

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BAJA CALIFORNIA
FACULTAD DE INGENIERÍA ENSENADA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA



**DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN AMPLIFICADOR DE ALTA FRECUENCIA,
DE MEDIANA POTENCIA Y ALTA LINEALIDAD**

TESIS

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

Presenta:

LILIANA CARDOZA AVENDAÑO

M.C. Everardo Inzunza González
Director de tesis

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández
Co-Director de tesis

Ensenada Baja California, México. Agosto del 2008.

DEDICATORIAS

...A mis 2 grandes amores **Erik y Andres**
que tanto los quiero,
por darme las fuerzas de seguir adelante,
es por ustedes moustros!...

AGRADECIMIENTOS

A **Dios** por darme la oportunidad de tener sabiduría de seguir luchando por mis metas y mantenerme en pie a lo largo de mi vida.

A **mis hijos** por que se que comprenderán los días de ausencia, lo hice pensando en ustedes...

A mi madre **Ana Lilia Avendaño García** que siempre me da palabras de aliento, cuando el camino se torna difícil, Por creer en mi y animarme en mis propósitos, *Gracias mamiringa!*, por estar ahí y ser mas que mi madre, mi mejor amiga.

A **Abraham Villalobos Pérez** por brindarme su poyo incondicional, pero sobre todo por su ayuda día a día, sin ti no se como le hubiera hecho. *Gracias*

A **mi familia** gracias por su cariño y por los momentos que pasamos juntos, *puro Avendaño!*.

Agradezco al **M.C. Everardo Inzunza González** por creer en mi, por sus valiosos comentarios y sugerencias y por brindarme su apoyo en todos los aspectos, por ser mas que un director de tesis, *gracias jefe!!!*.

Al **Dr. Apolinar Reynoso Hernández** por darme la oportunidad de desarrollar mi tesis, con su colaboración y por sus opiniones interesantes en el tema de investigación.

A los miembros del comité de tesis: **Dr. Miguel Martínez Rosas, M.C. Carlos Agis**, por sus valiosos comentarios, gracias por su atención prestada, pero muy en especial a **Rosa Martha López Gutiérrez**, por su cariño y su apoyo para llegar al término de este trabajo, *gracias profe!*.

A todos **mis maestros** que compartieron conmigo una parte de sus conocimientos durante toda mi formación académica.

A la **Universidad Autónoma del Estado de Baja California “UABC”** y al **Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada “CICESE”**, por darme la oportunidad de continuar en el camino del conocimiento.

Al **Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología “CONACYT”** por el apoyo económico brindado.

Al M.C. y futuro **Dr. Alberto García Osorio** por brindarme su amistad, su ayuda y sobre todo por las porras que me echaba. *Gracias Alberto y familia...*

Al futuro Dr. **Eleazar Zúñiga** por aguantarme en el laboratorio, por su apoyo en las mediciones, por tu invaluable asesorías, tus valiosos programas y por todos los tip’s que me pasaste. *Mil gracias!!!*

Al M.C. **Andres Zarate de Landa** por todos los momentos que convivimos juntos y tus aportaciones.

A la banda de Sinaloa y futuros doctores **Yolis, Tlapa, Claudia, Olgin ánimo**

A mis grandes amigas **Marissa Benson** y **Monica Tentori** por tener siempre tiempo para escucharme, por sus ánimos y sobre todo por su amistad sincera. *Gracias amigas!!!*

Liliana Cardoza Avendaño

ÍNDICE

Capítulo I

Introducción.....	1
I.1 Antecedentes.....	2
I.2 Motivación.....	4
I.3 Objetivos.....	6
I.4 Organización de la tesis.....	7

Capítulo II

Modelado del transistor.....	8
II.1 Transistores de alta movilidad electrónica (HEMT) a base de nitruro de galio(GaN).....	8
II.2 Modelo del transistor.....	10
II.2.1 Modelo en pequeña señal.....	12
II.2.1.1 Métodos para la extracción de elementos parásitos del transistor.....	14
II.2.1.1.1 Extracción de resistencia e inductancias parásitas.....	14
II.2.1.1.2 Extracción de capacitancias parásitas.....	20
II.2.1.2 Extracción de elementos intrínsecos.....	23
II.2.2 Modelo no-lineal.....	26
II.2.2.1 Modelo de Angelov.....	27
II.3 Resultados del modelado del transistor.....	29
II.3.1 Características I(V) del transistor CGH35015.....	29
II.3.1.1 Extracción del modelo del transistor.....	31
II.3.1.1.1 Extracción del modelo en pequeña señal.....	31
II.3.1.1.2 Extracción del modelo en gran señal.....	40
II.3.1.1.2.1 Validación de las curvas I(V).....	41
II.3.1.1.2.2 Validación de los parámetros S.....	45

Capítulo III

Amplificadores de potencia clase A.....	48
III.1 Funcionamiento del AP clase A.....	51
III.2 Redes de adaptación.....	52
III.3 Diseño y simulación del AP clase A.....	57

ÍNDICE (continuación)

III.3.1 Resultados del AP Clase A diseñado.....	62
---	----

Capítulo IV

Conclusiones generales.....	71
V.1 Conclusiones.....	71
V.2 Aportaciones.....	72
V.3 Trabajos a futuro.....	72
Referencias.....	73
Glosario.....	76
Apéndice A.....	78

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Estructura del transistor GaN HEMT.	10
Figura 2. Representación de la estructura física del transistor HEMT.	11
Figura 3. Topologías extrínsecas del transistor.	12
Figura 4. Circuito equivalente en pequeña señal del transistor.	13
Figura 5. Banco de mediciones en directa.	15
Figura 6. Circuito equivalente en pequeña señal del transistor con drenador flotando a baja corriente.	15
Figura 7. Gráfica de $\omega \text{Im}(Z_{11})$ versus ω^2 utilizada para calcular $L_g + L_s$ y C_o	18
Figura 8. Banco de mediciones en inversa.	20
Figura 9. Circuito equivalente propuesto por Dambrine.	21
Figura 10. Circuito a bajas frecuencias.	21
Figura 11. De-embedding de lo elementos extrínsecos.	23
Figura 12. Modelo propuesto por Berroth y Bosh[1991].	24
Figura 13. Circuito eléctrico equivalente no-lineal del transistor GaN.	26
Figura 14. Banco de mediciones con el sistema DiVA.	29
Figura 15. Curvas características $I(V)$ del transistor CGH35015 con el punto $V_{GS} = -1.3$ V , $V_{DS} = 17 V$	30
Figura 16. Banco de mediciones automatizado.	32
Figura 17. Parámetro intrínseco R_{ds}	33
Figura 18. Parámetro intrínseco R_i	34
Figura 19. Parámetro intrínseco C_{gs}	34

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

Figura 20. <i>Parámetro intrínseco C_{gd}.</i>	35
Figura 21. <i>Parámetro intrínseco C_{ds}.</i>	35
Figura 22. <i>Parámetro intrínseco g_m.</i>	36
Figura 23. <i>Circuito equivalente en ADS.</i>	36
Figura 24. <i>Respuesta de la simulación con las primeras aproximaciones.</i>	37
Figura 25. <i>Diagrama esquemático de los parámetros S en pequeña Señal.</i>	39
Figura 26. <i>Parámetros S del transistor CGH35015 modelado y medido.</i>	40
Figura 27. <i>Diagrama esquemático de la validación del modelo de Angelov.</i>	42
Figura 28. <i>Curvas características I-V del transistor CGH35015.</i>	42
Figura 29. <i>Curvas características I(V) del transistor CGH35015 optimizadas.</i>	44
Figura 30. <i>Esquemático del Circuito equivalente con modelo de Angelov.</i>	45
Figura 31. <i>Parámetros S simulados y medidos que validan el modelo de Angelov.</i>	45
Figura 32. <i>Ganancia del transistor CGH35015.</i>	46
Figura 33. <i>Diagrama esquemático para predecir P_{in} Vs P_{out}.</i>	47
Figura 34. <i>Respuesta de P_{in} Vs P_{out}.</i>	47
Figura 35. <i>Amplificador clase A.</i>	49
Figura 36. <i>Recta de carga de un AP clase A ideal.</i>	51
Figura 37. <i>Forma de onda del colector/drenador en un AP clase A ideal.</i>	52
Figura 38. <i>Topología básica de un amplificador de microondas.</i>	53
Figura 39. <i>Características del sustrato FR4.</i>	57
Figura 40. <i>Acoplamiento en carta de Smith para entrada del AP clase A.</i>	60

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

Figura 41. Acoplamiento en la carta de Smith para la salida del AP clase A.....	60
Figura 42. Dimensiones de las líneas de entrada del AP clase A.....	61
Figura 43. Dimensiones de líneas a la salida del AP clase A.....	61
Figura 44. Diagrama esquemático del AP clase A diseñado.	62
Figura 45. Resultados de la simulación de AP en parámetros S.	63
Figura 46. Red de adaptación a la entrada con la compensación $\lambda/6$	64
Figura 47. Red de adaptación a la salida con compensación $\lambda/6$	64
Figura 48. Esquemático del AP con las redes compensadas en el punto $V_{gs} = -1.3V$, $V_{ds} = 17V$	65
Figura 49. Resultados de la simulación del AP clase A mejorado.	66
Figura 50. Respuesta P_{in} Vs P_{out} del AP clase A diseñado.	66
Figura 51. Recta de carga del AP clase A diseñado.	67
Figura 52. Red de adaptación diseñada para la entrada del AP clase A.	68
Figura 53. Red de adaptación diseñada para la salida del AP clase A.....	69

LISTA DE TABLAS

Tabla I. <i>Propiedades de los principales materiales semiconductores</i>	9
Tabla II. <i>Valores obtenidos de los elementos parásitos</i>	32
Tabla III. <i>Valores obtenidos de los elementos parásitos optimizados</i>	33
Tabla IV. <i>Valores obtenidos de los elementos intrínsecos</i>	38
Tabla V. <i>Valores obtenidos de los elementos intrínsecos optimizados</i>	38
Tabla VI. <i>Valores iniciales obtenidos con el modelo de Angelov</i>	41
Tabla VII. <i>Valores obtenidos con el modelo de Angelov optimizados</i>	43
Tabla VIII. <i>Parámetros S del transistor CGH35015</i>	58

RESUMEN de la tesis de **Liliana Cardoza Avendaño**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN INGENIERÍA del programa de maestría y doctorado en ciencias e ingeniería de la UABC. Ensenada Baja California, México. Mayo del 2008.

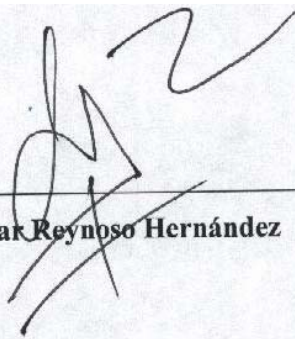
DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN AMPLIFICADOR DE ALTA FRECUENCIA, DE MEDIANA POTENCIA Y ALTA LINEALIDAD

Resumen aprobado por:



M.C. Everardo Inzunza González

M.C. Everardo Inzunza González
Director de tesis



Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández
Co-Director de tesis

En este trabajo de tesis se presenta el diseño y simulación de un amplificador de potencia (AP) clase A, utilizando el transistor HEMT fabricado a base de Nitruro de Galio (GaN) con número de parte CGH35015 de la compañía Cree, el diseño se realizó para que el AP opere en la banda de frecuencias para aplicaciones WiMax (2.2 a 2.6 GHz).

Para el diseño de este AP clase A, se utilizaron los métodos de modelado lineal y no-lineal para extraer los elementos extrínsecos e intrínsecos del transistor, así como el modelo de Angelov para obtener el circuito eléctrico equivalente no-lineal. También se utilizó la teoría clásica para calcular las redes de adaptación de entrada y salida del AP clase A y además se implementó una mejora en las redes de adaptación.

Palabras Clave: Amplificador de potencia – Redes de adaptación – Modelado.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BAJA CALIFORNIA

FACULTAD DE INGENIERÍA ENSENADA

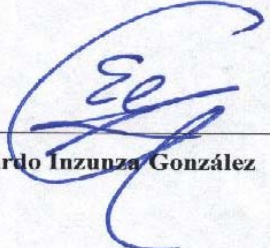
DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN AMPLIFICADOR DE ALTA FRECUENCIA, DE MEDIANA POTENCIA Y ALTA LINEALIDAD

TESIS

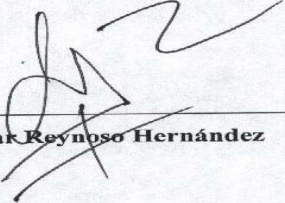
Que para obtener el grado de maestro en ingeniería presenta:

Liliana Cardoza Avendaño

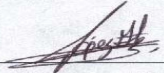
Aprobada por:



M.C. Everardo Inzunza González



Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández



Dr. Rosa Martha López Gutiérrez

M.C. Everardo Inzunza González
Director de tesis



Dr. Miguel Enrique Martínez Rosas

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández
Co-Director de tesis

Dr. Rosa Martha López Gutiérrez
Miebro del comité

Dr. Miguel Enrique Martínez Rosas
Miebro del comité



M.C. Carlos Gómez Agis

M.C. Carlos Gómez Agis

Miembro del comité

Ensenada Baja California, México. Agosto del 2008.

CAPÍTULO I

Introducción

La telefonía celular en sus inicios se implementó con la finalidad de comunicar a los usuarios que se encuentran en movimiento y solamente consideraba la transmisión de voz, estos sistemas de comunicación utilizaban amplificadores de potencia, ineficientes, que consumían mucha energía y disipaban grandes cantidades de calor, haciendo que los dispositivos portátiles fueran grandes, pesados y que su batería tuviera una corta duración.

Estos sistemas utilizaban la técnica de modulación analógica como es modulación en frecuencia (FM), la cual desaprovecha ancho de banda y no permite optimizar el tiempo de duración de la pila [Cripps, 1999].

Por otra parte los amplificadores de potencia de radio frecuencia (RF) de las estaciones bases de telefonía celular son la clave para garantizar la confiabilidad y calidad de los servicios de estos sistemas.

Los sistemas digitales modernos de segunda y tercera generación demandan amplificadores de potencia de alta linealidad y eficiencia. Tales amplificadores de potencia se encuentran en radio bases, celulares que soportan diferentes estándares de comunicación de acceso múltiple, como son FDMA acceso múltiple por división de frecuencia (Frequency Division Multiple Access), TDMA acceso múltiple por división de

tiempo (Time Division Multiple Access), CDMA acceso múltiple por división de código (Code Division Multiple Access) [Cripps, 1999].

La no linealidad en los amplificadores de potencia genera productos de intermodulación que aparecen como interferencia en canales adyacentes. Para evitar dicha interferencia se requiere el uso de amplificadores altamente lineales. Sin embargo, los amplificadores de potencia operan con buena linealidad y eficiencia solamente en un rango angosto de potencia. Lo que dificulta la localización del punto de operación para un amplificador dado con un esquema de modulación que tenga ambas características: eficiente y ausencia de distorsión en operación lineal. En la práctica, la linealidad de los amplificadores de potencia se puede mejorar sacrificando la eficiencia o mediante la utilización de técnicas de linealización.

I.1 Antecedentes

En 1906, Lee De Forest le añadió un tercer elemento al diodo al vacío, denominado rejilla de control, con lo que se originó el primer amplificador. El 23 de diciembre de 1947, Walter H. Brattain y John Bardeen demostraron la acción de amplificación del primer transistor en los laboratorios Bell Telephone [Savant et al., 1992].

Actualmente existe una variedad de amplificadores altamente eficientes, los cuales surgen por la necesidad de la sociedad actual de transmitir mayor cantidad de información con los mismos dispositivos portátiles y por un mismo ancho de banda, esta información incluye mensajes de texto, mensajes multimedia, acceso a Internet,

transmisión de imágenes y video. El hecho de transmitir mayor información en teoría requiere de mayor potencia de transmisión y mayor ancho de banda [Virdee, 2004].

Con la utilización de los amplificadores altamente eficientes se busca optimizar el consumo de potencia y aprovechar anchos de banda con la capacidad de transmitir la información antes mencionada. Es decir, la electrónica siempre intenta utilizar dispositivos electrónicos más pequeños, livianos, que consuman menor potencia y que ofrezcan mayor calidad en el servicio para los usuarios. Esto se puede lograr con la utilización de diversas configuraciones de circuitos electrónicos y con la utilización de nuevos materiales semiconductores.

Por otra parte, la mayoría de los amplificadores de potencia operan en una región lineal de operación principalmente cuando la potencia de la señal de entrada es pequeña, pero a medida de que la potencia de la señal de entrada se va incrementando estos amplificadores tienden a presentar un respuesta no lineal, lo que provoca que se generen distorsión de intermodulación IMD (intermodulation distortion).

Un buen candidato para realizar un amplificador clase A, que opere a potencias elevadas con respuesta lineal, es el transistor de nitruro de galio (GaN) CGH35015.

I.2 Motivación

En la actualidad tenemos motivos suficientes para el desarrollo de tecnologías inalámbricas, lo cual nos encamina a tener nuevos estándares, siendo el más innovador o el descubierto hace pocos años, el estándar WiMax (Worldwide Interoperability for Microwave Access) que quiere decir interoperabilidad Mundial para acceso de microondas, la más importante ventaja de este estándar es que la utilización de esta tecnología no requiere visión directa con las estaciones base [Nuaymi, 2007].

Esto exige el estudio de nuevos dispositivos amplificadores de potencia (AP) lineales que trabajen a mayores voltajes de operación, que entreguen mayor potencia a la salida y que trabajen en RF (Microondas).

Los transistores más rápidos en la actualidad son los HEMT's (High Electron Mobility Transistor), por la particularidad de que sus electrones, al ser separados de sus átomos donadores, aumentan significativamente su movilidad y por tanto, la rapidez del dispositivo [Reynoso, 2006]. Por lo tanto los HEMTs son transistores apropiados en aplicaciones donde se requiere alta velocidad (microondas, optoelectrónica).

El uso de este transistor es relativamente nuevo, por ejemplo en CICESE (Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada) se han realizado algunos trabajos con estos transistores, como los de [J. Apolinar Reynoso Hernández, 1996], [José Raúl Loo Yau, 2000], [Alberto García Osorio, 2006], aunque sus trabajos corresponden a otra clase de amplificadores de potencia, es decir, no emplearon configuraciones de amplificación lineal a base de transistores HEMT's GaN.

Los transistores con alto campo eléctrico crítico de ruptura como el transistor de alta movilidad electrónica (HEMT's) a base de Nitrato de Galio (GaN) han sido introducidos comercialmente hace unos cuantos años, este dispositivo opera hasta voltaje de 28 a 50 Volts, por lo que ofrece mucha mayor potencia de RF que sus similares los transistores HEMT's de GaAs.

Además de ser de tamaño pequeño, estos transistores ofrecen muy alta transconductancia, así como la capacidad de ser operados en alta frecuencia. Estos atributos acompañados con su alta eficiencia y linealidad lo hacen ideal para el diseño de amplificadores clase A que trabajen en las bandas de redes inalámbricas.

