

La investigación reportada en esta tesis es parte de los programas de investigación del CICESE (Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California).

La investigación fue financiada por el CONAHCYT (Consejo Nacional de Humanidades, Ciencias y Tecnologías).

Todo el material contenido en esta tesis está 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 o titular de los Derechos de Autor.

**Centro de Investigación Científica y de Educación
Superior de Ensenada, Baja California**



**Doctorado en Ciencias
en Electrónica y Telecomunicaciones**

**Caracterización de transistores de potencia para el diseño de
amplificadores en modo continuo utilizando un Load-Pull a
baja frecuencia**

Tesis
para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
Doctor en Ciencias

Presenta:

Marlon Molina Ceseña

Ensenada, Baja California, México
2023

Tesis defendida por
Marlon Molina Ceseña

y aprobada por el siguiente Comité

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández
Director de tesis

Dr. Jaime Sánchez García

Dr. José Raúl Loo Yau

Dr. Jonatán Peña Ramírez

Dra. María del Carmen Maya Sánchez

Dr. Josué Álvarez Borrego



Dra. María del Carmen Maya Sánchez
Coordinadora del Posgrado en Electrónica y
Telecomunicaciones

Dra. Ana Denise Re Araujo
Directora de Estudios de Posgrado

Resumen de la tesis que presenta **Marlon Molina Ceseña** como requisito parcial para la obtención del grado de Doctor en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones.

Caracterización de transistores de potencia para el diseño de amplificadores en modo continuo utilizando un Load-Pull a baja frecuencia

Resumen aprobado por:

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández
Director de tesis

Los sistemas de comunicación actuales demandan al transmisor mayor potencia, eficiencia, linealidad y que opere en un mayor ancho de banda. El principal elemento del transmisor que está relacionado con estos parámetros es el amplificador de potencia. La teoría de amplificadores de potencia está definida en la fuente de corriente de conducción del transistor. En general, los diseñadores utilizan un modelo no-lineal para desplazar el plano de diseño desde la fuente de corriente de conducción hasta el plano extrínseco del transistor. Para ello, es necesario que el modelo prediga con precisión la fuente de corriente de conducción, elemento altamente no-lineal. Otro método utiliza un “load-pull” en el dominio del tiempo a alta frecuencia para medir las formas de onda de voltaje y corriente en el plano extrínseco y después desplazarlas al plano de la fuente de corriente de conducción mediante un modelo no-lineal. A diferencia del primer método, sólo se requiere extraer del modelo no-lineal los elementos parásitos y las fuentes de corriente de desplazamiento debido a los capacitores intrínsecos no-lineales. Estos elementos del modelo pueden considerarse independientes del estado de las trampas de electrones y de la temperatura, lo que facilita la extracción. Sin embargo, un “load-pull” en el dominio del tiempo a alta frecuencia es muy costoso y requiere técnicas de calibración muy complejas. El tercer método para medir las formas de onda es utilizar un “load-pull” a baja frecuencia. Gracias a que la frecuencia es de unos cuantos MHz, los elementos del sistema son menos costosos, la calibración se simplifica considerablemente y los efectos debido a los elementos parásitos del transistor sobre las formas de onda se consideran insignificantes. Gracias a estas ventajas, es posible corroborar experimentalmente la teoría de amplificadores de potencia sin necesitar un modelo no-lineal o aplicar técnicas de calibración avanzadas. Para cubrir las necesidades actuales de ancho de banda, recientemente se han estado investigando amplificadores de potencia que cumplan con dicha característica, entre ellos se encuentran el amplificador clase-J y el clase-F modo continuo. Debido a las ventajas que presenta el “load-pull” de baja frecuencia sobre los otros métodos, en este trabajo se desarrolló un “load-pull” en el dominio del tiempo a baja frecuencia para caracterizar transistores a base de nitruro de galio (GaN) y a base de carburo de silicio (SiC) en el plano de la fuente de corriente de conducción, corroborar la teoría de amplificadores de potencia y evaluar cada uno de ellos en términos de potencia y eficiencia en función de la impedancia de carga.

Palabras clave: Amplificadores de potencia, Load-Pull, modo de operación, clase-J reactivo-resistivo, clase-F modo continuo resistivo, modelo no-lineal.

Abstract of the thesis presented by **Marlon Molina Ceseña** as a partial requirement to obtain the Doctor of Science degree in Electronics and Telecommunications.

Characterization of power transistors to design continuous mode amplifiers using a Low-Frequency Load-Pull

Abstract approved by:

Ph.D. J. Apolinar Reynoso Hernández
Thesis Director

Modern communication systems demand a transceiver with more output power, to be more linear and efficient and operate in wideband applications. The main element in the transceiver that it's related to these parameters is the power amplifier. Power amplifier theory is defined at the conduction current generator plane of the transistor. In general, power amplifier designers use a nonlinear model of the transistor to shift the design plane from the conduction current generator plane to the extrinsic plane. The model must accurately predict the conduction current generator, a highly nonlinear element, and low-frequency dispersive dependent. Another method uses a time-domain high-frequency load-pull to measure the voltage and current waveforms at the extrinsic plane and then shift them to the current generator plane using a nonlinear model. In this case, the method requires extracting only the parasitic elements and the displacement current generators due to the nonlinear intrinsic capacitors. These model elements could be considered independent of the low-frequency dispersive effects, like traps and thermal effects. However, high-frequency time-domain load-pull is expensive and requires complex calibration techniques. The third method to measure the waveforms uses a low-frequency load-pull. The main advantages of measuring at low frequency are that the elements of the system are less expensive, do not require a complex calibration technique, and the effects due to the reactive parasitic elements of the transistor are negligible. The system can experimentally validate the power amplifier theory without a complete nonlinear model. Recently, operation modes like Class-J and resistive continuous Class-F have been used to cover modern communications requirements. Due to the system's advantages over the other methods, this work developed a time-domain low-frequency load-pull to characterize power transistors, especially those based on gallium nitride (GaN) and silicon carbide (SiC), at the current generator plane. This load-pull system experimentally validated the wideband power amplifier theory of the reactive-resistive Class-J and resistive continuous Class-F modes.

Keywords: Power amplifier, Load-Pull, operation mode, reactive-resistive class-J, resistive continuous mode class-F, nonlinear model.

Dedicatoria

Para mi papá, mi ejemplo de vida.

Agradecimientos

Gracias al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California (CICESE) y al departamento de Física aplicada por darme la oportunidad de ser parte del programa doctoral en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en altas frecuencias. Gracias al Consejo Nacional de Humanidades, Ciencias y Tecnologías (CONAHCYT) por darme soporte financiero para mis estudios doctorales bajo la matrícula: 17141286.

Gracias a mi director de tesis, el profesor Dr. J. Apolinar, por darme la oportunidad de trabajar junto a él. Su dedicación, liderazgo y sus conocimientos fueron de mucha ayuda en mi desarrollo. Su confianza en mí y en mis decisiones me permitió cumplir con el objetivo principal de este proyecto, así como estar donde estoy ahora. Gracias a los miembros del comité, Dra. María del Carmen Maya Sánchez, Dr. Jaime Sánchez García, Dr. José Raúl Loo Yau, Dr. Jonatán Peña Ramírez, y Dr. Josué Álvarez Borrego, por sus comentarios y sugerencias en cada reunión que ayudaron a este proyecto. Al Dr. Eduardo Murillo Bracamontes de la Universidad Nacional Autónoma de México, sede Ensenada, por proporcionar uno de los generadores de señales utilizado en sistema “load-pull”. Gracias a ello, se pudo cumplir con el objetivo principal de este trabajo. A mis amigos y compañeros en CICESE, especialmente en el laboratorio de RF y microondas, por todos esos buenos momentos.

A David A. Calvillo y a Antonino Scuderi, de Qualcomm Technologies, San Diego, por darme la oportunidad de participar en un “internship” con ellos y su gran equipo de trabajo, fue muy inspirador.

A mi papá, Santos, por ser un ejemplo a seguir, tanto en casa como en su trabajo. A mi mamá, Magdalena, por siempre estar ahí, apoyándome en todo momento. A mi hermano, Brandon, por compartir pasatiempos juntos a pesar del poco tiempo que teníamos, en la cercanía y a la distancia. A mi novia Faby, por siempre confiar en mí y en mis decisiones, su cariño y compañía me ayudaron a superar todas las adversidades a lo largo de este trabajo. Sus comentarios y sugerencias fueron de mucha ayuda al escribir este trabajo. También gracias al resto de mi familia y amigos fuera del CICESE, siempre estuvieron al pendiente de mis metas, lo agradezco mucho.

Tabla de contenido

Página

Resumen en español.....	ii
Resumen en inglés.....	iii
Dedicatoria	iv
Agradecimientos	v
Lista de figuras	ix
Lista de tablas.....	xiv
Capítulo 1 <i>Introducción</i>.....	1
1.1 Motivación	1
1.2 Antecedentes	1
1.2.1 Extracción mediante un modelo no-lineal.....	2
1.2.2 Extracción mediante un “load-pull” a alta frecuencia	2
1.2.3 Extracción mediante un “load-pull” a baja frecuencia	4
1.3 Objetivos.....	5
1.3.1 Objetivo general	5
1.3.2 Objetivos específicos	5
Capítulo 2 <i>“Load-pull” armónico a baja frecuencia</i>.....	7
2.1 Introducción	7
2.2 Descripción del “Load-Pull” a baja frecuencia	8
2.3 Calibración en magnitud y fase.....	10
2.3.1 Paso 1: medición directa	12
2.3.2 Paso 2: medición de elemento reflector	14
2.3.3 Paso 3: medición de elemento thru	15

2.3.4	Corrección de la magnitud y la fase de las mediciones	16
2.4	Validación en magnitud y fase	18
2.5	Contenido armónico en las formas de onda	21
2.6	Problemas con el L-P a baja frecuencia	24
2.6.1	Dificultades al sintetizar impedancias cercanas a 50Ω	25
2.6.2	Efecto introducido por la red de polarización	26
2.7	Ventajas del L-P activo a baja frecuencia	28
Capítulo 3		<i>Análisis teórico/experimental de los amplificadores de potencia clásicos</i>
3.1	Parámetros de los amplificadores de potencia	31
3.2	Teoría del ángulo de conducción	33
3.3	Análisis experimental del ángulo de conducción	36
3.4	Análisis experimental del amplificador clase-B.....	38
Capítulo 4		<i>Análisis teórico/experimental del amplificador de potencia clase-B/J</i>
4.1	Impedancias reactivas-resistivas como impedancia de salida	47
4.2	Teoría del amplificador clase-J reactivo-resistivo	49
4.3	Análisis experimental del amplificador clase-J reactivo-resistivo	53
4.3.1	Clase-J reactivo en función de <i>VDS</i>	54
4.3.2	Clase-J reactivo-resistivo	59
4.3.3	Clase-J reactivo – resistivo con transistores en oblea	62
Capítulo 5		<i>Análisis teórico experimental del amplificador de potencia clase-B/F modo continuo.....</i>
5.1	Impedancias reactivas-resistivas como carga de salida	67
5.2	Análisis de la corriente de compuerta en los amplificadores clase-F	69

5.3	Teoría del amplificador clase-F clásico y modo continuo	72
5.3.1	Amplificador clase-F clásico.....	72
5.3.2	Amplificador clase-F modo continuo resistivo	76
5.4	Análisis experimental del amplificador clase-F clásico	79
5.5	Análisis experimental del amplificador clase-F modo continuo.....	85
 Capítulo 6 Conclusiones y trabajo futuro.....		92
 Literatura citada.....		94
 Anexos		97

Lista de figuras

Figura	Página
Figura 1. Modelo no-lineal cuasi-estático. Los elementos R , L , C son las resistencias, inductancias y capacitancias parásitas, respectivamente, mientras que i , Q son las fuentes de corriente de conducción y de desplazamiento.....	3
Figura 2. Diagrama a bloques del “load-pull” a alta frecuencia.....	3
Figura 3. Circuito eléctrico equivalente del transistor a baja frecuencia.....	5
Figura 4. Diagrama a bloques del “load-pull” lazo abierto (a) y lazo cerrado (b).	8
Figura 5. Diagrama a bloques del “load-pull” armónico activo en el dominio del tiempo a baja frecuencia.....	10
Figura 6. Diagrama del funcionamiento de un acoplador. Las constantes K y D son el factor de acoplamiento y la directividad, respectivamente.	12
Figura 7. Paso 1 para calibrar el “load-pull” a baja frecuencia.	13
Figura 8. Parámetro S_{12} del acoplador y red de polarización de salida.	13
Figura 9. Paso 2 para calibrar el “load-pull” a baja frecuencia.	15
Figura 10. Factores de acoplamiento K_x y K_y del acoplador direccional de entrada (a) y de salida (b), respectivamente.	15
Figura 11. Desfase entre la onda incidente y reflejada del puerto de entrada (a) y salida (b).	16
Figura 12. Paso 3 para calibrar el “load-pull” a baja frecuencia.	16
Figura 13. Desfase entre la onda incidente del puerto de entrada con la onda reflejada del puerto de salida.	18
Figura 14. Validación en magnitud a la entrada (a) y a la salida (b) utilizando un analizador de espectro.	19
Figura 15. Validación en magnitud a la entrada (a) y a la salida (b) utilizando un analizador de espectro.	19
Figura 16. Corto desplazado tanto en el puerto de entrada como en el de salida. Los elementos agregados se indican con un cuadro rojo.	20
Figura 17. Magnitud (a) y fase (b) del corto desplazado en el puerto de entrada y salida.	20

Figura 18. Magnitud (a) y fase (b) del coeficiente de reflexión de una resistencia de 25Ω y 50Ω en el puerto de entrada y salida, respectivamente.	20
Figura 19. Espectro de la forma de onda de voltaje en a) y de corriente en b). El voltaje de drenador es igual a $10 V$ y voltaje de compuerta máximo $v_{gsmax} = 0 V$	22
Figura 20. Formas de onda en a) y líneas de carga en b) considerando todo el contenido armónico y trucado hasta $3f_0$. El voltaje de drenador es igual a $10 V$ y voltaje de compuerta máximo $v_{gsmax} = 0 V$	23
Figura 21. Espectro de la forma de onda de voltaje en a) y de corriente en b). El voltaje de drenador es igual a $30 V$ y voltaje de compuerta máximo $v_{gsmax} = 0 V$	24
Figura 22. Formas de onda en a) y líneas de carga en b) considerando todo el contenido armónico y truncado hasta $3f_0$. El voltaje de drenador es igual a $30 V$ y voltaje de compuerta máximo $v_{gsmax} = 0 V$	24
Figura 23. Impedancias presentes a la salida del dispositivo bajo prueba funcionando como amplificador clase-B, donde la parte real de Z_{4f_0} varía entre 38 y 41Ω	25
Figura 24. Las formas de onda de voltaje y corriente para $V_{DS} = 10 V, 20 V, 30 V$ para la impedancia óptima a). Las impedancias del amplificador clase-J del experimento b).	27
Figura 25. Formas de onda de voltaje a) y corriente b) del amplificador clase-J con $V_{DS} = 30 V$ antes y después de cambiar de posición el acoplador.	27
Figura 26. Potencia de salida a) y eficiencia de drenador b) del amplificador clase-J con $V_{DS} = 30 V$ antes y después de cambiar de posición el acoplador.	28
Figura 27. Carta de Smith con las impedancias presentadas para el voltaje $V_{DS} = 10 V$ a) y $V_{DS} = 30 V$ b). Se varía la magnitud de Γ_{2f_0} desde -0.7 hasta -0.99	29
Figura 28. Formas de onda de voltaje y corriente para $V_{DS} = 10 V$ a) y $V_{DS} = 30 V$ b). Se varía la magnitud de Γ_{2f_0} desde -0.7 hasta -0.99	29
Figura 29. Potencia de salida (-x-) y eficiencia (-o-) de drenador para $V_{DS} = 10 V$ a) y $V_{DS} = 30 V$ b). Se varía la magnitud de Γ_{2f_0} desde -0.7 hasta -0.99	30
Figura 30. Forma de onda de corriente en función del ángulo de conducción.	33
Figura 31. El contenido armónico de la corriente en función del ángulo de conducción. La componente continua, la fundamental y el segundo armónico se muestran en a), mientras que las armónicas de orden superior en b).	35
Figura 32. Eficiencia de drenador y potencia de salida en función del ángulo de conducción.	35
Figura 33. Eficiencia de drenador en a) y potencia de salida en b) en función de Γ_{f_0} para diferentes valores de V_{GS}	36
Figura 34. Eficiencia de drenador (-o-) y potencia de salida (-x-) en función de V_{GS} para su correspondiente Γ_{f_0} óptimo.	37

Figura 35. Contenido armónico de la forma de onda de corriente en función de V_{GS} para su correspondiente Γf_0 óptimo.....	38
Figura 36. Formas de onda de voltaje y corriente a) y líneas de carga para diferentes modos de operación.	38
Figura 37. Potencia y eficiencia obtenida al variar Γf_0 del transistor GaN CGH40010F a) y del SiC CRF24010F b). El voltaje de polarización de compuerta V_{GS} de los transistores es igual a -3V y -10V, respectivamente.	41
Figura 38. Líneas de carga en función de V_{DS} y Γf_0 para el transistor basado en GaN a) y basado en SiC b). En c) y d) se muestran las líneas de carga óptimas para diferentes valores de V_{DS} para el transistor basado GaN y SiC, respectivamente.	42
Figura 39. Formas de onda en función de Γf_0 para $V_{DS} = 30 V$. Las formas de onda de corriente y voltaje en a) y c) para el transistor a base de GaN y, en b) y d) para el a base de SiC.....	43
Figura 40. $I_{DS, 3f_0}$ en función de v_{gsmax} y V_{GS} para el transistor a base de GaN a) y a base de SiC b).	44
Figura 41. Formas de onda de corriente para $v_{gsmax} = 0 V$ en función de V_{GS} para el transistor a base de GaN a) y a base de SiC b).	44
Figura 42. Líneas de carga en función de v_{gsmax} para V_{GS} inicial y V_{GS} óptimo para el transistor a base de GaN a) y c), y el a base de SiC b) y d), respectivamente. El voltaje de drenador V_{DS} es igual a 30 V.	45
Figura 43. Formas de onda de voltaje y corriente del amplificador clase-B optimizado en función de V_{DS} para el transistor a base de GaN a) y el a base de SiC b).	45
Figura 44. Contornos de potencia del transistor basado en GaN CGH40010F. "Load-Pull" a la frecuencia fundamental a) y al segundo armónico b).	48
Figura 45. Contornos de potencia del transistor a base de GaN CGH40010F. Se varió la impedancia al segundo armónico y a la fundamental se sintetizó una carga compleja constante.	49
Figura 46. Formas de onda de voltaje en función de γ y ψ . En a) la variable γ toma valores entre -1 y 1 para $\psi = 0$. En b) la variable ψ toma valores entre 0 y 0.4 para $\gamma = 0$	51
Figura 47. Las impedancias Z_{f_0} y Z_{2f_0} en a), la potencia y eficiencia en b), del modo de operación clase-J reactivo-resistivo. La R_{opt} utilizada es de 50Ω	54
Figura 48. Z_{f_0} y Z_{2f_0} medidas del clase-J reactivo en función del voltaje de polarización V_{DS} para el transistor a base de GaN en a) y a base de SiC en b).	55
Figura 49. Formas de onda de corriente y voltaje del clase-J reactivo en función del voltaje de polarización V_{DS} para el transistor basado en GaN en a), c) y e) y el basado en SiC en b), d) y f).	56
Figura 50. Líneas de carga del clase-J reactivo en función del voltaje de polarización V_{DS} para el transistor basado en GaN en a), c) y e) y el basado en SiC en b), d) y f).	57

