

Se puede observar de las expresiones de los parámetros Z , ecuaciones 5 y 6, que L_s y L_d se pueden obtener directamente de la parte imaginaria de Z_{12} y Z_{22} respectivamente, como sigue:

$$L_s = \frac{\text{Im}(Z_{12})}{\omega}, \quad (7)$$

$$L_d = \frac{\text{Im}(Z_{22}) - \text{Im}(Z_{12})}{\omega}. \quad (8)$$

L_g se puede calcular de la parte imaginaria de Z_{11} , siempre que L_s , R_0 y C_0 sean conocidos. La parte imaginaria de Z_{11} puede ser expresada como:

$$Im(Z_{11}) = \omega(L_g + L_s) - \frac{\omega}{C_0} * \frac{1}{\omega_0^2 + \omega^2}. \quad (9)$$

Donde:

$$\omega_0 = \frac{1}{R_0 C_0}. \quad (10)$$

ω_0 es un parámetro importante en el cálculo de los elementos parásitos y depende de los valores de R_0 y C_0 los cuales dependen del valor de la corriente de la polarización directa de la compuerta. Cuando la polarización aumenta R_0 decrece y C_0 aumenta.

Así, bajo la hipótesis de que $\omega \gg \omega_0$ la ecuación 9 se reduce a:

$$Im(Z_{11}) = \omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega C_0}. \quad (11)$$

Reordenando términos y multiplicando ambos lados por ω se tiene:

$$\omega Im[Z_{11}] = \omega^2(L_g + L_s) - \frac{1}{C_0}. \quad (12)$$

L_g y C_0 se pueden obtener mediante regresión lineal de la ecuación 12 contra ω^2 , puesto que $L_g + L_s$ es la pendiente de la recta y $\frac{1}{C_0}$ es la ordenada que intercepta a $\omega Im[Z_{11}]$ en $\omega^2 = 0$. Una vez que se determina $L_g + L_s$, L_g puede ser calculada conociendo L_s .

Como se mencionó anteriormente ω_0 es un parámetro importante en el cálculo de los elementos parásitos por tanto es de vital interés determinar la frecuencia ω_0 porque a partir de este valor podemos conocer el rango en frecuencia en el que es válido el método, para ello se usa el siguiente procedimiento propuesto por Reynoso Hernández (2008).

El método para calcular ω_0 puede ser derivado usando la parte real o la parte imaginaria de Z_{11} . El procedimiento para el cálculo de ω_0 consiste en determinar un punto extremo (mínimo local o máximo local) ω_m observado en la primera derivada, de la parte real e

imaginaria de Z_{11} con respecto a ω . Se puede mostrar que ω_m está directamente relacionada a ω_0 .

De la primera derivada de Z_{11} se obtiene ω_0 para encontrar el rango de frecuencia en el cual se cumple la condición $\omega \gg \omega_0$.

Escribiendo la ecuación 4 como:

$$Z_{11} = x + y, \quad (13)$$

Donde:

$$x = a + \frac{b}{1 + \omega^2 \tau_0^2}, \quad (14)$$

$$y = \omega L - b \frac{\omega \tau_0^2}{1 + \omega^2 \tau_0^2}. \quad (15)$$

Las variables a , b , L , x , y y τ_0 se definen como:

$$\begin{aligned} a &= R_g^* + R_s^*, \\ b &= R_0, \\ L &= L_g + L_s, \\ \tau_0 &= R_0 C_0, \\ x &= \text{Re}(Z_{11}), \\ y &= \text{Im}(Z_{11}). \end{aligned} \quad (15a)$$

Calculando la primera derivada de la parte imaginaria de Z_{11} con respecto a ω se tiene:

$$\frac{dy}{d\omega} = L - b\tau_0^2 \frac{(1-\omega^2\tau_0^2)}{(1+\omega^2\tau_0^2)^2}. \quad (16)$$

Para saber si la primera derivada de la parte imaginaria de Z_{11} con respecto a ω tiene un punto extremo en frecuencia ω_{max} se usa el criterio de la segunda derivada el cual dice que la segunda derivada de $\text{Im}(Z_{11})$ con respecto a ω evaluada en ω_{max} es cero.

$$\left[\frac{d^2 \text{Im}(Z_{11})}{d\omega^2} \right]_{\omega_{max}} = 0. \quad (17)$$

El punto en frecuencia ω_{max} calculado de la expresión anterior está dado por:

$$\omega_{max} = \sqrt{3}\omega_0. \quad (18)$$

Por otra parte, utilizando la parte real de Z_{11} y siguiendo el mismo procedimiento, pero en este caso se tiene un punto extremo a la frecuencia mínima ω_{min} .

Calculando la primera derivada de la parte real de Z_{11} con respecto a ω se tiene que:

$$\frac{dx}{d\omega} = -2b \frac{\omega\tau_0^2}{(1+\omega^2\tau_0^2)^2}. \quad (19)$$

Para investigar si la primera derivada de la parte real de Z_{11} tiene un punto mínimo para el punto en frecuencia ω_{min} se usa el criterio de la segunda derivada, el cual dice que la segunda derivada de $\text{Re}(Z_{11})$ con respecto a ω evaluada en ω_{min} es cero.

$$\left[\frac{d^2 \text{Re}(Z_{11})}{d\omega^2} \right]_{\omega_{min}} = 0. \quad (20)$$

La expresión derivada de la ecuación anterior está dada por:

$$\omega_{min} = \frac{\omega_0}{\sqrt{3}}. \quad (21)$$

De las expresiones anteriores se puede obtener ω_0 , pero ω_{min} ocurre a frecuencias más bajas que ω_{max} la elección depende de la capacidad del VNA [Reynoso Hernández, 2008].

Para calcular R_g , se asume que para las mediciones en frecuencia $\omega \gg \omega_0$, la parte real de Z_{11} dada en la ecuación 4, puede escribirse como:

$$Re(Z_{11}) = R_g^* + R_s^* + \frac{\omega_0^2 R_0}{\omega^2}. \quad (22)$$

El término de $R_g^* + R_s^*$ puede ser determinado aplicando una regresión lineal a la ecuación (22) ya que cuando se grafica $Re[Z_{11}]$ contra $\frac{1}{\omega^2}$ predice una línea recta en la cual la pendiente es igual a $\omega_0^2 R_0$, y la intercepción del eje $Re[Z_{11}]$ es $R_g^* + R_s^*$. Con el conocimiento de R_s , se puede obtener R_g . Esta manera de obtener R_g es muy simple, la dificultad consiste en encontrar el rango de frecuencia en el cual se cumple la hipótesis $\omega \gg \omega_0$.

Finalmente, se puede observar que R_s y R_d se pueden obtener directamente de las expresiones, de la parte real de Z_{12} y Z_{22} , como se observa en las siguientes expresiones:

$$R_s = Re[Z_{12}], \quad (23)$$

$$R_d = Re[Z_{22}] - R_s. \quad (24)$$

III.2.3 Cálculo de las capacitancias parásitas utilizando polarización en inverso $V_{gs} < V_p$ y $V_{ds} = 0$

El método para determinar las capacitancias parásitas se basa en el cálculo de los parámetros Y. Los parámetros Y son calculados a partir de datos experimentales de parámetros S medidos en el punto de polarización $V_{ds} = 0$ y $V_{gs} > |V_p|$, V_p es el voltaje de oclusión del transistor.

Debido a que cuando los electrodos de drenador y fuente están al mismo potencial, la zona de deserción bajo la compuerta es uniforme y simétrica. De acuerdo a esta hipótesis, dos modelos Dambrine y White se han desarrollado para determinar C_{pg} y C_{pd} .

III.2.3.1 Modelo de Dambrine

Estos autores asumen que bajo condiciones de pinch off con $V_{ds} = 0$, la zona de deserción debajo de la compuerta puede ser modelada por dos capacitores C_b localizados a ambos lados de la compuerta. El modelo de circuito eléctrico equivalente correspondiente se muestra en la figura 15a. Si la influencia de las resistencias e inductancias parásitas sobre $Im(Y_{ij})$ son despreciadas ($f < 10$ GHz), C_{pg} y C_{pd} son calculadas como sigue:

$$C_{pg} = \frac{Im(Y_{11}) + Im(Y_{12})}{\omega}, \quad (25)$$

$$C_{pd} = \frac{Im(Y_{22}) + Im(Y_{12})}{\omega}. \quad (26)$$

III.2.3.2 Modelo de White

En el orden de que la simetría del FET sea preservada cuando se polariza con $V_{ds} = 0$ y $V_{gs} > |V_p|$, White sugiere que la zona de deserción bajo la compuerta sea modelada por tres

capacitores (C_b) iguales, conectados a los electrodos de la compuerta, drenador y fuente. El circuito eléctrico equivalente resultante de este modelo es mostrado en la figura 15b. Si la influencia de las resistencias e inductancias parásitas sobre $Im(Y_{ij})$ es ignorada ($f < 10$ GHz), C_{pg} y C_{pd} son dados por:

$$C_{pg} = \frac{Im(Y_{11}) + Im(Y_{12})}{\omega}, \quad (27)$$

$$C_{pd} = \frac{Im(Y_{22}) + Im(Y_{12})}{\omega}. \quad (28)$$

III.2.3.3 Comparación entre los modelos de Dambrine y White

De las ecuaciones 25 y 27 se puede notar que ambos modelos dan el mismo valor para la capacitancia parásita de entrada C_{pg} . En cuanto a la capacitancia parásita de la salida C_{pd} los valores para el modelo de Dambrine son mayores que para el modelo de White.

En otro orden, cuando los valores obtenidos son similares para los parámetros Y_{11} y Y_{12} , el modelo de White también predice valores similares para las capacitancias C_{pg} y C_{pd} . Por el contrario, de acuerdo con el modelo de Dambrine si $Y_{11} \cong Y_{22}$ entonces $C_{pd} > C_{pg}$.

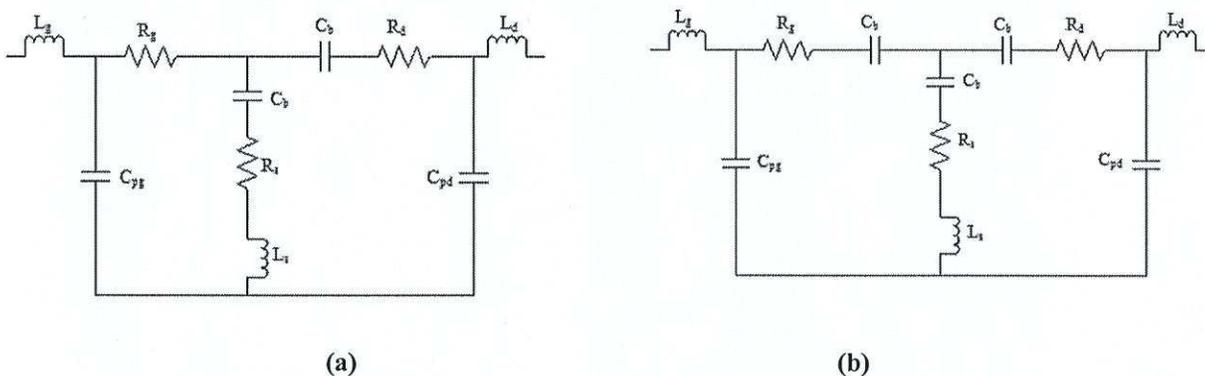


Figura 15. Modelo de circuito equivalente de pequeña señal para mediciones $V_{ds}=0$ y $V_{gs} > |V_p|$.

- a) Dambrine.
- b) White.

III.2.3.4 Modelo propuesto por Zárate de Landa usando polarización en inverso

Al igual que Dambrine, las capacitancias parásitas se obtienen polarizando al transistor $V_{ds} = 0$, $V_{gs} > |V_p|$ y utilizando la topología del circuito eléctrico equivalente del transistor, mostrado en la figura 16a.

Para simplificar el cálculo de los parámetros Y se transforma el circuito anterior con topología II a topología T (figura 16).

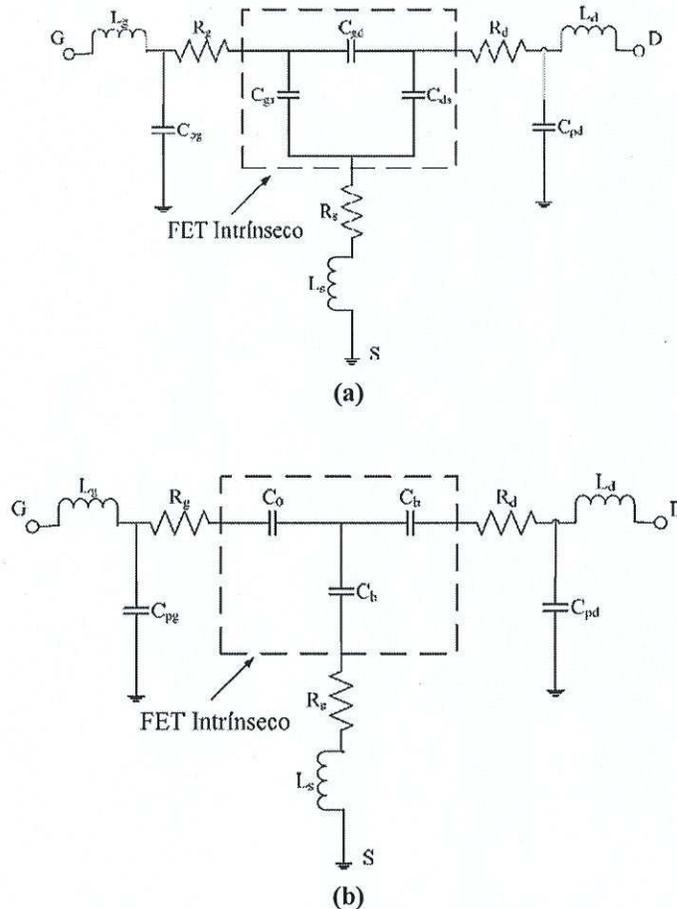


Figura 16. Circuito eléctrico equivalente del transistor cuando está polarizado en inverso.

- a) Topología II
- b) Topología T.

El método propuesto por Zárate de Landa considera el efecto de la capacitancia del diodo Schottky C_0 , la cual se calcula en la sección anterior y C_b es la capacitancia de (fringing).

Después del de-embedding de las inductancias y de despreciar las resistencias parásitas se obtiene la matriz de parámetros Y del circuito y las capacitancias parásitas se obtienen como:

$$C_{pg} = \frac{Im(Y_{11}) - 2Im(Y_{12})}{\omega}, \quad (29)$$

$$C_{pd} = \frac{Im(Y_{22}) - Im(Y_{12})}{\omega} - \frac{C_b}{C_0} * \frac{Im(Y_{12})}{\omega}. \quad (30)$$

Donde:

$$C_b = \frac{-C_0 Im[Y_{12}]}{\omega C_0 + 2Im[Y_{12}]}. \quad (31)$$

Una vez obtenidas las capacitancias parásitas se hace la extracción de estas utilizando el procedimiento de de-embedding y finalmente se obtienen los parámetros Y del circuito eléctrico equivalente del transistor intrínseco.

III.3 Procedimiento de de-embedding

Dambrine *et al.* (1988) explican que una vez que los elementos parásitos son obtenidos, se realiza un procedimiento de de-embedding a los parámetros S medidos a diferentes polarizaciones para conocer los elementos intrínsecos (C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} , R_i , R_{ds} , g_m y τ).

El procedimiento de de-embedding se explica a continuación:

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

- c) Transformación de parámetros Z a parámetros de admitancia (Y) con el fin de substraer los efectos de C_{pg} y C_{pd} que están en paralelo y afectan a los parámetros Y_{11} y Y_{22} .
- d) Transformación de parámetros Y a parámetros Z con el fin de substraer los efectos de los elementos restantes R_g , R_s , R_d , L_s y que afectan directamente a los cuatro parámetros Z .
- e) Transformación de parámetros Z a parámetros Y que corresponden a la matriz de parámetros Y deseada. [Dambrine, 1988]

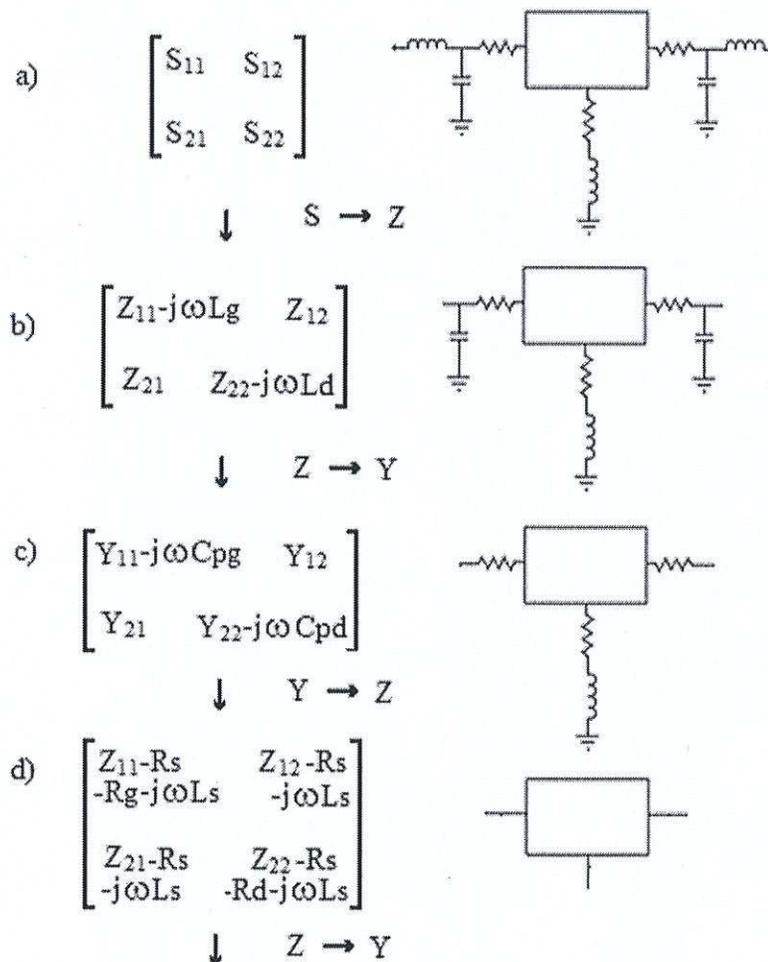


Figura 17. Procedimiento de de-embedding.

III.4 Modelado del transistor intrínseco

Aquí se obtiene el núcleo del modelo del transistor: el propio dispositivo activo. La derivación del modelo se basa en la medición de parámetros S hechas alrededor de un espacio alcanzable de polarización V_{gs} - V_{ds} del transistor. Las mediciones incluirán polarizaciones de compuerta en inverso, V_{gs} negativo. Los parámetros S se miden en un rango de frecuencias de RF, limitado por el analizador de redes vectorial (VNA).

Se debe suponer que a las mediciones de los datos que se van utilizar ya se le ha aplicado el procedimiento de de-embedding y que son isotérmicas. Esto significa que los efectos eléctricos de los componentes extrínsecos han sido removidos y los planos de referencia de las mediciones ahora se encuentran en el plano de referencia del dispositivo intrínseco. [Aaen, 2007]

III.4.1 Modelo de pequeña señal

Los parámetros S representan la respuesta en pequeña señal de un transistor para polarizaciones V_{gs} , V_{ds} y frecuencia ω , específicas. Esta es una simple medición y obtención de datos (y de-embedding), los cuales pueden ser almacenados en una tabla de tres dimensiones, indexados para los voltajes de polarización y la frecuencia.

Un enfoque más compacto es convertir la medición de parámetros S a parámetros Y, usando las reglas estándar para la conversión de una matriz de dos puertos. Una red genérica de dos puertos puede representarse como en la figura 18a, la cual para una red pasiva puede ser simplificada para una red Π como en la figura 18b donde:

$$\begin{aligned} y_{11} &= Y_A + Y_B \\ y_{12} &= -Y_B = y_{21} \\ y_{22} &= Y_C + Y_B \end{aligned} \tag{32}$$

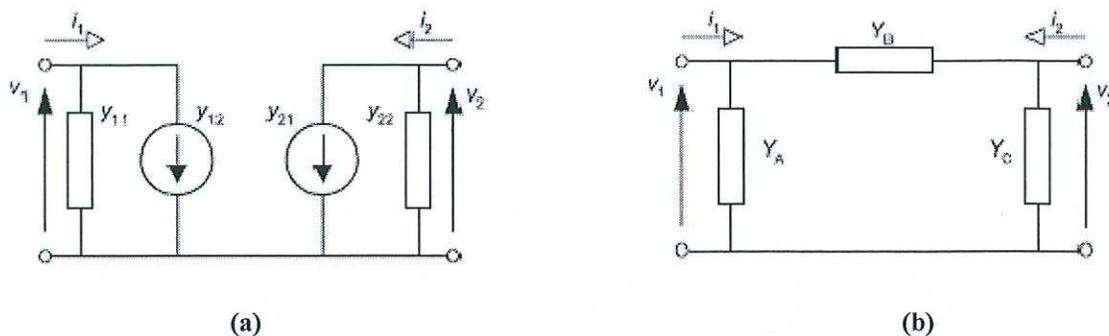


Figura 18. Representación de parámetros Y de dos puertos.

a) Circuito esquemático completamente general.

b) Circuito simplificado usando elementos pasivos solamente.

La figura 19 muestra el circuito eléctrico equivalente del transistor intrínseco. Las conductancias y capacitancias deben ser independientes de la frecuencia. Si los parámetros del circuito eléctrico equivalente no son independientes de la frecuencia, puede indicar un problema con el de-embedding eléctrico, o tal vez que los componentes no son independientes de la polarización, lo cual puede ocurrir físicamente en transistores de potencia, o que algunos fenómenos dinámicos asociados con los efectos de dispersión de la frecuencia no hayan sido correctamente manejados en la medición. La independencia en frecuencia de los parámetros del modelo nos permite determinar sus valores a partir de las mediciones hechas en un solo punto en frecuencia.

Comúnmente, para modelos de FET operando en el régimen activo, esto es, arriba del voltaje de umbral y voltaje positivo drenador-fuente (para dispositivos de canal N), se añade la fuente de corriente controlada definida en y_{21} representada en la red pasiva como una transadmitancia. Esto proporciona el modelo de circuito equivalente mostrado en la figura 19, donde Y_{gs} corresponde a Y_A , Y_{gd} corresponde a Y_B , Y_{ds} corresponde a Y_C y la transadmitancia a Y_m . La región de compuerta-fuente y compuerta-drenador son representadas generalmente como una red en serie RC, los elementos del circuito están frecuentemente ligados a una representación física, como se muestra en la figura 20; las resistencias en serie, elementos mencionados arriba son frecuentemente descritos como la ruta de carga dentro del dispositivo para la capacitancia asociada. Se debe ser capaz de

extraer los elementos del modelo de circuito eléctrico equivalente para cada punto de polarización $\{V_{gs}, V_{ds}\}$. Esto es un modelo lineal del FET dependiente de la polarización, para uso en pequeña señal AC o simulaciones de parámetros S. Se debe ser capaz de desarrollar un análisis en pequeña señal, sabiendo ya las condiciones de polarización de drenador y compuerta.

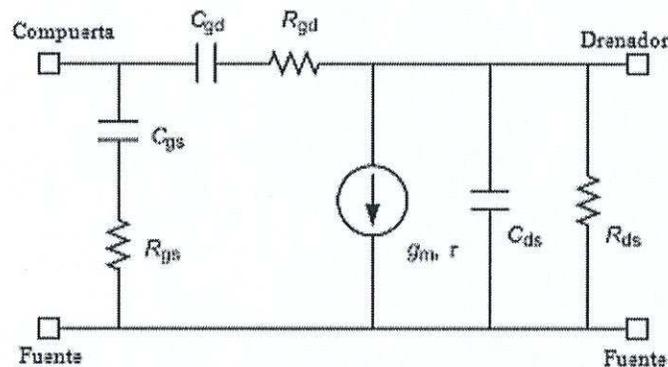


Figura 19. Modelo del Circuito eléctrico equivalente en Pequeña Señal del transistor intrínseco, derivado de las mediciones de parámetros Y.

Para implementar el modelo en un simulador, se pueden almacenar los valores para $\{C_{gs}, R_{gs}, C_{gd}, R_{gd}$ (si está presente), $g_m, \tau, C_{ds}, R_{ds}\}$ en una tabla. Los puntos de polarización son frecuentemente referenciados a las terminales externas del transistor, esto es donde los voltajes de polarización son medidos en la práctica y son etiquetados en el simulador.

Se puede crear un modelo lineal para ajustar las funciones a dos dimensiones para todos los valores del circuito equivalente alrededor del espacio de mediciones $\{V_{gs}, V_{ds}\}$, para obtener variables continuas de los parámetros del modelo con polarización.