I.3 Objetivos

Objetivo general:

- Utilizando transistores de Nitruro de Galio (GaN) diseñar y simular un amplificador de alta frecuencia, de mediana potencia y alta linealidad.

Objetivos específicos:

- Caracterizar el transistor CGH35015.
- Diseñar un amplificador de potencia (AP) clase A, que opere en la banda de frecuencia de WiMax (2.2GHZ - 2.6GHz).
- Simular el AP clase A diseñado.

I.4 Organización de la tesis

- El capítulo I presenta la introducción de la tesis así como antecedentes y la motivación del desarrollo de este trabajo.
- En el capítulo II se presenta el modelado del transistor en pequeña señal y gran señal, así como la validación de los modelos utilizados y los resultados obtenidos.
- En el capítulo III se explica el funcionamiento del amplificador de potencia clase A y la teoría acerca de las redes de adaptación, así como los resultados generados con las simulaciones hechas para el amplificador de potencia clase A.
- En el capítulo IV se presentan las aportaciones de esta tesis, trabajos a futuro y conclusiones.

CAPÍTULO II

Modelado del transistor

II.1 Transistores de alta movilidad electrónica (HEMT) a base de nitruro de galio (GaN)

Los circuitos integrados digitales, normalmente son fabricados en silicio. Sin embargo, en los años cincuentas H. Walter descubrió que el enlace químico entre elementos del grupo III y IV de la tabla periódica permitía una gran movilidad electrónica. El silicio a pesar de permitir el desarrollo del transistor bipolar y el transistor MOS de efecto de campo, no es un semiconductor universal que dé respuesta a todas las necesidades que se presentan al tratar de realizar dispositivos en diferentes aplicaciones prácticas. Por lo tanto, se ha generado un gran interés por desarrollar dispositivos con semiconductores del grupo III- IV de la tabla periódica, específicamente con nitruro de galio (GaN).

Los semiconductores de nitruro de galio (GaN) y sus aleaciones (AlGaN, InGaN) han surgido en la última década como uno de los materiales más prometedores en el campo de los transistores de efecto campo para aplicaciones de alta potencia y alta temperatura. Como se muestra en la Tabla I, su principal atractivo sobre los otros materiales semiconductores radica en que tiene una gran banda prohibida (3.4 eV), alta movilidad electrónica y alta velocidad de saturación. Estas características permiten que

los amplificadores contruidos a base de GaN trabajen a mayores niveles de potencia, y a mayor frecuencia [Trew R.J. et al., 2005].

En la Tabla I se muestran las propiedades de los materiales semiconductores más utilizados en la fabricación de transistores de microondas [Eastman Lester F. y Mishra Umes k., 2002].

Tabla I. *Propiedades de los principales materiales semiconductores.*

Características	Materiales			
	Si	GaAs	SiC	GaN
Ancho de Banda Prohibida (eV)	1.11	1.43	3.2	3.4
Campo de Ruptura (V/cm)	$6.0 \cdot 10^5$	$6.5 \cdot 10^5$	$3.5 \cdot 10^6$	$3.5 \cdot 10^6$
Velocidad de Saturación (cm/s)	$1.0 \cdot 10^7$	$2.0 \cdot 10^7$	$2.0 \cdot 10^7$	$2.5 \cdot 10^7$
Movilidad Electrónica ($\text{cm}^2/\text{V-s}$)	1350	6000	800	1600
Conductividad Térmica (W/cm)	1.5	0.46	3.5	1.7

Como podemos observar el material que presenta el mayor número de ventajas es el GaN, por ello es el más utilizado en la actualidad y es excelente para aplicaciones en RF y microondas.

La Figura 1, muestra la estructura de un HEMT a base de AlGaIn/GaN. Estos transistores tienen una alta movilidad electrónica debido a que las impurezas del silicio en el AlGaIn donan electrones al cristal, el cual tiende a acumular electrones en la región

de menor potencial, debajo de la interfaz de AlGa_N. Esto forma una capa de electrones, el cual constituye un gas bidimensional (2DEG).

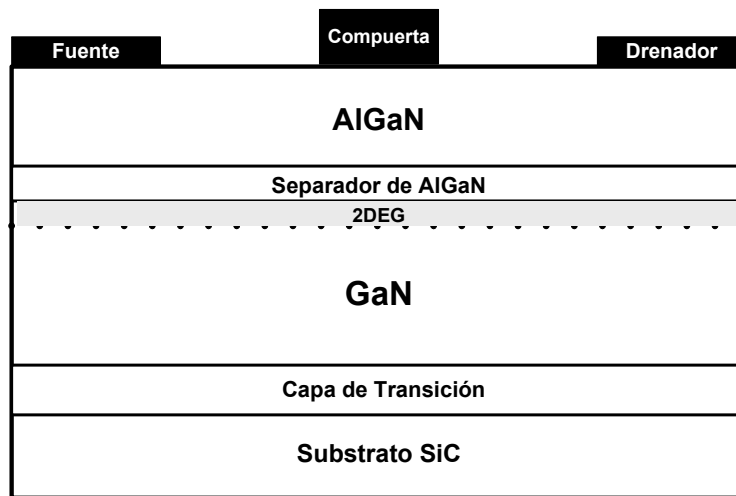


Figura 1. Estructura del transistor GaN HEMT.

II.2. Modelo del transistor

Para lograr un buen diseño de un amplificador se debe de disponer de un modelo no lineal del transistor [Zuñiga, 2003], el cual se obtiene a partir del modelo lineal como se muestra en la Figura 2 [Loo Yau, 2006]. El modelo del transistor está formado por elementos concentrados los cuales están relacionados con alguna característica física del transistor como lo menciona [Loo Yau et al., 2006]. El modelo lineal o en pequeña señal del transistor consta de elementos extrínsecos o parásitos los cuales son: R_G , L_G , R_D , L_D , R_S , L_S , C_{PG} y C_{PD} , estos elementos son independientes de los voltajes de alimentación

aplicados al transistor y de elementos intrínsecos (R_i , C_{gs} , C_{gd} , g_{ds} , C_{ds} , g_m y τ) los cuales dependen de los voltajes de alimentación.

Una vez que se tiene el modelo en pequeña señal se obtiene el modelo en gran señal del transistor, el cual debe de ser capaz de representar de manera precisa las características $I(V)$ del transistor, para de esta manera predecir la potencia de salida, la eficiencia de potencia añadida (PAE), los productos de intermodulación, así como la característica AM-PM, como menciona [Chen Y.C. et al., 1998].

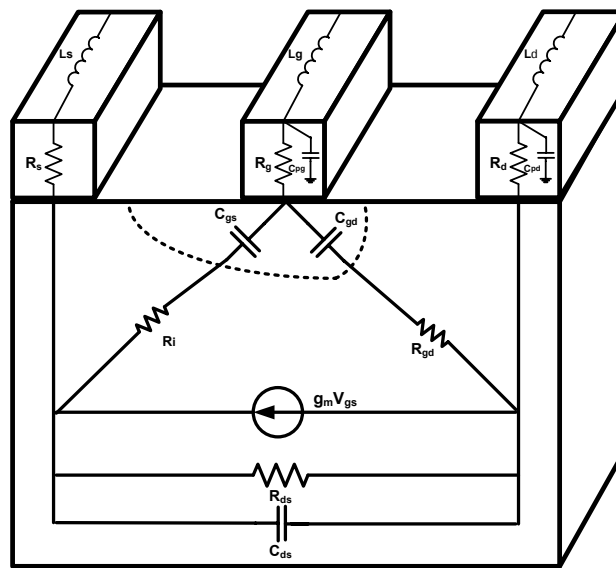


Figura 2. Representación de la estructura física del transistor HEMT.

II.2.1. Modelo en pequeña señal

Existen varios modelos para calcular los valores de los elementos parásitos del transistor. Estos se pueden obtener por medio de datos medidos y un modelo analítico o por medio de métodos de optimización.

Existen varias topologías la cuales varían dependiendo como están colocados las capacitancias extrínsecas (C_{pg} y C_{pd}). En la Figura 3 se muestran tres diferentes maneras de representar la topología del circuito eléctrico equivalente del transistor [J.A. Reynoso, 2006].

El modelo en pequeña señal se obtiene midiendo los parámetros de dispersión en un punto de alimentación constante (V_{DS}, V_{GS}).

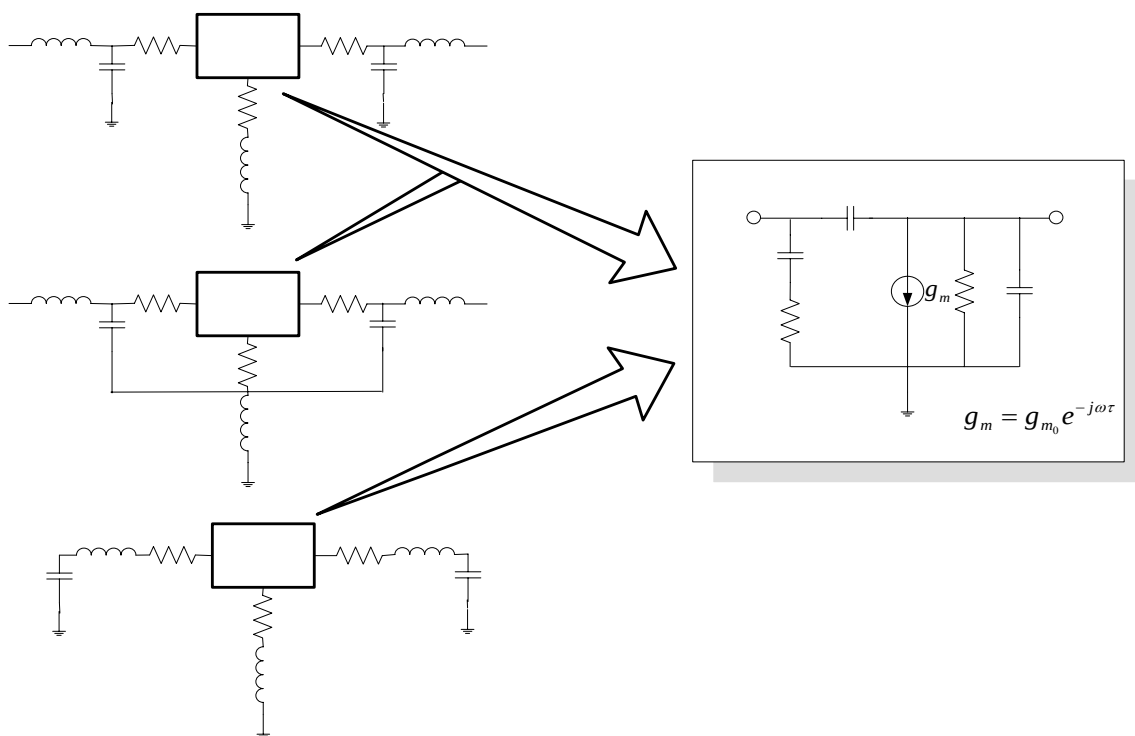


Figura 3. Topologías extrínsecas del transistor.

En la Figura 4, se ilustra el circuito eléctrico equivalente en pequeña señal que se utilizó en este trabajo de tesis para modelar el comportamiento del dispositivo, esto debido a la facilidad de ir extrayendo los elementos del circuito eléctrico equivalente, el cual está dividido en elementos extrínsecos o parásitos y elementos intrínsecos. Una vez que se ha seleccionado la topología a utilizar en el modelado, se deben de extraer los elementos del circuito equivalente del transistor. Los métodos para calcular los elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor son explicados en las secciones siguientes de este capítulo.

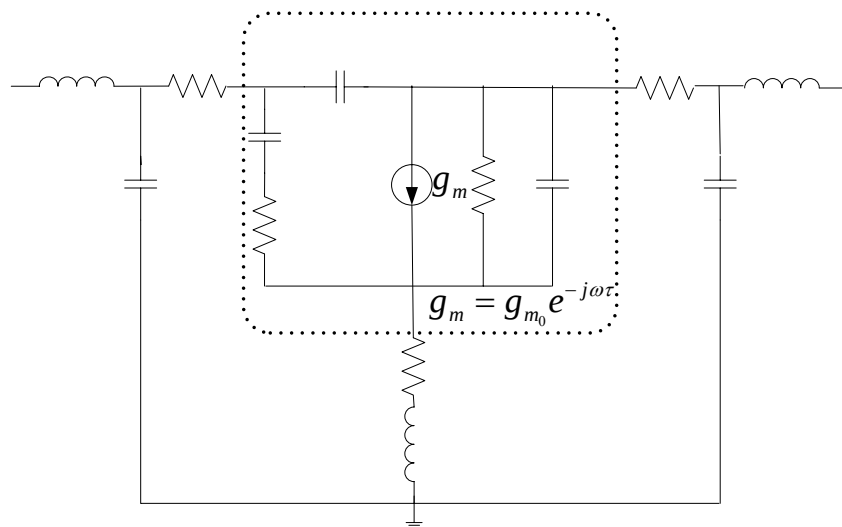


Figura 4. *Circuito equivalente en pequeña señal del transistor.*

G

L_G

R_G

Elementos

C_{PG}

C_{gs} C_{gd}

II.2.1.1 Métodos para la extracción de elementos parásitos del transistor

Los elementos parásitos se extraen a partir de mediciones del “cold-FET” o transistor de efecto de campo (Field Effect Transistor) en frío. Se dice que el transistor está frío cuando las terminales del drenador-fuente está en cero volts. Bajo estas condiciones de polarización la energía cinética promedio del electrón se caracteriza por una temperatura equivalente de la densidad de carga 2DEG la cual es fría con respecto a las condiciones típicas de operación.

Una vez definido el término cold-FET, a continuación se explicará el procedimiento para extraer las resistencias, inductancias y capacitancias parásitas.

Las resistencias e inductancias parásitas se extrajeron aplicando el método desarrollado por [Zarate de Landa et al., 2007]. Mientras que las capacitancias parásitas se extrajeron mediante el método de [Dambrine et al., 1988].

II.2.1.1.1 Extracción de resistencias e inductancias parásitas

Como ya se mencionó anteriormente, para determinar las resistencia e inductancias parásitas se utilizó el método propuesto por [Zárate-de Landa et al., 2007]. Este método se basa en mediciones de parámetros S del transistor medido a una baja

corriente DC aplicada a la compuerta, bajo las siguientes condiciones $V_{DS} =$ abierto y $0 < V_{GS} < V_{bi}$ (V_{bi} = built-in voltage).

La Figura 5 muestra la configuración para medir el cold-FET a drenador abierto.

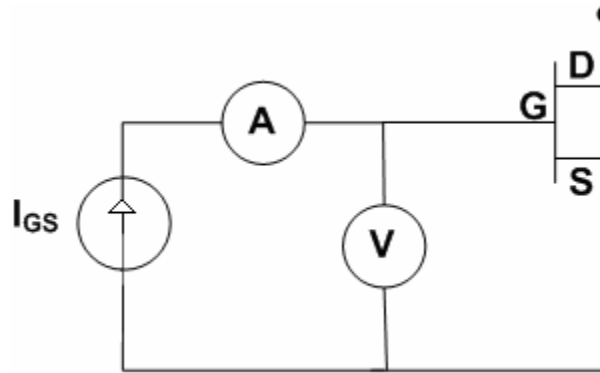


Figura 5. *Banco de mediciones en directa.*

Bajo esas condiciones de polarización [Zarate-de Landa et al., 2007] propone el circuito mostrado en la Figura 6.

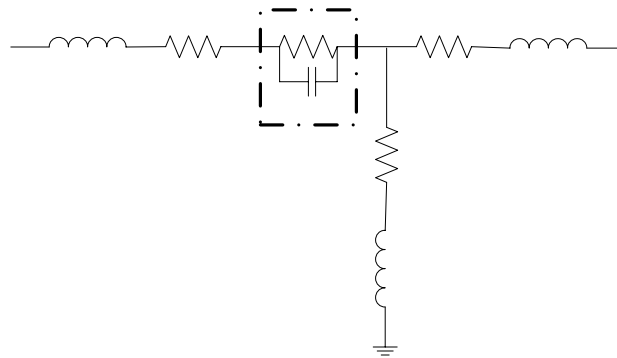


Figura 6. *Circuito equivalente en pequeña señal del transistor con drenador flotando a baja corriente.*

Analizando el circuito de la Figura 6, los parámetros Z que se obtienen son:

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

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s^* + j\omega L_s, \quad (2)$$

$$Z_{22} = R_d^* + R_s^* + j\omega(L_d + L_s). \quad (3)$$

donde:

$$R_g^* = R_g - \frac{R_{ch}}{6}, R_s^* = R_s - \frac{R_{ch}}{2}, R_d^* = R_d - \frac{R_{ch}}{2}, \quad (4)$$

Debido a que la resistencia de canal R_{ch} es muy pequeña se desprecia y entonces R_s y R_d se obtiene directamente de la parte real de Z_{12} y Z_{22} respectivamente, mientras que L_s y L_d se extraen de la pendiente de la parte imaginaria de Z_{12} y Z_{22} respectivamente.

a) Cálculo de L_g y C_0 .

A continuación se presenta el cálculo de L_g y C_0 . Utilizando la parte imaginaria de Z_{11} se tiene:

$$\text{Im}[Z_{11}] = \omega(L_g + L_s) - \frac{\omega}{C_0} \frac{1}{\omega_0^2 + \omega^2}, \quad (5)$$

donde:

$$\omega_0 = \frac{1}{R_0 C_0}. \quad (6)$$

Se ha encontrado que a bajas corrientes de polarización la parte imaginaria de Z_{11} presenta una frecuencia de resonancia representado por ω_R la cual está definida como:

$$\omega_R^2 = \omega_x^2 - \omega_0^2, \quad (7)$$

donde:

$$\omega_x = \frac{1}{(L_g + L_s)C_0}. \quad (8)$$

Sin embargo a baja corriente de DC (corriente directa) aplicada a la compuerta $\omega_x \gg \omega_0$ entonces $\omega_R = \omega_x$. Por lo tanto, la parte imaginaria de Z_{11} a frecuencias mayores a la frecuencia de resonancia se expresa como:

$$\omega \text{Im}(Z_{11}) = \omega^2 L - \frac{1}{C_0}, \quad (9)$$

donde:

$$L = L_g + L_s. \quad (10)$$

De la ecuación (9), se observa que L y C_0 se pueden calcular utilizando una regresión lineal mediante la ecuación de la recta de la forma $y = mx + b$, como se ilustra en Figura 7. L_g es determinada una vez calculada L de la pendiente de la línea recta y del conocimiento previo de L_s . Entonces, C_0 es calculada de la intersección de la línea recta con el eje $\omega \text{Im}(Z_{11})$, o de la expresión ω_x , puesto que L ya es conocida.