- Figura 51. Potencia de salida y eficiencia de drenador del clase-J reactivo en función del voltaje de polarización V_{DS} para el transistor basado en GaN en a) y c) y el basado en SiC en b) y d). Las líneas discontinuas son los valores teóricos. 58
- Figura 52. Las impedancias sintetizadas Zf_0 (-o-) y $Z2f_0$ (-x-) del clase-J reactivo-resistivo con $V_{DS} = 30 V$ para el transistor basado en GaN en a) y el basado en SiC en b)..... 60
- Figura 53. Potencia de salida y eficiencia de drenador del clase-J reactivo-resistivo con $V_{DS} = 30 V$ para el transistor basado en GaN en a) y c) y el basado en SiC en b) y d). Las líneas discontinuas son los valores teóricos. 60
- Figura 54. Clase-J reactivo-resistivo con el transistor GaN en a) y c) y con el SiC en b) y d). 61
- Figura 55. Líneas de carga del clase-J resistivo ($\gamma = 0$) para el transistor basado en GaN en a) y el basado en SiC en b)..... 61
- Figura 56. El "load-pull" armónico a baja frecuencia conectado a la máquina de puntas para medir transistores en oblea se muestra en a), mientras que el transistor en oblea a base de GaN se muestra en b). 63
- Figura 57. Líneas de carga del transistor en oblea para $v_{gsmax} = -0.4$ y $0 V$ mostrados en a) y b), respectivamente. 64
- Figura 58. Líneas de carga en a) y formas de onda en b) del amplificador clase-B utilizando el transistor a base de GaN en oblea de 2 mm. El voltaje de compuerta V_{GS} y v_{gsmax} son $-2.4 V$ y $-0.4 V$, respectivamente. 64
- Figura 59. Clase-J reactivo-resistivo con el transistor a base de GaN en oblea de 2 mm. Las formas de onda en función de γ y ψ se muestran en a) y b), mientras que las líneas de carga en c) y d).... 65
- Figura 60. Eficiencia y potencia en función de γ y ψ del transistor a base de GaN en oblea de 2 mm.66
- Figura 61. Contornos de potencia del transistor basado en GaN CGH40010F. "Load-Pull" a la frecuencia fundamental se muestra en a) y al segundo armónico en b). 68
- Figura 62. Contornos de potencia del transistor basado en GaN CGH40010F. "Load-Pull" al segundo armónico se muestra en a) y al tercero en b). 68
- Figura 63. Diagrama a bloques del "load-pull" armónico activo a baja frecuencia con el nuevo acoplador en el puerto de entrada. 69
- Figura 64. Forma de onda incidente y reflejada en la compuerta del transistor basado en GaN CGH40010F para $v_{gsmax} = 0 V$ mostrado en a) y $v_{gsmax} = 3 V$ en b)..... 70
- Figura 65. Corriente de compuerta i_{gs} del transistor basado en GaN CGH40010F en función de v_{gsmax} antes y después de cambiar el acoplador de entrada, mostrados en a) y b), respectivamente. 71
- Figura 66. En a) se muestran las formas de onda de voltaje para máxima planaridad y máxima eficiencia. La relación V_{3f_0}/V_{f_0} contra V_{f_0}/V_{DC} , indicando el punto de máxima planaridad y máxima eficiencia, se muestra en b)..... 77

- Figura 67. Formas de onda de voltaje para el modo continuo puramente reactivo en a) y para el puramente resistivo en b). 78
- Figura 68. La carta de Smith con las impedancias del clase-F modo continuo resistivo se muestra en a), mientras que la potencia y eficiencia teórica se muestran en b). 81
- Figura 69. Forma de onda de voltaje en función del voltaje de polarización V_{GS} utilizando el transistor a base de GaN se muestra en a) y de SiC en b). El v_{gsmax} utilizado en el transistor de GaN es de 0.6 V, mientras que en el SiC es 1 V. 81
- Figura 70. Potencia de salida y eficiencia en función del voltaje de polarización V_{GS} y de v_{gsmax} para el transistor a base de GaN mostrado en a) y de SiC en b). Z_{fo} para cada transistor se especifica en la Tabla 4. 82
- Figura 71. Magnitud y fase del tercer armónico de la onda de voltaje en función del voltaje de polarización V_{GS} para el transistor basado en GaN en a) y c), mientras que para el SiC en b) y d). 82
- Figura 72. Relación V_{f0}/V_{DC} contra V_{3f0}/V_{f0} en función del voltaje de polarización V_{GS} y v_{gsmax} para el transistor basado en GaN, mostrado en a), y el basado en SiC, mostrado en b)..... 83
- Figura 73. Formas de onda de corriente y voltaje en función de Γ_{f0} para el transistor basado en GaN en a) y c), mientras que el SiC en b) y d). El v_{gsmax} utilizado es 0.6 V y 1 V para el GaN y el SiC, respectivamente. 84
- Figura 74. Líneas de carga en función de Γ_{f0} para el transistor basado en GaN mostrado en a), mientras que el SiC en b). El v_{gsmax} utilizados son 0.6 V y 1 V para el GaN y el SiC, respectivamente.... 85
- Figura 75. Impedancias del clase-F reactivo-resistivo en modo continuo. En a) y c) se muestran las impedancias para el transistor basado en GaN, mientras que en b) y d) para el basado en SiC.. 86
- Figura 76. Formas de onda de corriente y voltaje del clase-F resistivo en modo continuo para el transistor basado en GaN mostradas en a) y c), mientras que para el SiC en b) y d). 87
- Figura 77. Potencia de salida y eficiencia en función de α y ψ para el transistor basado en GaN en a) y c), mientras que para el SiC en b) y d)..... 88
- Figura 78. Formas de onda y líneas de carga del clase-F modo continuo para el transistor basado en GaN se muestran en a) y c), mientras que para el SiC en b) y d). 89
- Figura 79. Formas de onda del clase-F resistivo en modo continuo para el transistor basado en GaN mostrado en a), c) y e), mientras que para el SiC en b), d) y f). 90
- Figura 80. Eficiencia del clase-F resistivo modo continuo en función de α y ψ . En a) y c) se muestran los resultados para el transistor basado en GaN, y en b) y d) los basados en SiC..... 91

Lista de tablas

Tabla	Página
Tabla 1. Resistencias parásitas R_S y R_D del transistor a base de GaN y a base de SiC.	39
Tabla 2. Coeficiente de reflexión óptimo (e impedancia) para máxima potencia en función del voltaje de polarización de V_{DS}	40
Tabla 3. Parámetros del clase-B optimizado para el transistor basado en GaN y basado en SiC.	53
Tabla 4. Parámetros del clase-B optimizado para el transistor a base de GaN en oblea de 2 mm.	62
Tabla 5. Impedancias del clase-F máxima eficiencia para el transistor a base en GaN y a base de SiC.	81

Capítulo 1 Introducción

1.1 Motivación

Las comunicaciones inalámbricas actuales (por ejemplo, la cuarta o quinta generación de telefonía móvil) demandan que el sistema de comunicaciones trabaje en anchos de banda más grandes, sea altamente eficiente, maneje potencias mayores y sean lo más lineales posibles. Estos parámetros y características del sistema están principalmente limitados por el amplificador de potencia (AP), el último elemento del sistema antes de la antena transmisora. Por lo tanto, su diseño es de vital importancia en el área de las comunicaciones móviles. Existen diferentes modos de operación en los amplificadores de potencia, los amplificadores clásicos dependientes del ángulo de conducción (Clase A, AB, B, C), los modo interruptor (Clase E, D), los altamente eficientes (Clase F, F^{-1}) y los de banda ancha (Clase J y los modo continuo) (Grebennikov et al., 2012). Los amplificadores de banda ancha, teóricamente, mantienen constante su potencia de salida y la eficiencia para un conjunto de valores de impedancia, mientras que los amplificadores clásicos solamente para una impedancia específica. Para comprobar cada modo de operación, es necesario medir las formas de onda de voltaje y corriente en el plano de referencia de la fuente de corriente de conducción. A continuación se presenta el estado del arte sobre la adquisición de las formas de onda de voltaje y corriente para la validación de los amplificadores de potencia.

1.2 Antecedentes

Algunas figuras de mérito que caracterizan a los amplificadores de potencia son la potencia de salida (P_{Sal}), la distorsión AM-AM (“amplitud-to-amplitude”, por sus siglas en inglés), la ganancia de potencia, la eficiencia de drenador (η_D), PAE (“Power Added Efficiency”, por sus siglas en inglés), entre otros. Sin embargo, en estos parámetros no hay información que demuestre el modo de operación del amplificador. Por esta razón, es muy importante para el diseñador tener acceso a las formas de onda de corriente y voltaje en el plano de la fuente de corriente de conducción para comprobar el modo de operación del amplificador estudiado. Los tres métodos para extraer las formas de onda en el plano de la fuente de corriente de conducción son utilizando un modelo no-lineal, un “load-pull” a alta frecuencia (A-F) o un “load-pull” a baja frecuencia (B-F), ambos “Load- en el dominio del tiempo.

1.2.1 Extracción mediante un modelo no-lineal

El modelo no-lineal está formado principalmente por dos grupos de elementos, los elementos parásitos y los elementos intrínsecos del transistor, como se muestra en la Figura 1. El circuito intrínseco del modelo cuasi-estático contiene dos tipos de fuente, fuentes de corriente de conducción y fuentes de corriente de desplazamiento. Las fuentes de corriente de desplazamiento representan la carga almacenada en los capacitores intrínsecos no-lineales que, a su vez, generan una corriente dependiente de la frecuencia llamada corriente de desplazamiento. Por otro lado, las fuentes de corriente representan la corriente de conducción, independiente de la frecuencia. El método más utilizado para extraer las fuentes de corriente de conducción y las fuentes de corriente de desplazamiento es medir curvas corriente-voltaje junto a parámetros S. Sin embargo, en estas mediciones los efectos dispersivos de baja frecuencia se hacen presentes. Múltiples trabajos demuestran que la corriente de desplazamiento se puede extraer mediante este método sin verse afectada por efectos tales como trampas de electrones o cambios abruptos en temperatura (Jang et al., 2014; Vadalà et al., 2012). Sin embargo, las curvas I-V si presentan cambios considerables, principalmente en transistores a base de nitruro de Galio (GaN) y arseniuro de galio (GaAs). Una solución es utilizar un sistema de medición de curvas I-V que alimente al transistor mediante pulsos lo suficientemente cortos para que el estado de trampas de electrones y la temperatura del transistor se mantenga constante. Por otra parte, se ha demostrado que las mediciones de curvas I-V pulsadas no son suficientes para predecir correctamente la fuente de corriente de conducción en transistores a base de GaN (McGovern et al., 2005; Roff et al., 2006, 2009). Debido a la no-linealidad y a la susceptibilidad a los efectos dispersivos de baja frecuencia, el modelado debe contar con más elementos que permitan predecir correctamente estos efectos físicos dentro del transistor, volviéndolo más complejo.

1.2.2 Extracción mediante un "load-pull" a alta frecuencia

Las formas de onda medidas a alta frecuencia en el plano extrínseco del transistor son diferentes a las ondas en la fuente de corriente debido al efecto de los elementos parásitos lineales y a las fuentes de carga intrínsecas. Debido a que estos elementos del modelo pueden considerarse independientes de los efectos dispersivos de baja frecuencia, se puede realizar un procedimiento de "de-embedding" lineal y no-lineal para desplazar las formas de onda de voltaje y corriente al plano intrínseco del transistor (Friesicke et al., 2015; M. S. Hashmi et al., 2015; Tasker, 2009). En este punto, las formas de onda resultantes fueron desplazadas al plano de la fuente de corriente de conducción. Con el "load-pull" a alta frecuencia se lleva a cabo la extracción mediante mediciones bajo condiciones reales de operación. La entrada del transistor

se alimenta mediante una señal de RF de amplitud grande y a la salida se sintetiza la impedancia de carga óptima, mientras que el método tradicional mediante curvas I-V varía los voltajes de polarización tratando de emular la línea de carga dinámica. Para medir las formas de onda en el dominio del tiempo a alta frecuencia se requiere de un sistema de “load-pull” basado en un analizador de redes no-lineal o un analizador de redes de gran señal (NVNA y LSNA por sus siglas en inglés), dos sistemas costosos. Estos sistemas requieren de una calibración relativa, absoluta (en potencia) y de fase para poder medir de forma independiente las ondas incidentes y reflejadas, y, por consiguiente, las formas de onda de voltaje y corriente. El aumento en el costo y complejidad en la calibración hace que no cualquier laboratorio en el mundo pueda acceder a este tipo de sistemas. El diagrama a bloques del “load-pull” a alta frecuencia se muestra en la Figura 2 (Aboush et al., 2005; Benedikt et al., n.d.; M. Hashmi et al., 2011).

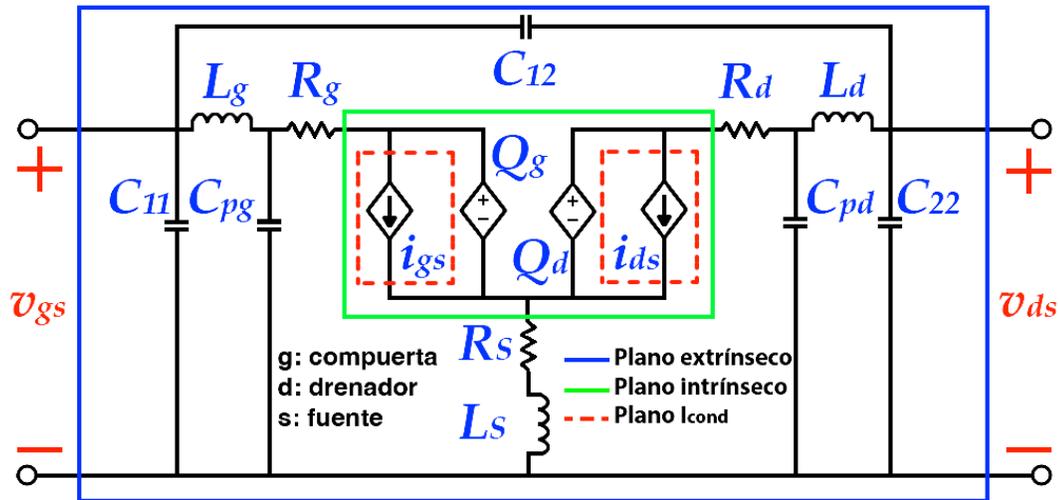


Figura 1. Modelo no-lineal cuasi-estático. Los elementos R , L , C son las resistencias, inductancias y capacitancias parásitas, respectivamente, mientras que i , Q son las fuentes de corriente de conducción y de desplazamiento, respectivamente.

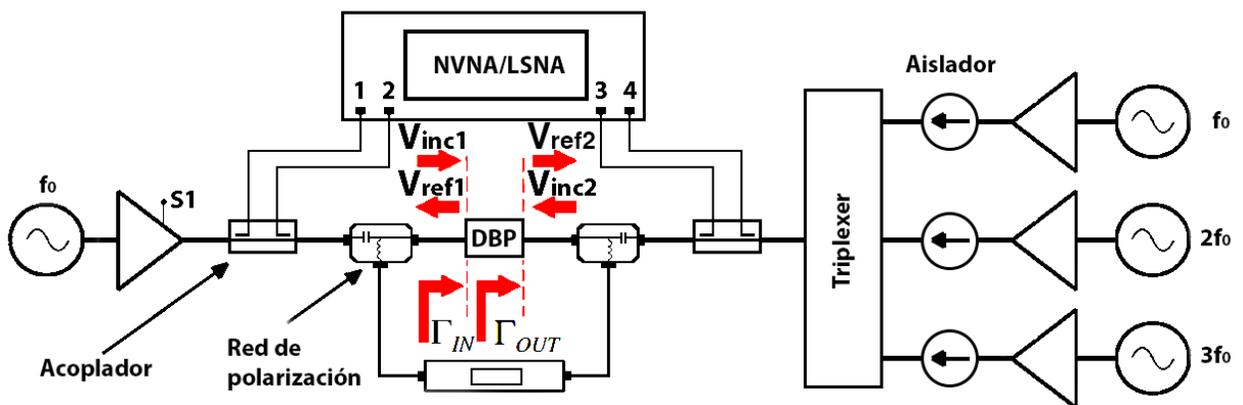


Figura 2. Diagrama a bloques del “load-pull” a alta frecuencia.

1.2.3 Extracción mediante un “load-pull” a baja frecuencia

Utilizando una frecuencia de operación de 2 MHz, los efectos dispersivos de baja frecuencia permanecen constantes y los efectos de elementos reactivos son insignificantes (Raffo et al., 2009, 2010). El circuito eléctrico equivalente a baja frecuencia se muestra en la Figura 3. Los diodos conectados entre compuerta-fuente y compuerta-drenador simulan la ruptura del transistor. Cuando el voltaje de compuerta-fuente V_{GS} supera el umbral del diodo, la corriente del diodo aumenta de forma exponencial. Por otro lado, el diodo entre compuerta y drenador lo hace cuando el voltaje V_{GD} supera su umbral. Como se observa en el circuito eléctrico equivalente, los únicos elementos que se deben conocer para poder desplazar las formas de onda del plano de medición al plano de la fuente de corriente son las resistencias parásitas. Debido a que la corriente de conducción i_{gs} es muy pequeña y que la corriente debido a las fuentes de corriente de desplazamiento no está presente a baja frecuencia, la corriente en la compuerta es insignificante. Por lo tanto, solo es necesario conocer las resistencias R_S y R_D para desplazar las mediciones al plano intrínseco del transistor.

El sistema “load-pull”, tanto a baja como a alta frecuencia, permite mover el plano de referencia entre el plano intrínseco y extrínseco del transistor utilizando un modelo no-lineal sin fuente de corriente de conducción. Sin embargo, el sistema a baja frecuencia tiene múltiples ventajas sobre su contraparte a alta frecuencia:

- El proceso de calibración es más sencillo
- Los componentes del sistema son más económicos
- La complejidad del sistema es menor
- Es posible medir un contenido armónico mayor

Las formas de onda son directamente medidas en el plano intrínseco (con los efectos de las resistencias parásitas). Para llevar el diseño de baja frecuencia a la frecuencia de interés, se realiza el procedimiento inverso al utilizado a alta frecuencia (Vadalà et al., 2012). A baja frecuencia se realiza un procedimiento de incrustación (embedding) de los elementos parásitos y de las fuentes de carga intrínsecas a la frecuencia de interés, desplazando las mediciones al plano extrínseco. Esto provoca un corrimiento en las impedancias de nuestro amplificador, así como modificaciones en las formas de onda. Por otro lado, al

medir a alta frecuencia, el plano de medición está en el plano extrínseco, y con ayuda del modelo no-lineal, se aplica el procedimiento de desincrustación (de-embedding) los elementos parásitos y las fuentes de carga para desplazar las mediciones al plano de la fuente de corriente de conducción.

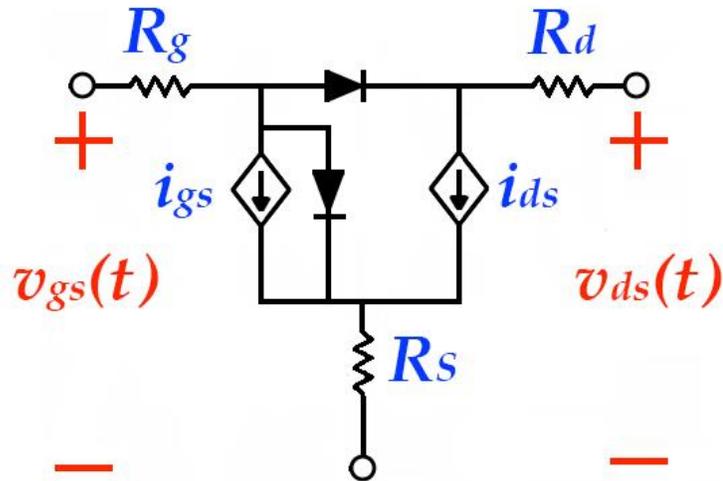


Figura 3. Circuito eléctrico equivalente del transistor a baja frecuencia.

1.3 Objetivos

El objetivo general y los objetivos específicos de este trabajo de tesis se describen a continuación.

1.3.1 Objetivo general

Caracterización de transistores de potencia basados en nitruro de galio (GaN) mediante formas de onda de voltaje y corriente en el plano de la fuente de corriente de conducción para la comprobar la teoría de amplificadores de potencia altamente eficientes en modo continuo utilizando un sistema "load-pull" a baja frecuencia.