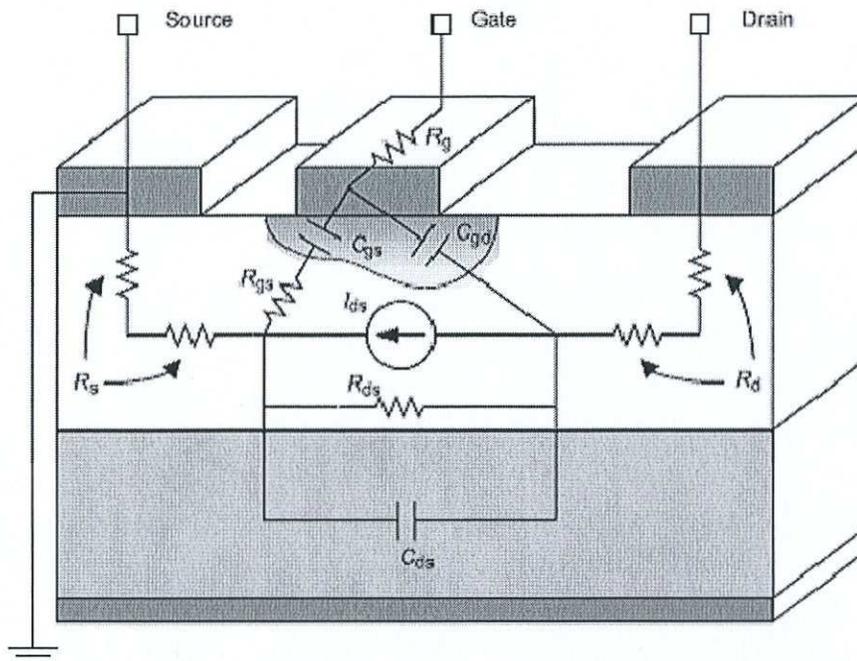


Figura 20. Origen físico de los componentes del modelo del circuito eléctrico equivalente en un MESFET.

Finalmente una cautelosa nota acerca del elemento tiempo de retardo, τ , en el modelo de pequeña señal. Este parámetro es usado para modelar el tiempo de retraso observado entre una señal aplicada a la compuerta, y la respuesta en corriente en el drenador. Esto es debido al tiempo finito tomado por la carga que se mueve a lo largo del canal desde la compuerta hasta el drenador: el tiempo de transito. Esto es interpretado como un efecto distribuido, ya que no todas las cargas se mueven a la misma velocidad. En el modelo se puede ver que el retraso es implementado como el término $e^{-j\omega\tau}$ [Aaen, 2007].

III.5 Extracción de elementos intrínsecos del transistor a partir del método de Berroth

El método que Berroth propone para la extracción de los elementos intrínsecos del transistor, consiste en obtener los parámetros Y del circuito eléctrico equivalente de la figura 21 y a partir de ellos extraer los elementos, R_i , C_{gs} , C_{gd} , R_{gd} , g_m , g_{ds} , C_{ds} .

Los elementos intrínsecos del transistor dependen del punto de polarización, por lo tanto van a ser distintos para cada V_{gs} y V_{ds} aplicados al transistor.

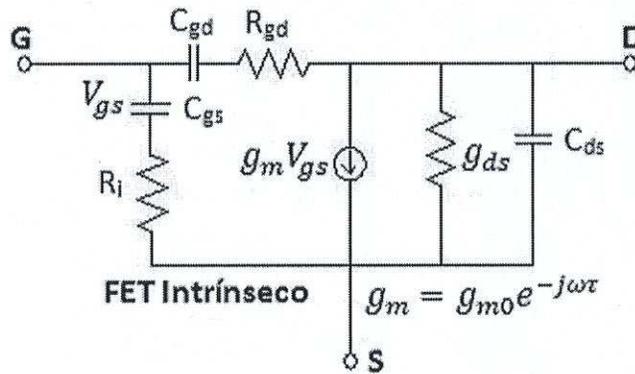


Figura 21. Circuito eléctrico equivalente del transistor intrínseco, propuesto por Berroth.

El circuito eléctrico equivalente del transistor intrínseco de la figura 21, se obtuvo después del de-embedding de los elementos parásitos. A continuación se escriben los parámetros Y del circuito de la figura 21.

$$Y_{11} = \omega^2 \left[\frac{R_i C_{gs}^2}{1 + \omega^2 R_i^2 C_{gs}^2} + \frac{R_{gd} C_{gd}^2}{1 + \omega^2 R_{gd}^2 C_{gd}^2} \right] + j\omega \left[\frac{C_{gs}}{1 + \omega^2 R_i^2 C_{gs}^2} + \frac{C_{gd}}{1 + \omega^2 R_{gd}^2 C_{gd}^2} \right], \quad (33)$$

$$Y_{12} = -\omega^2 \left[\frac{R_{gd} C_{gd}^2}{1 + \omega^2 R_{gd}^2 C_{gd}^2} \right] - j\omega \left[\frac{C_{gd}}{1 + \omega^2 R_{gd}^2 C_{gd}^2} \right], \quad (34)$$

$$Y_{21} = \frac{g_m e^{-j\omega\tau}}{1 + \omega^2 R_i^2 C_{gs}^2} - \omega^2 \frac{C_{gd} R_{gd}}{1 + \omega^2 R_{gd}^2 C_{gd}^2} - j\omega \left[\frac{C_{gd}}{1 + \omega^2 R_{gd}^2 C_{gd}^2} + \frac{e^{-j\omega\tau} R_i C_{gs}}{1 + \omega^2 R_i^2 C_{gs}^2} \right], \quad (35)$$

$$Y_{22} = g_{ds} + \omega^2 \frac{C_{gd}^2 R_{gd}}{1 + \omega^2 R_{gd}^2 C_{gd}^2} + j\omega \left[C_{ds} + \frac{C_{gd}}{1 + \omega^2 R_{gd}^2 C_{gd}^2} \right]. \quad (36)$$

A partir de las ecuaciones (33 a 36) se calculan los elementos del transistor intrínseco como sigue:

$$g_{ds} = \operatorname{Re}(Y_{22}) + \operatorname{Re}(Y_{12}), \quad (37)$$

$$C_{ds} = \frac{\operatorname{Im}(Y_{22}) + \operatorname{Im}(Y_{12})}{\omega}, \quad (38)$$

$$R_i = \frac{\operatorname{Re}(Y_{11}) + \operatorname{Re}(Y_{12})}{[\operatorname{Im}(Y_{11}) + \operatorname{Im}(Y_{12})]^2 + [\operatorname{Re}(Y_{11}) + \operatorname{Re}(Y_{12})]^2}, \quad (39)$$

$$C_{gd} = -\frac{\operatorname{Im}(Y_{12})}{\omega} \left\{ 1 + \left[\frac{\operatorname{Re}(Y_{12})}{\operatorname{Im}(Y_{12})} \right]^2 \right\}, \quad (40)$$

$$C_{gs} = \frac{1}{\omega} \frac{[\operatorname{Im}(Y_{11}) + \operatorname{Im}(Y_{12})]^2 + [\operatorname{Re}(Y_{11}) + \operatorname{Re}(Y_{12})]^2}{\operatorname{Im}(Y_{11}) + \operatorname{Im}(Y_{12})}, \quad (41)$$

$$R_{gd} = \frac{\operatorname{Re}(Y_{12})}{[\operatorname{Re}(Y_{12})]^2 + [\operatorname{Im}(Y_{12})]^2}, \quad (42)$$

$$g_m = \sqrt{\{[\operatorname{Re}(Y_{21}) - \operatorname{Re}(Y_{12})]^2 + [\operatorname{Im}(Y_{21}) - \operatorname{Im}(Y_{12})]^2\} * \{1 + \omega^2 R_i^2 C_{gs}^2\}}, \quad (43)$$

$$\tau = -\frac{1}{\omega} \tan^{-1} \left(\frac{y + x\omega R_i C_{gs}}{x - y\omega R_i C_{gs}} \right), \quad (44)$$

Donde:

$$x = \operatorname{Re}(Y_{21}) - \operatorname{Re}(Y_{12}), \quad (45)$$

$$y = \operatorname{Im}(Y_{21}) - \operatorname{Im}(Y_{12}), \quad (46)$$

De las expresiones anteriores se pueden obtener los elementos intrínsecos del transistor, pero debe hacerse mención que estos deben ser extraídos en donde son independientes de la frecuencia.

Capítulo IV

Nuevo método para la extracción de los elementos intrínsecos

IV.1 Introducción

En este capítulo se presentará un nuevo método para extraer los elementos intrínsecos del circuito eléctrico equivalente del transistor, para transistores basados en GaN.

De acuerdo con el método de extracción propuesto por Berroth, en el cual se puede observar que los elementos g_m y τ (ecuaciones 43 y 44) dependen de los valores de R_i y C_{gs} , y considerando el mismo circuito eléctrico equivalente del transistor, se propone un nuevo método para extraer los elementos, R_i , C_{gs} y C_{gd} .

R_i se obtiene de una manera directa, obteniéndose un único valor, sin necesidad de considerar el rango en frecuencia en donde el valor de R_i es independiente de la frecuencia como ocurre con el método propuesto por Berroth. Los valores de C_{gs} y C_{gd} se calculan a partir de una derivada, donde ésta tiene un comportamiento independiente de la frecuencia.

Una vez calculados los elementos R_i , C_{gs} , C_{gd} ; luego entonces g_m y τ pueden calcularse con las expresiones 43 y 44, usando una expresión que es el producto de R_i por C_{gs} . Los elementos C_{ds} y g_{ds} , se calculan de la misma manera que con el método de Berroth.

IV.2 Nuevo método para determinar R_i , C_{gs} , R_{gd} y C_{gd} a partir de los puntos extremos de los parámetros Y intrínsecos

A partir del circuito eléctrico equivalente de la figura 21 y del previo conocimiento de los parámetros Y, representados en las ecuaciones 33 a 36 se definen dos nuevos parámetros μ y ν a partir de los cuales se podrán calcular los valores de R_i y C_{gs} .

Se define μ como la suma de las partes reales de Y_{11} y Y_{12} , y ν como la suma de las partes imaginarias de Y_{11} y Y_{12} .

$$\mu = Re(Y_{11}) + Re(Y_{12}) = \frac{1}{R_i} \frac{\omega^2 R_i^2 C_{gs}^2}{1 + \omega^2 R_i^2 C_{gs}^2}, \quad (47)$$

$$\nu = Im(Y_{11}) + Im(Y_{12}) = \frac{1}{R_i} \frac{\omega R_i C_{gs}}{1 + \omega^2 R_i^2 C_{gs}^2}. \quad (48)$$

Y también definiendo una nueva variable τ_{gs} como:

$$\tau_{gs} = R_i C_{gs} = \frac{1}{\omega_{gs}}. \quad (49)$$

Los parámetros μ y ν se pueden escribir de la siguiente manera:

$$\mu = \frac{1}{R_i} \frac{\omega^2 \tau_{gs}^2}{1 + \omega^2 \tau_{gs}^2}, \quad (50)$$

$$\nu = \frac{1}{R_i} \frac{\omega \tau_{gs}}{1 + \omega^2 \tau_{gs}^2}. \quad (51)$$

Dividiendo $\frac{\mu}{\nu}$ se tiene que:

$$\frac{\mu}{\nu} = \omega \tau_{gs}. \quad (52)$$

Considerando μ y ν en función de ω , cuando $\frac{\mu}{\nu} = 1$, es decir cuando $\mu = \nu$:

$$\omega = \omega_{gs} = \frac{1}{\tau_{gs}}. \quad (53)$$

Por otra parte, derivando ν de la ecuación 51 se tiene que:

$$\frac{d\nu}{d\omega} = C_{gs} \frac{(1 - \omega^2 \tau_{gs}^2)}{(1 + \omega^2 \tau_{gs}^2)^2}. \quad (54)$$

Como se puede observar de la ecuación 54 que cuando $\omega \tau_{gs} \ll 1$ el valor de C_{gs} se puede obtener directamente y también se puede notar que ν tiene aquí un valor extremo. Este valor extremo se calcula como:

$$\frac{d\nu}{d\omega} = 0. \quad (55)$$

De donde se obtiene que $\omega \tau_{gs} = 1$, y de (53), considerando que esto ocurre cuando $\omega = \omega_{gs}$:

$$\tau_{gs} = \frac{1}{\omega_{gs}}. \quad (56)$$

R_i se puede obtener de la ecuación 50 cuando $\omega^2 \tau_{gs}^2 = 1$, condición que se cumple cuando $\frac{\mu}{\nu} = 1$, punto en el que μ corta a ν en su punto máximo. Cuando esto sucede R_i se obtiene como:

$$R_i = \frac{1}{2\mu} \quad (57)$$

R_i también puede calcularse despejando la ecuación 53, de la siguiente manera:

$$R_i = \frac{1}{\omega_{gs} C_{gs}} \quad (58)$$

Nótese que el cálculo de R_i con la ecuación (58) requiere del previo conocimiento de C_{gs} .

Del mismo modo si se calcula primero el valor de R_i , C_{gs} se puede obtener a partir de la ecuación 53 como:

$$C_{gs} = \frac{1}{\omega_{gs} R_i}. \quad (59)$$

Por otra parte, utilizando la parte real e imaginaria de Y_{12} y definiendo dos nuevos parámetros x_1 e y_1 , donde el primero es la parte real de Y_{12} y el segundo es la parte imaginaria de Y_{12} .

$$x_1 = -\frac{1}{R_{gd}} \frac{\omega^2 R_{gd}^2 C_{gd}^2}{1 + \omega^2 R_{gd}^2 C_{gd}^2}, \quad (60)$$

$$y_1 = -\frac{1}{R_{gd}} \frac{\omega R_{gd} C_{gd}}{1 + \omega^2 R_{gd}^2 C_{gd}^2}, \quad (61)$$

Definiendo una nueva variable τ_{gd} :

$$\tau_{gd} = R_{gd} C_{gd} = \frac{1}{\omega_{gd}}. \quad (62)$$

Se tiene que x_1 e y_1 se pueden expresar como:

$$x_1 = -\frac{1}{R_{gd}} \frac{\omega^2 \tau_{gd}^2}{1 + \omega^2 \tau_{gd}^2}, \quad (63)$$

$$y_1 = -\frac{1}{R_{gd}} \frac{\omega \tau_{gd}}{1 + \omega^2 \tau_{gd}^2}. \quad (64)$$

Calculando la relación $\frac{x_1}{y_1}$ se tiene que:

$$\frac{x_1}{y_1} = \omega\tau_{gd}. \quad (65)$$

Considerando x_1 e y_1 en función de ω , cuando se cumple la condición $\frac{x_1}{y_1} = 1$, es decir cuando $x_1 = y_1$:

$$\omega = \omega_{gd} = \frac{1}{\tau_{gd}}. \quad (66)$$

El valor de C_{gd} se obtiene de la siguiente expresión:

$$\frac{dy_1}{d\omega} = -C_{gd} \left[\frac{1 - \omega^2\tau_{gd}^2}{(1 + \omega^2\tau_{gd}^2)} \right]. \quad (67)$$

De la ecuación 67, cuando $\omega^2\tau_{gd}^2 \ll 1$ se obtiene directamente el valor de C_{gd} . Esta condición se cumple en baja frecuencia donde tiene un comportamiento casi constante.

De la ecuación 67 se puede observar que se tiene un valor extremo el cual se determina como:

$$\frac{\partial y_1}{\partial \omega} = 0. \quad (68)$$

De donde se obtiene que $\omega\tau_{gd} = 1$ y de (66), considerando que esto ocurre cuando $\omega = \omega_{gd}$:

$$\tau_{gd} = \frac{1}{\omega_{gd}}. \quad (69)$$

R_{gd} puede ser calculada de la ecuación 63 cuando $\omega^2\tau_{gd}^2 = 1$ lo cual ocurre cuando $x_1 = y_1$, que es el punto donde x_f corta a y_f en su punto mínimo. Por lo tanto R_{gd} se obtiene como:

$$R_{gd} = -\frac{1}{2x_1}. \quad (70)$$

O si se obtiene primero el valor de C_{gd} de la ecuación 67, R_{gd} se puede calcular a partir de la ecuación 66 como:

$$R_{gd} = \frac{1}{\omega C_{gd}}. \quad (71)$$

Y de igual modo si se obtiene primero el valor de R_{gd} ; C_{gd} puede calcularse también de la ecuación 66 como:

$$C_{gd} = \frac{1}{\omega R_{gd}}. \quad (72)$$

IV.3 Validación del nuevo método para determinar R_i , C_{gs} , R_{gd} y C_{gd}

Para validar el nuevo método para determinar R_i , C_{gs} , R_{gd} y C_{gd} se simuló en ADS (Advanced Design System) el transistor intrínseco mostrado en la figura 22. Los valores de los elementos fueron datos extraídos a partir de un transistor real, un HEMT de 300 μm , usando el Método de Berroth. Los datos se obtuvieron con una polarización alta, $V_{gs}=0V$ y $V_{ds} = 21V$.

Se implementó en ADS el nuevo método propuesto; y también se hizo la extracción con el método de Berroth. Se compararon los resultados calculados con ambos métodos, y se obtuvieron los mismos resultados.

Los valores de los elementos intrínsecos que se utilizaron para la simulación del transistor fueron los siguientes:

Tabla II. Parámetros intrínsecos usados para la simulación.

$R_i = 4.69\Omega$	$R_{ds} = 636.94\Omega$	$C_{gd} = 47.80fF$	$g_m = 82.67mS$
$R_{gd} = 35.82\Omega$	$C_{gs} = 802.25fF$	$C_{ds} = 16.38fF$	$\tau = 2.91pS$

El circuito que se utilizó para la simulación en ADS es el siguiente:

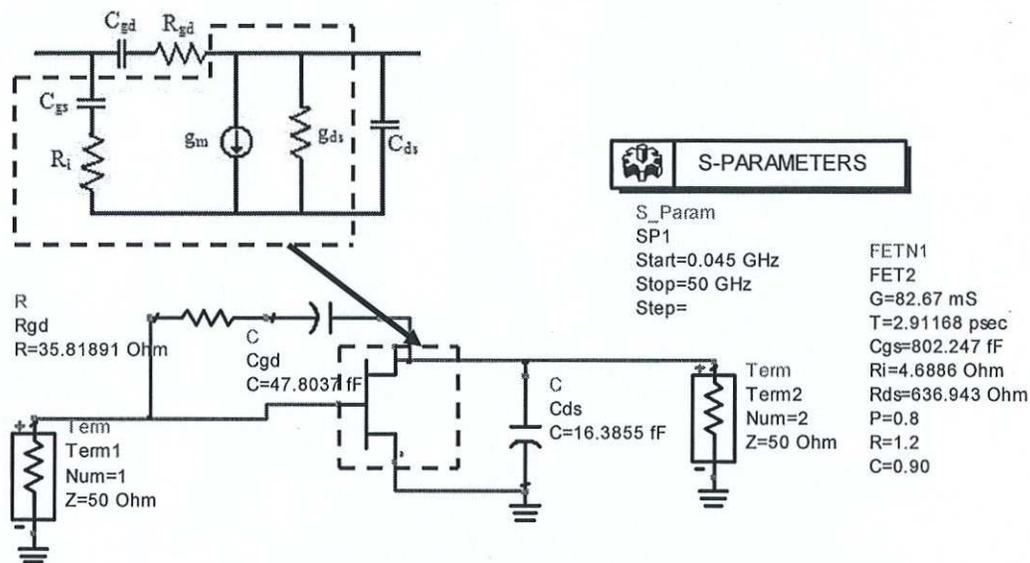


Figura 22. Circuito Eléctrico Equivalente del transistor simulado con ADS.

Se aplicó el nuevo método propuesto y se comprobó que μ corta ν en su punto máximo. De acuerdo con la teoría antes presentada R_i se calculó de acuerdo a la ecuación 57.

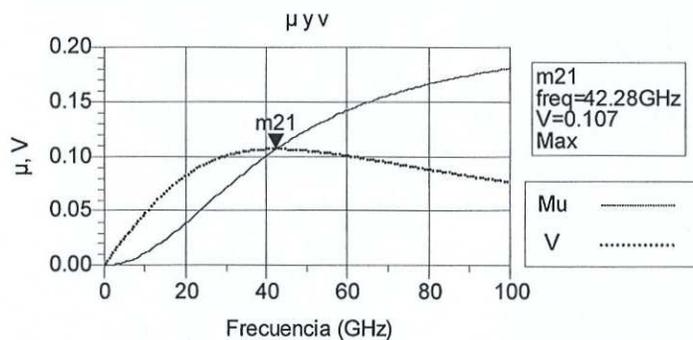


Figura 23. μ y ν obtenidas de la simulación en ADS.

La extracción de C_{gs} se hizo de la derivada de v en baja frecuencia, de acuerdo con la ecuación 54.

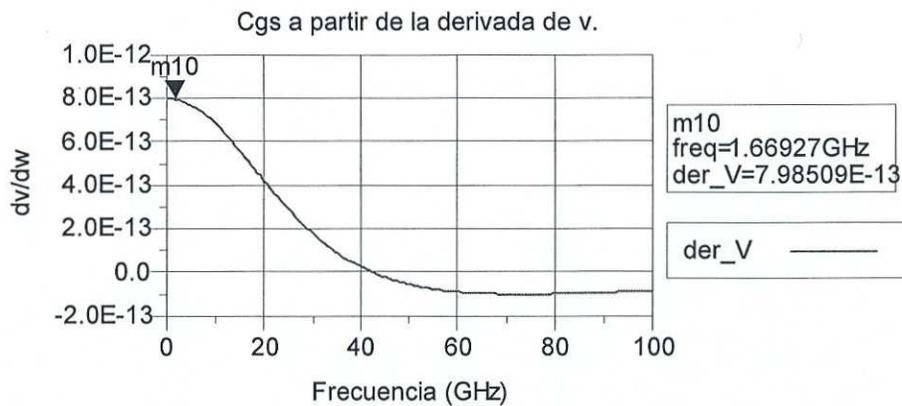


Figura 24. Derivada de v con datos simulados a partir de la cual se extrae C_{gs} .

Para el caso de R_{gd} , se tiene que x_l corta a y_l en su punto mínimo y R_{gd} se puede calcular de acuerdo a la ecuación 70.

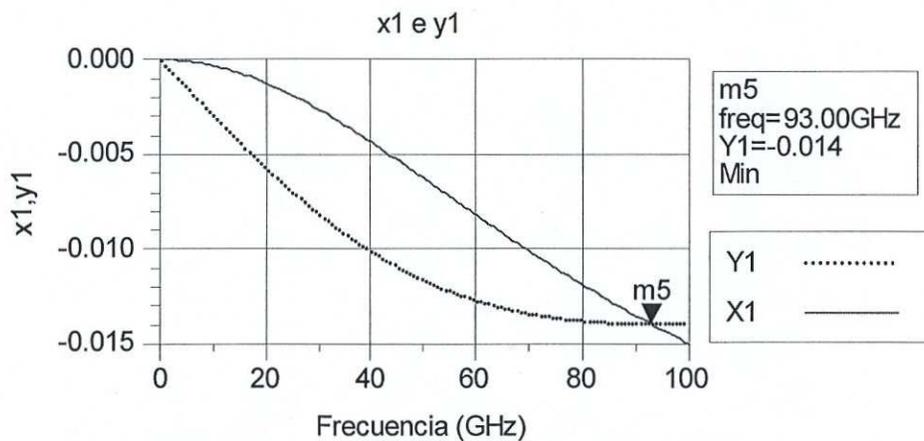
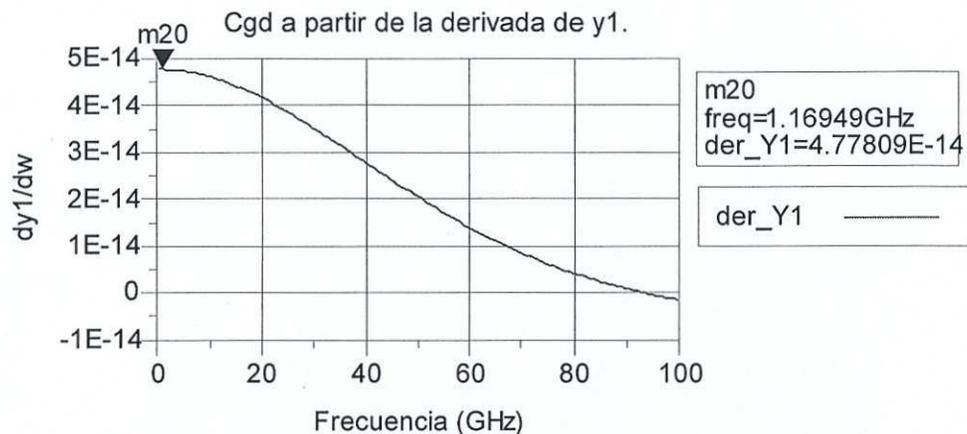


Figura 25. x_l e y_l obtenidas de la simulación en ADS.