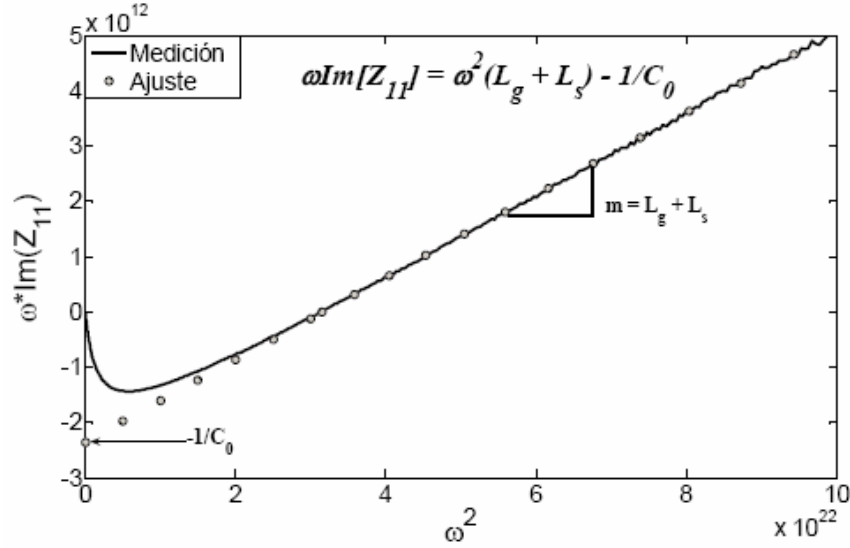


Figura 7. Gráfica de $\omega \text{Im}(Z_{11})$ versus ω^2 utilizada para calcular $L_g + L_s$ y C_o .

$$C_0 = \frac{1}{\omega \text{Im}(Z_{11})|_{\omega \rightarrow 0}}, \quad (11)$$

R_g se obtiene utilizando la parte real de Z_{11} como:

$$\text{Re}(Z_{11}) = R_g^* + R_s^* + \frac{R_0}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2}, \quad (12)$$

Evaluando (12) a la frecuencia de resonancia se tiene que R_g se expresa como:

$$R_g = \text{Re}[Z_{11}]_{\omega=\omega_x} - R_s - R_0 \left(\frac{\omega_0}{\omega_x} \right)^2. \quad (13)$$

Es importante notar que en la ecuación (12), la incógnita es R_0 , la cual se puede obtener de la parte imaginaria de Z_{11} , como se muestra a continuación.

$$R_0 = \sqrt{\frac{\omega L - \text{Im}(Z_{11})}{\omega C_0 - [\omega L - \text{Im}(Z_{11})] \omega^2 C_0^2}}. \quad (14)$$

En resumen las expresiones para obtener las resistencias e inductancias parásitas a partir de las mediciones del Cold-FET en directo son:

$$R_s = \text{Re}(Z_{12}), \quad (15)$$

$$R_d = \text{Re}(Z_{22}) - \text{Re}(Z_{12}), \quad (16)$$

$$R_g = \text{Re}[Z_{11}]_{\omega=\omega_x} - R_s - R_0 \left(\frac{\omega_0}{\omega_x} \right)^2, \quad (17)$$

$$L_s = \frac{\text{Im}(Z_{12})}{\omega}, \quad (18)$$

$$L_d = \frac{\text{Im}(Z_{22}) - \text{Im}(Z_{12})}{\omega}, \quad (19)$$

$$L_g = L - L_s, \quad (20)$$

donde:

$$R_0 = \sqrt{\frac{\omega L - \text{Im}(Z_{11})}{\omega C_0 - [\omega L - \text{Im}(Z_{11})] \omega^2 C_0^2}},$$

$$C_0 = \frac{1}{\omega \text{Im}(Z_{11})|_{\omega \rightarrow 0}}.$$

II.2.1.1.2 Extracción de capacitancias parásitas

Las capacitancias parásitas se obtienen a partir de los parámetros $[Y]$ calculados de la medición en parámetros S del Cold-FET en inverso. ($V_{GS} < V_P < 0$; $V_{DS} = 0$). La Figura 8 muestra el banco de mediciones con estas condiciones de polarización. Bajo estas condiciones de polarización el transistor se encuentra bloqueado por lo que no habrá corriente en el canal.

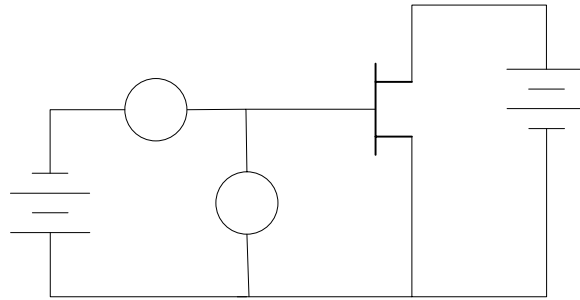


Figura 8. Banco de mediciones en inversa.

Debido a que el drenador y la fuente se encuentran al mismo potencial ($V_{DS}=0$) se dice que es simétrico. Entonces [Dambrine et al., 1988] modela el transistor bajo las condiciones de polarización, como se muestra en la Figura 9.

A

V_{GS}

V

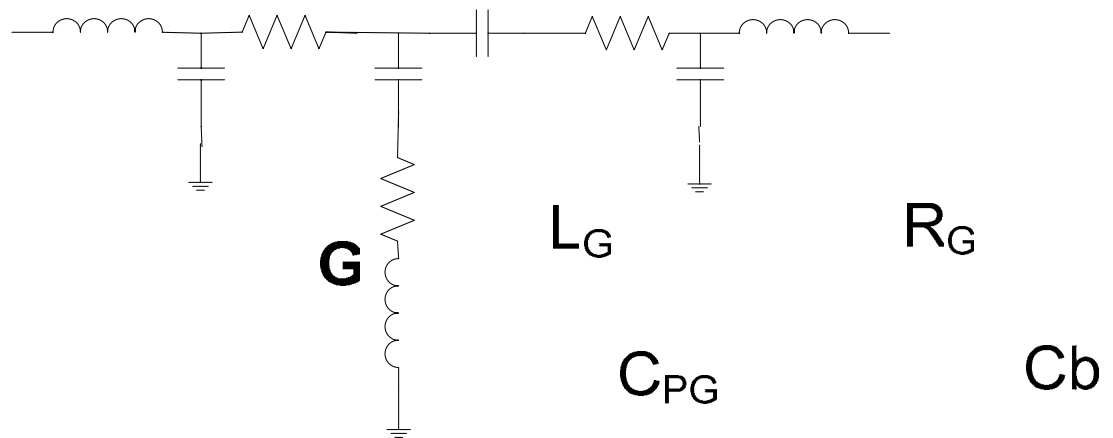


Figura 9. *Circuito equivalente propuesto por Dambrine.*

Dambrine supone que a bajas frecuencias (<5GHz) las resistencias e inductancias no producen algún efecto en la parte imaginaria de los parámetros [Y]. Asumiendo esta consideración, el circuito equivalente queda como se muestra en la Figura 10.

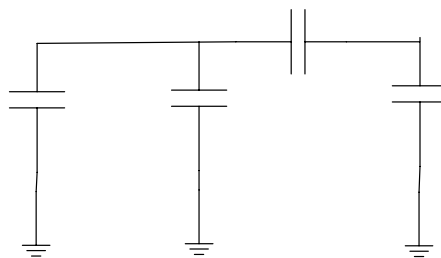


Figura 10. *Circuito a bajas frecuencias.*

Los parámetros Y que resultan del análisis del circuito de la Figura 10 son:

$$Y_{11} = j\omega(C_{PG} + 2C_b), \quad (21)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -j\omega C_b, \quad (22)$$

$$Y_{22} = j\omega(C_b + C_{PD}). \quad (23)$$

De estos parámetros obtenemos

$$C_b = \frac{-\text{Im}(Y_{12})}{\omega}, \quad (24)$$

$$C_{PG} = \frac{\text{Im}(Y_{11}) + 2\text{Im}(Y_{12})}{\omega}, \quad (25)$$

$$C_{PD} = \frac{\text{Im}(Y_{22}) + \text{Im}(Y_{12})}{\omega}, \quad (26)$$

II.2.1.2 Extracción de elementos intrínsecos

Una vez que se tienen todos los parámetros extrínsecos, se procede a calcular los elementos intrínsecos aplicando un proceso de desincrustación llamado De-embedding. En este proceso se remueven los elementos parásitos a partir de a los parámetros S medidos y así poder hacer la extracción de los elementos intrínsecos. En la Figura 11 se muestra como se hace el De-embedding [J.A.Reynoso, 2006].

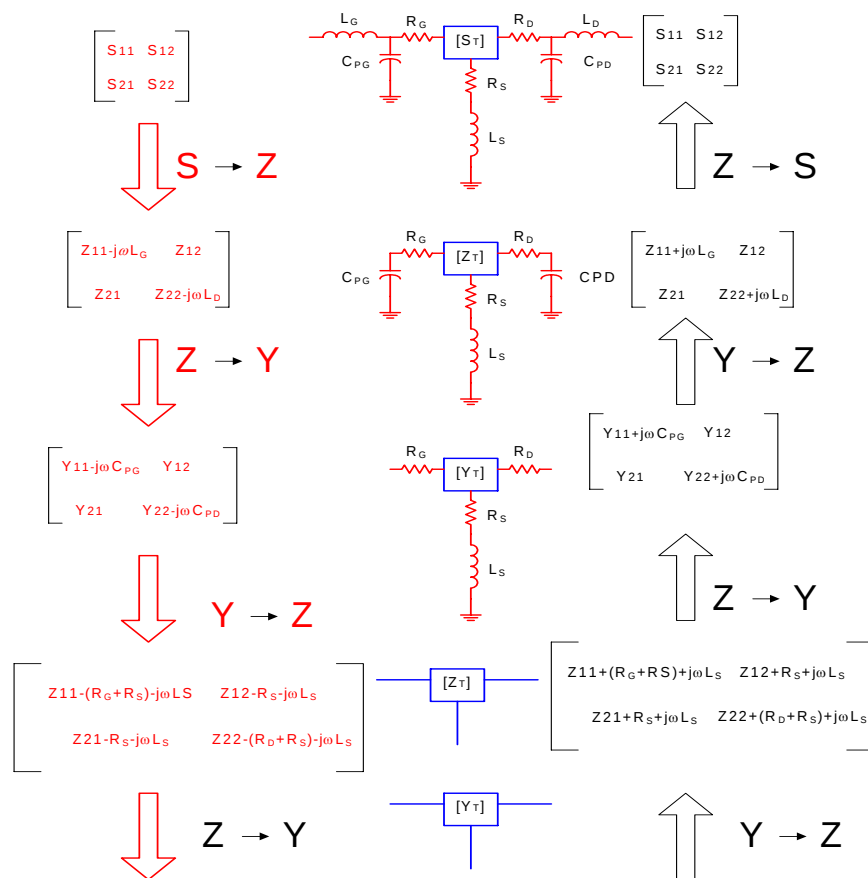


Figura 11. De-embedding de lo elementos extrínsecos.

La extracción de los elementos intrínsecos se efectuó utilizando el método de [Berroth y Bosh, 1991], este método propone un circuito eléctrico equivalente mostrado en la Figura 12 .

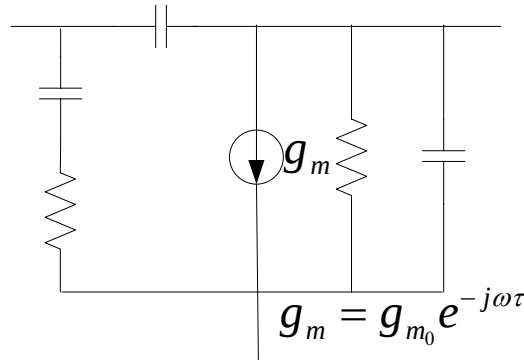


Figura 12. Modelo propuesto por Berroth y Bosh[1991].

Elementos

Debido a que el circuito muestra una topología tipo π , es conveniente usar los parámetros de admitancia [Y] para caracterizar sus propiedades eléctricas. Estos parámetros se expresan como:

$$Y_{11} = \frac{R_i C_{gs}^2 \omega^2}{1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2} + j\omega \left[\frac{C_{gs}}{1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2} + C_{gd} \right], \quad (27)$$

$$Y_{12} = -j\omega C_{gd}, \quad (28)$$

$$Y_{21} = \frac{g_{m0} e^{(-j\omega\tau)}}{1 + jR_i C_{gs} \omega} - j\omega C_{gd}, \quad (29)$$

$$Y_{22} = g_{ds} + j\omega(C_{ds} + C_{gd}). \quad (30)$$

A partir de estos parámetros $[Y]$ y siguiendo el modelo de Berroth y Bosh se extraen cada uno de los elementos del modelo intrínseco:

$$C_{gd} = -\frac{\text{Im}(Y_{12})}{\omega}, \quad (31)$$

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}(Y_{11}) + \omega C_{gd}}{\omega} \left[1 + \frac{\text{Re}(Y_{11})^2}{(\text{Im}(Y_{11}) - \omega C_{gd})^2} \right], \quad (32)$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}(Y_{22}) + \omega C_{gd}}{\omega}, \quad (33)$$

$$g_{ds} = \text{Re}(Y_{22}), \quad (34)$$

$$R_i = \frac{\text{Re}(Y_{11})}{[\text{Im}(Y_{11}) - \omega C_{gd}]^2 + [\text{Re}(Y_{11})]^2}, \quad (35)$$

$$g_m = \sqrt{(1 + \omega^2 R_i^2 C_{gs}^2) [\text{Re}(Y_{21})]^2 + [\text{Im}(Y_{21}) + \omega C_{gd}]^2}, \quad (36)$$

$$\tau = \frac{1}{\omega} \arcsen \left[\frac{-\text{Im}(Y_{21}) - \omega C_{gd} - \omega C_{gs} R_i \text{Re}(Y_{21})}{g_m} \right], \quad (37)$$

II.2.2 Modelo no-lineal

Existen diferentes modelos que se pueden utilizar en los circuitos no-lineales del transistor, estos modelos pueden predecir la ganancia, distorsión de intermodulación, la generación de armónicos etc.

El modelo no-lineal es una extensión del modelo en pequeña señal, pero ahora se toman en cuenta las variaciones de voltaje de los elementos intrínsecos. Para hacerlo más simple se toman en cuenta los 3 elementos más no-lineales, los cuales son C_{gs} , C_{gd} e I_{ds} . Cambiando la transconductancia del transistor g_m , por un modelo no-lineal de corriente. En este trabajo, el modelo de corriente utilizado es el modelo de [Angelov, 1996].

En los dispositivos de estado sólido las no linealidades son inevitables, cambian a diferentes polarizaciones. En la Figura 13 se muestra el circuito equivalente no-lineal del transistor.

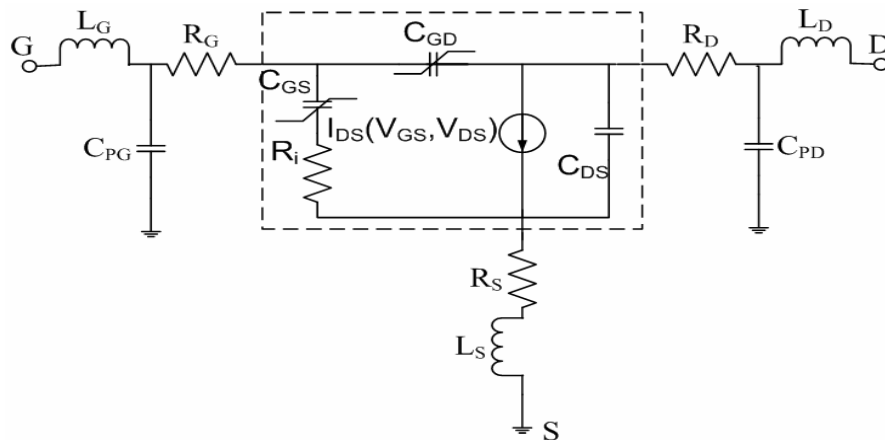


Figura 13. *Circuito eléctrico equivalente no-lineal del transistor GaN.*

II.2.2.1 Modelo de Angelov

Para predecir el comportamiento de las curvas I-V, Angelov utiliza las siguientes expresiones:

$$I_{ds} = I_{pk} (1 + \tanh(\psi)) \tanh(\alpha V_{ds}) (1 + \lambda V_{ds}), \quad (38)$$

donde:

I_{pk} es la corriente I_{ds} en el punto donde la transconductancia g_m es maxima.

V_{pk} es el voltaje V_{gs} en el punto donde la transconductancia g_m es maxima.

$$\psi = P_{1m}(V_{gs} - V_{pk}) + P_2(V_{gs} - V_{pk})^2 + P_3(V_{gs} - V_{pk})^3 + \dots, \quad (39)$$

$$\alpha = \alpha_r + \alpha_s [1 + \tanh(\psi)], \quad (40)$$

$$P_{1m} = P_1 \left[1 + \frac{B_1}{\cosh^2(B_2 V_{ds})} \right], \quad (41)$$

$$V_{pkm} = V_{pks} - D V_{pks} \tanh(\alpha V_{ds}), \quad (42)$$

donde:

α_r Y α_s son los parámetros de saturación

V_{pkm} Tiene valores diferentes en la región lineal y de saturación.

P_1 , B_1 , B_2 , P_2 y P_3 son los coeficientes de la ecuación (39) y (40), se calculan como propone [Angelov, 1996].

Para verificar el comportamiento I-V en el modelo no-lineal, es importante integrarlo al circuito equivalente antes mencionado, para así poder simularlo tanto en los parámetros [S] como potencia de entrada Vs potencia de salida (P_{in} Vs P_{out}). En los capítulos posteriores se presentan los resultados obtenidos para el modelo de Angelov.

II.3 RESULTADOS DEL MODELADO DEL TRANSISTOR

En esta sección se presentan las mediciones, los resultados y simulaciones obtenidos en este trabajo de tesis utilizando el transistor CGH35015 GaN de la compañía CREE a un punto de polarización $V_{gs} = -1.3V$, $V_{ds} = 17V$, a una frecuencia de 2.4GHz y a una temperatura de 21 °C.

II.3.1 Características I(V) del transistor CGH35015

Para conocer el comportamiento del transistor se midió utilizando el instrumento de mediciones DiVA, el cual nos permite hacer mediciones de corriente voltaje en modo pulsado. Estas mediciones nos permiten determinar un funcionamiento más exacto del transistor y desarrollar los modelos en RF o microondas que representan el funcionamiento real del transistor.

Las mediciones se hacen conectando el transistor en el instrumento DiVA por medio de una base de pruebas. Una computadora, que tiene instalado el programa, el cual controla los voltajes aplicados al transistor, como se muestra en la Figura 14.

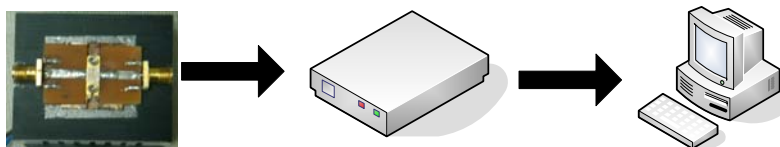


Figura 14. Banco de mediciones con el sistema DiVA.