1.3.2 Objetivos específicos

- Estudio de los antecedentes del sistema "load-pull" a baja frecuencia
- Automatización del sistema "load-pull" a baja frecuencia mediante Matlab

- Crear múltiples interfaces gráficas para diferentes experimentos utilizando el “load-pull” a baja frecuencia
- Utilizar el sistema de medición “load-pull” a baja frecuencia para medir las formas de onda en el dominio del tiempo en el plano del transistor
- Estudio de la teoría de amplificadores clásicos y en modo continuo
- Comprobación de la teoría de amplificadores de potencia clásicos
- Demostrar que el “load-pull” a baja frecuencia puede utilizarse para comprobar y caracterizar transistores operando como amplificadores en modo continuo

Capítulo 2 “Load-pull” armónico a baja frecuencia

Este capítulo explicará el funcionamiento del “load-pull” armónico activo a baja frecuencia, su implementación y solución de problemas, la calibración y su respectiva validación.

2.1 Introducción

El objetivo principal de un sistema “load-Pull” es sintetizar una o varias impedancias de carga específicas a la salida del transistor (M. Hashmi et al., 2011). Los parámetros que se miden al variar la impedancia de carga son η_D , P_{Sal} , PAE y, si el sistema lo permite, las formas de onda incidentes y reflejadas. Cuando el sistema es capaz de sintetizar una impedancia a la frecuencia fundamental de operación y a las frecuencias armónicas, se le conoce como “load-pull” armónico. La impedancia a la salida del dispositivo bajo prueba (DBP) se sintetiza mediante:

1. Una carga pasiva
2. Una carga activa
3. una combinación de ambas

La carga pasiva a alta frecuencia se sintetiza mediante un tuner. El tuner consiste en dos líneas de transmisión, una se mueve horizontalmente y la otra verticalmente. Al modificar las dimensiones de ambas líneas cambia la impedancia presente a la entrada. Por otro lado, la carga activa utiliza una fuente de RF para generar la onda que incide hacia el DBP y, mediante esta, controlar el coeficiente de reflexión. En el caso mixto, se utiliza un generador para compensar las pérdidas del tuner y poder sintetizar coeficientes de reflexión más altos. Debido a que no existen comercialmente tuners a baja frecuencia, en este trabajo se utilizará un carga activa para el sistema “load-pull”. La carga activa puede ser de dos tipos:

1. Lazo abierto
2. Lazo cerrado

En la Figura 4 se muestra el diagrama a bloques del “load-pull” de lazo abierto y el de lazo cerrado. La ventaja de utilizar lazo cerrado es que no se requiere una fuente de RF para generar la señal incidente, ya que se reutiliza la señal reflejada mediante el acoplador. La magnitud y la fase de la onda incidente generada mediante la onda reflejada se controla mediante el atenuador y desfasador, respectivamente (Aboush et al., n.d.). Sin embargo, su principal desventaja es que puede producirse inestabilidad en el lazo (Ghannouchi & Hashmi, 2013). Por otro lado, aunque requiere una fuente de RF para generar la onda incidente, el lazo abierto no tiene problemas de inestabilidad. Para tener un mejor control en la forma de onda incidente a la salida del DBP, se implementó un “load-pull” de lazo abierto a baja frecuencia.

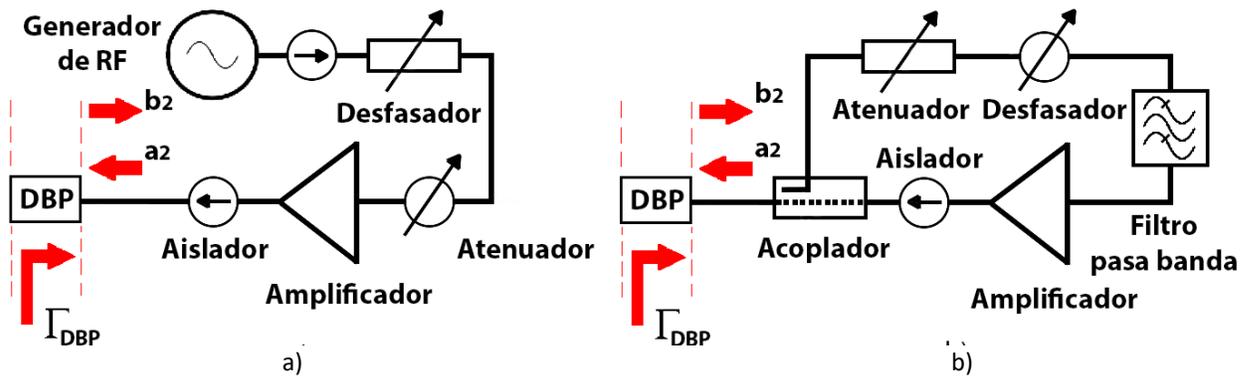


Figura 4. Diagrama a bloques del “load-pull” lazo abierto (a) y lazo cerrado (b).

2.2 Descripción del “Load-Pull” a baja frecuencia

En (Aboush et al., n.d.) se demuestra que la potencia generada por el “load-pull” es reflejada por el dispositivo bajo prueba, es decir, que la potencia total es la suma de la potencia del “load-pull” y la potencia del DBP. Para medir la potencia del DBP, es necesario utilizar un acoplador que separe el voltaje incidente y el voltaje reflejado. El cálculo de la potencia está dado por:

$$P_{Total} = P_{DBP} + P_{L-P} = (b_2)^2, \quad (1)$$

$$P_{L-P} = (a_2)^2, \quad (2)$$

$$P_{DBP} = (b_2)^2 - (a_2)^2. \quad (3)$$

Debido a que el “load-pull” propuesto en este trabajo utiliza un osciloscopio para capturar las ondas incidentes y reflejadas, el coeficiente de reflexión, definido en la Figura 5 en términos de voltaje, está dado por:

$$\Gamma_{DBP} = \frac{a}{b} = \frac{V_{INC}}{V_{REF}}, \quad (4)$$

donde $a = \frac{V_{INC}}{\sqrt{Z_0}}$ y $b = \frac{V_{REF}}{\sqrt{Z_0}}$.

A partir del voltaje incidente, el “load-pull” puede controlar la impedancia de carga de salida mediante el coeficiente de reflexión como se muestra a continuación:

$$Z_{DBP} = \frac{1 + \Gamma_{DBP}}{1 - \Gamma_{DBP}}. \quad (5)$$

En la implementación del “load-pull” se debe tomar en cuenta que, a baja frecuencia, no es posible fabricar ni aisladores ni circuladores. Estos elementos son utilizados para proteger los amplificadores y/o generadores del sistema de las ondas reflejadas por el DBP. Esto ocasiona que el amplificador disipe tanto la potencia generada por sí mismo, como la potencia generada por el dispositivo bajo prueba. En (Maier et al., 2015) se utilizan señales pulsadas para que el amplificador solamente disipe esa potencia en un periodo de tiempo muy pequeño. Se consideró esta solución debido a que el sistema maneja valores de potencia de hasta 1 kW. En el sistema implementado en este trabajo se han caracterizado transistores de 15 W utilizando señales continuas sin afectar el funcionamiento del amplificador en el lazo abierto. El sistema “load-pull” armónico activo en el dominio del tiempo a baja frecuencia se muestra en la Figura 5. Como ya se mencionó, no es posible utilizar un aislador o circulador para proteger el amplificador, sin embargo, la potencia de los DBP caracterizados no supera la potencia máxima del amplificador del lazo abierto, por lo que este puede operar en condiciones normales. A la entrada, el sistema presenta un amplificador, un acoplador para separar los voltajes incidentes y reflejados y una red de polarización. A la salida, el elemento más cercano al dispositivo bajo prueba es el acoplador y después la red de polarización. Se observó que la red de polarización tiene influencia en las formas de onda de voltaje y corriente, por lo que se conecta lo más lejos posible del DBP. Se utilizan dos generadores de señales Keysight 33600A de doble canal, un canal para la señal de entrada a f_0 y los otros tres canales para la señal de salida a f_0 , $2f_0$ y $3f_0$. Debido a que el amplificador cubre toda la banda de frecuencias de interés, no es necesario utilizar un amplificador para cada frecuencia. Sin embargo, al amplificar la señal a la frecuencia fundamental y sus

armónicas en el mismo amplificador, se generan productos de intermodulación que dificultan el control de las impedancias armónicas. Para aumentar el rango dinámico de la amplitud a cada frecuencia se agregaron atenuadores. Esto fue necesario debido a que la ganancia del amplificador es muy alta. Por último, se utilizan dos fuentes de corriente continua de la marca Keithley, uno para alimentar los amplificadores del banco de medición y otro para el dispositivo bajo prueba. Como se explicó en el Capítulo 1, al medir a baja frecuencia se tienen dos ventajas. Una de ellas es la simplificación del circuito eléctrico equivalente y la otra es el proceso de calibración. La frecuencia fundamental debe ser lo suficientemente alta para que los efectos dispersivos de baja frecuencia permanezcan constantes y lo suficientemente baja para que los elementos reactivos dependientes de la frecuencia sean despreciables (Raffo et al., 2009). Como se describe en (Musio et al., 2011; Raffo et al., 2009, 2014), la frecuencia fundamental utilizada es 2 MHz para simplificar la adquisición de las armónicas de orden superior de las ondas incidentes y reflejadas. Sin embargo, la aproximación descrita en (Raffo et al., 2009) sigue siendo válida para frecuencias mayores (Maier et al., 2016). Para calibrar el banco de medición se puede seguir el procedimiento descrito a continuación o caracterizar el banco mediante mediciones de parámetros S.

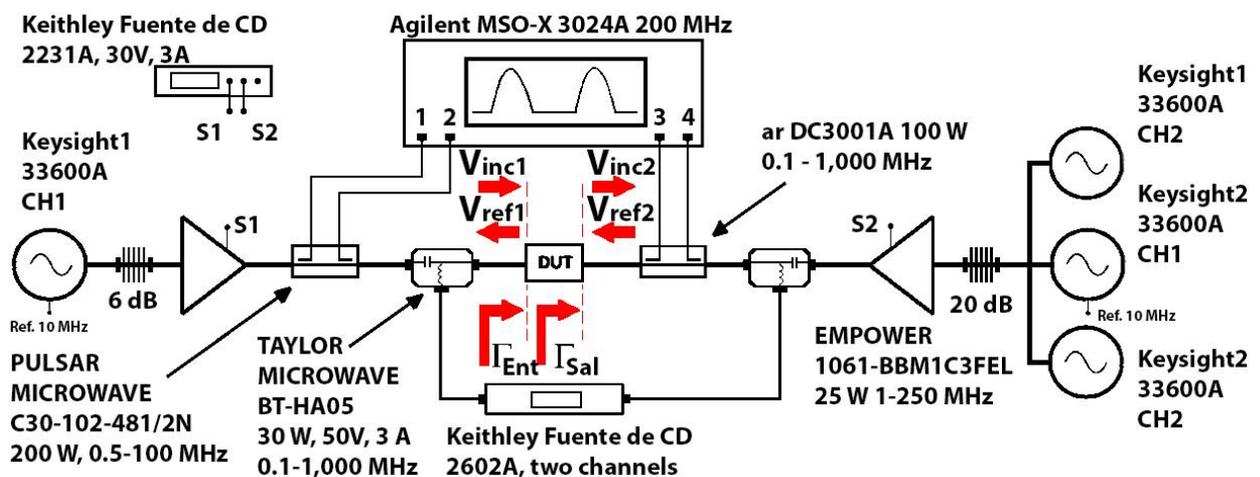


Figura 5. Diagrama a bloques del “load-pull” armónico activo en el dominio del tiempo a baja frecuencia.

2.3 Calibración en magnitud y fase

Para entender los pasos del proceso de calibración, primero es necesario analizar el funcionamiento del acoplador en el “load-pull” a baja frecuencia. El diagrama detallado de un acoplador se presenta en la Figura 6. Para caracterizar un acoplador es necesario medir su factor de acoplamiento, la directividad y las pérdidas por inserción. El factor de acoplamiento relaciona la potencia en un puerto con la potencia de su respectivo puerto acoplado (Pozar, 1998). El factor de acoplamiento está dado por:

$$K = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{ENT}}{P_{K-ENT}} \right). \quad (6)$$

Por otro lado, la directividad indica qué tan bien el acoplador aísla los voltajes incidentes y reflejados medidos en los puertos acoplados. El factor de directividad D modifica la señal acoplada $E_{ent}K$ dando como resultado una señal medida E_m . A alta frecuencia, este efecto introducido por la directividad se corrige utilizando una técnica de calibración como la SOL (“Short-Open-Load”, por sus siglas en inglés). La ventaja de medir a baja frecuencia es que la directividad es infinita. Para calcular la directividad, se comparan los puertos acoplados de la siguiente forma:

$$D = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{K-ENT}}{P_{K-SAL}} \right). \quad (7)$$

Por otro lado, la ecuación (8) define las pérdidas por inserción del acoplador. A baja frecuencia, las pérdidas por inserción de varios de los elementos utilizados en el banco de medición, como los cables, son despreciables.

$$P = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{SAL}}{P_{ENT}} \right). \quad (8)$$

En la Figura 6 se muestra un diagrama del acoplador y la trayectoria que toman las ondas dentro de este. La onda E_{ent} viaja desde el puerto de entrada hasta el dispositivo bajo prueba. La onda es sensada por el puerto acoplado de entrada teniendo como resultado $E_{ent}K_1$. Lo mismo con la onda reflejada E_r , dando como resultado E_rK_2 en el puerto acoplado de salida. Por otro lado, cuando el puerto acoplado de entrada sensa la onda reflejada E_r , se genera una onda E_{m1} dentro del puerto que produce el desplazamiento D_1 en la magnitud y la fase de la onda $E_{ent}K_1$. Sucede lo mismo cuando el puerto acoplado de salida sensa la onda de entrada, generando otra onda E_{m2} . Hay dos formas para caracterizar en magnitud y en fase el “load-pull”. Una de ellas es midiendo los parámetros S de los cuatro puertos, tanto la sección de entrada como la de salida del sistema. El parámetro específico de interés es la transmisión (S_{21}) para medir el factor de acoplamiento K_1 y K_2 , las pérdidas entre el puerto de entrada y salida, así como el desfase entre los puertos. La otra forma es utilizando el osciloscopio y un elemento con fase conocida. Este método tiene como ventaja que no es necesario desmontar completamente el sistema para caracterizarlo, ahorrando tiempo en el proceso. Por esta ventaja, se escogió este método para caracterizar el sistema. La caracterización del “load-pull” a baja frecuencia en magnitud y en fase requiere de tres pasos para completarla.

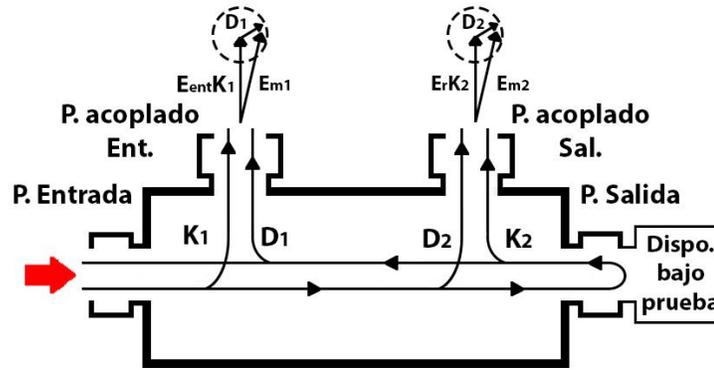


Figura 6. Diagrama del funcionamiento de un acoplador. Las constantes K y D son el factor de acoplamiento y la directividad, respectivamente.

2.3.1 Paso 1: medición directa

Utilizando el osciloscopio de cuatro puertos, se realizan las conexiones mostradas en la Figura 7. Para calcular el factor de acoplamiento se mide la señal acoplada y la señal directa en el plano coaxial señalado en el diagrama a bloques. El voltaje V_x' está dado por:

$$V_x'(f) = V_x(f) - P = K_{x1} V_x^{RAW}(f) - P. \quad (9)$$

La constante P representa las pérdidas entre los puertos de entrada del acoplador y el plano de referencia del DBP. Por otro lado, V_x^{RAW} es la onda medida en el puerto acoplado. Al despejar el factor de acoplamiento se tiene:

$$V_x'(f) + P = K_{x1} V_x^{RAW}(f), \quad (10)$$

$$K_{x1} = \frac{V_x'(f) + P}{V_x^{RAW}(f)}. \quad (11)$$

Debido a que con las conexiones mostradas en la Figura 7 no se mide $V_x(f)$, no se pueden calcular las pérdidas. Por lo tanto, el factor calculado no es el factor de acoplamiento:

$$K'_{x1} = K_{x1} - \frac{P}{V_x^{RAW}(f)} = \frac{V_x'(f)}{V_x^{RAW}(f)}. \quad (12)$$

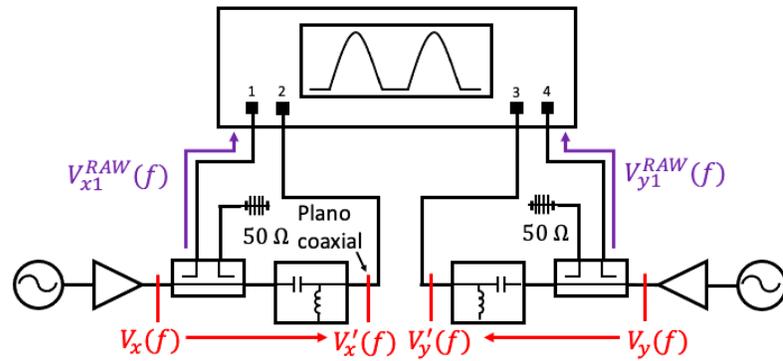


Figura 7. Paso 1 para calibrar el “load-pull” a baja frecuencia.

Si las pérdidas P son aproximadamente cero, el factor de acoplamiento es:

$$K_{x1} \approx \frac{V_x'(f)}{V_x^{RAW}(f)}, \quad (13)$$

$$K_{y1} \approx \frac{V_y'(f)}{V_y^{RAW}(f)}. \quad (14)$$

En la Figura 8 se muestra el parámetro S_{12} de los puertos directos del acoplador del puerto de salida y de la red de polarización. Para la red de polarización y el acoplador de entrada, las pérdidas para frecuencias menores a 40 MHz no superan 0.1 dB. Sin embargo, para el acoplador de salida, las pérdidas son aproximadamente 0.2 dB. Lo que significa que, en este caso, las pérdidas por inserción no son despreciables y el factor que se calcula no es directamente el factor de acoplamiento si no el mostrado en la ecuación (12). Con el factor K'_{x1} y K'_{y1} , se puede calcular el voltaje incidente en el plano del DBP despejándolo de la expresión (12).

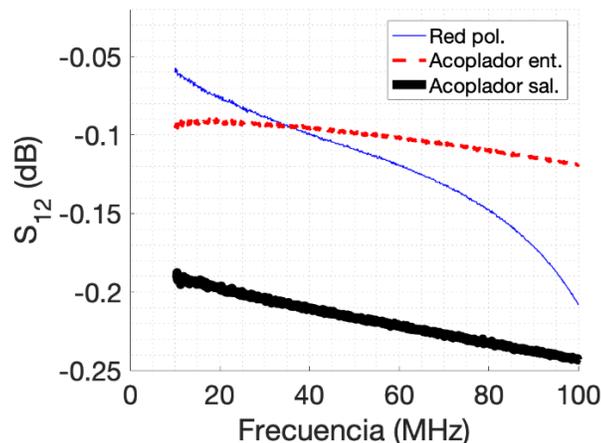


Figura 8. Parámetro S_{12} del acoplador y red de polarización de salida.