C_{gs} también se calculó a partir de la ecuación 59, para demostrar que puede ser extraído de esta ecuación conociendo el valor de R_i , y es igual al valor obtenido de la derivada de v respecto a ω .

C_{gd} se obtuvo en baja frecuencia de la ecuación 67, a partir de la derivada de y_l .



C_{gd} también se calculó a partir de la ecuación 72, para demostrar que puede ser extraído de esta ecuación conociendo el valor de R_{gd} y es igual al valor obtenido de la derivada de y_l respecto a ω .

La siguiente tabla muestra los valores obtenidos.

Tabla III. R_i , R_{gd} , C_{gs} y C_{gd} extraídos con el nuevo método propuesto, a partir de la simulación del transistor.

De la ecuación 57	De la ecuación 58	De la ecuación 54	De la ecuación 59
$R_i = 4.68\Omega$	$R_i = 4.68\Omega$	$C_{gs} = 801.75fF$	$C_{gs} = 801.48fF$
De la ecuación 70	De la ecuación 71	De la ecuación 67	De la ecuación 72
$R_{gd} = 35.82\Omega$	$R_{gd} = 35.82\Omega$	$C_{gd} = 47.78fF$	$C_{gd} = 47.76fF$

El resto de los elementos, g_{ds} , C_{ds} , fueron calculados de acuerdo con las ecuaciones deducidas de los parámetros Y intrínsecos del circuito eléctrico equivalente de la figura 21.

Los elementos g_m y τ se obtuvieron de las expresiones deducidas de los parámetros Y intrínsecos, del mismo modo como lo calcula Berroth pero utilizando los valores de los elementos R_i , C_{gs} y R_{gd} y C_{gd} extraídos con el nuevo método.

Los resultados obtenidos de estas ecuaciones se muestran a continuación:

Tabla IV. Elementos extraídos con las ecuaciones 37 – 41; g_m y τ se obtuvieron usando los valores de R_i y C_{gs} calculados con el nuevo método.

$g_m = 82.67mS$	$\tau = 2.91pS$	$C_{ds} = 16.39fF$	$R_{ds} = 636.94\Omega$
-----------------	-----------------	--------------------	-------------------------

Usando el método propuesto por Berroth se simuló en ADS (Advanced Design System) un transistor con la topología de la figura 19, usando los mismos datos de la tabla 2.

Los resultados para la extracción con el método de Berroth fueron los siguientes:

Tabla V. Elementos extraídos con el método de Berroth utilizando datos simulados.

$R_i = 4.68\Omega$	$g_{ds} = 1.57\Omega$	$C_{gd} = 47.80fF$	$g_m = 81.34mS$
$R_{gd} = 35.82\Omega$	$C_{gs} = 802.25fF$	$C_{ds} = 16.39fF$	$\tau = 2.91pS$

En la tabla 5, se representan los valores de los elementos intrínsecos calculados con ambos métodos; el propuesto en esta tesis y el clásico de Berroth. Es importante mencionar que ambos métodos arrojan los mismos resultados, lo que valida al nuevo método.

Tabla VI. Comparación de los datos extraídos con el nuevo método propuesto y con el método de Berroth en la simulación del transistor con ADS.

	Nuevo Método Propuesto	Método de M. Berroth.
R_i	4.69 Ohms	4.69 Ohms
C_{gs}	801.75 fF	802.25 fF
R_{gd}	35.82 Ohms	35.82 Ohms
C_{gd}	47.78 fF	47.80 fF
C_{ds}	16.39 fF	16.39 fF
g_{ds}	1.57 mS	1.57 mS
g_{m0}	81.33 mS	81.34 mS
τ	2.91 ps	2.91 ps

Posteriormente se realizó el procedimiento de embedding, usando los elementos parásitos de la tabla 7 y se simularon los parámetros S del transistor.

Los elementos parásitos que se usaron para la simulación fueron los que se muestran en la siguiente tabla.

Tabla VII. Elementos parásitos usados para obtener los parámetros S del transistor simulado en ADS.

$L_g = 59.19 \text{ pH}$	$R_s = 2.34 \Omega$
$L_s = 0.99 \text{ pH}$	$R_d = 4.95 \Omega$
$L_d = 62.26 \text{ pH}$	$C_{pg} = 4.11 \text{ fF}$
$R_g = 1.72 \Omega$	$C_{pd} = 30.92 \text{ fF}$

En las siguientes figuras se muestran los parámetros S simulados con el método de Berroth y el nuevo método propuesto.

Como se puede ver ambos métodos tienen un buen ajuste de Parámetros S. Con esto se puede confirmar la validez del nuevo método.

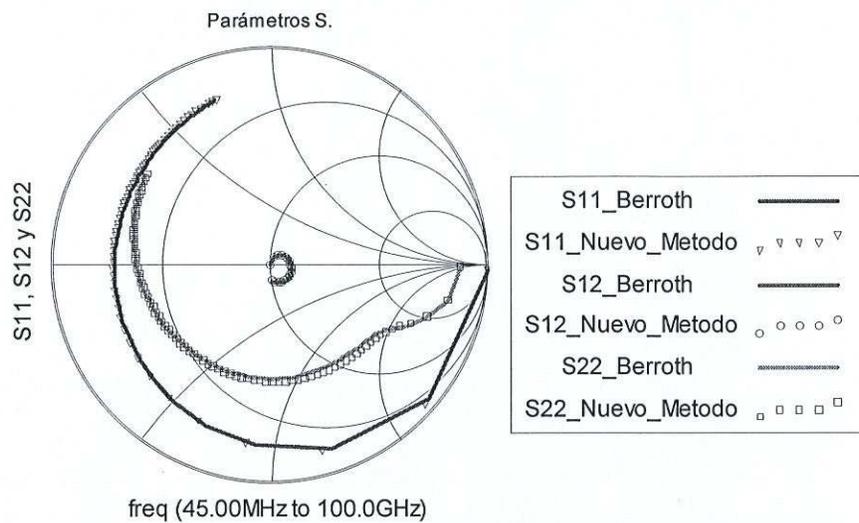


Figura 27. Parámetros S simulados con el método de Berroth y el nuevo método propuesto.

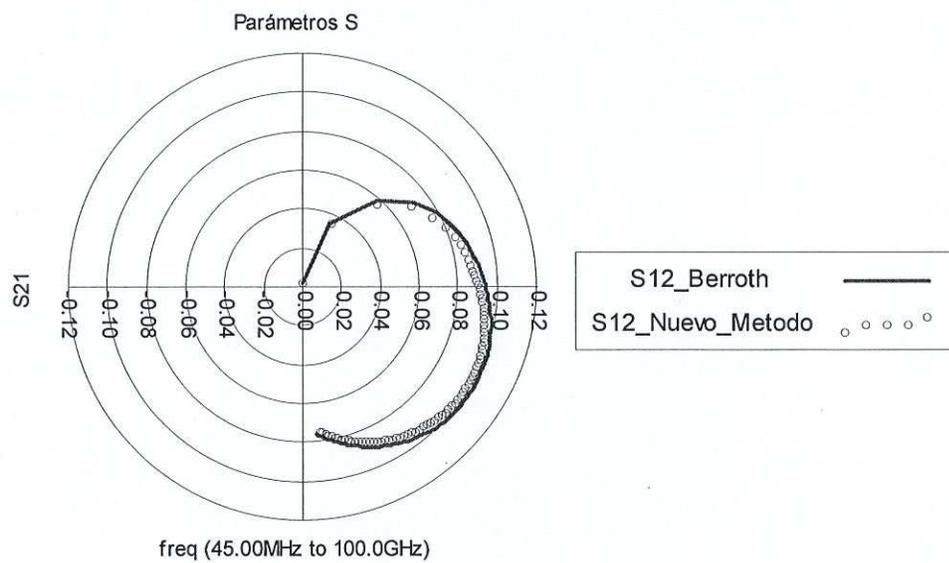


Figura 28. Parámetro S_{21} simulado con el método de Berroth y con el nuevo método propuesto.

Capítulo V

Resultados experimentales

V.1 Introducción

En este capítulo se presentarán los resultados experimentales obtenidos de los elementos intrínsecos del circuito eléctrico equivalente, de transistores basados en GaN, determinados utilizando el nuevo método propuesto.

Se midieron tres transistores HEMT de AlGaIn/GaN fabricados en un sustrato de Si de la compañía Nitronix Corporation, de longitud de compuerta $LG=0.7\ \mu\text{m}$ y diferentes anchos de compuerta (W). El primer transistor de $W=100\ \mu\text{m}$ se midió en un rango de frecuencia de 0.045 a 50 GHz, el segundo de $W=300\ \mu\text{m}$ en el rango de frecuencia de 0.045 a 48 GHz y el tercero de $W=2\ \text{mm}$ en un rango de frecuencia de 0.045 a 30 GHz.

Las mediciones se hicieron usando el Analizador de Redes Vectorial HP8510 calibrado con la técnica de calibración LRM mejorada [Zúñiga-Suárez, 2004] usando los estándares de calibración de CS-5 de industrias GGB, también se utilizaron las puntas de prueba modelo 50A- GSG-100P y la máquina de puntas SUMMIT 9000 para estructuras coplanares.

V.2 Extracción de los elementos parásitos

La extracción de los elementos parásitos se hizo de acuerdo al método presentado en el capítulo III, las resistencias e inductancias parásitas se calcularon como se explica en la sección III.2.2 y las capacitancias extrínsecas de acuerdo a como se explica en la sección III.2.3.4.

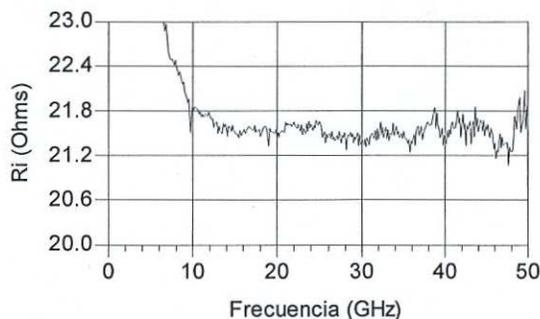
A continuación se muestra en la tabla VIII los valores de los elementos parásitos para los tres transistores estudiados.

Tabla VIII. Elementos parásitos extraídos de los transistores de AlGaIn/GaN.

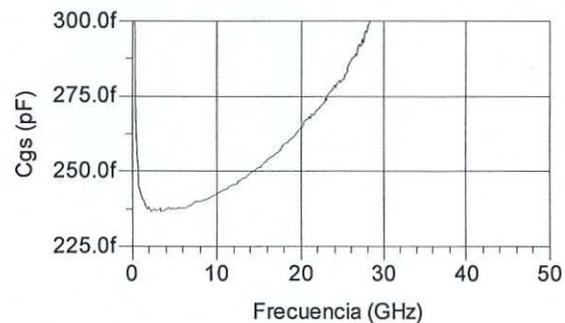
Elemento	100 μm , transistor 1	300 μm , transistor 2	2 mm, transistor 3
R_g (Ω)	0.541	2.411	0.69
R_s (Ω)	7.659	2.199	0.42
R_d (Ω)	14.33	5.206	0.75
L_g (pH)	43.90	67.95	46.36
L_s (pH)	5.95	0.175	1.86
L_d (pH)	4.848	76.74	92.29
C_{pg} (fF)	29.14	11.15	42.33
C_{pd} (fF)	1.34	28.02	205.09

V.3 Extracción de los elementos intrínsecos

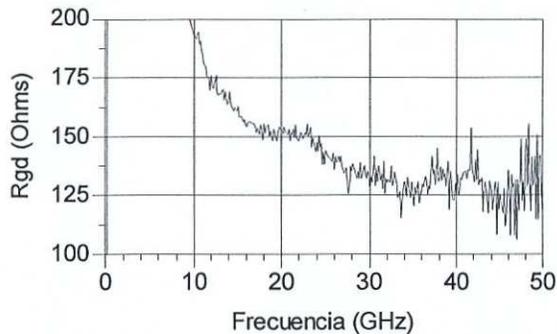
En la extracción de los elementos intrínsecos se utilizó el nuevo método propuesto tal y como se explica en la sección IV.2 y el método clásico propuesto por Berroth, *et al.* Como se explica en la sección IV.1. La extracción de los elementos intrínsecos usando el método de Berroth consiste en encontrar el valor del elemento intrínseco donde este es independiente de la frecuencia. Como ejemplo en la figura 29 se muestran gráficamente, los elementos R_i , C_{gs} , R_{gd} , C_{gd} , g_m y τ para el transistor de $W=100 \mu\text{m}$, en función de la frecuencia, calculados usando el método de Berroth, en las cuales se puede observar que es difícil encontrar el valor del elemento en donde este es independiente de la frecuencia.



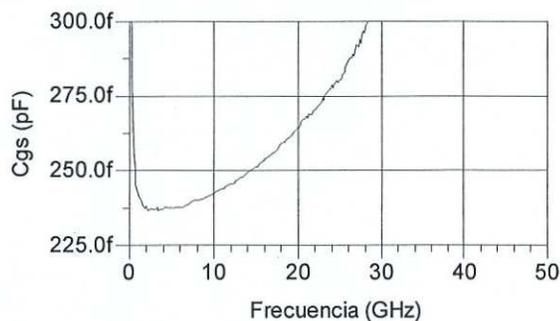
(a)



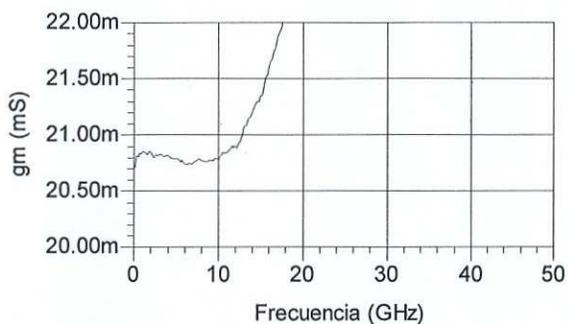
(b)



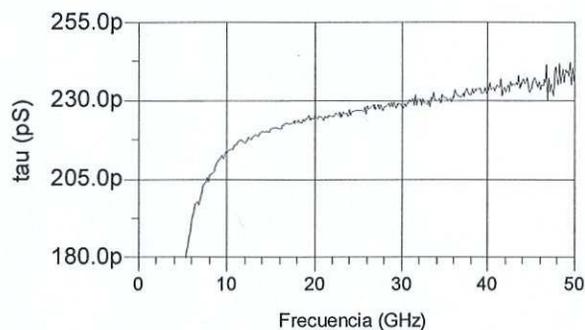
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 29. Gráficas de los elementos intrínsecos a partir del método de Berroth, para el transistor $W=100 \mu\text{m}$.

Con en el objetivo de mitigar los problemas presentados en la extracción de R_i , C_{gs} , R_{gd} , C_{gd} , g_m y τ utilizando el método de Berroth, se presentan resultados experimentales de la extracción de estos elementos utilizando el nuevo método. Utilizando el nuevo método R_i puede ser extraída a partir de la ecuación 58 donde μ corta a v en su punto máximo, C_{gs} y C_{gd} se obtienen evaluando la derivada de v e y_1 con respecto a la frecuencia angular ω (ecuaciones 54 y 67) respectivamente. A continuación se muestran en las figuras 30 y 31 la dependencia experimental de μ , $v \frac{dv}{d\omega}$, $\frac{dy_1}{d\omega}$ con respecto a ω utilizadas para calcular de R_i , C_{gs} y C_{gd} , con el nuevo método.

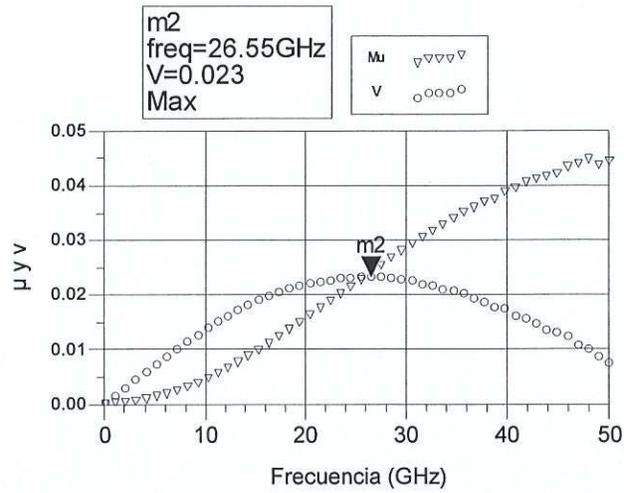
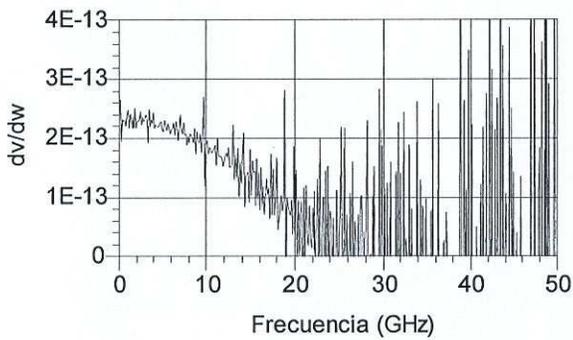
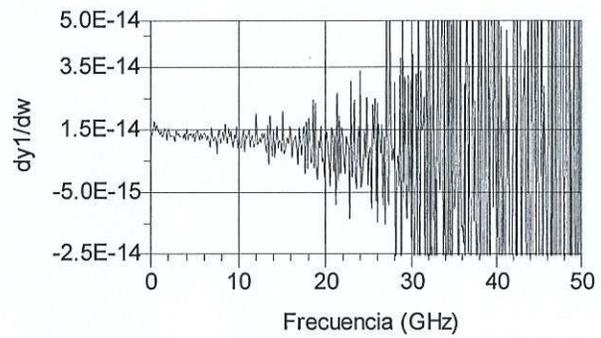


Figura 30. μ y ν a partir de la cual se extrae el valor de R_i en el punto máximo de ν para el transistor $W=100 \mu\text{m}$.



(a) C_{gs}



(b) C_{gd}

Figura 31. Gráficas utilizadas en extracción del valor de C_{gs} y C_{gd} a partir de la derivada de ν y y_1 con respecto a ω , para el transistor $W=100 \mu\text{m}$.

V.3.1 Extracción de los elementos intrínsecos del Transistor 1, con ancho de compuerta de 100 μm

En esta sección se presentaran los resultados experimentales obtenidos de la caracterización del transistor de ancho de compuerta $Z=100 \mu\text{m}$ utilizando ambos métodos el propuesto en esta tesis y el clásico propuesto por M. Berroth.

V.3.1.1 Extracción de R_i y R_{gd}

En la tabla IX y X se muestran los valores de los elementos intrínsecos R_i y R_{gd} respectivamente calculados con el nuevo método, y se comparan con los obtenidos con el método de Berroth, en función de diferentes polarizaciones en V_{ds} y V_{gs} . Para el transistor de ancho de compuerta $Z=100 \mu\text{m}$, los resultados son los siguientes:

Tabla IX. Comparación de R_i en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} , y método de Berroth.

R_i (Ω)	N.M	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
V_{ds}/V_{gs}	-2 V		-1.5 V		-1 V		-0.5 V		0 V	
5 V	8.97	9.98	6.38	7.16	6.87	7.76	7.98	8.76	10.82	11.38
10 V	8.02	8.89	7.64	8.37	9.13	9.47	10.75	11.21	12.81	13.28
15 V	9.19	9.65	9.29	9.38	10.13	10.59	11.87	12.25	14.08	14.35
20 V	9.87	10.26	9.78	10.16	12.67	11.39	11.23	13.07	15.31	15.65
25 V	10.25	10.64	10.56	10.84	11.64	12.6	13.78	14.12	16.51	16.89
30 V	10.84	11.15	11.12	11.41	12.42	12.77	14.91	15.18	17.64	18.06
35 V	11.37	11.58	11.49	11.76	13.34	13.6	15.96	16.26	19.27	19.62
40 V	11.65	11.93	12.1	12.32	14.17	14.41	16.98	17.29	21.37	21.57

Tabla X. Comparación de R_{gd} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} y método de Berroth.

R_{gd} (Ω)	N.M	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
V_{ds}/V_{gs}	-2 V		-1.5 V		-1 V		-0.5 V		0 V	
5 V	36.83	36.83	34.67	34.67	37.98	37.98	42.44	42.44	47.4	47.36
10 V	58.57	58.57	69.12	63.3	70.38	65.63	75.21	70.69	80.41	74.89
15 V	107.59	107.59	106.71	98.48	118.43	104.75	113.48	104.13	111.29	101.93
20 V	161.87	154.83	159.34	149.35	159.81	143.38	142.81	128.2	119.13	119.33
25 V	194.6	187.14	195.37	185.72	184.09	162.08	173.95	147.35	128.38	128.38
30 V	216.95	215.7	222.88	207.78	207.42	186.53	159.55	159.55	134.5	134.5
35 V	236.04	236.04	238.81	227.3	224.53	201.55	162.85	162.84	146.52	146.52
40 V	250.45	246.91	258.64	248.2	236.96	212.69	180.9	180.9	161.17	161.17

En las tablas IX y X se observa que hay una buena correlación entre ambos métodos.

V.3.1.2 Extracción de C_{gs} y C_{gd}

En la tabla XI y XII se muestran los valores de los elementos C_{gs} y C_{gd} respectivamente determinados con el nuevo método y se comparan con los valores de los elementos intrínsecos extraídos con el método de Berroth.

Tabla XI. Comparación de C_{gs} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} y método de Berroth.

C_{gs} (fF)	N.M	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
V_{ds}/V_{gs}	-2 V		-1.5 V		-1 V		-0.5 V		0 V	
5 V	203	207	260	263	264	268	264	268	266	273
10 V	255	272	271	276	270	276	266	275	261	272
15 V	269	276	276	283	274	281	267	276	250	268
20 V	276	285	284	291	274	272	261	284	247	260
25 V	279	288	285	292	270	280	255	266	238	252
30 V	278	289	280	291	267	277	249	262	231	245
35 V	278	288	279	289	262	275	245	258	225	240
40 V	279	214	277	299	261	285	242	269	290	251

En la tabla XI se puede notar que los valores obtenidos con el nuevo método para C_{gs} son muy parecidos a los calculados con el método de Berroth en todos los puntos V_{ds}/V_{gs} .

Tabla XII. Comparación de C_{gd} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . nuevo método y método de Berroth.

C_{gd} (fF)	N.M	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
V_{ds}/V_{gs}	-2 V		-1.5 V		-1 V		-0.5 V		0 V	
5 V	35.7	36.1	38.4	38.9	39.8	40.4	40.6	41.1	38.3	44.8
10 V	26.2	27.2	26.9	27.4	27.3	28.0	28.3	28.9	29.6	30.5
15 V	19.0	19.6	20.3	20.7	20.1	20.7	20.6	21.2	21.8	22.5
20 V	15.6	16.2	16.2	16.9	16.5	17.0	17.1	17.5	17.9	18.4
25 V	13.9	14.6	14.2	14.9	14.7	15.1	15.4	15.6	16.1	16.2
30 V	13.0	13.7	13.1	13.8	13.6	14.1	14.2	14.4	14.9	14.9
35 V	12.4	13.1	12.6	13.2	12.9	13.3	13.4	13.6	13.8	14.1
40 V	12.0	12.6	12.7	12.6	12.3	12.6	12.7	12.9	13.2	13.2

En la tabla XII se observa que los valores de C_{gd} son semejantes entre el nuevo método y los obtenidos con el método de Berroth.

V.3.1.3 Extracción de g_m y τ

En las tablas XIII y XIV se presentan los resultados obtenidos de la extracción de los elementos g_m y τ , utilizando R_i y C_{gs} , calculados con el nuevo método, y también se comparan con los resultados obtenidos con el método de Berroth.

Tabla XIII. Comparación de g_m en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . y método de Berroth.

g_m (mS)	N.M	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
V_{ds}/V_{gs}	-2 V		-1.5 V		-1 V		-0.5 V		0 V	
5 V	27	27	39	39	39	38	36	36	31	32
10 V	32	32	37	37	36	36	33	33	30	29
15 V	31	31	35	35	34	34	31	31	28	28
20 V	30	30	33	33	31	29	29	32	27	27
25 V	29	29	31	31	30	30	28	28	25	25
30 V	28	28	30	30	28	29	26	26	24	23
35 V	27	27	29	29	27	27	25	25	22	22
40 V	26	27	27	28	26	26	24	24	21	21

Tabla XIV. Comparación de τ en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} , y método de Berroth.