Una de las aplicaciones de esta medición es para conocer el punto máximo de la corriente (I_{DSS}) así como para poder caracterizar las curvas I-V.

Las curvas obtenidas para el transistor utilizado en este trabajo de tesis se muestran en la Figura 15.

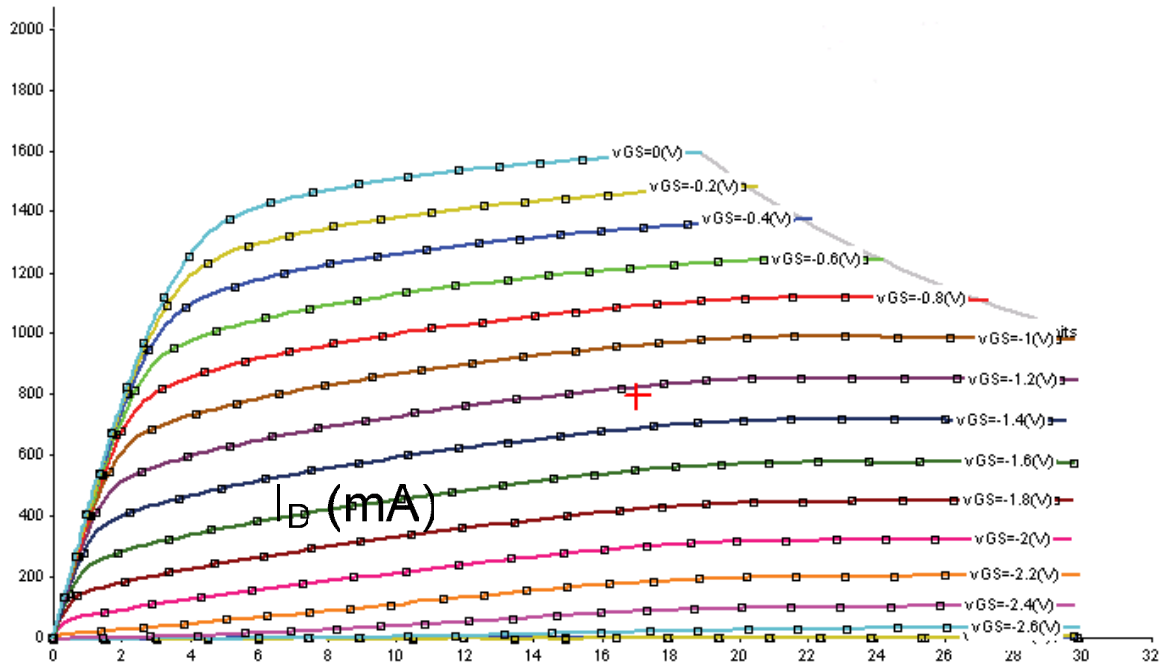


Figura 15. Curvas características $I(V)$ del transistor CGH35015 con el punto $V_{GS} = -1.3$

V , $V_{DS} = 17$ V.

II.3.1.1 Extracción del modelo del transistor

Podemos empezar con hacernos un cuestionamiento ¿Por qué tener que modelar el transistor? Primero es necesario conocer los elementos parásitos producidos por el empaquetado, y debido a que el modelo no lo proporciona el fabricante. Varias publicaciones, proponen un circuito equivalente en pequeña señal que añade elementos producidos por el sustrato [Chumbes et al., 2001], como se muestra en la Figura 2.

Es importante validar los modelos obtenidos del transistor para demostrar y comprobar que el circuito eléctrico equivalente obtenido es el que mejor describe las características eléctricas del transistor modelado.

II.3.1.1.1 Extracción del modelo en pequeña señal

En esta sección se presentan los resultados del modelado en pequeña señal para el transistor GaN encapsulado.

Usando el banco de mediciones de la Figura 16, se realizaron mediciones de parámetros S del transistor, para ello se calibra el analizador vectorial de redes (Vector Network Analyzer VNA) HP8510 utilizando la técnica TRL (Thru, Reflect, Line). Una vez obtenidos los parámetros S del transistor, se realizó la extracción de los elementos parásitos mostrados en la Tabla II.

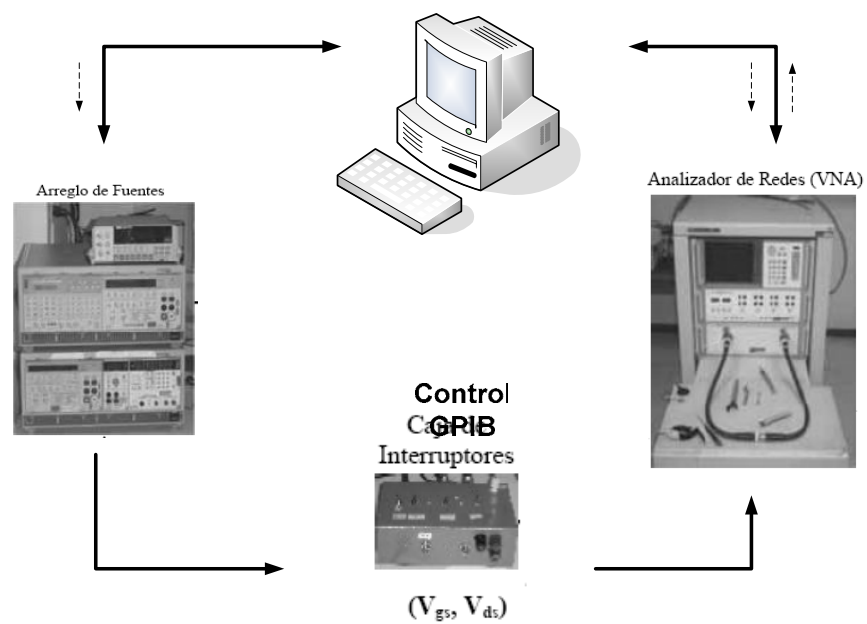


Figura 16. Banco de mediciones automatizado.

Tabla II. Valores obtenidos de los elementos parásitos.

Elementos Extrínsecos	Transistor CGH35015
$R_G\ (\Omega)$	1
$R_S\ (\Omega)$	0.25
$R_D\ (\Omega)$	0.75
$L_G\ (pH)$	1030
$L_S\ (pH)$	50 Coaxial
$L_D\ (pH)$	1100
$C_{PG}\ (fF)$	700
$C_{PD}\ (fF)$	1200

La Tabla III contiene los valores de los elementos intrínsecos del circuito eléctrico equivalente, las gráficas de los datos mostrados en la Tabla III se ilustran desde la Figura 17 a la Figura 22.

Tabla III. Valores obtenidos de los elementos intrínsecos.

Elementos Intrínsecos	Transistor CGH35015
$R_{ds} (\Omega)$	4.246
$R_i (\Omega)$	11.424
$C_{gs} (fF)$	8919.71
$C_{gd} (fF)$	980.149
$C_{ds} (fF)$	384.697
$g_m (ms)$	1005.05

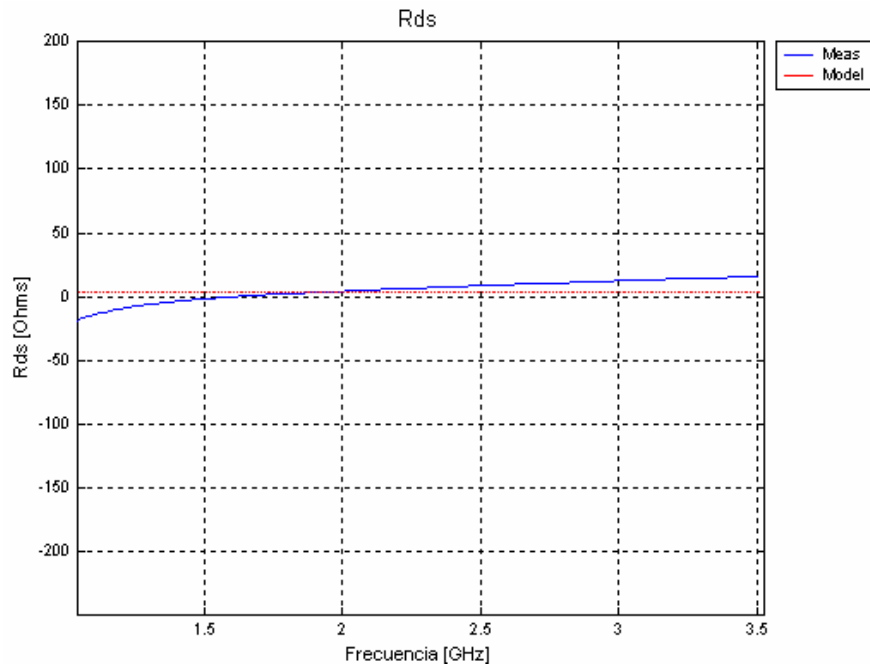


Figura 17. Parámetro intrínseco R_{ds} .

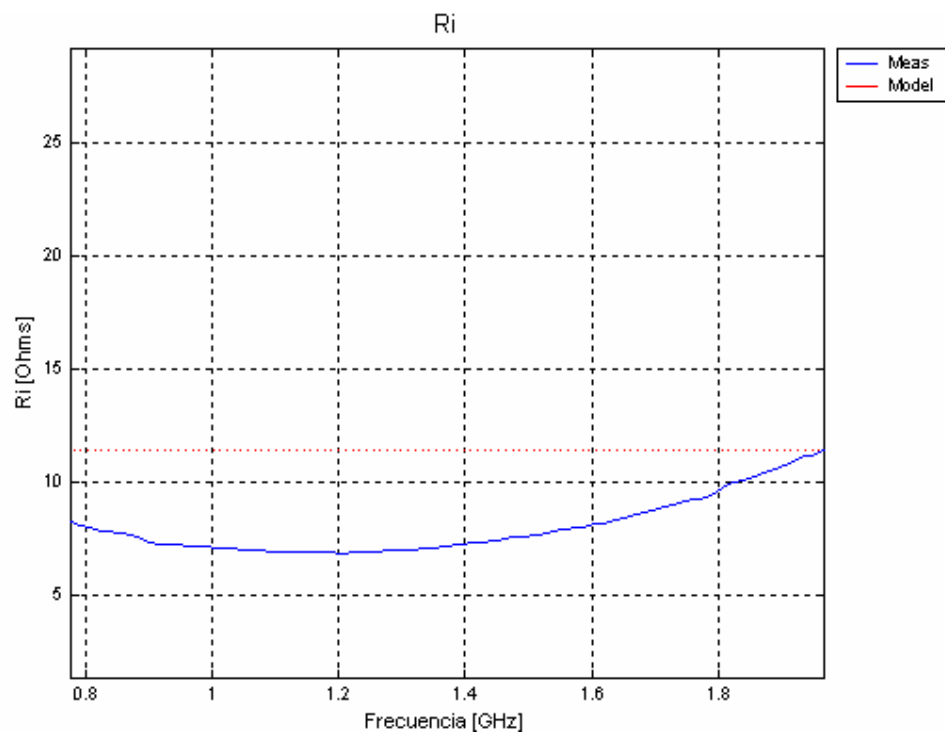


Figura 18. *Parámetro intrínseco R_i .*

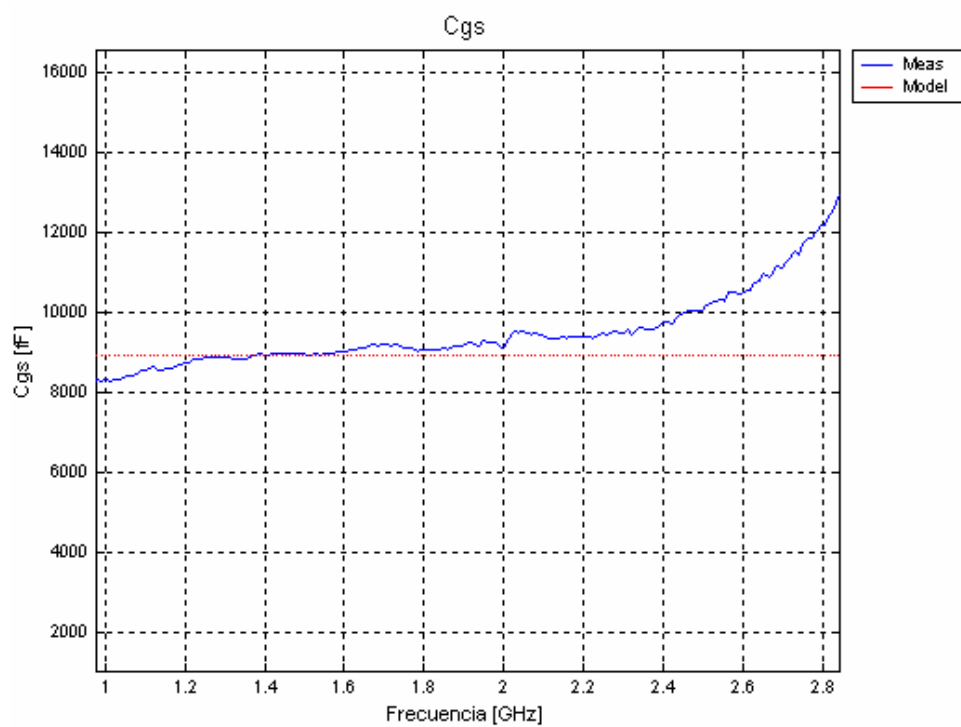


Figura 19. *Parámetro intrínseco C_{gs} .*

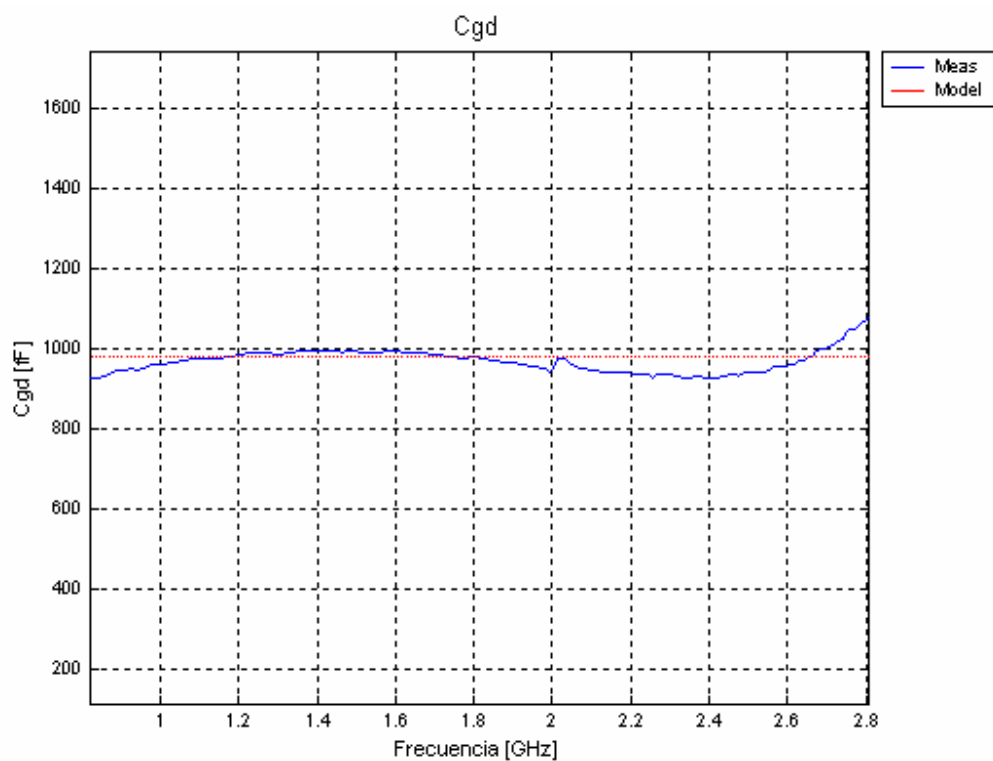


Figura 20. *Parámetro intrínseco C_{gd} .*

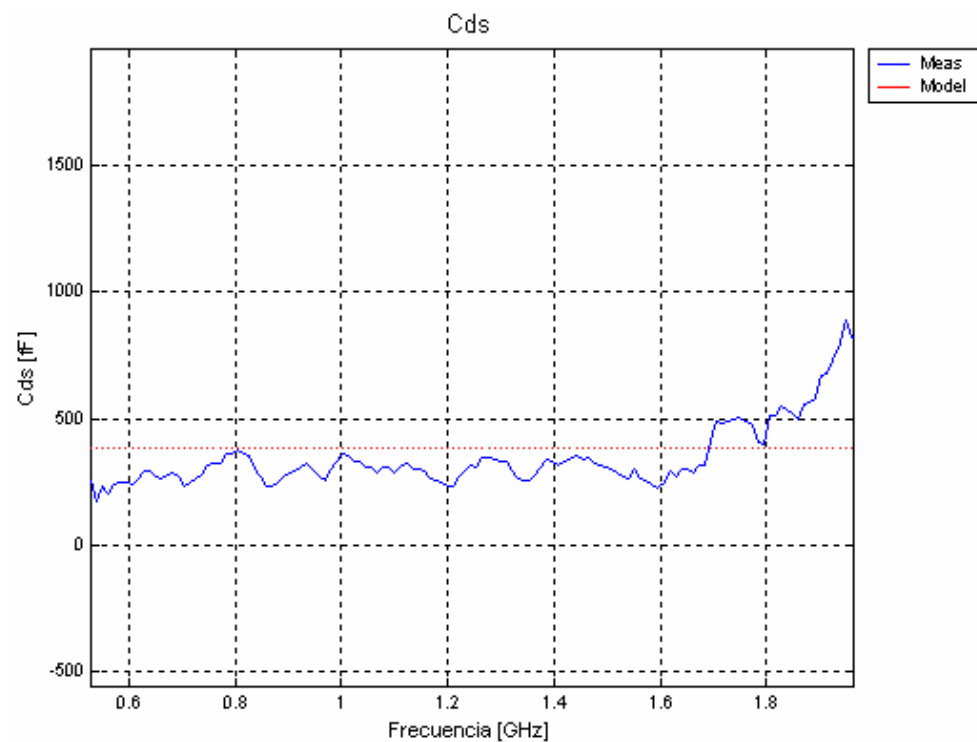


Figura 21. *Parámetro intrínseco C_{ds} .*

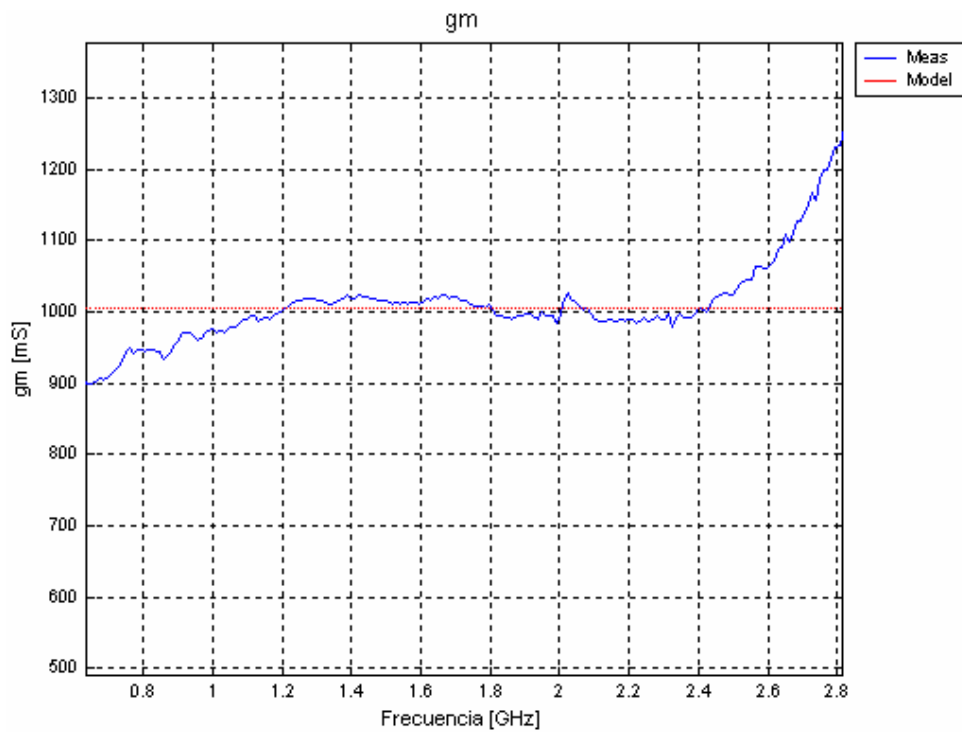


Figura 22. *Parámetro intrínseco g_m .*

Una vez que tenemos los elementos del circuito equivalente del transistor, se utilizó el programa ADS (Advanced Design System) para comparar los datos medidos con los del modelo, el resultado de esto se muestra en la Figura 24, utilizando el esquemático de la Figura 23.