2.3.2 Paso 2: medición de elemento reflector

Al conectar un elemento reflector conocido, en este caso un corto circuito, se puede caracterizar totalmente el puerto de entrada y de salida por separado. En la Figura 9, se muestran las conexiones realizadas para medir el corto circuito. Al medir el corto circuito a baja frecuencia, se puede considerar que su coeficiente de reflexión es igual a -1, es decir, la amplitud del voltaje incidente es igual a la amplitud del voltaje reflejado y la fase entre ambas ondas es 180°. Calculando K'_{x1} y K'_{y1} de acuerdo al paso 1, se puede calcular V'_x y V'_y de la siguiente forma:

$$V'_x(f) = K'_{x1} V_{x1}^{RAW}, \quad (15)$$

$$V'_y(f) = K'_{y1} V_{y1}^{RAW}. \quad (16)$$

Debido que en el plano del dispositivo bajo prueba está conectado un corto ideal, los voltajes V'_x y V'_y son reflejados totalmente. Los factores de acoplamiento K_{x2} y K_{y2} están dados por:

$$K_{x2} \approx \frac{V'_x(f)}{V_{x2}^{RAW}(f)}, \quad (17)$$

$$K_{y2} \approx \frac{V'_y(f)}{V_{y2}^{RAW}(f)}. \quad (18)$$

Al conocer el factor de acoplamiento de cada acoplador direccional, el "load-pull" a baja frecuencia se encuentra calibrado en magnitud. Para ajustar la fase entre las ondas acopladas de cada puerto se debe considerar que el desfase producido por el corto es de 180°. Por lo tanto, el ajuste en fase que se debe hacer a una de las dos ondas se calcula de la siguiente forma:

$$\phi_x = 180 - (\phi_{V_{x1}^{RAW}} - \phi_{V_{x2}^{RAW}}), \quad (19)$$

$$\phi_y = 180 - (\phi_{V_{y1}^{RAW}} - \phi_{V_{y2}^{RAW}}). \quad (20)$$

En la Figura 10 y Figura 11 se muestra el factor de acoplamiento y el desfase calculado, respectivamente. En este punto, se puede conocer la magnitud y la fase del coeficiente de reflexión tanto en el puerto de

entrada como en el de salida. Sin embargo, si se desea relacionar alguna de las ondas del puerto de entrada con otra del puerto de salida, es necesario realizar el paso 3.

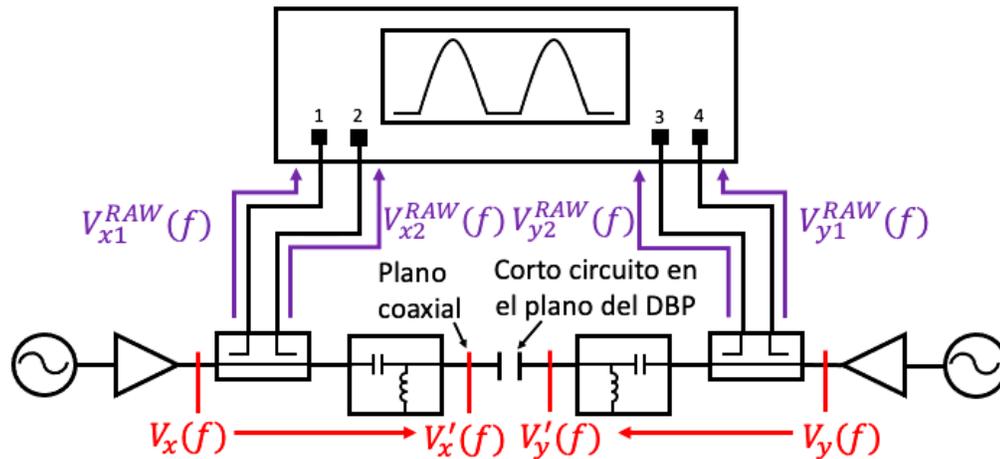


Figura 9. Paso 2 para calibrar el "load-pull" a baja frecuencia.

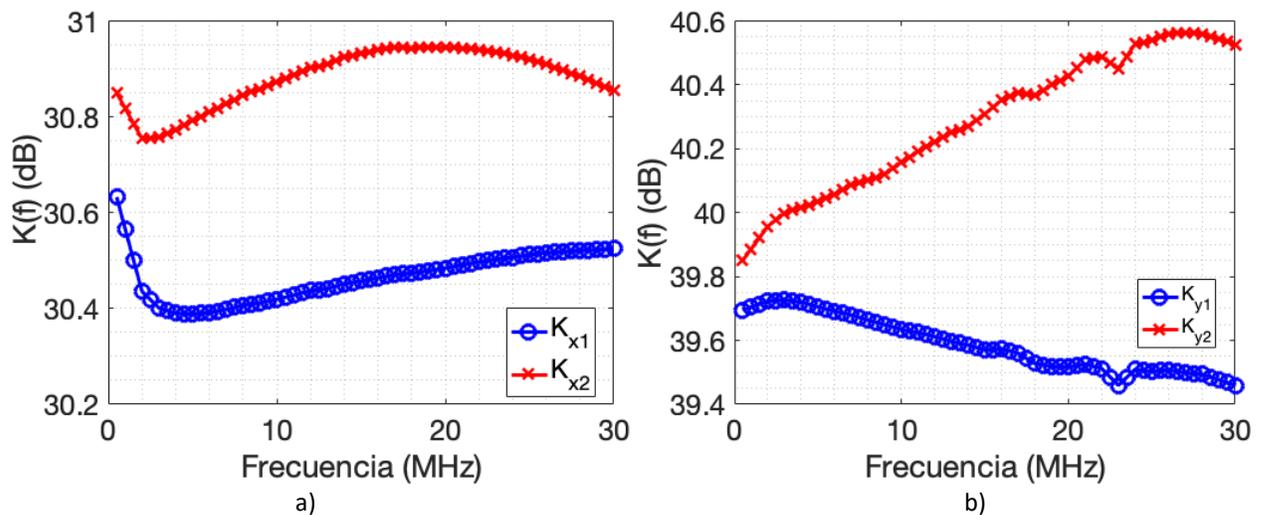


Figura 10. Factores de acoplamiento K_x y K_y del acoplador direccional de entrada (a) y de salida (b), respectivamente.

2.3.3 Paso 3: medición de elemento thru

El elemento thru es una línea de longitud cero, es decir, es un elemento que permite conectar la terminal del puerto de entrada con la terminal del puerto de salida. Como resultado se tiene que la fase medida es igual a 0° . En la Figura 12 se conecta el elemento thru en el plano del DBP. En esta configuración sólo se utiliza el generador de entrada para que la onda viaje desde el puerto de entrada, pase al de salida

mediante el thru y sea absorbida por la carga de 50Ω al final del puerto. Para conocer el desfase entre la entrada y la salida es necesario medir V_{x1}^{RAW} y V_{y2}^{RAW} . La diferencia de fase es la siguiente:

$$\phi_{x1-y1} = \phi_{V_{x1}^{RAW}} - \phi_{V_{y2}^{RAW}}. \quad (21)$$

Los resultados obtenidos para las frecuencias entre 1 y 30 MHz se muestran en la Figura 13.

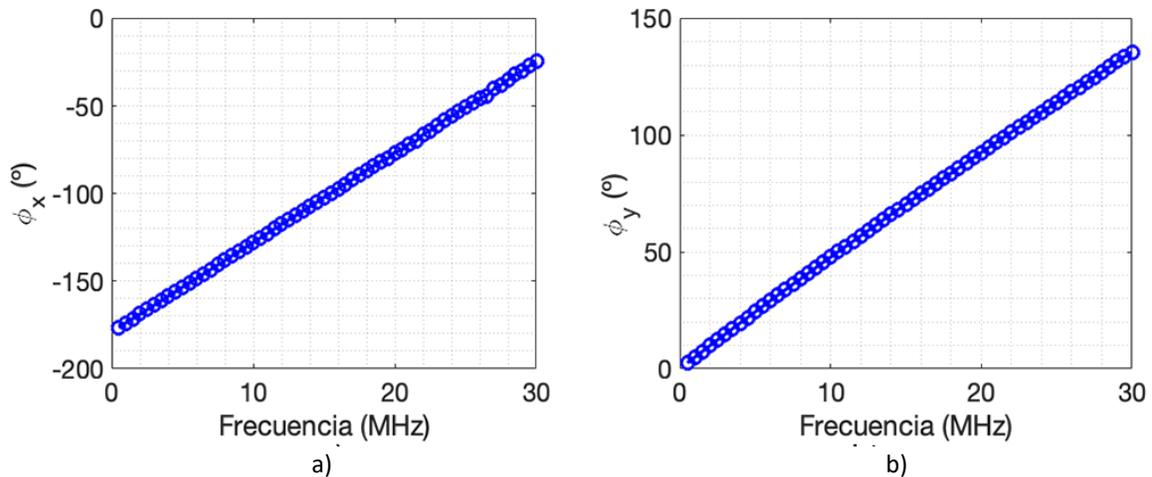


Figura 11. Desfase entre la onda incidente y reflejada del puerto de entrada (a) y salida (b).

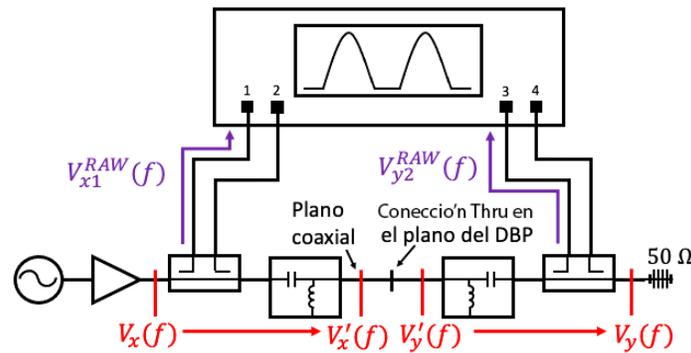


Figura 12. Paso 3 para calibrar el “load-pull” a baja frecuencia.

2.3.4 Corrección de la magnitud y la fase de las mediciones

Al realizar los tres pasos anteriores ya es posible calibrar las mediciones del dispositivo bajo prueba de interés utilizando la configuración mostrada en la Figura 5. El procedimiento para adquirir una medición y corregir la magnitud y la fase se enlista a continuación:

1. Se miden las ondas de voltaje incidentes y reflejadas utilizando el osciloscopio
2. Se aplica la transformada rápida de Fourier para obtener el contenido armónico de cada una de las ondas de voltaje
3. Se aplican las ecuaciones para corregir tanto la magnitud y la fase de cada uno de los tonos del contenido armónico
4. Se aplica la transformada inversa de Fourier para obtener las formas de onda en el dominio del tiempo

Las ecuaciones para corregir en magnitud son las siguientes:

$$V_{INC1}(f) = K'_{x1}(f)V_{INC1}^{RAW}(f), \quad (22)$$

$$V_{REF1}(f) = K'_{x2}(f)V_{REF1}^{RAW}(f), \quad (23)$$

$$V_{INC2}(f) = K'_{y1}(f)V_{INC2}^{RAW}(f), \quad (24)$$

$$V_{REF2}(f) = K'_{y2}(f)V_{REF2}^{RAW}(f), \quad (25)$$

donde $V_{INC}(f)$ y $V_{REF}(f)$ son el voltaje incidente y reflejado, respectivamente, y el subíndice 1 y 2 son el puerto de entrada y salida, respectivamente.

Para corregir la fase de los tonos se utilizan las siguientes ecuaciones:

$$\phi_{V_{INC1}}(f) = \phi_{V_{INC1}^{RAW}}(f), \quad (26)$$

$$\phi_{V_{REF1}}(f) = \phi_{V_{REF1}^{RAW}}(f) - \phi_x(f), \quad (27)$$

$$\phi_{V_{INC2}}(f) = \phi_{V_{INC2}^{RAW}}(f) - \phi_{x1-y1}(f), \quad (28)$$

$$\phi_{V_{REF2}}(f) = \phi_{V_{REF2}^{RAW}}(f) - \phi_y(f) - \phi_{x1-y1}(f). \quad (29)$$

Ahora que está calibrado cada uno de los tonos, se puede calcular el coeficiente de reflexión para cada frecuencia:

$$\Gamma(f) = \frac{V_{INC}(f)}{V_{REF}(f)}. \quad (30)$$

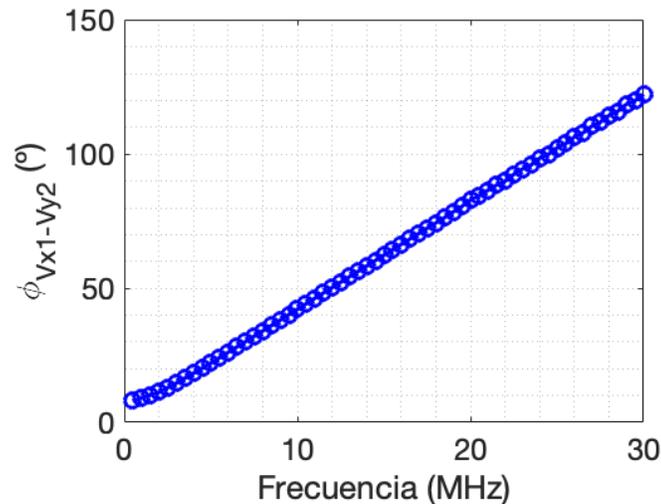


Figura 13. Desfase entre la onda incidente del puerto de entrada con la onda reflejada del puerto de salida.

2.4 Validación en magnitud y fase

Para comprobar la calibración en magnitud y fase es necesario un conjunto de elementos conocidos. En la Figura 14 se utiliza un analizador de espectro para comprobar la calibración en magnitud. La conexión consiste en conectar el analizador de espectro en el plano coaxial del dispositivo bajo prueba. Eso se hace en el plano coaxial ya que no es posible conectarlo directamente en el plano del DBP ya que el medio por el cual se mueven las ondas son líneas de microcinta. Debido a que las pérdidas son despreciables a baja frecuencia, el error por medir en el plano coaxial es despreciable también. En la Figura 15 se muestra la comparación entre la potencia medida con el analizador de espectro y la calculada mediante el “load-pull” a baja frecuencia. A la entrada del analizador de espectro se conectó un atenuador de 30 dB y las señales del generador son de 2 MHz con una amplitud de 100, 200 y 300 mV, en el puerto de entrada, y 500, 1000 y 1500 mV en el puerto de salida. Las pérdidas del cable utilizado para conectar el analizador de espectro al puerto coaxial del “load-pull” se consideraron muy pequeñas para tomarlas en cuenta. La potencia mediante el “load-pull” se calcula de la siguiente forma:

$$\text{Potencia} = 0.5 \text{Re}(I_{f_0} V_{f_0}^*). \quad (31)$$

Se observa que, tanto en el puerto de entrada como en el de salida, los valores calculados mediante el “load-pull” son muy similares a los medidos con el analizador de espectro.

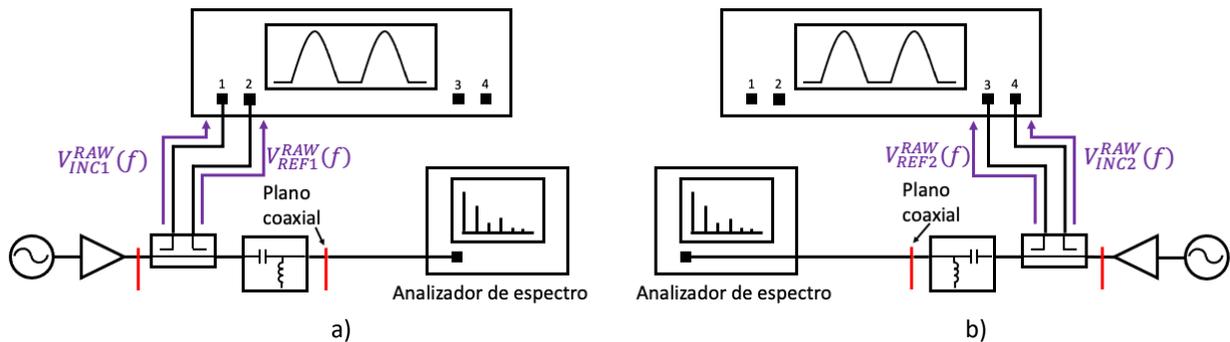


Figura 14. Validación en magnitud a la entrada (a) y a la salida (b) utilizando un analizador de espectro.

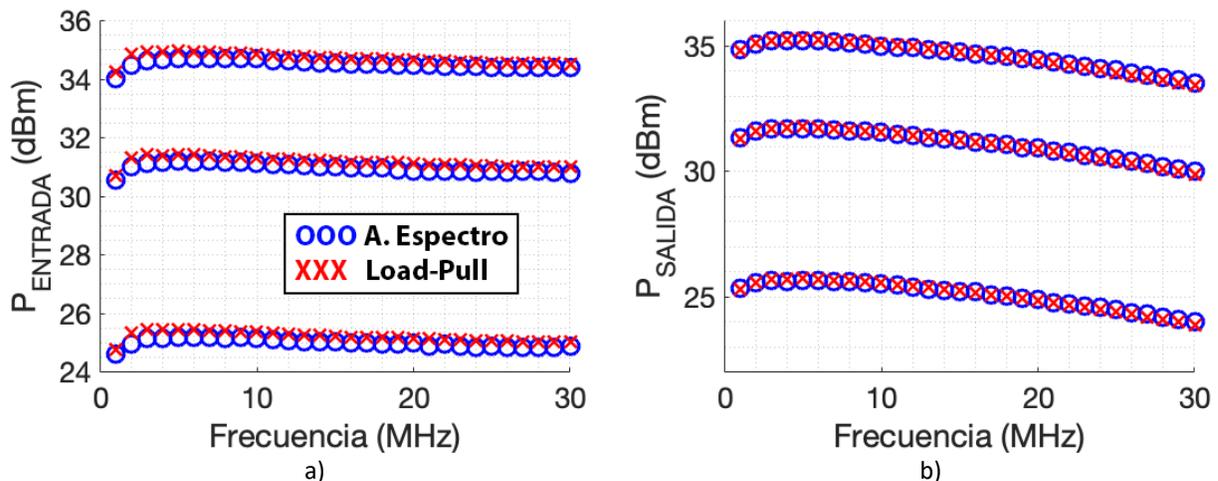


Figura 15. Validación en magnitud a la entrada (a) y a la salida (b) utilizando un analizador de espectro.

Para la validación en fase se requiere de un elemento reflector con fase conocida como el corto circuito, con magnitud igual a 1 y fase de 180° . Sin embargo, debido a que el corto circuito se utilizó en el proceso de calibración, no se puede utilizar en la validación. Utilizando cables y conectores, el corto circuito se desplazó en fase como se muestra en la Figura 16. Debido al cable agregado al puerto de salida, el desfase debe ser mayor que en el puerto de entrada. Esto se confirma en los resultados mostrados la Figura 17, donde la magnitud se mantiene constante pero la fase cambia con una pendiente diferente conforme la frecuencia aumenta. Debe resaltarse que en ambos puertos, la fase a 0.5 MHz es de 180° .

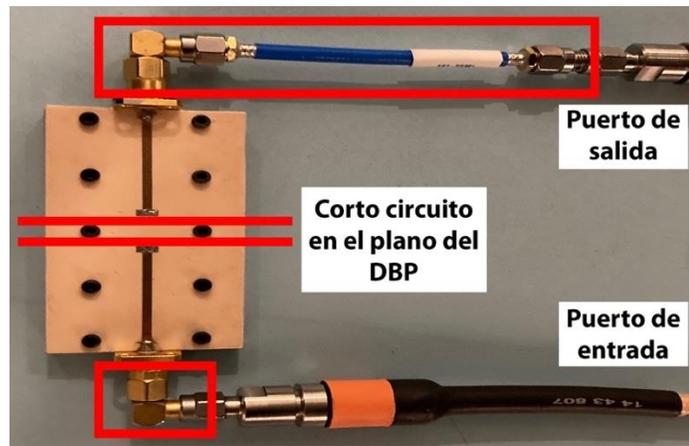


Figura 16. Corto desplazado tanto en el puerto de entrada como en el de salida. Los elementos agregados se indican con un cuadro rojo.

