



Universidad Nacional Autónoma de México

Facultad de Estudios Superiores Aragón

“Análisis de Transistores Basados en la Tecnología de Nitruro de Galio (GaN) para Aplicaciones en Amplificadores de Potencia”

T E S I S

Que para obtener el título de:

Ingeniero Eléctrico Electrónico

Presenta:

Marroquín Sánchez Erick David

Director de tesis:

DR. JOSÉ ISMAEL MARTÍNEZ LÓPEZ



Edomex, México

2023



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Jurado Asignado:

Presidente: Mtro. Juan Gastaldi Pérez

Secretario: Dr. José Ismael Martínez López

1er Vocal: Ing. Fortunato Cerecedo Hernández

2do Vocal: Dr. Ismael Díaz Rangel

3er Vocal: Ing. Fernando Xavier Vázquez Martínez

Facultad de Estudios Superiores Aragón, Edomex.

TUTOR DE TESIS:

Dr. José Ismael Martínez López

FIRMA

AGRADECIMIENTOS

Quiero agradecer a mi madre **Alejandra Sánchez Comunidad** por ser lo más importante en mi vida. Sin ella no sabría quien soy, no sabría cual es mi propósito en mi vida. Quiero agradecerle por enseñarme tantas cosas. Ella me demostró que no es necesario tener la mejor educación escolar para ser una persona amable, educada, me demostró que no se necesitan mil títulos universitarios para ser la persona mas sabia de esta vida, me demostró que no se necesita ser millonario para ser rico, me demostró que no se necesita un palacio para tener un hogar, me demostró que el buscar ser perfecto no es sinónimo de éxito, me demostró que no hace falta ser el mejor para ser tan fuerte como ella, me demostró que cualquier problema no es tan grande como para rendirme, me demostró que el verdadero amor incondicional existe.

Agradezco a mi hermano **Alejandro Marroquín Sánchez** por apoyarme todo este tiempo de mi vida, siendo un ejemplo a seguir, y un pilar importante para mi vida. Le agradezco por mostrarme que el amor de hermanos es incondicional y puro.

Agradezco a mi padre **Alejandro Marroquín Ramon** por estar siempre apoyándome a mi y a la familia, por enseñarme a ser un apersona responsable, trabajadora y de bien.

Agradezco a toda mi familia materna por siempre tener un apoyo incondicional en cualquier problema. Les agradezco por siempre estar en los momentos malos y apoyarme a salir adelante en todo momento. Les agradezco por ayudarme a ser quien soy hoy.

Agradezco al **Dr. José Ismael Martínez López** por aceptar guiarme en este proceso de realizar mi tesis, por tener una gran paciencia y brindarme un gran apoyo a la hora de enseñarme acerca de todo este campo de conocimientos relacionados a este tema de tesis.

Agradezco al **Dr. Francisco Martínez** por ayudarme y asesorarme con el proceso de realización de esta tesis, brindarme su paciencia y conocimientos para lograr entender de mejor manera toda esta área de conocimientos relacionados a este tema de tesis.

Agradezco al Programa de **Apoyos a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica (PAPIIT)** de la **Dirección General de Asuntos del Personal Académico de la UNAM (DGAPA)** por aportar los recursos para la realización de este trabajo a través del proyecto **IN111522**.

ÍNDICE

Agradecimientos.....	i
Índice.....	ii
Índice de Figuras.....	iii
Índice de Tablas.....	vi
Introducción.....	1
1 Tecnología GaN.....	3
1.1 Oblea.....	6
1.2 Crecimiento Amonotérmico.....	6
1.3 Epitaxia Híbrida en Fase de Vapor (HVPE).....	7
1.4 Crecimiento en Solución a Alta Presión de Nitrógeno (HNPSG).....	7
1.5 NA-FLUX.....	7
1.6 Estructura GaN HEMT.....	9
2 Caracterización en corriente directa	13
2.1 Características en CD y Curvas IV.....	13
2.2 Software <i>Advanced Design System</i>	14
2.3 Simulación.....	15
2.4 Caracterización en laboratorio.....	17
2.5 Efectos de autocalentamiento y atrapamiento.....	20
2.6 Resultados experimentales.....	20
2.7 Comparación.....	24
2.8 Conclusión.....	27
3 Análisis en Señal Pequeña.....	28
3.1 Señal Pequeña.....	28
3.2 Parámetros S.....	29
3.3 Calibración TRL.....	31
3.4 Simulación parámetros S.....	32
3.5 Simulación vs Datos del Fabricante.....	32
3.6 Simulación vs Datos del Fabricante con Corriente de Drenador de 200mA.....	38
3.7 Caracterización en Laboratorio Parámetros S.....	44
3.8 Comparación Laboratorio vs Simulador vs Datos del Fabricante a 100mA.....	51
3.9 Comparación Laboratorio vs Simulador vs Datos del Fabricante a 200mA.....	56
3.10 Conclusión.....	62
4 Caracterización en Señal Grande	64
4.1 Señal Grande.....	64
4.2 Serie de Fourier.....	65
4.3 Distorsión Armónica.....	66
4.4 Caracterización en señal grande.....	67
4.5 Potencia 0 dBm.....	67
4.6 Potencia 10 dBm.....	69
4.7 Potencia 20 dBm.....	70
4.8 Potencia 30 dBm.....	72
4.9 Potencia 40 dBm.....	73
4.10 Conclusión.....	75
5 Conclusión General.....	76
6 Referencias.....	77

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1. Ilustración de la Epitaxia Híbrida por Fase de Vapor.....	7
Figura 1.2. Costo y tasa de crecimiento de obleas con diferentes técnicas de elaboración	9
Figura 1.3. Estructura general de GaN HEMT.....	10
Figura 1.4. HEMT modo D.....	10
Figura 1.5. HEMT modo E.....	11
Figura 2.1. Curva IV.....	14
Figura 2.2. Diseño de circuito para curvas IV.....	15
Figura 2.3. Curva IV en ADS primer barrido.....	16
Figura 2.4. curva IV ADS segundo barrido.....	16
Figura 2.5. Medidas de pieza diseñada para la caracterización del transistor CGH410P.....	17
Figura 2.6. Test Fixture.....	18
Figura 2.7. Colocación del HEMT en la test Fixture.....	18
Figura 2.8. Diagrama de conexión.....	18
Figura 2.9 Conexión para caracterización en CD.....	19
Figura 2.10. Curva IV transistor 1 laboratorio.....	21
Figura 2.11. Irregularidad de Colapso de Rodilla.....	21
Figura 2.12. Curva IV transistor 2 laboratorio.....	22
Figura 2.13. Curva IV transistor 1 segunda etapa de medición laboratorio.....	23
Figura 2.14. Curva IV transistor 2 segunda etapa de medición laboratorio.....	23
Figura 2.15. Comparación primer barrido.....	24
Figura 2.16. Comparación primer barrido transistor 2.....	25
Figura 2.17. Comparación segundo barrido transistor 1.....	26
Figura 2.18. Comparación segundo barrido transistor 2.....	27
Figura 3.1. Modelo equivalente de señal pequeña para GaN HEMT.....	29
Figura 3.2. Circuito en ADS parámetros S.....	32
Figura 3.3. Comparación Simulador vs Fabricante Magnitud S (1,1).....	33
Figura 3.4 Comparación Simulador vs Fabricante Fase S (1,1).....	34
Figura 3.5. Comparación Simulador vs Fabricante Magnitud S (2,1).....	34
Figura 3.6. Comparación Simulador vs Fabricante Fase S (2,1).....	35
Figura 3.7. Comparación Simulador vs Fabricante Magnitud S (1,2).....	36
Figura 3.8. Comparación Simulador vs Fabricante Fase S (1,2).....	36
Figura 3.9. Comparación Simulador vs Fabricante Magnitud S (2,2).....	37
Figura 3.10. Comparación Simulador vs Fabricante Fase S (2,2).....	38
Figura 3.11. Comparación de Magnitud de S (1,1) a 200mA.....	39
Figura 3.12. Comparación de Fase de S(1,1) a 200mA.....	40
Figura 3.13. Comparación de Magnitud de S (2,1) a 200mA.....	40
Figura 3.14. Comparación de Fase de S(2,1) a 200mA.....	41
Figura 3.15. Comparación de Magnitud de S (1,2) a 200mA.....	42

Figura 3.16. Comparación de Fase de S(1,2) a 200mA.....	42
Figura 3.17. Comparación de Magnitud de S(2,2) a 200mA.....	43
Figura 3.18. Comparación de Fase de S(2,2) a 200mA.....	43
Figura 3.19. Esquema de conexión parámetros S.....	44
Figura 3.20. Estándar de calibración Line.....	45
Figura 3.21. Configuración de señal pequeña.....	46
Figura 3.22. Datos obtenidos reflejados en el programa “Streamline”.....	46
Figura 3.23. Magnitud S(1,1) Obtenido en laboratorio.....	48
Figura 3.24 Magnitud S(1,2) Obtenido en laboratorio.....	48
Figura 3.25. Magnitud S(2,1) Obtenido en laboratorio.....	49
Figura 3.26. Magnitud S(2,2) Obtenido en laboratorio.....	49
Figura 3.27. Fase S(1,1) Obtenido en laboratorio.....	50
Figura 3.28. Fase S(1,2) Obtenido en laboratorio.....	50
Figura 3.29. Fase S(2,1) Obtenido en laboratorio.....	51
Figura 3.30. Fase S (2,2) Obtenido en laboratorio.....	51
Figura 3.31. Comparación entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante en Magnitud S (1,1).....	52
Figura 3.32. Comparación entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante en Magnitud S(1,2).....	53
Figura 3.33. Parámetros S de la primera SSF miniaturizada (Tipo Columna).....	53
Figura 3.34. Comparación entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante en Magnitud S(2,2).....	54
Figura 3.35. Comparación entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante en Fase S(1,1).....	55
Figura 3.36. Comparación entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante en Fase S(1,2).....	55
Figura 3.37. Comparación entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante en Fase S(2,1).....	56
Figura 3.38. Comparación entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante en Fase S(2,2).....	56
Figura 3.39. Comparación entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante en Magnitud a 200mA S(1,1)..	57
Figura 3.40. Comparación entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante en Magnitud a 200mA S(1,2)....	58
Figura 3.41. Comparación entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante en Magnitud a 200mA S(2,1)....	58
Figura 3.42 Comparación entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante en Magnitud a 200mA S(2,2)....	59
Figura 3.43. Comparación entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante en Fase a 200mA S(1,1).....	60
Figura 3.44. Comparación entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante en Fase a 200mA S(1,2).....	61
Figura 3.45. Comparación entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante en Fase a 200mA S(2,1).....	61
Figura 3.46. Comparación entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante en Fase a 200mA S (2,2).....	62
Figura 4.1. Circuito en ADS para señal Grande.....	67
Figura 4.2. Armónicos referentes a la caracterización en señal grande a potencia 0 dBm.....	68
Figura 4.3. Grafica con respecto al tiempo referentes a la caracterización en señal grande a potencia 0 dBm....	68
Figura 4.4. Armónicos referentes a la caracterización en señal grande a potencia 10 dBm.....	69
Figura 4.5. Gráfica con respecto al tiempo referentes a la caracterización en señal grande a potencia 10 dBm....	70
Figura 4.6. Armónicos referentes a la caracterización en señal grande a potencia 20 dBm.....	71
Figura 4.7. Gráfica con respecto al tiempo referentes a la caracterización en señal grande a potencia 20 dBm....	71
Figura 4.8. Armónicos referentes a la caracterización en señal grande a potencia 30 dBm.....	72
Figura 4.9. Gráfica con respecto al tiempo referentes a la caracterización en señal grande a potencia 30 dBm....	73

Figura 4.10. Armónicos referentes a la caracterización en señal grande a potencia 40 dBm.....74
Figura 4.11. Gráfica con respecto al tiempo referentes a la caracterización en señal grande a potencia 40 dBm....74

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1. Parámetros de los materiales.....	4
Tabla 1.2 Métodos de fabricación de oblea para GaN.....	8

INTRODUCCIÓN.

La electrónica es un campo que cada día se va superando así mismo de la mano de las nuevas tecnologías y los nuevos desarrollos. Los avances tecnológicos en esta área cada vez son más y mejores. La nueva búsqueda por mejoras significativas en la electrónica es de suma importancia y hoy en día se han observado muy buenos avances para las áreas de la alta frecuencia, potencia y esto ayuda inevitablemente en el uso de los sistemas de comunicación. Estos han llevado a encontrar materiales que pueden ayudar a este proceso como lo es la tecnología Nitruro de Galio (GaN). Esta nueva tecnología se ha visto como una gran candidata para ser el futuro en el área de los transistores de alta potencia, ya que si bien las tecnologías actuales de Silicio son las que encabezan la mayoría de los componentes electrónicos debido a su bajo costo de producción en masa y su buena eficiencia. La tecnología GaN ha demostrado en los últimos años que con un poco más de avance se puede comercializar de manera masiva y teniendo una mejor efectividad en la aplicación de transistores para alta frecuencia y potencias más altas, esto ayudando en la fabricación de dispositivos para sistemas de comunicación y aplicaciones militares, ya que esta tecnología puede operar a voltajes y frecuencias más altos en comparación a otros materiales que igual se usan comúnmente en la elaboración de componentes comerciales como lo es el arseniuro de galio(GaAs). Esta nueva tecnología debido a sus principales características es usada para alta potencia como en radares, satélites, comunicaciones celulares, entre otras.

Hoy en día los recursos por sobreexplotación de los materiales usados comercialmente en la fabricación de dispositivos electrónicos han visto afectada la industria con la disminución de producción de estos componentes. Por esta razón la tecnología GaN ayudará bastante ya que al diseñar circuitos de amplificación con un solo dispositivo de este material sería lo equivalente a usar dos o más en un diseño de otro tipo de dispositivos. Esto nos representara una mayor disminución en desperdicios y contaminación para la fabricación de dispositivos electrónicos y para los diseñadores será algo más factible ya que se reduce el tamaño del circuito en donde se pueda emplear. Dentro de las especificaciones a tomar en cuenta para estos diseños, es que estos dispositivos funcionan a voltajes de polarización más altos por ende se requiere menos corriente. Son una opción bastante considerable para aplicaciones con requisitos de altos niveles de potencia, operación de alta frecuencia, alto rango dinámico y de tamaño pequeño. La única característica en desventaja es su gran producción de calor, debido a esto se ve afectada un poco su eficiencia como por ejemplo con la pérdida de potencia, pero se han desarrollado múltiples técnicas para contrarrestar este efecto y realizar un buen uso en las implementaciones físicas en los circuitos, como lo ha sido a la hora de montar en la PCB para ayudar a disipar el calor se hacen through holes chapados con cobre o algún otro material eficaz para la dispersión de calor.

En esta tesis se busca caracterizar los principales atributos de un dispositivo de la tecnología GaN, haciendo uso de un software para simular los parámetros más significativos en condiciones de trabajo específicas de cada dispositivo, utilizando el software de simulación Advanced Design System y de igual manera realizando estas mismas pruebas de caracterización en sistema físico. Esto con el objetivo de observar el comportamiento de la tecnología, y entender de mejor manera su funcionamiento ante estas etapas de caracterización, pudiendo en un futuro ver su beneficio en alguna aplicación en algún campo de las comunicaciones digitales, comparando las diferencias significativas de los resultados

obtenidos en el simulador contra los resultados obtenidos en las pruebas físicas. Es importante observar las diferencias de los resultados en un escenario controlado como lo es el simulador ya que todo está perfectamente controlado en comparación de un ambiente con muchas más variables, contratiempos, etc, como lo es realizar la experimentación física.

CAPÍTULO 1

Tecnología GaN

Los dispositivos de GaN aparecieron por primera vez alrededor 2004 y fueron diseñados para radiofrecuencia (RF). Estos son capaces de operar a una frecuencia de conmutación 10 veces mayor que los MOSFET de silicio, estas características hicieron que fuera compleja su introducción al mercado de producción en masa, ya que para poder aprovechar todos los beneficios de esta tecnología se tienen que contemplar varios problemas como por ejemplo la topología del convertidor, la técnica de conmutación suave, y el controlador de puerta, entre muchos otros más. [1]

El uso de esta tecnología representa un gran avance principalmente en el área de la radiofrecuencia, en dispositivos de alta frecuencia y uno de sus usos principales para dispositivos de comunicación satelital y de uso militar. Sus características principales de este material lo hacen el candidato perfecto para las mejoras en estas áreas de la comunicación y alta frecuencia. Entre las características más destacables de este material se encuentran la movilidad de sus electrones, la velocidad de saturación, alta capacidad calorífica, y conductividad térmica. Estos dispositivos resisten entre 5 a 30 w por milímetro y manejan temperaturas después de los 150 grados centígrados.

El uso de la tecnología ha pasado por varios procesos hasta poder constituirse como un gran candidato para desarrollar dispositivos de este material, se tuvieron que tomar en cuenta diferentes sustratos y pruebas para considerar cuál era la mejor opción para obtener un avance en la mejora de estas áreas. El zafiro ha sido bastante utilizado a lo largo del tiempo como un sustrato aislante en aplicaciones de potencia, radiofrecuencia y para usos de iluminación en LEDs. La tecnología GaN-en-Zafiro se comenzó a utilizar por su bajo costo y durabilidad. Se ha utilizado como sustrato aeroespacial ya que es muy efectivo para aplicaciones aeroespaciales difíciles, pero debido a su poca conductividad térmica no es la mejor opción para aplicaciones de radiofrecuencia o microondas extremadamente densas.

Otro sustrato importante a destacar es el SiC (carburo de silicio) el cual tiene varias características bastante importantes. Es por encima de los demás sustratos el que posee mayor conductividad térmica y es muy duradero. GaN en SiC comienza a poder presentar mejoras en el diseño de circuitos ya que funciona para dispositivos de potencia más pequeños ya que por sus características se permiten estos diseños de tamaño reducido. El único inconveniente es que el cultivo de este sustrato es 300 veces más lento que el silicio y aunque el tamaño de la oblea se vea incrementado al tener la problemática del alto tiempo de cultivo, lo hace un factor bastante ineficiente a considerar ya que de igual manera el consumo de energía para producir este sustrato es bastante grande.

Hoy en día la mayoría de componentes que están en el mercado están fabricados de silicio esto nos da a pensar que este material debería ser el más efectivo para realizar una buena combinación con el GaN y obtener un mejor resultado, pero no es así aunque bien es cierto al utilizar el silicio como sustrato obtenemos algunas ventajas como por ejemplo el bajo costo

de producción y gran volumen, pero en cuanto a eficiencia aquí es donde este sustrato es deficiente ya que tiene muy poca conductividad térmica apenas por encima del zafiro.

Con el que se ha demostrado ser más efectivo es con el Diamante como sustrato para el GaN. Este tiene alta conductividad térmica, resistencia mecánica y características de aislamiento, si bien el SiC ya era bastante bueno en cuanto a la conductividad térmica este podría llegar a ser hasta cinco veces más eficiente. Al tener en cuenta estas características nos permitirá tener circuitos de mayor potencia con un menor tamaño otro factor más a beneficio es que este reduce la capacidad de parásitos. Al utilizar este sustrato da la oportunidad que GaN trabaje a una mayor temperatura de esta manera a contrarrestar la deficiencia del GaN al generar bastante temperatura.

Algunas de las principales características de estos materiales se muestran en la siguiente tabla 1.1.

Tabla 1.1. Parámetros de los materiales. [3]

Parámetros	Unidad	GaN	Si	SiC	Diamante
Estructura Cristalina	–	Hexagonal, cúbico.	Diamante	Hexagonal, Cúbica	Diamante
Densidad	g/cm ³	6.1	2.328	3.21	3.515
Mol	g/mol	83.73	28.086	40.097	12.011
Densidad Atómica	atom/cm ³	4.37E+22	5.00E+22	4.80E+22	1.76E+23
Movilidad de Electrones	μe	1000	1500	460-980	2200
Punto de Fusión	°C	2573, @60 kbar	1415	2830	4373, @125 kbar
Calor Específico	J(g °C)	0.431	0.7	0.2	0.52
Coeficiente de Dilatación Térmico Lineal	°C ⁻¹	5.6E ⁻⁶ /a 3.2E ⁻⁶ /c	2.60E ⁻⁰⁶	~5E ⁻⁶	8.00E ⁻⁰⁷
Conductividad Térmica	W/(cm °C)	2.1	1.5	2.3–4.9	6–20
Tipo de Transición	–	Directa	Indirecta	Indirecta	Indirecta
Brecha Energética	eV	3.39(H)	1.12	3.02/6H 3.26/4H 2.403/3C	5.46–5.6
Separación	eV	Γ-Γ'1.9 Γ-M	Indirecta	Indirecta	Indirecta

energética		2.1			
------------	--	-----	--	--	--

El SiC y el GaN comparten la característica de que ambos tienen una energía de banda prohibida mucho mayor a los demás materiales, esto permite a estos materiales poder trabajar a altas temperaturas. GaN tiene el campo de ruptura eléctrico más alto, esto nos da dispositivos de potencia con un voltaje de ruptura más alto. De igual manera GaN tiene una velocidad de deriva más del doble que la que posee el Si. Para poder visualizar de mejor manera estas características es necesario calcular el mejor rendimiento teórico que se podría lograr. Con la siguiente ecuación de se puede calcular la resistencia de conexión teórica de cada candidato:

$$R_{on} = \frac{4V_{BR}^2}{\epsilon_s \mu_n E_{crit}^3} [\Omega]$$

donde V_{BR} es el voltaje de ruptura deseado, ϵ_s es la constante dieléctrica, E_{crit} es el campo eléctrico de ruptura y μ_n es la movilidad del electrón.[2]

Con esto podemos observar de una manera más analítica las ventajas que nos otorga este material a los avances en la electrónica. Las características mencionadas anteriormente nos reflejan un material que con menos requerimientos nos otorga mejores beneficios en comparación de en este caso el SiC y el Si respectivamente. GaN al ser un material de banda prohibida ancha puede lograr capacidades de operación tanto de alta potencia como de alta frecuencia debido a sus características materiales superiores. Para esto es necesario que se reduzca el voltaje de ruptura cuando se desee aumentar la alta frecuencia. Estos materiales de banda prohibida tienen un campo eléctrico crítico bastante alto, esto debido a que la ionización por impacto no se produce hasta que los portadores calientes obtengan la energía equivalente a la banda prohibida y que de esta manera generan pares de electrón-hueco. El índice de los materiales de Si y GaN es de aproximadamente 300 y 90 000 GHz V, respectivamente. Además, también se estima que la velocidad de saturación de los materiales de GaN es mayor que la de los materiales semiconductores convencionales [3].

Para entender mejor estos conceptos es importante comprender que la frecuencia de corte FT y el voltaje de ruptura Bv se describen por el campo eléctrico Ec y la velocidad de saturación portadora Vsat, la cual se encuentra en el espaciado de la trayectoria de electrones l. Expresado en la ecuación se vería de esta manera:

$$B_v = E_c \cdot l$$

Ahora considerando el tiempo de transición del electrón en la parte l, la frecuencia de corte se ve representada de esta manera:

$$f_T = \frac{1}{2\pi \tau} = \frac{V_{sat}}{2\pi l}$$

y por último obteniendo el producto entre f_T y Bv esto se vuelve en una constante independiente del espacio de l y se representa de la siguiente manera:

$$B_v \cdot f_T = \frac{E_c \cdot V_{sat}}{2\pi}$$

1.1 OBLEA

Una parte fundamental en el progreso de esta tecnología es su forma de fabricación y la importancia y relevancia que ésta tiene para poder realizar una producción en cantidades bastante grandes para poder comercializar un producto como lo son estos dispositivos GaN.

Las obleas como se conocen son las encargadas de construir los microcircuitos mediante diferentes técnicas, éstas forman el sustrato de los dispositivos GaN, en la cual se deposita epitaxialmente la región de deriva. Comúnmente las obleas de Si se obtienen por medio del método de crecimiento por fusión, a diferencia de estas obleas de Si, las obleas de GaN se obtienen por medio de epitaxia híbrida en fase de vapor (HVPE) o por medio de deposición química de vapor (CVD) en un material extraño semejante al zafiro. Después se procede a eliminar el material extraño dejando solo la capa de GaN, esto se le denomina fabricación de obleas “pseudo a granel” estos métodos presentan desafíos bastantes considerables ya que existe un desajuste entre el GaN y el material extraño [4].

A pesar de estas incertidumbres con respecto a los métodos más utilizados hoy en día se siguen investigando nuevos métodos para llevar todo este proceso a una mejora continua y eficaz para una producción efectiva. Tal es el caso de las tres tecnologías más prometedoras e innovadoras para alcanzar los objetivos principales de la producción de dispositivos GaN, estas tres tecnologías son: el crecimiento en solución a alta presión de nitrógeno (HNPSG), el crecimiento en solución a baja presión con flujo de sodio (Na-flux) y el crecimiento amonotérmico. Estos dos primeros métodos se han utilizado para generar GaN en sustratos extraños con varias pulgadas de diámetro, pero sin embargo tienen un éxito menos eficaz en la producción a granel real. En cambio, el crecimiento amonotérmico ha sido el más exitoso en la producción de GaN a granel, con más de 2 pulgadas de diámetro fabricado en forma de bola [4].

1.2 Crecimiento Amonotérmico

Este método consiste en una cámara de presión que se usa a temperatura elevada, se llena con amoníaco a 800-900 K, generando una presión de rango de 2000-4000 atm, lo que convierte al amoníaco en un fluido supercrítico. Esto permite que el amoníaco supercrítico transporte el GaN desde la zona de origen hasta las semillas de crecimiento. Se utilizan mineralizadores básicos como: NaNH_2 , LiNH_2 y KNH_2 o de igual manera mineralizadores ácidos como lo son: NH_4Cl , NH_4Br , y NH_4I esto con el fin de aumentar la solubilidad del GaN en el amoníaco.

En 1995 el científico Dwilinski obtuvo un GaN cristalino y fino a partir de galio, amoníaco y LiNH. Durante estas experimentaciones se descubrió que el cristal GaN cultivado con mineralizadores básicos tenía una densidad de dislocación inferior a 10^4 cm^{-2} . Esto con respecto a los mineralizadores ácidos.[6]

Este método ha mejorado la tasa de crecimiento de GaN al $344 \mu\text{m}/\text{día}$ para el crecimiento en el plano c y $46 \mu\text{m}/\text{día}$ para el crecimiento del plano m. Y aunque bastante efectivo éste sigue teniendo desventajas como por ejemplo reducir el nivel de impurezas.

1.3 Epitaxia Híbrida en Fase de Vapor (HVPE)

En este método se utiliza un reactor el cual generalmente consta de dos zonas de fuente y zonas de epitaxia como se muestra en la figura (1.1). En la zona fuente, el galio se mantiene a una temperatura de aproximadamente 1100K y reacciona con el gas HCl. Posteriormente las especies gaseosas formadas en la zona de origen son transportadas por separado a la zona de epitaxia por un gas portador como hidrógeno, nitrógeno, helio y argón [6].

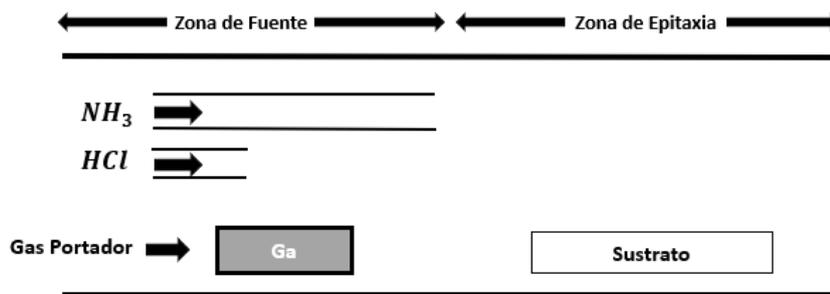


Figura 1.1. Ilustración de la Epitaxia Híbrida por Fase de Vapor.

1.4 Crecimiento en Solución a Alta Presión de Nitrógeno (HNPSG)

En este método se lleva a cabo la solubilidad del nitrógeno en una masa fundida de galio, esta composición se vuelve relativamente alta, por que las moléculas de nitrógeno se disocian en la superficie del galio y se disuelven en la masa fundida de galio. De esta manera los átomos de nitrógeno disueltos luego se transportan desde las regiones calientes a las regiones frías en la solución de galio, donde cristaliza el GaN. Con este método de crecimiento la tasa es muy baja debido a la solubilidad del nitrógeno la cual es de $<0.5 \%$, y el tamaño de los cristales de GaN crecidos se limitan a varios milímetros.

1.5 NA-FLUX

En este método se busca la solubilidad del nitrógeno en una masa fundida de galio la cual aumenta añadiendo sodio a la masa fundida. A este método se le conoce como flujo de sodio el cual puede disminuir el rango de temperatura de crecimiento de 800-1200K y la presión en $< 50 \text{ atm}$. Durante este proceso las moléculas de nitrógeno ionizado se disuelven en la masa fundida de Galio en Na. Los átomos de nitrógeno se combinan con los átomos de galio, de esta manera consiguiendo formar un núcleo de los cristales de GaN. Todos estos contribuyen al crecimiento de las semillas del cristal de GaN en el fondo de un crisol. Hay que tener en cuenta la concentración del nitrógeno ya que, si esta supera el valor crítico, se estaría llevando a cabo una epitaxia en fase líquida.

Estos métodos tienen sus propias dificultades y desafíos, a continuación, en la siguiente tabla 1.2 se muestra algunas de las más importantes especificaciones de estos procedimientos de producción de GaN y sus principales desafíos.

Tabla 1.2 Métodos de fabricación de oblea para GaN [5].

Metodo de Fabricacion	Tasas de crecimiento aproximado		Tamaño del cristal		Defecto de densidad	Desafíos
	$\mu\text{m/hr}$	$\mu\text{m/hr}$	En sustrato	Boules	cm^{-2}	
HVPE	100	2.4	>6 pulg.	—	105-106	Tensiones, curvatura de oblea, desglose del frente de crecimiento, dirección de crecimiento
HNPSG	3	0.007	2 pulg.	Algunos mm	101-102	Escalamiento, tasas de crecimiento, pureza
NA-FLUX	30	0.7	4 pulg.	Algunos mm	102-105	Escalamiento, crecimiento sostenido, tarifas
Amonotérmico	4	0.1	—	> 2 inch	104	Tasas de crecimiento, pureza

Estas características de estos procesos de producción van directamente relacionadas con sus costos y efectividad de elaboración. El método amonotérmico tiene el potencial para reducir drásticamente el costo de fabricación de GaN en la escala de producción 15, pero debido a que aún no se realiza producción a gran escala esto dificulta los costos, y a pesar de estas ventajas no puede competir con el método de epitaxia híbrida establecida en fase de vapor. En la siguiente figura podemos observar los costos y las tasas de crecimiento de las obleas de GaN a partir de los métodos amonotérmicos y de vapor, en comparación a los métodos de fabricación de las obleas de Si elaboradas con crecimiento de fusión sembrado y en comparación con las obleas de SiC producidas con sublimación sembrada.

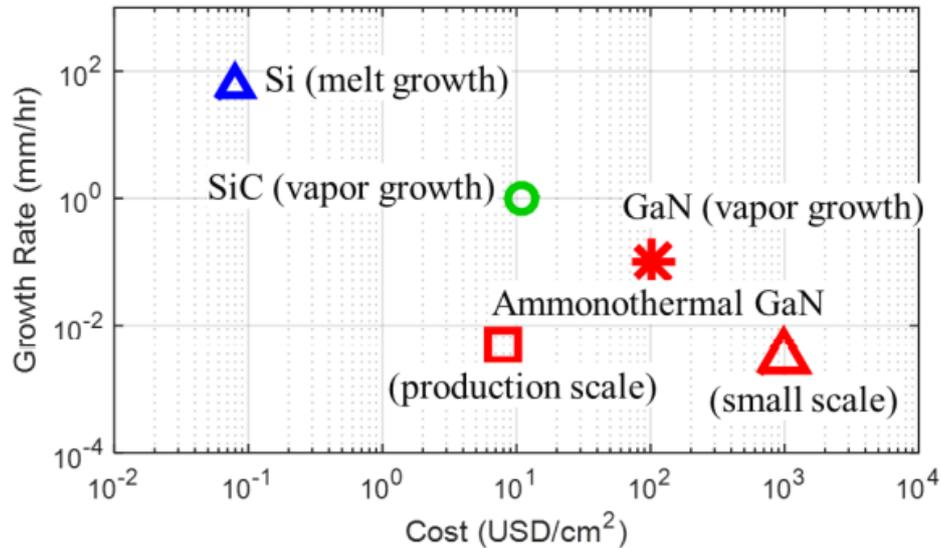


Figura 1.2. Costo y tasa de crecimiento de obleas con diferentes técnicas de elaboración[5].

1.6 Estructura GaN HEMT

Es importante conocer la estructura de los transistores de alta movilidad de electrones (*High Electron Mobility Transistors*: HEMT's) con los que se llevarán a cabo las experimentaciones y caracterizaciones de este trabajo. Como se comentó al inicio de esta tesis, existen diferentes sustratos con los cuales se puede trabajar con el GaN, esto es prioritario ya que no con todos se obtiene el mismo beneficio o desventajas en la fabricación de los transistores. Recordando que el GaN se puede cultivar en Si, SiC o diamante esto debido a la falta de sustrato a granel de GaN.

La densidad de alta potencia requiere ciertas características para lograr tener una buena eficacia en los transistores, claro ejemplo de esto es el sustrato, este va directamente relacionado con el rendimiento y confiabilidad del dispositivo en RF y alta potencia. Pueden tener ciertas complicaciones bastante considerables debido a la conductividad térmica del sustrato. Teniendo en cuenta estas características un buen ejemplo es el SiC ya que este posee una alta conductividad térmica, este genera un alto calor el cual se puede disipar de manera efectiva. Se han estudiado HEMT de AlGaN/GaN en sustratos de SiC con densidades de potencia de salida de RF muy altas de aproximadamente 40 W/mm, de esta manera es importante conocer la efectividad y desventajas de cada sustrato en la estructura del HEMT, pero principalmente tenemos que comprender su estructura tal como la mostrada en la Figura 1.3.

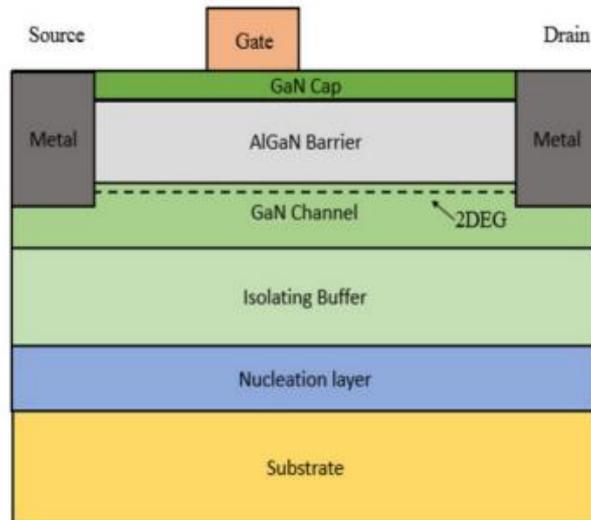


Figura 1.3. Estructura general de GaN HEMT [7].

La estructura HEMT se basó en T. Minura et al. (1975) [8] y MA Khan et al. (1994) [9]. Esta estructura de HEMT tiene una particular forma de operación, entre la interfaz AlGaN y GaN, existe un gas de electrones bidimensional (2DEG) el cual tiene la particular característica de poseer una alta movilidad de electrones debido a la diferencia de la polarización espontánea y la polarización piezoeléctrica. Debido a esta característica el dispositivo funciona como un dispositivo normalmente encendido [7].

Para que el dispositivo funcione de esta manera este HEMT se tiene que encontrar en modo de agotamiento (modo D). Para que el dispositivo se encuentre en este modo se debe agotar el canal 2DEG, de esta manera se aplica un electrodo de compuerta en la parte superior de la capa de AlGaN con un voltaje de compuerta negativo con respecto al drenaje y al electrodo fuente.

Hay 2 tipos de HEMT en modo D, el primero es el HEMT en modo D introducido el cual posee un electrodo de compuerta Schottky en el que el electrodo de compuerta de metal se deposita directamente sobre AlGaN. Se utilizan metales Ni-Au o Pt para formar la barrera de Schottky. El otro tipo es el de modo D aislado, en el cual se coloca una capa aislante entre el electrodo de compuerta y AlGaN similar al de MOSFET para que de esta manera se bloquee la corriente de puerta. Las estructuras de estos dispositivos HEMT se muestran en la figura 1.4.