τ (pS)	N.M	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
V_{ds}/V_{gs}	-2 V		-1.5 V		-1 V		-0.5 V		0 V	
5 V	3.61	2.29	1.90	1.78	2.08	1.91	2.21	2.04	2.25	2.25
10 V	2.53	2.31	2.31	2.08	2.21	2.26	2.40	1.80	2.58	2.48
15 V	2.78	2.72	2.42	2.44	2.00	2.57	2.5	2.67	2.81	2.83
20 V	3.57	3.05	2.81	2.76	2.16	2.79	2.77	2.75	3.01	2.89
25 V	3.39	3.43	3.12	3.16	3.00	3.08	3.09	3.06	3.27	3.21
30 V	3.57	3.49	3.32	3.24	3.06	3.13	3.31	3.18	3.51	3.27
35 V	3.75	3.83	3.49	3.51	3.47	3.44	3.31	3.51	3.77	3.67
40 V	4.00	4.00	3.68	3.60	3.67	3.60	3.89	3.60	4.19	3.69

La tabla XIV muestra que los valores de τ calculados con el nuevo método y también son muy semejantes a los calculados con el método de Berroth. Sin embargo, es importante hacer notar que a bajos valores de alimentación de V_{ds} y cerca la oclusión del canal los métodos no coinciden.

V.3.1.4 Extracción de g_{ds} y C_{ds}

Las tablas XV y XVI se muestran los valores de g_{ds} y C_{gd} , calculados de acuerdo a las ecuaciones 37 y 38 respectivamente

Tabla XV. g_{ds} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Método de Berroth.

g_{ds} (mS) y Berroth					
V_{ds}/V_{gs}	-2	-1.5	-1	-0.5	0
5	0.88	1.28	1.46	1.57	1.63
10	0.70	0.9	0.92	0.94	0.99
15	0.62	0.7	0.71	0.73	0.72
20	0.54	0.6	0.61	0.59	0.59
25	0.50	0.56	0.55	0.54	0.53
30	0.50	0.54	0.53	0.53	0.47
35	0.51	0.52	0.52	0.49	0.49
40	0.46	0.49	0.51	0.48	0.49

Tabla XVI. C_{ds} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Método de Berroth.

C_{ds} (fF) Berroth					
V_{ds}/V_{gs}	-2 V	-1.5 V	-1 V	-0.5 V	0 V
5 V	28.3	27.0	26.6	25.3	22.7
10 V	26.3	27.6	27.6	27.5	22.3
15 V	24.1	23.7	23.9	23.2	22.3
20 V	23.3	23.6	23.1	22.2	26.0
25 V	22.7	23.0	21.8	21.9	21.3
30 V	22.4	22.3	22.1	21.5	20.7
35 V	22.2	22.2	21.7	20.5	20.5
40 V	21.4	21.9	21.1	20.7	20.0

V.3.2 Extracción de los elementos intrínsecos del Transistor 2, con ancho de compuerta de 300 μm

En esta sección se presentaran los resultados obtenidos para el transistor de ancho de compuerta de 300 μm y se compararan con los extraídos con el método de Berroth.

V.3.2.1 Extracción de R_i y R_{gd}

En las tablas XVII-1 y XVII-2 se muestran los elementos R_i y R_{gd} calculados con el nuevo método y se comparan con los obtenidos con el método de Berroth, en función de diferentes polarizaciones en V_{ds} y V_{gs} .

Para el transistor de ancho de compuerta de 300 μm , los resultados son los siguientes:

Tabla XVII-1. Comparación de R_i en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.

$R_i(\Omega)$	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
Vds/Vgs	-2 V		-1.75 V		-1.5 V		-1.25 V		-1 V	
5	2.85	1.48	2.78	1.45	2.81	1.53	2.92	1.69	3.15	1.91
10	2.98	1.87	2.98	1.92	3.35	2.26	3.59	2.54	3.88	2.87
15	3.2	2.19	3.4	2.41	3.51	2.66	3.95	3.01	4.11	3.25
20	3.4	2.49	3.68	2.78	3.9	3.01	4.21	3.34	4.55	3.72
25	3.69	2.79	3.79	2.97	4.17	3.32	4.47	3.66	4.95	4.17
30	3.89	3.026	4.07	3.23	4.33	3.55	4.79	4.04	5.29	4.56
35	3.94	3.14	4.26	3.44	4.58	3.8	5.14	4.38	5.62	4.94
40	4.14	3.32	4.34	3.58	4.81	4.04	5.29	4.63	6.07	5.38

Tabla XVII-2. Comparación de R_i en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth

$R_i(\Omega)$	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
Vds/Vgs	-0.75 V		-0.5 V		-0.25 V		0 V	
5	3.46	2.25	3.63	2.52	4.05	3.04	4.59	3.66
10	4	3.1	4.42	3.5	4.86	3.98	5.33	4.53
15	4.54	3.66	4.97	4.13	5.37	4.62	5.91	5.18
20	5	4.19	5.39	4.64	5.95	5.24	6.59	5.88
25	5.39	4.66	5.95	5.24	6.59	5.9	7.29	6.57
30	5.82	5.13	6.52	5.81	7.22	6.51	7.87	7.2
35	6.3	5.64	7.07	6.36	7.71	7.05	8.55	7.85
40	6.84	6.13	7.55	6.86	8.44	7.73	9.33	8.63

En las tablas XVII-1 y XVII-2 se observa que con el nuevo método el valor de R_i tiende a ser un poco mayor que el calculado con Berroth, sin embargo el ajuste de parámetros S con el nuevo método es muy bueno como se mostrará más adelante.

En la tabla XVIII muestra los resultados obtenidos para R_{gd} , los cuales se obtuvieron usando Berroth porque no se observó gráficamente un cruce de las curvas x_1 e y_1 .

Tabla XVIII. Comparación de R_{gd} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Método de Berroth.

$R_{gd} (\Omega)$ Berroth									
V_{ds}/V_{gs}	-2 V	-1.75 V	-1.5 V	-1.25 V	-1 V	-0.75 V	-0.5 V	-0.25 V	0 V
5	5.07	5.03	5.7	5.98	7.03	7.84	9.23	12.38	13.89
10	9.96	11.95	13.87	15.42	17.3	18.37	20.83	25	26.92
15	15.5	20.21	20.64	23.78	24.63	27.36	29.67	31.52	34.85
20	24.77	28.51	29.88	29.95	32.65	35.21	35.68	38.27	40.71
25	33.19	33.56	37.26	37.91	39.87	38.27	42.01	43.91	45.48
30	38.75	41.18	38	41.87	41.23	43.58	45.49	46.47	47.41
35	46.24	46.57	46.72	48.43	47.88	48.36	48.9	48.57	51.51
40	53.51	50.95	53.36	52.32	53.45	52.33	53.49	54.13	56.99

V.3.2.2 Extracción de C_{gs} y C_{gd}

En las tablas XIX-1, XIX-2, XX-1 y XX-2 se mostraran los resultados obtenidos de la extracción de C_{gs} y C_{gd} utilizando el nuevo método, a partir de las ecuaciones 54 y 67 respectivamente y se compararon con el método de Berroth, se observa que hay una muy buena correspondencia entre los resultados obtenidos con ambos métodos.

Tabla XIX-1. Comparación de C_{gs} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.

$C_{gs}(\text{fF})$	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
V_{ds}/V_{gs}	-2 V		-1.75 V		-1.5 V		-1.25 V		-1 V	
5	754	747	779	773	787	781	785	784	790	756
10	782	784	806	804	805	808	801	805	794	800
15	809	810	827	830	825	827	819	822	807	815
20	832	834	846	849	839	845	825	844	812	8.20
25	842	848	853	857	846	851	828	837	805	818
30	853	859	853	862	840	851	823	834	797	811
35	853	861	851	860	837	848	813	827	786	803
40	855	860	847	858	830	844	802	820	772	794

Tabla XIX-2. Comparación de C_{gs} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.

C_{gs} (fF)	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
V_{ds}/V_{gs}	-0.75 V		-0.5 V		-0.25 V		0 V	
5	783	782	767	773	799	804	784	794
10	789	794	781	790	783	794	766	782
15	795	805	784	795	771	789	755	773
20	792	803	769	785	750	768	725	745
25	781	796	757	774	730	752	703	727
30	771	788	740	764	712	739	683	710
35	758	778	730	753	698	725	666	699
40	747	769	755	743	687	718	632	691

Tabla XX-1. Comparación de C_{gd} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.

C_{gd} (fF)	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
V_{ds}/V_{gs}	-2 V		-1.75 V		-1.5 V		-1.25 V		-1 V	
5	94.6	96	97.7	97.5	101	100	103	100	107	107
10	67.4	67.5	67.5	67.4	67.9	68.2	69.1	69.2	70.1	70.2
15	48.8	49.1	47.8	48.0	47.3	47.8	47.5	47.9	48.0	48.3
20	36.5	36.8	35.5	35.9	36.0	36.1	36.3	36.5	36.8	37.2
25	30.2	30.5	29.9	30.1	29.9	30.4	30.5	30.9	31.4	31.8
30	26.6	26.7	26.2	26.0	26.8	27.0	27.4	27.6	28.0	28.3
35	24.1	24.4	24.6	24.5	24.7	24.9	25.2	25.5	25.9	26.1
40	22.5	22.9	22.7	23.0	23.6	23.8	24.0	24.1	24.4	24.6

Tabla XX-2. Comparación de C_{gd} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.

C_{gd} (fF)	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
V_{ds}/V_{gs}	-0.75 V		-0.5 V		-0.25 V		0 V	
5	111	111	118	118	120	145	153	134
10	70.8	71.3	72.4	72.9	78.3	759	76.6	80.0
15	49.1	49.3	50.2	50.9	52.6	53.3	55.3	56.1
20	37.9	38.3	39.7	39.8	41.1	41.5	43.3	43.5
25	32.6	32.6	33.4	33.8	35.0	35.1	36.5	36.7
30	28.9	29.1	29.9	30.1	30.9	31.2	32.1	32.6
35	26.6	26.8	27.4	27.6	28.3	28.6	29.8	29.7
40	24.9	25.2	25.5	25.9	26.5	26.8	27.5	28.2

V.3.2.3 Extracción de g_m y τ

Las tablas XXI-1, XXI-2, XXII-1 y XXII-2 muestran los resultados obtenidos para g_m y τ usando R_i y C_{gs} calculados con el nuevo método, cuando se comparan con los valores obtenidos con el método de Berroth. Se observa un comportamiento similar al del transistor de longitud de compuerta de 100 μ m. Es decir, se obtiene una buena correlación de los valores obtenidos.

Tabla XXI-1. Comparación de g_m en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.

g_m (mS)	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
V_{ds}/V_{gs}	-2 V		-1.75 V		-1.5 V		-1.25 V		-1 V	
5	100	100	112	111	114	114	113	112	110	109
10	98	98	104	104	104	104	102	102	98	98
15	93	93	96	96	95	96	93	93	90	90
20	88	88	90	90	89	89	87	87	84	84
25	83	83	85	84	83	83	81	81	78	78
30	79	79	80	80	80	79	76	76	73	73
35	75	75	76	76	75	75	72	72	69	69
40	72	72	73	73	72	72	69	69	65	65

Tabla XXI-2. Comparación de g_m en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . y método de Berroth.

g_m (mS)	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
V_{ds}/V_{gs}	-0.75 V		-0.5 V		-0.25 V		0 V	
5	105	105	99	100	91	92	84	84
10	94	94	90	90	85	85	78	80
15	87	87	83	83	78	78	74	74
20	80	80	77	77	73	73	69	69
25	75	75	71	71	67	67	64	64
30	70	70	66	66	63	63	59	59
35	66	66	62	62	58	58	55	55
40	62	62	58	58	55	55	51	50

Tabla XXII-1. Comparación de τ en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} , y método de Berroth.

τ (pS)	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
V_{ds}/V_{gs}	-2 V		-1.75 V		-1.5 V		-1.25 V		-1 V	
5	2.04	2.05	1.87	1.88	1.77	1.87	1.85	1.85	1.86	1.85
10	2.37	2.4	2.37	2.4	2.42	2.43	2.48	2.48	2.55	2.54
15	2.81	2.84	2.85	2.87	2.87	2.88	2.92	2.92	2.97	2.95
20	3.24	3.26	3.29	3.3	3.29	3.29	3.32	3.29	3.33	3.64
25	3.64	3.64	3.64	3.63	3.62	3.6	3.63	3.6	3.69	3.65
30	3.99	3.95	3.93	3.93	3.92	3.9	3.93	3.91	4.02	3.95
35	4.26	4.28	4.19	4.18	4.17	4.15	4.22	4.19	4.30	4.25
40	4.52	4.46	4.44	4.38	4.38	4.35	4.49	4.45	4.62	4.52

Tabla XXII-2. Comparación de τ en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} , y método de Berroth.

τ (pS)	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
V_{ds}/V_{gs}	-0.75 V		-0.5 V		-0.25 V		0 V	
5	1.92	1.92	2.02	2.01	2.33	2.33	2.44	2.42
10	2.61	2.6	2.91	2.69	2.90	2.85	3.04	2.96
15	3.09	3.02	3.15	3.12	3.33	3.27	3.46	3.37
20	3.30	3.38	3.41	3.46	3.60	3.57	3.75	3.55
25	3.77	3.71	3.86	3.79	3.99	3.9	4.08	3.96
30	4.09	4.03	4.23	4.11	4.34	4.2	4.42	4.27
35	4.43	4.36	4.56	4.45	4.66	4.51	4.79	4.59
40	4.75	4.63	4.74	4.75	5.05	4.86	4.87	4.95

V.3.2.4 Extracción de g_{ds} y C_{ds}

Finalmente en las tablas XXII-1, XXIII-2, XXIII-1 y XXIII-2 se presenta los valores de la extracción de g_{ds} y C_{ds} hecha con el método de Berroth. Usando las ecuaciones 37 y 38 respectivamente.

Tabla XXIII. g_{ds} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Método de Berroth.

$g_{ds}(mS)$ Berroth									
V_{ds}/V_{gs}	-2 V	-1.75 V	-1.5 V	-1.25 V	-1 V	-0.75 V	-0.5 V	-0.25 V	0 V
5	2.95	3.38	3.65	3.88	4.12	4.37	4.63	4.67	5.21
10	2.27	2.36	2.43	2.46	2.48	2.50	2.56	2.62	2.64
15	1.77	1.81	1.82	1.85	1.84	1.85	1.85	1.85	1.86
20	1.5	1.52	1.53	1.53	1.52	1.51	1.47	1.47	1.48
25	1.31	1.31	1.33	1.32	1.30	1.27	1.26	1.25	1.26
30	1.19	1.20	1.20	1.19	1.16	1.14	1.14	1.13	1.12
35	1.14	1.17	1.16	1.14	1.10	1.09	1.07	1.04	0.99
40	1.15	1.15	1.16	1.11	1.09	1.08	1.03	1.02	0.95

Tabla XXIV C_{ds} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Método de Berroth.

C_{ds} (fF) Berroth									
V_{ds}/V_{gs}	-2 V	-1.75 V	-1.5 V	-1.25 V	-1 V	-0.75 V	-0.5 V	-0.25 V	0 V
5	2.38	2.34	2.31	2.16	2.15	2.02	1.76	1.45	1.00
10	2.35	2.27	2.28	2.23	2.19	2.10	2.06	1.96	1.83
15	2.11	2.17	2.12	2.16	2.09	2.06	2.04	1.92	1.92
20	2.04	2.03	2.06	1.98	2.01	1.98	1.91	1.92	1.89
25	1.96	1.91	1.94	1.92	1.90	1.81	1.85	1.83	1.82
30	1.77	1.79	1.78	1.81	1.74	1.78	1.78	1.77	1.72
35	1.72	1.72	1.73	1.71	1.69	1.67	1.62E	1.61	1.61
40	1.67	1.61	1.68E	1.63	1.62	1.60	1.58	1.58	1.68

V.3.3 Extracción de los elementos intrínsecos del Transistor 3, ancho de compuerta de 2 mm

En esta sección se presentaran los resultados experimentales obtenidos de elementos intrínsecos calculados con el nuevo método para el transistor de ancho de compuerta de 2 mm y se compararan con los valores extraídos con el método de Berroth.

V.3.3.1 Extracción de R_i y R_{gd}

En las tablas XXV y XXVI se muestran los valores de los elementos R_i y R_{gd} . R_i se calcula con el nuevo método y se comparan con los obtenidos con el método de Berroth, en función de diferentes polarizaciones en V_{ds} y V_{gs} . R_{gd} se calcula con el método de Berroth de acuerdo a la ecuación 42. Es importante mencionar que no se observó ningún máximo ni cruce de las graficas de x_1 e y_1 que permitieran determinar R_{gd} .

Para el transistor de ancho de compuerta de 2 mm, los resultados son los siguientes:

Tabla XXV. Comparación de R_i en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} , y método de Berroth.

$R_i(\Omega)$	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
V_{ds}/V_{gs}	-2.15 V		-1.9 V		-1.65 V		-1.4 V		-1.15 V	
5	1.57	1.19	1.15	0.49	1.19	0.52	1.24	0.59	1.31	0.73
10	1.2	0.60	1.19	0.57	1.28	0.66	1.38	0.73	1.26	0.69
15	1.24	0.67	1.25	0.68	1.25	0.67	1.44	0.81	1.17	0.61
20	1.27	0.73	1.3	0.73	1.35	0.75	1.51	0.9	1.2	0.66
25	1.29	0.73	1.3	0.74	1.45	0.86	1.62	1.02	1.2	0.68
30	1.33	0.79	1.38	0.82	1.54	0.95	1.73	1.13	1.19	0.68
35	1.39	0.84	1.45	0.88	1.62	1.03	1.79	1.2	1.14	0.6
40	1.43	0.88	1.48	0.89	1.64	1.06	1.9	1.34	1.18	0.64

De la tabla XXV se observa que los valores obtenidos con el nuevo método son un poco mayores a los obtenidos con el método de Berroth, como sucedió con el transistor de ancho de compuerta de 300 μm .

Tabla XXVI. Comparación de R_{gd} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Método de Berroth.

Rgd(Ω) Berroth					
V_{ds}/V_{gs}	-2.15 V	-1.9 V	-1.65 V	-1.4 V	-1.15 V
5	3.29	1.15	1.24	1.44	1.8
10	2	2.57	3.2	3.76	1.14
15	3.61	4.75	3.57	5.19	0.65
20	5.67	6.6	6.2	7.32	0.96
25	5.22	7.18	8.61	9.45	1.05
30	7.21	9.06	10.24	11.07	0.93
35	8.53	10.3	11.9	11.05	0.78
40	10.06	10.1	11.83	14.78	0.91

V.3.3.2 Extracción de C_{gs} y C_{gd}

En esta sección se presentan los resultados obtenidos para las capacitancias intrínsecas C_{gs} y C_{gd} y se comparan con los obtenidos con el método de Berroth.

Tabla XXVII. Comparación de C_{gs} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} , y método de Berroth.

C_{gs} (pF)	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
V_{ds}/V_{gs}	-2.15 V		-1.9 V		-1.65 V		-1.4 V		-1.15 V	
5	3.69	3.76	5.02	4.96	5.23	5.17	5.28	5.24	5.51	5.24
10	4.89	4.9	5.23	5.22	5.24	5.26	5.16	5.24	5.72	5.24
15	5.01	5.04	5.26	5.28	5.01	5.04	5.06	5.16	5.74	5.16
20	5.11	5.12	5.27	5.31	5.16	5.24	4.95	5.08	5.78	5.08
25	5.08	5.12	5.22	5.28	5.07	5.18	4.82	5	5.77	5
30	5.04	5.1	5.13	5.24	4.99	5.13	4.71	4.93	5.86	4.93
35	5.02	5.08	5.10	5.2	4.90	5.08	4.58	4.84	5.82	4.84
40	4.98	5.59	5.00	5.85	4.81	5.017	4.45	4.79	5.89	4.79

de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} , y método de BerrothTabla XXVIII. Comparación de C_{gd} en función .

$C_{gd}(fF)$	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
V_{ds}/V_{gs}	-2.15 V		-1.9 V		-1.65 V		-1.4 V		-1.15 V	
5	604	609	693	693	720	724	720	739	789	735
10	466	465	467	472	474	480	477	492	850	930
15	328	332	339	344	328	332	345	354	887	934
20	242	244	250	254	256	261	263	271	882	925
25	203	205	208	213	215	221	224	233	901	926
30	187	187	185	191	192	198	198	207	903	944
35	175	174	173	177	175	183	181	192	919	944
40	163	166	162	166	165	171	168	180	911	957

En las tablas XXVII y XXVIII se muestran los valores obtenidos para C_{gs} y C_{gd} con el nuevo método y se comparan con el método de Berroth, se puede observar que los valores obtenidos tienen muy poca variación en ambos casos, lo que indica una buena extracción.

V.3.3.3 Extracción de g_m y τ

En esta sección se presentan los resultados obtenidos para g_m y τ usando los valores de R_i y C_{gs} calculados con el nuevo método. Se puede notar, de esta comparación, que los valores de los elementos calculados con el nuevo método coinciden con los valores calculados con el método de Berroth.

Tabla XXIX. Comparación de g_m en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Nuevo método y método de Berroth.

g_m (mS)	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
V_{ds}/V_{gs}	-2.15 V		-1.9 V		-1.65 V		-1.4 V		-1.15 V	
5	294	293	586	586	664	666	684	688	649	653
10	444	444	564	565	601	602	601	603	641	647
15	425	400	513	514	424	424	525	527	643	648
20	400	400	469	470	479	480	470	474	643	648
25	376	377	433	434	439	441	427	430	644	649
30	358	359	403	405	409	409	393	395	646	652
35	341	342	379	380	380	382	362	365	648	653
40	326	327	359	360	358	359	335	339	651	655

Tabla XXX. Comparación de τ en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . y método de Berroth.

τ (pS)	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
V_{ds}/V_{gs}	-2.15		-1.9		-1.65		-1.4		-1.15	
5	4.04	3.8	1.88	2.1	1.20	1.58	1.38	1.22	0.915	0.904
10	3.57	3.39	2.88	2.7	2.53	2.38	2.18	2.19	0.633	0.683
15	4.07	3.92	3.44	3.32	3.84	3.92	2.63	2.87	0.616	0.652
20	3.53	4.37	3.86	3.77	3.36	3.52	3.14	3.42	0.534	0.5
25	4.74	4.7	4.17	4.15	3.70	3.91	3.53	3.86	0.534	0.498
30	5.12	4.98	4.42	4.48	4.00	4.28	3.92	4.3	0.570	0.557
35	5.33	5.31	4.61	4.77	4.33	4.65	4.25	4.68	0.532	4.96
40	5.55	5.57	4.79	5.02	4.64	4.95	4.73	5.1	0.607	0.622

V.3.3.4 Extracción de g_{ds} y C_{ds}

En esta sección se muestran los valores obtenidos para g_{ds} y C_{ds} usando el método de Berroth, de acuerdo a las ecuaciones 37 y 38.

Tabla XXXI. g_{ds} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Método de Berroth.

g_{ds} (mS) Berroth					
V_{ds}/V_{gs}	-2.15 V	-1.9 V	-1.65 V	-1.4 V	-1.15 V
5	13.69	16.98	20.00	23.38	34.29
10	8.94	11.15	12.32	3.06	36.53
15	7.35	8.57	7.34	9.54	37.46
20	6.43	7.15	7.67	7.53	37.91
25	5.82	6.37	6.74	6.34	8.18
30	5.25	5.79	6.12	6.11	38.5
35	4.81	5.23	5.78	5.99	38.09
40	5.02	5.45	5.71	5.99	39.55

Tabla XXXII C_{ds} en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . Método de Berroth.

C_{ds} (fF) Berroth					
V_{ds}/V_{gs}	-2.15 V	-1.9 V	-1.65 V	-1.4 V	-1.15 V
5	198	123	124	137	125
10	95.7	107	120	131	64.5
15	87.6	99.0	87.6	107	34.5
20	76.7	86.6	86.1	93.4	92.5
25	63.9	74.7	80.3	85.3	57.1
30	70.8	68.5	73.6	78.2	94.4
35	57.1	63.9	69.3	69.6	58.9
40	56.0	58.5	62.8	68.8	56.3

Las tablas XXX y XXXI presentan los valores obtenidos para los elementos g_{ds} y C_{ds} , con el método de Berroth.

V.4 Validación del método de extracción de los elementos intrínsecos

Para validar el método de extracción de los elementos parásitos y de los elementos intrínsecos se efectúa un proceso inverso al de “de-embedding”, se une el transistor intrínseco con los elementos del transistor extrínseco y se comparan los parámetros de

dispersión medidos con los valores de los parámetros de dispersión calculados con el circuito eléctrico equivalente. Para hacer esta validación se escogieron valores del punto de polarización entre drenador – fuente extremos, es decir a un valor bajo y uno alto de V_{ds} .