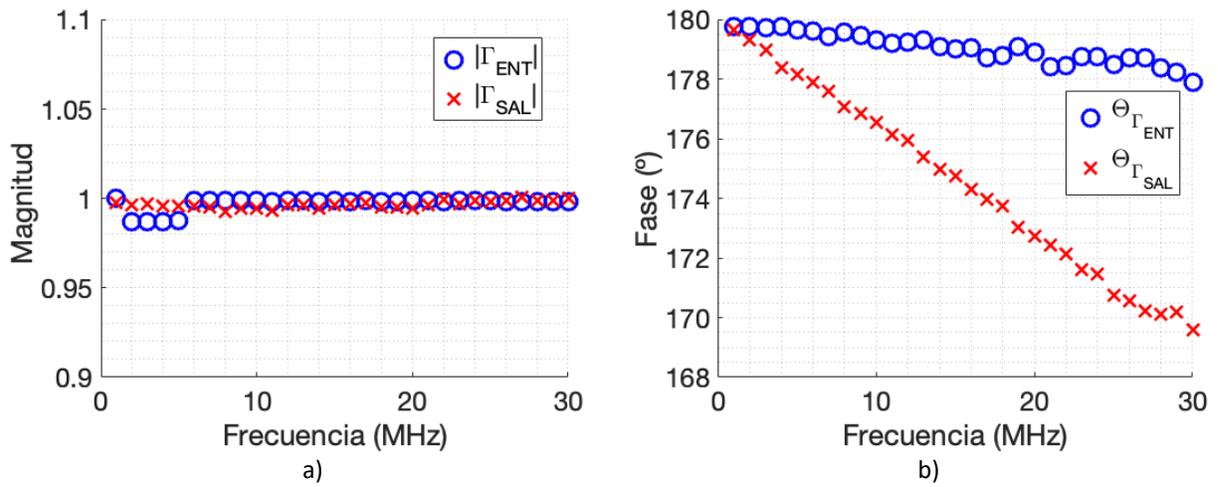


Figura 17. Magnitud (a) y fase (b) del corto desplazado en el puerto de entrada y salida.

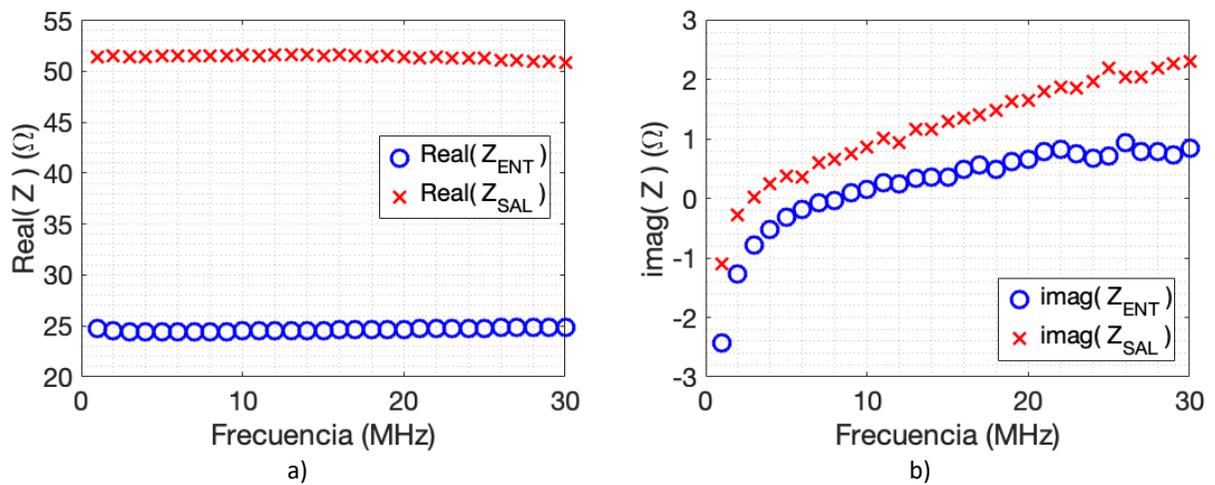


Figura 18. Magnitud (a) y fase (b) del coeficiente de reflexión de una resistencia de 25 Ω y 50 Ω en el puerto de entrada y salida, respectivamente.

Se realizó otra medición utilizando dos impedancias, una impedancia de 25Ω en el puerto de entrada y una impedancia de 50Ω en el puerto de salida. La magnitud y la fase del coeficiente de reflexión de ambas impedancias se muestra en la Figura 18. La magnitud del coeficiente de reflexión en el puerto de entrada permanece constante con un valor de 0.35. Por otro lado, la fase se mantiene en valores cercanos a los 180° . Para el puerto de salida se tiene que la magnitud del coeficiente de reflexión es menor a 0.02 pero tiene una fase que oscila desde -50° a 50° en un ancho de banda de medición de 30 MHz. Sin embargo, este comportamiento se espera cuando la carga es muy cercana a 50Ω debido a que la amplitud de la onda reflejada por la carga es muy pequeña. Evaluando las cargas para un punto específico, por ejemplo 10 MHz, la impedancia calculada en el puerto de entrada y en el de salida son $24.5 + j0.17 \Omega$ y $51.6 + j0.86 \Omega$, respectivamente. La diferencia entre el valor ideal de 25Ω y 50Ω , y el valor medido está dentro del rango de error típico de una resistencia.

2.5 Contenido armónico en las formas de onda

Para calcular la potencia y eficiencia en el puerto de salida del transistor es necesario conocer el voltaje y corriente a la frecuencia fundamental y de corriente directa (CD). Para medir el punto de intersección de tercer orden es necesario medir la potencia en el tercer armónico. Para que el transistor opere como clase-B es necesario conocer el segundo armónico y sintetizar un corto circuito. Para un amplificador clase-F es necesario conocer y controlar el tercer armónico para poder presentarle un corto circuito al segundo armónico y un circuito abierto al tercero. Sin embargo, en la mayoría de los casos, el contenido armónico de las formas de onda presenta armónicas de mayor orden. Esto no significa que sea necesario controlar la impedancia de cada armónica presente en el voltaje reflejado, sino que el contenido armónico medido no se debe truncar. El contenido armónico presente depende de la potencia de entrada, voltajes de polarización e impedancia de salida. En esta sección se analizará el contenido armónico bajo diferentes condiciones de polarización y como truncar el contenido armónico afecta las formas de onda. Cabe mencionar que representar fielmente las formas de onda de voltaje y corriente es indispensable para comprobar el modo de operación de los amplificadores de potencia. En el primer ejemplo se utilizó el transistor a base de nitruro de galio (GaN) encapsulado CGH40010F con unos voltajes de polarización $V_{GS} = -3 V$ y $V_{DS} = 10 V$; voltaje de compuerta máximo $v_{gs}^{max} = 0 V$ y una impedancia de carga óptima de 8.8Ω . El espectro del voltaje y corriente se muestran en la Figura 19. Se observa que el contenido armónico de la corriente corresponde a una onda rectificadora de media onda ya que solo presenta armónicas pares; donde los tonos más grandes son el segundo y cuarto armónico. Por otro lado, el contenido armónico del voltaje es muy grande, presentando hasta el décimo armónico. Esto se debe a que

el punto de polarización se encuentra en zona de corto y muy cerca de la zona óhmica, áreas altamente no-lineales. Se observa que el tono a la frecuencia fundamental es casi 3 veces más grande que el cuarto armónico, el armónico más grande. Normalmente, las armónicas de menor orden son las que presentan la mayor energía, por esto la relación armónica en el voltaje está definida como:

$$DA_{2,dBV} = 10 \log \left(\frac{V_{2f_0}}{V_{f_0}} \right) = -12.8 \text{ dBV}, \quad (32)$$

$$DA_{3,dBV} = 10 \log \left(\frac{V_{3f_0}}{V_{f_0}} \right) = -8.55 \text{ dBV}, \quad (33)$$

$$DA_{4,dBV} = 10 \log \left(\frac{V_{4f_0}}{V_{f_0}} \right) = -4.7 \text{ dBV}. \quad (34)$$

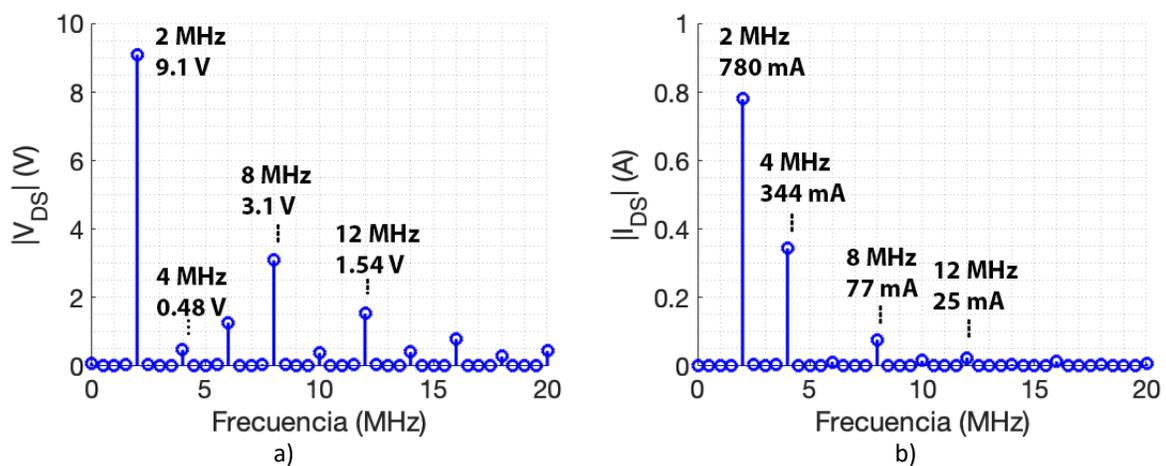


Figura 19. Espectro de la forma de onda de voltaje en a) y de corriente en b). El voltaje de drenador es igual a 10 V y voltaje de compuerta máximo $v_{gs}^{max} = 0 \text{ V}$.

En la Figura 20 se muestran las formas de onda de voltaje y corriente y las líneas de carga. Se tienen dos conjuntos distintos, uno que contiene todo el contenido armónico (hasta $10f_0$) y otro donde el contenido se truncó hasta $3f_0$. Analizando la corriente en el dominio del tiempo y de la frecuencia, se observa que al considerar solamente hasta $3f_0$, la forma de onda presenta una oscilación en la zona de corte. Esta oscilación genera una corriente negativa, un comportamiento anormal en un transistor. En el voltaje es más evidente el impacto negativo de truncar el contenido armónico. Analizando la línea de carga se observa que, además de la distorsión presente, el voltaje toma valores negativos, otro comportamiento anormal en un transistor. En la Figura 21 se observa el contenido armónico del voltaje y de la corriente

para un voltaje de polarización $V_{DS} = 30\text{ V}$ y un voltaje de compuerta máximo $v_{gs}^{max} = 0\text{ V}$. La impedancia de carga óptima para este voltaje es $33.3\ \Omega$. El contenido armónico es similar al presente en la Figura 20, se presentan principalmente armónicas pares. Con respecto al voltaje, las armónicas tienen una magnitud similar también, pero con la diferencia de que la magnitud del tono a la frecuencia fundamental es considerablemente más grande. Por lo tanto, la relación armónica con el voltaje está dada por:

$$DA_{2,dBV} = 10 \log\left(\frac{V_{2f_0}}{V_{f_0}}\right) = -16.8\text{ dBV}, \quad (35)$$

$$DA_{3,dBV} = 10 \log\left(\frac{V_{3f_0}}{V_{f_0}}\right) = -13.2\text{ dBV}, \quad (36)$$

$$DA_{4,dBV} = 10 \log\left(\frac{V_{4f_0}}{V_{f_0}}\right) = -9.2\text{ dBV}. \quad (37)$$

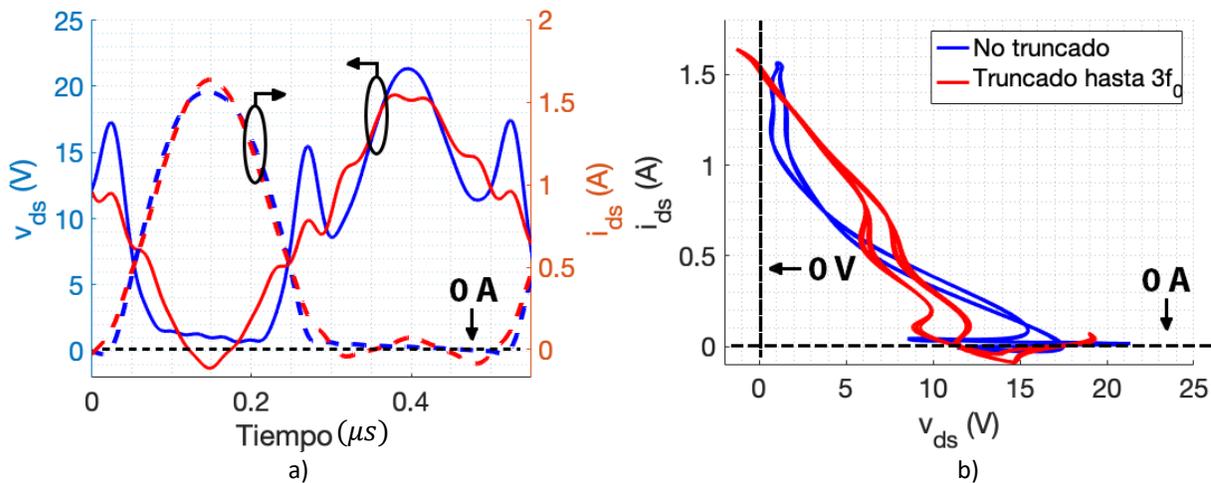


Figura 20. Formas de onda en a) y líneas de carga en b) considerando todo el contenido armónico y truncado hasta $3f_0$. El voltaje de drenador es igual a 10 V y voltaje de compuerta máximo $v_{gs}^{max} = 0\text{ V}$.

En la Figura 22 se observan las formas de onda y el contenido armónico. En la corriente, al truncar hasta $3f_0$, se observa el mismo efecto en zona de corte. Por otro lado, el voltaje negativo y la distorsión no es tan grande comparado con el caso de $V_{DS} = 10\text{ V}$, esto debido a que la diferencia entre la magnitud de las armónicas y de la fundamental es mayor. El contenido armónico presente en el voltaje no cambió sustancialmente al aumentar V_{DS} de 10 V a 30 V , lo que sugiere que el responsable es el voltaje de compuerta V_{GS} . También se ha observado que depende de las dimensiones del transistor, ya que no se observa un contenido armónico grande en transistores en oblea de baja potencia. Debido a que el sistema

debe caracterizar transistores para diferentes condiciones iniciales, el ancho de banda de la calibración debe ser lo suficientemente grande para cubrir todo el contenido armónico posible. Con los experimentos realizados en este trabajo, se encontró que la frecuencia superior debe ser igual o mayor a 20 MHz.

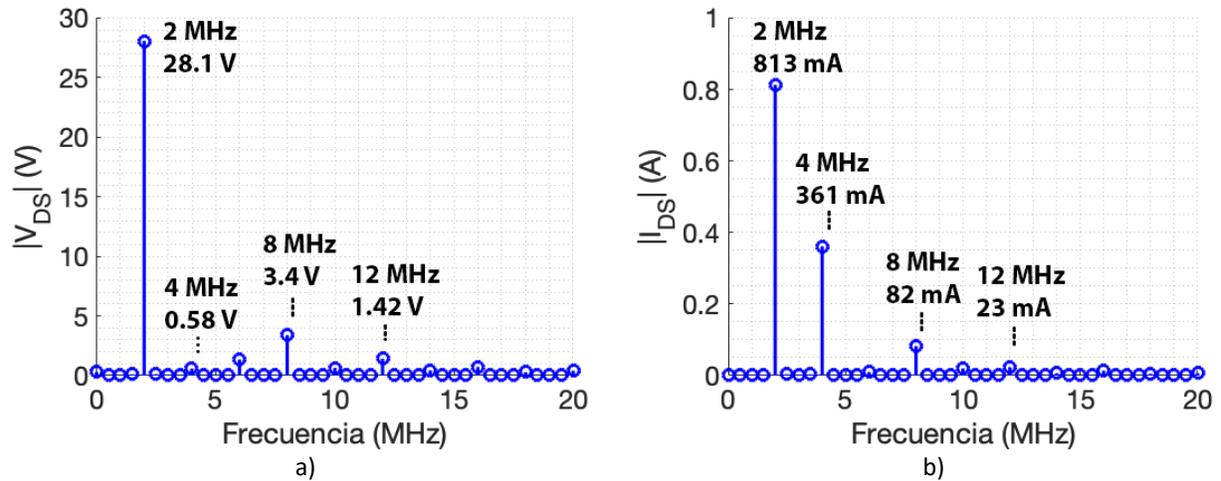


Figura 21. Espectro de la forma de onda de voltaje en a) y de corriente en b). El voltaje de drenador es igual a 30 V y voltaje de compuerta máximo $v_{gs}^{max} = 0$ V.

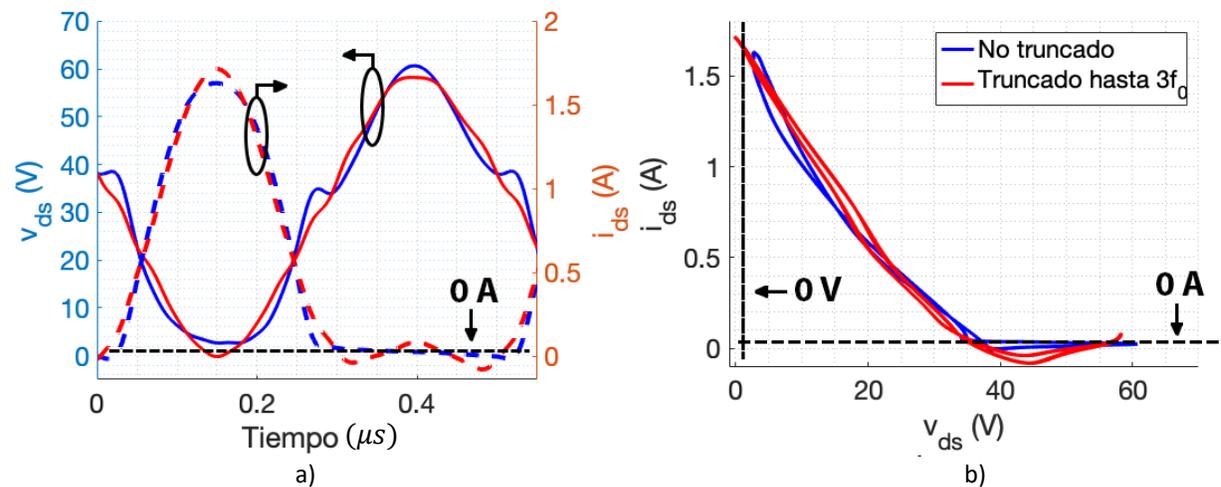


Figura 22. Formas de onda en a) y líneas de carga en b) considerando todo el contenido armónico y truncado hasta $3f_0$. El voltaje de drenador es igual a 30 V y voltaje de compuerta máximo $v_{gs}^{max} = 0$ V.

2.6 Problemas con el L-P a baja frecuencia

En esta sección se explicarán dos problemas que se tuvieron al implementar el “load-pull” a baja frecuencia. El primero es la dificultad de sintetizar impedancias cercanas a 50Ω y el segundo el efecto introducido por la red de polarización de salida.

2.6.1 Dificultades al sintetizar impedancias cercanas a 50Ω

El coeficiente de reflexión de una carga de 50Ω es igual a 0. Para lograr que el coeficiente de reflexión sea 0, el voltaje reflejado por la carga debe ser 0 V. Debido a como están definidas las ondas incidentes y reflejadas en la Figura 5 y la ecuación (4), el “load-pull” debe sintetizarle al transistor un voltaje incidente igual a 0 V. Sin embargo, esto es válido sí y solo sí el amplificador del “load-pull” tiene una impedancia característica de 50Ω para todo el ancho de banda de interés. Es decir, la salida del amplificador debe absorber el voltaje que incide sobre él. En la práctica, la impedancia característica no es exactamente 50Ω .