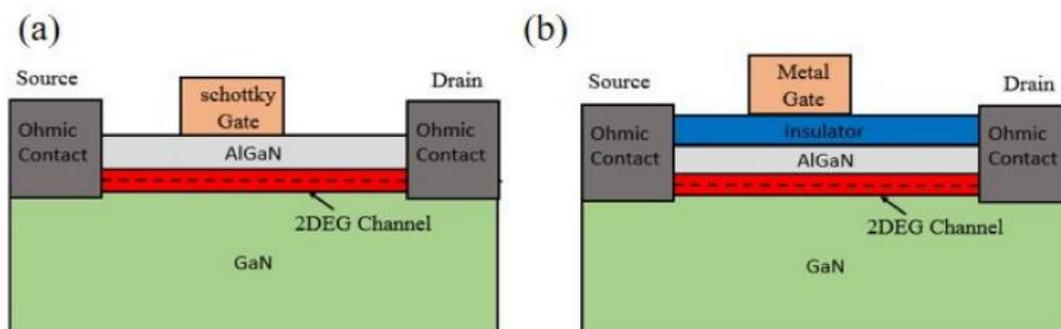


Figura 1.4 HEMT modo D [7].

Estos dispositivos en modo D no son los más adecuados para ciertas aplicaciones ya que este tipo de dispositivos en este modo específico requieren de una polarización con voltajes negativos. Y debido a la reducción en fallos existen otro tipo de dispositivos más adecuados los cuales son llamados de modo mejorado (modo E normalmente apagado) debido a su eficacia actualmente son los más adecuados para el desarrollo tecnológico. Para el caso del uso electrónico de los dispositivos existen 5 principales estructuras: compuerta empotrada, compuerta implantada, compuerta pGaN, híbrido de accionamiento directo e híbrido cascodo. Para este trabajo se llevó a cabo el estudio específico de un GaN HEMT el cual su uso principal es para RF y alta potencia para estos dispositivos la técnica de fabricación más común utilizada para modificar el voltaje de umbral es el receso de compuerta. Este proceso es bastante acertado y de suma importancia ya que este reduce el espesor de la barrera debajo del metal de la puerta. Esta estructura se puede ver representada en la siguiente figura 1.5.

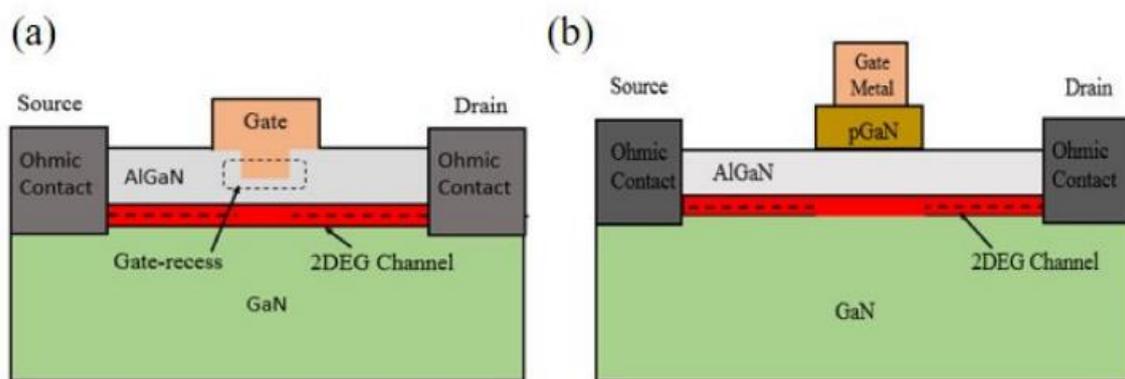


Figura 1.5 HEMT modo E [7].

En los siguientes capítulos abordaremos los tres principales tipos de caracterización para este dispositivo GaN. El primer tipo de caracterización consiste en la polarización del dispositivo HEMT en corriente directa (DC) y de esta manera obtener las curvas IV, obteniendo de esta manera una mejor visión del comportamiento de este dispositivo entre la relación de VDS y la corriente IDS.

El siguiente tipo es la caracterización en señal pequeña la cual consiste en ingresar señales de baja amplitud y observar su comportamiento del dispositivo ante este tipo de entradas de señal. Al caracterizar de esta forma se busca obtener los parámetros S, poderlos obtener directamente en el laboratorio y poderlos comparar con los obtenidos en un simulador y los proporcionados por el fabricante. Esta etapa es importante ya que se busca comprender de mejor manera el comportamiento ante condiciones lineales y de baja amplitud de señal del dispositivo GaN, esto proporcionándonos información esencial para poder diseñar y analizar circuitos de alta frecuencia, para desarrollar modelos de simulación y poder tener una mejor optimización del rendimiento en las aplicaciones de comunicación y sistemas de alta frecuencia.

Y por último la etapa de caracterización en señal grande la cual consiste en observar el comportamiento del dispositivo en condiciones de alta amplitud de señal. En esta etapa se busca comprender de mejor manera el comportamiento no lineal de este dispositivo GaN,

para poder comprender como el HEMT responde ante estas entradas de señal y como éstas pueden provocar el surgimiento de armónicos y distorsión armónica.

CAPÍTULO 2

Caracterización en corriente directa

Como ya ha sido mencionado en los párrafos anteriores, este tipo de dispositivo GaN posee bastantes características muy peculiares para su uso y fabricación. Teniendo en cuenta todos estos atributos podemos comenzar a definir el proceso por el cual se llevó a cabo la caracterización de estos dispositivos. El principal objetivo es proporcionar una basta y completa caracterización de los datos de rendimiento obteniendo las curvas IV y parámetros S del dispositivo CGH40010F, principalmente buscando alguna diferenciación o comparación con un ambiente controlado como lo es un programa de simulación y poder observar los cambios con un ambiente menos controlado como lo es directamente en un laboratorio.

2.1 Características en CD y Curvas IV

Conocer el comportamiento de estos dispositivos en CD es de suma importancia para la caracterización de este trabajo. La primera etapa para obtener estas características es conocer sus curvas IV, las cuales proporcionan la relación entre VDS y la corriente IDS.

Estos dispositivos debido al material por el cual están compuestos tienen ciertas características específicas. Recordando que una de sus principales características es que este es un material de banda prohibida ancha el cual posee un $E_g = 3.4$ eV, el GaN tiene un alto campo de ruptura (4 MV/cm) [10], esta característica permite un alto voltaje de operación de hasta 600 V y por lo tanto un alto rendimiento de fuerza. Otra característica muy peculiar es la brecha de banda ancha la cual ayuda también a operar en un alto grado de temperatura de hasta 300 °C [11]. Este material también posee una alta velocidad de saturación de electrones ($V_s = 3 \times 10^7$ cm/s) esto lo cual contribuye en una alta densidad de corriente y alta frecuencia de operación [12]. De igual manera una de sus principales características es la alta movilidad de electrones la cual se encuentra entre $\mu = 1200 - 1500$ cm²/Vs en 300 K.

Las curvas IV de un HEMT proporcionan la relación entre el VDS y la corriente IDS para diferentes valores del voltaje de la compuerta. Estas curvas ayudan a identificar el comportamiento de estos dispositivos a la corriente directa dándonos un mejor panorama de cómo funcionan a ciertas alimentaciones específicas, las cuales son proporcionadas por el fabricante teniendo en cuenta cuál es su máximo y mínimo funcionamiento de cada uno de estos dispositivos.

Para ejemplificar estas curvas la figura 2.1 muestra las características de salida (ID-VDS) para un barrido de un voltaje fijo en gate (VGS), tomando como ejemplo el dispositivo GaN CGH27015F. Podemos observar que a medida que el voltaje de compuerta aplicado aumenta, el drenaje máximo aumenta la corriente. La corriente máxima de drenaje de muestra para HEMT es de 200 mA/mm y el voltaje VGS es de -2.5 V realizando un barrido de 0.5 V y VDS = 5 V realizando un barrido de 0.1 V. En esta curva podemos observar el comportamiento de la corriente máxima de drenaje de salida la cual podemos mirar que al aumentar esta, el voltaje de la puerta de la misma manera tiene un incremento.

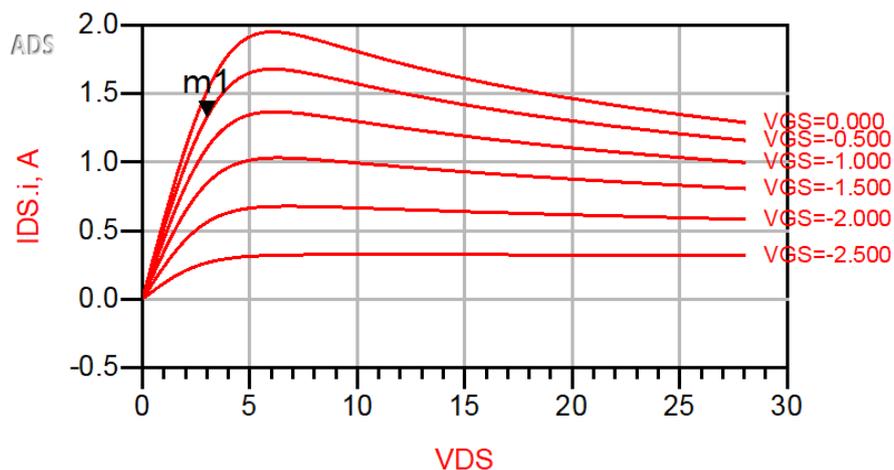


Figura 2.1. Curva IV.

2.2 Advanced Design System

La primera etapa de la caracterización de este proyecto fue basada en un ambiente controlado por medio de un software especializado para poder diseñar un circuito para este dispositivo GaN CGH40010F en el cual se buscaba poder controlar todas las variantes de corriente y voltaje en las diferentes compuertas del HEMT con respecto al tiempo y de esta manera obtener de forma precisa las características de cada una de las pruebas que se realizaron. El software que se utilizó para esta etapa lleva por nombre ADS (advanced design system) el cual pertenece y fue diseñado por PathWave Design y Keysight Technologies. Este es un programa para el diseño de una gran variedad de dispositivos de telecomunicaciones tales como osciladores, amplificadores, redes de banda ancha, sistemas de radiocomunicación, por satélite, etc. El principal objetivo de este software es la de realizar avanzadas simulaciones con elevada precisión sobre modelos circuitales constituidos principalmente por todo tipo de elementos pertenecientes a las extensas librerías de componentes que posee este programa.

Para poder comenzar a simular en este software se tuvo que descargar e instalar un kit de diseño el cual fue proporcionado por parte de la empresa dedicada a desarrollar este componente la cual lleva por nombre CREE.

La empresa CREE utiliza modelos de GaN HEMT de sustrato de SiC, esto debido a su alta eficiencia y alta ganancia. Estos modelos son diseñados específicamente para desempeñar muchas aplicaciones como puede ser la evaluación de los dispositivos dentro de entornos de simulación esto debido a la precisión de estos HEMT.

Estos modelos diseñados por esta compañía se basan en un enfoque de circuito equivalente. La extracción de parámetros es relativamente simple y se incorpora la sensibilidad del proceso en elementos individuales. Este modelo es derivado mediante el uso de mediciones de parámetros de dispersión S en oblea de HEMT de 0.5 mm a una temperatura de placa base de 25 °C.

2.3 Simulación

Comenzamos esta caracterización llevando a cabo el circuito pertinente para poder obtener las curvas IV. En dicho circuito se buscó encontrar las características de salida (I_D - V_{DS}) aplicando ciertos voltajes a la puerta (V_{GS}) y al drenador (V_{DS}). Dicho circuito muestra en la figura 2.2. Este circuito fue polarizado con dos diferentes alimentaciones una con un voltaje V_{GS} de -3.5 V realizando un barrido de 0.02 V comenzando en -2.5 V y un V_{DS} de 28v realizando un barrido de 0.1 V comenzando en 0 V. Y la segunda polarización tiene valores de V_{GS} iniciales en -2.58 V y finalizan en -3.5 V de igual manera realizando un barrido de 0.02 V. En cuanto los valores V_{DS} se alimentó con 10 V iniciando en 0 V con pasos de 0.1 V.

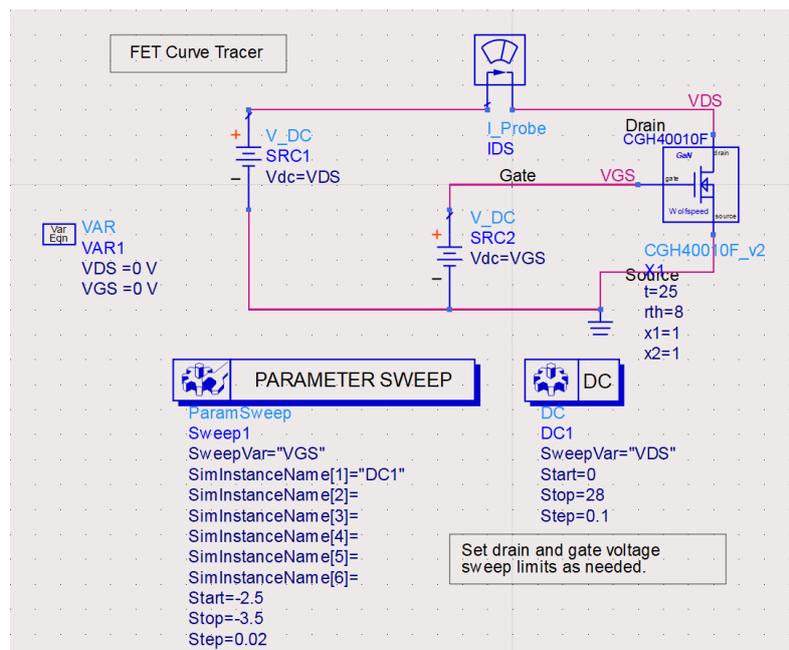


Figura 2.2. Diseño de circuito para curvas IV.

Al realizar esta primera simulación del barrido obtuvimos las siguientes curvas IV, en las cuales como ya se había hablado de sus características anteriormente podemos observar que a medida que el voltaje de compuerta aplicado aumenta, el drenaje máximo aumenta la corriente. Llegando en esta ocasión a una corriente máxima de 0.321 amperes. Esto se puede observar en la figura 2.3.

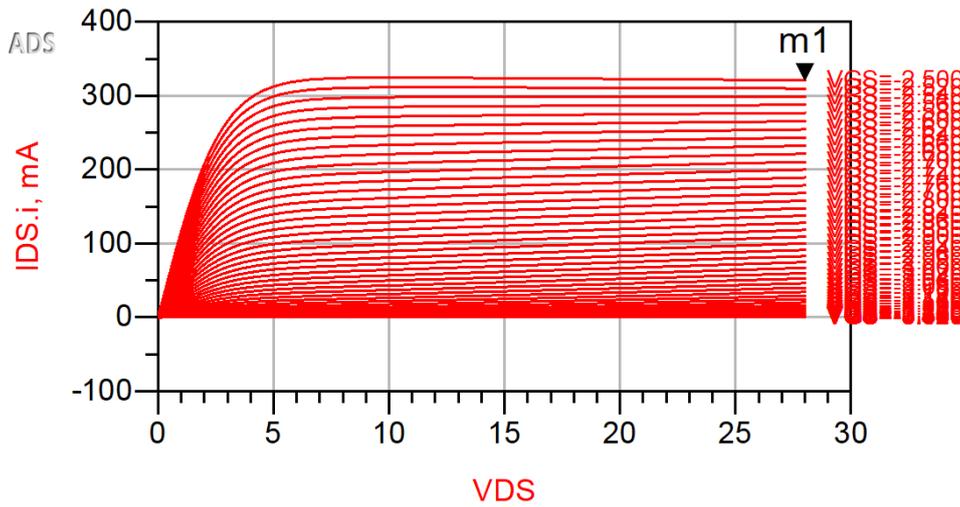


Figura 2.3. Curva IV en ADS primer barrido.

Con cuestión al segundo barrido como ya se había comentado anteriormente los valores llegan hasta 10V en VDS, podemos observar que la corriente disminuye debido a los valores ingresados en VGS en esta ocasión teniendo un valor de 0.272 amperes. Se puede observar que en esta gráfica los valores de la corriente no incrementan inicialmente de alguna manera rápida como lo vemos en el primer barrido, en estas mediciones se puede observar que la curva es un poco más extensa con respecto a VDS. La gráfica de este segundo barrido se muestra en la figura 2.4.

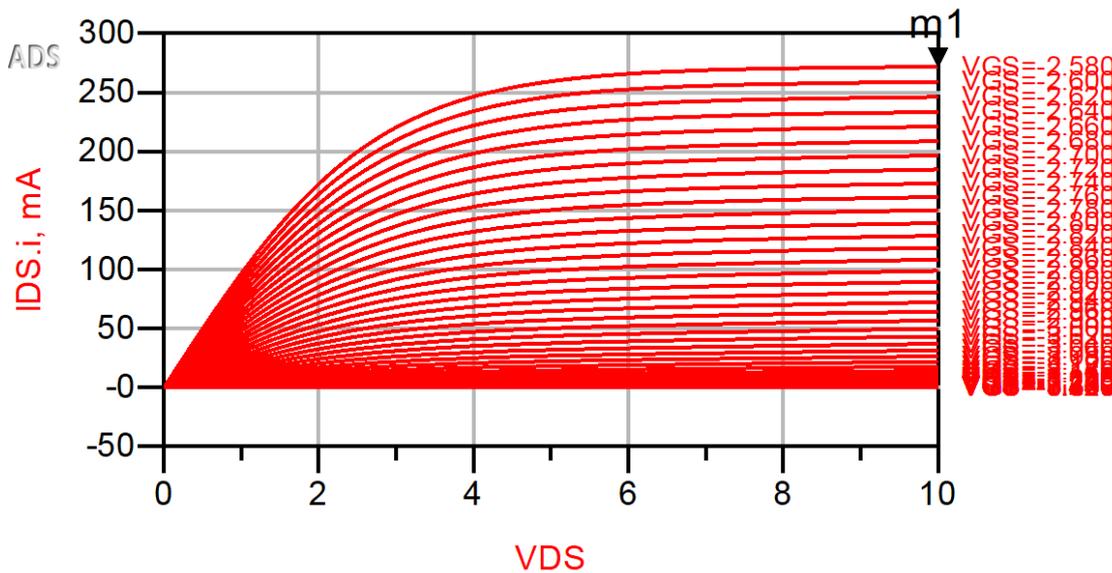


Figura 2.4. curva IV ADS segundo barrido.

2.4 Caracterización en laboratorio.

Como ya lo habíamos mencionado anteriormente el dispositivo con el cual se trabajará esta tesis es el CGH40010F de la marca CREE el cual es un transistor de alta movilidad de electrones (HEMT). Este funciona con un voltaje de drenador de 28 V. Tiene un funcionamiento de hasta 6 GHz, nos proporciona una ganancia de señal pequeña de 16 dB a 2.0 GHz. Este nos ofrece una banda ancha de propósito general para una variedad de aplicaciones de RF y microondas. En párrafos anteriores hemos mencionado las principales características de este material por lo cual el CGH410P es el mejor candidato para capacidades de alta frecuencia y alta ganancia esto lo hace eficaz para emplearlo en radio privada bidireccional, amplificadores de banda ancha, infraestructura celular, etc. El empaquetado que se utilizó para esta caracterización fue de tipo 440196.

El segundo paso de esta primera etapa de la caracterización fue dirigir estas mediciones directamente en un ambiente de un laboratorio, en este sitio se encuentran diferentes variables que no se pueden controlar como en el caso de un simulador. Buscando de esta manera la comparación que se obtuvo en cuanto a un ambiente que no considera tantas variables que puedan afectar en las mediciones contra un ambiente en donde puede haber muchas variables que pueden afectar las mediciones.

Para poder realizar las mediciones en CD se requirió el uso de un *test fixture* para poder colocar el transistor y de esta manera poder asegurar que las mediciones se realizarán de la mejor manera y con las menores pérdidas. El test fixture que se utilizó para este trabajo fue el PTJ-Ku el cual tiene un funcionamiento de hasta 18 GHz con una calibración estándar TRL, este pertenece a la marca Focus Microwaves.

Fue preciso diseñar una pieza para poder colocar el transistor en el *test fixture* ya que la que venía originalmente con este, estaba diseñada para un transistor más pequeño. La pieza en cuestión se muestra en la figura 2.5 la cual tenía que llevar esas medidas específicas y fue mandada a realizar en el material de cobre.

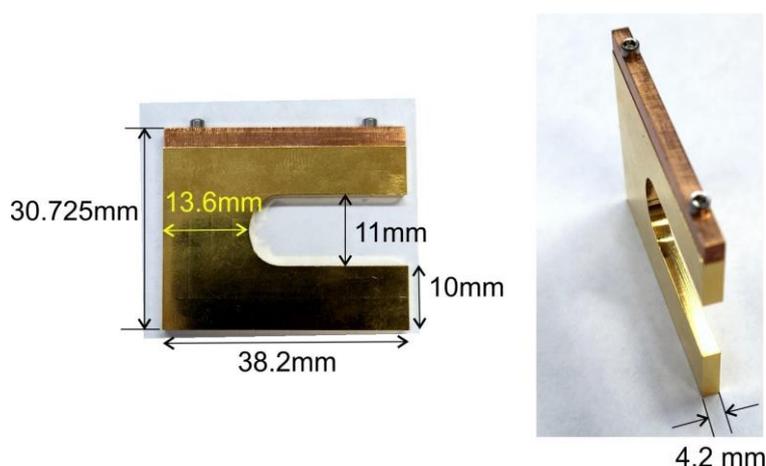


Figura 2.5. Medidas de pieza diseñada para la caracterización del transistor CGH410P.

Ya teniendo la pieza en el laboratorio comenzamos con el procedimiento de medición en el cual colocamos la pieza en el *test fixture* logrando que estuviera justo en el centro de las líneas de polarización y con ayuda de un aditamento sujetamos el transistor para lograr que

las piezas de alimentación del dispositivo estuvieran correctamente haciendo contacto con estas líneas y de esta manera se alineó de manera eficaz como se muestra en las figuras 2.6 y 2.7.

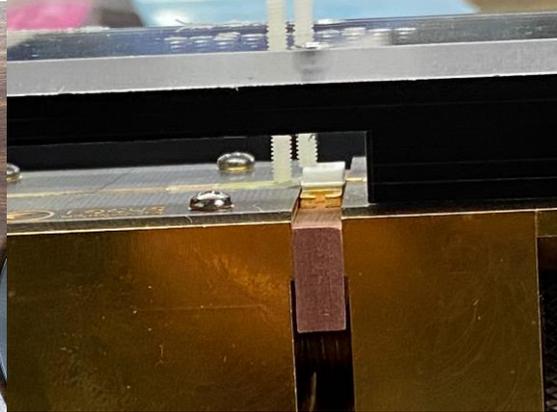


Figura 2.6. Test Fixture.

Figura 2.7. Colocación del HEMT en la test Fixture.

Siguiendo con el procedimiento ya teniendo alineado el transistor en el test fixture se continuó con la alimentación para poder realizar la caracterización en CD. Para poder alimentar el circuito se utilizaron conectores APC 7 los cuales son unos conectores coaxiales de precisión muy eficaces para este tipo de trabajos. Continúo a esto se conectaron dos Bias Tee de cada lado de la polarización. Estos dispositivos funcionan como un diplexor con un condensador ideal que permite el paso de corriente alterna y bloquea la polarización de la corriente continua hacia el circuito y un inductor ideal que bloquea la corriente alterna hacia la fuente y permite el paso de la corriente continua desde la fuente de alimentación. Y por último se le agregaron 2 cargas de 50 Ohms a cada lado de la polarización esto se muestra en la figura 2.9 y se procedió a conectar la alimentación a una fuente digital E3649A de la marca Keyseight y esto a su vez estaba conectada al computador por medio de una interfaz GPIB donde se registraron los datos, como se muestra en el diagrama de la figura 2.8.

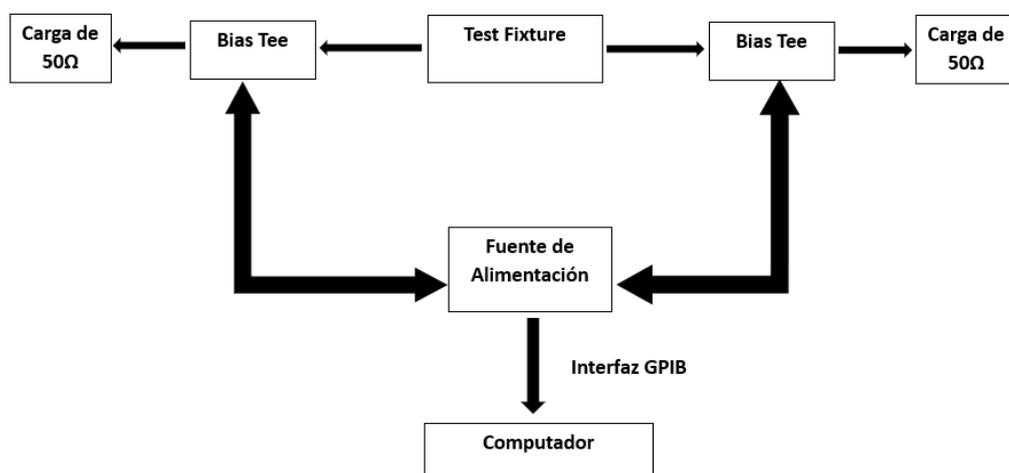


Figura 2.8. Diagrama de conexión.



Figura 2.9. Conexión para caracterización en CD.

Al tener todo ensamblado se comenzaron las pruebas en CD. Se inició con los mismos parámetros establecidos, pero con barridos más pequeños, esto con el objetivo de encontrar alguna falla o algún contratiempo en el ensamblado del sistema; en efecto se pudo identificar un contratiempo el cuál era la temperatura del dispositivo, ya que este al polarizarse estaba generando bastante calor lo cual se podía ver reflejado en las primeras curvas registradas en Matlab. Debido a este contratiempo se le agregaron unos ventiladores externos al sistema para que de esta manera se pudiera controlar la temperatura del dispositivo. Con estos cambios se obtuvo una mejora significativa pero aún así al momento de realizar un barrido más extenso, el dispositivo al recibir cada uno de estos puntos de medición de alguna manera no tenía el tiempo suficiente entre cada uno de los intervalos para no generar un sobrecalentamiento. Teniendo en cuenta esta situación y las características del dispositivo, se realizaron diferentes mediciones con intervalos de tiempo más largos entre cada una de las mediciones del barrido que se estaba realizando.

Se realizaron 2 etapas diferentes de medición con diferentes intervalos de encendido y apagado entre cada una de las mediciones del barrido, se llevaron a cabo en 2 ocasiones cada una con un transistor de la misma matrícula pero diferente producción, esto con el propósito de descartar que el primer transistor pudiera ser de una calidad inferior a los demás que se tenían en el laboratorio.

La primera etapa consistió en una medición con 3 segundos de apagado de la fuente de voltaje y medición de encendido instantáneo en el transistor, estos respectivamente entre cada uno de los puntos del barrido. Todos estos datos fueron registrados en el computador y procesados por medio de un código en Matlab. Los resultados de estas gráficas se pueden observar en las figuras 2.10 y 2.12. De igual manera que en la simulación se tomaron 2 tipos diferentes de barridos cada uno de igual manera terminando en 28 V y el otro terminando en 10 V cada uno con sus respectivas polarizaciones en VGS.

2.5 Efectos de autocalentamiento y atrapamiento

Para la primera etapa de medición se observaron unos fenómenos significativos en la representación de cada uno de los puntos obtenidos en la caracterización, observados en sus gráficas. Estas irregularidades fueron ocasionadas por efectos de auto calentamiento, estos efectos atribuidos directamente a la manera en que el dispositivo genera calor a partir de la energía recibida, esto con respecto a la caracterización que se llevó a cabo. Este también llamado efecto de memoria de auto calentamiento afecta directamente algunas principales características del dispositivo como lo son la ganancia y la potencia de salida [18]. Este efecto también viéndose atribuido directamente por las condiciones de caracterización que se usaron para estas mediciones, teniendo en cuenta que los intervalos de cada uno de los puntos de medición fueron continuos sin tantos puntos de descanso, esto dando pie a que se provocara este efecto de auto calentamiento, debido a que este fenómeno se produce por el uso del dispositivo y cuando este se apaga, la región que obtuvo el calentamiento tarda en enfriarse.

Para los HEMT de GaN la corriente del drenador (I_D) no solamente depende de los voltajes de compuerta-fuente (V_{GS}), ni tampoco sólo del voltaje drenador-fuente (V_{DS}), sino que parte importante depende de la temperatura del dispositivo (T_{DEV}) y del comportamiento de las trampas [18].

Parte fundamental de la comprensión de este fenómeno observado en las gráficas, está fuertemente involucrado por los efectos de atrapamiento. Este efecto se refiere a la captura y retención de portadores de carga en trampa o defectos del material semiconductor. Estas trampas se pueden considerar como imperfecciones en la estructura cristalina del material actuando como centros de captura de los portadores de carga, esto provocando retención por períodos de tiempo bastante significativos. En el material GaN estas trampas son causadas por defectos en la estructura cristalina, como lo son las dislocaciones y vacantes de nitrógeno. Este efecto de atrapamiento puede provocar varias dificultades en los dispositivos como lo son provocar fluctuaciones en la corriente y el voltaje, esto provocando un defecto en su funcionamiento normal, acumulación de portadores atrapados en las trampas provocando degradación en el rendimiento del dispositivo con el tiempo, esto de alguna manera acortando su tiempo de vida funcional [19].

2.6 Resultados experimentales.

En esta primera etapa de caracterización del primer transistor tenemos un barrido bastante extenso en VDS. En la forma de esta gráfica podemos observar en la figura 2.10 que hay una parte en la cual se puede percibir que tiene una especie de curvatura extraña, esta es producida por el efecto de autocalentamiento y de atrapamiento del transistor. Las características de esta medición no fueron suficientes para poder obtener los resultados esperados como los del simulador, ya que los segmentos de tiempo aplicados a este transistor no fueron los necesarios para poder controlar el sobrecalentamiento del dispositivo.

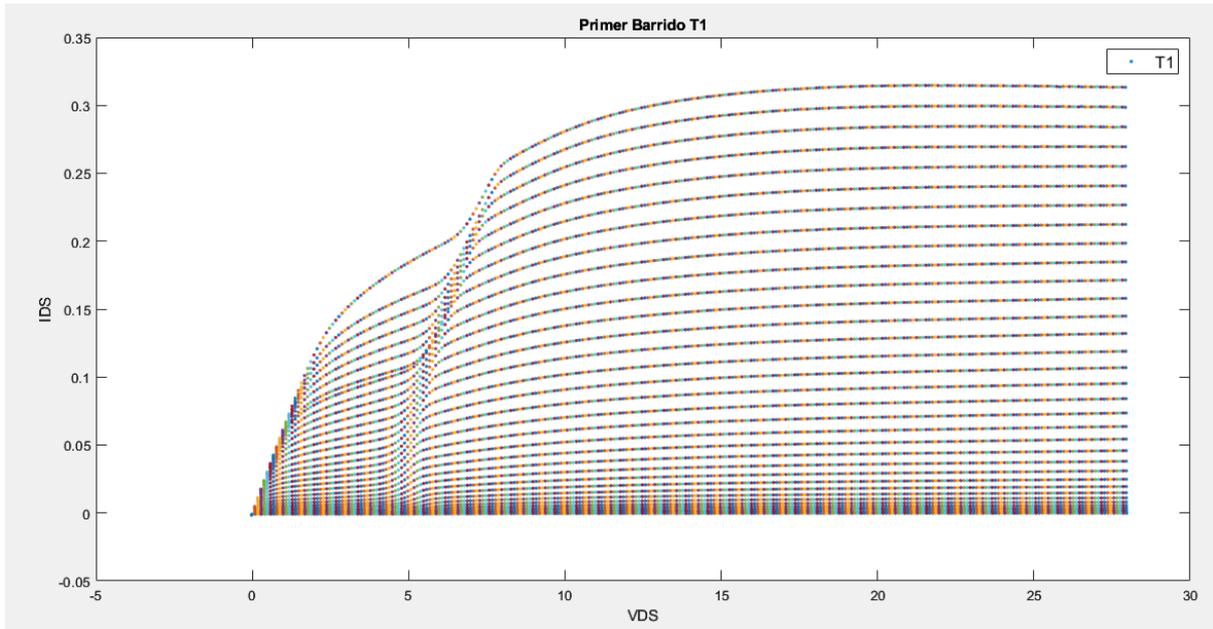


Figura 2.10. Curva IV transistor 1 laboratorio.

En la figura 2.11 podemos observar el intervalo en dónde se encuentra la irregularidad en la gráfica. Podemos observar cómo los efectos de atrapamiento y de autocalentamiento no permiten la funcionalidad del dispositivo provocando este fenómeno conocido como “Colapso de rodilla”. Como ya se mencionó anteriormente estos efectos provocan este tipo de irregularidades debido a que afectan la funcionalidad del sustrato, provocando que haya fallas con respecto al tiempo en que se ejecutan las polarizaciones del dispositivo, y en este caso como la etapa de polarización no tenía el suficiente tiempo de recuperación para poderse enfriar y regresar a su estado normal entre cada una de las mediciones provocó este tipo de curvaturas en la gráfica.

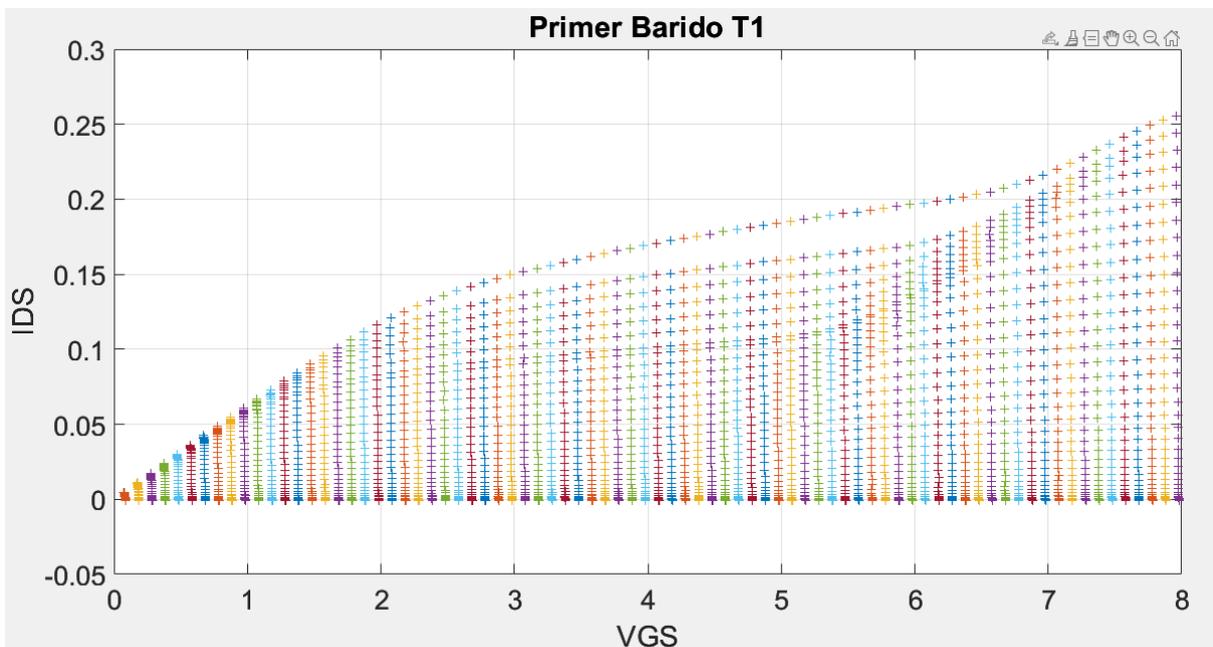


Figura 2.11. Irregularidad de Colapso de Rodilla.

Seguimos con la misma primera etapa de caracterización pero con el segundo transistor en este caso tenemos un barrido un poco más corto en VDS llegando hasta los 10 V, esto con la finalidad de observar el sobrecalentamiento del dispositivo ya que en el barrido anterior eran demasiados puntos de medición esto provocando un sobrecalentamiento excesivo en el transistor. Sin embargo, con los resultados obtenidos en estas mediciones nos pudimos percatar que las características de medición siguen siendo las inadecuadas para poder tener un mejor control del sobrecalentamiento del transistor. Podemos seguir observando una curvatura extraña en la gráfica, en esta ocasión no es tan pronunciada debido a que el barrido no es tan extenso, aún así la irregularidad se puede seguir observando en los mismos parámetros que en el barrido más extenso. Podemos contemplar la gráfica en la figura 2.12.