V.4.1 Transistor AlGaIn/GaN, $W=100 \mu m$

En este caso se escogieron los puntos de polarización de $V_{ds}=5 V$, $V_{gs}=-0.5 V$ y $V_{ds}=40 V$, $V_{gs}=0 V$. En las figuras 32, 33, 34 y 35 se reportan los resultados obtenidos. Es importante observar la buena correlación que existe entre los parámetros S_{ij} simulados con los parámetros S_{ij} medidos. Esta buena correlación valida el nuevo método de extracción de los parámetros intrínsecos y muestra la utilidad del nuevo método para el modelado de transistores HEMTs a base de AlGaIn/GaN.

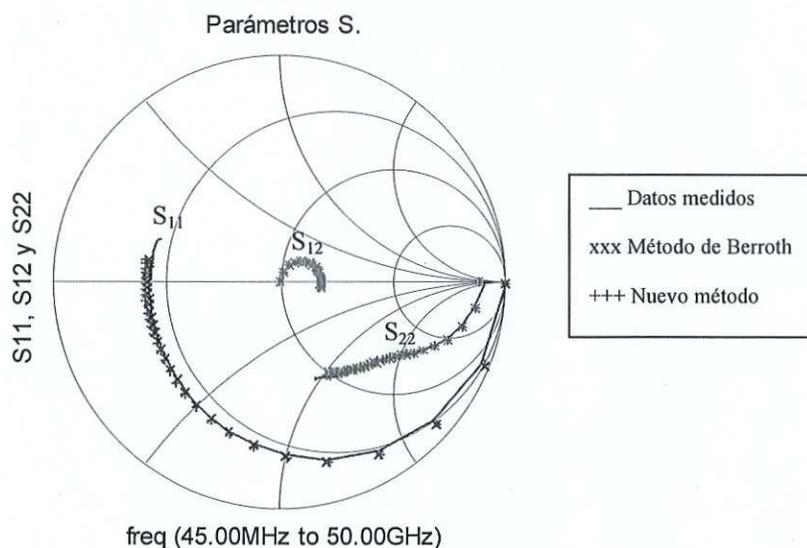


Figura 32. Parámetros S, S_{11} , S_{12} y S_{22} . Polarización: $V_{gs} = -0.5 V$, $V_{ds} = 5 V$.

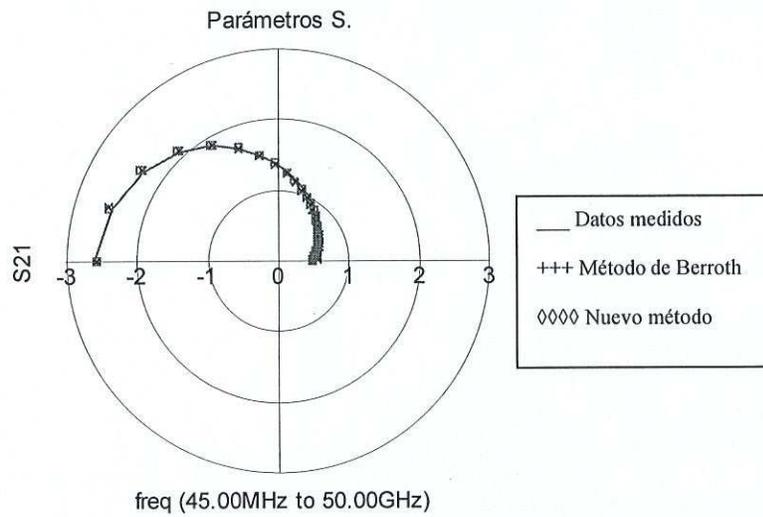


Figura 33. Parámetros S, S_{21} . Polarización: $V_{gs} = -0.5 \text{ V}$, $V_{ds} = 5 \text{ V}$.

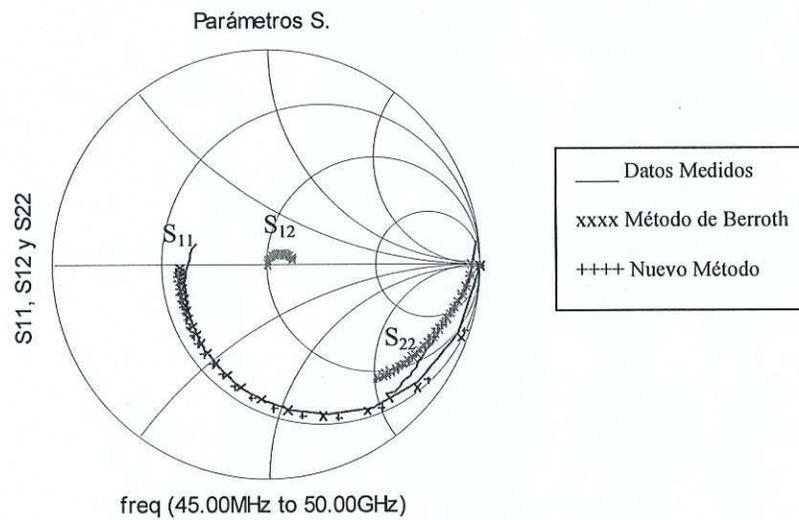


Figura 34. Parámetros S, S_{21} . Polarización: $V_{gs} = 0 \text{ V}$, $V_{ds} = 40 \text{ V}$.

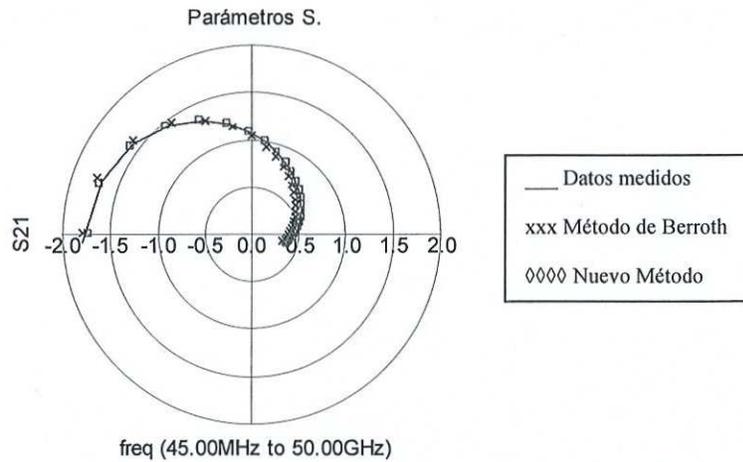


Figura 35. Parámetros S, S_{21} . Polarización: $V_{gs} = 0$ V, $V_{ds} = 40$ V.

V.4.2 Transistor AlGaIn/GaN, $W=300 \mu m$

En las figuras 36, 37, 38 y 39 se reportan los resultados obtenidos para las polarizaciones $V_{ds}=10$ V, $V_{gs}=0$ V, $V_{ds}=40$ V y $V_{gs}=0$ V, se puede observar la buena predicción de los parámetros S_{ij} de los datos medidos simulados con el circuito eléctrico equivalente calculado con el nuevo método y con el método de Berroth.

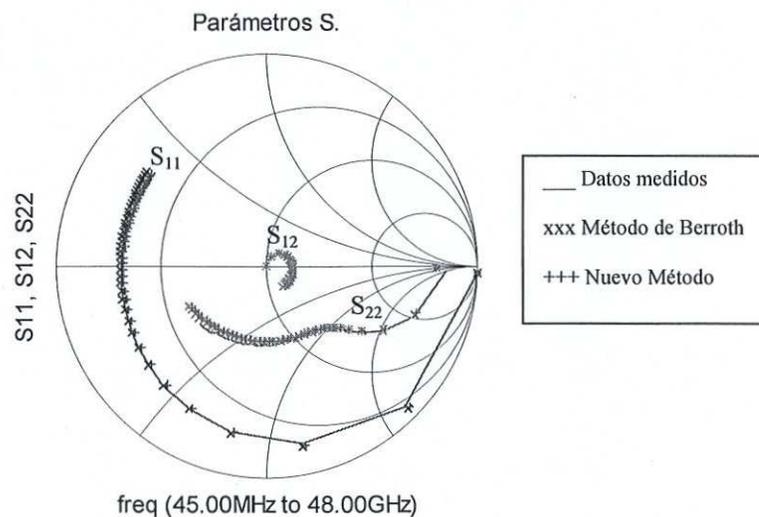


Figura 36. Parámetros S, S_{11} , S_{12} y S_{22} . Polarización: $V_{gs} = 0$ V, $V_{ds} = 10$ V.

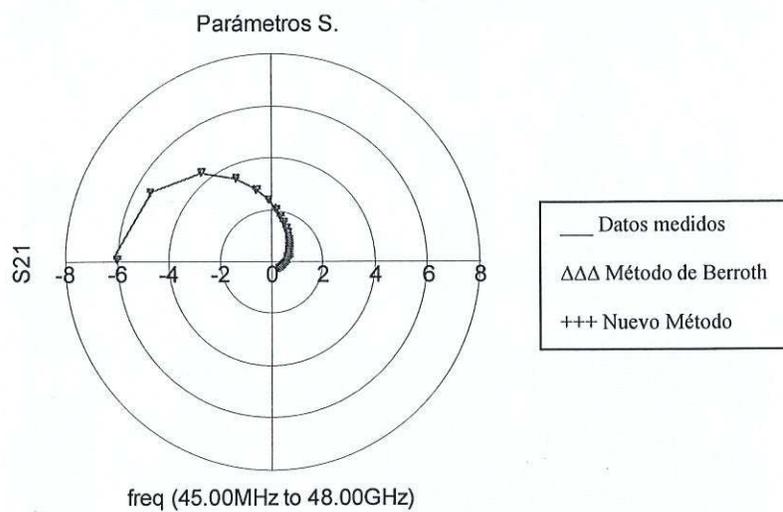


Figura 37. Parámetros S, S_{21} . Polarización: $V_{gs} = 0$ V, $V_{ds} = 10$ V.

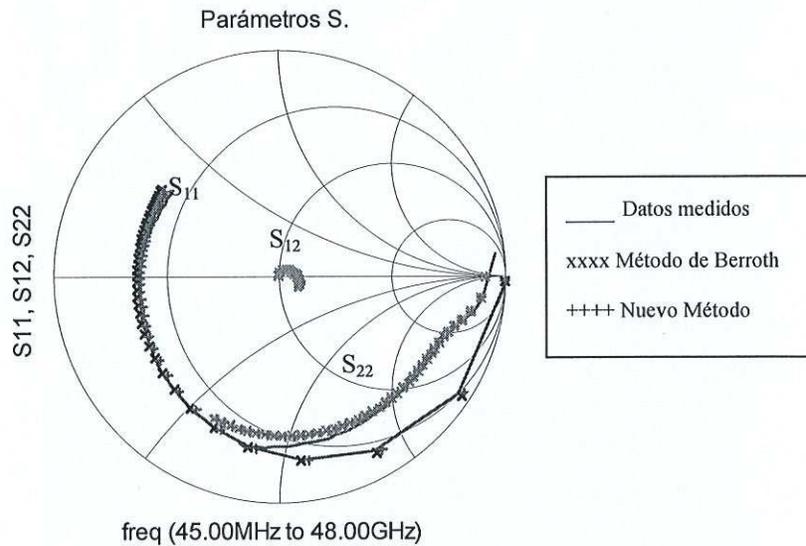


Figura 38. Parámetros S, S_{21} . Polarización: $V_{gs} = -0.25$ V, $V_{ds} = 40$ V.

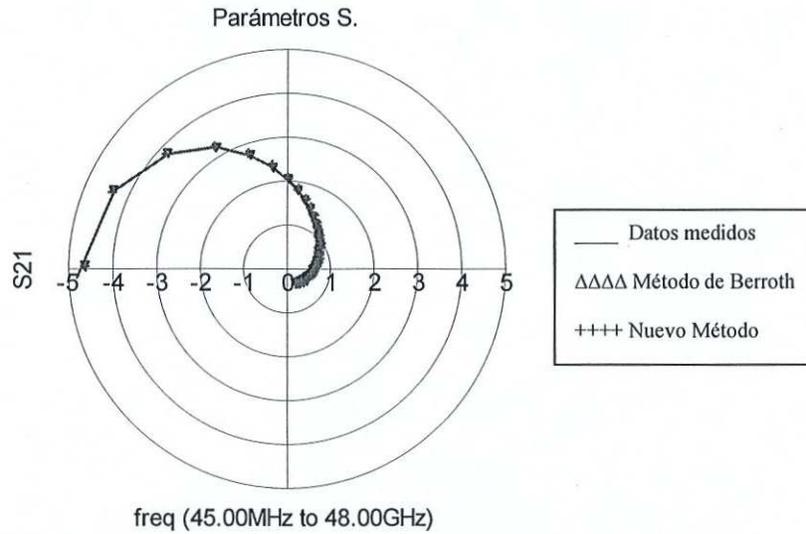


Figura 39. Parámetros S, S_{21} . Polarización: $V_{gs} = -0.25$ V, $V_{ds} = 40$ V.

V.4.3 Transistor AlGaIn/GaN, W=2 mm

En las figuras 40, 41, 42 y 43 se muestran los parámetros S calculados con el nuevo método y con el método de Berroth, y se comparan con los parámetros S_{ij} medidos para dos diferentes polarizaciones. Se puede observar que existe un buen ajuste de parámetros medidos contra simulados.

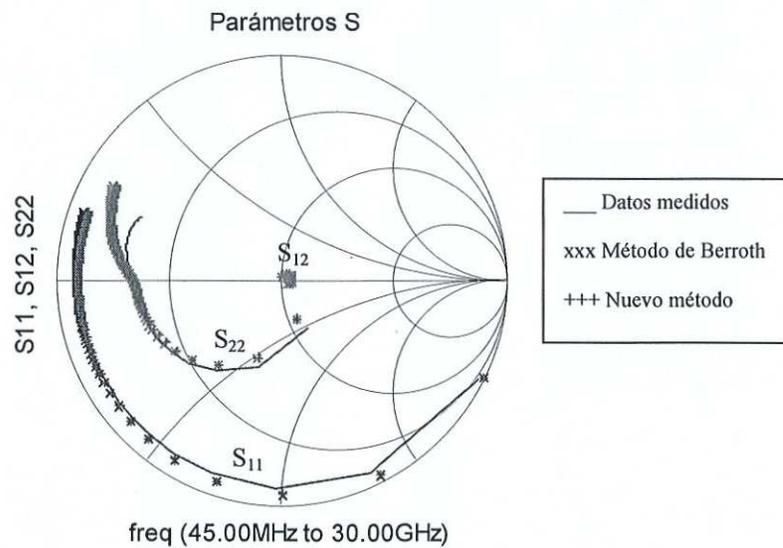


Figura 40. Parámetros S, S_{11} , S_{12} y S_{22} . Polarización: $V_{gs} = -1.65$ V, $V_{ds} = 5$ V.

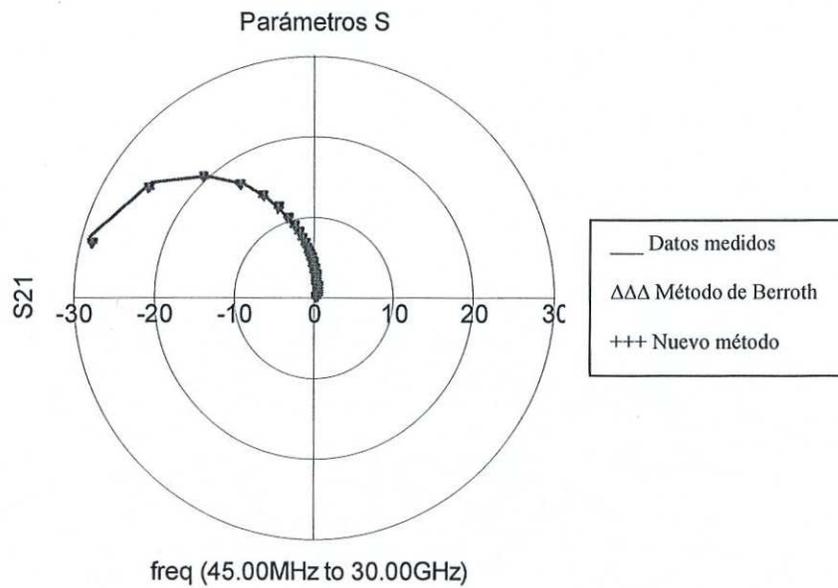


Figura 41. Parámetros S, S_{21} . Polarización: $V_{gs} = -1.65$ V, $V_{ds} = 5$ V.

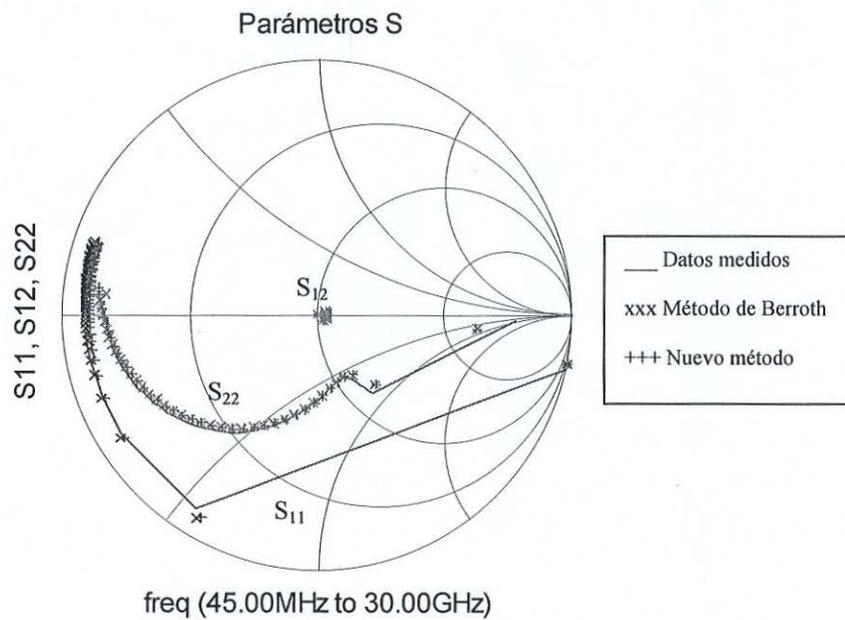


Figura 42. Parámetros S, S_{11} , S_{12} y S_{22} . Polarización: $V_{gs} = -2.15$ V, $V_{ds} = 40$ V.

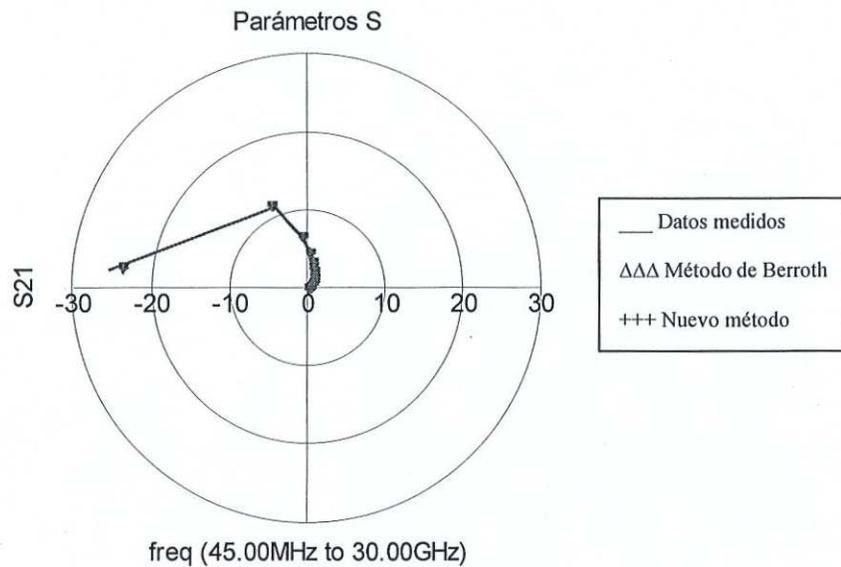


Figura 43. Parámetros S, S_{21} . Polarización: $V_{gs} = -2.15$ V, $V_{ds} = 40$ V.

V.5 Estudio experimental de la dependencia no-lineal con V_{gs} y V_{ds} de los elementos intrínsecos

V.5.1 Transistor AlGaIn/GaN, $W=100 \mu m$

En las figuras 44 y 45 se reporta la evolución de los elementos intrínsecos en función de los voltajes de alimentación V_{gs} y V_{ds} para los puntos de polarización mostrados en las tablas de la sección V.3.1. Es importante observar de estas graficas la dependencia no lineal de los elementos intrínsecos con los valores de voltajes de alimentación V_{gs} y V_{ds} .

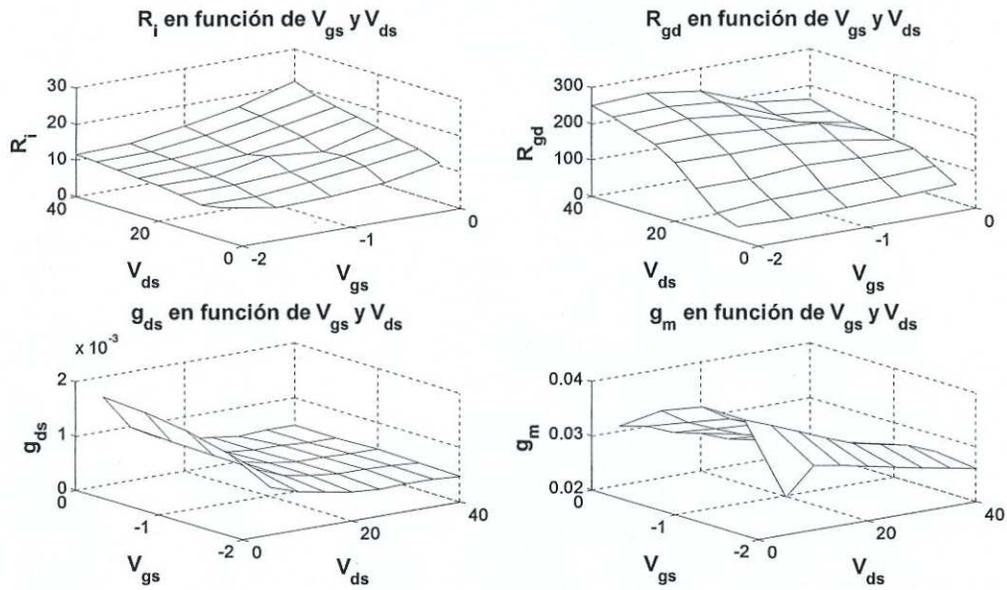


Figura 44. Elementos intrínsecos, R_i , R_{gd} , g_{ds} y g_m , en función de los voltajes de polarización.

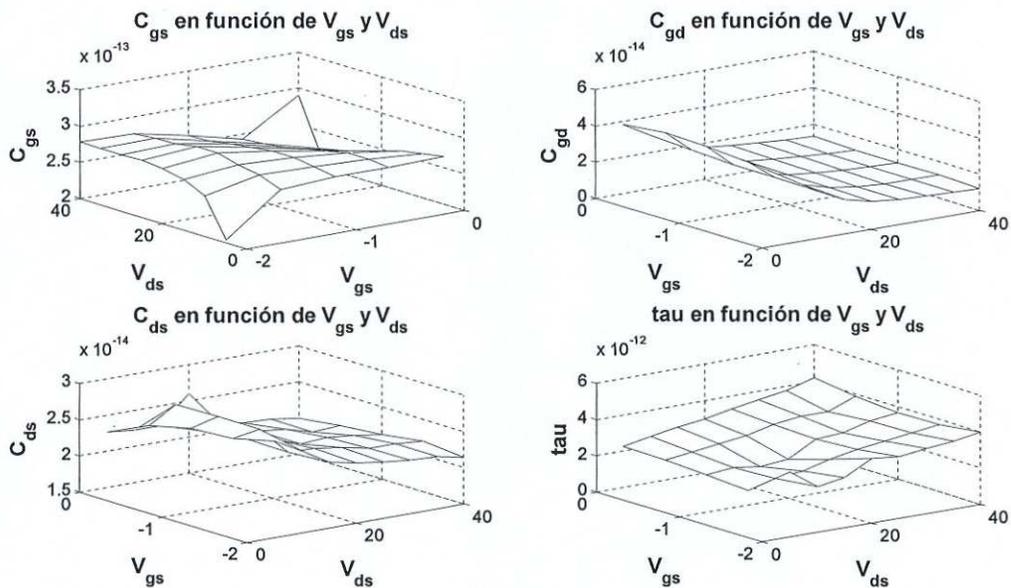


Figura 45. Elementos intrínsecos, C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} y τ , en función de los voltajes de polarización.