El siguiente experimento evalúa la impedancia presente a la salida del transistor en modo de operación clase-B. El transistor utilizado es el CGH40010F a base de GaN. Los voltajes de polarización son $V_{GS} = -3\text{ V}$ y $V_{DS} = 30\text{ V}$, mientras que el coeficiente de reflexión $\Gamma_{2f_0} = -1$. La impedancia a la frecuencia fundamental es el valor óptimo para máxima potencia. En la Figura 23 se muestra la impedancia medida a la salida del dispositivo bajo prueba. El sistema solo es capaz de controlar la impedancia de carga a la fundamental, al segundo y al tercer armónico. Debido a que en este caso $I_{3f_0} \approx 0\text{ mA}$, no es posible controlar la impedancia de carga al tercer armónico. Para las impedancias mayores al tercer armónico, el dispositivo bajo prueba tiene presente la impedancia característica del sistema “load-pull”, es decir, la impedancia del amplificador del lazo abierto de salida. Se observa que el coeficiente de reflexión a $4f_0$ no es igual a 0 (50Ω). Esto se debe a que hay reflexiones presentes entre los elementos que conforman el “load-pull” a baja frecuencia.

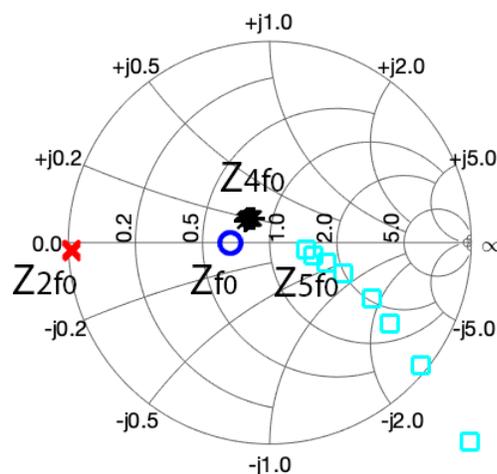


Figura 23. Impedancias presentes a la salida del dispositivo bajo prueba funcionando como amplificador clase-B, donde la parte real de Z_{4f_0} varía entre 38 y 41Ω .

Hay dos posibles soluciones a este problema:

1. Utilizar un elemento "pre-matching". Consiste en utilizar un elemento resistivo de 50Ω para absorber toda la potencia que genera el transistor.
2. Implementar un algoritmo diferente para sintetizar la carga de forma activa. Consiste en utilizar un algoritmo que suprima de forma activa la onda reflejada por el amplificador. Este algoritmo sería útil también para eliminar productos de intermodulación que dificultan sintetizar la impedancia a $3f_0$.

2.6.2 Efecto introducido por la red de polarización

Al medir a voltajes mayores de 10 V, las formas de onda presentaron comportamientos no esperados. En la Figura 24 a) se muestran las formas de onda de voltaje y corriente para un $V_{DS} = 10 V, 20 V$ y $30 V$. El voltaje no presenta ninguna anomalía, pero por otro lado, la forma de onda de corriente pierde su planaridad en la zona de corte conforme V_{DS} aumenta, presentando corriente negativa. Experimentalmente se observó que el efecto desaparecía casi en su totalidad al intercambiar la posición del acoplador con la de la red de polarización. Esto no se replicó en el puerto de entrada porque, a diferencia del acoplador de salida (de la marca "ar"), el acoplador de entrada (de la marca pulsar) bloquea el voltaje de polarización. Para analizar el efecto de la red de polarización sobre el transistor, se midió un amplificador clase-J antes y después de mover ambos elementos. En la Figura 24 b) se muestran las impedancias medidas que se le presentaron al transistor para que opere como amplificador clase-J. Los voltajes de polarización son $V_{GS} = -3 V$ y $V_{DS} = 30 V$, se aplicó la potencia de entrada para $v_{gs}^{max} = 0 V$, mientras que el coeficiente de reflexión de la impedancia de carga óptima Γ_{f_0} es -0.15. Las formas de onda de voltaje y corriente se presentan en la Figura 25. Se observa que también tiene un efecto sobre el voltaje, tanto en su valor mínimo (voltaje de codo) como en su valor máximo. Como se verá en el Capítulo 4, la expresión del voltaje del amplificador clase-J es función de la variable α . La variable tiene como objetivo agregar un término imaginario a la impedancia de la frecuencia fundamental y del segundo armónico, y su valor varía entre -1 y 1. La parte reactiva en la impedancia produce un corrimiento en la forma de onda de voltaje hacia la izquierda para $\alpha < 0$ o hacia la derecha para $\alpha > 0$. Lo que hace que la eficiencia del amplificador clase-J se mantenga constante es que el traslape del voltaje y la corriente se mantenga constante.

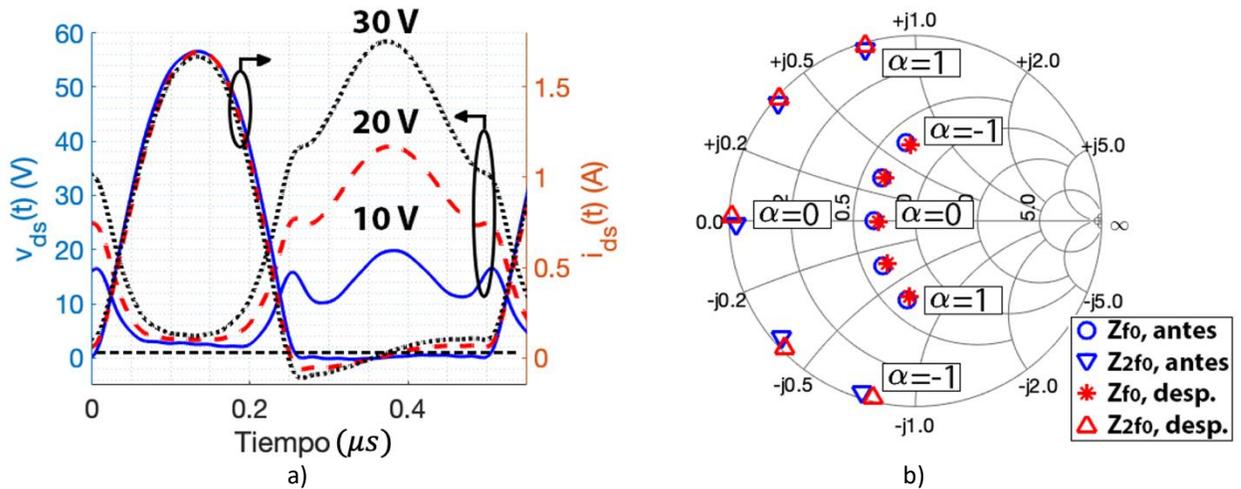


Figura 24. Las formas de onda de voltaje y corriente para $V_{DS} = 10V, 20V, 30V$ para la impedancia óptima a). Las impedancias del amplificador clase-J del experimento b).

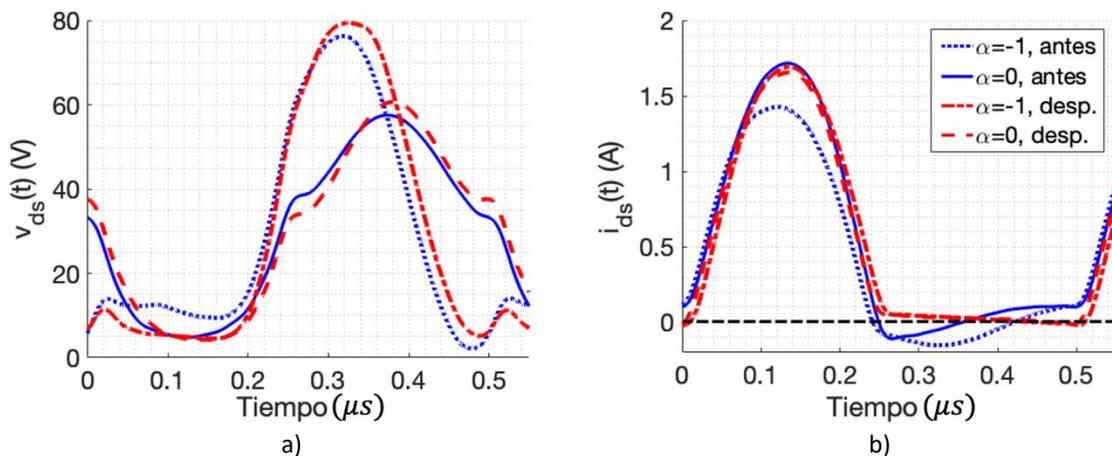


Figura 25. Formas de onda de voltaje a) y corriente b) del amplificador clase-J con $V_{DS} = 30V$ antes y después de cambiar de posición el acoplador.

Sin embargo, como se observa en la Figura 25 a), el efecto de la red de polarización sobre el transistor hace que el voltaje de codo para $\alpha = -1$ cambie considerablemente. El efecto de α en la corriente ocasiona que la no-planaridad en la zona de corte aumente. Para $\alpha < 0$, la corriente es negativa, mientras que para $\alpha > 0$, positiva. Tanto como el voltaje de codo como la no-planaridad de la corriente reducen considerablemente la eficiencia de drenador del transistor. La potencia y eficiencia antes y después de mover la red de polarización se muestra en la Figura 26. Para $\alpha < 0$, tanto la potencia como la eficiencia se reducen considerablemente, mientras que para $\alpha > 0$, la eficiencia aumenta debido a que el valle de la onda de voltaje está más cerca de 0 V. Al intercambiar de posición el acoplador con la red de polarización,

la eficiencia se mantiene constante. Por otro lado, la potencia cae cuando $\alpha \neq 0$ debido a que la amplitud de la corriente disminuye. El diagrama de bloques del sistema después de cambiar de posición el acoplador con la red de polarización se muestra en la Figura 5.

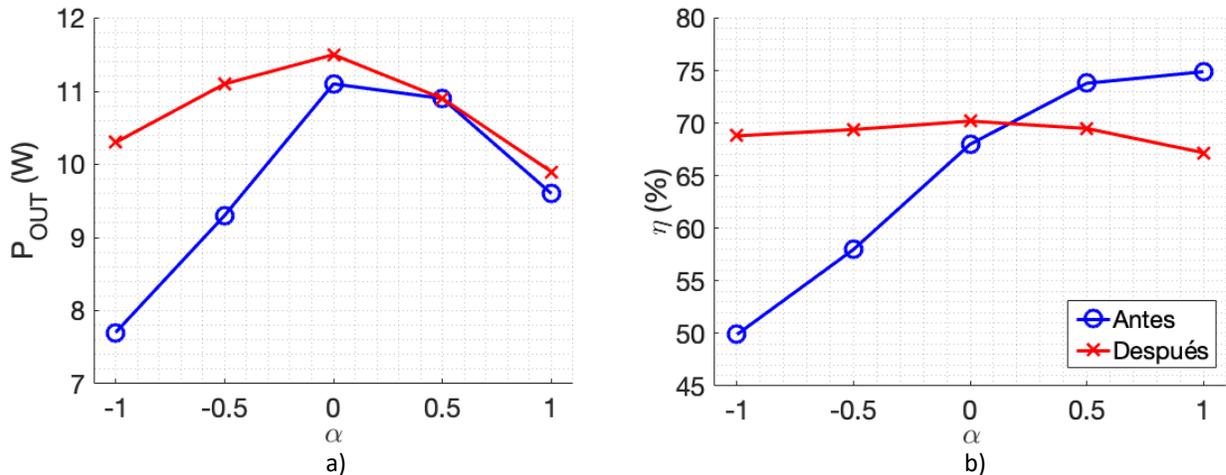


Figura 26. Potencia de salida a) y eficiencia de drenador b) del amplificador clase-J con $V_{DS} = 30 V$ antes y después de cambiar de posición el acoplador.

2.7 Ventajas del L-P activo a baja frecuencia

La principal ventaja del “load-pull” activo a baja frecuencia es que permite sintetizar coeficientes de reflexión cercanos a 1, algo indispensable en la validación y caracterización de transistores para el diseño de amplificadores de potencia. Con el siguiente experimento, esta ventaja con respecto a sistemas pasivos (Maier et al., 2015; Raffo et al., 2017) será más evidente. El siguiente experimento analiza el efecto que introduce la impedancia al segundo armónico cuando se aleja del corto circuito ideal (0Ω). Los voltajes de polarización utilizados son $V_{DS} = 10 V$ y $V_{DS} = 30 V$. En la Figura 27 se muestran las impedancias presentadas a cada voltaje de polarización. El coeficiente de reflexión al segundo armónico varía de -0.7 a -0.99. En la Figura 27 a), el coeficiente de reflexión óptimo para máxima potencia a la frecuencia fundamental es de -0.65 con $V_{DS} = 10 V$ y en b) es -0.2 con $V_{DS} = 30 V$. Convirtiendo los coeficientes en impedancias, para $V_{DS} = 10 V$, Z_{f_0} tiene un valor de 10.6Ω , mientras que Z_{2f_0} varía de 0.25Ω ($\Gamma_{2f_0} = -0.99$) hasta 8.8Ω ($\Gamma_{2f_0} = -0.7$).

Por otro lado, tenemos que para $V_{DS} = 30 V$, Z_{f_0} tiene un valor de 33.3Ω . Debe recalarse que debido a que $V_{DS} = 10 V$ está más cerca de 0 V, la impedancia debe ser más pequeña para alcanzar la corriente máxima, y por consiguiente, la máxima potencia para ese voltaje de polarización. En la Figura 28 se

muestran las formas de onda para diferentes valores de Γ_{2f_0} . Para los dos voltajes de polarización se alcanza una corriente mayor a los 1.5 A, pero para 10 V, la amplitud cambia más al variar Γ_{2f_0} ; donde el máximo de corriente y voltaje se encuentra para $\Gamma_{2f_0} = -0.99$. Γ_{2f_0} influye más en las formas de onda cuando $V_{DS} = 10\text{ V}$ que cuando es igual a 30 V debido a que su impedancia óptima se encuentra más cerca de Γ_{2f_0} . La diferencia es más clara al analizar la potencia y eficiencia en la Figura 29. La eficiencia cae 7.7 % para $V_{DS} = 10\text{ V}$, mientras que para $V_{DS} = 30\text{ V}$ cae solo 2.5 %. El mismo comportamiento se presenta en la potencia, donde para 10 V cae 0.8 dB, mientras que para 30V solo cae 0.25 dB. En los siguientes capítulos se mostrará que para poder comprobar la teoría de amplificadores de potencia será indispensable sintetizar exactamente el coeficiente de reflexión necesario.

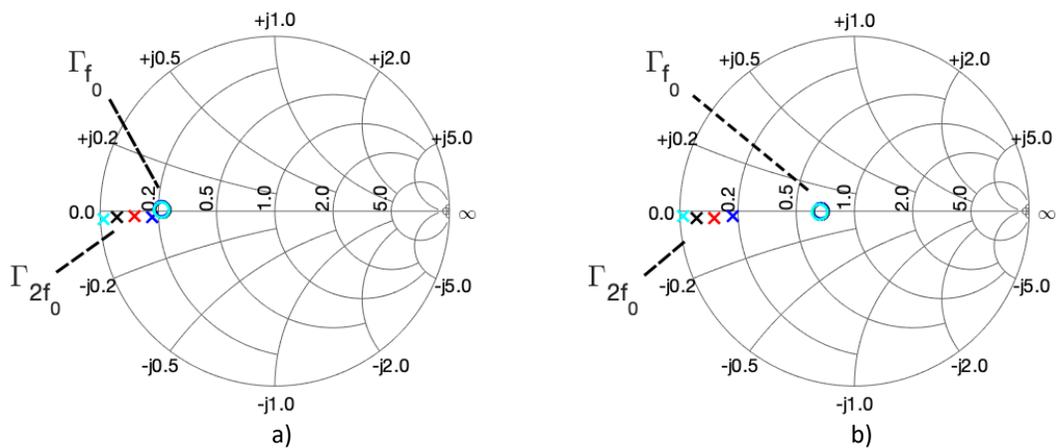


Figura 27. Carta de Smith con las impedancias presentadas para el voltaje $V_{DS} = 10\text{ V}$ a) y $V_{DS} = 30\text{ V}$ b). Se varía la magnitud de Γ_{2f_0} desde -0.7 hasta -0.99.

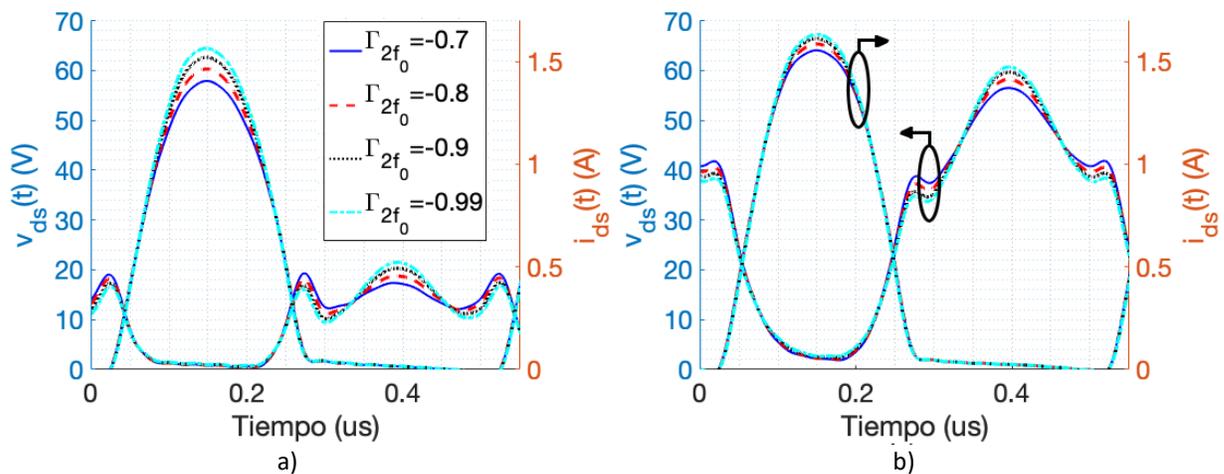


Figura 28. Formas de onda de voltaje y corriente para $V_{DS} = 10\text{ V}$ a) y $V_{DS} = 30\text{ V}$ b). Se varía la magnitud de Γ_{2f_0} desde -0.7 hasta -0.99.

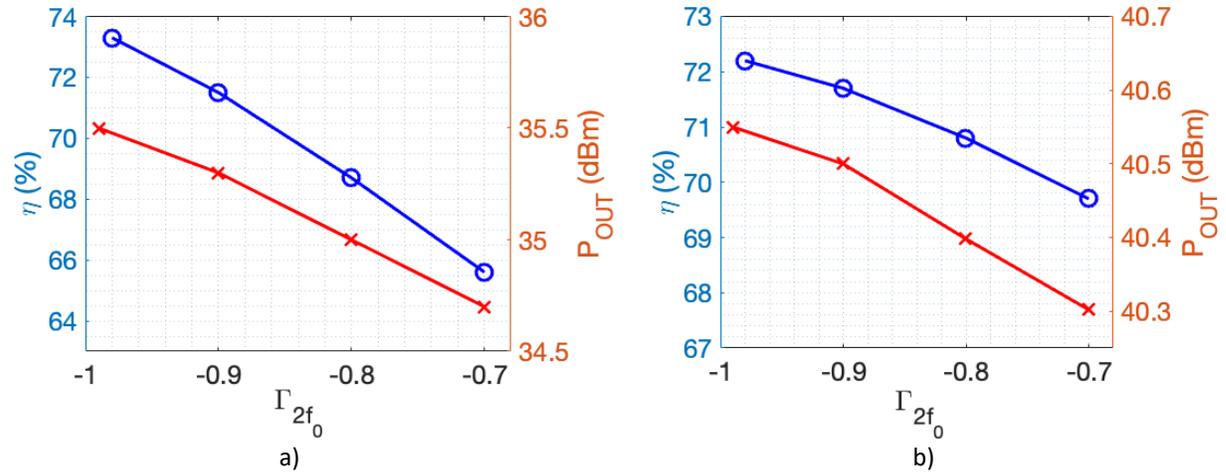


Figura 29. Potencia de salida (-x-) y eficiencia (-o-) de drenador para $V_{DS} = 10\text{ V}$ a) y $V_{DS} = 30\text{ V}$ b). Se varía la magnitud de Γ_{2f_0} desde -0.7 hasta -0.99.