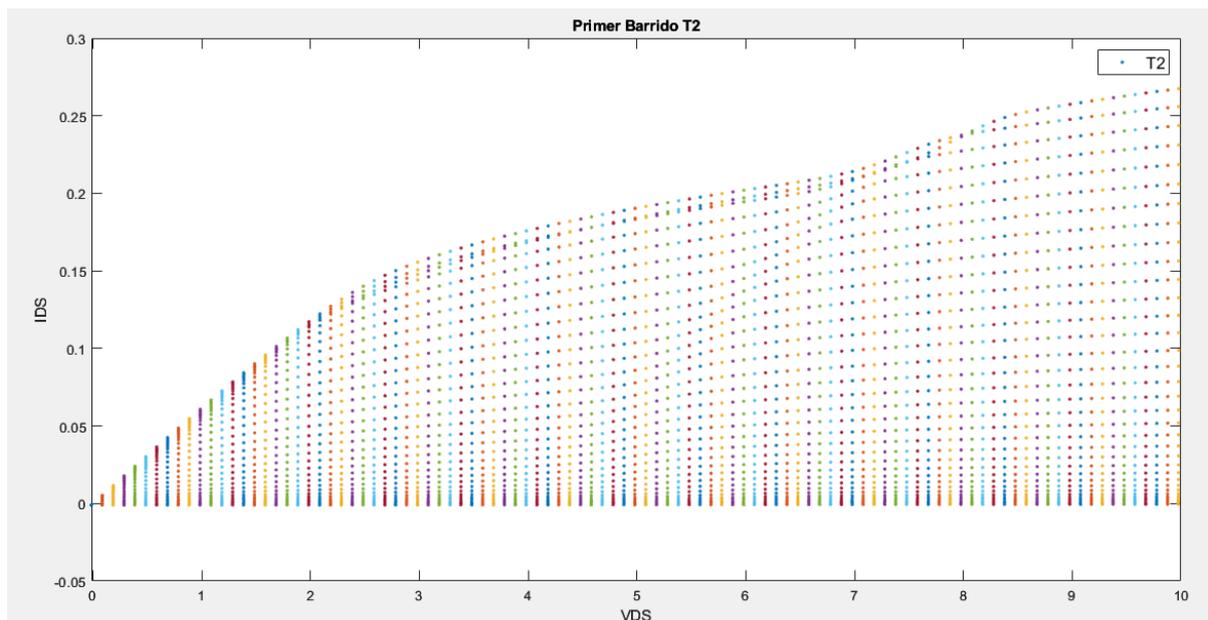


Figura 2.12. Curva IV transistor 2 laboratorio.

La segunda etapa de caracterización consistió en realizar una medición con 3 segundos de apagado y 1 segundo de encendido entre cada uno de los puntos del barrido, esto de igual manera aplicado a 2 transistores iguales pero de diferente serie de producción. En esta segunda etapa se buscaba encontrar un mejor resultado teniendo en cuenta que los intervalos de tiempo entre cada una de las mediciones eran relativamente más extensos buscando de esta manera tener un mejor control de la temperatura del dispositivo. Estas mediciones se realizaron de igual manera con un voltaje VDS de 10 V y conservando las mismas características en VGS. Se siguió con el mismo procedimiento registrando todas estas mediciones por medio de Matlab en el computador.

Para esta primera medición de la segunda etapa de caracterización con el transistor 1 se obtuvieron unos mejores resultados esto pudiéndose observar de mejor forma en la figura 2.13 esto de la gráfica obtenida de los resultados. Se puede observar que con estas características de intervalos en la polarización el transistor no tuvo sobrecalentamientos de esta manera formando una curva más parecida y esperada a la del simulador.

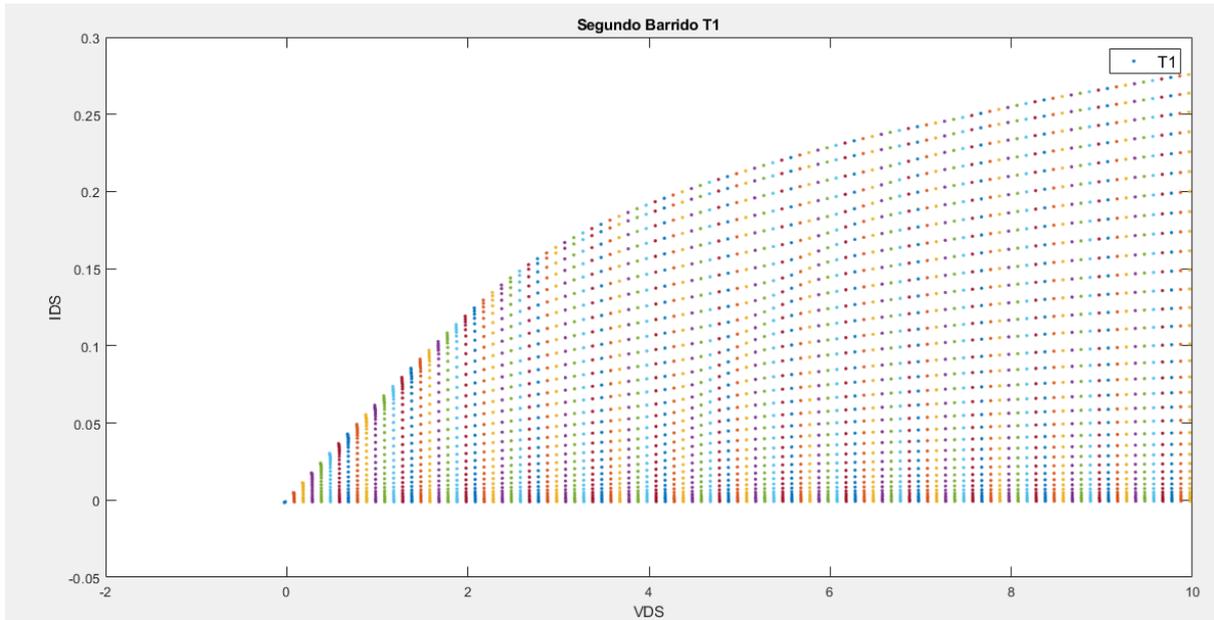


Figura 2.13. Curva IV transistor 1 segunda etapa de medición laboratorio.

En esta segunda medición con el transistor número 2 podemos observar que de nuevo hay una mejora significativa, pero de igual manera podemos observar que hay algunas irregularidades en la parte superior de la curva. Esto lo podríamos atribuir a que de igual manera el transistor tuvo un pequeño sobre calentamiento lo cual provocó esta irregularidad en la curva. Estos cambios en la curva IV los podemos observar en la figura 2.14.

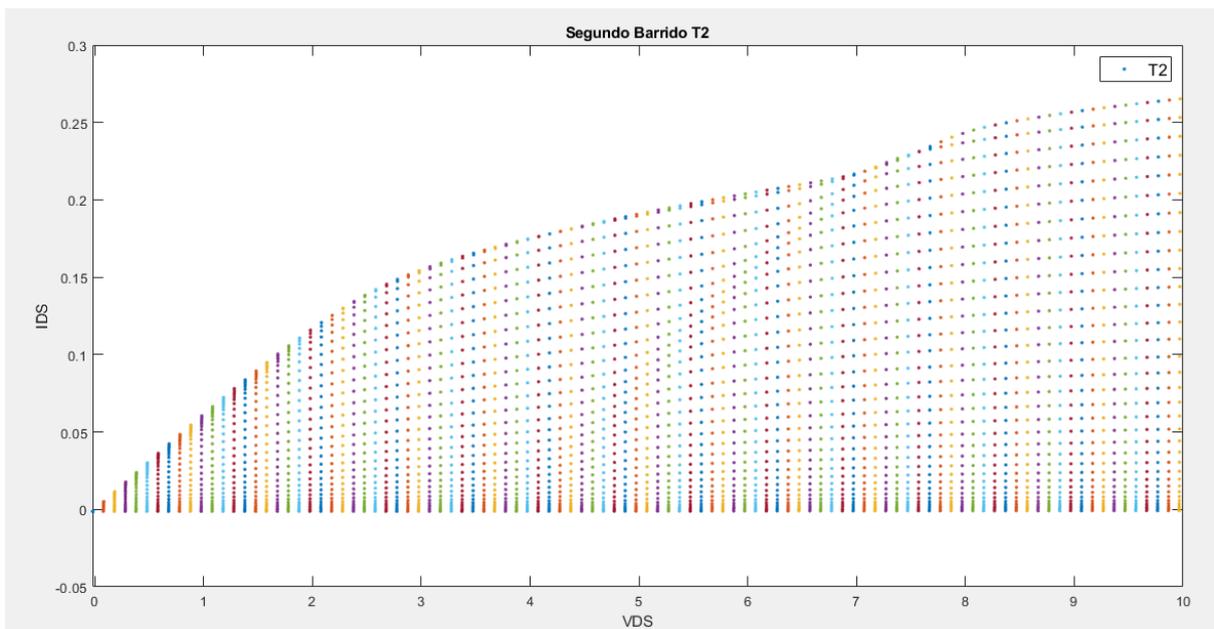


Figura 2.14. Curva IV transistor 2 segunda etapa de medición laboratorio.

2.7 Comparación

Parte fundamental y principal de esta primera etapa de caracterización del dispositivo GaN, es poder obtener los resultados de una simulación y de mediciones físicas en un laboratorio, para poder observar de mejor manera las diferencias que puede haber entre una y otra, teniendo en cuenta las características de los imprevistos que pueden surgir ante una experimentación física como lo fue la etapa en el laboratorio.

En este punto de la caracterización superponemos las 2 gráficas obtenidas por un lado la del simulador y por otro las obtenidas en el laboratorio esto con la finalidad de poder observar mejor las diferencias significativas que existen entre cada una. Para este paso nos apoyaremos del software de Matlab. De igual manera comenzaremos analizando la primera etapa despolarización del primer barrido, iniciando con las gráficas que extienden el barrido hasta 28 V.

En esta primera etapa de polarización obtuvimos muchos puntos de medición debido al barrido que se realizó, de esta manera teniendo una gráfica bastante extensa en comparación a las demás. En esta primera comparación podemos observar que hay bastantes puntos similares en cuanto a la gráfica del simulador ADS, se puede observar un inicio bastante similar, en cuanto al eje de la corriente IDS, podemos observar que llega a una similitud bastante considerable en los parámetros finales. Recordando que los parámetros de tiempo utilizados para polarizar este barrido no fueron lo suficientemente adecuados para controlar el sobrecalentamiento del dispositivo, por esta cuestión podemos observar que es bastante evidente la irregularidad de la gráfica de laboratorio en comparación a la del simulador. Observamos que en el punto de un voltaje relativamente pequeño la corriente no incrementa de manera adecuada como se puede comparar con la otra gráfica. Estos puntos de comparación se pueden observar en la figura 2.15 teniendo en cuenta que la gráfica de línea azul es la que representa la obtenida por el simulador y por otro lado la gráfica que muestra líneas verticales en cada uno de los puntos de medición es la obtenida en el laboratorio.

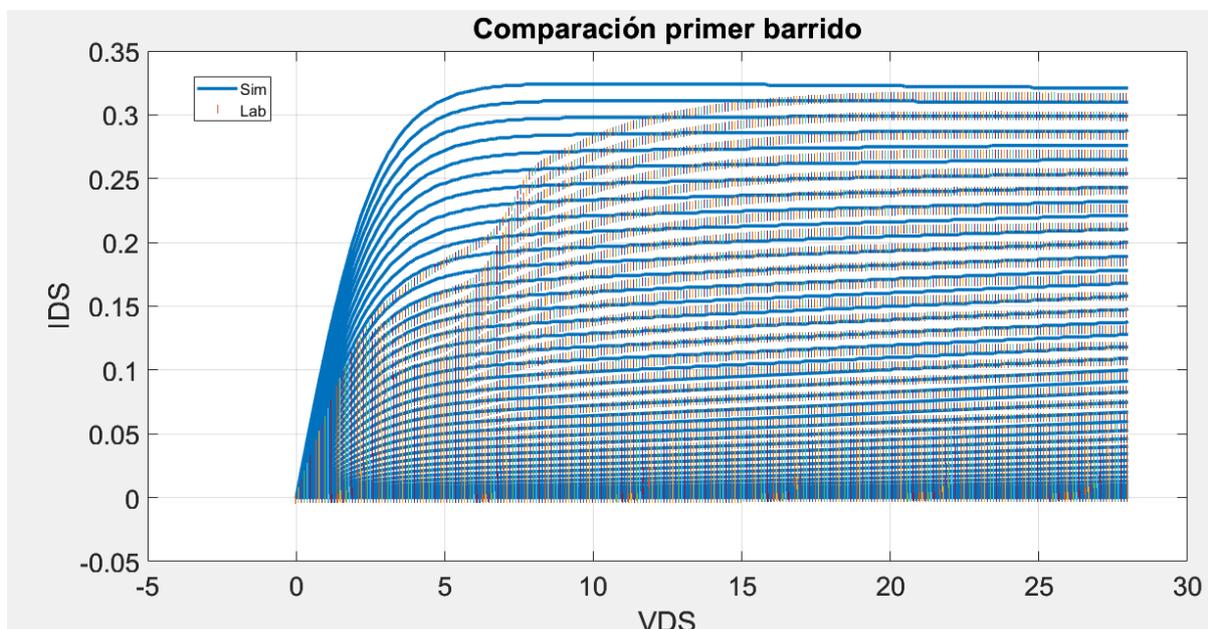


Figura2.15. Comparación primer barrido.

En esta segunda comparación tenemos un barrido un poco más pequeño, en comparación a la anterior no tenemos tantos puntos de medición, por ende, tenemos una curva más pequeña, recordando que este barrido se realizó hasta 10 V con el transistor número 2. En esta comparación de nuevo podemos observar un inicio bastante similar, y de nuevo llegando a una corriente de igual magnitud. Teniendo en cuenta que las características de polarización con respecto al tiempo de descanso entre cada uno de los intervalos de medición de este barrido son exactamente los mismos que la comparación anterior podemos observar la misma irregularidad en la curva obtenida en el laboratorio, igual manera está producida por un sobrecalentamiento en el dispositivo y esta de igual manera se puede observar en un rango entre los 5 y 8 V en VGS. Esta comparación la podemos observar en la figura 2.16 de igual manera la curva azul es la respectiva a las mediciones realizadas con el simulador y la gráfica representada por líneas verticales en cada uno de los puntos de medición es la respectiva elaborada en el laboratorio.

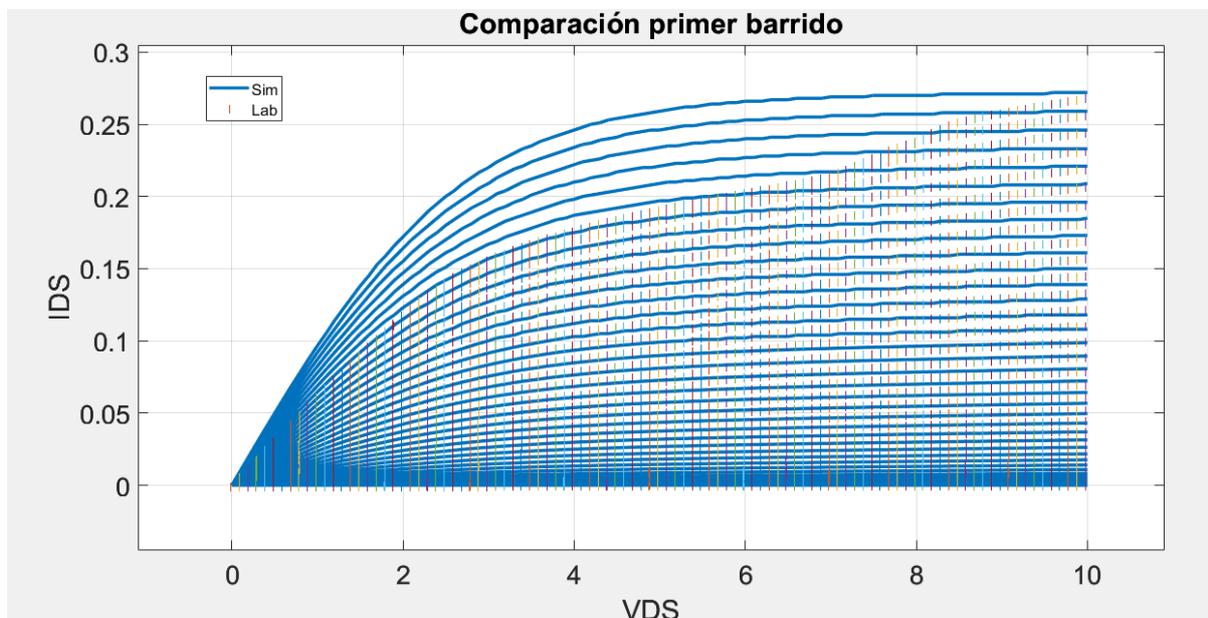


Figura 2.16. Comparación primer barrido transistor 2.

En este segundo barrido de igual manera que en los anteriores se tomó un voltaje máximo de 10 V en VDS y con las mismas características en VGS. En esta comparación de igual manera tenemos un barrido un poco más pequeño para poder observar de mejor manera el comportamiento de la curva esto aplicado al transistor número 1. En esta ocasión podemos ver de igual manera un inicio bastante similar con el de la curva del simulador, en cuanto a los puntos de medición podemos observar que son bastante similares de igual manera, podemos observar un incremento más uniforme a comparación de las demás y una figura muy similar a la que se esperaba obtener, ya en este caso sin ningún tipo de irregularidad. Recordemos que la característica principal en este segundo barrido fue que se tuvieron intervalos de tiempo mucho más largos relativamente entre cada uno de los puntos de medición, con esto logrando tener un mejor control del sobrecalentamiento del dispositivo,

claramente esto reflejado en el comportamiento de la curva IV. Recordando que entre cada uno de los puntos de medición se tuvo en consideración 3 segundos de apagado y 1 segundo de encendido de la fuente de voltaje para poder obtener cada uno de estos puntos. Esta comparación se puede observar en la figura 2.17.

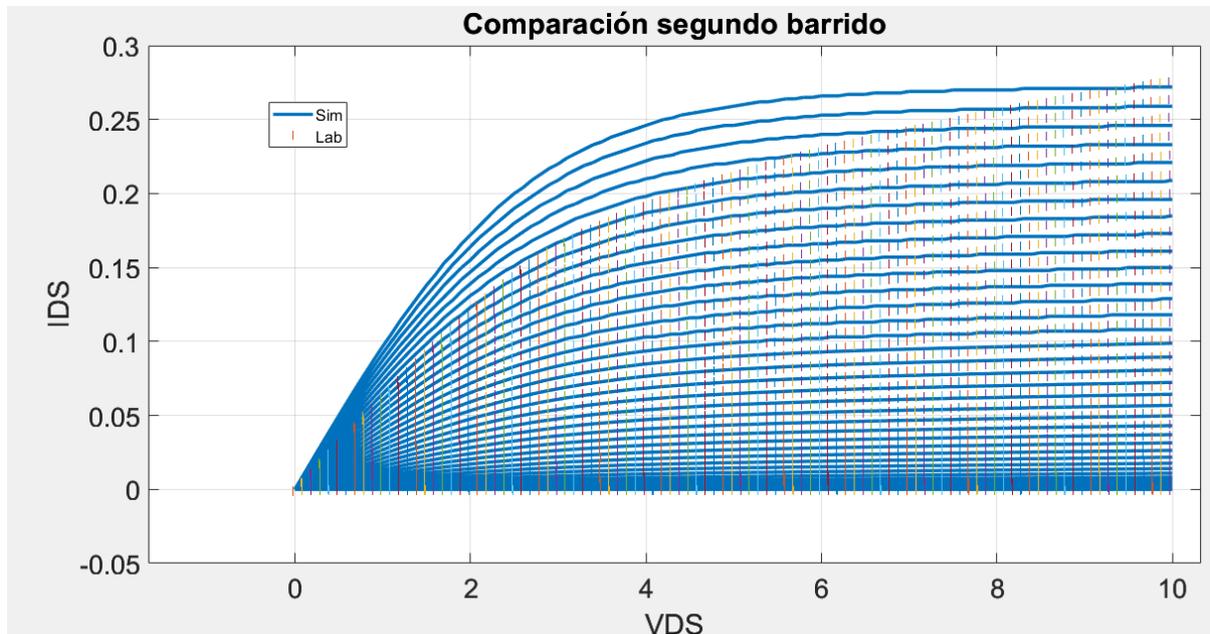


Figura 2.17. Comparación segundo barrido transistor 1.

En esta última comparación de igual manera tenemos las mismas características de alimentación que la anterior curva. Podemos observar que la figura tiene una mejora considerable en comparación a las que tenían tiempos de medición más cortos entre cada intervalo del barrido. La figura de esta curva es bastante semejante a lo que se esperaba, pero de nuevo este transistor número 2 tuvo aparentemente un sobrecalentamiento el cual fue registrado entre los intervalos de voltaje 6 y 8 lo cual provocó una pequeña irregularidad en la figura de esta curva IV. Los intervalos de tiempo entre cada una de las mediciones fueron exactamente los mismos que los de la curva anterior. Esto puede ser observado en la figura 2.18.

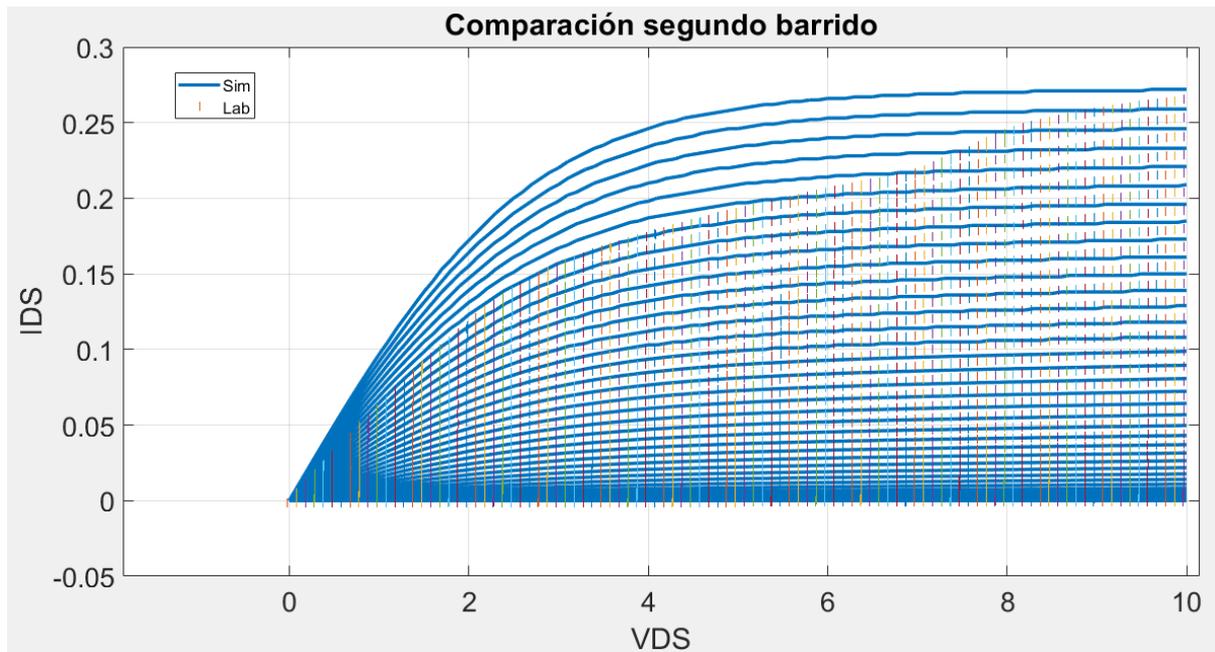


Figura 2.18. Comparación segundo barrido transistor 2.

2.8 Conclusión

El poder caracterizar este dispositivo en corriente directa cumplió el objetivo de poder analizar sus características ante estas condiciones de operación. El haberlo realizado por medio de un simulador fue de suma importancia para poder comprender el funcionamiento ideal de este dispositivo GaN HEMT, y por el otro lado poderlo ver complementado y llevado a un plano físico como lo fue en el laboratorio fue la suma perfecta para poder observar el comportamiento del dispositivo. Durante todo este proceso de caracterización se pudieron observar distintos fenómenos como lo fueron los efectos de auto calentamiento y de atrapamiento, con esto verificando que al llevar a cabo este procedimiento en un medio donde existen diferentes variables como lo fue realizarlo en el laboratorio se obtienen diversas diferencias significativas en comparación a los resultados obtenidos en el simulador y el poder comparar los datos obtenidos en ambos casos ayudó de mejor manera a entender este proceso de caracterización en corriente directa.

CAPÍTULO 3

Análisis en Señal Pequeña

En este tercer capítulo hablaremos sobre la segunda etapa de caracterización del HEMT. Se busca comprender y analizar las características de este dispositivo en señal pequeña. Interesados por observar su comportamiento con respecto a este tipo de frecuencias y señales. De igual manera buscando una comparación entre un análisis más controlado como lo serán las mediciones en un simulador, contra las mediciones en un laboratorio y experimentando con todas las variantes que éste puede tener.

Teniendo como finalidad explorar las características de los GaN HEMT y su comportamiento con las características de señal pequeña. Recordando que este tipo de dispositivos son ideales para aplicaciones de alta frecuencia y alta potencia, esto los vuelve perfectos candidatos para desempeñar funciones en la electrónica de microondas y sistemas de comunicaciones inalámbricos. Su alta ganancia, baja impedancia de salida vuelven a este tipo de dispositivos muy eficaces para poder emplearse en aplicaciones de amplificación de señales de entrada débiles sin atenuación significativa.

3.1 Señal Pequeña

Parte fundamental de esta tesis es comprender todas las características que el dispositivo GaN posee. Es de suma importancia comprender cómo este dispositivo funciona ante una caracterización en señal pequeña. Esta caracterización en general consiste en la aplicación de una señal de prueba de baja amplitud al dispositivo y la medición de la salida resultante.

Teniendo en cuenta que el proceso de caracterización en señal pequeña nos ayudará a comprender el comportamiento de este dispositivo electrónico con respecto a sus respuestas de entrada a las señales de baja amplitud. Con esta técnica podremos observar de mejor manera su ganancia, el ancho de banda de ganancia, la impedancia de entrada y de salida. Para poder llevar a cabo esta caracterización, se utilizaron dispositivos de medición especializados como lo es un analizador de redes.

Para este tipo de caracterizaciones se ocupan algunos circuitos equivalentes para poder realizar las mediciones en señal pequeña. Este tipo de modelos normalmente consideran una parte intrínseca, en el que los parámetros dependen de las condiciones de polarización, y una parte extrínseca, en la que los parámetros son independientes de condiciones de polarización. Este tipo de modelos se componen de capacitancias (C_{pgs} , C_{pgd} , C_{pds}), inductancias parásitas (R_g , R_s y R_d), estos componentes son los que se denominan elementos extrínsecos. Y por otro lado se compone de capacitancias intrínsecas (C_{gs} , C_{gd} , C_{ds}), resistencias de carga (R_i o R_{gs} , R_{ds} y R_{ds}), una transconductancia g_m y transconductancia de tiempo retardado o constante $-\tau$, estos representando los componentes intrínsecos [13]. Este modelo lo podemos observar en la figura 3.1.

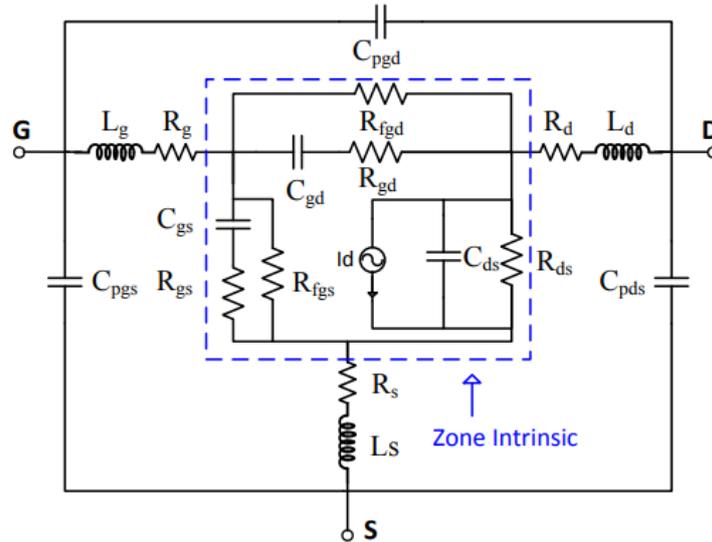


Figura 3.1. Modelo equivalente de señal pequeña para GaN HEMT [13].

Es importante resaltar algunas de las principales características de estos GaN HEMT, esto con la finalidad de poder comprender su comportamiento ante estas caracterizaciones en señal pequeña. Recordemos que este tipo de dispositivos poseen una ganancia de voltaje extremadamente alta, de esta manera comprendiendo su característica de poder amplificar señales de entrada débiles a niveles de salida mucho más altos. Una de las principales características a medir en esta etapa de la caracterización serán las impedancias, las cuales para este dispositivo su impedancia de salida baja puede conducir señales de salida a través de una carga sin pérdida significativa de señal. Otra característica muy importante es que este componente GaN en comparación a otros HEMT tiene niveles de ruido más bajos lo que los hace unos perfectos candidatos para aplicaciones de alta sensibilidad, como la recepción de señales débiles.[14][15]

3.2 Parámetros S

Los parámetros de dispersión o también llamados matriz de dispersión, consisten en cuatro coeficientes que describen las relaciones que existen entre las ondas de entrada y salida con las cuales se relaciona un dispositivo de radiofrecuencia y microondas.

Dentro de los diferentes tipos de medición, para poder definir voltajes y corrientes en las diversas líneas de transmisión utilizadas en frecuencias de microondas, existen bastantes dificultades para poder realizar este tipo de mediciones. Estas dificultades para poder realizar las mediciones son provocadas generalmente porque involucran la magnitud inferida de la potencia y la fase de una onda que viaja una dirección determinada o de una onda estacionaria, esto provocando por lo tanto que los voltajes y corrientes equivalentes junto con las matrices de impedancia y admitancia relacionadas, se vuelvan de alguna forma una abstracción cuando se involucran redes de alta frecuencia. Otro claro ejemplo de dificultades de medición son los parámetros Y, Z, H y G los cuales requieren condiciones de medición de

circuito abierto o cortocircuito volviéndolo difíciles de realizar con precisión a altas frecuencias [16].

Contrario a todas estas dificultades los parámetros S nos otorgan una representación más acorde con las medidas directas y con las ideas de ondas incidentes, reflejadas y transmitidas. La matriz de dispersión proporciona una descripción completa de la red vista en sus N puertos. Mientras que las matrices de impedancia y admitancia relacionan los voltajes y corrientes totales en los puertos, la matriz de dispersión relaciona las proporciones de ondas de potencia viajeras incidentes y reflejadas que se pueden medir con precisión utilizando acopladores direccionales y detectores de potencia, generalmente combinados en un analizador de redes vectoriales. Otra característica muy destacable es que al igual que los parámetros Y y Z, la matriz de dispersión se puede utilizar para caracterizar el comportamiento de un puerto N lineal.[17]

La matriz se describe de la siguiente ecuación, en la cual podemos ver reflejado V_n^+ como la amplitud de la onda de voltaje que incide en el puerto n, y V_n^- como la amplitud de la onda de voltaje reflejada desde el puerto n.

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & & & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & & S_{NN} \\ \vdots & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix}$$

O también escrita como:

$$[V^-] = [S][V^+]$$

Un elemento específico de la matriz de dispersión puede ser determinado como:

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ for } k \neq j}$$

Esta última ecuación refiere que S_{ij} , representa el coeficiente de transmisión del puerto j al puerto i, este se encuentra impulsando el puerto j con una onda incidente V_j^+ impidiendo la amplitud de la onda reflejada V_i^- que sale del puerto i. Las ondas incidentes en todos los demás puertos excepto el puerto j se establecen en cero, lo que significa que todos los puertos deben terminarse en cargas acopladas para evitar reflejos. Por lo tanto, S_{ii} representa el coeficiente de reflexión en el puerto i cuando todos los demás puertos terminan en cargas

acopladas, y S_{ij} es el coeficiente de transmisión del puerto j al puerto i cuando todos los demás puertos terminan en cargas acopladas.

Hay cuatro parámetros S , S_{11} , S_{21} , S_{12} y S_{22} y cada uno de estos representa lo siguiente:

S_{11} : se conoce como coeficiente de reflexión de entrada o pérdida de retorno de entrada. Este está atribuido a la medición de la cantidad de potencia que es reflejada en comparación con la cantidad de potencia que se encuentra en el puerto 1.

S_{12} : representa la ganancia inversa o el aislamiento de los 2 puertos conocido como "coeficiente de transmisión en inversa". Nos da una perspectiva de la medición de la potencia adquirida en el puerto 1 en comparación con la que se envía al puerto 2.

S_{21} : este parámetro representa la potencia recibida en el puerto 2 con respecto a la enviada en el puerto 1. A este parámetro se le conoce como "coeficiente de transmisión en directa"

S_{22} : este hace referencia al coeficiente de reflexión de salida o pérdida de retorno de salida. Este parámetro mide la potencia en el puerto 2 comparandola con la cantidad de potencia que se envía del puerto 2.

3.3 Calibración TRL

Para esta segunda etapa de la caracterización del dispositivo GaN fue de suma importancia comprender la calibración TRL. Esta calibración es un método diseñado para poder obtener los parámetros S en un dispositivo bajo prueba (DUT), como lo pueden ser dispositivos de radiofrecuencia y microondas.

En este método de calibración se utilizan 3 estándares de calibración que son Thru, Reflect y Line. La conexión Thru se realiza conectando directamente los puertos 1 al 2 respectivamente al circuito al cual se va a implementar, esto llevándolo a cabo por medio de un cable coaxial de longitud conocida. La conexión Reflect utiliza una carga que tiene un gran coeficiente de reflexión, L , como un circuito abierto o como un cortocircuito, esta carga no tiene un valor definido ya que durante el procedimiento de la calibración se obtendrá su valor, y esta carga es utilizada con la finalidad de medir la reflexión de la señal. La conexión Line consiste en conectar los puertos 1 y 3 juntos a través de una longitud de línea de transmisión coincidente, de igual manera esto llevándolo a cabo por medio de un cable coaxial de longitud definida, el objetivo de esta conexión es calibrar la fase y la atenuación de la señal que se mide [16].

Una de las formas más sencillas de calibrar un analizador de redes es utilizando 3 o más cargas conocidas, estas cargas cumplen una función como cargas de cortocircuito, ya sea utilizándose de forma abierta o combinada. Esta calibración tiene varios problemas para este tipo de enfoque, este es que siempre los estándares son imperfectos hasta cierto punto por lo cual introducen errores en la medición. Considerando lo que se busca obtener que son mediciones precisas, los errores de esta calibración se vuelven un tema bastante significativo para frecuencias más altas. Por este tipo de contratiempos la calibración TRL es una de las mejores opciones ya que esta no se basa en cargas estándar conocidas, sino que por el contrario utiliza estas 3 conexiones simples para permitir que los cuadros de error se caractericen por completo.

3.4 Simulación parámetros S

Para esta segunda etapa de la tesis se llevó a cabo la caracterización en señal pequeña, buscando obtener los parámetros S para esta caracterización del dispositivo CGH40010F. De nuevo con la finalidad de observar el comportamiento del dispositivo a valores ideales como lo son los del simulador ya que en este tipo de pruebas se consideran las características que proporciona el fabricante, las cuales son la referencia para los diseños que se pretenden realizar.

Comenzando con el diseño del circuito en el simulador ADS el cual se muestra en la figura 3.2. Para este primer circuito se utilizó un barrido comenzando de 0.5GHz hasta 6 GHz con pasos de 0.1 GHz. Este fue polarizado con un voltaje VGS DE -2.92V guion voltaje VDS de 28 V. Para esta primera caracterización del circuito en el simulador se utilizaron estos parámetros de polarización para poder obtener una corriente ID de 100 mA esto con la finalidad de poder comparar los valores obtenidos de este circuito simulado contra los valores que el fabricante nos proporciona en las tablas de datos de este dispositivo. Posteriormente de igual manera que con los datos del fabricante estos datos del circuito simulado se compararon con los datos obtenidos en el laboratorio.