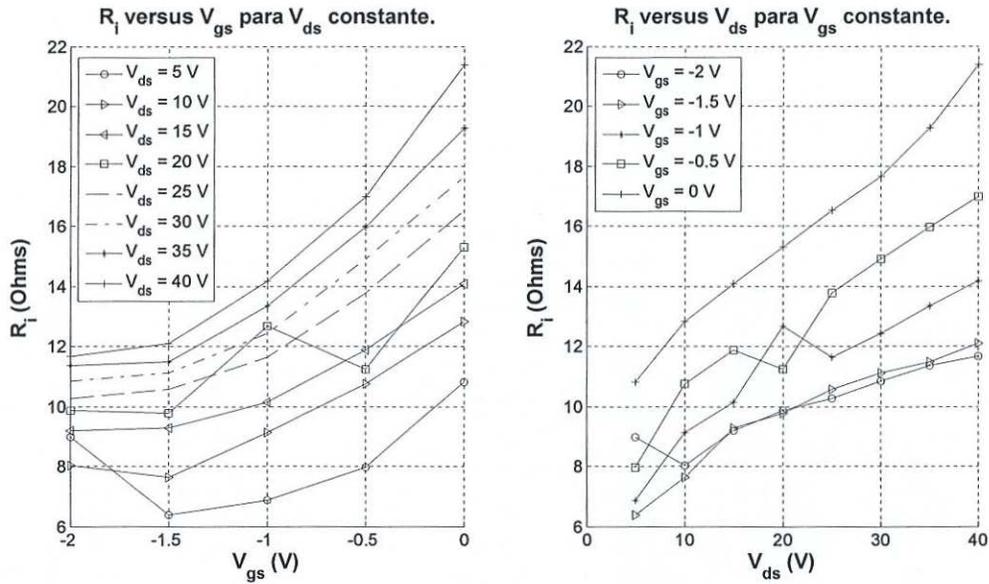


Figura 46. R_i en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds} .

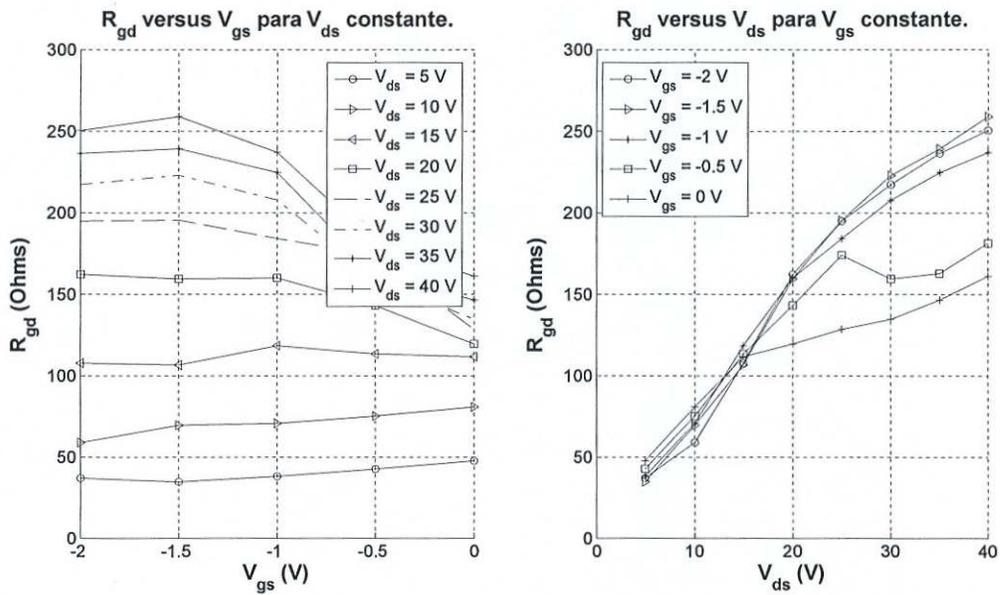


Figura 47. R_{gd} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds} .

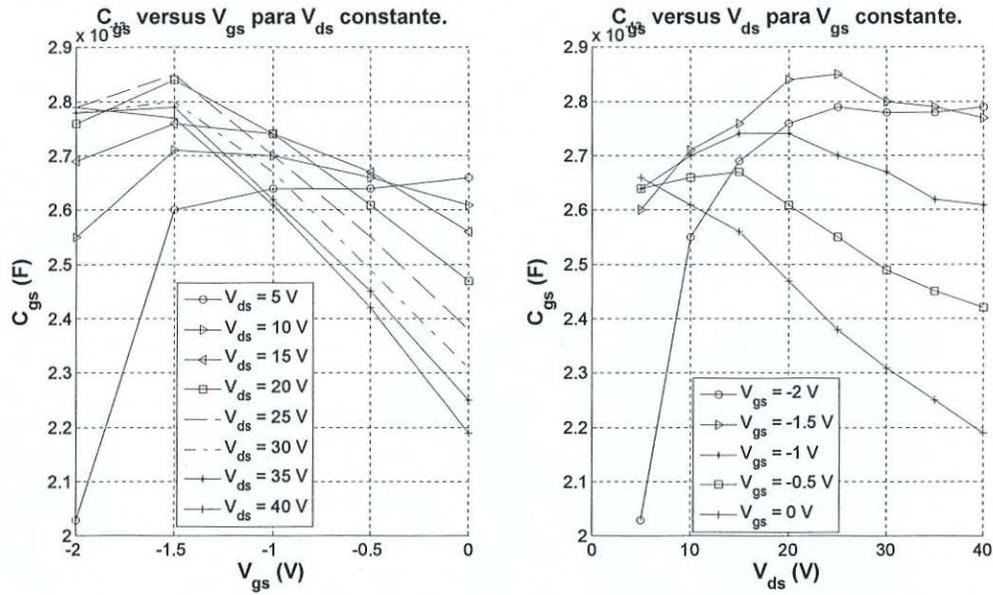


Figura 48. C_{gs} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds} .

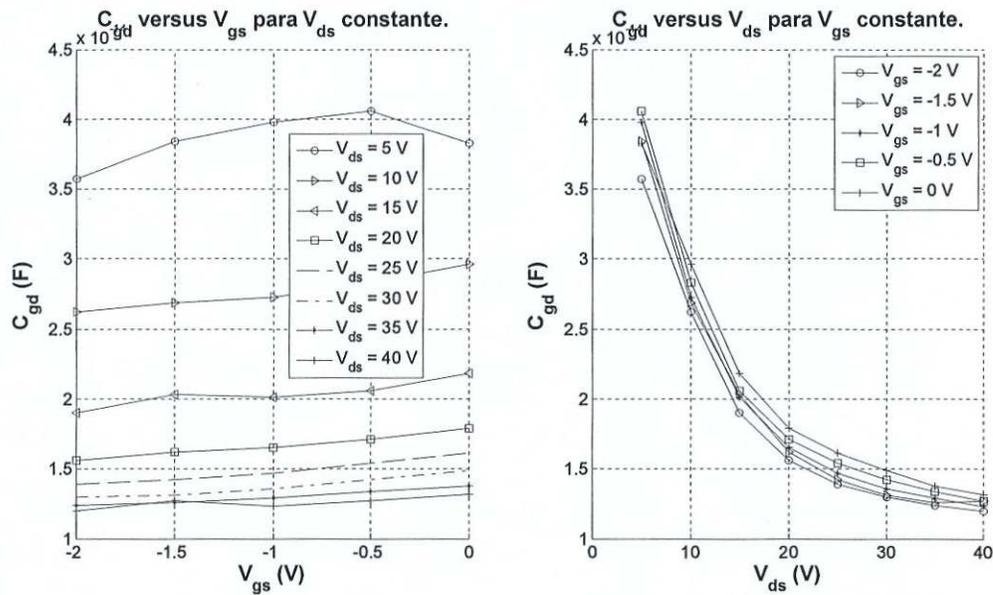


Figura 49. C_{gd} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds} .

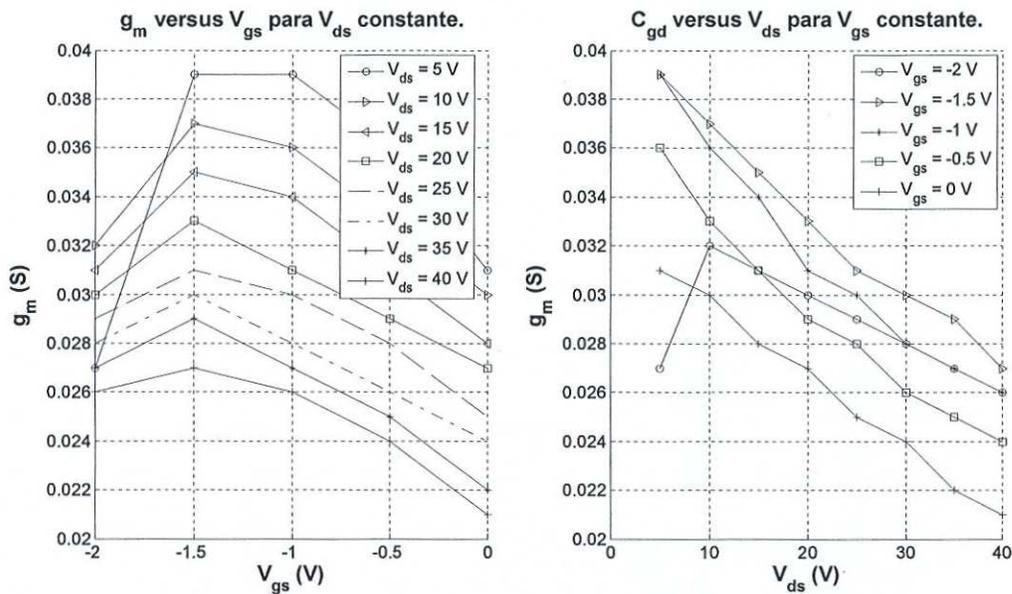


Figura 50. g_m en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds} .

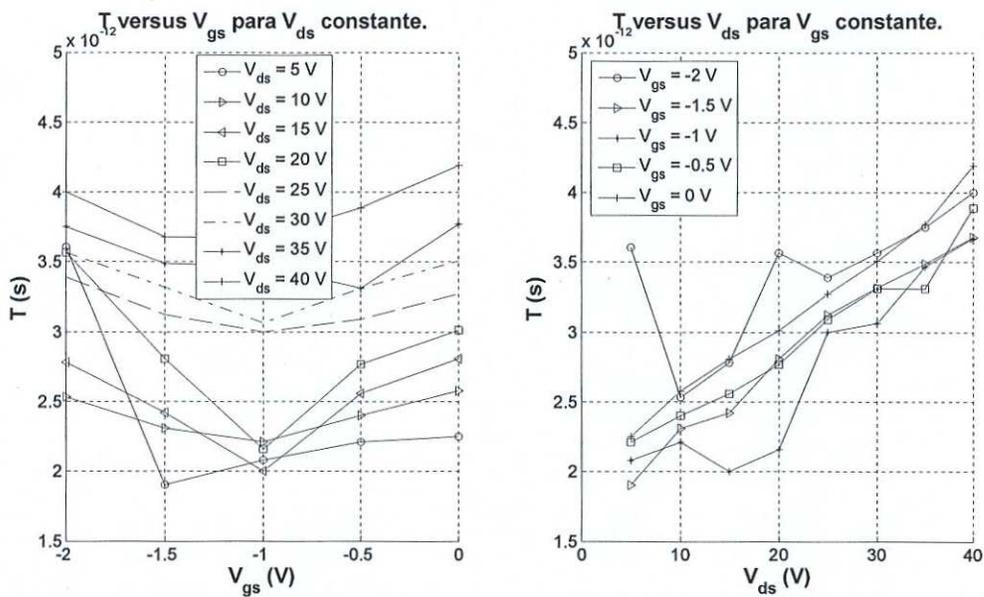


Figura 51. τ en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds} .

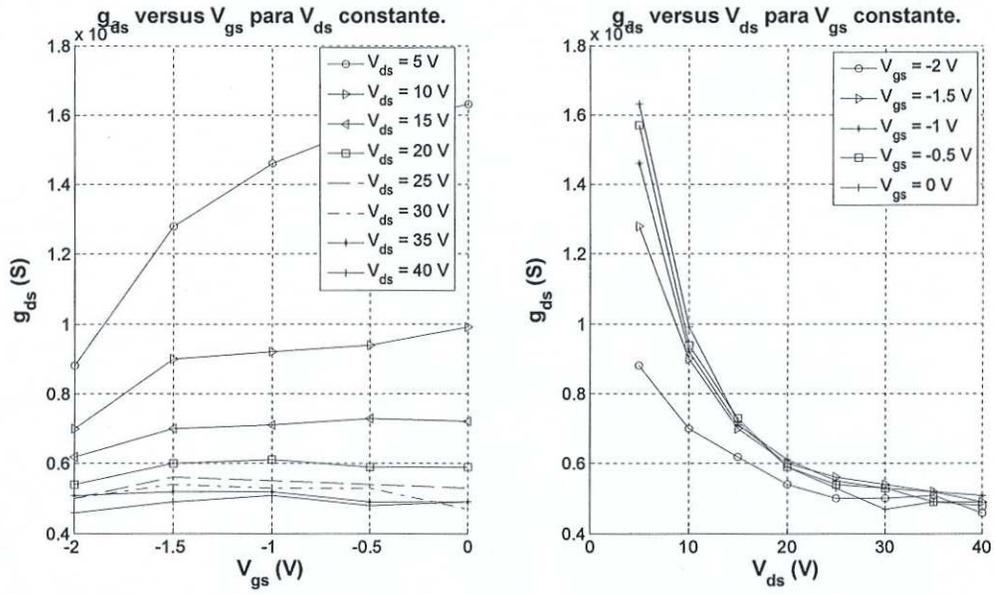


Figura 52. g_{ds} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds} .

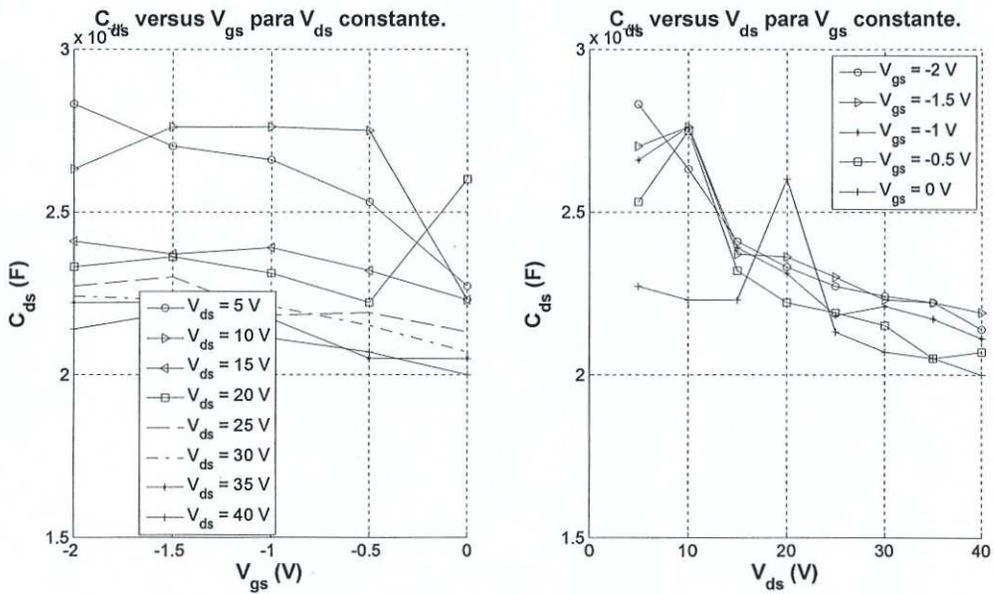


Figura 53. C_{ds} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds} .

Las figuras anteriores muestran el comportamiento de los elementos intrínsecos calculados en función de V_{gs} para un V_{ds} constante y en función de V_{ds} para un V_{gs} constante. Las gráficas de R_i y R_{gd} muestran que ambas resistencias crecen conforme aumenta la polarización en V_{ds} pero R_i crece cuando V_{gs} se vuelve más positivo, mientras que R_{gd} disminuye. Los elementos capacitivos C_{gs} y C_{gd} disminuyen su valor cuando aumenta la polarización en V_{ds} y conforme V_{gs} se vuelve más positivo, lo mismo ocurre para C_{ds} . g_m disminuye cuando aumenta la polarización en V_{ds} y conforme V_{gs} se vuelve positivo. En el caso de τ su valor crece cuando aumenta la polarización en V_{ds} , y V_{gs} se vuelve más positivo. Finalmente g_{ds} disminuye conforme aumenta la polarización en V_{ds} y aumenta cuando V_{gs} se vuelve más positivo.

V.5.2 Transistor AlGaIn/GaN, $W=300 \mu m$

En las figuras 54 y 55 se observa el comportamiento de los elementos intrínsecos en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} , para los puntos de polarización mostrados en las tablas V.3.2. Se observa la dependencia no lineal de los elementos intrínsecos con los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} .

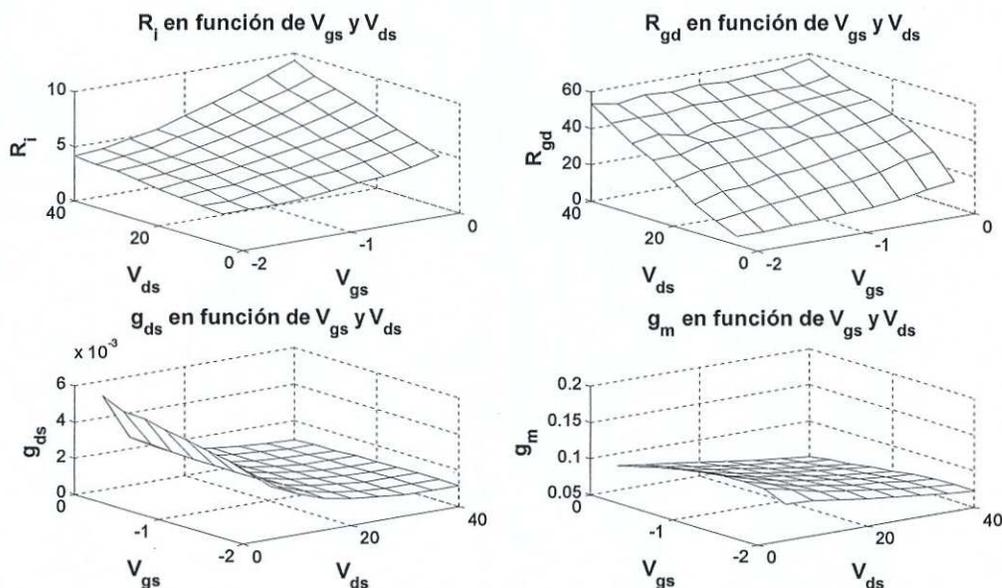


Figura 54. Elementos intrínsecos, R_i , R_{gd} , g_{ds} y g_m , en función de los voltajes de polarización.

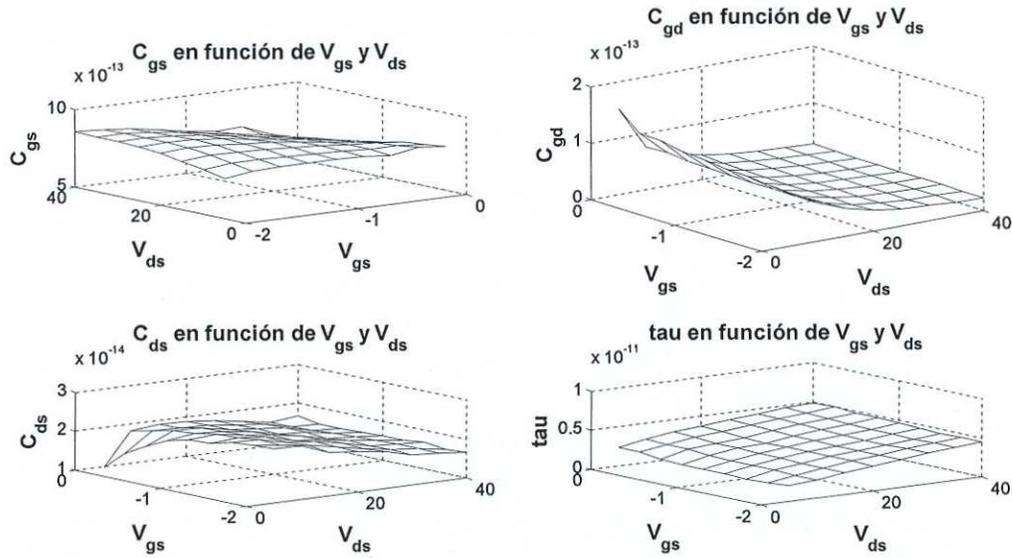


Figura 55. Elementos intrínsecos, C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} , y τ , en función de los voltajes de polarización.

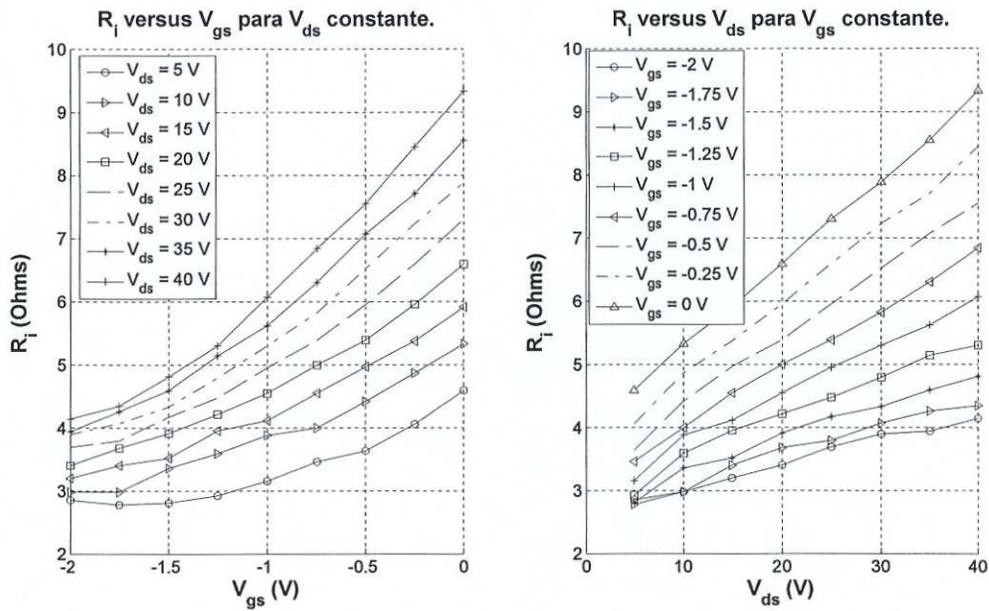


Figura 56. R_i en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds} .

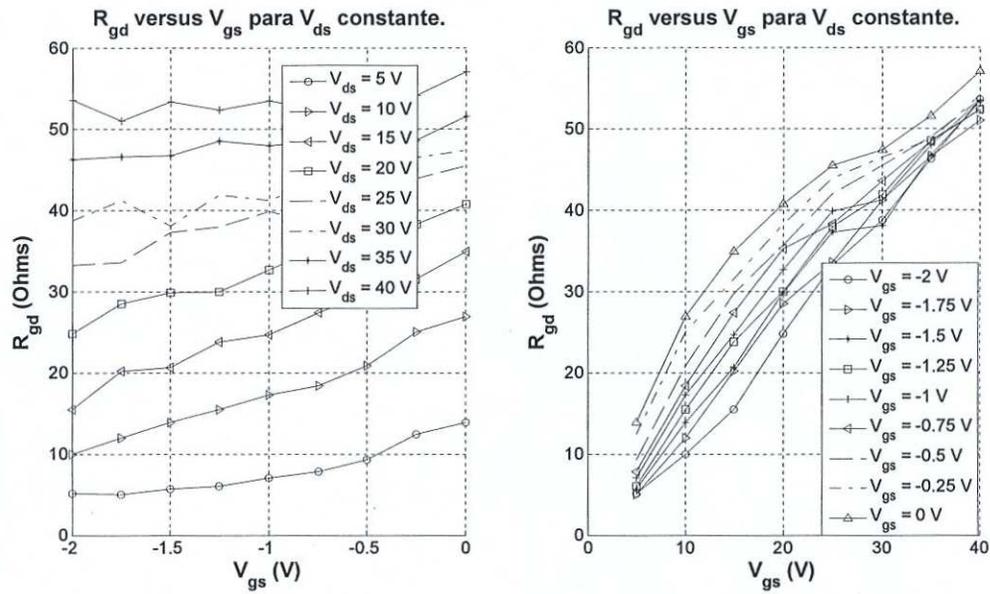


Figura 57. R_{gd} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds} .