Capítulo 3 Análisis teórico/experimental de los amplificadores de potencia clásicos

En este capítulo se analizarán los amplificadores de potencia clásicos que funcionan como fuente de corriente. Estos son el clase-A, AB, B y C, y la diferencia entre cada uno es el ángulo de conducción de la forma de onda de corriente. A continuación, se llevará a cabo un análisis teórico/experimental del ángulo de conducción utilizando el “load-pull” armónico activo a baja-frecuencia.

3.1 Parámetros de los amplificadores de potencia

Los parámetros más importantes de un amplificador son la linealidad, la potencia de salida (P_{Sal}), la ganancia (G) y la eficiencia, tanto la eficiencia de drenador (η_D) como la PAE (Ghannouchi & Hashmi, 2013). La eficiencia de drenador está definida como la relación entre la potencia de salida (P_{Sal}) de radio frecuencia (RF) y la potencia de corriente continua (P_{CC}):

$$\eta_D = \frac{P_{Sal}}{P_{CC}}. \quad (38)$$

Esta métrica permite evaluar la efectividad del amplificador en convertir la potencia de CC en potencia de RF a la salida. La energía que no se convierte en potencia de RF se pierde en forma de calor. Sin embargo, la métrica más utilizada es la eficiencia de potencia agregada (PAE, por sus siglas en inglés), que considera la potencia de entrada dentro del cálculo. La PAE está definida como:

$$PAE = \frac{P_{Sal} - P_{Ent}}{P_{CC}} = \frac{P_{Sal}}{P_{CC}} \left(1 - \frac{P_{Ent}}{P_{Sal}}\right) = \eta_D \left(1 - \frac{1}{G}\right). \quad (39)$$

Reescribiendo la definición de la PAE se encuentra que es dependiente de la ganancia del transistor. La PAE y η_D son aproximadamente iguales cuando la ganancia es grande, y conforme esta disminuye, el valor de la PAE disminuye también. La linealidad del amplificador está ligada con el contenido armónico presente en la señal de salida. Por lo general, la segunda y la tercera armónica son las que contienen mayor energía, por lo tanto, la distorsión armónica se define de la siguiente forma:

$$DA_{2,dBc} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{2f_0,Sal}}{P_{f_0,Sal}} \right), \quad (40)$$

$$DA_{3,dBc} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{3f_0,Sal}}{P_{f_0,Sal}} \right). \quad (41)$$

La distorsión armónica está expresada en dBc y normalizada a la potencia de la frecuencia fundamental. Cabe señalar que, por lo general, las armónicas son suprimidas por encontrarse fuera de la banda de operación de la red de adaptación del amplificador. La distorsión debido a los productos de intermodulación (IMD por sus siglas en inglés) está más presente en los sistemas de comunicaciones inalámbricas actuales. Esta se produce cuando dos o más señales interactúan dentro de un amplificador produciendo señales no deseadas adicionales. Por ejemplo, los productos de intermodulación generados por dos señales aplicadas a la entrada del amplificador son:

$$IMD_{productos} = mf_1 \pm nf_2, \quad (42)$$

donde m y n son enteros y definen el orden del producto de intermodulación como la suma de $m + n$.

Al igual que las armónicas de la frecuencia fundamental, los productos de intermodulación de orden mayor a tres generalmente son eliminados por estar fuera de la banda de funcionamiento de la red de adaptación. Por otro lado, los productos de intermodulación de tercer orden $2f_1 - f_2$ y $2f_2 - f_1$ comprometen la linealidad del dispositivo debido a que se localizan dentro de la banda de funcionamiento, muy cerca de las frecuencias fundamentales f_1 y f_2 . El producto de intermodulación de tercer orden (IMD3) está definido como:

$$IMD_{3,dBc} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{Sal}(2f_2 - f_1)}{P_{Sal}(f_2)} \right) \approx 10 \log_{10} \left(\frac{P_{Sal}(2f_1 - f_2)}{P_{Sal}(f_1)} \right). \quad (43)$$

Otra métrica muy utilizada para especificar las no-linealidades de un amplificador es el punto de intersección de tercer orden. Este consiste en el punto de intersección entre la recta de potencia teórica a la frecuencia fundamental y la de los productos de intermodulación de tercer orden. Existen otras métricas como la relación de potencia de los canales adyacentes, pero debido al limitado ancho de banda de funcionamiento actual, no es posible utilizar múltiples tonos como señales de entrada.

3.2 Teoría del ángulo de conducción

En la Figura 30 se muestra la forma de onda de corriente en función de la variable θ . El ángulo de conducción está definido como 2θ . Conforme θ disminuye, la corriente comienza a recortarse. La teoría del ángulo de conducción descrita en (Grebennikov et al., 2012) define la forma de onda de voltaje y corriente como:

$$v_{ds} = V_{DS} + V_{DS} \cos(\omega t), \quad (44)$$

$$i_{ds} = g_m V_{in} (\cos(\omega t) - \cos(\theta)). \quad (45)$$

donde V_{DS} es el voltaje de drenador-fuente, g_m la transconductancia y V_{in} el voltaje de entrada.

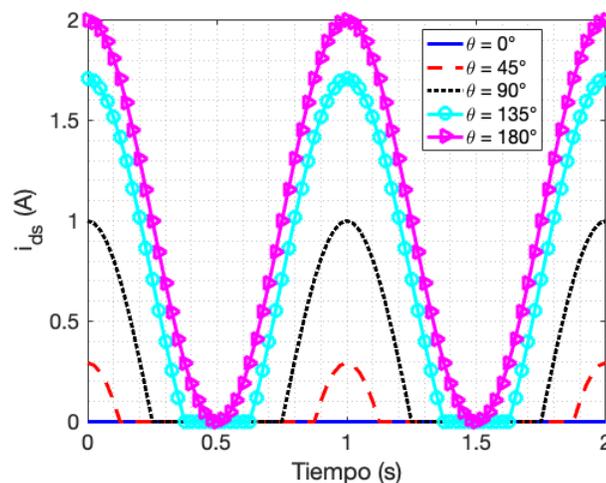


Figura 30. Forma de onda de corriente en función del ángulo de conducción.

Para analizar la forma de onda de corriente dependiente del ángulo de conducción, se utiliza la serie de Fourier definida hasta la n armónica:

$$i(\omega t) = I_0 + I_1 \cos(\omega t) + I_2 \cos(2\omega t) + \dots + I_n \cos(n\omega t). \quad (46)$$

Por otro lado, los coeficientes de la serie de Fourier se calculan de la siguiente forma:

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} g_m V_{in} \int_{-\theta}^{\theta} (\cos(\omega t) - \cos(\theta)) d\omega t = g_m V_{in} I_0(\theta), \quad (47)$$

$$I_1 = \frac{1}{\pi} g_m V_{in} \int_{-\theta}^{\theta} (\cos(\omega t) - \cos(\theta)) \cos(\omega t) d\omega t = g_m V_{in} I_1(\theta), \quad (48)$$

$$I_n = \frac{1}{\pi} g_m V_{in} \int_{-\theta}^{\theta} (\cos(\omega t) - \cos(\theta)) \cos(n\omega t) d\omega t = g_m V_{in} I_n(\theta). \quad (49)$$

Las soluciones de las ecuaciones (47)-(49) son:

$$I_0(\theta) = \frac{1}{\pi} (\text{sen}(\theta) - \theta \cos(\theta)), \quad (50)$$

$$I_1(\theta) = \frac{1}{\pi} \left(\theta - \frac{\text{sen}(2\theta)}{2} \right), \quad (51)$$

$$I_n(\theta) = \frac{1}{\pi} \left(\frac{\text{sen}(n-1)\theta}{n(n-1)} - \frac{\text{sen}(n+1)\theta}{n(n+1)} \right). \quad (52)$$

Las ecuaciones (50)-(52) describen el contenido armónico de la forma de onda de corriente en función del ángulo de conducción, como se muestra en la Figura 31. Para un ángulo de conducción de 360° ($\theta = 180^\circ$), la amplitud de la corriente directa y la frecuencia fundamental son iguales, mientras que las armónicas son iguales a cero. Es decir, la forma de onda de corriente es una senoidal. Cuando el voltaje y la corriente son puramente senoidales, el modo de operación del transistor es conocido como amplificador clase-A. Conforme el ángulo de conducción comienza a decrecer, la forma de onda se recorta y el contenido armónico aumenta. Cuando el ángulo de conducción es de 180° ($\theta = 90^\circ$), la forma de onda resultante es una senoidal rectificadora de media onda. En este punto, el contenido armónico de la corriente lo constituyen solamente las armónicas pares. El modo de operación que presenta esta forma de onda de corriente se le conoce como amplificador clase-B. Al seguir reduciendo el ángulo de conducción, las armónicas impares aparecen de nuevo. Al modo de operación con un ángulo entre 360° y 180° se le conoce como clase-AB, mientras que para ángulos menores a 180° se le conoce como clase-C.

La eficiencia y potencia de salida en función del ángulo de conducción se muestran en la Figura 32. La potencia mostrada se calcula de la siguiente forma:

$$P_{Sal} = \frac{1}{2} V_1 I_1(\theta). \quad (53)$$

Desarrollando la ecuación (38) en términos de voltajes y corrientes, se tiene que la eficiencia está definida como:

$$\eta_D = \frac{P_{Sal}}{P_{CC}} = \frac{1}{2} \frac{V_1 I_1(\theta)}{V_{DS} I_0(\theta)} \quad (54)$$

Se observa que la máxima potencia se obtiene en el modo de operación clase-A, pero también la eficiencia mínima (50 %). Por otro lado, el clase-C presenta máxima eficiencia pero potencia mínima. La caída de potencia se debe claramente a la reducción de la amplitud de la corriente cuando el ángulo de conducción disminuye.

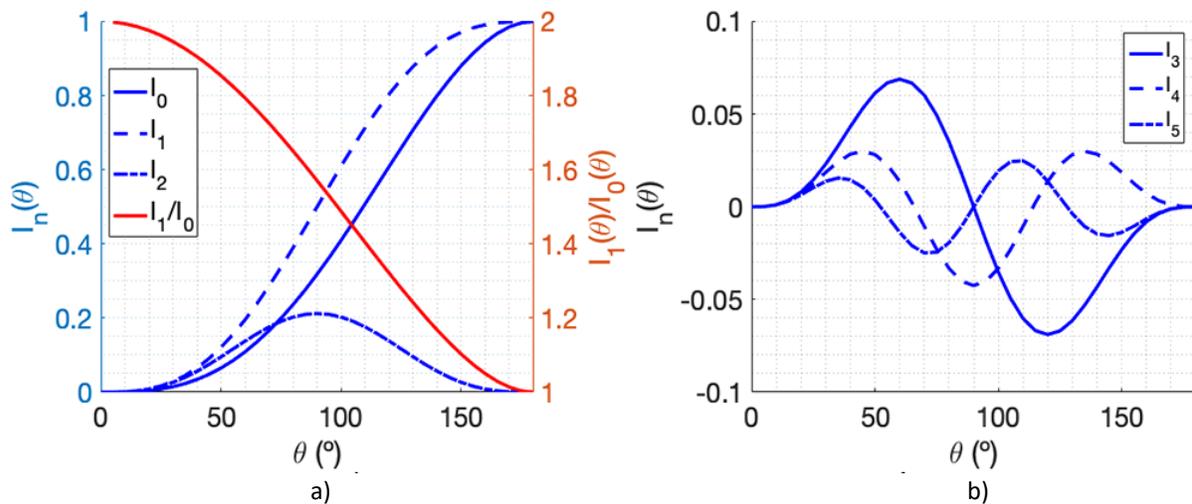


Figura 31. El contenido armónico de la corriente en función del ángulo de conducción. La componente continua, la fundamental y el segundo armónico se muestran en a), mientras que las armónicas de orden superior en b).

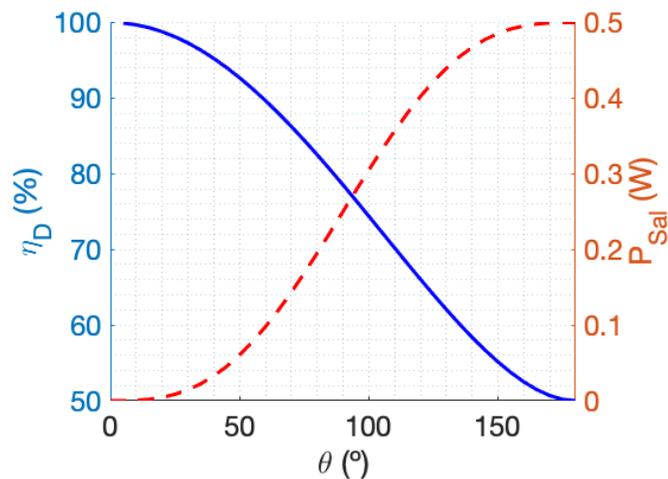


Figura 32. Eficiencia de drenador y potencia de salida en función del ángulo de conducción.

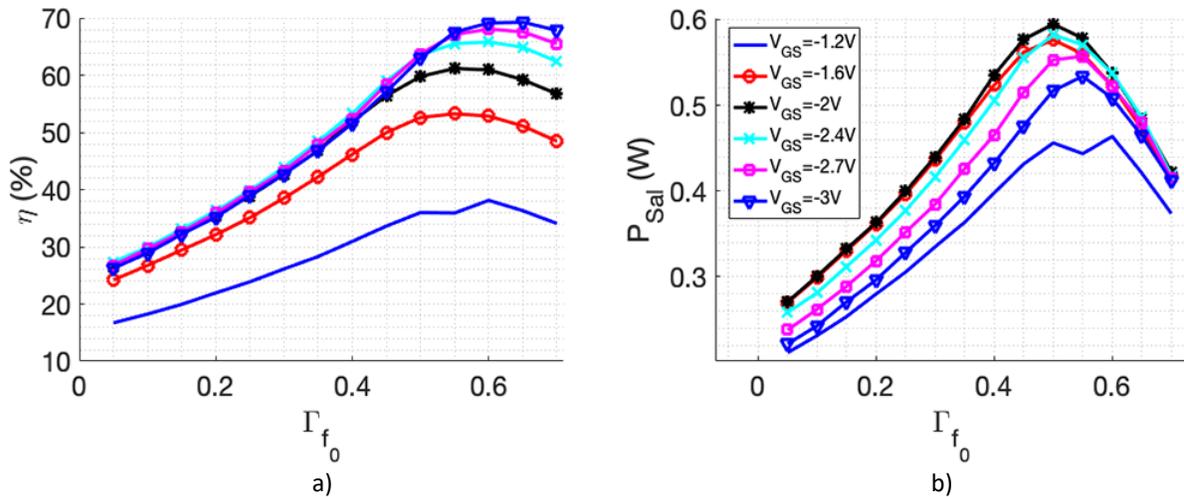


Figura 33. Eficiencia de drenador en a) y potencia de salida en b) en función de Γ_{f_0} para diferentes valores de V_{GS} .

3.3 Análisis experimental del ángulo de conducción

Para este análisis experimental, se utilizó el transistor en oblea basado en GaN con un ancho de 300 μm . El ángulo de conducción lo define el voltaje de polarización V_{GS} , por lo que éste se varió experimentalmente. Cabe mencionar que el análisis teórico no presenta las mismas condiciones iniciales que el análisis experimental, ya que en el primero, la potencia de entrada se mantiene constante; mientras que en el segundo, la potencia se ajusta para mantener un v_{gs}^{max} constante. Esto explica porqué en el análisis teórico la potencia cae hasta cero conforme el ángulo de conducción se reduce. Sin embargo, el análisis experimental nos muestra las condiciones ideales para obtener máxima potencia y máxima eficiencia en aplicaciones prácticas. El análisis realizado consistió en variar el V_{GS} desde -1.2 V hasta -3.2 V, manteniendo constante v_{gs}^{max} con un valor de 0 V. Para cada valor de V_{GS} , se varió Γ_{f_0} desde 0.05 hasta 0.8. La impedancia correspondiente es de 55.3 Ω y 450 Ω , respectivamente. Los primeros resultados se muestran en la Figura 33, la eficiencia mostrada en (a) y la potencia en (b) en función de Γ_{f_0} para valores de V_{GS} constantes. Se concluye que el coeficiente de reflexión óptimo para máxima potencia para cada V_{GS} constante es diferente al de máxima eficiencia. También se observa que pequeños cambios en Γ_{f_0} son pequeños cambios en la potencia de salida. Los resultados se grafican utilizando el coeficiente de reflexión y no la impedancia de carga a f_0 porque es más sencillo encontrar el valor máximo visualmente. Considerando $\Gamma_{f_0}^{opt}$ de máxima potencia para cada valor de V_{GS} medido, se obtuvieron los resultados mostrados en la Figura 34. La eficiencia experimental presenta el mismo comportamiento que la teórica, ya que cuando el ángulo de conducción disminuye, la eficiencia aumenta. Por otro lado, la potencia no

presenta su valor máximo en un ángulo de conducción cercano a 360° . Sin embargo, la potencia cae conforme el ángulo de conducción disminuye después de pasar por el valor máximo.

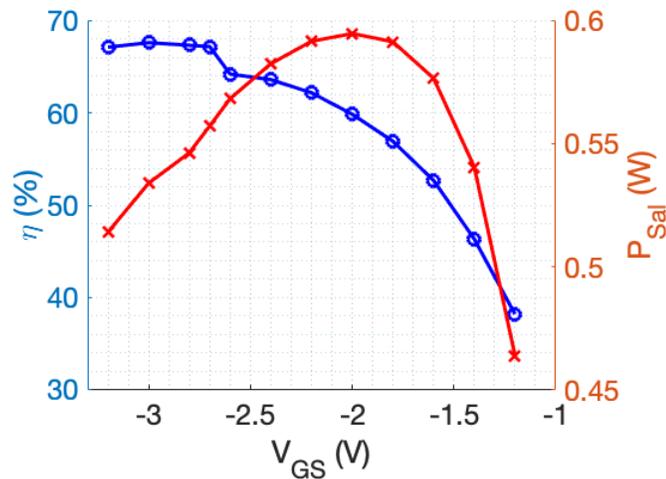


Figura 34. Eficiencia de drenador (-o-) y potencia de salida (-x-) en función de V_{GS} para su correspondiente Γ_{f_0} óptimo.

El contenido armónico de la forma de onda de corriente en función de V_{GS} para su respectivo $\Gamma_{f_0}^{opt}$ se muestra en la Figura 35. Analizando I_{DS,f_0} , se observa que presenta un cambio de aproximadamente 5 mA entre -3.2 V y -1.5 V. Por otro lado, la segunda y tercer armónica cambian sustancialmente con el voltaje de polarización. No hay un voltaje de polarización donde todas las armónicas sean cero, ya que cuando $I_{DS,2f_0}$ tiene su valor mínimo, $I_{DS,3f_0}$ tiene su valor máximo, y viceversa. Por lo tanto, el amplificador clase-A libre de armónicas no se puede sintetizar. Sería necesario reducir la potencia de entrada o cambiar la impedancia de salida, teniendo como consecuencia una reducción en la potencia y eficiencia. El voltaje de polarización seleccionado para el clase-A es -1.4V. Para el amplificador clase-B es necesario que presente solamente armónicas pares. Para $V_{GS} = -2.7$ V, $I_{DS,2f_0}$ tiene un valor diferente de cero, mientras que $I_{DS,3f_0}$ tiene su valor mínimo. Sin embargo, presenta quinto armónico. Para $V_{GS} = -2$ V, $I_{DS,5f_0}$ es aproximadamente cero, pero $I_{DS,3f_0}$ aumentó considerablemente. En la mayoría de los casos se le da prioridad a reducir a la armónica de menor orden y que, por lo general, es más grande. En este caso, la forma de onda de corriente del clase-B se obtiene con $V_{GS} = -2.7$ V. Cualquier voltaje entre -1.4 V y -2.7 V presentará una corriente de un clase-AB, y un clase-C con voltajes menores de -2.7 V. Las formas de onda, así como las líneas de carga, se muestran en la Figura 36. Se observa que el amplificador clase-A no presenta un voltaje puramente senoidal, por lo que sería necesario ajustar V_{GS} o la impedancia de carga para eliminar el contenido armónico.