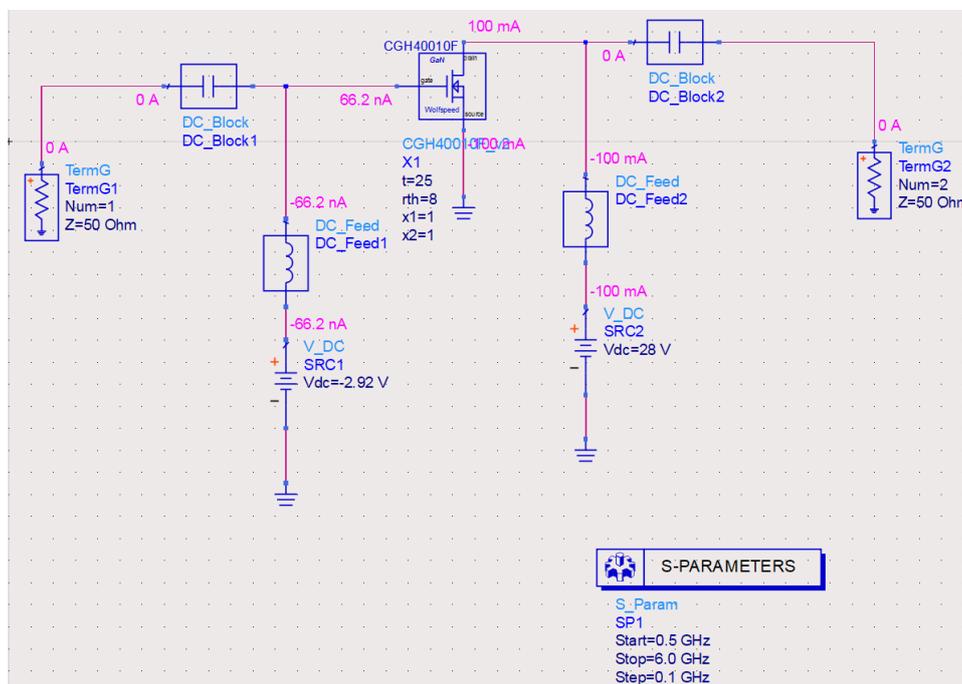


Figura 3.2. Circuito esquemático en ADS con parámetros S.

3.5 Simulación vs Datos del Fabricante

Para esta primera etapa de comparación tomamos los valores que nos proporcionó el fabricante CREE en las hojas de datos del dispositivo CGH40010F. Tomando los datos de cada uno de los parámetros S los cuales proporcionan la magnitud y fase. De esta manera teniendo en cuenta estos datos, se hizo uso del software Matlab para poder procesar los datos y realizar las comparaciones de cada uno de los parámetros.

Comenzando de esta manera con la magnitud y fase del parámetro S (1,1). Como se muestra en la figura 3.3, podemos observar esta primera comparación de la magnitud. Nos podemos percatar que son gráficas muy parecidas en cuanto a la figura, pero variando considerablemente en el eje Y que es donde se encuentra la magnitud de este parámetro, observando que tiene una variación de aproximadamente de 0.01 lo cual no es una gran diferencia.

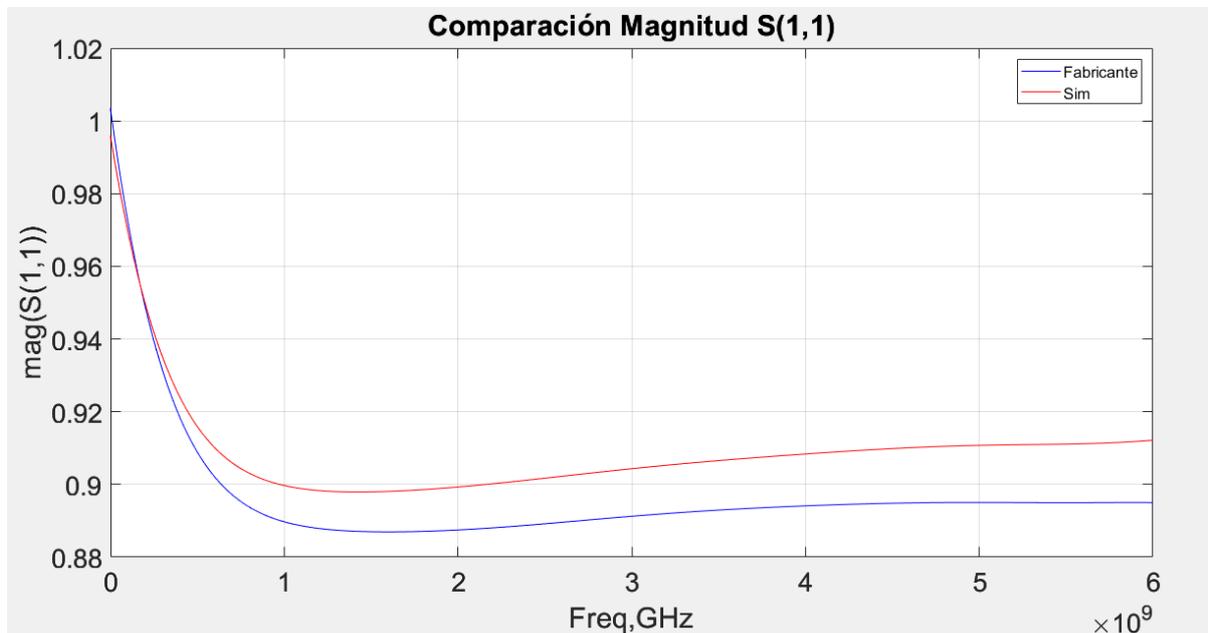


Figura 3.3. Comparación de la Magnitud de S (1,1) Simulador vs Fabricante.

En la figura 3.4 podemos observar la comparación del parámetro S (1,1) en relación con la fase. podemos ver que la comparación de estas 2 gráficas es muy similar, no hay diferencias significativas en cuanto a los valores. Teniendo en cuenta que los valores proporcionados por el fabricante de alguna manera son valores ideales, en relación con los obtenidos en el simulador se puede observar que no existen irregularidades porque de igual manera son valores ideales.

Teniendo en cuenta que este parámetro S(1,1) representa el coeficiente de reflexión en la entrada del transistor, podemos ver bien representados los valores de estas mediciones recordando que estos son ideales y sin pérdidas adicionales, teniendo en cuenta esto podemos observar estas figuras sin ningún tipo de anomalías, y de esta manera pudiendo asimilar de mejor manera el ángulo de desfase entre la señal incidente y la señal reflejada.

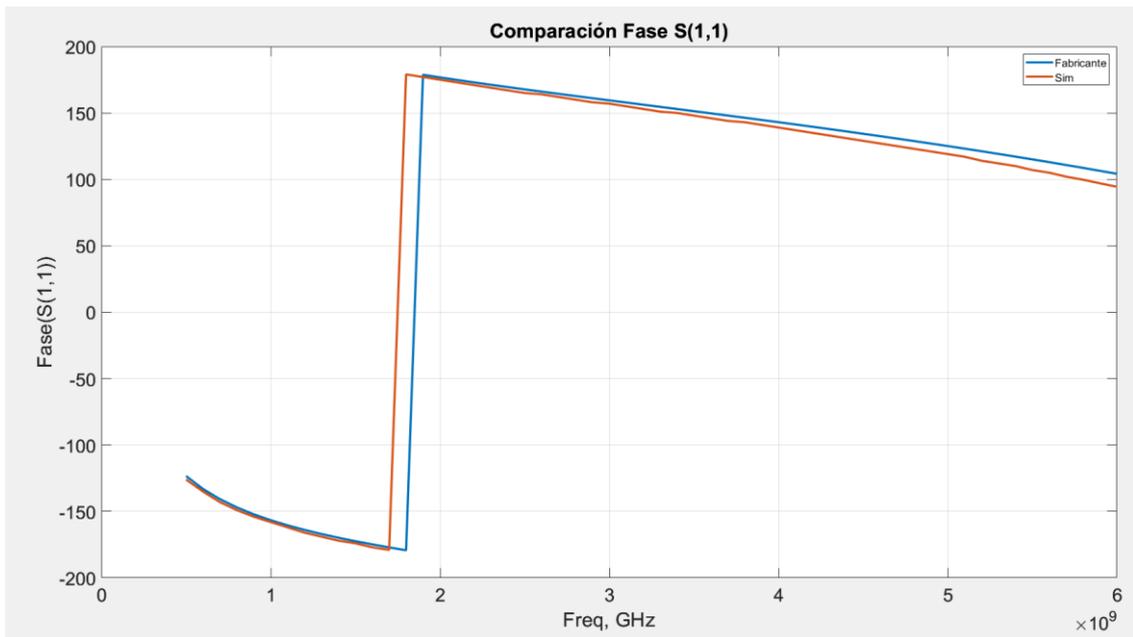


Figura 3.4. Comparación de la fase S (1,1) Simulador vs Fabricante.

En la figura 3.5 observamos la comparación de la magnitud del parámetro S(2,1), el cual nos expresa la potencia recibida en el puerto 2 en comparación con la enviada en el puerto 1. Podemos observar unas gráficas muy similares casi idénticas, con la diferencia que hay unos puntos de medición levemente más incrementados en comparación a los otros, podemos ver que los valores del simulador son los que están significativamente por encima de los datos del fabricante, pero incluso entre los parámetros de entre 3 y 4 GHz los datos son exactamente similares. De nuevo con esta comparación comprobamos que los valores ideales no incluyen ningún tipo de irregularidad en la figura de las gráficas obtenidas.

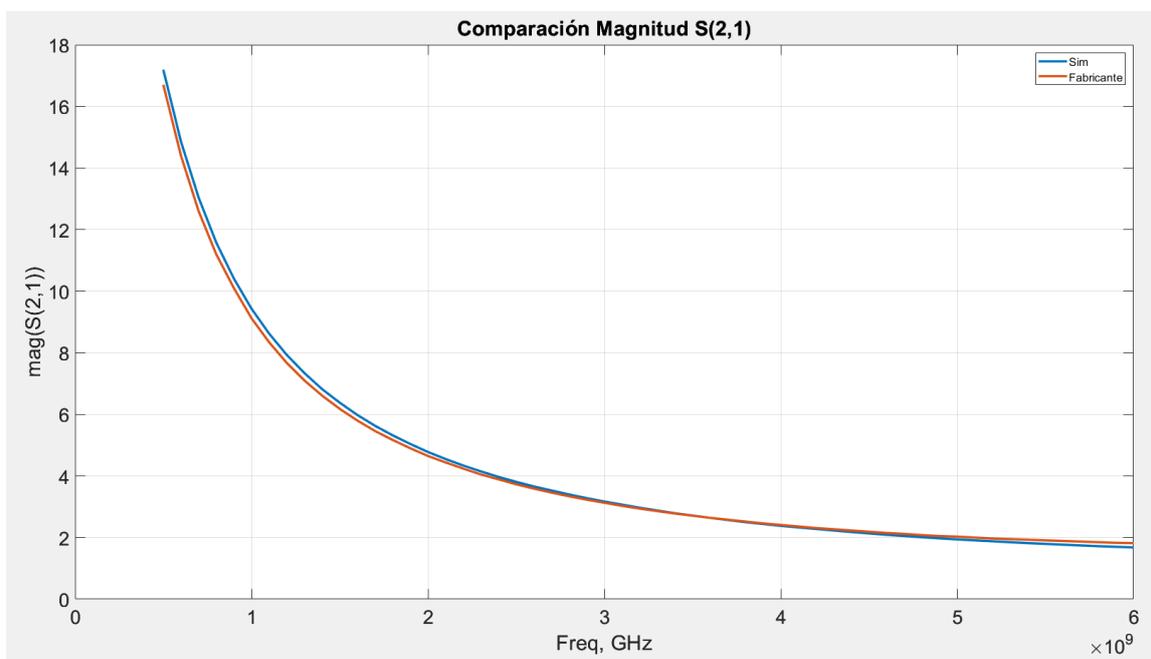


Figura 3.5. Comparación de la Magnitud de S (2,1) Simulador vs Fabricante.

De igual manera que en la gráfica anterior, obtuvimos figura 3.6, en la cual se observan gráficas muy similares en la comparación de la fase del parámetro S (2,1) entre los datos del simulador y los datos proporcionados por el fabricante. En cuanto a la figura obtenida por medio de los datos ingresados en el software podemos observar que son muy similares. Podemos observar un inicio bastante similar y un final con una diferencia bastante pequeña.

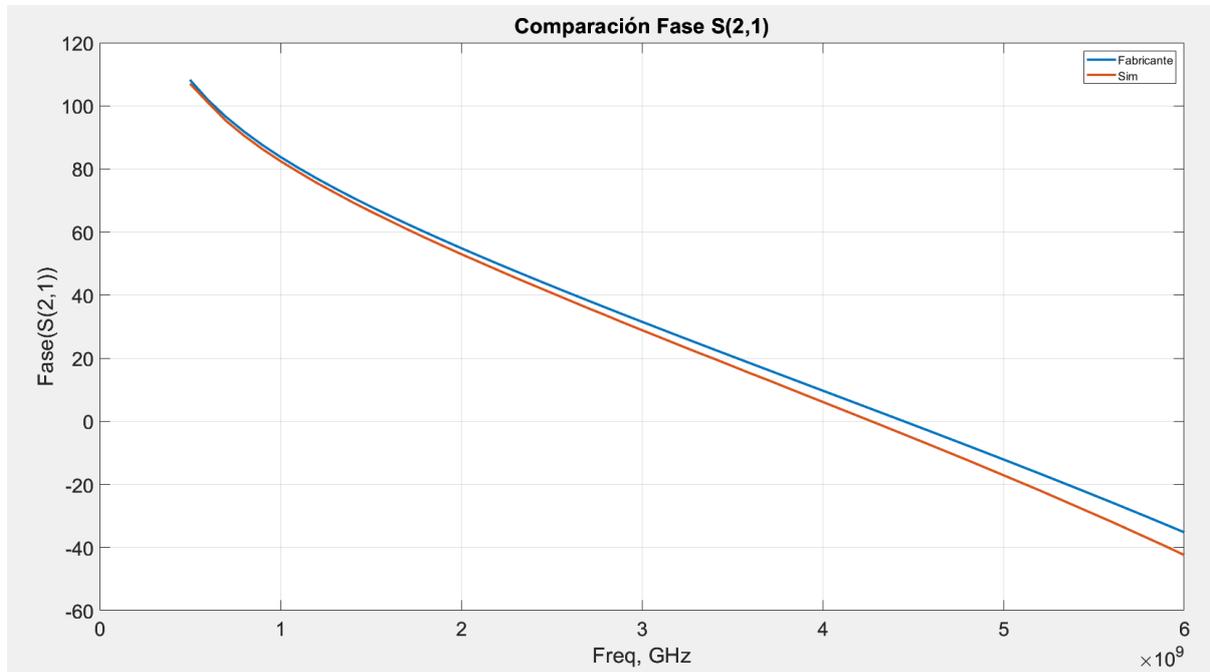


Figura 3.6. Comparación de la fase S (2,1) Simulador vs Fabricante.

En la figura 3.7 podemos observar la comparación del parámetro S (1,2) con respecto a su magnitud. En esta gráfica podemos observar una figura relativamente diferente con respecto a las mediciones del fabricante ya que estas están representadas de alguna manera con una figura escalonada, pero siguiendo un patrón muy similar a la de los datos obtenidos por el simulador. Aunque de nuevo vemos una diferencia relativamente pequeña entre cada uno de los puntos de medición de esta comparación, nos percatamos que relativamente es significativo ya que no es una diferencia realmente grande.

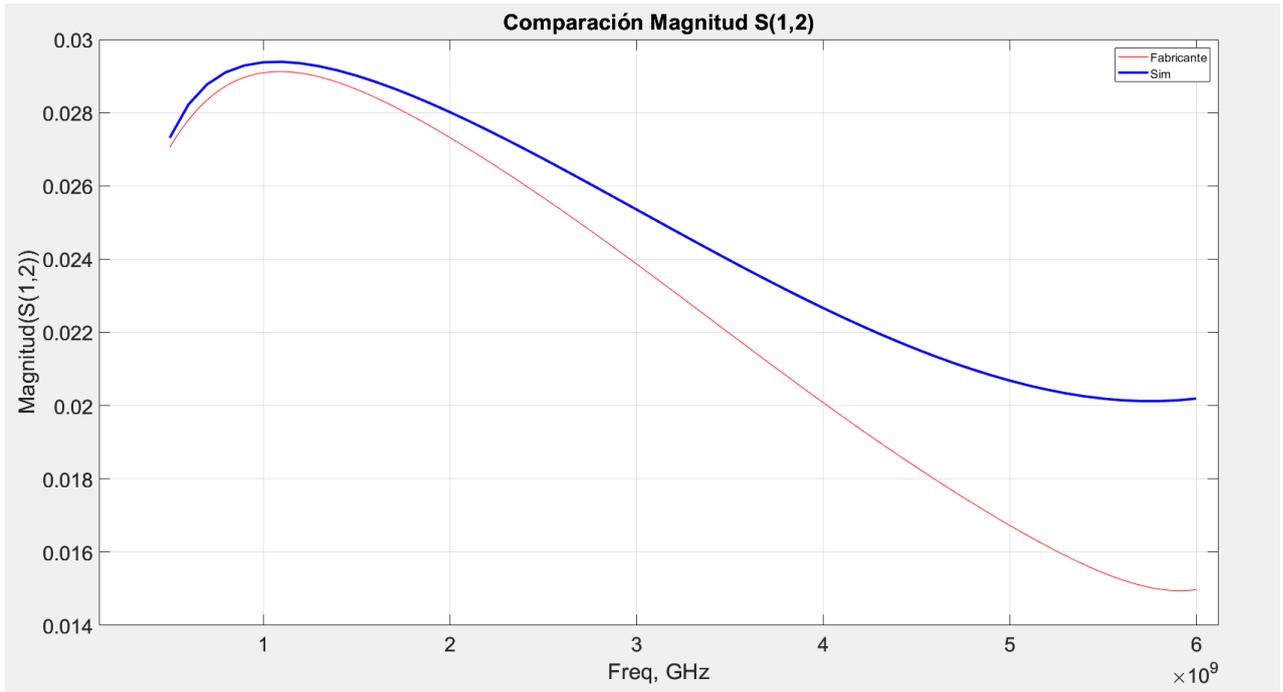


Figura 3.7. Comparación de la Magnitud de S (1,2) Simulador vs Fabricante.

Para el caso de la fase del parámetro S(1,2) podemos observar que al igual que en la magnitud tenemos una diferencia significativa en los valores finales pero una similitud bastante grande en los valores iniciales, esto dando paso a la figura que se forma en las gráficas. Esto lo podemos ver representado en la figura 3.8.

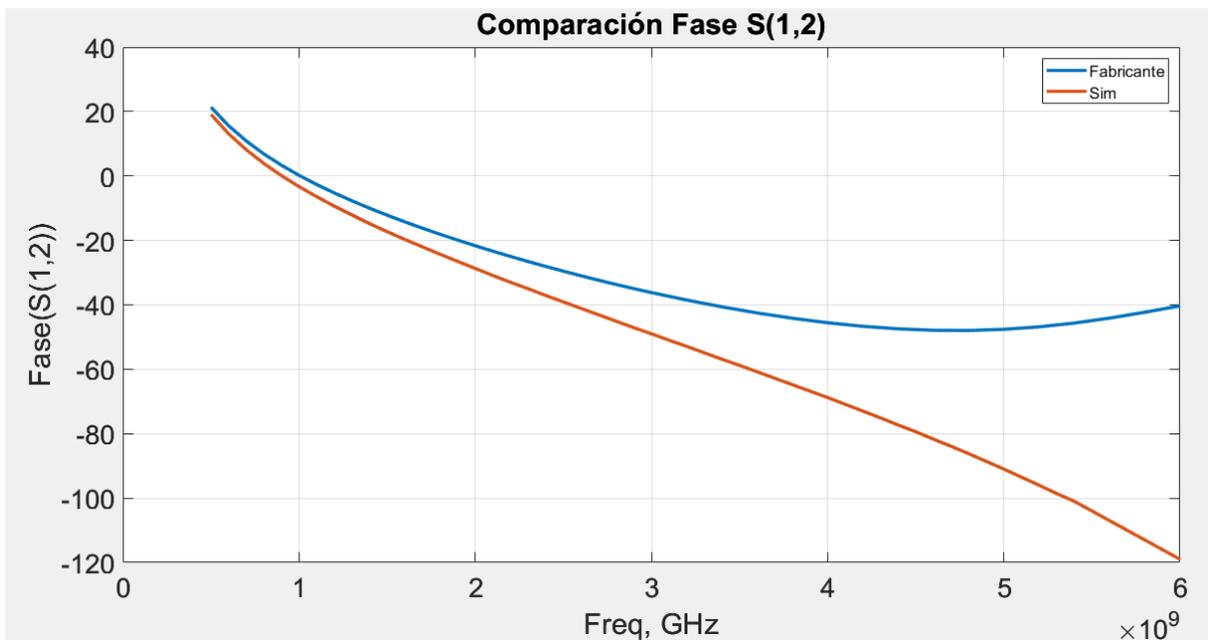


Figura 3.8. Comparación de la fase de S (1,2) Simulador vs Fabricante.

En este último parámetro S (2,2) podemos ver representada la potencia recibida en el puerto 2 en comparación con la enviada en el puerto 1. En esta comparación de la magnitud de este parámetro podemos ver que ambas mediciones representadas en la gráfica son muy similares en cuanto a forma y a valores de medición, resultando de igual manera una diferencia significativa en el final de la gráfica. Esta comparación la podemos ver en la figura 3.9.

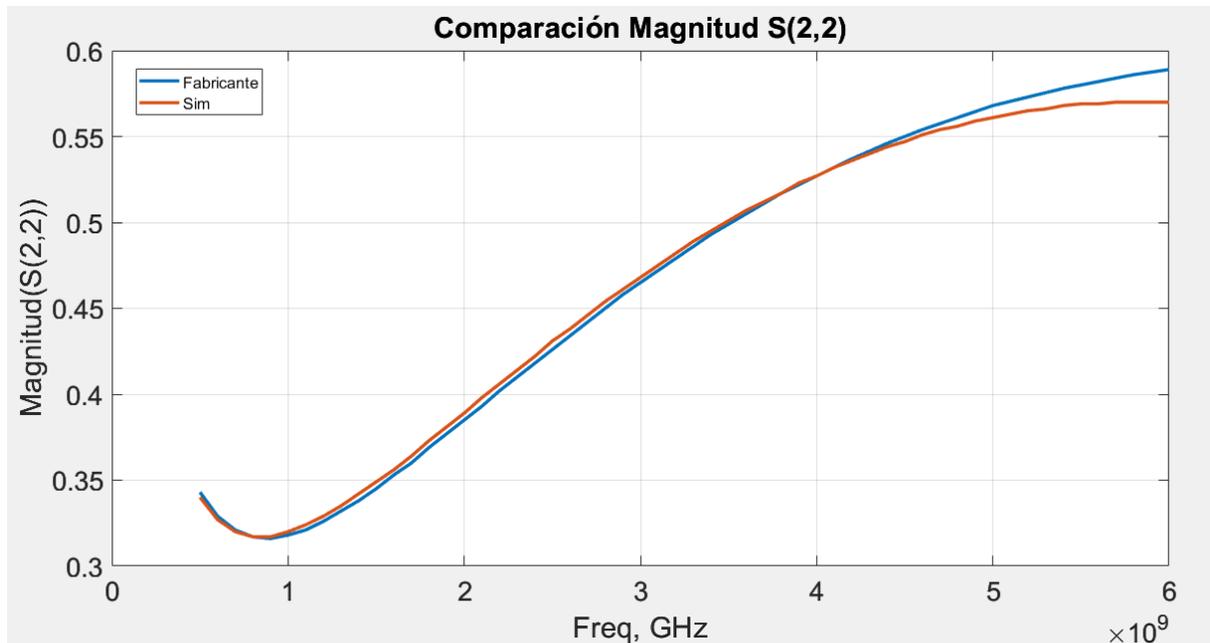


Figura 3.9. Comparación Simulador vs Fabricante Magnitud S (2,2).

En la figura 3.10 podemos observar la última comparación de los cuatro parámetros S, el cual es S(2,2) comparando la fase. Obteniendo una gráfica muy similar pudiendo observar que en cuanto a figura y valores se acoplan de manera casi idéntica, desde principio hasta el final se asemejan bastante las dos gráficas obtenidas.

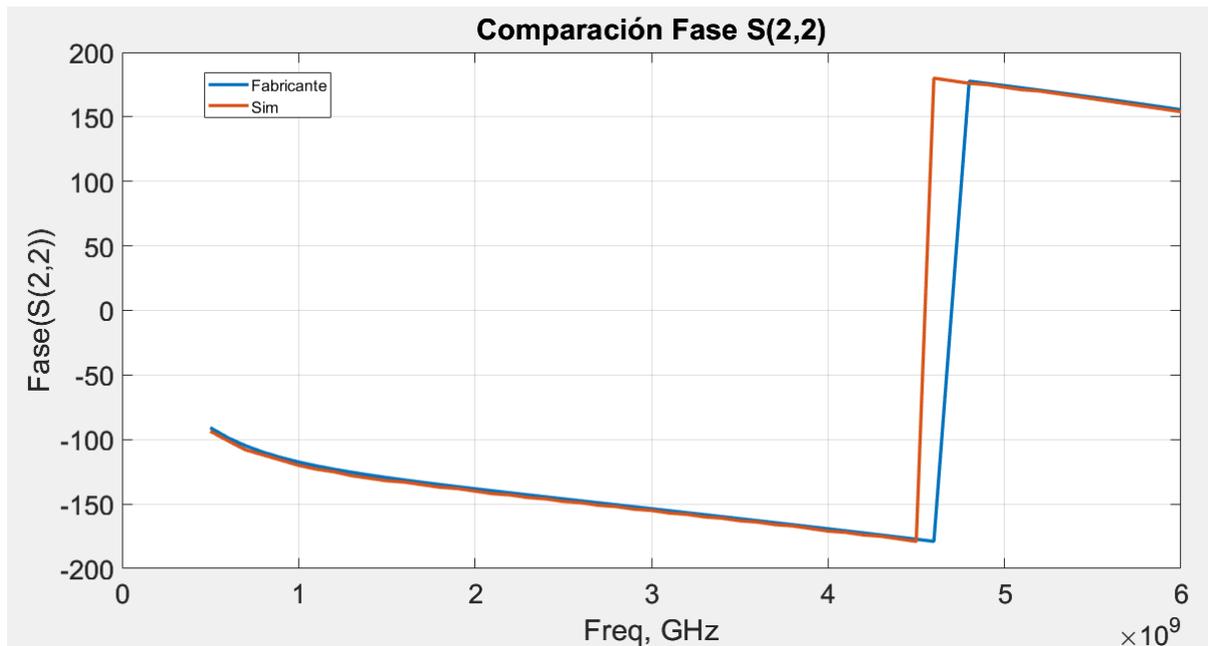


Figura 3.10. Comparación Simulador vs Fabricante Fase S (2,2).

Al realizar estas comparaciones entre los valores obtenidos en el simulador y los valores obtenidos por parte del fabricante, podemos comprobar una vez más que cuando se encuentra un ambiente controlado en la cuestión de las mediciones, se pueden obtener valores muy acertados y muy precisos, sin tener irregularidades ni fallas. El objetivo de estas comparaciones fue poder observar la precisión con la cual se obtienen estos datos y como toda esta información obtenida se ve reflejada en las gráficas que obtuvimos.

Al obtener esta información y poder graficarla podemos entender de alguna manera mejor el comportamiento de estos parámetros S, sin embargo, no podemos comprender todos los fenómenos que se pueden presentar en una medición llevada a cabo en un laboratorio, donde de nuevo existen miles de contratiempos que pueden afectar de alguna manera este tipo de mediciones.

3.6 Simulación vs Datos del Fabricante con Corriente de Drenador de 200mA

Se llevó a cabo una segunda etapa de comparación entre los datos del Fabricante del transistor CGH40010F y los datos obtenidos en el simulador.

Para llevar a cabo esta comparación se utilizó el mismo circuito en ADS previamente mencionado, pero con la variación en VGS, esta vez utilizando un voltaje de -2.72 V, y continuando con un voltaje VDS de 28V, de esta manera obteniendo una corriente de drenador de 200mA. con esto teniendo un panorama más amplio la funcionalidad del transistor a una corriente diferente y así observar su comportamiento. De igual manera se realizó un barrido desde 0.5GHz hasta 6GHZ con pasos de 0.1GHZ, obteniendo con estas características nuevamente los cuatro parámetros S analizando su magnitud y fase. El objetivo de esta comparación es poder observar el comportamiento del transistor en su manera más ideal, ya que estas mediciones no contemplan algunos contratiempos como son

los efectos de auto calentamiento y atrapamiento, así obteniendo valores ideales y comportamientos en las gráficas sin irregularidades.

Para comenzar esta comparación seguimos la misma metodología que en la comparación anterior. Comenzamos con la comparación de la magnitud del parámetro S (1,1) el cual podemos observar en la figura 3.11. En esta primera comparación podemos observar que de igual manera hay una diferencia relativamente significativa entre los valores de la gráfica del simulador en comparación a la gráfica obtenida con los datos del fabricante, aunque podemos ver una figura bastante similar, pero también nos podemos percatar que la gráfica del simulador tiende a incrementarse en los valores finales y en cambio la gráfica del fabricante tiende a mantenerse relativamente más constante después de la curvatura sin incrementar tanto sus valores.

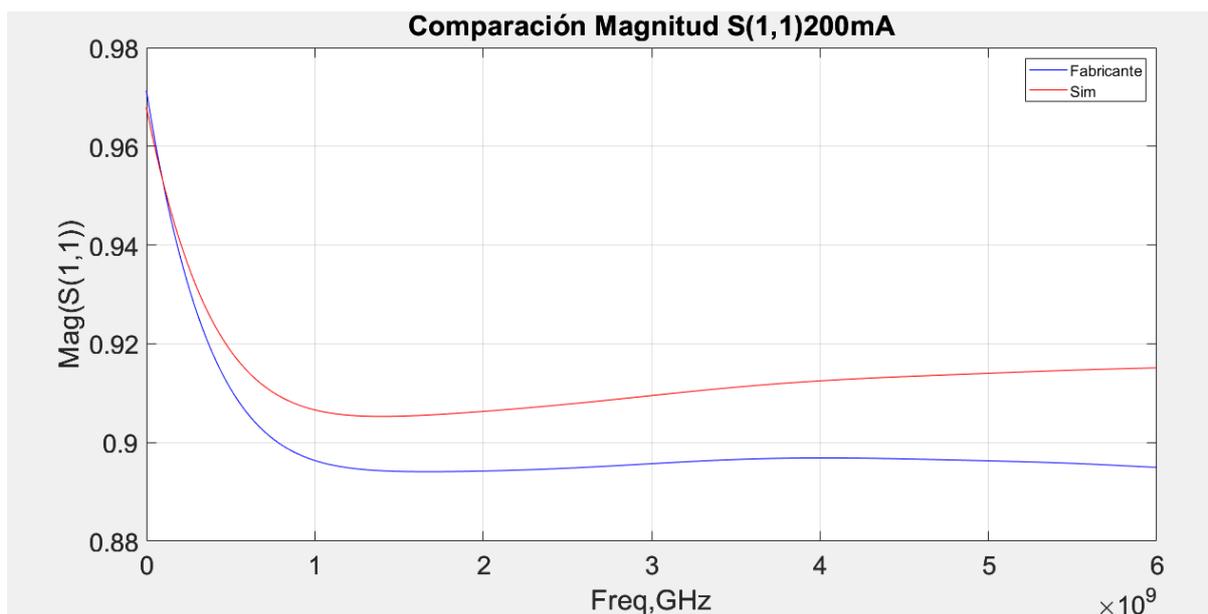


Figura 3.11. Comparación de Magnitud de S (1,1) a 200mA.

Para el caso de la fase podemos observar una gráfica bastante similar, contando con un inicio casi idéntico y con un incremento de igual manera muy parecido, y solo con la diferencia que los valores finales se separan un poco pero relativamente es muy corta la diferencia entre cada uno de los finales de la gráfica. Recordemos que estos valores son importantes para poder reconocer los grados que existen de desfase entre la señal incidente y la señal reflejada. Podemos observar mejor manera estos comportamientos en la figura 3.12.

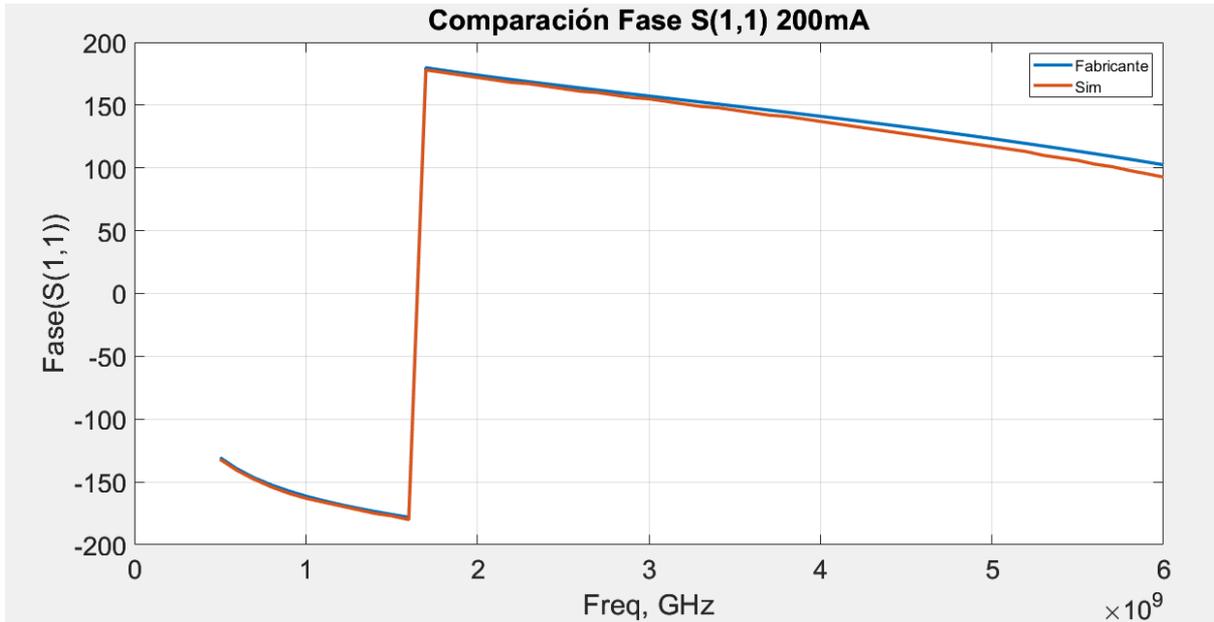


Figura 3.12. Comparación de Fase de S(1,1) a 200mA.

Continuamos con la comparación de las gráficas del parámetro S(2,1), de igual manera que con las mediciones a 100mA, no encontramos gran diferencia entre una y otra, al contrario podemos observar un acople significativo entre las 2 gráficas pudiendo observar de mejor manera el comportamiento de este parámetro con las condiciones nuevas representadas por 200 mA en la corriente del drenador. Esto representado en la figura 3.13.