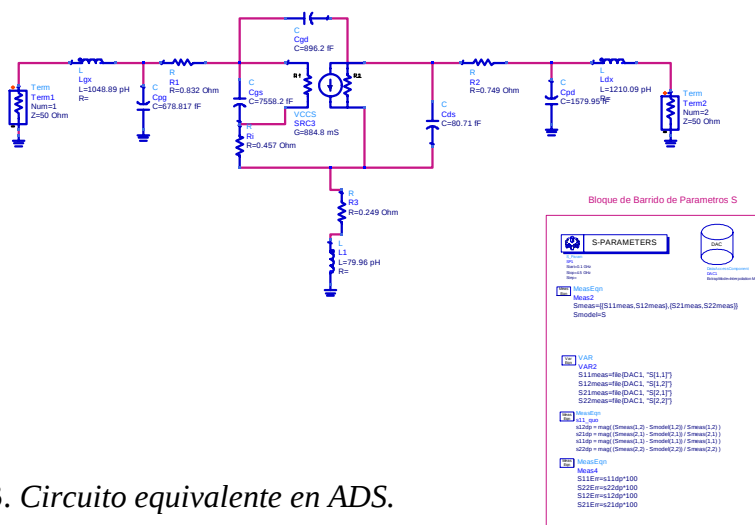


Figura 23. *Circuito equivalente en ADS.*

En la Figura 24, se observa una diferencia entre los datos medidos y modelados de los parámetros S_{12} y S_{22} , por lo tanto se realiza una optimización con la técnica del gradiente en el programa ADS, esto para ajustar los parámetros S modelados con los medidos. Los valores obtenidos con la optimización se muestran en la Tabla IV y en la Tabla V.

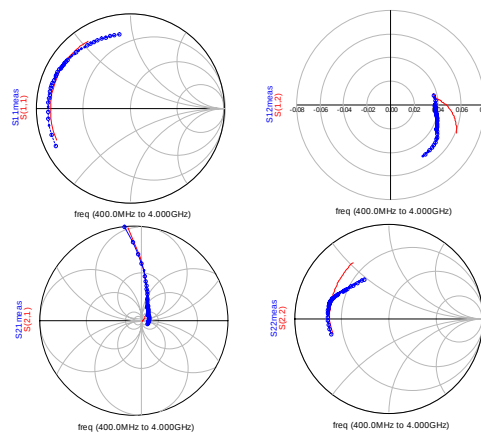


Figura 24. *Respuesta de la simulación con las primeras aproximaciones.*

S₁₁

S₂₁

Tabla IV. Valores obtenidos de los elementos parásitos optimizados.

Elementos Extrínsecos	Transistor CGH35015
$R_G (\Omega)$	1.07
$R_S (\Omega)$	0.464
$R_D (\Omega)$	1.159
$L_G (\text{pH})$	1336.58
$L_S (\text{pH})$	100.88
$L_D (\text{pH})$	680.6
$C_{PG} (\text{fF})$	3372.65
$C_{PD} (\text{fF})$	1040.44

Tabla IV. Valore obtenidos de los elementos intrínsecos optimizados.

Elementos Intrínsecos	Transistor CGH35015
$R_{ds} (\Omega)$	1.07
$R_i (\Omega)$	0.1
$C_{gs} (\text{fF})$	2000
$C_{gd} (\text{fF})$	840.177
$C_{ds} (\text{fF})$	10
$g_m (\text{ms})$	1280.8

En la Figura 25, se presenta el diagrama esquemático utilizado para simular los parámetros S con los datos de los elementos optimizados del transistor CGH35015 y los resultados se muestran en la Figura 26.

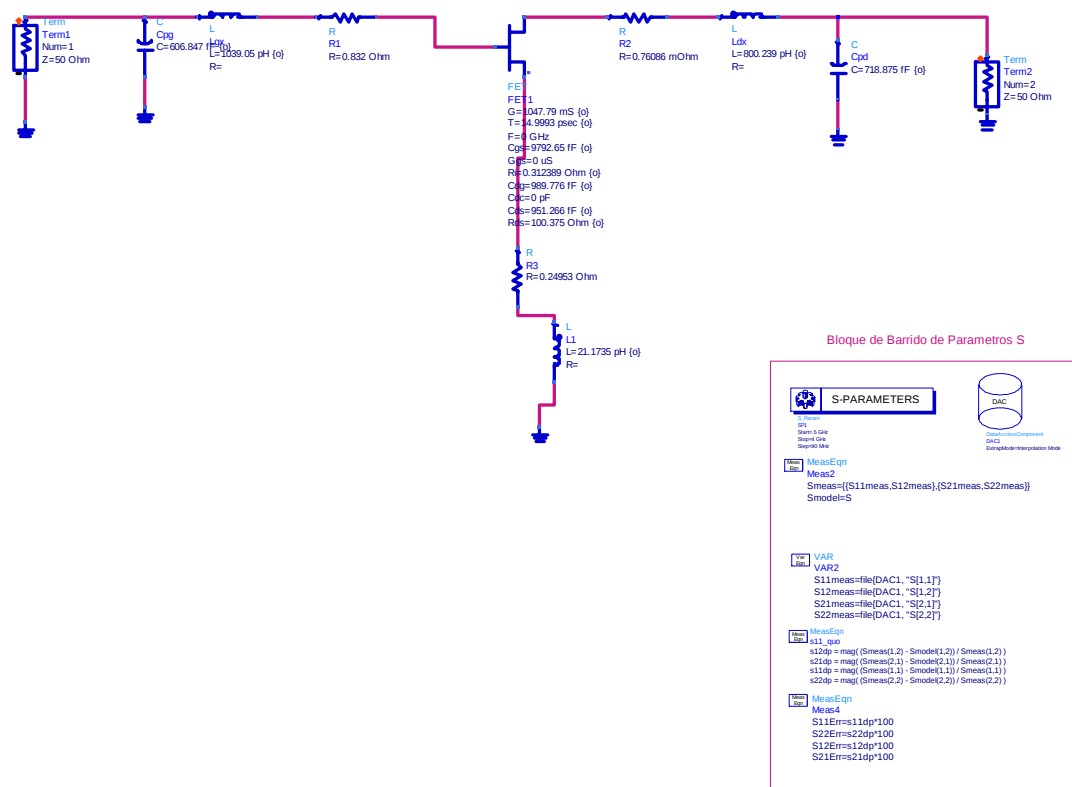


Figura 25. Diagrama esquemático de los parámetros S en pequeña Señal.

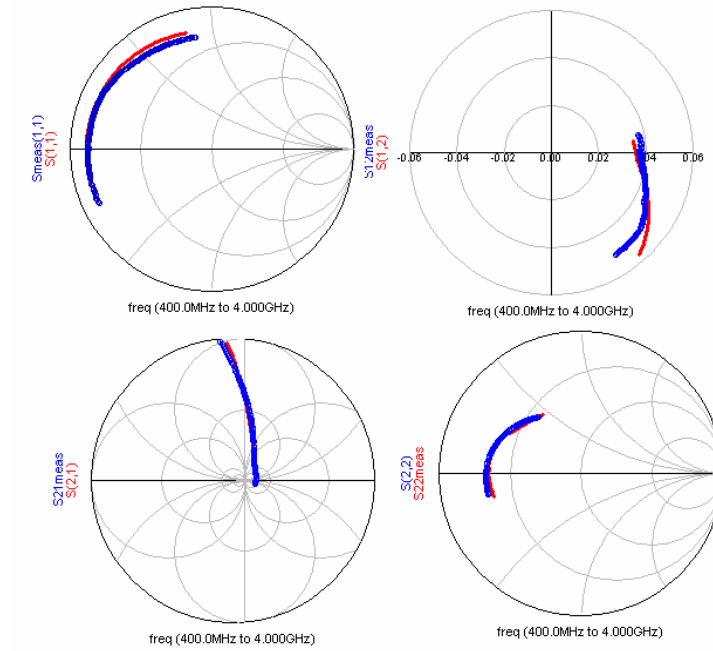


Figura 26. *Parámetros S del transistor CGH35015 modelado y medido.*

Con las graficas mostradas en la Figura 26, se validan los datos obtenidos en pequeña señal para poder pasar al modelo en gran señal.

II.3.1.1.2 Extracción del modelo en gran señal

El modelo en pequeña señal es una extensión del modelo en gran señal, tomando en cuenta las variaciones de voltaje de los elementos intrínsecos y cambiando la transconductancia del transistor g_m , por un modelo no lineal de corriente mencionado en la sección anterior, con los valores iniciales mostrados en la Tabla VI.

II.3.1.1.2.1 Validación de las curvas I(V)

Tabla VI. *Valores iniciales obtenidos con el modelo de Angelov.*

Parámetros	Modelo Angelov
I_{pk} (A)	1.744
V_{pk} (v)	0.1415
P_1	0.4332
P_2	-6.5692
P_3	0.0713
ψ	0.0085
B_1	1.6764
B_2	0.7454
α	1.73

En la Figura 27 se muestra el esquemático utilizado para validar el modelo de Angelov, los resultados obtenidos se muestran en la Figura 28.

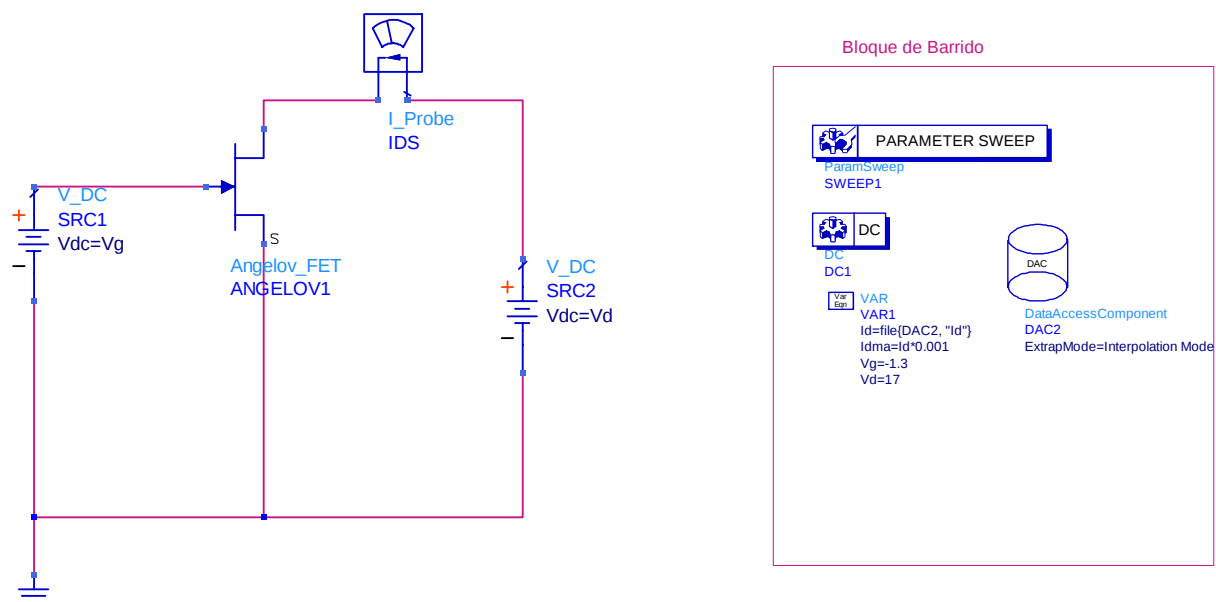


Figura 27. Diagrama esquemático de la validación del modelo de Angelov.

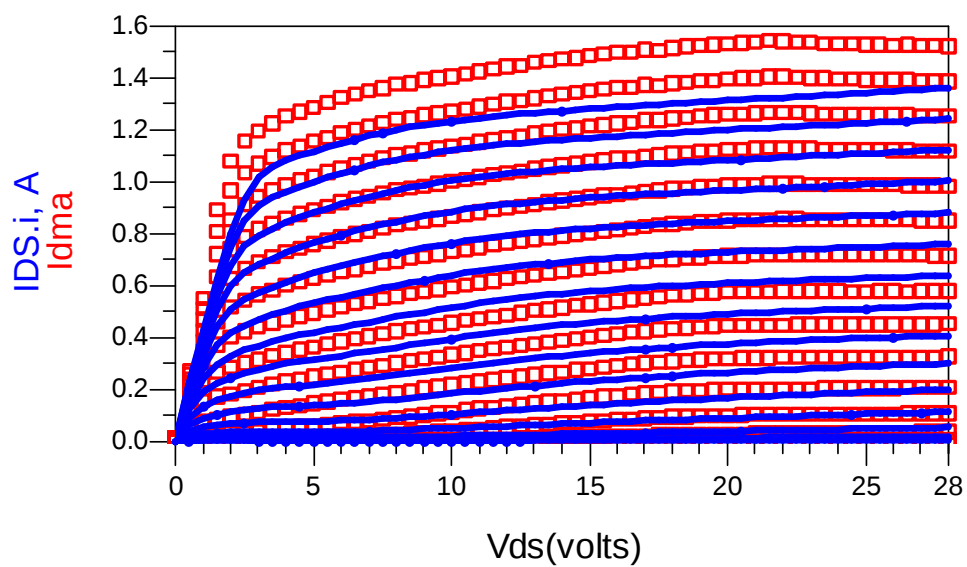


Figura 28. Curvas características I-V del transistor CGH35015.

En estas curvas podemos observar que los datos medidos con los modelados presentan una ligera diferencia. Los cambios hechos para mejorar el diseño se muestran en la Tabla VII.

Tabla VII. Valores obtenidos con el modelo de Angelov optimizados.

Parámetros	Modelo Angelov
$I_{pk} (\mathbf{A})$	1.4149
$V_{pk} (\mathbf{V})$	-0.2328
P_1	0.4696
P_2	0.0014
P_3	0.0647
ψ	0.071
B_1	0.8101
B_2	0.5085
α	0.318

El modelo se validó utilizando mediciones I-V tomadas con el sistema de mediciones DiVA 265.

La Figura 29 muestra los datos modelados con la optimización hechas por el método del gradiente y se observa que las curvas I-V se ajustan mejor.

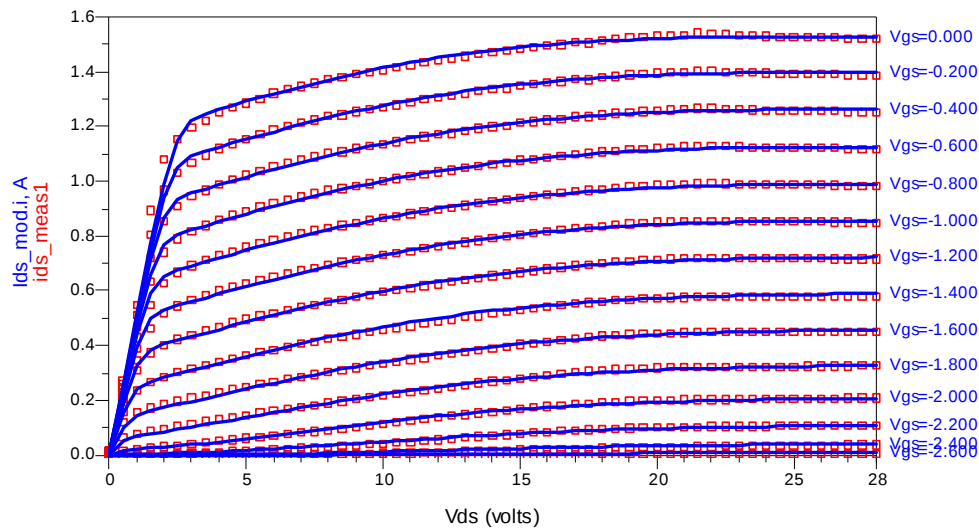


Figura 29. Curvas características $I(V)$ del transistor CGH35015 optimizadas

Una vez que se validó el modelo no lineal para modelar el comportamiento I-V, se integró al circuito equivalente para verificarlo como se muestra en la Figura 30, los resultados obtenidos se observan en la gráfica de la Figura 31.

Por otra parte, se graficó el parámetro S_{21} para conocer la ganancia que tiene el transistor en dB, esta se observa en la Figura 32,

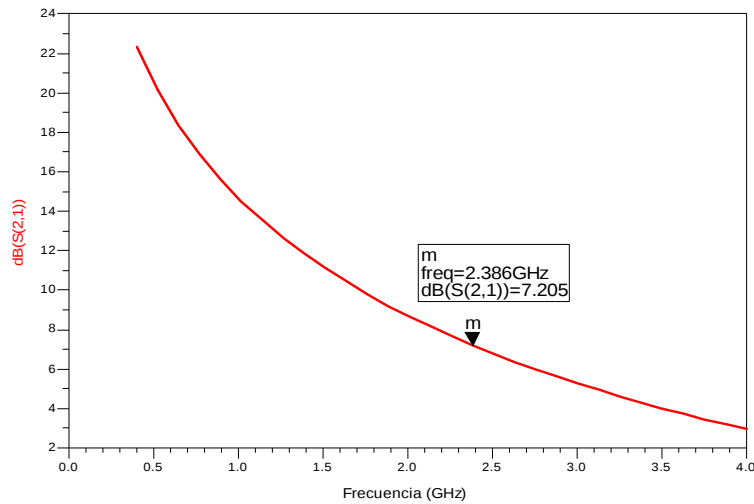


Figura 32. *Ganancia del transistor CGH35015.*

En la Figura 34 obtenida de la simulación de la Figura 33, se ilustra como el modelo obtenido predice el comportamiento de la potencia de salida y la ganancia en la frecuencia de interés, se observa como la ganancia se mantiene constante a medida que aumenta la potencia de entrada, también podemos observar que la respuesta P_{in} Vs P_{out} es totalmente lineal.