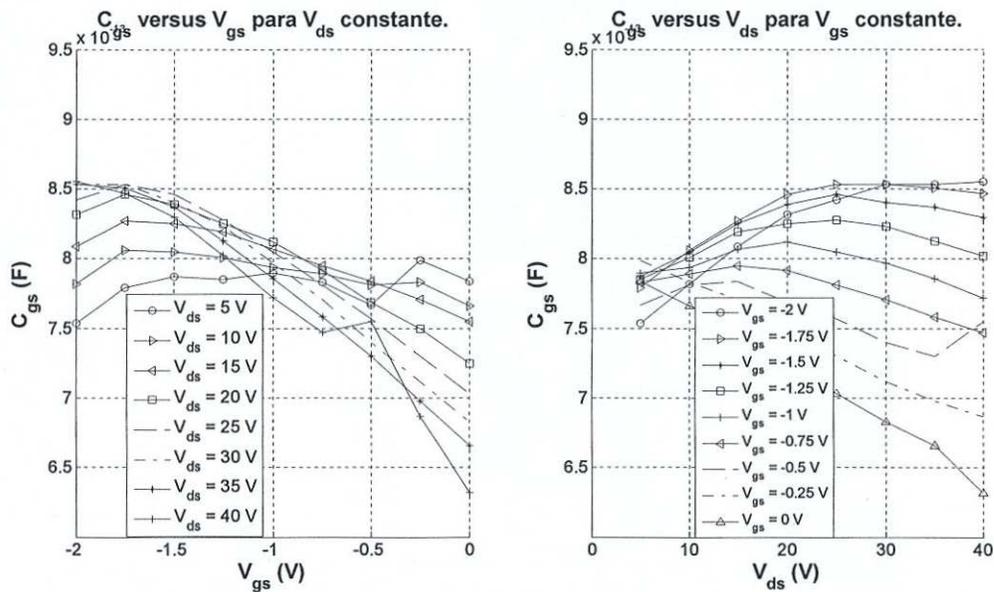


Figura 58. C_{gs} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds} .

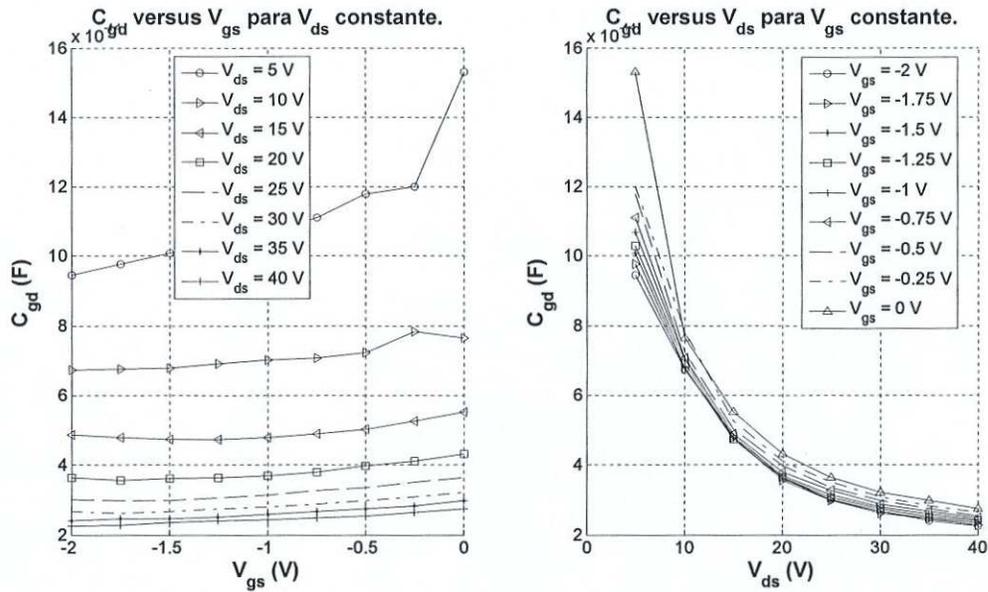


Figura 59. C_{gd} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds} .

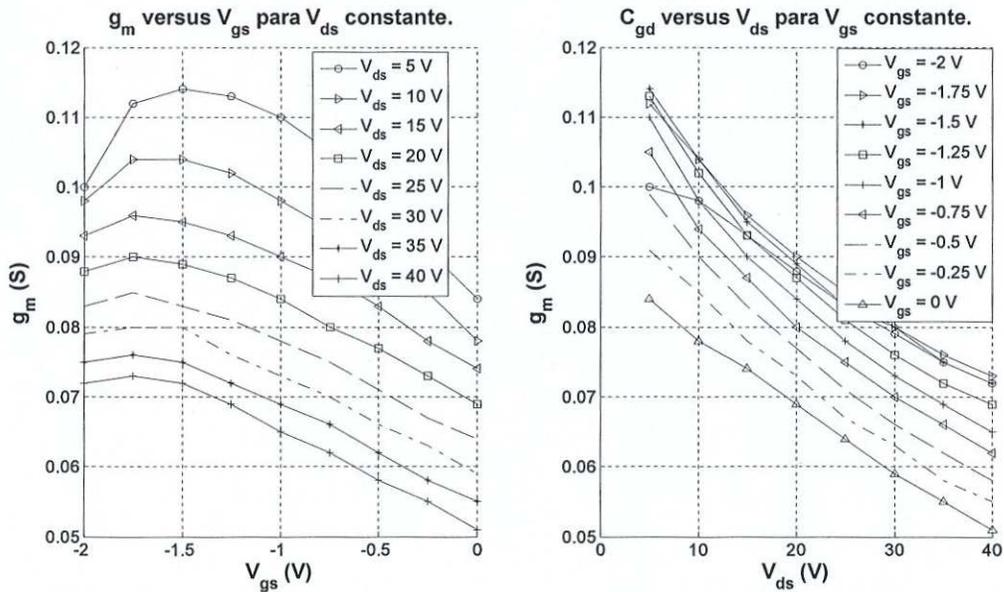


Figura 60. g_m en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds} .

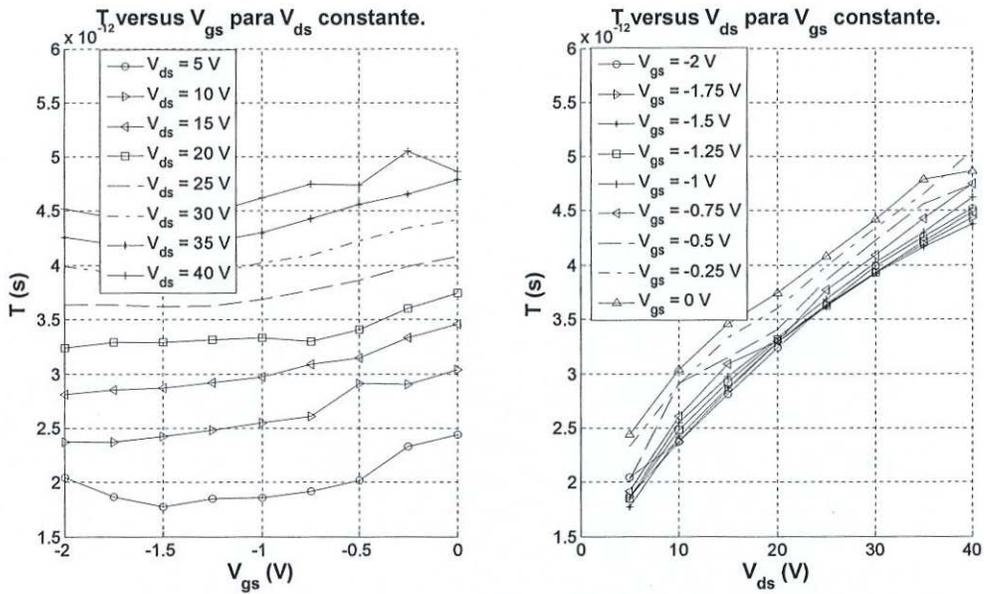


Figura 61. τ en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds} .

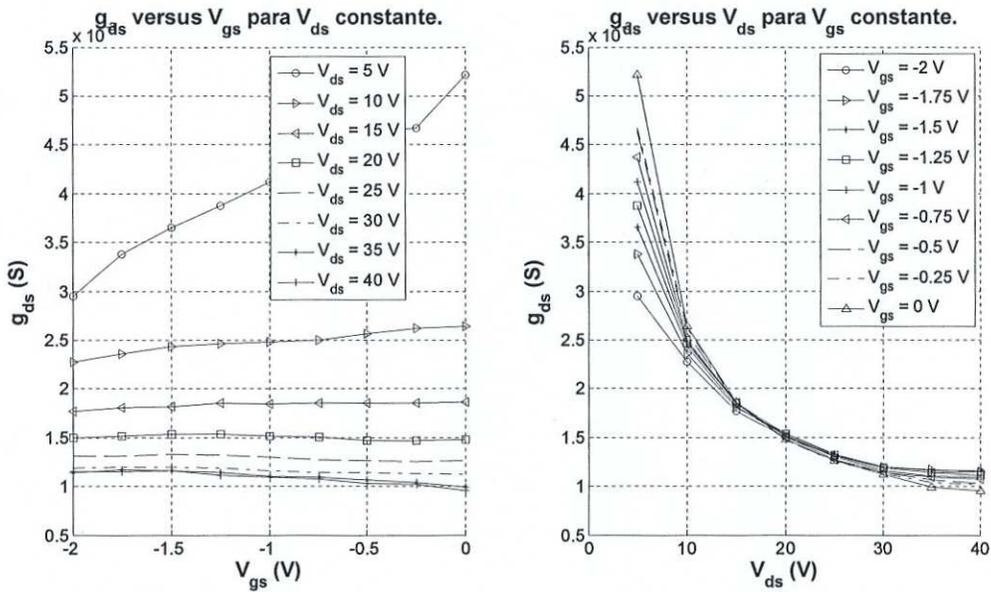


Figura 62. g_{ds} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds} .

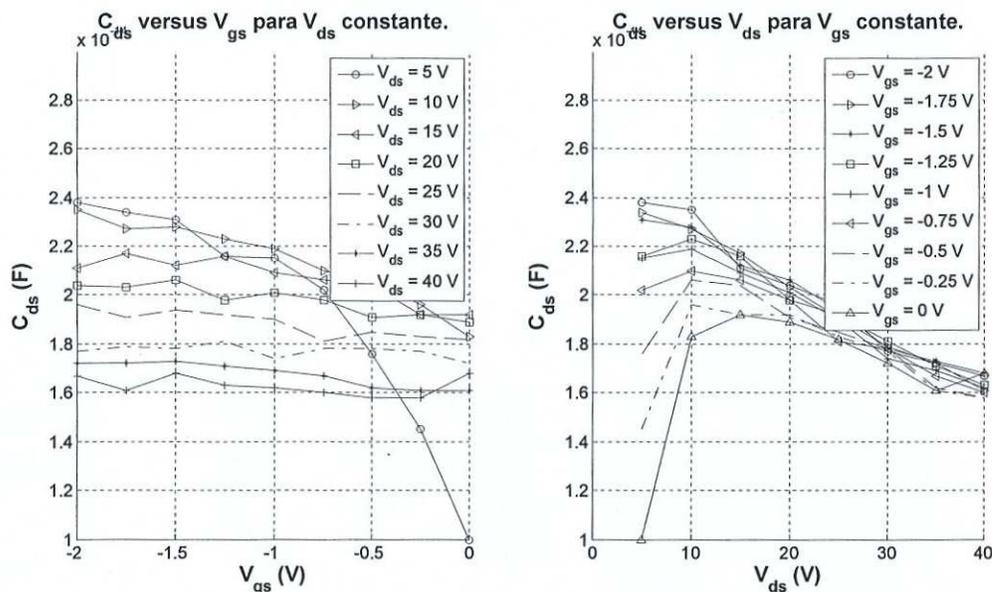


Figura 63. C_{ds} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds} .

En las figuras 56 a 63 se muestra el comportamiento de los elementos intrínsecos calculados en función de V_{gs} para un V_{ds} constante y en función de V_{ds} para un V_{gs} constante.

Al igual que para el transistor de ancho de compuerta igual a 100 μm , los elementos intrínsecos obtenidos para el transistor de 300 μm de ancho de compuerta, R_i , R_{gd} , C_{gs} , C_{gd} , g_m , τ , C_{ds} y g_{ds} tienen el mismo comportamiento en función de los voltajes de polarización.

V.5.3 Transistor AlGaIn/GaN, $W=2 \text{ mm}$

En las figuras 64 y 65 se presenta el comportamiento de los elementos intrínsecos en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} , mostrados en las tablas de la sección V.3.3, al igual que para los transistores de ancho de compuerta igual a 100 y 300 μm , se puede ver el comportamiento no lineal de los elementos intrínsecos.

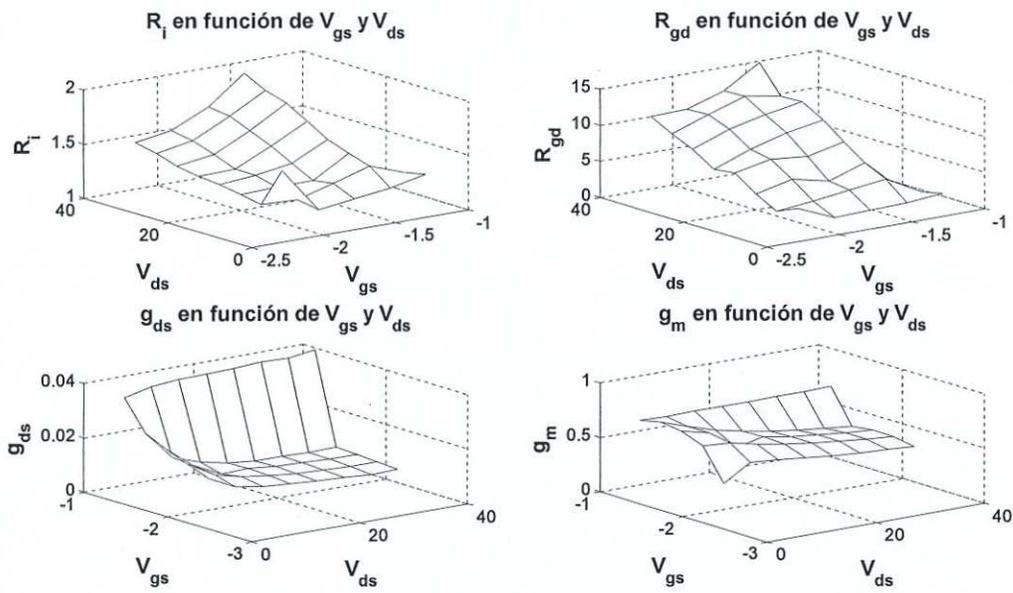


Figura 64. Elementos intrínsecos, R_i , R_{gd} , g_{ds} y g_m , en función de los voltajes de polarización.

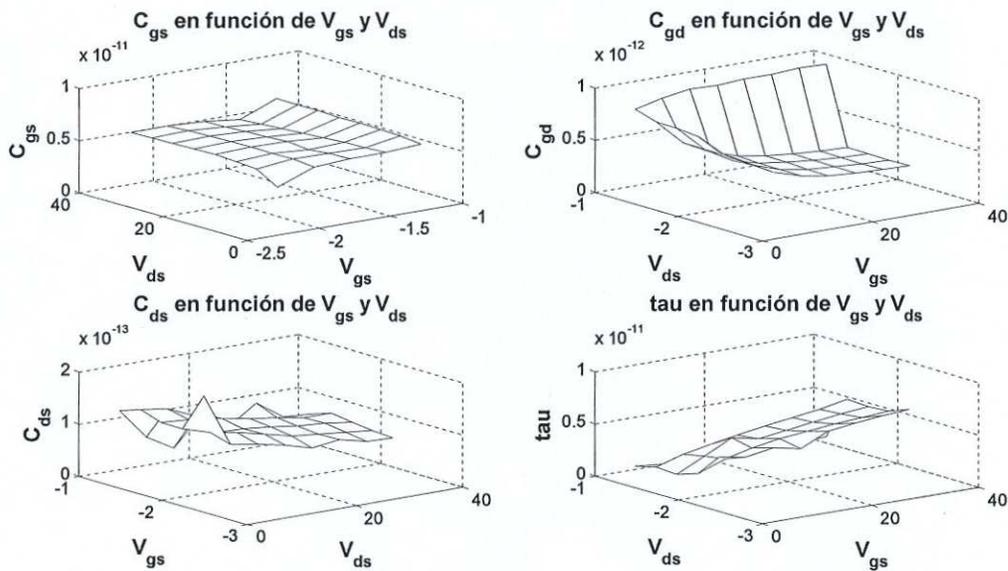


Figura 65. Elementos intrínsecos, C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} , y τ , en función de los voltajes de polarización.

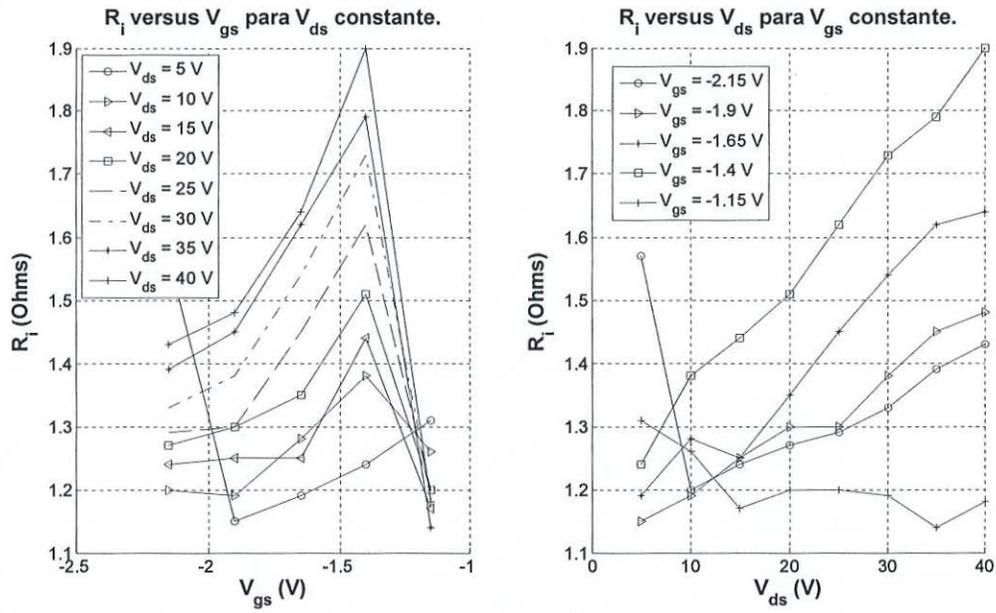


Figura 66. R_i en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}.

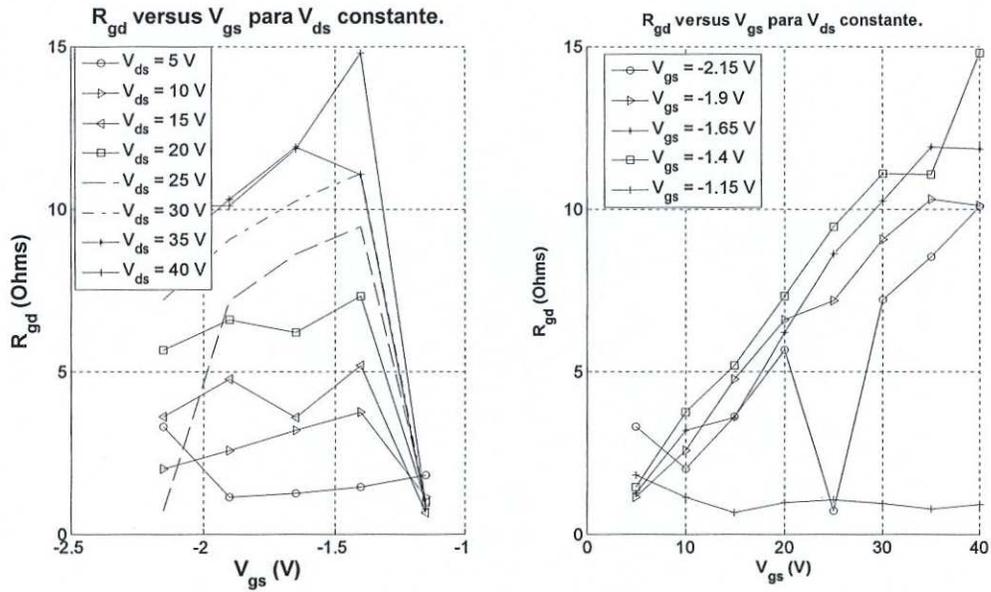


Figura 67. R_{gd} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}.

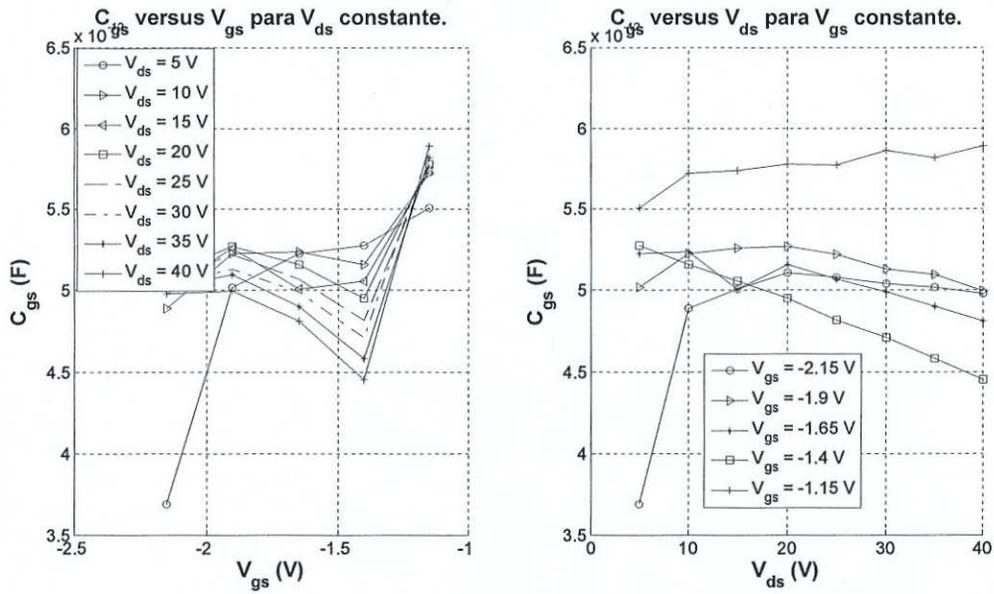


Figura 68. C_{gs} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds} .

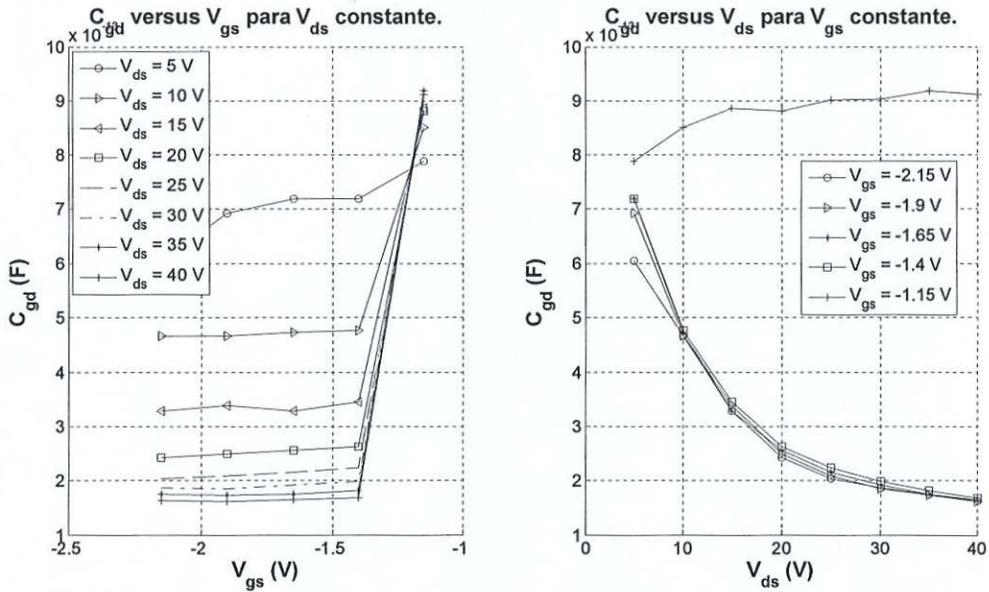


Figura 69. C_{gd} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds} .