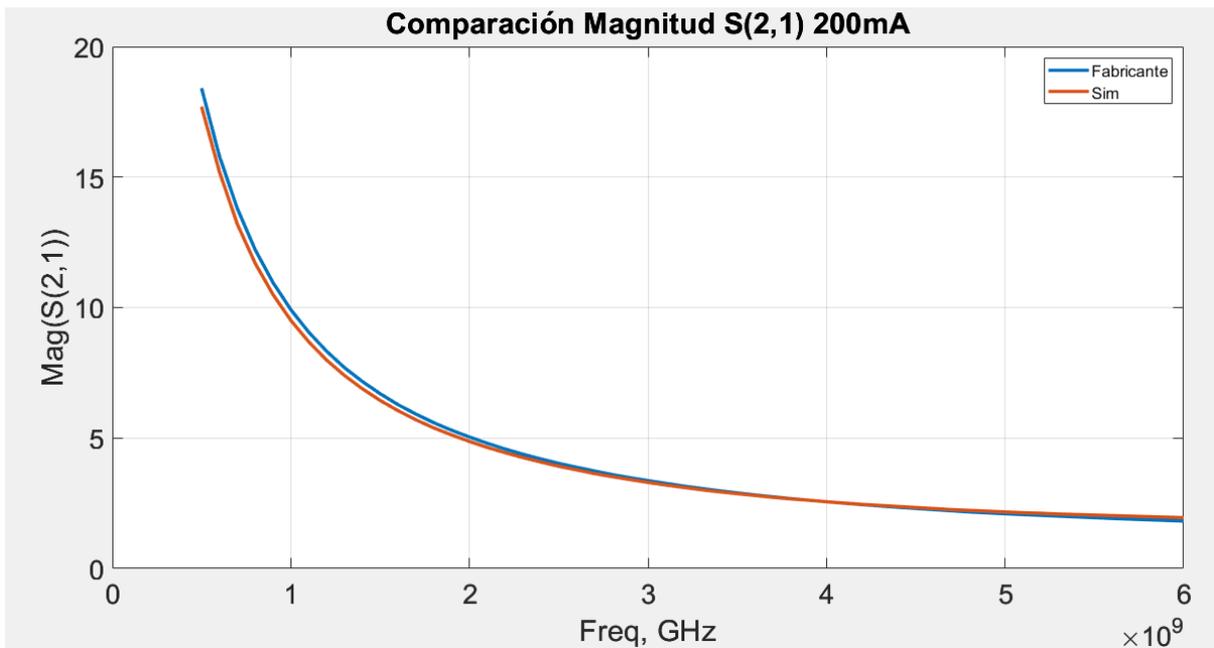


Figura 3.13. Comparación de Magnitud de S (2,1) a 200mA.

De igual manera para la fase del parámetro S(2,1) podemos observar las dos gráficas bastante similares, en esta ocasión con estas características de polarización en VGS podemos observar un inicio relativamente más disminuido en comparación con las mediciones con corriente de drenador de 100mA, de igual manera podemos observar esto en el final de las mediciones. Podemos observar estos patrones en la figura 3.14

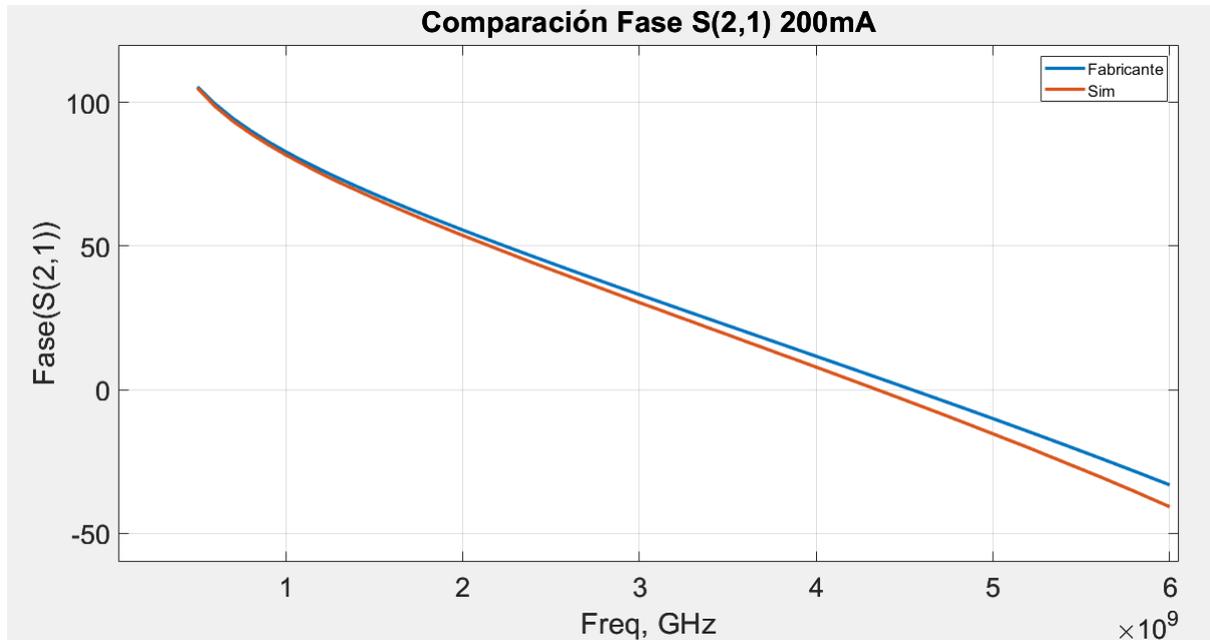


Figura 3.14. Comparación de Fase de S(2,1) a 200mA.

En la magnitud del parámetro S(1,2), vemos un gráfico del simulador con un inicio más pequeño en función de la magnitud, ya que en el caso de las mediciones con 100mA las dos gráficas tanto la del simulador como la obtenida por los datos del fabricante iniciaban aproximadamente en el valor de 0.027 respectivamente en el eje de la magnitud, por el contrario en estas mediciones a 200mA vemos unas gráficas un poco más separadas en el inicio y con valores más inferiores. observamos que la curvatura de la gráfica del simulador tiende a ir más hacia abajo comenzando en los valores iniciales de la magnitud y con una pendiente más pronunciada. Y en el caso de la gráfica obtenida de los valores proporcionados por el fabricante podemos ver una figura con valores relativamente más constantes. Estos comportamientos se muestran en la figura 3.15.

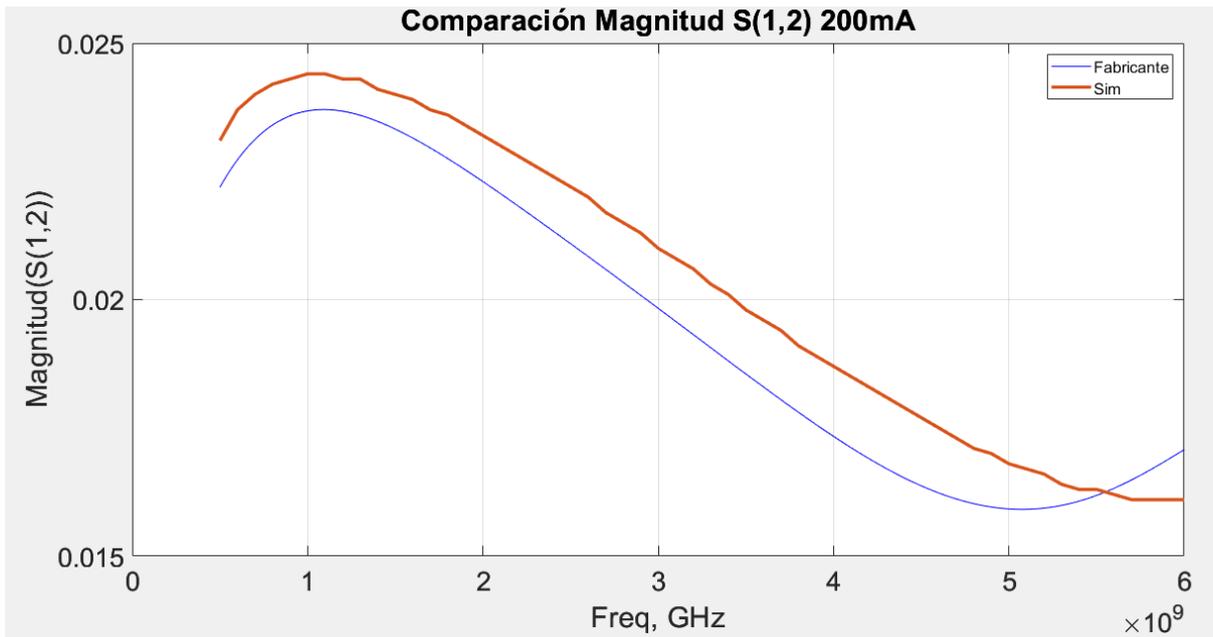


Figura 3.15. Comparación de Magnitud de S (1,2) a 200mA.

En el caso del parámetro S(1,2) respectivamente a las mediciones de la fase, obtuvimos una gráfica bastante similar a la de los 100mA, aunque de nuevo con variaciones relativamente pequeñas en cuanto a los valores de fase pero podemos observar un inicio bastante similar y en cuestión de la separación del final entre las 2 gráficas es técnicamente idéntico. Esto se muestra en la figura 3.16.

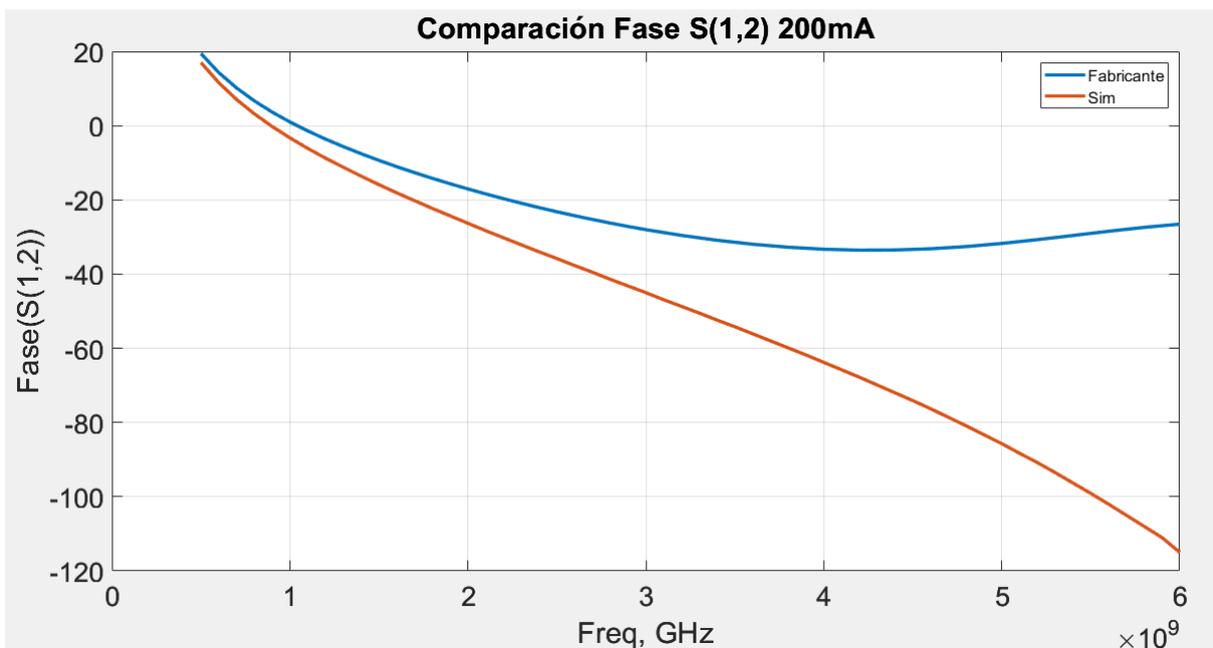


Figura 3.16. Comparación de Fase de S(1,2) a 200mA.

En la figura 3.17 se observa la comparación del último parámetro S (2,2). No observamos una diferencia significativa entre las dos gráficas, en cambio es una figura muy similar por parte de ambas. A diferencia de las gráficas obtenidas a 100mA, estas gráficas a 200mA tienen un inicio en el eje X de 0.3 y no presentan una pequeña curvatura entre los primeros datos de medición en las primeras frecuencias. Y en cuanto al final de la gráfica observamos un comportamiento muy similar a las gráficas obtenidas a 100mA.

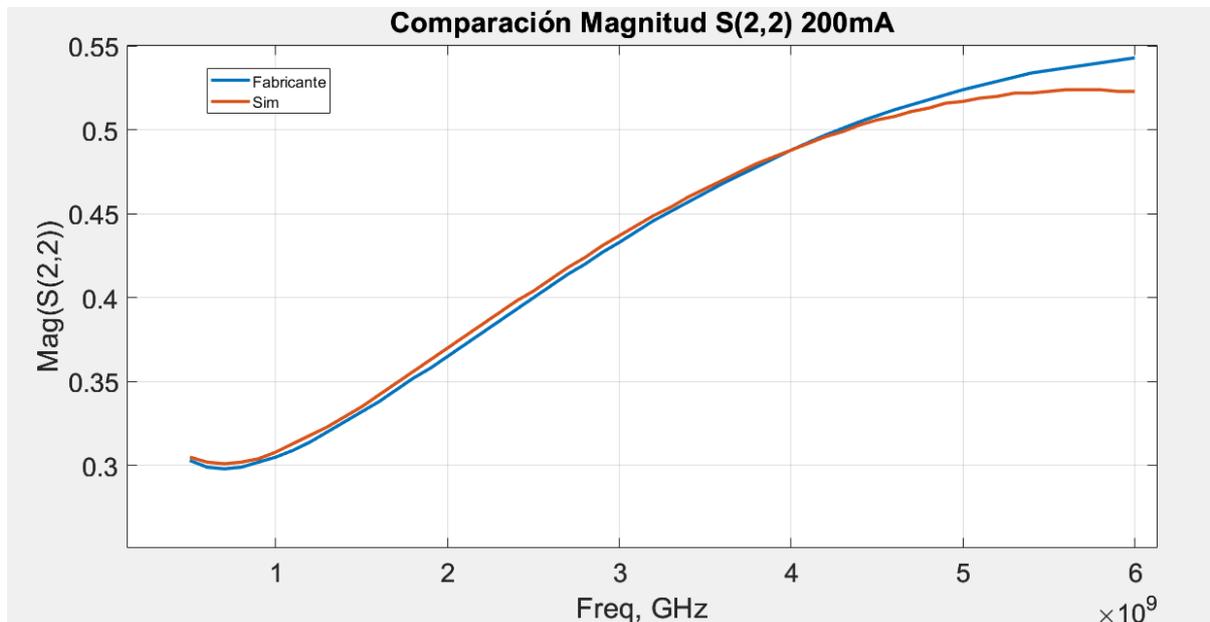


Figura 3.17. Comparación de Magnitud de S(2,2) a 200mA.

En cuanto a la fase podemos ver un acople casi idéntico entre las dos gráficas entre las mediciones de 0 a 4GHz y podemos observar posterior a eso un comportamiento muy similar a las mediciones con 100mA en las cuales se ve un incremento entre 4 y 5 GHz y después se mantienen constantes y acopladas las dos gráficas.

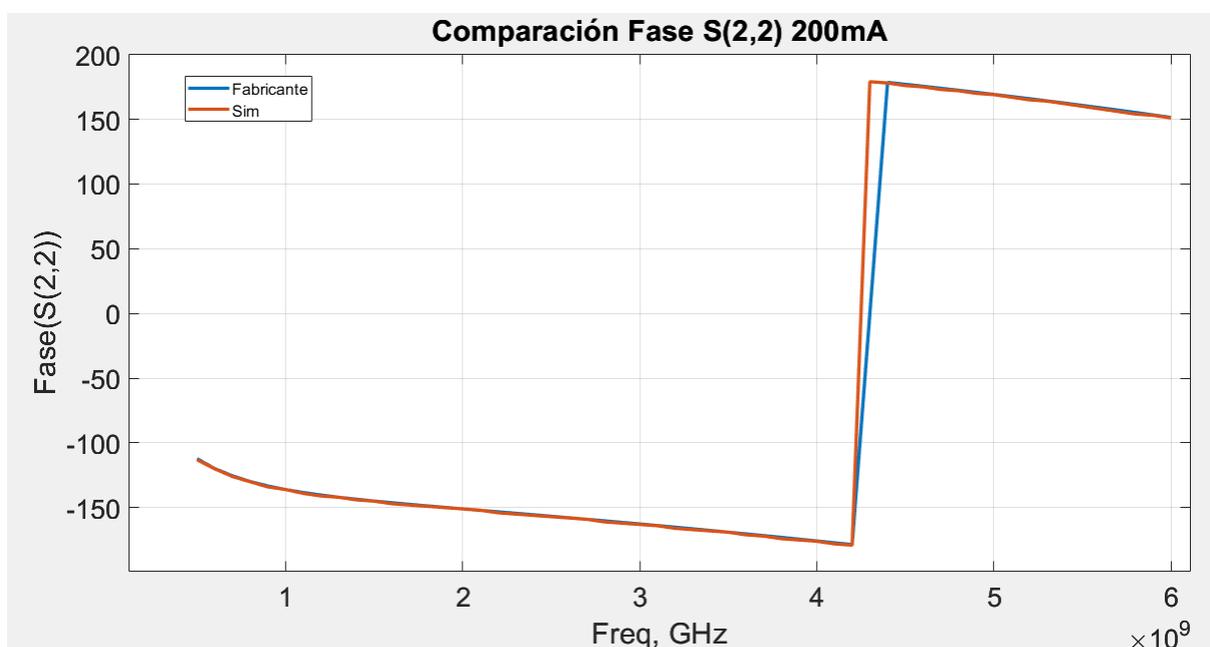


Figura 3.18. Comparación de Fase de S(2,2) a 200mA.

3.7 Caracterización en Laboratorio Parámetros S

De igual manera que en la etapa anterior de caracterización en CD para conseguir las curvas IV, en esta etapa de caracterización en señal pequeña se realizó la experimentación necesaria para obtener estos parámetros S en el laboratorio. De esta forma en la primera etapa de caracterización al realizarse en un laboratorio el ambiente de trabajo implicaba múltiples contratiempos, y variables que interfieren en las mediciones provocando alteraciones en los datos, en comparación como lo es el ambiente controlado del simulador.

Para esta etapa de caracterización se utilizó la misma test fixture. Parte fundamental para poder realizar estas mediciones fue el uso de un Analizador de Redes Vectorial (VNA), el que se utilizó para este trabajo fue el P9371A de la marca Keysight, el cual tiene una capacidad de 300 kHz a 6.5 GHz con dos puertos. Para realizar las conexiones de la *test fixture* al VNA se utilizaron conectores APC7 sin género y cables de puerto de prueba para unir de los puertos a los conectores. La figura 3.19 muestra el esquema de conexión para poder realizar la experimentación de los parámetros S.

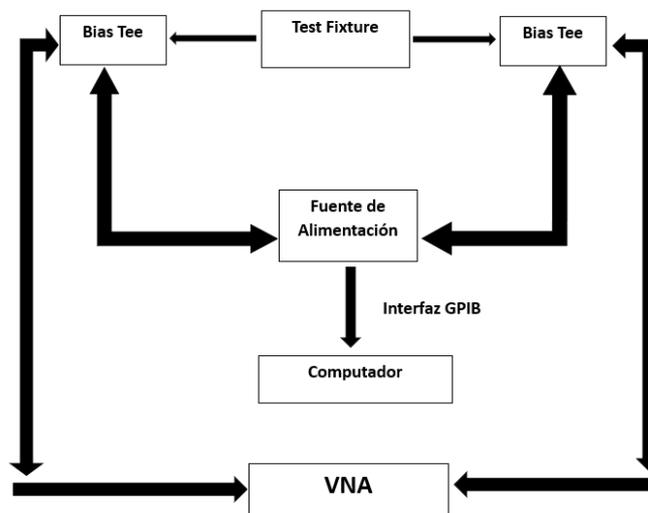


Figura 3.19. Esquema de conexión parámetros S.

El primer paso antes de realizar todas las conexiones y ajustar a la presión adecuada cada uno de los conectores APC7, se tiene que calibrar el equipo en el plano de la medición. Para esto se ocupa calibrar mecánicamente por medio del estándar SOLT(Short, Open, Load y Thru). En este procedimiento se busca desincrustar todos los parásitos que existen en las líneas de transmisión, esto para poder obtener unas mediciones precisas y sin alteraciones que puedan perjudicar los resultados. Al llevar a cabo este proceso de calibración el programa comienza a pedir cada uno de los estándares para poder ir desincrustando. Estos estándares se llevan a cabo conectado en ambos lados de las líneas de transmisión un cortocircuito, un circuito abierto, y una carga de 50ohms.

Consecutivamente a esto se pasa a realizar la calibración TRL(Thru, Reflect, Line), de esta manera desincrustando las líneas de transmisión junto con la Test Fixture. Para esto se

comienza realizando el estándar “Thru” el cual se lleva a cabo por medio de la conexión de ambas líneas de transmisión al unirse entre ellas mismas.

Siguiendo con la calibración se realiza el estándar “Reflect”, el cual consiste en abrir completamente la Test Fixture e indicando en el programa que se está llevando a cabo este estándar y realice la desincrustación.

Y finalmente realizando el último estándar que es el “Line”, el cual consiste en colocar una línea para poder asegurar la continuidad de la señal. Este estándar lo podemos observar en la figura 3.20.



Figura 3.20. Estándar de calibración Line.

Al terminar de realizar esta calibración se llevan a cabo las conexiones en el VNA, este mismo a su vez por una conexión USB al computador, posteriormente abriendo el programa “Streamline” para poder ver los datos obtenidos. En la figura 3.21 se aprecia las conexiones para realizar la caracterización.

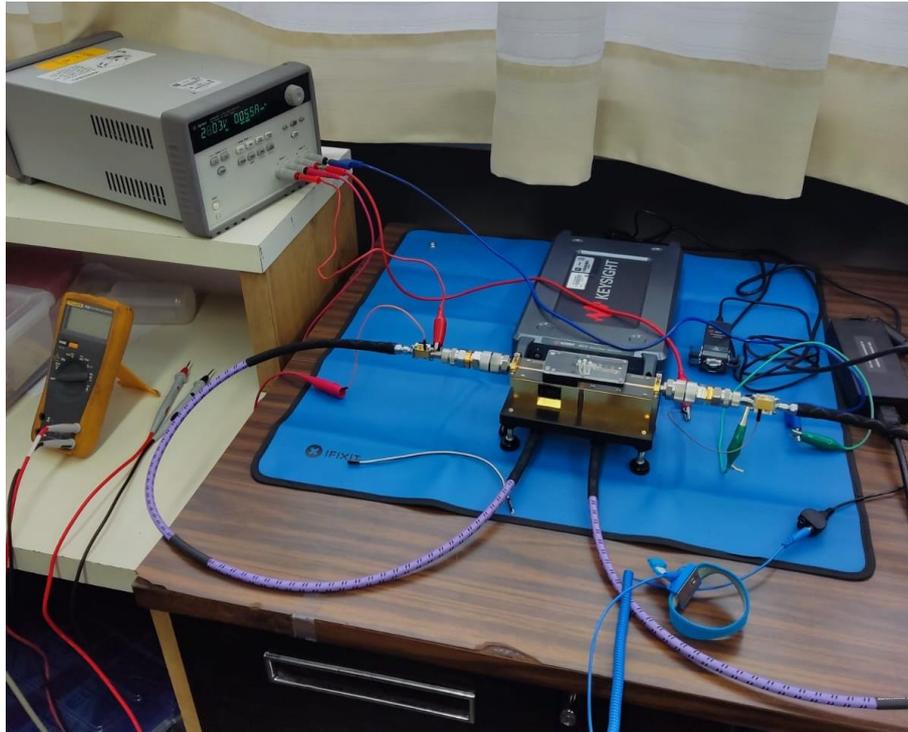


Figura 3.21. Configuración de señal pequeña.

Una vez teniendo todo ensamblado se procede a realizar las mediciones, pudiéndose ver reflejadas en el programa “Streamline”, estas mediciones son reflejadas por medio del formato de carta Smith y por medio de gráficas tradicionales. Esto se puede apreciar en la imagen 3.22.



Figura 3.22. Datos obtenidos reflejados en el programa “Streamline”.

Una vez obtenidas todas estas mediciones se procesan los datos con ayuda del software de Matlab. De esta manera obteniendo una mejor visualización de cada uno de los parámetros S, considerando su Magnitud y fase.

A continuación podemos ver cada uno de los parámetros de Dispersión obtenidos en el laboratorio. De primera instancia podemos percatarnos que las figuras de las gráficas no son tan regulares como las ya vistas anteriormente con el caso de las obtenidas de los datos del simulador y las obtenidas de los valores proporcionados por el fabricante de estos GaN Hemt.

Observamos unas gráficas más irregulares en cuanto a la forma, teniendo en cuenta lo que se ha mencionado con anterioridad, siendo esto uno de los objetos de estudio, el cual es el ver el comportamiento de estos dispositivos en escenarios diferentes con condiciones diferentes. Como ya se ha comentado en el caso del laboratorio es un ambiente totalmente distinto a lo que sería un simulador en el cual no se considera ningún tipo de factor externo para las mediciones. En el caso de estas gráficas obtenidas se puede apreciar como existen variaciones en las mediciones debido a los errores en la calibración del instrumento que provocan la aparición de parásitos externos, los cuales inducen pérdidas y cambios de fase.

Para la primera etapa de caracterización se tomó en cuenta seguir los mismos estándares de medición que en las pruebas en simulador y los datos proporcionados por el fabricante. Para esta primera caracterización se llevó a cabo con una corriente de drenador de 100mA.

En el caso de esta primera gráfica la cual corresponde a la Magnitud $S(1,1)$ podemos ver un comportamiento similar a los que ya hemos visto con anterioridad entre los intervalos de 1 a 4 GHz, en el cual es una especie de constante sin elevarse ni disminuirse drásticamente, pero como lo hemos mencionado la figura de esta gráfica no es regular como las de los datos del simulador y datos del fabricante. Esto lo podemos observar de igual manera en la Magnitud de $S(1,2)$ aunque de nuevo comportándose de una manera similar pero con una grafica mas irregular en cuanto a figura hablamos. Estos dos primeros parámetros se muestran en las figuras 3.23 y 3.24.

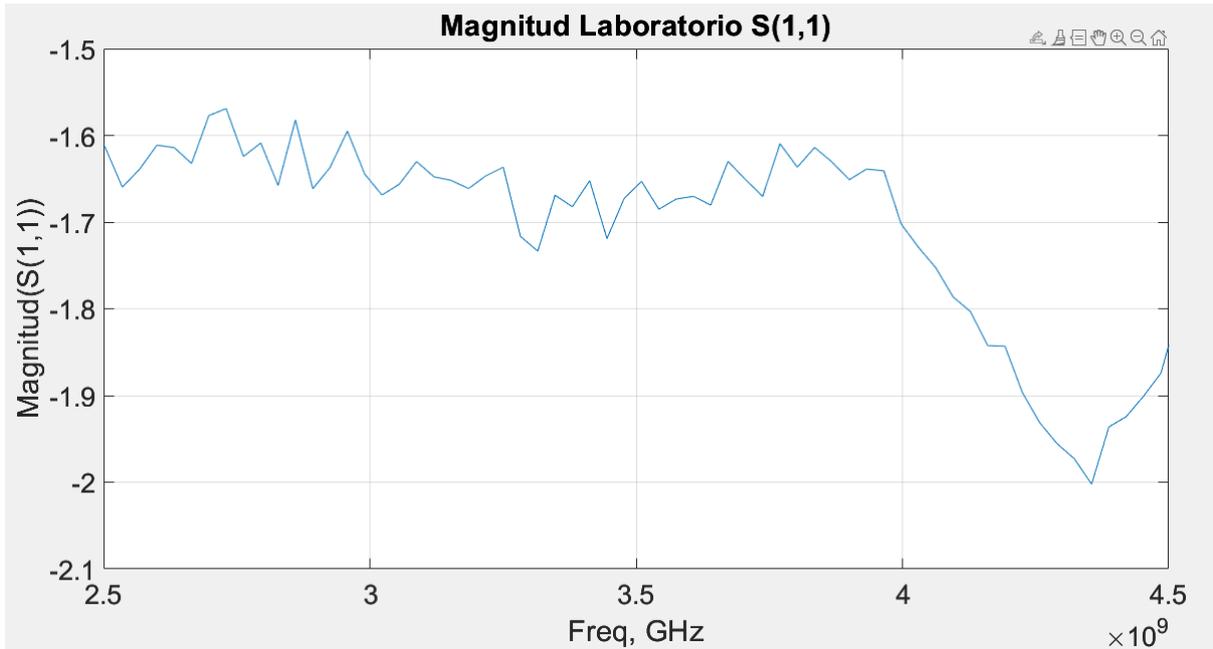


Figura 3.23. Magnitud de S(1,1) obtenida en laboratorio.

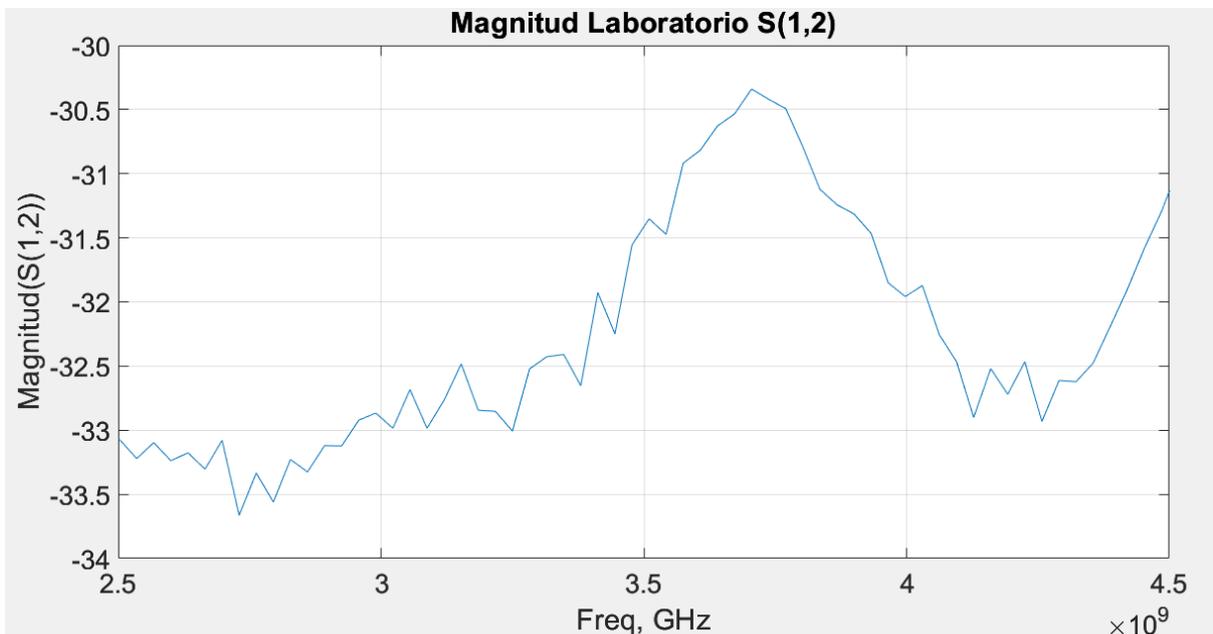


Figura 3.24. Magnitud de S(1,2) obtenida en laboratorio.

Para estos dos últimos parámetros obtenidos en laboratorio se puede observar un comportamiento más similar a los obtenidos en las mediciones de simulador y datos del fabricante. Aunque la figura es más apegada a las ideales obtenidas con anterioridad, aún se aprecian irregularidades, entendiendo esto que no existen muchos factores a considerar para poder igualar las gráficas de valores ideales. Estos datos se pueden ver representados en las gráficas de las figuras 3.25 y 3.26.

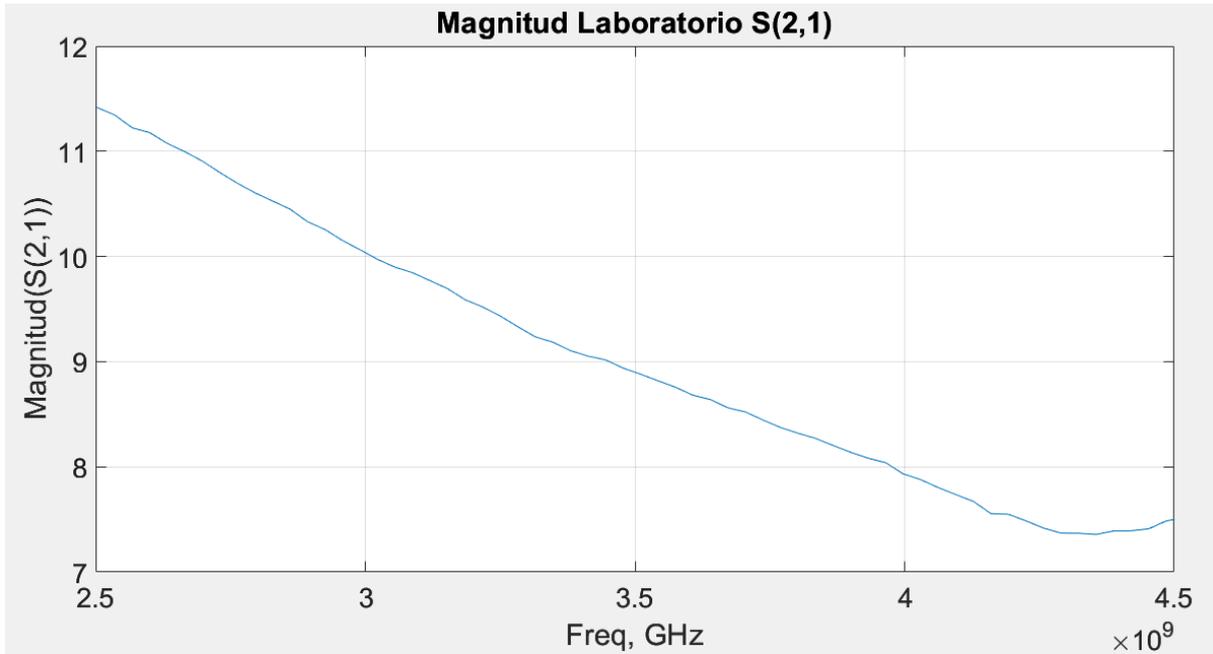


Figura 3.25. Magnitud de S(2,1) obtenida en laboratorio.

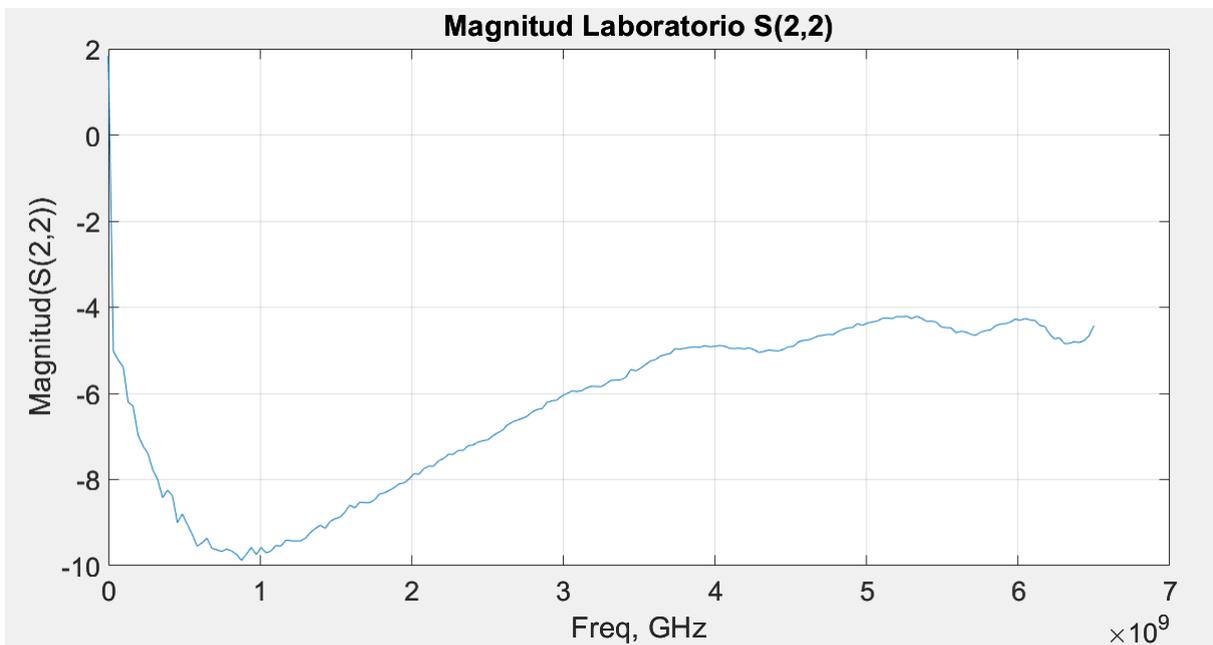


Figura 3.26. Magnitud de S(2,2) obtenida en laboratorio.

De igual manera se obtuvieron los datos de la Fase de cada uno de los parámetros S. Esta caracterización se continuó con los mismos estándares. En el caso de la Fase podemos ver las figuras de las gráficas de manera más regular. Con ayuda del comando “unwrap” las gráficas de la fase se pueden apreciar de una mejor manera observando las mediciones de forma continua y no de manera interrumpida. Podemos ver que los comportamientos de estos datos procesados son bastante parecidos a los obtenidos con anterioridad con el simulador y los datos del fabricante, aunque de nuevo es bastante notable que no son figuras con curvaturas o puntos de medición ideales.