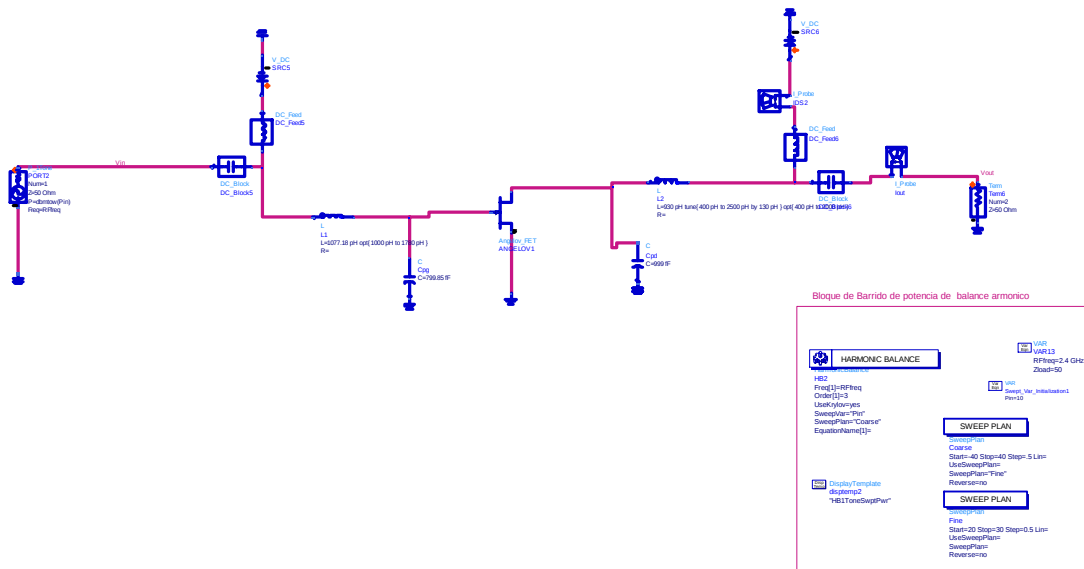


Figura 33. Diagrama esquemático para predecir Pin Vs Pout.

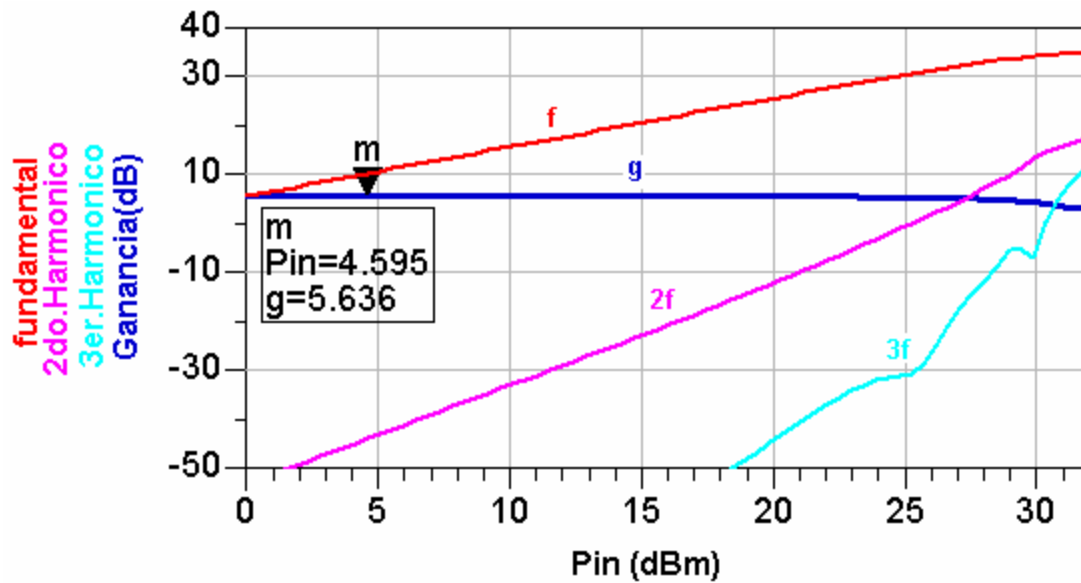


Figura 34. Respuesta de Pin Vs Pout.

CAPÍTULO III

AMPLIFICADORES DE POTENCIA CLASE A

Tradicionalmente la clasificación de los amplificadores de potencia se realiza por medio de “clases”, atendiendo al punto de polarización (punto de reposo) y a la excursión de la señal en los elementos activos que constituyen la base de los mismos.

En RF, la clase de amplificador se identifica con una letra mayúscula (que, en el caso de válvulas termoiónicas, puede ir seguida de un subíndice numérico) que va de la A hasta la F, normalmente. En los últimos años han proliferado las denominaciones por encima de este límite [Cripps, 1999].

La diferente elección del punto de reposo causa que el dispositivo activo no esté, necesariamente, conduciendo durante toda la duración del ciclo completo de una señal senoidal. De hecho sólo la hace en los denominados de clase A. En el resto, sólo conduce durante un número determinado ángulo de la señal sinusoidal que se desea amplificar, lo que también pueden servir para identificar, con mayor precisión, la clase de amplificadores de acuerdo a su funcionamiento.

En el diseño de amplificadores de potencia clase A, las metas a alcanzar, son la máxima ganancia y la máxima potencia lineal de salida, la cual es medida con el punto de compresión de 1 dB (P_{1dB}).

Los amplificadores clase A son altamente lineales pero poco eficiente. Una característica primordial es que proporcionan una ganancia constante e independiente de la potencia de entrada sin generar armónicos.

Se polariza de tal manera que el transistor siempre está conduciendo y está operando en el centro de las curvas características.

El transistor en el amplificador clase A opera en todo el ciclo de la señal de entrada y se mantiene siempre en la región activa, por lo tanto opera como una fuente de corriente controlada por voltaje en la compuerta.

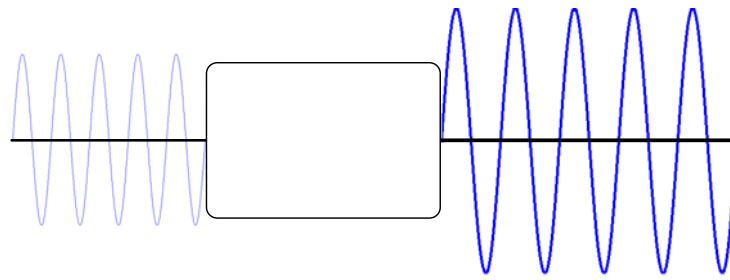


Figura 35. *Amplificador clase A.*

En este tipo de amplificadores, la señal de salida es una réplica de la señal de entrada con mayor amplitud, la cual no produce ninguna clase de armónicos, como se muestra en la Figura 35.

Como ya se menciono en el capítulo anterior, es muy importante conocer bien el modelo del transistor, para poder hacer un buen diseño y así poder predecir las características del amplificador, tales como potencia de salida, ganancias y eficiencia.

AMPLIFICADOR

CLA

La potencia de salida está dada por $P_o = \frac{V_o^2}{2R}$ donde V_o no puede exceder el voltaje V_{DS} , la eficiencia de un amplificador clase A es del 50%, pero generalmente se encuentra en un 25% según [Raab et al., 2003].

Generalmente, los parámetros S son utilizados en el diseño de amplificadores clase A medido en el punto de operación del transistor. Pero para amplificadores en los cuales se quiere analizar el P_{1dB} , el cual nos va a proporcionar exactamente la potencia máxima que podemos alcanzar en nuestro amplificador, se utilizan modelos no-lineales. Un problema que se enfrentan los diseñadores es que en la mayoría de los casos los elementos del circuito eléctrico equivalente utilizados para caracterizar los transistores generalmente no están disponibles, es decir los fabricantes no suelen proveer la información para el modelado lineal y no-lineal de sus productos. Por lo que este trabajo se divide principalmente en dos partes:

En la primer parte se presentó la caracterización y modelado del transistor y en la segunda parte se presenta el diseño y simulación del amplificador altamente lineal clase A, el cual opera en el rango de frecuencias de 2.2 a 2.6 GHz para aplicaciones WiMax.

III.1 Funcionamiento del AP clase A

En un amplificador clase A, el punto de reposo se localiza dentro de la región activa, comprendida entre el corte y la saturación del dispositivo, sin llegar a salirse de ella en ningún momento. El punto de trabajo de reposo se fija en el punto medio entre los puntos de corte y saturación de la recta de carga, como se observa en la Figura 36.

La señal mantiene al transistor conduciendo durante los 360° del ciclo y las corrientes y tensiones presentes en el circuito de salida son una réplica de las señales de entrada como se muestra en la Figura 36. El amplificador clase A se caracteriza por presentar una corriente continua media de drenador constante y suficientemente grande como para mantenerse en todo momento dentro de la región activa.

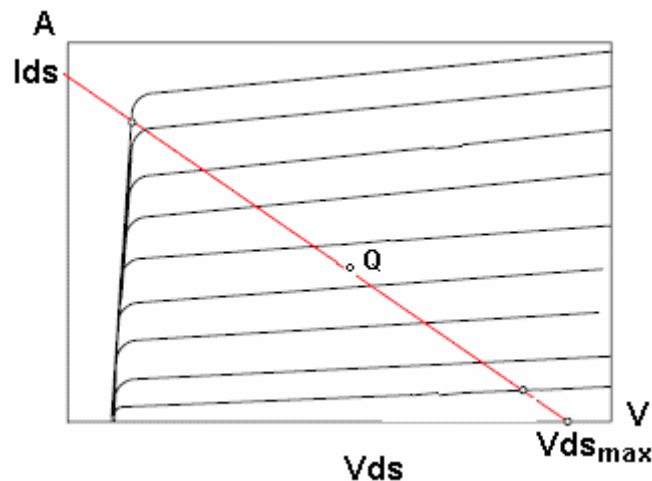


Figura 36. Recta de carga de un AP clase A ideal.

En teoría, un amplificador clase A puede alcanzar un rendimiento de hasta el 50%, pero, dado que no se puede operar al máximo, queda alrededor del 25%, o, incluso, puede bajar hasta el 15%, según la exigencia de linealidad.

En la Figura 37 se muestran la forma de onda de drenador de un amplificador clase A ideal, donde podemos observar que es la misma señal de entrada pero amplificada

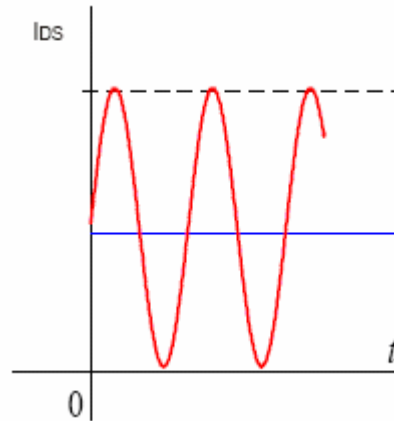


Figura 37. *Forma de onda del colector/drenador en un AP clase A ideal.*

III.2 Redes de adaptación

La adaptación de impedancias es importante ya que permite transferir la potencia del generador al transistor y del transistor a la carga.

Los primeros trabajos teóricos datan de los años 1950-1960, desde entonces, varias han sido las líneas de investigación que se han abierto, pero actualmente no es posible determinar un método que sea el mejor. Recientemente y abundantes estudios demuestran que aun falta mucho por conocer acerca de la adaptación en banda ancha [Gonzalez, 1984].

Las redes de adaptación son parte fundamental de los AP y permiten maximizar la ganancia y la potencia de salida, pero como sabemos se requiere un compromiso entre

ganancia y eficiencia, para no perder ganancia es necesario tener redes tanto de entrada como de salida que maximicen la transferencia de potencia.

Una vez que se ha caracterizado el transistor, se diseña el amplificador, colocando las redes de entrada y salida al transistor.

Para hacer las redes de adaptación se determinan los coeficientes de reflexión de entrada y salida del dispositivo, se define una topología inicial para las redes de adaptación de entrada (RAE) basada en el conocimiento previo del coeficiente de reflexión a la entrada, se define otra topología inicial para la red de adaptación de salida (RAS) basado también en el conocimiento del coeficiente de reflexión de salida.

Las redes de adaptación pueden realizarse con elementos concentrados o distribuidos, en este trabajo se utilizaron elementos distribuidos por la exactitud de los valores y capacidad de operar a frecuencias de microondas.

En la Figura 38 se muestra la topología básica para un amplificador, la cual está constituida por una red de adaptación de entrada y una red de adaptación de salida.

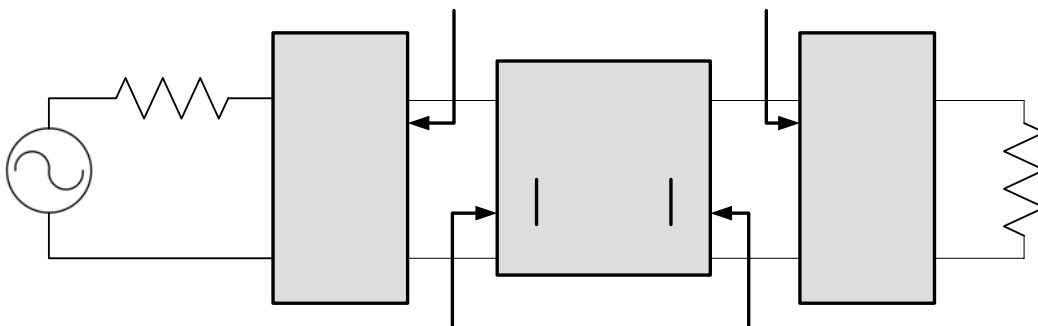


Figura 38. *Topología básica de un amplificador de microondas.*

Para obtener la máxima transferencia de potencia del generador al transistor y del transistor a la carga las redes de adaptación deben presentar una impedancia igual al complejo conjugado, esto quiere decir que la entrada debe de presentarse con Γ_f^* y en la salida con Γ_c^* conociendo esto y observando la Figura 38 concluimos que:

$$\Gamma_{ent} = \Gamma_f^* \quad \Gamma_{sal} = \Gamma_c^*$$

Los coeficientes de entrada (Γ_{ent}) y de salida (Γ_{sal}) se obtienen utilizando diagramas de flujo y regla de Mason, donde tenemos que:

$$\Gamma_f^* = \Gamma_{ent} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_c}{1 - S_{22}\Gamma_c}, \quad (43)$$

$$\Gamma_c^* = \Gamma_{sal} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_f}{1 - S_{11}\Gamma_f}, \quad (44)$$

Por simple manipulación de las ecuaciones (43) y (44), podemos obtener resultado para Γ_f y Γ_c . Resolviendo para Γ_f se tiene que:

$$\Gamma_f = S_{11}^* + \frac{S_{12}^*S_{21}^*}{1/\Gamma_c^* - S_{22}^*}, \quad (45)$$

$$\Gamma_c^* = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_f}{1 - S_{11}\Gamma_f}, \quad (46)$$

Sustituimos la ecuación (45) en (46) y se obtiene:

$$\begin{aligned} \Gamma_f(1 - |S_{22}|^2) + \Gamma_f^2(\Delta S_{22}^* - S_{11}) &= \Gamma_f(\Delta S_{11}^* S_{22}^* - |S_{11}|^2 - \Delta S_{12}^* S_{21}^* \\ &+ S_{11}^*(1 - |S_{22}|^2) + S_{12}^* S_{21}^* S_{22} \end{aligned} \quad (47)$$

Tomando en cuenta que:

$$\Delta(S_{11}^* S_{22}^* - S_{21}^* S_{12}^*) = |\Delta|^2, \quad (48)$$

se sustituye la ecuación (48) en (47) y se reduce la ecuación a:

$$(S_{11} - \Delta S_{22}^*)\Gamma_f^2 + (|\Delta|^2 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - 1)\Gamma_f + (S_{11}^* - \Delta S_{22}^*) = 0 \quad (49)$$

Resolviendo la ecuación cuadrática (Pozar [1998]), la solución para Γ_f es:

$$\Gamma_f = \Gamma_{SM} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4 \cdot |C_1|^2}}{2 \cdot C_1}, \quad (50)$$

De manera similar, se puede resolver para Γ_c se tiene:

$$\Gamma_L = \Gamma_{LM} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4 \cdot |C_2|^2}}{2 \cdot C_2}, \quad (51)$$

Las variables B_1, C_1, B_2, C_2 están definidas por:

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2, \quad (52)$$

$$B_2 = 1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2, \quad (53)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*, \quad (54)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*,$$

(55)

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|, \quad (56)$$

Las impedancias conjugadas se pueden aplicar solamente si el transistor es incondicionalmente estable ($K > 1$), donde K esta dada por:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12} \cdot S_{21}|}, \quad (57)$$

La impedancia se obtiene con la siguiente conversión:

$$Z = r + jx = \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L}, \quad (58)$$

Al obtener los valores de las impedancias que se deben de presentar a la entrada y a la salida, se utiliza la carta de smith para acoplar las impedancias de 50Ω a Z_{ent} y Z_{sal} a 50Ω .

Para diseñar las redes de adaptación con elementos distribuidos, se utiliza la tecnología de microcinta, la tecnología de microcinta se usa en la construcción de amplificadores de microondas, debido a que es más fácil su construcción que utilizando la tecnología con elementos concentrados. Las redes de adaptación están conectadas al transistor por medio de una línea fabricada en la superficie del sustrato.

La función primordial de las líneas de transmisión es transportar la energía de un punto a otro, los valores de la constante dieléctrica del material y la frecuencia intervienen en la impedancia característica de la línea y en la longitud de la línea [G. González, 1984].

III.3 Diseño y simulación del AP clase A

Una vez obtenido el modelo óptimo del transistor utilizado, el siguiente paso es diseñar el amplificador, como ya se mencionó es importante las características del sustrato.

Las características del sustrato llamado FR4 utilizado en este trabajo se muestran a continuación.

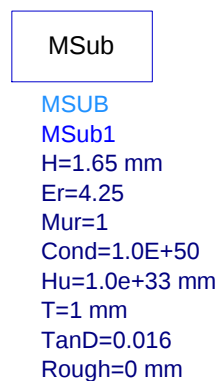


Figura 39. Características del sustrato FR4.