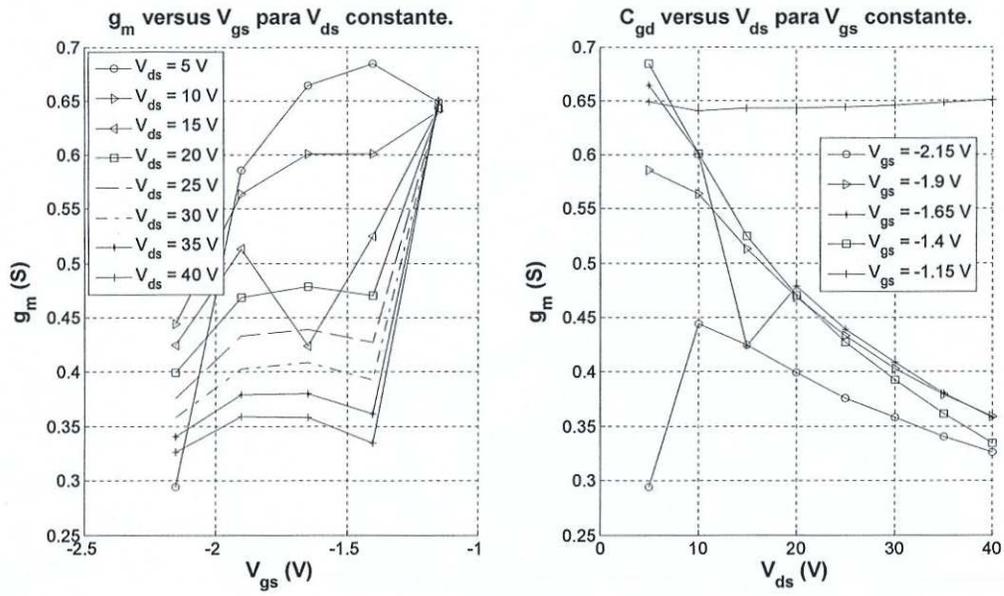


Figura 70. g_m en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds} .

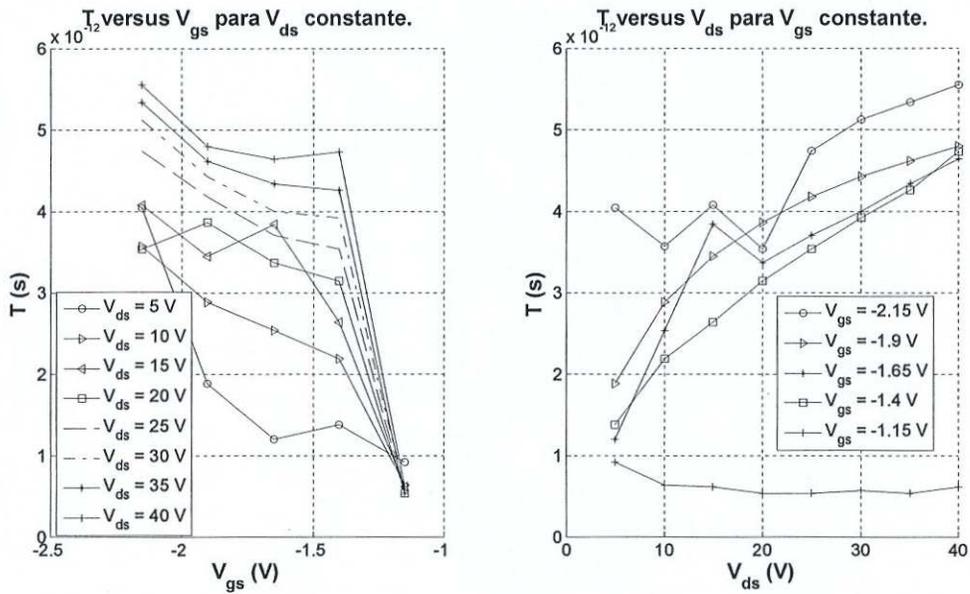


Figura 71. τ en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds} .

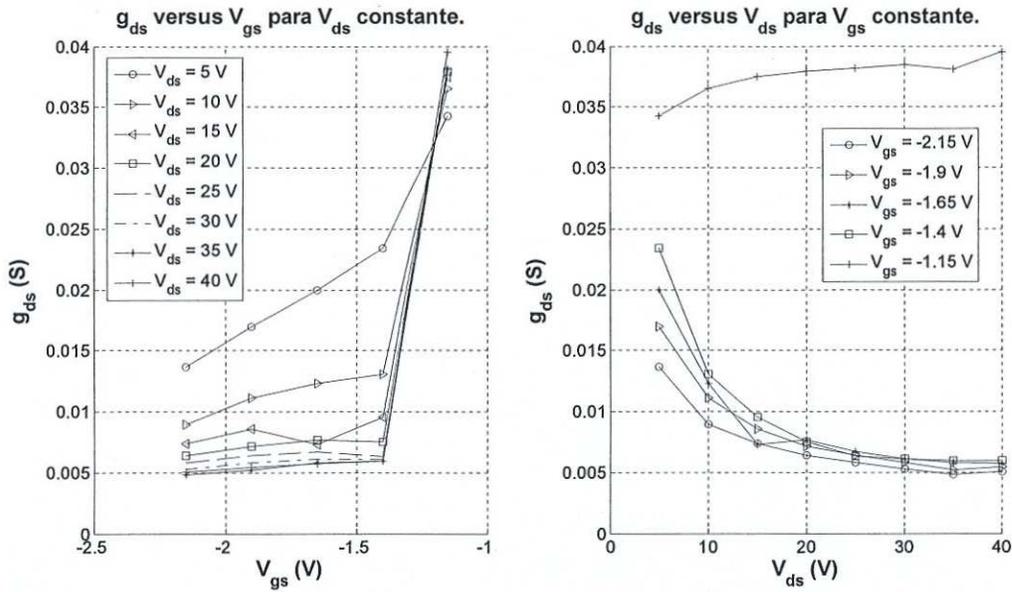


Figura 72. g_{ds} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}.

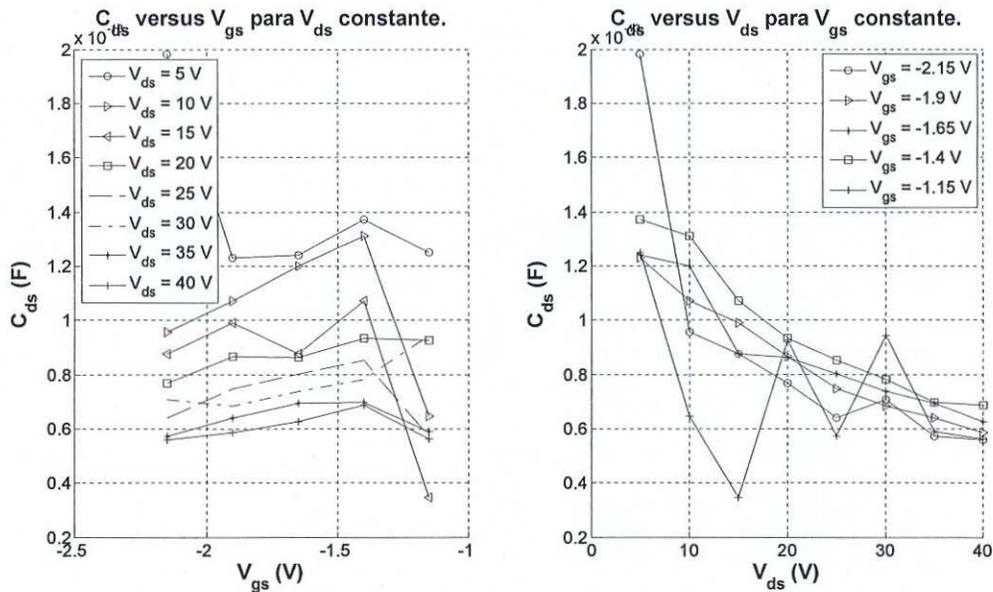


Figura 73. C_{ds} en función de los voltajes de polarización, para V_{gs} y V_{ds}.

Las gráficas anteriores muestran el comportamiento de los elementos intrínsecos para el transistor de 2 mm de ancho de compuerta.

Se observa que R_i tiende a crecer cuando V_{gs} se vuelve menos negativo hasta cierto punto y luego empieza a decrecer, mientras que al aumentar V_{ds} R_i tiende a crecer. En el caso de R_{gd} tiene el mismo comportamiento que R_i . C_{gs} tiende a disminuir cuando V_{gs} se vuelve más positivo hasta cierto punto y luego empieza a crecer. C_{gd} se mantiene más o menos constante cuando V_{gs} se vuelve más positivo hasta un punto en el que empieza a crecer, mientras que disminuye cuando aumenta la polarización con V_{ds} . g_m crece cuando V_{gs} se vuelve más positivo y disminuye al aumentar V_{ds} . τ tiende a disminuir conforme V_{gs} se vuelve positivo y crece su valor cuando aumenta V_{ds} . g_{ds} crece al volverse más positivo V_{gs} pero disminuye su valor cuando aumenta el valor de V_{ds} . C_{ds} crece hasta cierto punto cuando V_{gs} se vuelve más positivo y disminuye su valor al aumentar V_{ds} . Es importante mencionar que para la polarización en $V_{gs}=1.15$ V el comportamiento de los elementos intrínsecos es diferente al resto de las polarizaciones.

V.6 Análisis del error de los datos medidos versus datos simulados con el nuevo método y el método de Berroth

A continuación se mostraran tres tablas con los porcentajes de error de los datos medidos contra simulados con el nuevo método y con el método de Berroth. Los porcentajes de error solamente se muestran para las polarizaciones mostradas en las figuras 32 – 35 para el transistor de ancho de compuerta de 100 μm , en las figuras 36 – 39 para el transistor de ancho de de 300 μm compuerta y en las figuras 40 – 43 para el transistor de ancho de compuerta de 2 mm. Es importante mencionar que el error disminuyó en los datos simulados contra medidos con el nuevo método para los tres transistores en todas las polarizaciones de V_{gs} y V_{ds} presentadas en este trabajo de Tesis.

El error entre los datos medidos y simulados se obtuvo usando la siguiente función de error:

$$\varepsilon_{ij} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left| \frac{S_{ij_med} - S_{ij_sim}}{S_{ij_med}} \right| \quad (73)$$

Tabla XXXIII. Porcentaje de error entre los parámetros S medidos y simulados con el nuevo método y con el método de Berroth, para el transistor de 100 μm de longitud de compuerta.

Transistor	T1 - 100 μm			
Polarización	$V_{gs} = -0.5 \text{ V}$	$V_{ds} = 5 \text{ V}$	$V_{gs} = 0 \text{ V}$	$V_{ds} = 40 \text{ V}$
Parámetro	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
S_{11}	4.60%	4.50%	2.8%	2.7 %
S_{12}	1%	1%	3.9 %	4.2 %
S_{21}	2.10%	3%	0.7 %	2.2 %
S_{22}	1%	1%	1.12 %	1.14 %

Tabla XXXIV. Porcentaje de error entre los parámetros S medidos y simulados con el nuevo método y con el método de Berroth, para el transistor de 300 μm de ancho de compuerta.

Transistor	T2 - 300 μm			
Polarización	$V_{gs} = 0 \text{ V}$	$V_{ds} = 10 \text{ V}$	$V_{gs} = -0.25 \text{ V}$	$V_{ds} = 40 \text{ V}$
Parámetro	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
S_{11}	0.42%	0.56%	0.79 %	0.75%
S_{12}	2.1 %	1.7 %	3.9 %	3.60%
S_{21}	0.73%	0.74 %	1.39 %	1.41%
S_{22}	2.05 %	2.35%	1.64 %	1.84%

Tabla XXXV. Porcentaje de error entre los parámetros S medidos y simulados con el nuevo método y con el método de Berroth, para el transistor de 2 mm de ancho de compuerta.

Transistor	T3 - 2 mm			
Polarización	$V_{gs} = -1.65 \text{ V}$	$V_{ds} = 5 \text{ V}$	$V_{gs} = -2.15 \text{ V}$	$V_{ds} = 40 \text{ V}$
Parámetro	N.M.	Berroth	N.M.	Berroth
S_{11}	4.30%	4.90%	3.30%	4.30%
S_{12}	5.20%	3.70%	9.60%	8.30%
S_{21}	3.60%	5.30%	1.40%	2%
S_{22}	2.17%	2.29%	2.40%	2.50%

También es importante mencionar que cuando se simularon los parámetros Y intrínsecos calculados con el nuevo método y con el método de Berroth y al hacer la comparación con los parámetros Y intrínsecos obtenidos a partir de los datos medidos después del procedimiento de de-embedding, el nuevo método predice mejor los parámetros Y intrínsecos. Es importante señalar en el caso especial de la parte imaginaria de Y_{11} en la cual se nota que $\text{imag}(Y_{11})$ simulado con el nuevo método predice mucho mejor el comportamiento de $\text{imag}(Y_{11})$ calculada de los datos medidos. A continuación se muestra en las figuras 74, 75 y 76, el comportamiento de los parámetros Y, una para cada uno de los transistores estudiados en este trabajo de tesis.

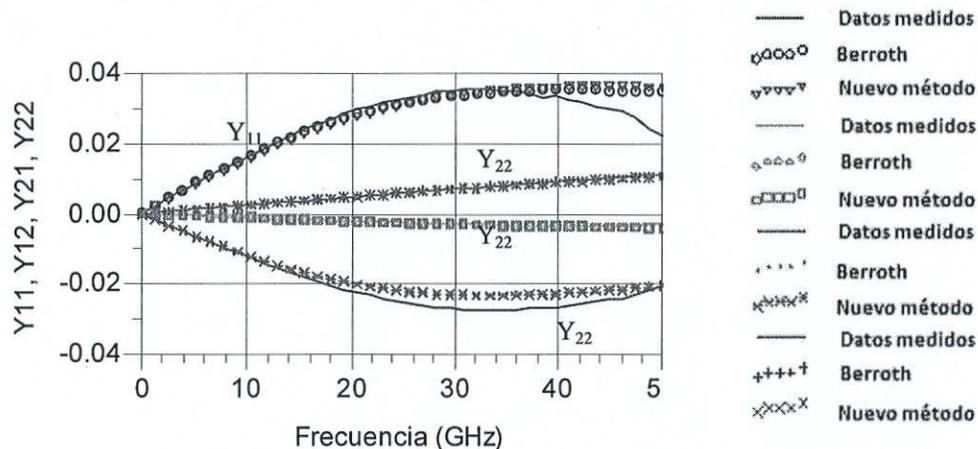


Figura 74. Parte imaginaria de los parámetros Y medidos versus simulados con el nuevo método y con el método de Berroth, para un caso del transistor de 100 μm de ancho de compuerta.

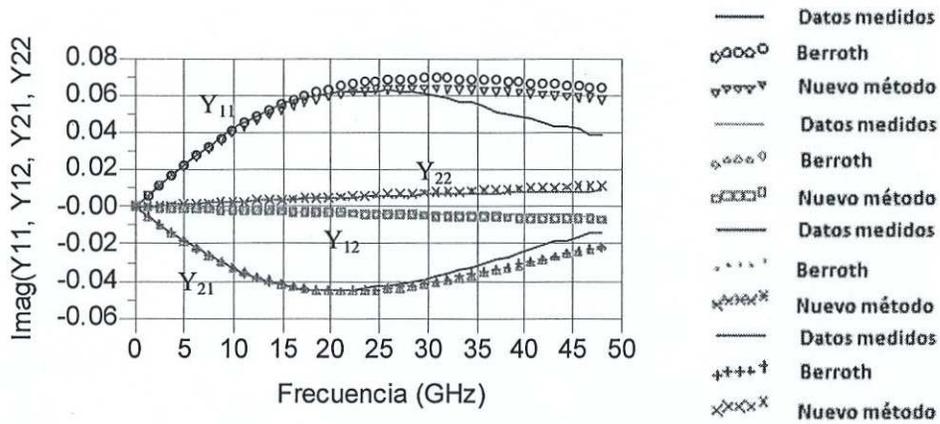


Figura 75. Parte imaginaria de los parámetros Y medidos versus simulados con el nuevo método y con el método de Berroth, para un caso del transistor de 300 μm de ancho de compuerta.

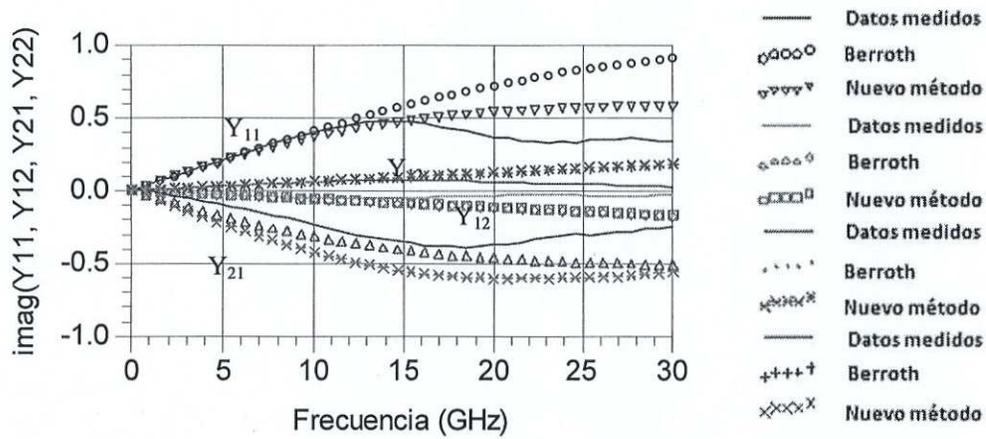


Figura 76. Parte imaginaria de los parámetros Y medidos versus simulados con el nuevo método y con el método de Berroth, para un caso del transistor de 2 mm de ancho de compuerta.

Capítulo VI

Conclusiones

VI.1 Conclusiones

En este trabajo de tesis se presentó un nuevo método de extracción de los elementos del circuito eléctrico equivalente para transistores de potencia basados en la tecnología Nitruro de Galio (GaN) usando los puntos extremos de los parámetros de admitancia (o parámetros Y). El nuevo método permite calcular R_i y C_{gs} de una manera más sencilla y confiable que el método de Berroth. La buena correlación entre los parámetros S, medidos y calculados con el circuito equivalente (extraído con el nuevo método) demuestra la utilidad del nuevo método. El nuevo método también permite calcular R_{gd} y C_{gd} de una manera más simple y confiable que el método de Berroth, como se mostró en el capítulo V, aunque en el caso de R_{gd} , no siempre existe cruce de x_1 e y_1 . Las nuevas expresiones para calcular C_{gs} y C_{gd} a partir de la derivada de v e y_1 respecto a ω son mucho más fáciles y sencillas que las propuestas por Berroth. Además, la rápida y sencilla manera de calcular R_i y C_{gs} , facilita el cálculo de g_m y τ . La correlación entre los datos medidos y los simulados con el circuito eléctrico equivalente mejora cuando los elementos del circuito eléctrico equivalente son calculados con el nuevo método.

Como se mostró en la sección V.6 el porcentaje de error de los parámetros S medidos versus los simulados con el nuevo método es mucho menor que respecto a los simulados con el método de Berroth. El comportamiento es similar para los tres transistores analizados: el de 100 μm , el de 300 μm el de 2 mm de ancho de compuerta.

Además, en el caso de los parámetros Y intrínsecos simulados con el nuevo método también se observó una notable mejoría cuando se comparó con los parámetros Y intrínsecos obtenidos a partir de las mediciones, se observa que los parámetros Y intrínsecos simulados con el nuevo método siguen más el comportamiento de los obtenidos a partir de las mediciones lo cual no sucede con el método de Berroth.

VI.2 Aportaciones

Las aportaciones de este trabajo de tesis, en el modelado del circuito eléctrico equivalente de pequeña señal de transistores de potencia basados en tecnología GaN, es el de haber desarrollado un método simple y sencillo para calcular R_i , C_{gs} , R_{gd} y C_{gd} .

La filosofía del método es la siguiente: a partir de los parámetros Y del circuito eléctrico equivalente del transistor se propusieron dos nuevas variables μ y ν para el cálculo de los elementos R_i y C_{gs} y dos variables más x_1 e y_1 para el cálculo de R_{gd} y C_{gd} . Las resistencias se obtienen de los puntos extremos (máximos o mínimos) donde la variable μ corta a ν y donde x_1 corta a y_1 . Para el caso de las capacitancias, se obtienen fácilmente a partir de las derivadas de ν e y_1 .

VI.3 Trabajo futuro

Investigar el comportamiento de x_1 e y_1 y en el punto de cruce para obtener directamente R_{gd} .

Investigar la influencia de los métodos de calibración en la precisión del cálculo de la constante $R_i C_{gs}$ y de la constante $R_{gd} C_{gd}$.

Estudiar el comportamiento no lineal de los elementos intrínsecos R_i , C_{gs} , R_{gd} y C_{gd} y desarrollar el modelo no lineal del transistor.

Validar el nuevo método presentado en este trabajo de tesis utilizando transistores GaN encapsulados.

Referencias.

Aaen P., Pla J. and Wood J. 2007. "Modeling and Characterization of RF and Microwave Power FET's". Cambridge University Press. 362 pp.

Berroth M. and Bosh R. 1990, "Broad-band determination of the FET small-signal equivalent circuit." *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech*, 38(7): 891-895 p.

Burm J., Schaff W. J., Eastman Lester F., Amano H. and Akasaki I. 1997, "An Improved Small-Signal Equivalent Circuit Model for III-V Nitride MODFET's with Large Contact Resistances" *IEEE Transactions on Electron Devices*, 44(5): 906-907 p.

Brandy G. R. 2007, "An Improved Small-Signal Parameter-Extraction Algorithm for GaN HEMT Devices", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 56(7): 1545-1545 p.

Chen G., Kumar V., Schwindt R. S. and Adesida I. 2006, "A Low Gate Bias Model Extraction Technique for AlGaIn/GaN HEMTs", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(7): 2949-2953 p.

Dambrine G., Cappy A., Heliodore F. and Playez E. 1998, "A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 36(7): 1151-1159 p.

Hasan J. A. 2006, "Large Signal Modeling of GaN Device for High Power Amplifier Design", Tesis de Doctorado, University of Kassel, 10-45 p.

Jarndal A. and Kompa G. 2007, "Large Signal Model for AlGaIn/GaN HEMTs Accurately Predicts Trapping – and Self-Heating-Induced Dispersion and Intermodulation Distortion", *IEEE Transactions on Electron Devices*, 54(11). 2830-2836 p.

Loo Y. J. R. 2001. "Desarrollo de modelos no lineales de transistores GaAs para el diseño de Amplificadores de Potencia de Alta Eficiencia" *Tesis de Doctorado en Ciencias, Centro de Investigación Científica y de Educación de Superior de Ensenada*. 37-59 p.

Lu J., Yang W., Long M., Zhiping Y. 2007, "A new small-signal modeling and extraction method in AlGaIn/GaN HEMTs" *Institute of Microelectronics of Tsinghua University, Beijing, China*. 115-120 p.

Mishra U. K., Parikh P. and Wu Y. F. 2002, "AlGaIn/GaN HEMTs-An Overview of Device Operation and Applications" *Proceedings of the IEEE*, 90(6): 1022-1031 p.

Reynoso-Hernández J. A., Ramírez Durán B., Ibarra Villaseñor J. and Perdomo J. 1997 “*Reliable RF Techniques for extracting parasitic elements in microwaves FET’S*” International IEEE Workshop on Experimentally Based FET Device Modeling & Related no lineal Circuit Design. 1.1, 1.8 p.

Reynoso-Hernández J.A., Zúñiga-Juárez J. E., Zárate-de Landa A.2008, “A New method for determining the gate resistance and inductance of GaN HEMTs based on the extrema points of Z11 curves,” *presented at the IEEE MTT-s Int. Microwave Syp, Atlanta, Georgia, USA.*

Trew R. J., Bilbro G. L., Kuang W., Liu Y., and Yin H. 2005, “Microwave AlGaIn/GaN HFETs”, *IEEE Microwave Magazine*, 6(1): 56-66 p.

Zárate de Landa A. 2007, “Modelado de transistores de potencia a base de GaN. Tesis de Maestría en Ciencias” CICESE, Ensenada, B. C. 73-114 p.

Zárate de Landa A., Zúñiga Juárez J. E., Loo Yau J. R., Reynoso Hernández J. A., Maya Sánchez M. C. and Del Valle Padilla J. L. 2009, “Advances in Linear Modeling of Microwave Transistors, Application Notes”, *IEEE Microwave Magazine*, 100-111 p.