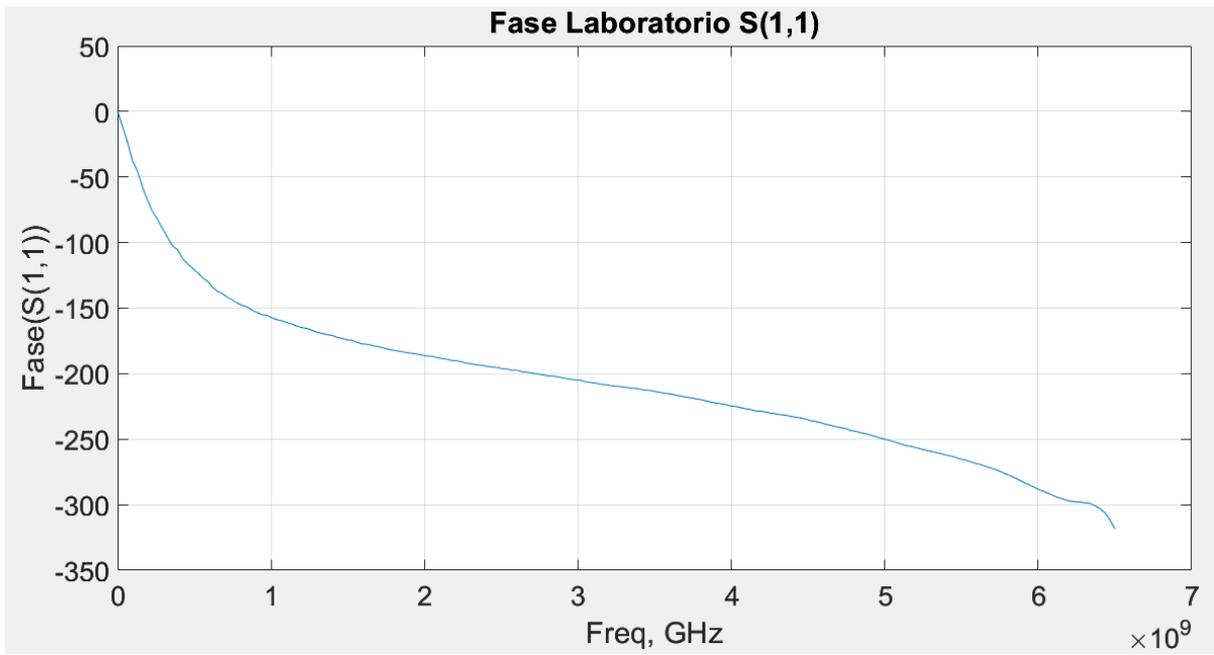


Figura 3.27. Fase de S(1,1) obtenida en laboratorio.

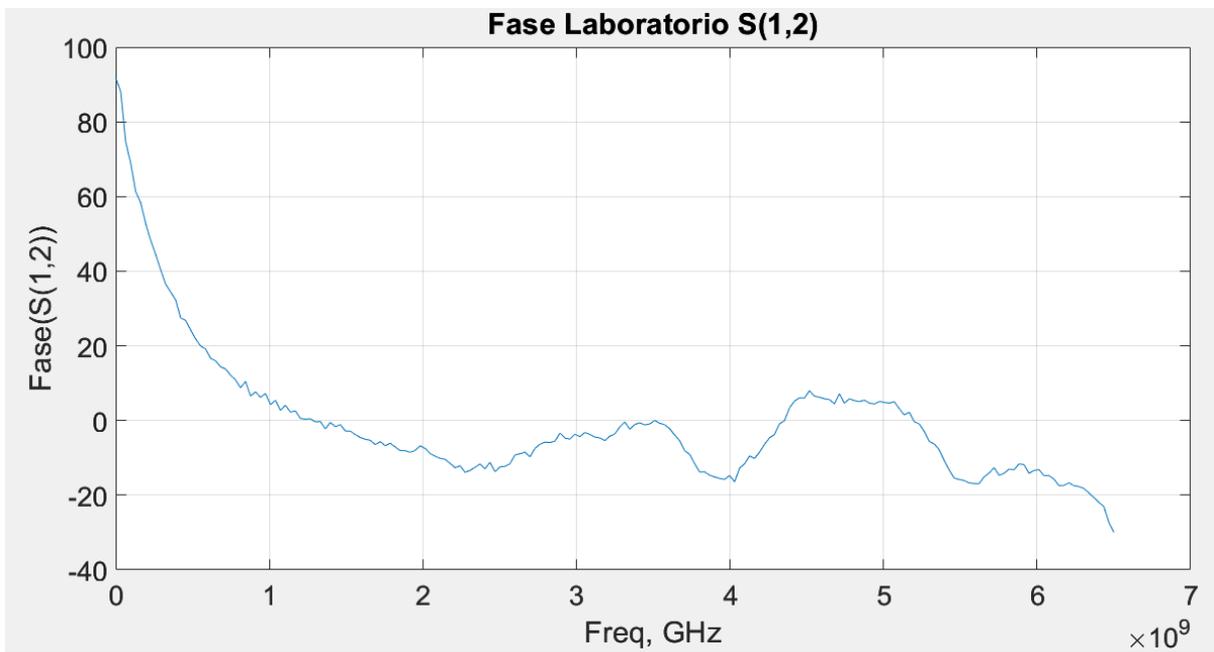


Figura 3.28. Fase de S(1,2) Obtenido en laboratorio.

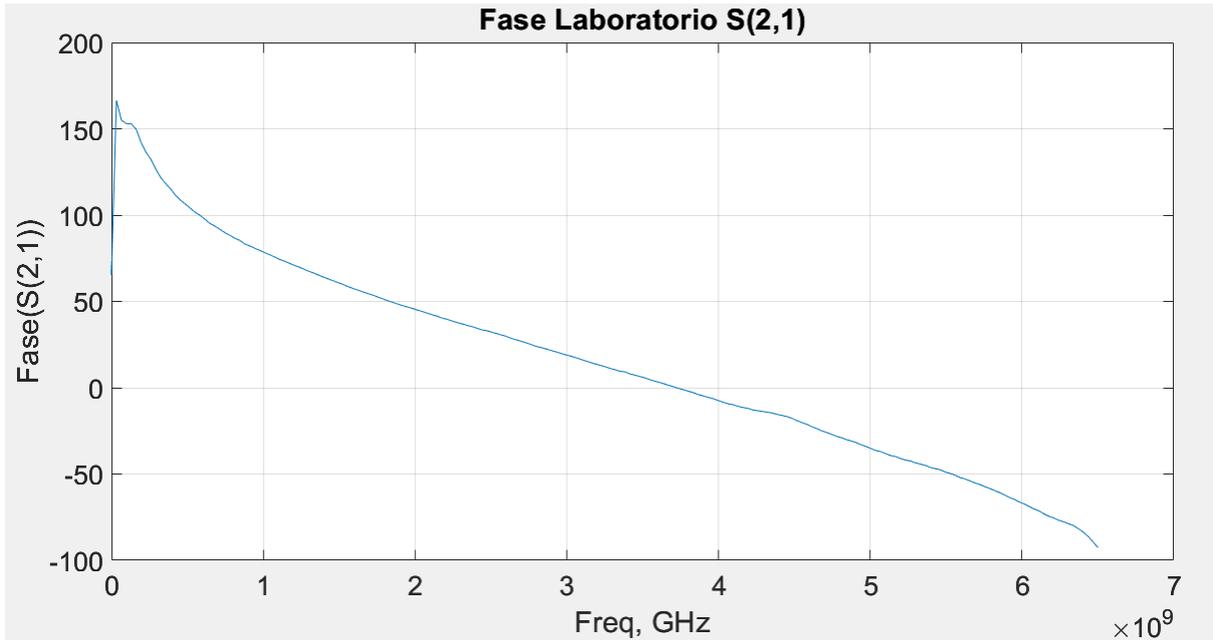


Figura 3.29. Fase de S(2,1) Obtenido en laboratorio.

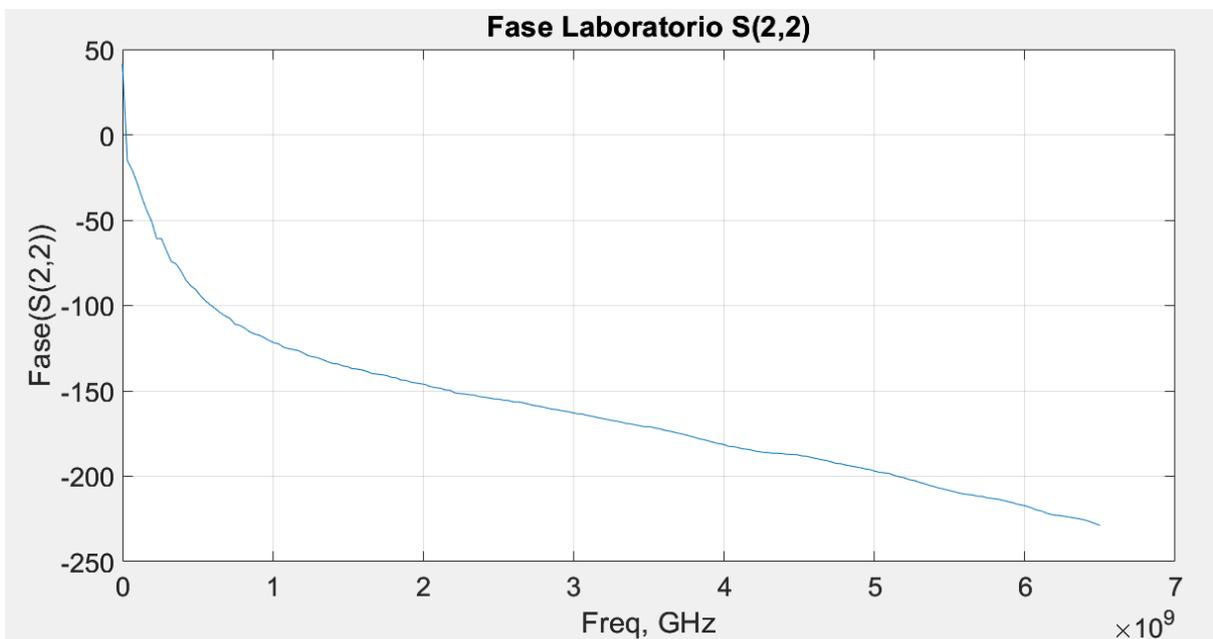


Figura 3.30. Fase de S (2,2) Obtenido en laboratorio.

3.8 Comparación Laboratorio vs Simulador vs Datos del Fabricante a 100mA

Para esta última etapa de comparación se tomaron en cuenta los datos obtenidos en el simulador ADS para la caracterización en señal pequeña y obtención de los parámetros de dispersión. De igual manera se tomaron los valores proporcionados por la marca CREE que es la encargada de producir estos dispositivos GaN HEMT CGH40010F. Y posteriormente unirlos en una sola comparación con los datos obtenidos en las mediciones realizadas en el

laboratorio. Estas comparaciones fueron tomadas con los parámetros de corriente ID de 100mA y un VDS de 28v respectivamente para cada una de las mediciones.

Comenzamos con las comparaciones de las magnitudes de cada uno de los parámetros S. Inicialmente podemos observar las irregularidades de las mediciones obtenidas en el laboratorio en comparación con las del simulador y los datos proporcionados por el fabricante. En cuestión de los comportamientos de las gráficas podemos ver que son bastante similares, aunque no idénticos, pero podemos ver similitudes en los incrementos y decrementos que van relaciones al barrido realizado de los 0 a los 6 GHz.

En el caso de las magnitudes de S (1,2), S (2,1) y S (2,2) podemos observar comportamientos bastante similares entre los tres casos estudiados, aunque con valores bastante diferentes significativamente podemos ver esto entre la separación que existe de las gráficas del simulador y del fabricante en comparación de las del laboratorio.

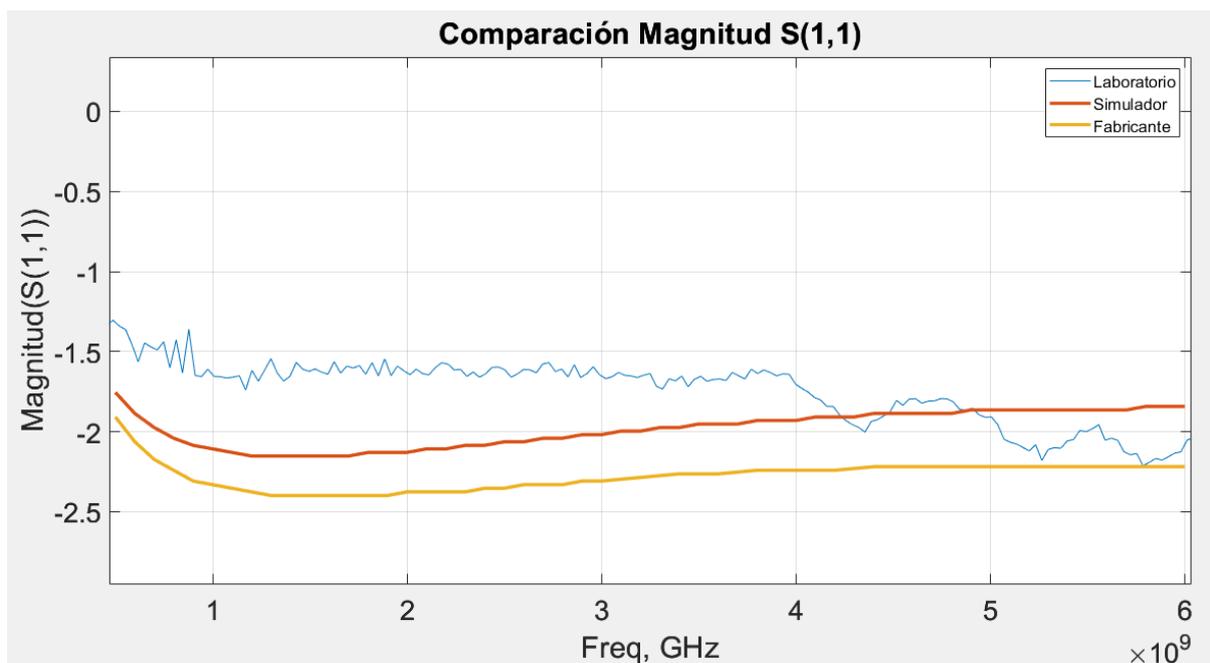


Figura 3.31. Comparación de la Magnitud de S(1,1) entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante.

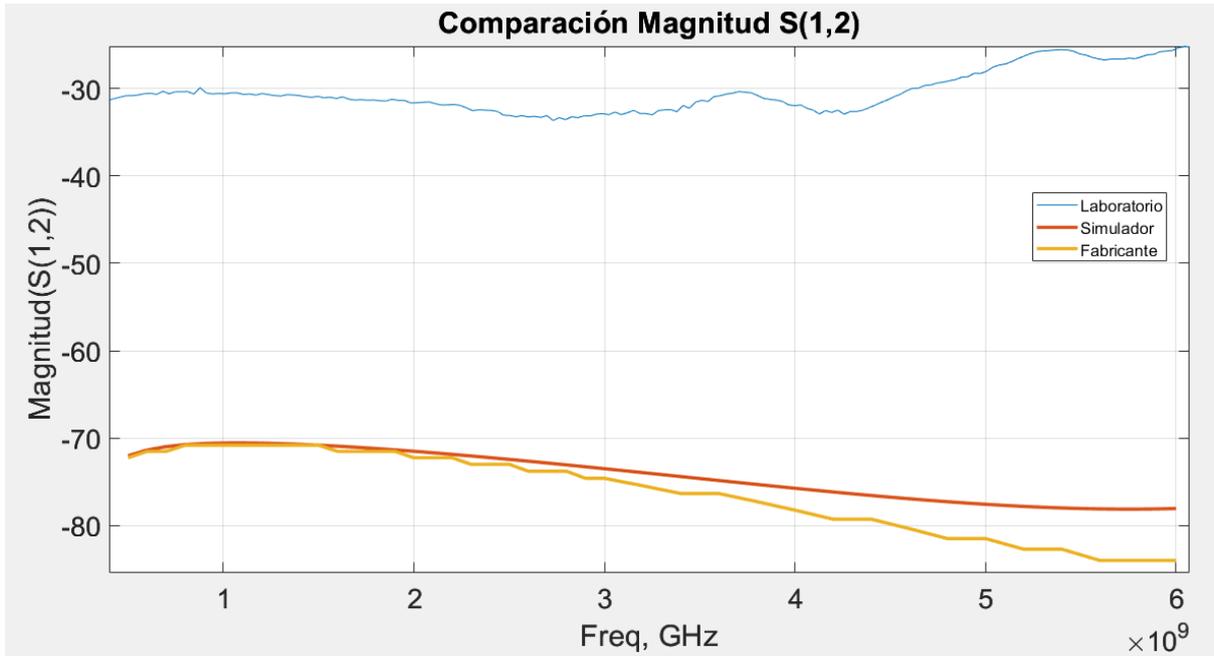


Figura 3.32. Comparación de la Magnitud de S(1,2) entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante.

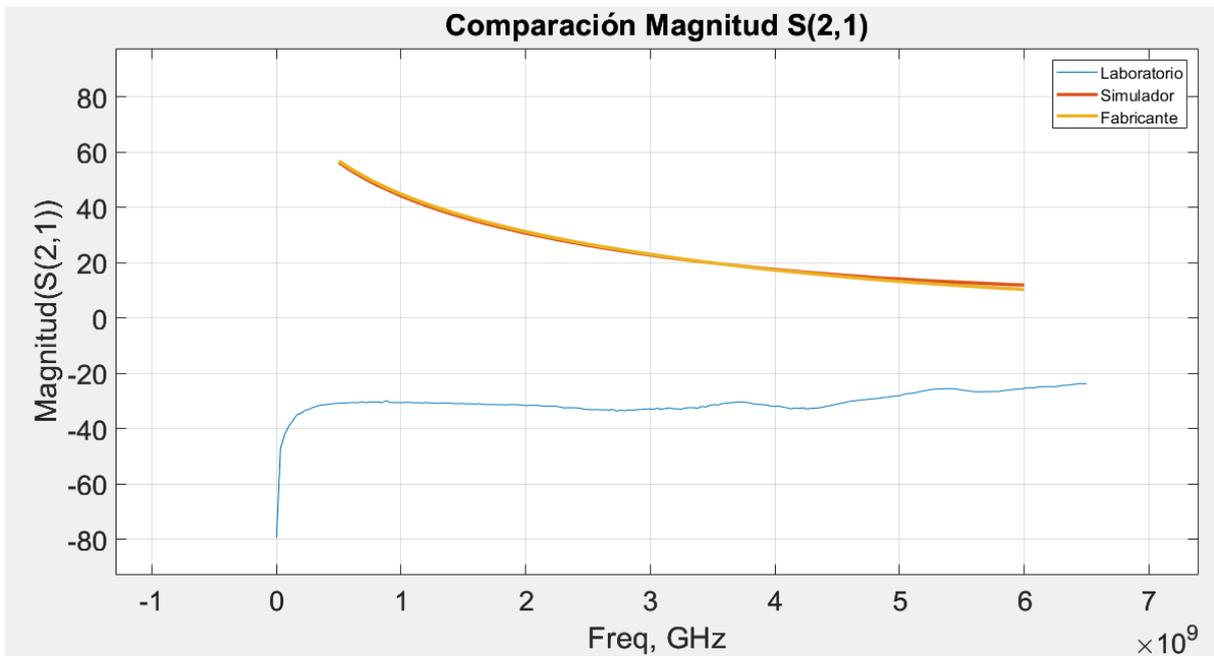


Figura 3.33. Comparación de la Magnitud de S(2,1) entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante.

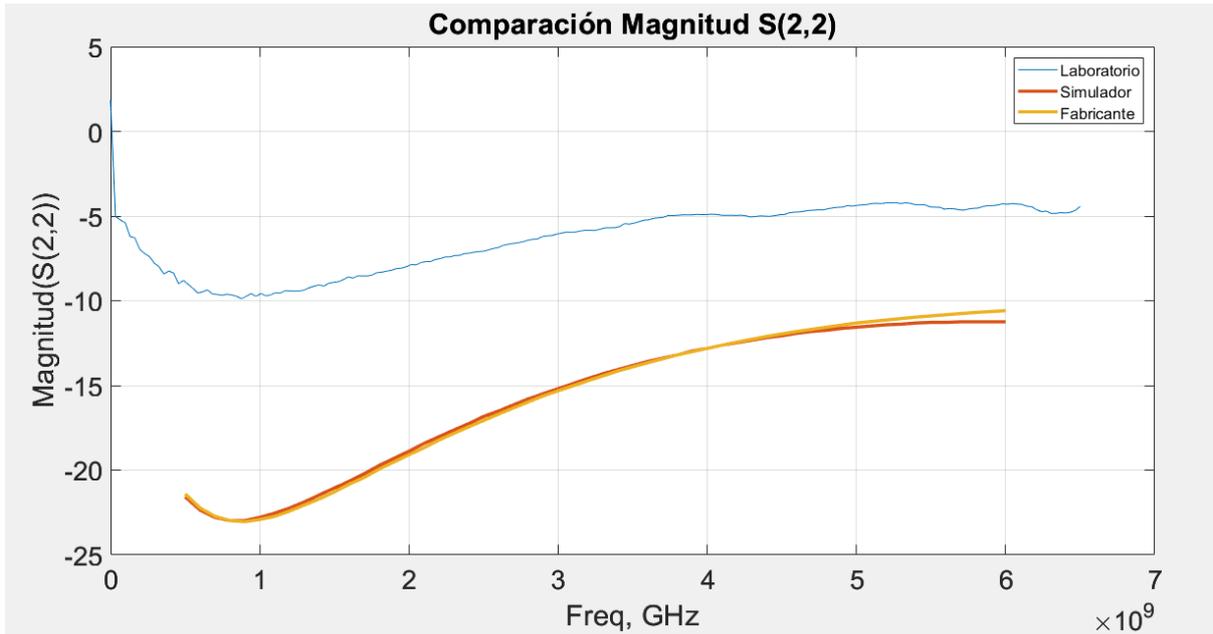


Figura 3.34. Comparación de la Magnitud de S(2,2) entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante.

En cuanto a la comparación de la fase de cada uno de estos parámetros S, observamos comportamientos muy similares, aunque no idénticos. Las figuras de los datos de laboratorio se aprecian bastante bien pudiendo observar mejor cada uno de los casos, y pudiendo tener de esta manera un mejor entendimiento de lo que está pasando en cada uno de los datos obtenidos. En cuestión de la fase en S(1,1) y S(2,1) se parecían graficas casi idénticas pero si nos enfocamos en el eje Y podemos observar que para el caso de S(1,1) esta comienza a partir de -100 y en el caso de S(2,1) está más incrementado el inicio haciéndolo en aproximadamente más de cien. Para las otras comparaciones vemos el comportamiento decreciente de los datos. Observar las comparaciones de la fase nos ayuda a observar con detenimiento y una mejor claridad el fenómeno de desfase que existe entre la señal incidente y la señal reflejada. Estas comparaciones obtenidas se pueden apreciar en las siguientes figuras.

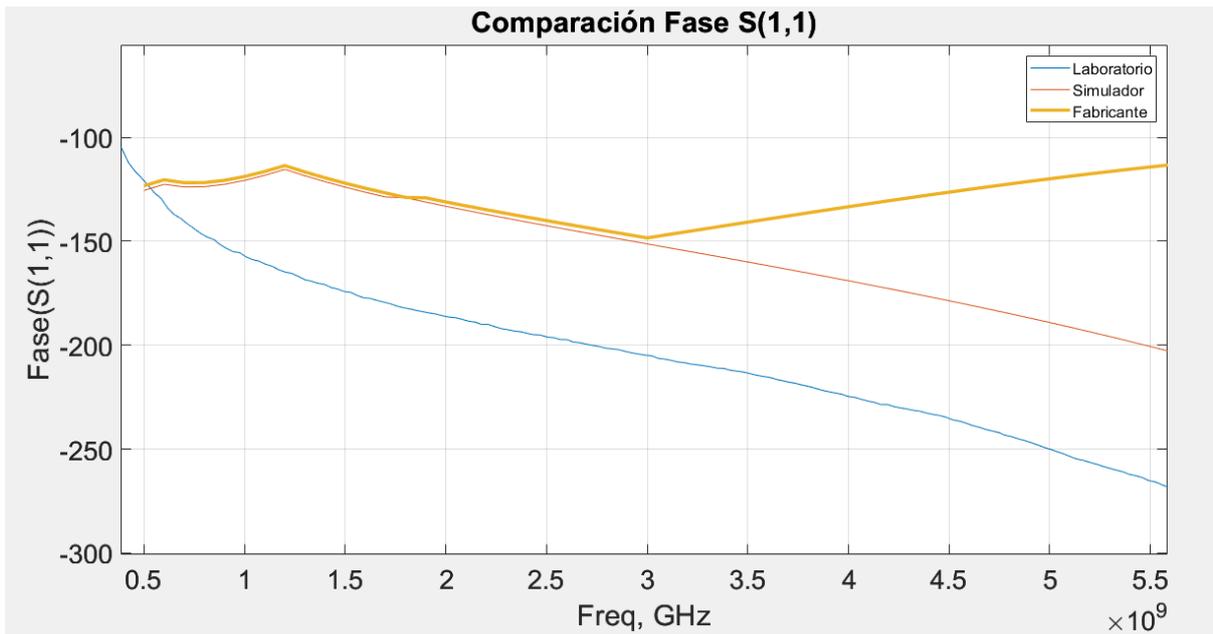


Figura 3.35. Comparación de la fase de S(1,1) entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante.

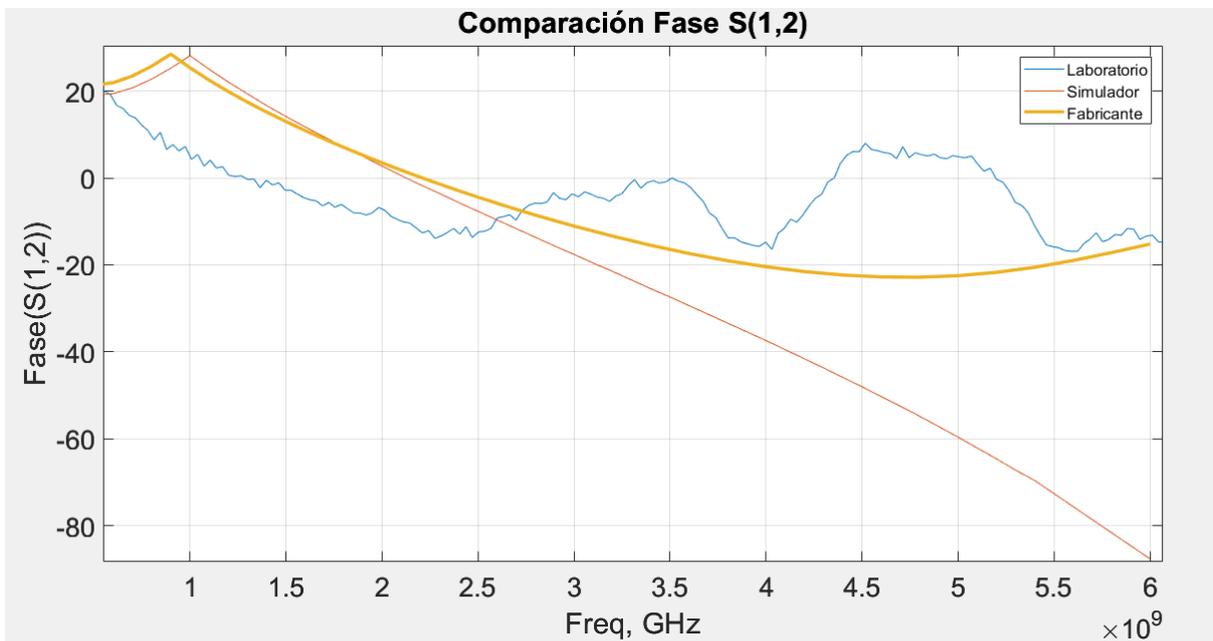


Figura 3.36. Comparación de la fase de S(1,2) entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante.

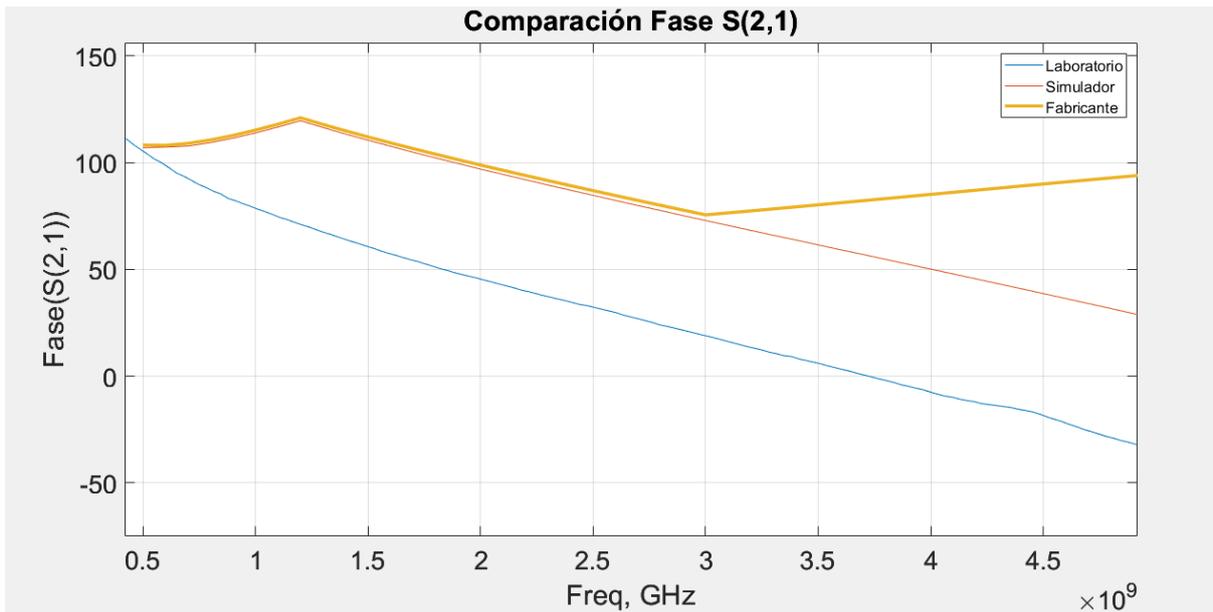


Figura 3.37. Comparación de la fase de S(2,1) entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante.

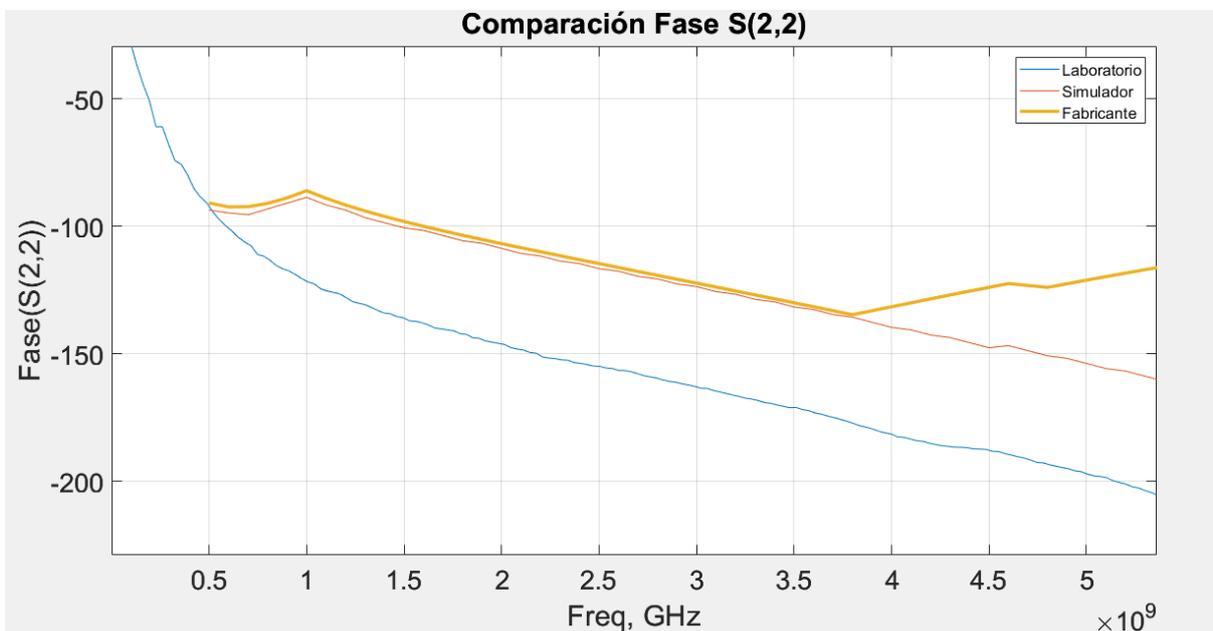


Figura 3.38. Comparación de la fase de S(2,2) entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante.

3.9 Comparación Laboratorio vs Simulador vs Datos del Fabricante a 200mA

Para esta última etapa de comparación de nuevo se volvió a utilizar los datos obtenidos en el simulador y los datos proporcionados por el fabricante para el dispositivo CGH40010F. De igual manera tomando como punto de partida los mismos parámetros de inicio solo en esta

ocasión variando de nuevo la corriente, teniendo así una ID de 200mA y conservando el parámetro VGS de 28v.

Buscando de esta manera poder apreciar cada una de las características de estas pruebas en señal pequeña en el dispositivo HEMT, viendo cual es la diferencia cambiando este parámetro de la corriente. Observar cuán diferente es poder tener mediciones ideales en escenarios controlados como los tiene el fabricante o como es el caso del simulador en cual no existen anomalías.

Para estas primeras comparaciones se tomaron en cuenta las magnitudes de estos cuatro parámetros S. En el caso de estas magnitudes vemos que los comportamientos se muestran plasmados en las gráficas y percatándonos que son muy similares los obtenidos en el laboratorio en comparación con los obtenidos por el simulador y los datos del fabricante.

En el parámetro S(1,1) vemos el comportamiento decreciente de los tres casos de medición, aunque en los datos del laboratorio se aprecian de una manera más abrupta conservamos de alguna manera este mismo comportamiento. En el parámetro S(2,2) vemos el comportamiento creciente de los tres casos estudiados, observando el comportamiento de la reflexión de estos parámetros, entendiendo de una mejor manera observando en la gráfica.

En el parámetro S(1,2) vemos las tres gráficas con un comportamiento un poco más lineal pero de igual manera semejante, incluso caso paralelo uno con otro. aunque es destacable la diferencia de valores en los cuales se mantienen.

EL parámetro S(2,1) muestra la ganancia, esta se ve de una manera clara en comparación a las gráficas del simulador y del fabricante, viendo que tienen un comportamiento similar, y en cuanto a los datos obtenidos son casi iguales dejando de lado que en las mediciones del laboratorio se tomaron muchos más punto de medición.

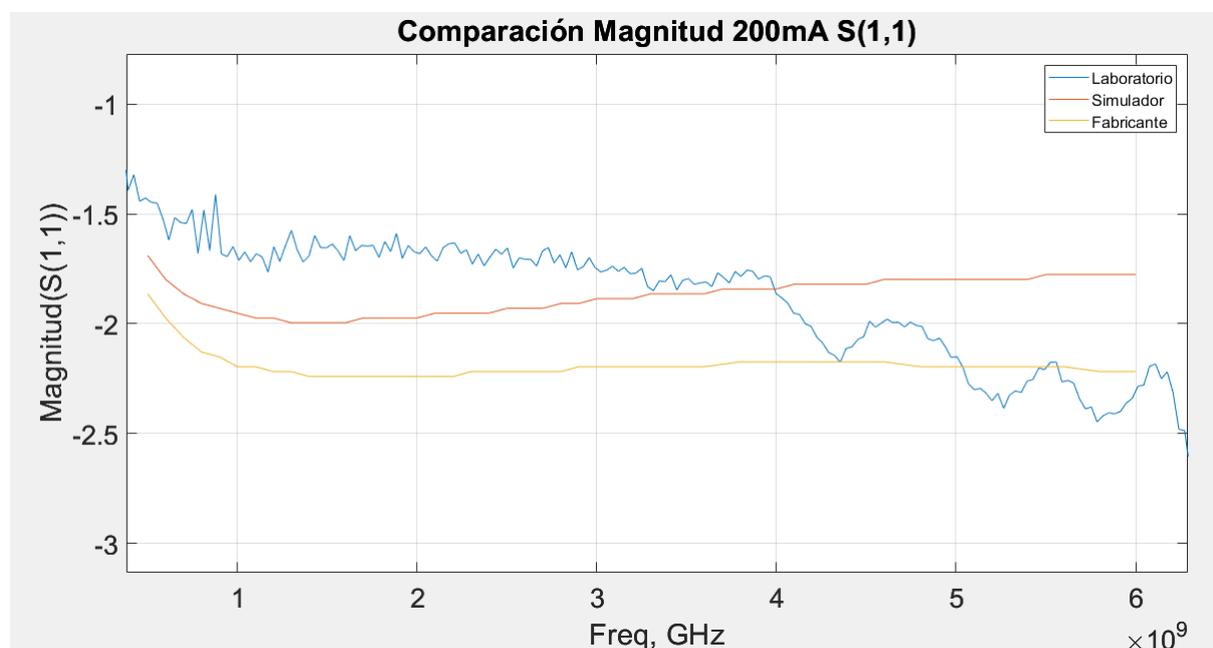


Figura 3.39. Comparación de la Magnitud de S(1,1) entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante con una corriente de 200mA.