De acuerdo con la teoría clásica se pueden obtener el valor de la impedancia de adaptación de entrada y de salida conociendo los parámetros S del transistor medido.

Los parámetros S para el punto de polarización $V_{ds} = 17 \text{ V}$ y $V_{gs} = -1.3 \text{ V}$. Se muestran en la Tabla VIII.

Tabla VII. *Parámetros S del transistor CGH35015.*

freq	S11meas	S12meas	S21meas	S22meas
2.000 GHz	0.860 / 152.146	0.040 / -12.728	2.509 / 46.128	0.636 / 160.972
2.200 GHz	0.847 / 148.472	0.041 / -15.659	2.324 / 41.309	0.623 / 159.121
2.400 GHz	0.840 / 144.947	0.042 / -18.608	2.197 / 36.570	0.611 / 157.255
2.600 GHz	0.832 / 140.915	0.043 / -21.581	2.099 / 31.569	0.597 / 155.380
2.800 GHz	0.823 / 136.524	0.044 / -25.642	2.023 / 26.172	0.582 / 152.870

Para la frecuencia de 2.4 GHz utilizada en este trabajo de tesis, los parámetros S son:

$$S_{11} = 0.840 \angle 144.947^\circ = -0.689 + j 0.482$$

$$S_{12} = 0.042 \angle -18.608^\circ = 0.039 - j 0.013$$

$$S_{21} = 2.197 \angle 36.570^\circ = 1.677 + j 1.320$$

$$S_{22} = 0.611 \angle 157.255^\circ = -0.566 + j 0.239$$

Se puede tomar diferentes direcciones para llegar de un punto a otro en la Carta de Smith, dependiendo la dirección que se tome es el componente pasivo que se usa. Se considera al capacitor como un stub en abierto y al inductor como un stub en corto.

A continuación se realizó el cálculo del elemento para la red de adaptación a la entrada, se busca acoplar una carga Z_{in} del transistor CGH35015 a una impedancia de 50Ω . Como primer paso, se normaliza el punto Z_{in} (dividiendo entre 50Ω) y el resultado se grafica en la carta de Smith, la impedancia de 50Ω también se normaliza el cual se encuentra en el centro de la carta de Smith. Se selecciona la ruta entre la impedancia de

50Ω y la impedancia Z_{in} , se mide la longitud de onda (λ) del stub empezando en dirección hacia el generador (a favor de las manecillas del reloj) y midiendo hasta la curva de reactancia donde el punto A se intersecta, donde la longitud de onda es 0.17λ . Para el siguiente stub se traza una recta que corte a la carta de Smith pasando por el centro y tocando el punto A y se traza otra recta de igual manera pasando por el centro pero que cruce por el punto Z_{in} , una vez trazado las rectas, se mide su longitud de onda donde para este caso es 0.055λ como se muestra en la Figura 40 González [1984]. De manera similar se hace para la red de adaptación a la salida obteniendo los resultados mostrados en la Figura 41. Se utiliza la carta de Smith sola para obtener valores iniciales aproximados, partir con esos valores para hacer optimización.

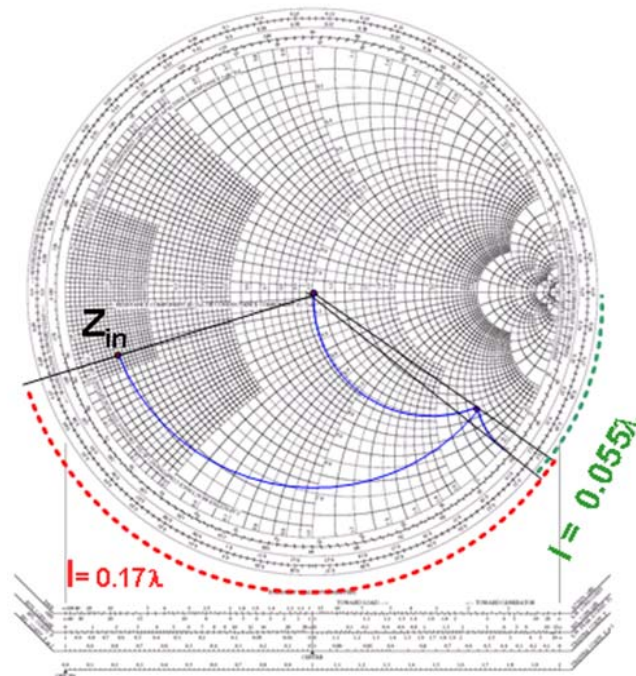


Figura 40. Acoplamiento en carta de Smith para entrada del AP clase A.

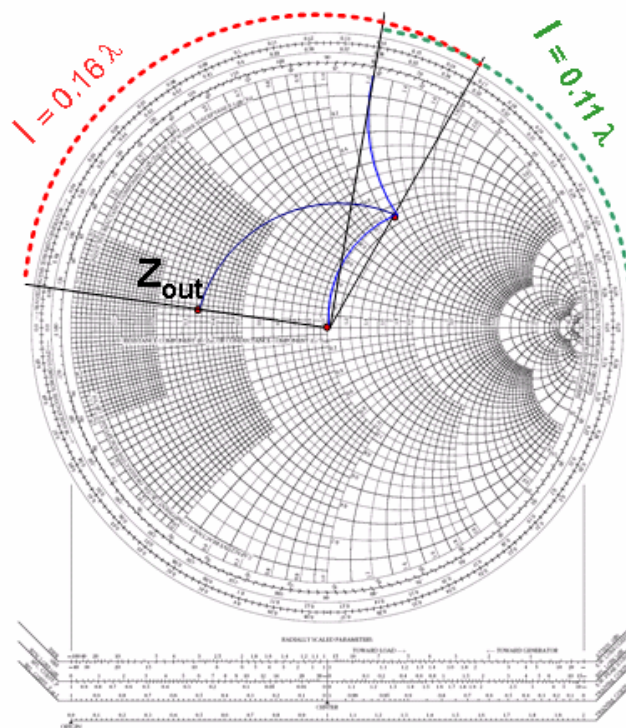


Figura 41. Acoplamiento en la carta de Smith para la salida del AP clase A.

Para determinar las dimensiones físicas de las redes, se necesita saber cual es el material a utilizar así como sus propiedades eléctricas mostradas en la Figura 39.

Los valores de las líneas y stub obtenidos de estos acoplamientos se muestran en la Figura 42 para la entrada y en la Figura 43 para la salida.

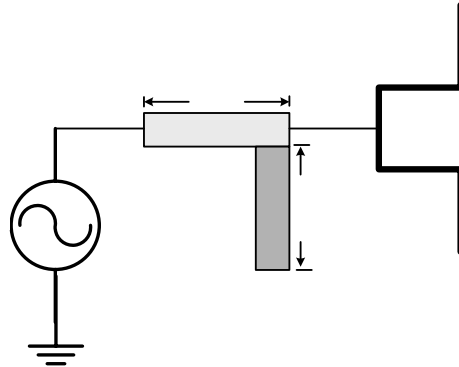


Figura 42. Dimensiones de las líneas de entrada del AP clase A.

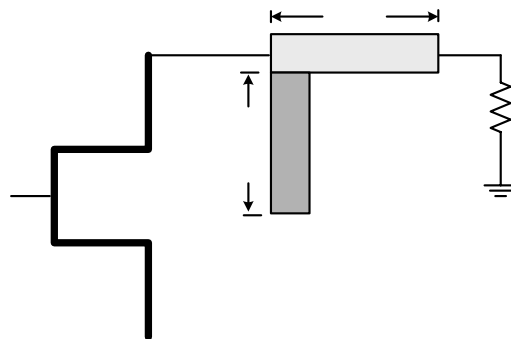


Figura 43. Dimensiones de líneas a la salida del AP clase A.

AC

+

-

0.17
LINE

III.3.1 Resultados del AP Clase A diseñado

En la Figura 44, se muestra el esquemático de AP clase A con la red de adaptación diseñada en la sección anterior para la entrada y para la salida del amplificador.

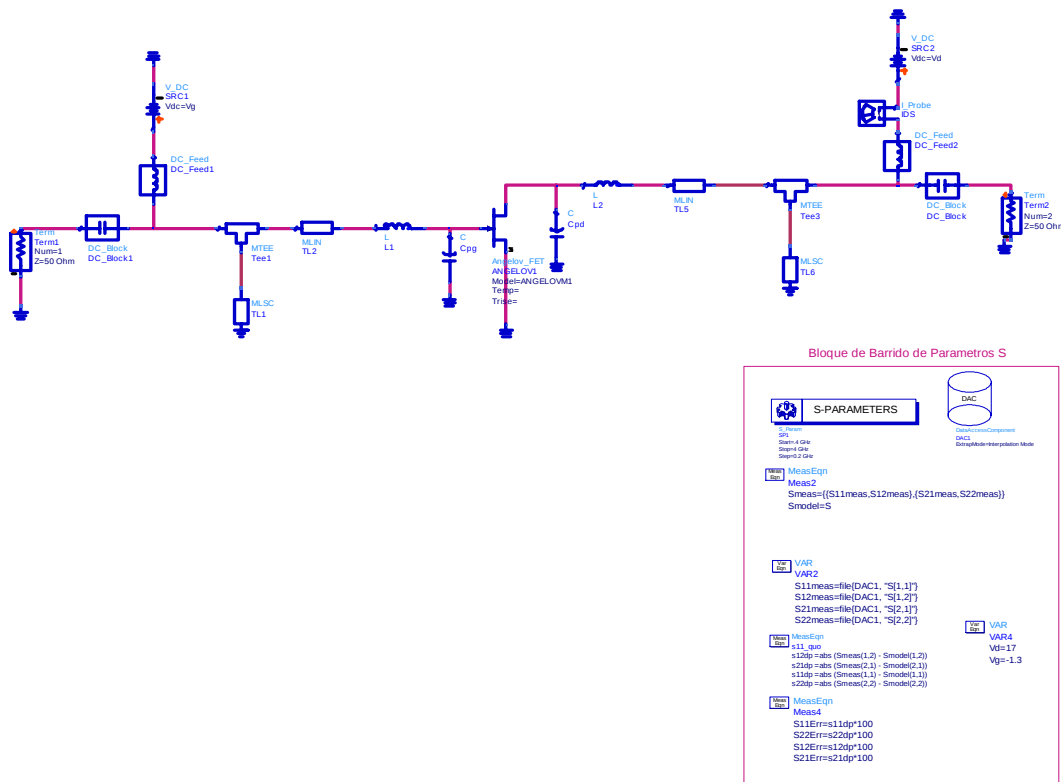


Figura 44. Diagrama esquemático del AP clase A diseñado.

Los resultados obtenidos con este diseño se muestran en la Figura 45, se puede observar que el comportamiento del parámetro S_{22} no es el deseado puesto que debe de caer en la frecuencia de resonancia. Por tal motivo es necesario modificar las redes de adaptación.

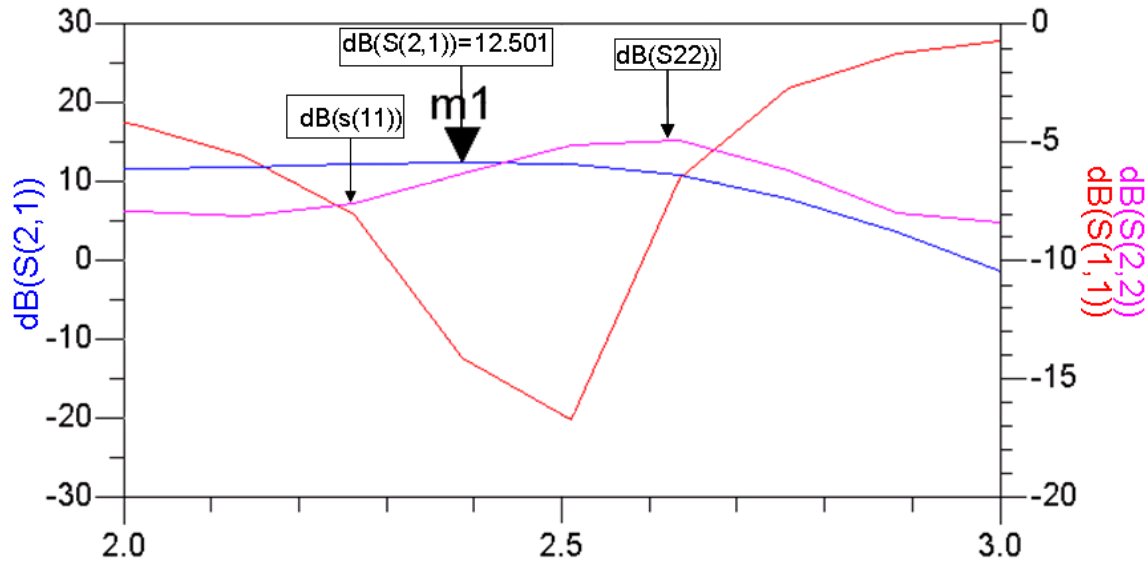


Figura 45. Resultados de la simulación de AP en parámetros S.

La literatura clásica menciona que para un amplificador clase A, basta colocar las redes de adaptación con un stub y una línea, pero para este caso no fue suficiente, [Colantino et al., 2001] hace una síntesis de elementos concentrados para posteriormente representarlos como distribuidos, menciona que se puede hacer una compensación o una mejora de las redes de adaptación agregando una línea de transmisión con longitud de onda de $\lambda/6$. Como se muestra en la Figura 46 y Figura 47 se tiene una compensación en las redes de adaptación.

Frecuenc

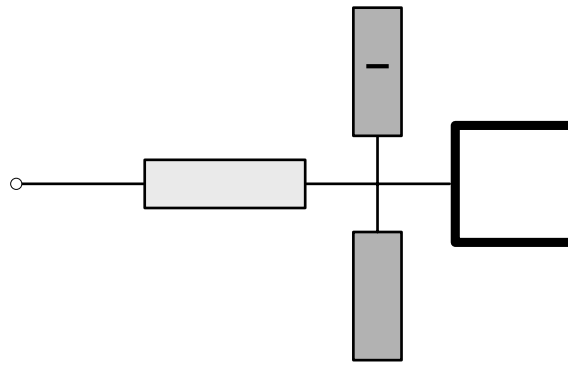


Figura 46 .Red de adaptación a la entrada con la compensación $\lambda/6$.

Entrada

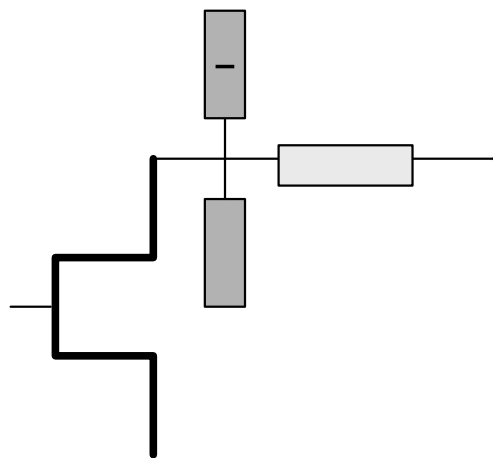


Figura 47. Red de adaptación a la salida con compensación $\lambda/6$.

Haciendo esto en el esquemático de la Figura 44, queda como se muestra en la Figura 48, el cual ilustra el circuito utilizado en el diseño del AP clase A con los elementos distribuidos.

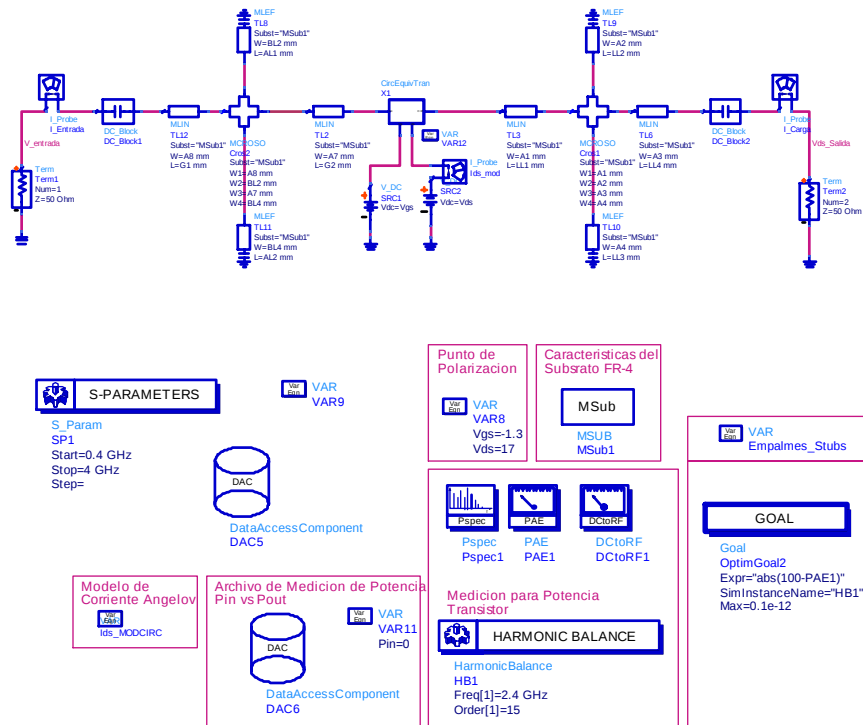


Figura 48. Esquemático del AP con las redes compensadas en el punto $V_{gs} = -1.3V$, $V_{ds} = 17V$.

Los resultados obtenidos de la simulación del circuito de la Figura 48, con las otras redes propuestas son los que se presentan en la Figura 49, donde la ganancia es mayor a la del transistor y se mantiene constante. Los parámetros S_{11} y S_{22} están acoplados a la frecuencia de interés, lo cual cumple con las características que debe tener un AP clase A.

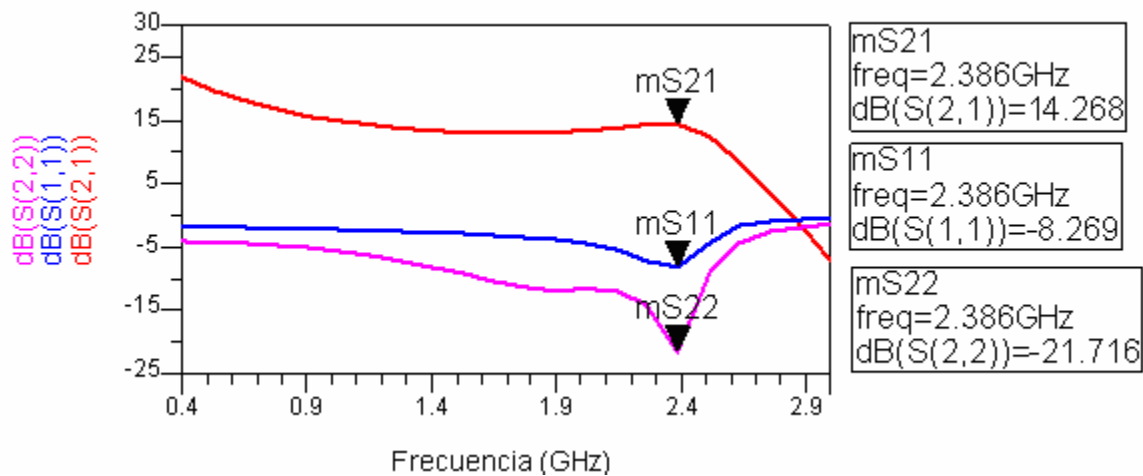


Figura 49. Resultados de la simulación del AP clase A mejorado.