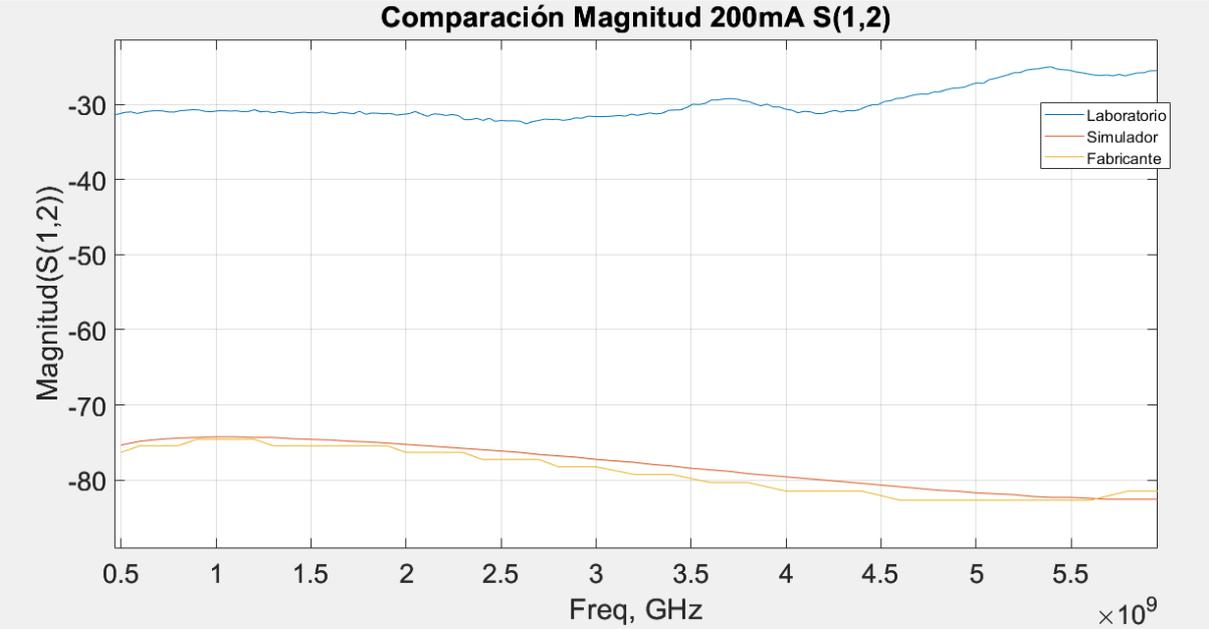


Figura 3.40. Comparación de la Magnitud de S(1,2) entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante con una corriente de 200mA.

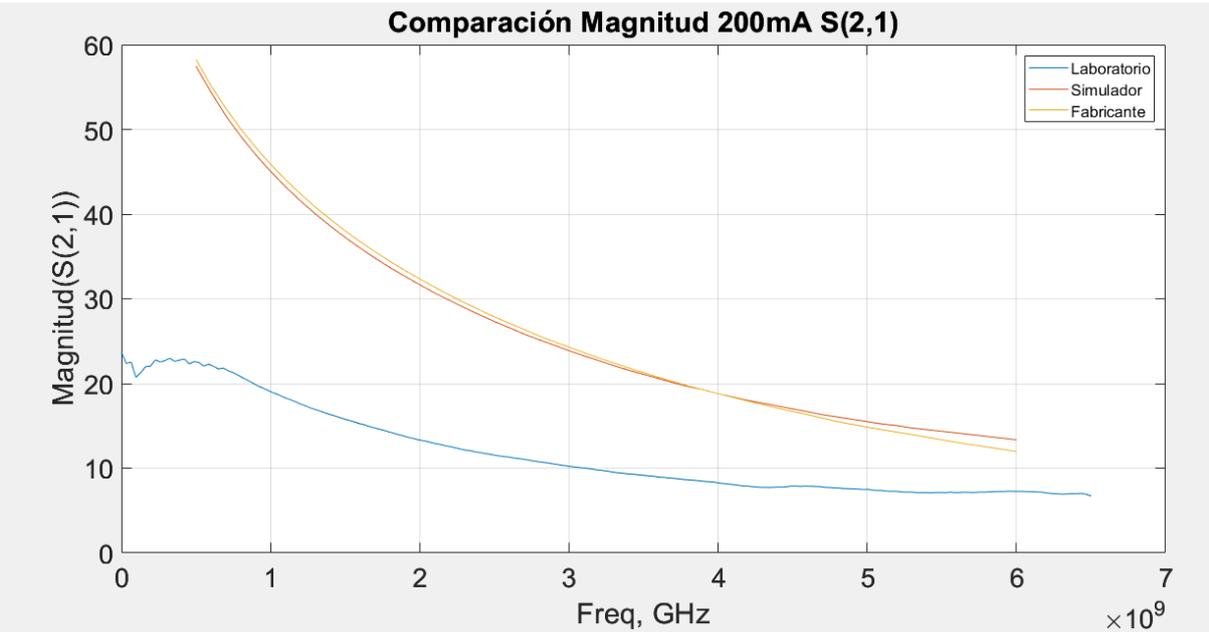


Figura 3.41. Comparación de la Magnitud de S(2,1) entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante con una corriente de 200mA.

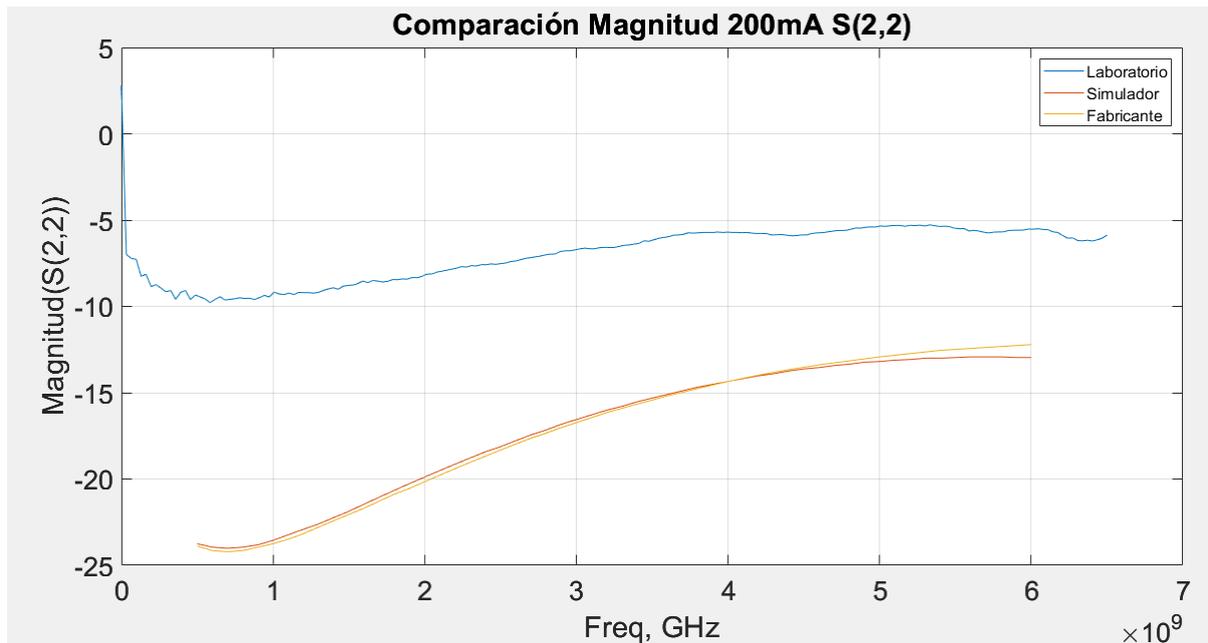


Figura 3.42. Comparación de la Magnitud de S(2,2) entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante con una corriente de 200mA.

Por último, tenemos esta parte final de la caracterización en señal pequeña, en la cual buscamos la comparación de la fase medida entre los parámetros del laboratorio, los datos del simulador y los datos proporcionados por la marca CREE. En cuanto a los parámetros de dispersión, la fase hace referencia al ángulo de desfase que existe entre la onda incidente y la onda reflejada en el dispositivo o sistema. Es importante entender esta parte de los parámetros S ya que este puede tener un impacto significativo en el comportamiento de las señales de alta frecuencia y es un factor muy importante para considerar para diseños de análisis de sistemas de comunicación e incluso sistemas de circuitos electrónicos.

Para la primera comparación del parámetro S(1,1) en relación con la fase a 200mA, podemos observar un comportamiento bastante similar entre las 3 mediciones obtenidas en el rango de entre 0 a 6 GHz. Tomando en cuenta que este parámetro nos hace referencia al coeficiente de reflexión podemos observar con estos datos el desfase angular entre las ondas reflejada e incidente en la línea de transmisión de este dispositivo. En cuanto a los datos obtenidos en el laboratorio podemos ver una similitud muy grande con los datos adquiridos en cuanto al simulador y a los datos del fabricante, en este caso no vemos un comportamiento muy diferente a los demás.

En el parámetro S(1,2) podemos observar unas gráficas con un comportamiento similar en cuanto a la escala que existe en el eje Y representando la fase de este parámetro de dispersión, se puede ver una diferencia considerable en comparación a los datos obtenidos en el simulador y los del fabricante. Recordando que este parámetro es un parámetro que nos representa la ganancia inversa, pudiendo observar el retardo o la distorsión de la fase que ocurre cuando la señal se transfiere en este caso de la entrada a la salida del dispositivo.

El parámetro S(2,1) nos podemos percatar que de igual manera tiene un comportamiento muy similar a estas 3 gráficas a comparar, en cuanto a la diferencia que se observa entre la fase obtenida con el parámetro de 100mA y la obtenida en este caso con 200mA no existe una

gran diferencia entre una y otra, su comportamiento siguió siendo el mismo lo único que vimos diferente fueron los datos obtenidos en cuanto al eje Y con respecto a su fase observando cambio no tan significativo entre su inicio y su final entre cada una de estas mediciones. De igual manera que el parámetro anterior este hace referencia a un coeficiente de transmisión, en cuanto a este parámetro de dispersión éste nos representa la ganancia de la transmisión pudiéndose describir la distorsión que existe en cuanto al fase o al retardo que experimenta la señal al pasar a través del dispositivo.

Y por último el parámetro $S(2,2)$ nos muestra un comportamiento un poco diferente al obtenido en la medición a 100mA ya que en este caso en la medición a 200mA podemos ver un comportamiento aunque sí muy similar diferente en cuanto al inicio de la fase con respecto al inicio de la frecuencia, en el caso de los datos obtenidos en el laboratorio su comportamiento nos muestra una curvatura un poco más pronunciada en comparación las primeras mediciones con el primer parámetro. Este es un parámetro que nos representa el coeficiente de reflexión de salida, teniendo en cuenta que la fase de este parámetro de dispersión nos puede indicar el desfase angular entre las ondas reflejadas e incidente de salida de este dispositivo, aportándonos información sobre las características de adaptación de impedancia y reflexiones de salida.

Estos comportamientos se pueden ver en las figuras 3.43, 3.44, 3.45, 3.46 respectivamente.

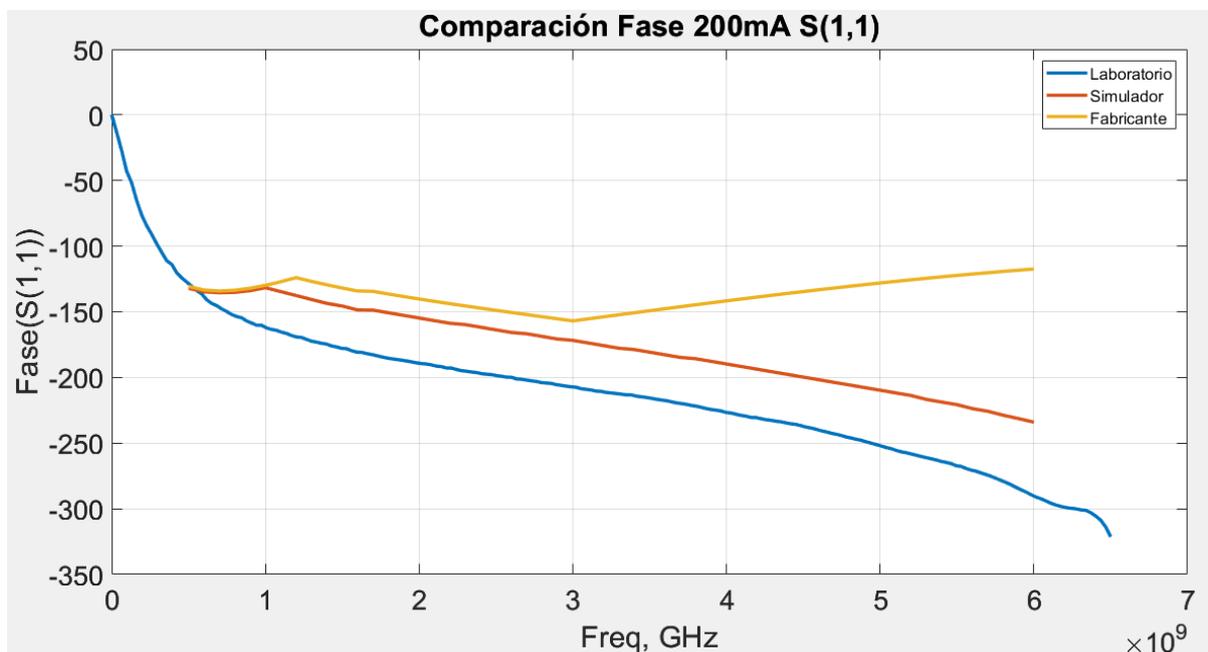


Figura 3.43. Comparación de la fase de $S(1,1)$ entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante con una corriente de 200mA.

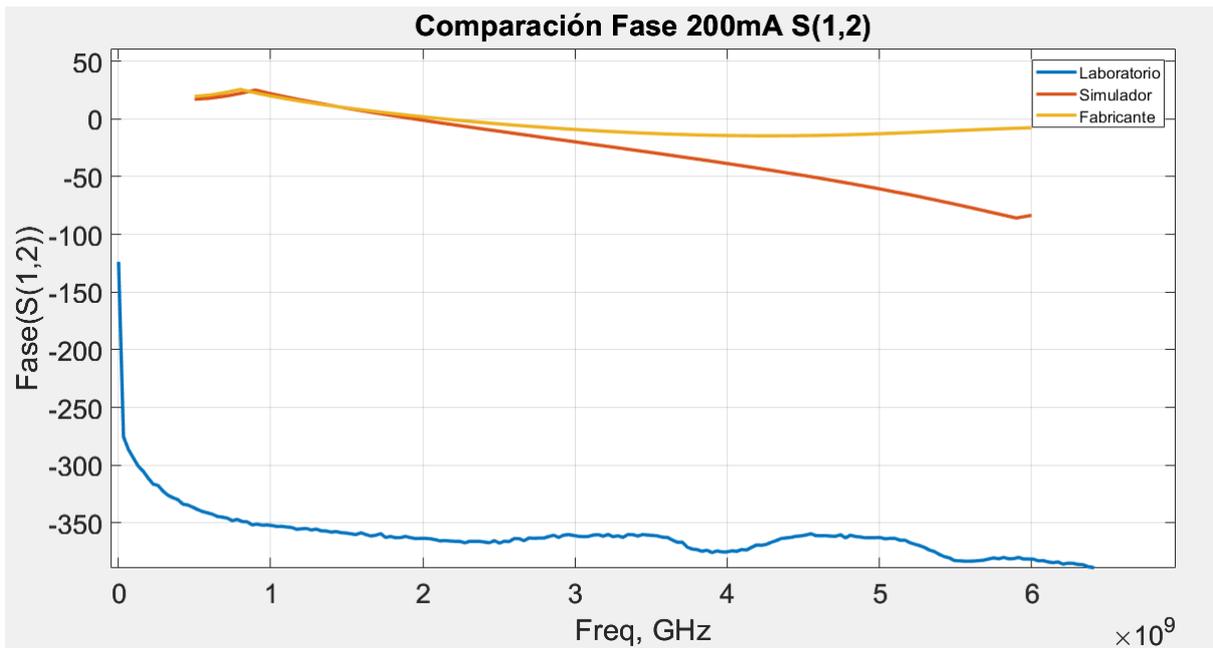


Figura 3.44. Comparación de la fase de S(1,2) entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante con una corriente de 200mA.

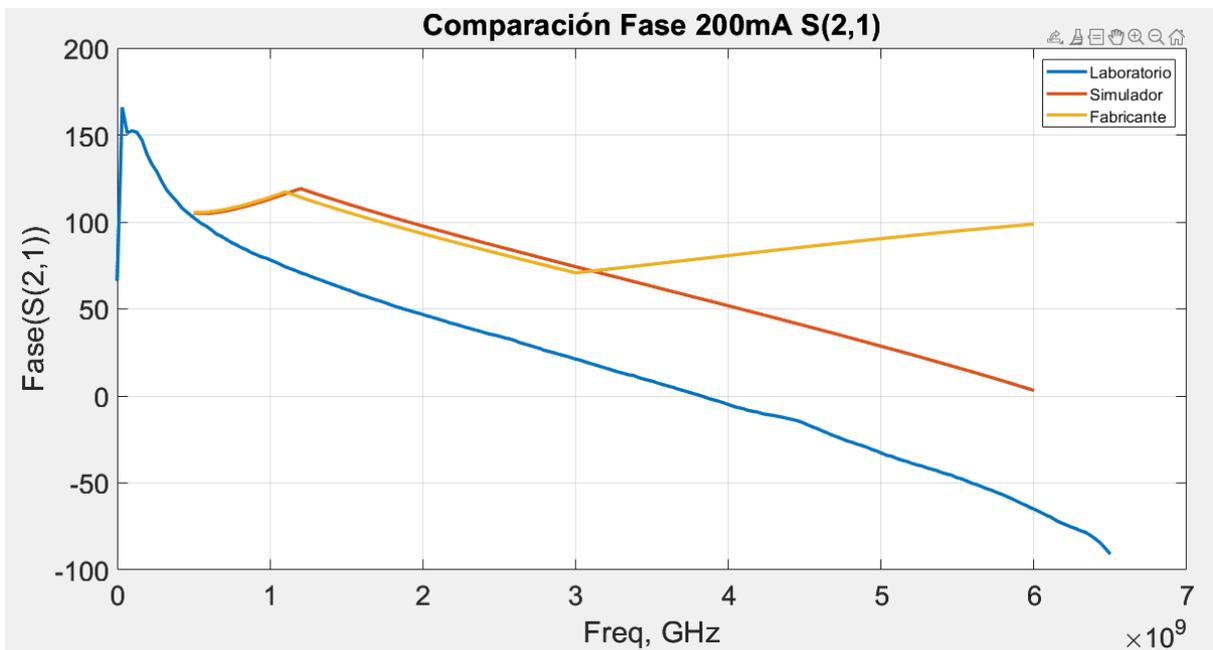


Figura 3.45. Comparación de la fase de S(2,1) entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante con una corriente de 200mA.

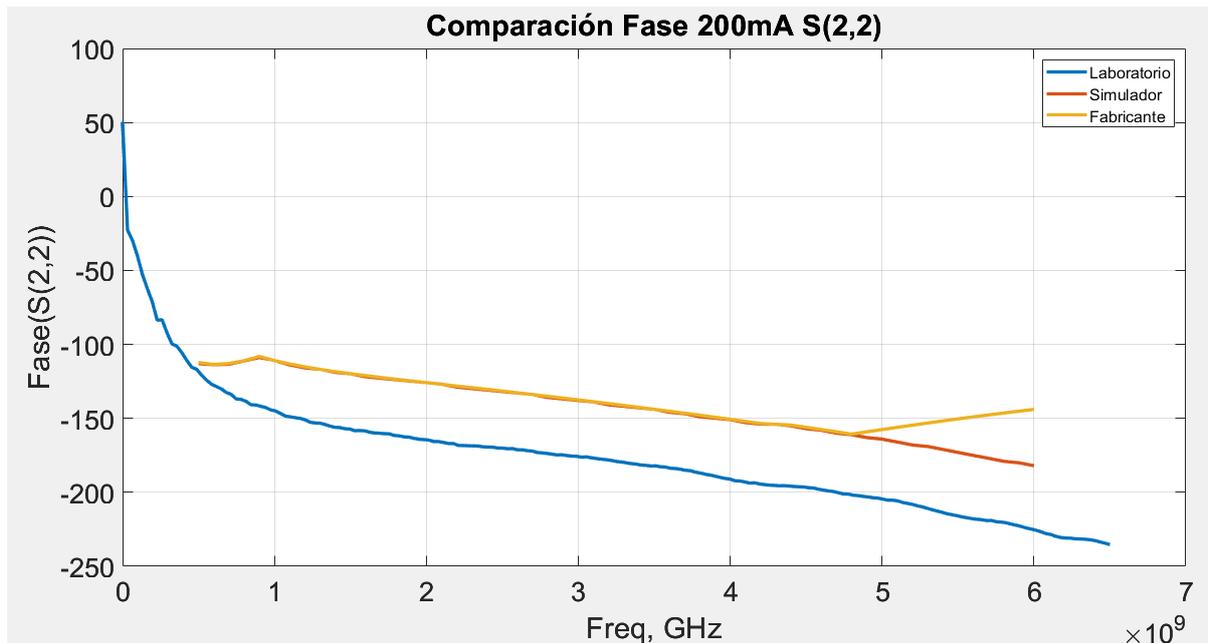


Figura 3.46. Comparación de la fase de S(2,2) entre datos de Laboratorio, Simulador y fabricante con una corriente de 200mA.

3.10 Conclusión

El objetivo principal de este trabajo de tesis fue el poder caracterizar el dispositivo GaN HEMT en diferentes situaciones primordiales para comprender su funcionamiento y poder entender las capacidades de alcance que puede tener este componente. Y en el transcurso de esta caracterización se buscaba poder comprender las diferentes formas de poder realizarlo como lo fue el caso de llevarlo a cabo por medio de un simulador y por otro lado poder realizarlo físicamente por medio de un laboratorio, y de esta manera poder llegar a comprender las diferentes complejidades, complicaciones que existen en un proceso como éste. Buscando poder observar las diferencias que existen entre un proceso controlado incluso eficiente e ideal como lo es un simulador, descartando las diferentes e incalculables variaciones que puede haber como en el caso de poder realizarlo físicamente en el laboratorio, en este proceso de simulación evidentemente no se encuentran, el hecho de no tener toda este tipo de dificultades a la hora de realizar mediciones es de suma importancia para poder comprender el comportamiento más lógico e ideal del dispositivo, esto dándonos un soporte bastante amplio para poder tener en cuenta las consideraciones de todas las características que este HEMT nos proporciona. Y por el otro lado tenemos la contraparte que fue realizarlo en el laboratorio directamente, en el cual se presentaron diversas complicaciones y dificultades al momento de poder realizar estas caracterizaciones en el dispositivo, comenzando con el simple hecho de poder adquirir todos los dispositivos necesarios para poder realizar este tipo de mediciones, el hecho de poder ensamblar los correctamente, incluso tener en cuenta la limpieza necesaria del ambiente para poder realizar este tipo de trabajo fue de suma importancia, y todas estas situaciones conllevaron tiempo y esfuerzo para poder llevar a cabo este proceso, de igual manera que el proceso del simulación fue de suma importancia para poder comprender las características del HEMT, el llevarlo a cabo en el laboratorio fue aún más de ayuda porque de alguna manera todos estos datos que teníamos en el computador se volvieron tangibles al poder llevarlo a cabo físicamente,

pudiendo aterrizar todas estas ideas teóricas que se adquirieron en el primer proceso que fue obtener las por medio del simulador y así tener el complemento de lo que se obtuvo con datos ideales llevándolo a este plano físico obteniendo unos datos que fueron más aterrizados en cuanto a todo lo que implicó con complicaciones, con contratiempos esto provocándonos variaciones incluso a la hora de llevar a cabo las mediciones, pero que no son ajenos a los ideales obtenidos por medio del programa de simulación o incluso los que fueron proporcionados por medio del mismo fabricante, y con esto así pudiendo llevar a cabo nuestro trabajo de comparación observando cada uno de estos comportamientos y poder tener una mejor visión de lo que conlleva poder un proceso de caracterización de un dispositivo y poder observar a profundidad sus características que este GaN HEMT nos proporciona.

Finalmente, podemos justificar las diferencias entre los datos medidos con los que nos provee el fabricante considerando que el arreglo experimental utilizado en cada caso es distinto, es decir el equipo, el test fixture y las calibraciones realizadas en cada caso, así como también el dispositivo a caracterizar no fue el mismo.

CAPÍTULO 4

Caracterización en Señal Grande

Para la culminación de este trabajo se llevó a cabo el estudio del dispositivo CGH40010F en sus características de señal grande, dado que el principal uso de esos transistores es en amplificadores de potencia. Buscando comprender y analizar las características del dispositivo en este tipo de señales, y poder observar su comportamiento con respecto a este tipo de frecuencias. Para llevar a cabo esta caracterización sólo se utilizó la parte del simulador y no se pudo llevar a cabo por medio del laboratorio, ya que no se contaba con el equipo necesario para poder realizarlo.

Estos dispositivos HEMT tienen varias características importantes en cuanto a la respuesta que tienen a la señal grande. Recordemos que una de las características importantes de estos dispositivos es que tienen una alta potencia de salida esto gracias a su alta movilidad de electrones y a su eficiente resistencia térmica reducida, esto lo cual nos proporciona una mayor potencia de salida en comparación con otros tipos de dispositivos de potencia, de igual manera su baja resistencia interna nos da como resultado una menor disipación de potencia y un mejor rendimiento para el caso de aplicaciones de alta frecuencia y alta potencia. Recordando otras de sus principales características de estos HEMT es un amplio ancho de banda lo cual facilita su funcionamiento en altas frecuencias de operación esto volviéndose adecuado para aplicaciones de alta velocidad y ancho de banda como lo pueden ser en comunicaciones de radio de alta frecuencia, sistemas de radar, etc. Su voltaje de ruptura de estos dispositivos es de suma importancia ya que en comparación a otros dispositivos de potencia es mucho mayor, esto permite soportar tensiones más altas sin necesidad de degradar su rendimiento. Es importante entender el comportamiento de este dispositivo ya que los GaN HEMT nos pueden proporcionar un mayor rendimiento en cuanto a características de potencia de salida como ancho de banda, capacidades de voltaje para usos de señal grande y de nuevo volviéndose el mejor candidato para aplicaciones de alta frecuencia y alta potencia.

4.1 Señal Grande.

El término señal grande hace referencia a una señal de amplitud alta de gran magnitud en la entrada del transistor. Este tipo de señales pueden ser generadas por diferentes circuitos electrónicos como lo pueden ser amplificadores de potencia, fuentes de alimentación osciladores de alta frecuencia etc.

Es importante comprender que un transistor se comporta linealmente para potencias por debajo del punto de compresión a 1dB. En el caso de la caracterización con señal pequeña para este dispositivo no depende del nivel de potencia de entrada ni de la impedancia de salida, pero para el caso de niveles de potencia iguales o superiores al punto de compresión a 1dB, la no linealidad de estos dispositivos comienza a ser visible y por esta razón los parámetros de dispersión medidos dependerán directamente del nivel de potencia de entrada y de la impedancia de salida, de igual manera

considerando la frecuencia, las condiciones de polarización y la temperatura. Asimismo, la operación no lineal del transistor produce distorsión y aparecen componentes armónicos de orden superior. Por estas razones los parámetros que tienen que ver con la caracterización en señal grande no cumplen estas características de linealidad por esta razón no pueden ser utilizados en lugar de los parámetros que se obtienen en señal pequeña [16]. Una de las maneras más eficientes de poder caracterizar estos dispositivos en condiciones de operaciones para estas señales de alta amplitud es medir la ganancia y la potencia de salida en función a las impedancias de fuente y carga. Para poder llevar a cabo esto se determinan los coeficientes de reflexión de carga y fuente de señal grande, que para efectos de nuestro trabajo se llevó a cabo por medio de nuestro simulador ADS, buscando observar el comportamiento de la señal grande para el dispositivo GaN HEMT, observando de esta manera su distorsión armónica variando la potencia de entrada y observando también los cambios que generó con respecto al tiempo.

Para esta última caracterización es importante comprender que el llevar a cabo la implementación de un proceso para señal grande requiere de consideraciones especiales como lo es implementar dispositivos para manejar estos altos niveles de señal, protegerse contra sobrecargas y distorsiones, y tener un manejo adecuado de la disipación de calor generada por estas señales grandes. Por estas cuestiones se decidió llevar a cabo esta última caracterización solo en el ambiente del simulador y de esta manera poder tener un mejor control de todos los datos obtenidos.

4.2 Serie de Fourier.

Para poder entender de mejor manera los fenómenos presentados en la caracterización en señal grande para el dispositivo HEMT es primordial entender un poco del trabajo que realizó Joseph Fourier. La teoría de Fourier afirma que cualquier función periódica $f(t)$ se puede descomponer en una suma de funciones simples en la cual su frecuencia es un múltiplo de la función periódica [20]. Dicho de esta manera esta función se puede descomponer en una serie armónica infinita, esto se puede ver expresado como:

$$f(t) = a_0/2 + \Sigma(a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t))$$

En donde:

$f(t)$ es la señal periódica en función del tiempo t .

$a_0/2$ es el coeficiente de la componente de frecuencia cero y corresponde al offset o nivel de corriente directa.

a_n y b_n son los coeficientes de la serie de Fourier que definen las senoides y los cuales su frecuencia es múltiplo de la fundamental. La frecuencia fundamental es cuando $n=1$ y los armónicos superiores son para $n=2,3,4,\dots$

n es el número del armónico.

ω_0 representa la frecuencia angular fundamental de la señal la cual es dada por $\omega_0 = 2\pi/T$ en dónde T es el periodo de la señal.

Esta serie de Fourier nos permite poder analizar y sintetizar señales periódicas por medio de la determinación de estos coeficientes a_n y b_n , y de esta manera poder obtener una representación matemática conveniente de las propiedades de las señales periódicas y realizar un análisis de frecuencia de las señales.

Esta herramienta matemática se aplica en diversas áreas como lo pueden ser la teoría de señal, procesamiento de señales, telecomunicaciones etc. Es de suma importancia entender esta herramienta ya que es de mucha ayuda para comprender las componentes armónicas de una señal periódica, y al manejar estos conceptos resulta útil para poder diseñar sistemas de comunicación e incluso síntesis de señales en la generación de audio.

4.3 Distorsión Armónica

Otro concepto fundamental para entender mejor la parte final de la caracterización en señal grande es el de la distorsión armónica. Esta distorsión armónica es una característica que ocurre en las señales eléctricas o acústicas, en la cual se encuentran la presencia de componentes adicionales a las señales originales, debido a la característica no lineal del dispositivo, estos componentes adicionales son conocidos como armónicos [21]. Los armónicos son componentes de frecuencia adicionales que se encuentran en una señal periódica y estos están directamente relacionados de manera no lineal con la frecuencia fundamental de la señal. Como bien ya se habló en el espacio dedicado a la serie de Fourier podemos hacer la relación respectiva a que estos armónicos son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental y se generan debido a la distorsión o a la no linealidad en el sistema.

Teniendo en cuenta que cuando una señal periódica tiene una distorsión o se somete a un proceso no lineal se generan armónicos los cuales tienen frecuencias múltiples de la frecuencia fundamental. Estos armónicos generados tienen la característica que el primer armónico es la frecuencia fundamental, el segundo armónico tendrá el doble de frecuencia, el tercer armónico tendrá el triple de frecuencia y así sucesivamente. Estos armónicos los podemos encontrar en ondas cuasi senoidales, formas de onda cuadrada, incluso en señales acústicas. Teniendo en cuenta todo esto, es importante tener conciencia que en una señal sinusoidal pura todos sus armónicos tendrán amplitud de cero excepto el armónico fundamental.

Es importante tomar en cuenta el concepto de la distorsión armónica total (THD) ya que esta es una figura importante utilizada para cuantificar el nivel de armónicos en formas de onda de voltaje o corriente. La definición de este concepto nos dice que el contenido armónico de una forma de onda se compara con su fundamental. Esto lo podemos ver en la siguiente expresión matemática [22].

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1}$$

Esta distorsión armónica puede ser causada por distintos factores Entre ellos se encuentra la no linealidad de los componentes en un sistema electrónico, la interferencia electromagnética,

etc. Al existir esta distorsión armónica la forma de la onda de la señal se deforma generando armónicos que de nuevo estos están relacionados de manera no lineal con la señal original.

4.4 Caracterización en señal grande

Para esta etapa de caracterización en señal grande fue necesario utilizar de nuevo el simulador ADS para poder llevar a cabo esta simulación. Se realizó un circuito para poder efectuar este proceso el cual se muestra en la figura 4.1. Este circuito nos permitió poder modificar la potencia de entrada para que de esta manera pudiéramos captar los fenómenos a los cuales este dispositivo percibe al introducir una señal grande. En cuanto a las características iniciales de polarización se tomo en cuenta un voltaje VGS de -2.7v y un voltaje VDS de 28v, y una frecuencia inicial de 1GHz. Para poder llevar a cabo esta caracterización se realizó por medio de un barrido en la potencia comenzando de 0 hasta 40 dBm. Con este barrido y estas características de polarización pudimos captar su comportamiento del dispositivo CGH40010F a las características de señal grande.

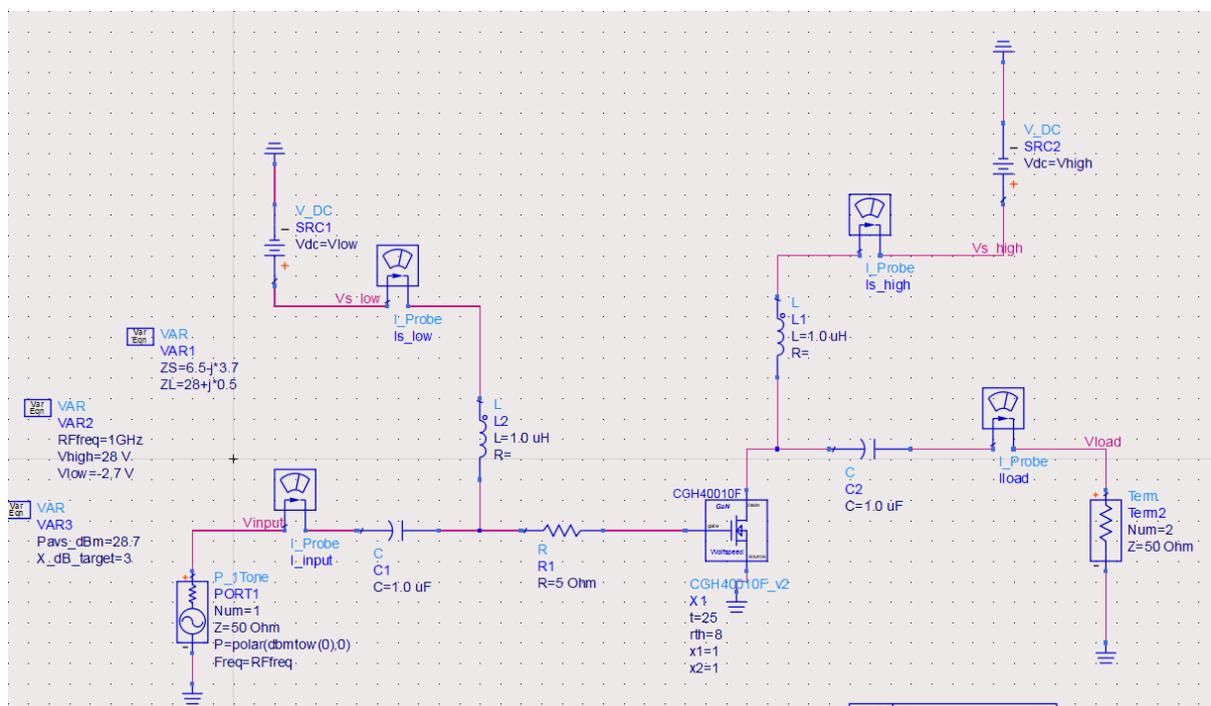


Figura 4.1. Circuito en ADS para señal Grande.

4.5 Potencia 0 dBm

El primer punto de inicio la caracterización fue con potencia 0 dBm, con las mismas características de inicio ya mencionadas anteriormente. Las hoy gráficas obtenidas para esta caracterización son con respecto el tiempo para poder observar de mejor manera la forma de la onda, en este caso con potencia cero podemos observar que los armónicos están de una manera ideal sin distorsiones y esto de igual manera lo podemos ver reflejado en la gráfica

de la forma de la onda sinusoidal en la cual se observan los armónicos con una magnitud muy baja con respecto a la fundamental, es decir existe una diferencia de casi 40 dBm entre fundamental y el segundo armónico. Esto lo podemos observar en las figuras 4.2 y 4.3

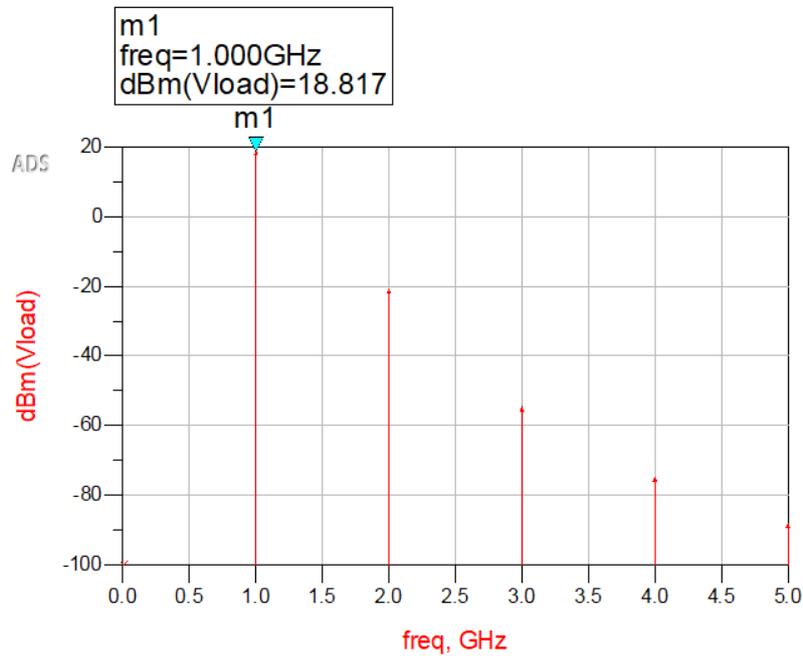


Figura 4.2. Armónicos referentes a la caracterización en señal grande a potencia 0 dBm.

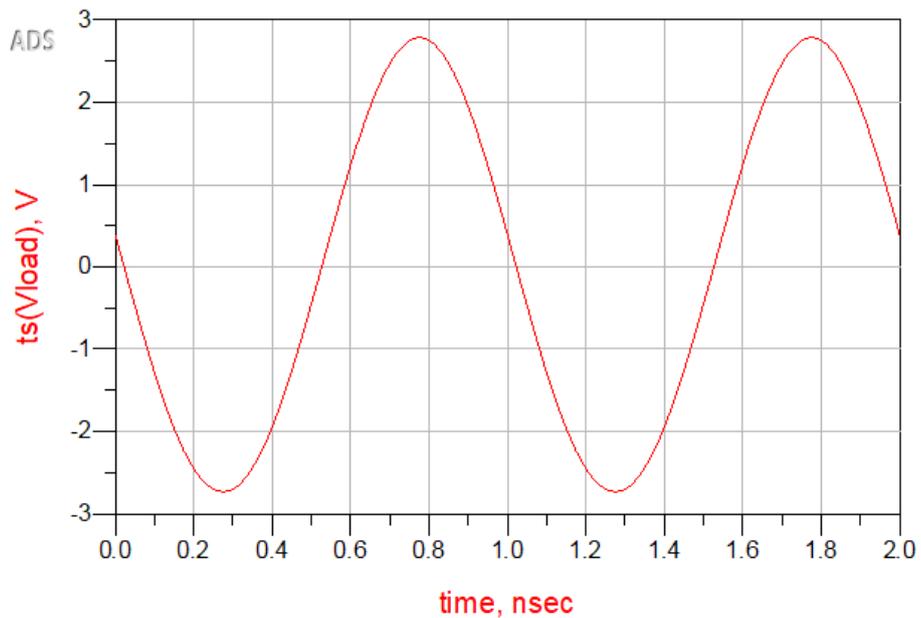


Figura 4.3. Grafica con respecto al tiempo referentes a la caracterización en señal grande a potencia 0 dBm.

4.6 Potencia 10 dBm

Este fue el segundo punto del barrido para poder analizar la caracterización en señal grande teniendo como parámetro la potencia a 10 dBm. En este punto de la caracterización podemos observar que los armónicos obtenidos como era de esperarse en el caso del fundamental se vieron aumentados en cuestión de magnitud y en cuestión de los armónicos siguientes se observa una diferencia de alrededor de 30 dBm entre la fundamental y la segunda armónica. De igual manera en cuanto a la gráfica con respecto al tiempo podemos observar una forma de la onda sinusoidal regular sin ninguna alteración perceptible. Esto lo podemos observar en las figuras 4.4 y 4.5.

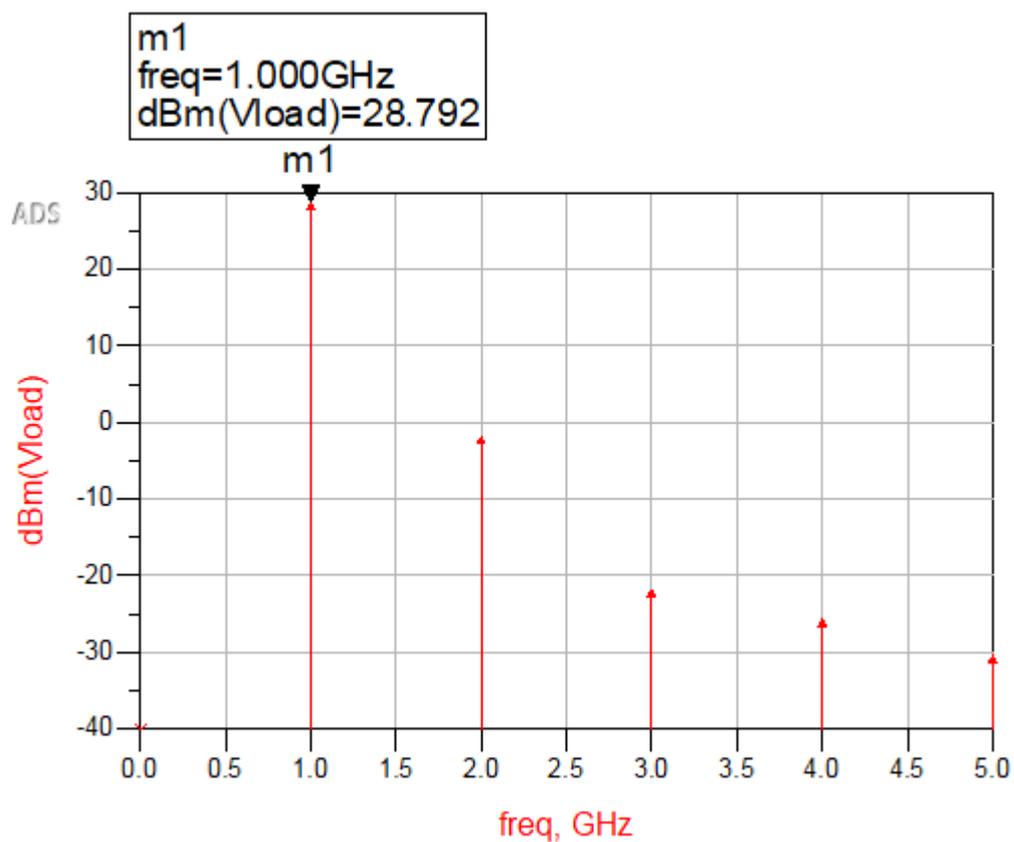


Figura 4.4. Armónicos referentes a la caracterización en señal grande a potencia 10 dBm.

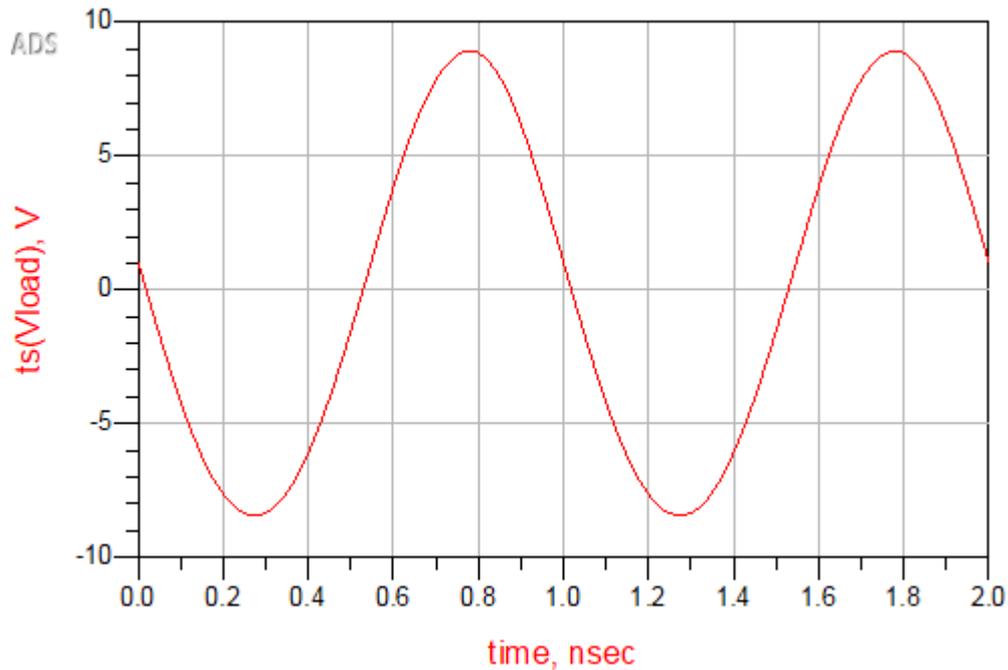


Figura 4.5. Gráfica con respecto al tiempo referentes a la caracterización en señal grande a potencia 10 dBm.

4.7 Potencia 20 dBm

El siguiente punto fue con respecto a la potencia 20 dBm en este punto de la caracterización se pueden comenzar a ver irregularidades en cuestión de los armónicos de igual manera la fundamental incremento en su magnitud, pero en el caso de los siguientes armónicos podemos comenzar a observar la irregularidad recordando que estos tienen que ser proporcionales en cuanto a múltiplos de la frecuencia de la fundamental, se observa que evidentemente ya no tienen estas proporciones indicadas por lo cual podemos empezar a observar de forma notoria el fenómeno de distorsión armónica. Puede observarse una diferencia de alrededor de 11 dBm de la fundamental con la tercera armónica. Y en cuanto a la gráfica con respecto al tiempo ya no tenemos una forma de la onda sin irregularidades se comienza a ver una irregularidad en esta onda hoy viendo así observar estas distorsiones. Esto lo podemos observar en las figuras 4.6 y 4.7.

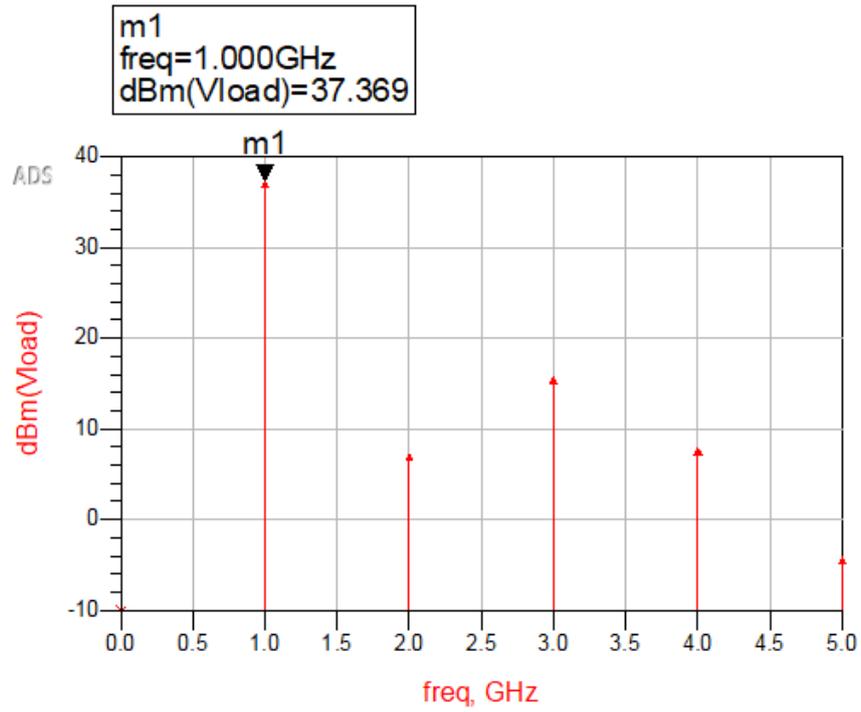


Figura 4.6. Armónicos referentes a la caracterización en señal grande a potencia 20 dBm.

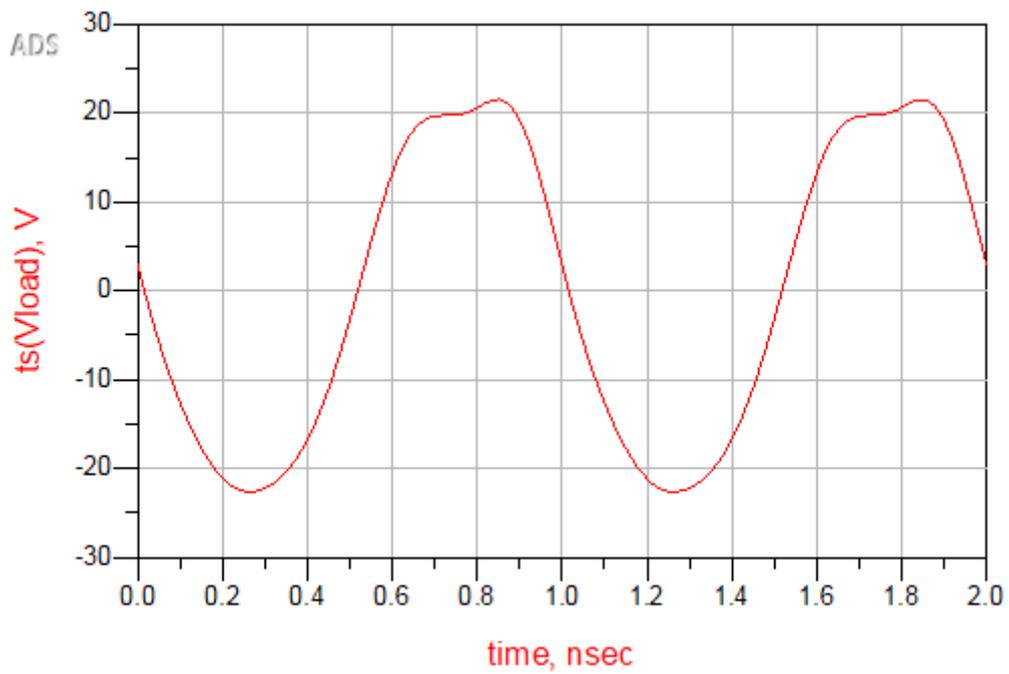


Figura 4.7. Gráfica con respecto al tiempo referentes a la caracterización en señal grande a potencia 20 dBm.

4.8 Potencia 30 dBm

Para el penúltimo punto de medición en señal grande se tomó como referencia la potencia a 30 dBm y en éste de igual manera la fundamental aumentó de magnitud, pero en este caso los siguientes armónicos se puede observar con mucha más claridad el fenómeno de distorsión armónica viendo de esta manera la irregularidad de sus magnitudes ya no siguiendo un patrón como lo fueron en los primeros puntos de medición en cuestión de la potencia a 0 dBm y a 10 dBm. En cuestión de la gráfica con respecto al tiempo la onda sinusoidal tiene bastante irregularidad y distorsión pudiendo observar cómo ésta incluso comienza a tender a un comportamiento de una onda cuadrada. Este comportamiento lo podemos observar en las siguientes figuras 4.8 y 4.9.

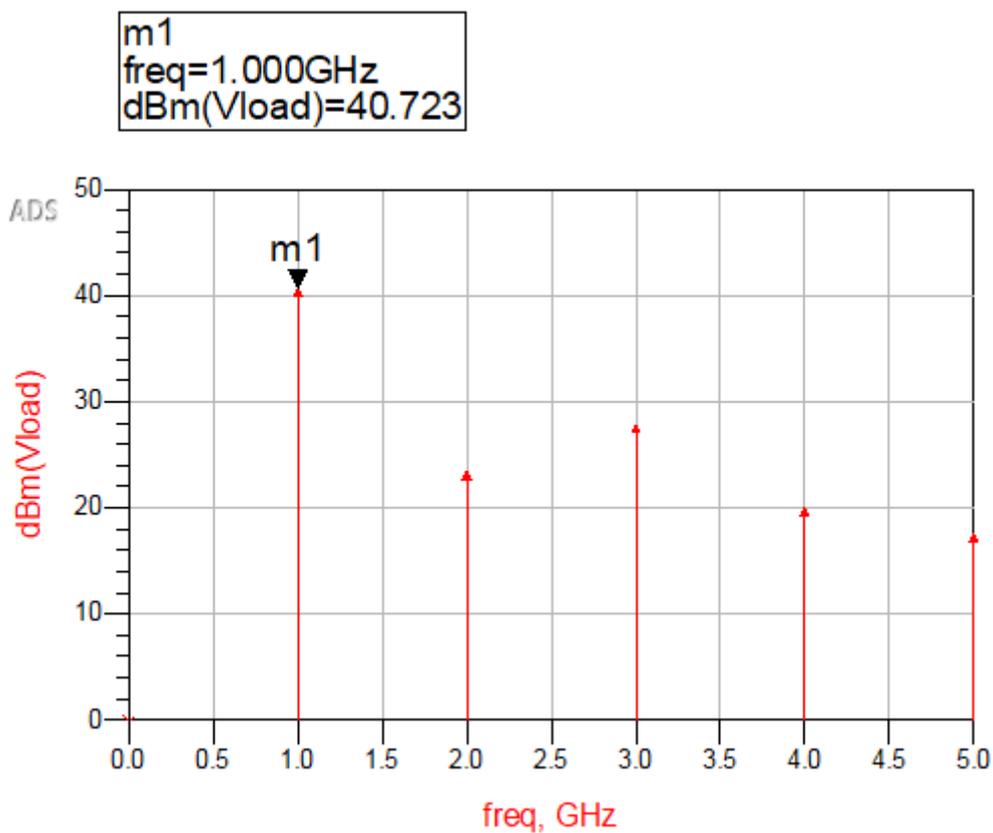


Figura 4.8. Armónicos referentes a la caracterización en señal grande a potencia 30 dBm.

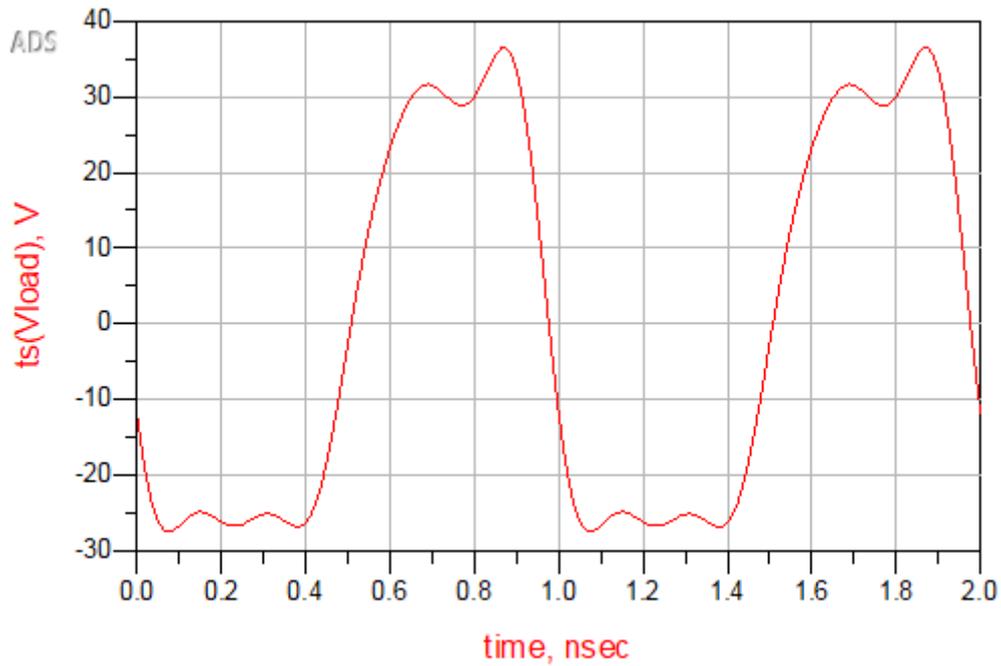


Figura 4.9. Gráfica con respecto al tiempo referentes a la caracterización en señal grande a potencia 30 dBm.

4.9 Potencia 40 dBm

Y por último tenemos el último punto del barrido de la caracterización en señal grande el cual se llevó a cabo modificando la potencia a 40 dBm, siendo así pudiendo ver evidentemente los efectos de distorsión armónica en cuestión a los armónicos, observando de nuevo una irregularidad bastante clara en el comportamiento de estos ya no teniendo un patrón ideal ni mostrando un comportamiento para el cual no tenga ningún tipo de irregularidad. Y por último en cuestión a las gráficas con respecto al tiempo la onda sinusoidal perdió completamente su comportamiento ideal dando cambio a una distorsión bastante clara en toda la onda y de nuevo adoptando un comportamiento cercano a una onda cuadrada. Estos comportamientos se observan en las figuras 4.10 y 4.11.

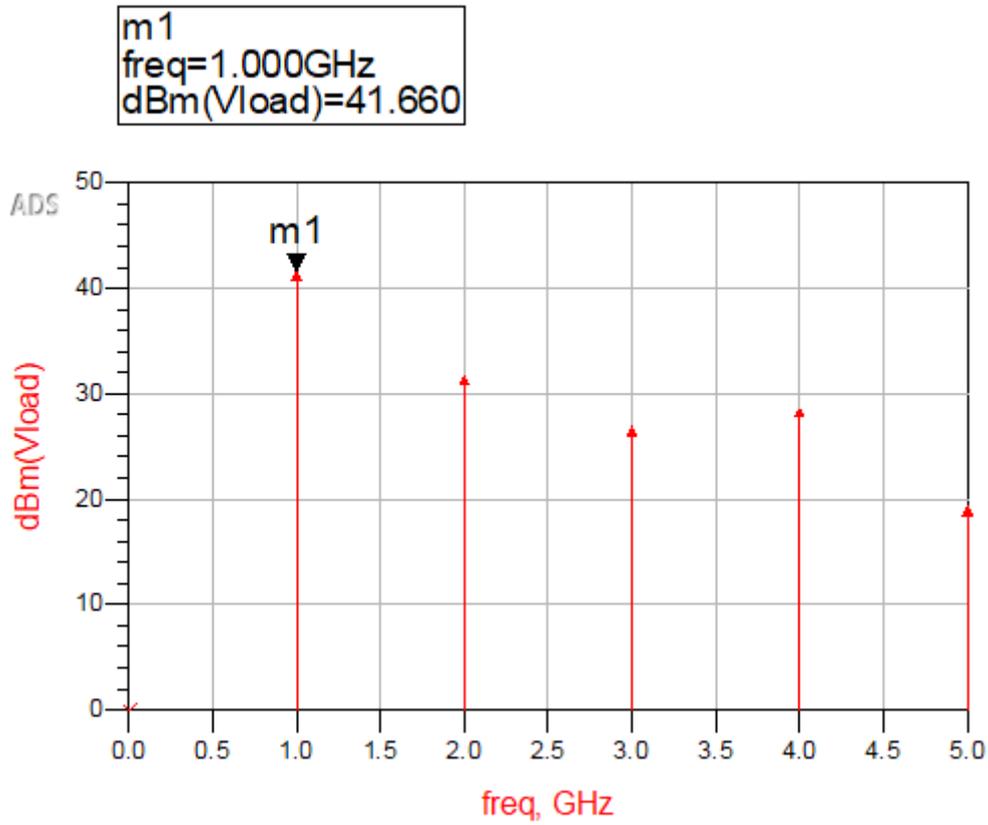


Figura 4.10. Armónicos referentes a la caracterización en señal grande a potencia 40 dBm.

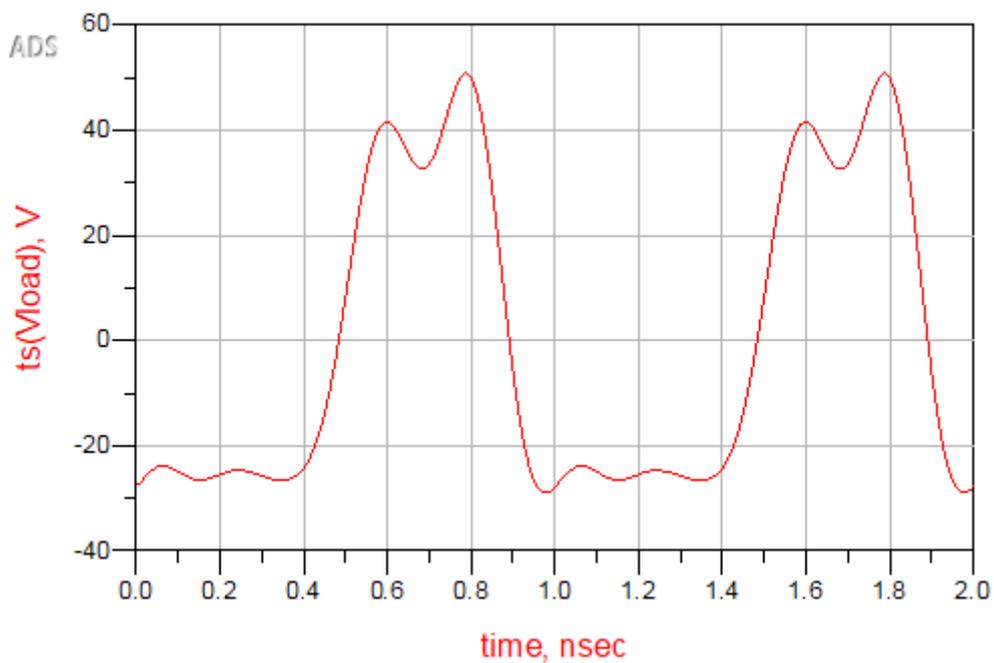


Figura 4.11. Gráfica con respecto al tiempo referentes a la caracterización en señal grande a potencia 40 dBm.

4.10 Conclusión.

El comportamiento de este dispositivo en señal grande es de suma importancia comprenderlo ya que nos abre un panorama bastante amplio para poder llevarlo a un plano de aplicación. En esta última caracterización pudimos observar que el comportamiento de este dispositivo con estas características nos puede dar un panorama más entendible de la forma en que reacciona este tipo de señales grandes. Observamos que la variación de la potencia en este circuito tuvo un impacto en la distorsión armónica. Esta distorsión armónica se pudo ver evidente en la forma de la onda, en cuestión de la corriente y tensión del circuito observando la variedad de factores que provocó esto como lo fue la no linealidad de los componentes. Es importante comprender que la relación entre la variación de potencia y la distorsión armónica puede depender principalmente de las características específicas del circuito, como en los componentes utilizados y condiciones de carga.

CAPÍTULO 5

Conclusiones Generales

Estos dispositivos GaN HEMT son excelentes candidatos para el avance de la electrónica en el campo de la radiofrecuencia y la alta potencia, ya que todas sus características los hacen buenos candidatos para poder seguir avanzando en los caminos del desarrollo tecnológico. El comprender sus características nos pone en perspectiva de sus grandes capacidades que tiene para poder ser aplicado para proyectos futuros como lo pueden ser el diseño de un amplificador, sistemas de potencia, incluso en las áreas de radiofrecuencia, etc.

El principal objetivo de este trabajo de tesis es el poder conocer y entender todas sus capacidades que este dispositivo GaN HEMT nos puede ofrecer. Y para comprender todo esto fue de suma importancia poder llevar un procedimiento de caracterización, y con esto tener una mejor comprensión, haciéndolo por nuestra propia cuenta y observando cada uno de los contratiempos que se suscitaron, de esta manera pudiendo tener una mejor experiencia, mejor aprendizaje del manejo de este dispositivo. Y durante este proceso fue prioritario conocer los distintos escenarios posibles que nos iba a presentar el poder llevar a cabo este trabajo, entendiendo cómo funciona desde un ámbito más controlado como lo fue el simulador, en donde el procedimiento fue menos exigente en cuestión de tiempo, esfuerzo, ya que el simple hecho de no necesitar trasladarte o necesitar un espacio totalmente adaptado para poder realizar esta caracterización, implicó completamente una comprensión diferente, hablando directamente de lo que pudimos aprender que en este caso fue entender más teóricamente, más idealmente el dispositivo pudiendo observar sus características de la forma más conveniente y de esta manera tener unas bases sólidas para poder llevarlo a cabo y materializarlo directamente en el laboratorio.

Y por el otro lado tenemos la contraparte del proceso de la caracterización, la cual fue poder llevar a cabo todas estas mediciones en el plano tangible, en el cual se tuvieron que considerar muchas cosas entre ellas poder tener el equipo necesario para poder realizar estas mediciones, el contar con un espacio limpio y ordenado, el contar con el tiempo suficiente en cuestión de traslados, encontrar espacios entre obligaciones. El poder comprender las características de este dispositivo en este ambiente donde sí se tienen otras variaciones, donde los datos obtenidos ya no son ideales, aunque no por esto significa que no sean correctos, nos llevan a una comprensión de los atributos que nos ofrece este GaN HEMT de esta manera pudiendo comprender de mejor manera el cómo se puede emplear este tipo de dispositivos de manera más aterrizada en proyectos futuros.

Los resultados obtenidos en estas caracterizaciones fueron favorables y se logró poder llegar al objetivo que fue entender las características de este dispositivo y lograr comparar entre los diferentes escenarios que nos encontramos para poder llevar a cabo el proceso de obtención de estos datos, observando detalladamente cuáles fueron las contrapartes e igualdades que tuvimos en cada uno de los parámetros que se midieron.

Finalmente se puede concluir que el transistor basado en la tecnología GaN HEMT posee excelentes características para ser usado en amplificadores de potencia de alta frecuencia y alta eficiencia.

Referencias.

- [1] E. Mitani, H. Haematsu, et al. "Mass production of high voltage GaAs and GaN devices," CS Mantech Conference, Vancouver B. C., Canada, Apr.24-27, 2006.
- [2] U. K. Mishra, P. Parikh, and Y. Wu, "AlGaIn/GaN HEMTs - an overview of device operation and applications," Proceedings of the IEEE, vol. 90, no. 6, pp.1022-1031, Jun. 2002.
- [3] Meneghini, M., Meneghesso, G., & Zanoni, E. (2017). *Power gan devices : materials, applications and reliability*. Springer.
- [4] S. Pimputkar, "Ammonothermal Growth of Gallium Nitride," Ph.D. dissertation, Univ. California, Santa Barbara, 2012.
- [5] Jones, A.(2016).Review and Characterization of Gallium Nitride Power Devices[Tesis para obtener el grado de Maestro]. Universidad de Tennessee
- [6] Mochizuki, K. (2018). *Vertical gan and sic power devices*. Artech House.
- [7] L-H Hsu et al, Development of GaN HEMTs Fabricated on Silicon, Silicon-on-Insulator, and Engineered Substrates and the Heterogeneous Integration.
- [8] Mimura, T.; Yokoyama, N.; Kusakawa, H.; Suyama, K.; Fukuta, M. MP-A4 GaAs MOSFET for low-power high-speed logic applications. IEEE Trans. Electron Devices 1979, 26, 1828. [CrossRef]
- [9] Asif Khan, M.; Bhattarai, A.; Kuznia, J.; Olson, D. High electron mobility transistor based on a GaN-AlxGa1-xN heterojunction. Appl. Phys. Lett. 1993, 63, 1214–1215. [CrossRef]
- [10] Ajay, S. Chander and M. Gupta, "Analysis of DC Characteristics of AlGaIn/GaN HEMTs: Simulation," 2018 4th International Conference on Devices, Circuits and Systems (ICDCS), Coimbatore, India, 2018, pp. 8-11, doi: 10.1109/ICDCSyst.2018.8605157.
- [11] B. Ozpineci, L. M. Tolbert, S. K. Islam, and M. Chinthavali, Comparison of wide bandgap semiconductors for power applications," in European Conference on Power Electronics and Applications, 2003, pp. 2-4.
- [12] R. Kemerley, H. Wallace, and M. Yoder, \Impact of wide bandgap microwave devices on DoD systems," Proceedings of the IEEE, vol. 90, no. 6, pp. 1059-1064, Jun 2002.
- [13] B. Hassan et al., "Scalable Small-Signal Modeling of AlGaIn/GaN HEMT Based on Distributed Gate Resistance," 2019 IEEE BiCMOS and Compound semiconductor Integrated Circuits and Technology Symposium (BCICTS), Nashville, TN, USA, 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/BCICTS45179.2019.8972776.
- [14] J F Du, P Xu, K Wang, C G Yin, Y Liu, Z H Feng, S B Dun, Q Yu. Small signal modeling of AlGaIn/GaN HEMTs with consideration of CPW capacitances[J]. J. Semicond., 2015, 36(3): 034009. doi: 10.1088/1674-4926/36/3/034009.
- [15] D. MacFarlane, S. Taking, S. K. Murad and E. Wasige, "Small signal and pulse characteristics of AlN/GaN MOS-HEMTs," 2011 6th European Microwave Integrated Circuit Conference, Manchester, UK, 2011, pp. 340-343.
- [16] Pozar, D. (1990). Microwave engineering.
https://openlibrary.org/books/OL7617428M/Microwave_Engineering
- [17] Voinigescu, S. (2013). High-Frequency integrated circuits.
<https://doi.org/10.1017/cbo9781139021128>
- [18] F. J. Martinez-Rodriguez, P. Roblin and J. I. Martinez-Lopez, "Joint self-heating and RF large signal characterization," 2015 86th ARFTG Microwave Measurement Conference, Atlanta, GA, USA, 2015, pp. 1-3, doi: 10.1109/ARFTG.2015.7381479.

- [19] O. Jardel, F. DeGroot, T. Reveyrand, J. C. Jacquet, C. Charbonniaud, J. P. Teyssier, D. Floriot, and R. Quere, "An electrothermal model for AlGaIn/GaN power HEMTs including trapping effects to improve large-signal simulation results on high VSWR," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 12, pp. 2660–2669, Dec. 2007.
- [20] *Fundamentos del Análisis de Fourier*. (2003). Departamento de Enxeñaría Eléctrica Escola Técnica Superior de Enxeñeiros Industriais Universidade de Vigo.
- [21] *Electromagnetic Compatibility (EMC)—Part 4, Section 7: General Guide on Harmonics and Interharmonics Measurements and Instrumentation, for Power Supply System and Equipment and Equipment Connected Thereto*, 1991.
- [22] D. Shmilovitz, "On the definition of total harmonic distortion and its effect on measurement interpretation," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, no. 1, pp. 526–528, Jan. 2005, doi: 10.1109/TPWRD.2004.839744.