En la Figura 50 se presentan los resultados que confirman que el modelo no lineal que seleccionamos es adecuado, se observa que la ganancia se mantiene constante para diferentes potencias de entrada, la respuesta Pin Vs Pout es altamente lineal, también se observa que tiene una eficiencia aceptable, de tal forma que cumple con el comportamiento general de un AP clase A.

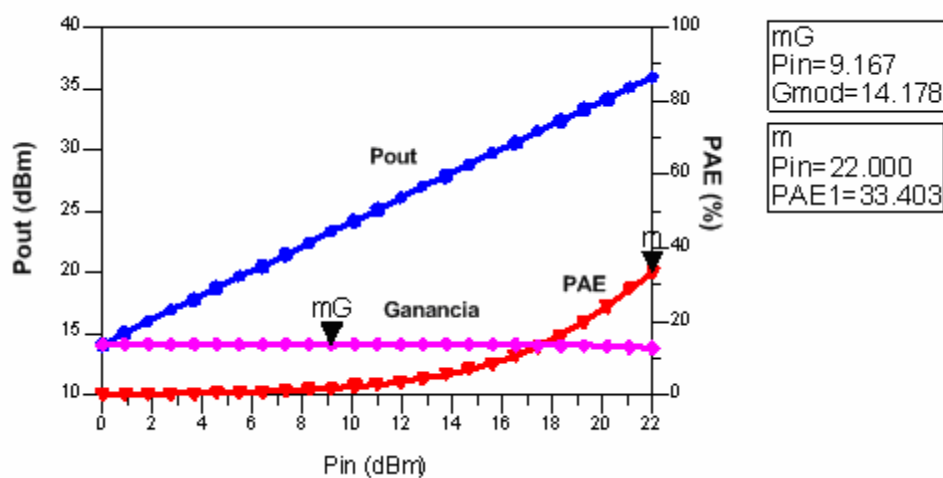


Figura 50. Respuesta Pin Vs Pout del AP clase A diseñado.

La recta de carga simulada del circuito de la Figura 48, se presenta en la Figura 51, en el punto de operación $V_{gs} = -1.3V$ y $V_{ds} = 17V$, se observa que la recta de carga trabaja como se mencionó en el funcionamiento del amplificador clase A.

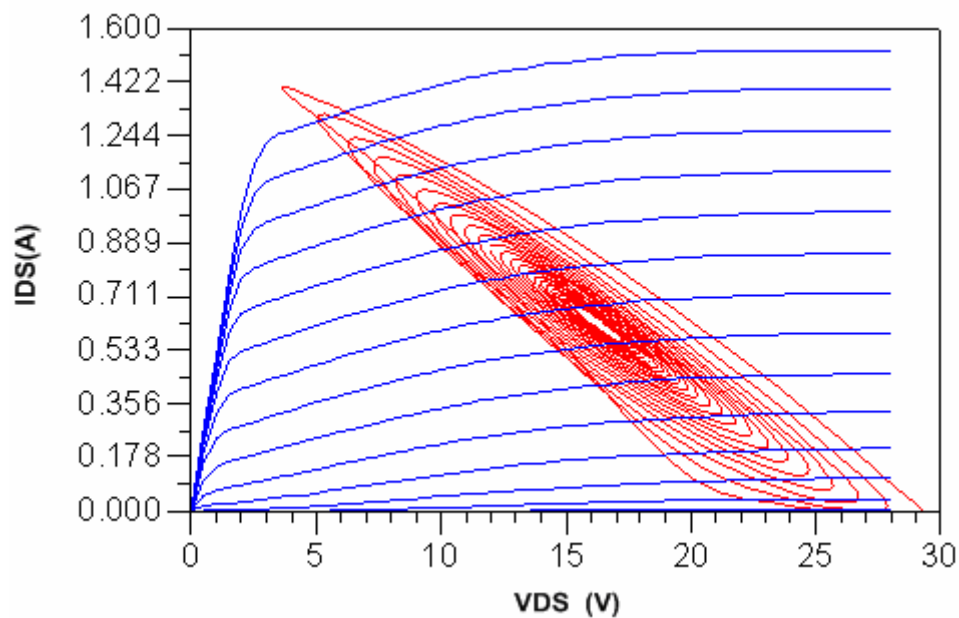


Figura 51. Recta de carga del AP clase A diseñado.

Los resultados anteriores se obtuvieron con las redes de adaptación con dimensiones reales, las cuales se ilustran en la Figura 52 y Figura 53.

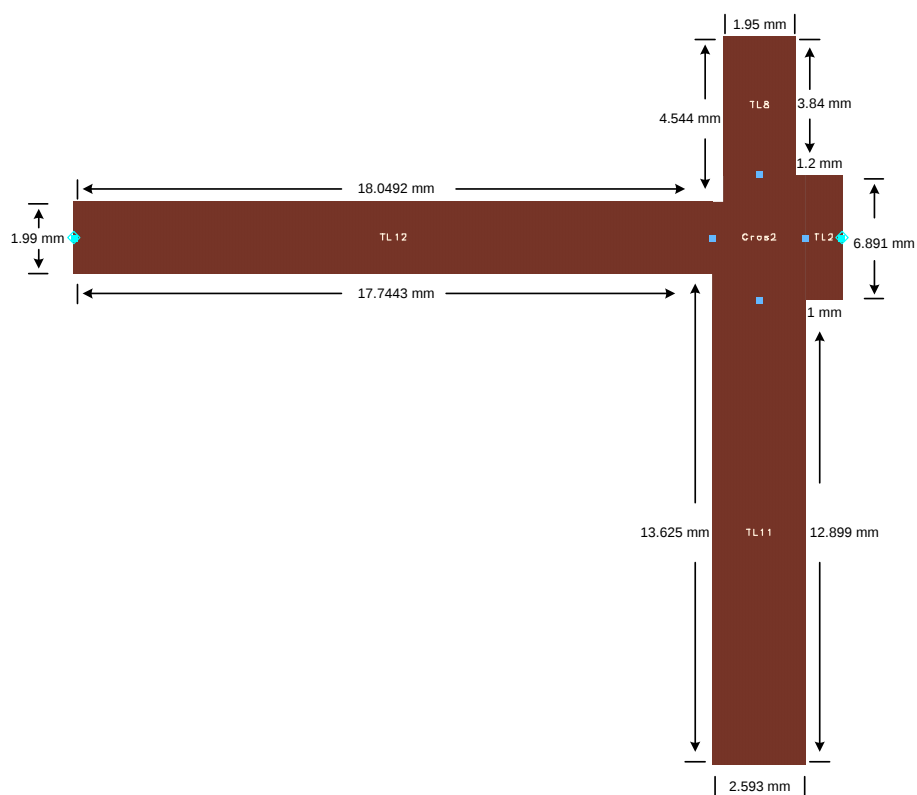


Figura 52. Red de adaptación diseñada para la entrada del AP clase A.

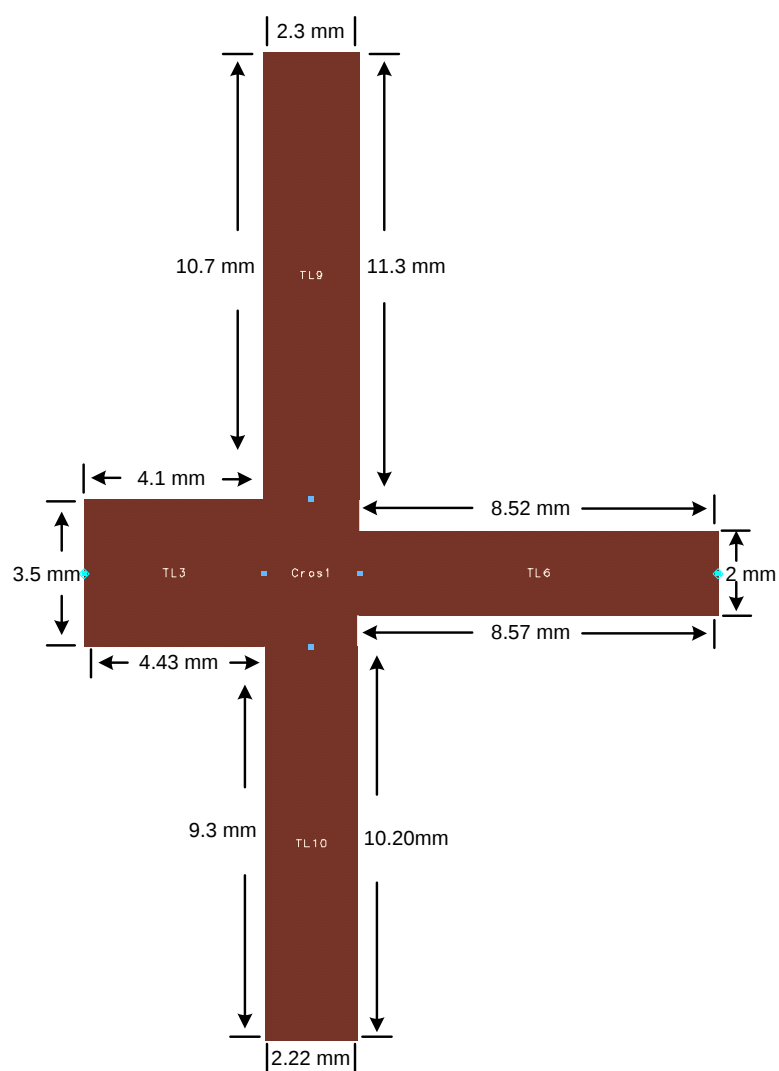


Figura 53. Red de adaptación diseñada para la salida del AP clase A.

Con las simulaciones realizadas podemos decir que el AP tiene las siguientes características eléctricas:

- Frecuencia de operación de 2.4 GHz.
- Ganancia en pequeña señal de 14.26 dB.
- Ganancia en gran señal de 14.16 dB.
- Eficiencia de 33.4% a 3.86 Watts.
- Potencia Máxima a la entrada 22dBm (158.48mW).
- Potencia Máxima a la salida 35.86 dBm (3.86W).
- Ancho de banda (BW) de 200MHz.

Los resultados de mayor relevancia de esta tesis también han sido reportados a lo largo de esta investigación en:

El congreso de instrumentación SOMI XXII, L. Cardoza Avendaño, Everardo Inzunza González, J. E. Zúñiga Juárez, J. A. Reynoso Hernández, “Amplificador altamente lineal y de mediana potencia”, Monterrey Nuevo León, Octubre 2007.

V Encuentro de la mujer en la ciencia, L. Cardoza Avendaño, Everardo Inzunza González, J. E. Zúñiga Juárez, J. A. Reynoso Hernández, “Amplificador de mediana potencia en RF”, León Guanajuato, Mayo 2008.

CAPÍTULO IV

Conclusiones Generales

IV.1 Conclusiones

En este trabajo de tesis se estudió y simuló el AP clase A, esto implica tanto su funcionamiento como el modelo lineal y no lineal del transistor en tecnología GaN y la síntesis de redes de entrada y salida del amplificador.

Se abordó el modelo del transistor HEMT GaN por medio de un circuito equivalente, ya que es una herramienta de gran utilidad de componentes de microondas. Se ha establecido como la caracterización de los parámetros intrínsecos y extrínsecos pueden ser empleados para determinar el comportamiento del dispositivo deseado. En el caso de este trabajo de tesis, se utilizó para predecir la potencia de salida a niveles que no se pueden medir con el equipo convencional.

Se reafirmaron que son buenos los métodos utilizados en CICESE para el modelado de los transistores.

Se utilizó la tecnología de microcinta para poder obtener los valores exactos de la simulación.

El transistor utilizado en este trabajo fabricado por la compañía CREE es relativamente nuevo y sus características nos favorecen porque soporta mayor potencia.

Podemos observar que la teoría clásica acerca de las redes de adaptación no fue suficiente para un buen diseño y se utilizaron otras técnicas ya mencionadas.

IV. 2 Aportaciones

Entre las principales aportaciones de este trabajo de tesis, se pueden mencionar las siguientes:

- Se modeló en pequeña señal y gran señal el transistor CGH35015 encapsulado.
- Se diseñaron las redes de adaptación con comportamiento lineal.
- Se diseñó y simuló un AP clase A para aplicaciones WiMax.

IV.3 Trabajos a futuro

- Construir el AP clase A para comparar los resultados simulados con mediciones experimentales.
- Diseñar y simular el AP de otras clase C, D, E, F, con este transistor CGH35015.
- Diseñar y simular el AP en otras bandas de frecuencias de microondas, como banda X, Ka y Ku.
- Realizar un estudio más profundo acerca de las redes de adaptación para AP de alta frecuencia para un ancho de banda mayor.
- Automatizar las mediciones P_{in} Vs P_{out} .
- Utilizar otros tipos de sustratos, como son alúmina, teflón, duroid y silicio para el diseño y construcción del AP clase A.

REFERENCIAS

Angelov I., L. Bengtson, y M. Garcia, 1996, “*Extensions of the Chalmers nonlinear HEMT and MESFET model*”. IEEE Trans. Microwave Theory and Tech, 47 (12):2350-2356 p.

Ball S. Virdee, Avtar S. Virdee, and Ben Y. 2004, “*Bradband Microwave Amplifiers*” Banyamin.

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

C.J. Savant, Martin S. Roden, Gordon L. Carpenter , 1992, “*Diseño Electrónico*”, Addison-Wesley Iberoamericana 2^{da} ed.

Colantonio, P., F. Giannini, G. Leuzzi, y E. Limiti, 1999, “*On The Class-F Power Amplifier Design*”, John Wiley Sons Ltd, 45(1):2007-2012 p.

Dambrine G., Cappy A., Heliodore F., y Playez E., 1988, “*A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit*”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 36(7): 1151-1159 p.

Gonzalez G., 1984. “*Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design*”, Prentice Hall 1st ed.

Loo Yau J.R., 2000, “*Desarrollo de Modelos no lineales de Transistores de GaAs para el Diseño de Amplificadores de Potencia de Alta Frecuencia*”, Tesis de Maestría en CICESE. Ensenada Baja California, 37-59p.

Loutfi Nuaymi, 2007 “*WiMax Technology for Broadband Wireless Access*”, Editorial Johnwiley.

REFERENCIAS (continuación)

- Pozar D.M.**, 1998, “*Microwave Engineering*”, John Wiley & Sons 2nd ed.
- Raab, F. H.**, 1997, “ *Power Amplifiers with Maximally Flat Waverforms*”, IEEE Trans. On Microwave and Tech, 45(11):2007-20012 p.
- Rangel Patiño, F. E.**, 1994, “*Modelo de Transistor TEC GaAs no encapsulado por medio de un circuito Eléctrico Equivalente*”, Tesis de Maestría, CICESE, Ensenada Baja California.
- Reynoso-Hernández J.A.**, 2006, “*Curso de modelos lineales, no lineales y de ruido de transistores de microondas*”, Curso impartido en el departamento de electrónica y telecomunicaciones en el área de altas frecuencias, CICESE.
- Reynoso-Hernández J.A., Ramirez-Duran B., Ibarra-Villaseñor J. y Perdomo J.**, 1997, “*Reliable RF Techniques for Extracting Parasitic Elements in Microwave FETs*”, International IEEE Workshop on Experimentally Based FET Device Modeling & Related Nonlinear /circuit /design 1.1, 1.8 p.
- Reynoso-Hernández J.A., Rangel Patiño F. E., y Perdomo J.**, 1996, “*Full RF Characterization for Extracting the Small-Signal Equivalent Circuit in Microwave FETs*”, IEEE Trans. Microwave Theory Teach.,44(12):2625-2633 p.
- Steve C. Cripps**, 2006, “*Rf Power Amplifiers for Wireless Communications*” Artech House.
- Trew R.J., Bilbro G.L., Kuang W., Lui Y., y Yin H.**, 2005, “*Microwave AlGaIn/GaN HEMTs*”, IEEE Microwave Magazine, 6(1):56-66 p.

REFERENCIAS (continuación)

Zarate-de Landa Andrés, Zúñiga-Juárez J.E, Reynoso-Hernández J.A, Maya-Sánchez M.C., Poner E.L., y Linthicum h.j., 2007, “*A new an better method for extracting the parasitic elements of on-wafer GaN transistors*”, IEEE MTT-S Digest. Int. Microwave Symp. Honolulu, Hawaii, 3-8 Junio, 791-794p.

Zuñiga Juárez, J. E., 2003, “*Evaluación de Modelos No-Lineales para PHEMTs*”, Tesis Maestría, B.C. México, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, 142pp.

GLOSARIO

ADS. Sistema de diseño avanzado (Advanced Design System).

AP. Amplificador de potencia.

CDMA. Acceso múltiple por división de código (Code Division Multiple Access).

CICESE. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada.

dB. Unidad de medida logarítmica, para representar ganancia y atenuación (deciBel).

DC. Corriente directa (Direct current).

De-embedding. Extraer los parámetros del dispositivo bajo prueba (DUT).

DUT. Dispositivo bajo prueba (Device under test).

FDMA. Acceso múltiple por división de frecuencia (Frequency Division Multiple Access).

FET. Transistor de efecto de campo (Field Effect Transistor).

FM. Modulación en frecuencia.

GaN. Nitruro de galio.

GHz. Giga-Hertz`

GSM. Sistema global para comunicaciones móviles (Global System for Mobile communications).

HEMT. Transistor de alta movilidad electrónica (High Electron Mobility Transistor).

IMD. Distorsión de intermodulación (Intermodulation Distortion).

LIMCAL. Software de medición automatizado para calibración y modelado de transistores.

PAE. Eficiencia de potencia añadida.

PC. Computadora personal (Personal Computer).

GLOSARIO (continuación)

Pin. Potencia de entrada

Pout. Potencia de salida

RAE. Red de adaptación de entrada.

RAS. Red de adaptación de salida.

REFLECT. Elemento reflector, puede ser un corto circuito o circuito abierto.

RF. Radio frecuencia.

TDMA. Acceso múltiple por división de tiempo (Time Division Multiple Access)

TRL. Técnica de calibración que utiliza una línea de longitud cero (Thru), un elemento reflector (Reflect) y una línea de transmisión de longitud distinta de cero. (Thru Reflect Line).

VNA. Analizador de redes vectorial (Vector Network Analyzer).

WCDMA. Acceso múltiple por división de código de banda amplia (Wide and Code Division Multiple Access).

WiMax. (Worldwide Interoperability for Microwave Access).

APENDICE A