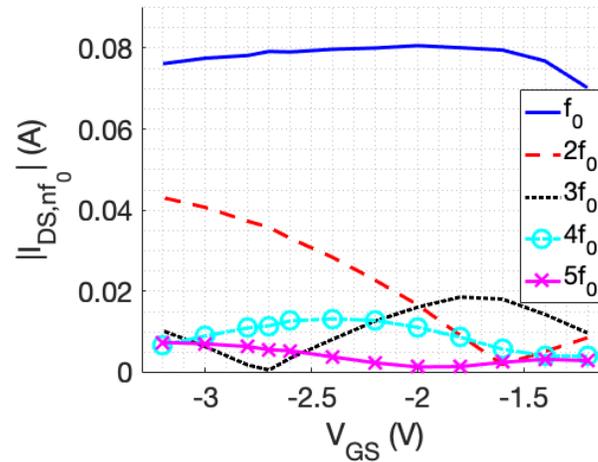


Figura 35. Contenido armónico de la forma de onda de corriente en función de V_{GS} para su correspondiente Γ_{f_0} óptimo.

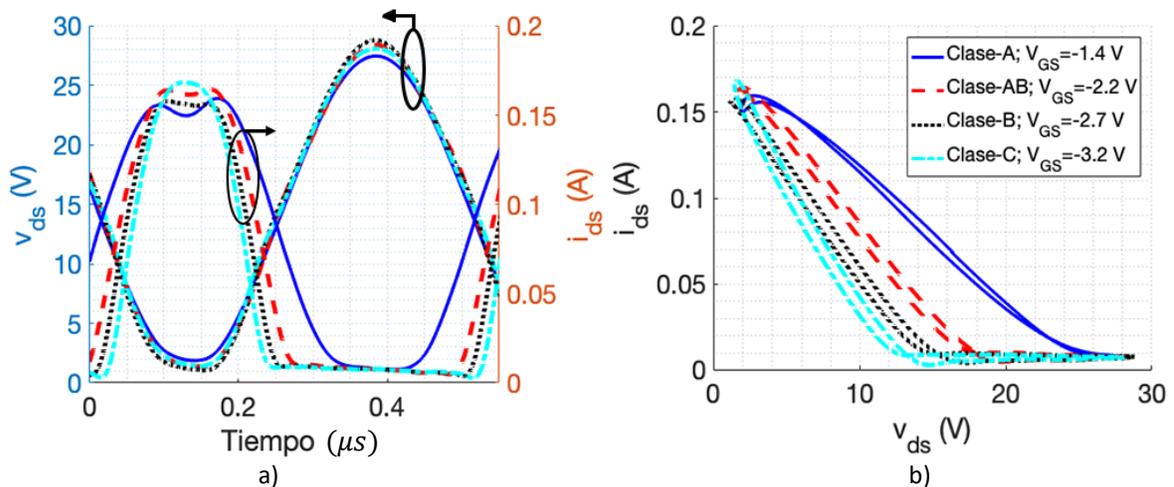


Figura 36. Formas de onda de voltaje y corriente a) y líneas de carga para diferentes modos de operación.

3.4 Análisis experimental del amplificador clase-B

En esta sección se analizará y optimizará el funcionamiento del transistor como amplificador clase-B. Los pasos a seguir son los siguientes:

1. Polarizar el transistor en zona de corte
2. Buscar la impedancia óptima de potencia

3. Ajustar el voltaje de polarización V_{GS} para minimizar $I_{DS,3f_0}$

La zona de corte del transistor es el punto donde no fluye corriente entre las terminales de drenador y fuente. Para polarizar al transistor en zona de corte se puede utilizar como valor inicial el voltaje de umbral especificado en la hoja de datos. Para que el transistor entregue la potencia máxima se debe buscar la impedancia que entregue la máxima excursión de voltaje y de corriente. La impedancia óptima considerando el voltaje de codo V_K se puede calcular mediante la ley de Ohm (Cripps, 2006):

$$R_{opt} = \frac{2(V_{DS} - V_K)}{I_{max}}. \quad (55)$$

Al igual que con el voltaje umbral, la corriente máxima se puede consultar en la hoja de datos del transistor, sin embargo, es mejor medirla junto a V_K mediante curvas I-V pulsadas. Con el voltaje de umbral e impedancia inicial se puede empezar la optimización del amplificador clase-B. A partir de este capítulo, el análisis de los amplificadores de potencia se llevará a cabo utilizando dos transistores de potencia encapsulados, el CGH40010F a base de GaN, y el CRF24010F a base de SiC. El objetivo de esta comparación es mostrar las diferencias entre ambos semiconductores y el estado actual de ambas tecnologías. Aunque el transistor de SiC utilizado aquí ya está discontinuado y el futuro de este semiconductor en aplicaciones de alta frecuencia no es muy claro, este transistor permitirá observar los problemas presentes en la tecnología GaN actual. Como se indicó en el Capítulo 1, el circuito eléctrico equivalente para el transistor consta solamente de las resistencias parásitas, de las cuales solo R_S y R_D presentan una caída de voltaje no despreciable. El valor de las resistencias utilizadas se muestra en la Tabla 1, y fueron extraídas utilizando el método descrito en (Zarate-de Landa et al., 2009). Para calcular los voltajes intrínsecos en el plano de la fuente de corriente se realiza el siguiente cálculo:

$$v_{gs}^{int} = v_{gs}^{ext} - i_{ds}^{int} * R_S, \quad (56)$$

$$v_{ds}^{int} = v_{ds}^{ext} - i_{ds}^{int} * (R_S + R_D). \quad (57)$$

Tabla 1. Resistencias parásitas R_S y R_D del transistor a base de GaN y a base de SiC.

Transistor	R_S	R_D
CGH40010F (GaN)	0.22 Ω	0.66 Ω
CRF24010F (SiC)	0.82 Ω	1.7 Ω

Los valores iniciales de polarización de los transistores son $V_{GS}^{GaN} = -3 V$, $V_{GS}^{SiC} = -10 V$ y $v_{gs}^{max} = 0 V$. Aunque se buscan los valores óptimos para eliminar el tercer armónico en la corriente, se pueden utilizar estos voltajes y obtener buenos resultados en términos de potencia y eficiencia (Molina-Cesena et al., 2022). Se varió la impedancia a la frecuencia fundamental mientras que se sintetizó un corto circuito al segundo y al tercer armónico (si la magnitud de $V_{REF,3f_0}$ es diferente de cero). También se varió V_{DS} , el cual tomó valores entre 10 y 30 V. La potencia y eficiencia obtenida para el transistor basado en GaN y el SiC se muestran en la Figura 37 inciso a) y b), respectivamente. El coeficiente de reflexión óptimo $\Gamma_{f_0}^{opt}$ para cada valor de V_{DS} para el GaN y el SiC se muestra en la Tabla 2. El transistor basado en GaN presenta impedancias más pequeñas que el transistor basado en SiC debido a que la corriente máxima es mayor. El contenido de las formas de onda de voltaje y corriente cambian en función de Z_{f_0} , V_{GS} y v_{gs}^{max} . En la Figura 37 se muestra la impedancia óptima en función del voltaje de drenador V_{DS} para $v_{gs}^{max} = 0 V$.

Se seleccionó este voltaje para presentar la máxima excursión de voltaje en la entrada sin que llegue a valores positivos. Esto ayuda a que el diodo de compuerta no se polarice en directa y fluya corriente que pueda dañar el dispositivo. Como veremos en las siguientes figuras, esto también ayuda a que la distorsión presente en las formas de onda no sea muy grande. Analizando la Tabla 2 y la Figura 37 se observa que $\Gamma_{f_0}^{opt}$ para máxima potencia cambia linealmente en función de V_{DS} . A su vez, se muestra que la eficiencia mantiene un valor alto y aproximadamente constante. Este comportamiento es bastante relevante ya que, a pesar de que el voltaje de codo aumenta al incrementar V_{DS} (y por lo tanto la potencia disipada), la eficiencia es mayor a 75 % y 66 % para el transistor a base de GaN y a base de SiC, respectivamente. La diferencia en los valores de eficiencia se debe principalmente al voltaje de codo V_K presente en ambos transistores en $\Gamma_{f_0}^{opt}$ para máxima potencia.

Tabla 2. Coeficiente de reflexión óptimo (e impedancia) para máxima potencia en función del voltaje de polarización de V_{DS} .

Transistor	10 V	15 V	20 V	25 V	30 V
CGH40010F (GaN)	-0.65 (10.6 Ω)	-0.5 (16.6 Ω)	-0.4 (21.4 Ω)	-0.3 (26.9 Ω)	-0.2 (33.3 Ω)
CRF24010F (SiC)	-0.55 (14.5 Ω)	-0.4 (21.4 Ω)	-0.3 (26.9 Ω)	-0.2 (33.3 Ω)	-0.15 (37 Ω)

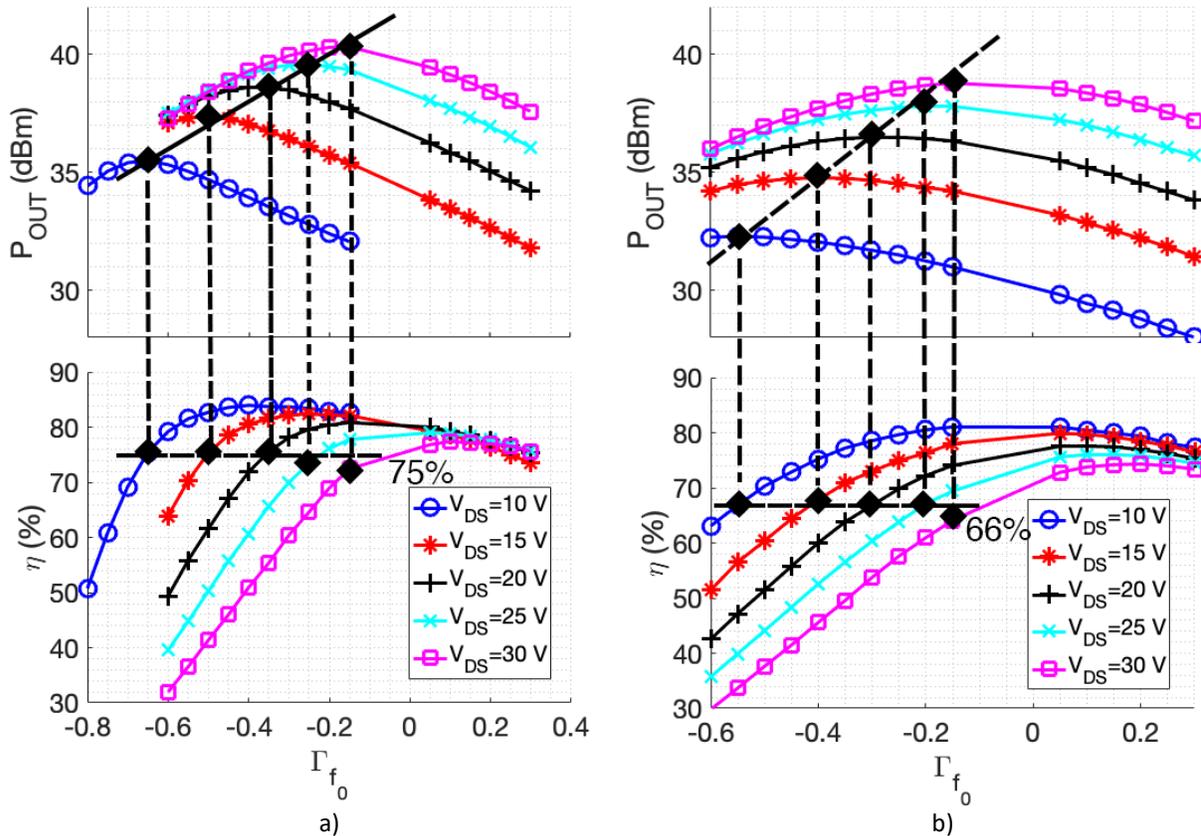


Figura 37. Potencia y eficiencia obtenida al variar Γ_{f_0} del transistor GaN CGH40010F a) y del SiC CRF24010F b). El voltaje de polarización de compuerta V_{GS} de los transistores es igual a -3V y -10V, respectivamente.

En la Figura 38 se presentan las líneas de carga para diferentes valores de Γ_{f_0} y V_{DS} . En a) y b) se varía Γ_{f_0} para $V_{DS} = 10\text{ V}, 20\text{ V}, 30\text{ V}$, agregando también las curvas I-V pulsadas correspondientes a $v_{gs}^{max} = 0\text{ V}$. El sistema de mediciones pulsadas permite anchos de pulso menores a $1\text{ }\mu\text{s}$, sin embargo, debido a la inductancia de la red de polarización, el pulso de corriente presenta oscilaciones. Para evitar esas oscilaciones, se utilizó un ancho de pulso de $2.5\text{ }\mu\text{s}$. La corriente máxima de las líneas de carga del transistor basado en GaN difiere considerablemente con la corriente máxima de las curvas I-V. Sin embargo, para impedancias mayores a la óptima, la diferencia entre las líneas de carga y las curvas I-V es muy pequeña. Esto es más claro en la Figura 38 c) donde se comparan solamente las líneas de carga para $\Gamma_{f_0}^{opt}$. Las líneas de carga del transistor a base de SiC mostradas en la Figura 38 b) y d) no presentan reducción en corriente ni incremento del voltaje de codo cuando V_{DS} aumenta. Otra diferencia muy evidente entre los resultados de ambos transistores es como cambia la corriente. Con el GaN, la corriente máxima al variar V_{DS} permanece constante, mientras que el aumento en la excursión de voltaje permite tener mayor ganancia en potencia. Por otro lado, con el SiC, es necesario que la excursión de corriente y voltaje aumenten conforme V_{DS} aumenta para obtener mayor potencia. Analizando la Figura 37, Figura 38

y Figura 39, el transistor a base de GaN entrega mayor potencia de salida que el SiC. Para $V_{DS} = 30 \text{ V}$, el GaN tiene una potencia de salida mayor a 40 dBm (potencia típica que debe entregar este transistor), mientras que el SiC entrega una potencia por debajo de ese valor. Ya que la hoja de datos del transistor SiC especifica que puede entregar la misma potencia que el GaN, el voltaje v_{gs}^{max} debe ser mayor a cero para alcanzar esa potencia.

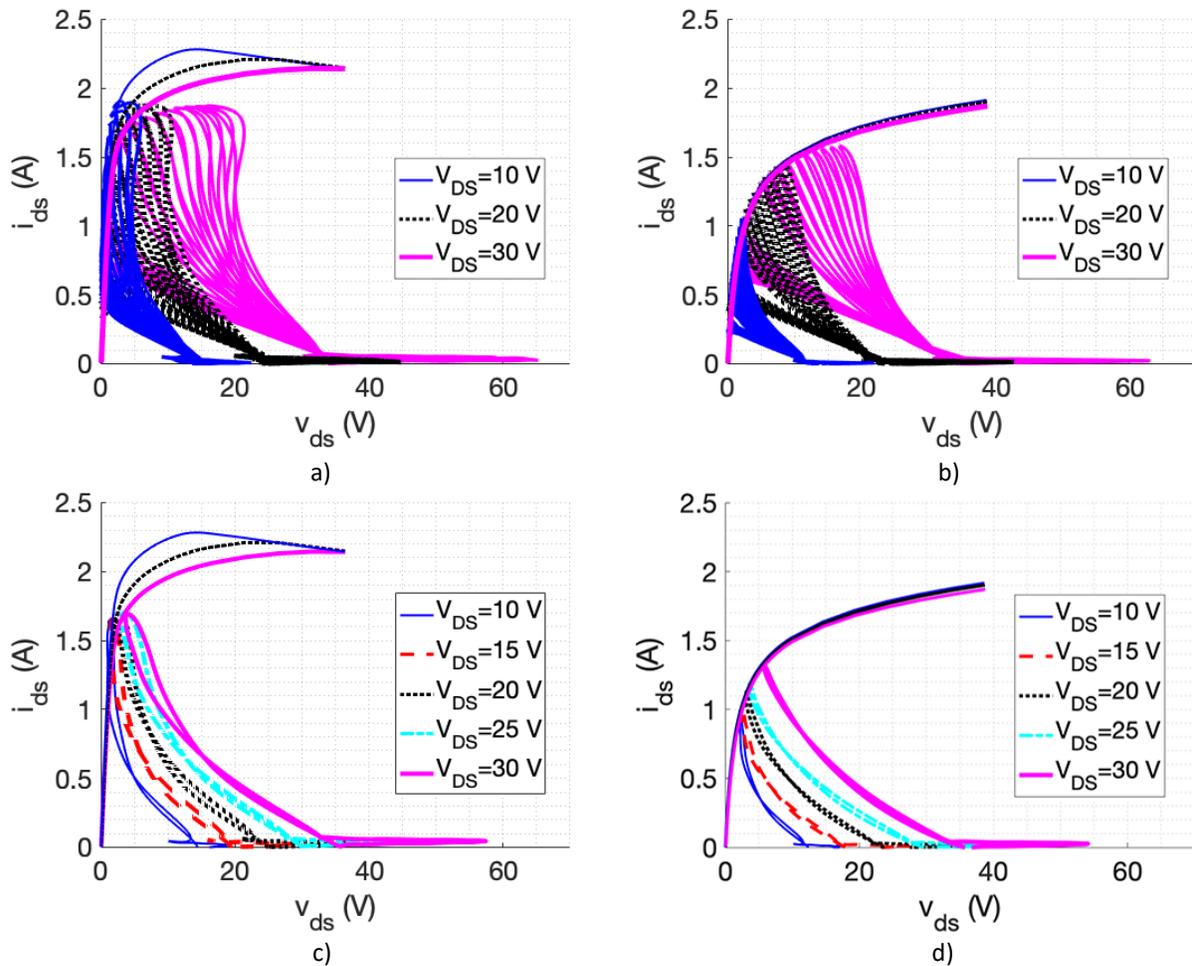


Figura 38. Líneas de carga en función de V_{DS} y Γ_{f_0} para el transistor basado en GaN a) y basado en SiC b). En c) y d) se muestran las líneas de carga óptimas para diferentes valores de V_{DS} para el transistor basado GaN y SiC, respectivamente.

Como se verá capítulos posteriores, v_{gs}^{max} puede tomar valores positivos considerablemente grandes sin dañar la compuerta, sin embargo, no se sabe si a largo plazo esto degrade la vida útil del transistor. Es necesario recalcar que el ángulo de conducción de la forma de onda de corriente debe ser 180° , como predicen las ecuaciones del amplificador clase-B (Cripps, 2006; Grebennikov et al., 2012). Como se explicó en las secciones anteriores, el contenido armónico impar de la corriente debe ser igual a cero. Sin embargo,

en la práctica, para considerar el ángulo de conducción de 180° , sólo las armónicas impares más cercanas a la fundamental deben ser cero. Para ajustar el ángulo de conducción es necesario variar el voltaje de polarización V_{GS} . Presentando un voltaje $V_{DS} = 30 \text{ V}$ y $\Gamma_{f_0}^{opt}$ descrito en la Tabla 1, se varió v_{gs}^{max} y V_{GS} , teniendo los resultados mostrados en la Figura 40. Se observa que para el transistor a base de GaN es necesario un voltaje de -2.6 V para que $I_{DS,3f_0}$ sea menor a 10 mA para todo valor de v_{gs}^{max} . Por otro lado, con un valor de -9 V se cumple el mismo objetivo para el transistor a base de SiC. Sin embargo, al minimizar $I_{DS,3f_0}$, $I_{DS,5f_0}$ es mayor a 0 mA , debido a que no se sintetiza un corto circuito a esa frecuencia.

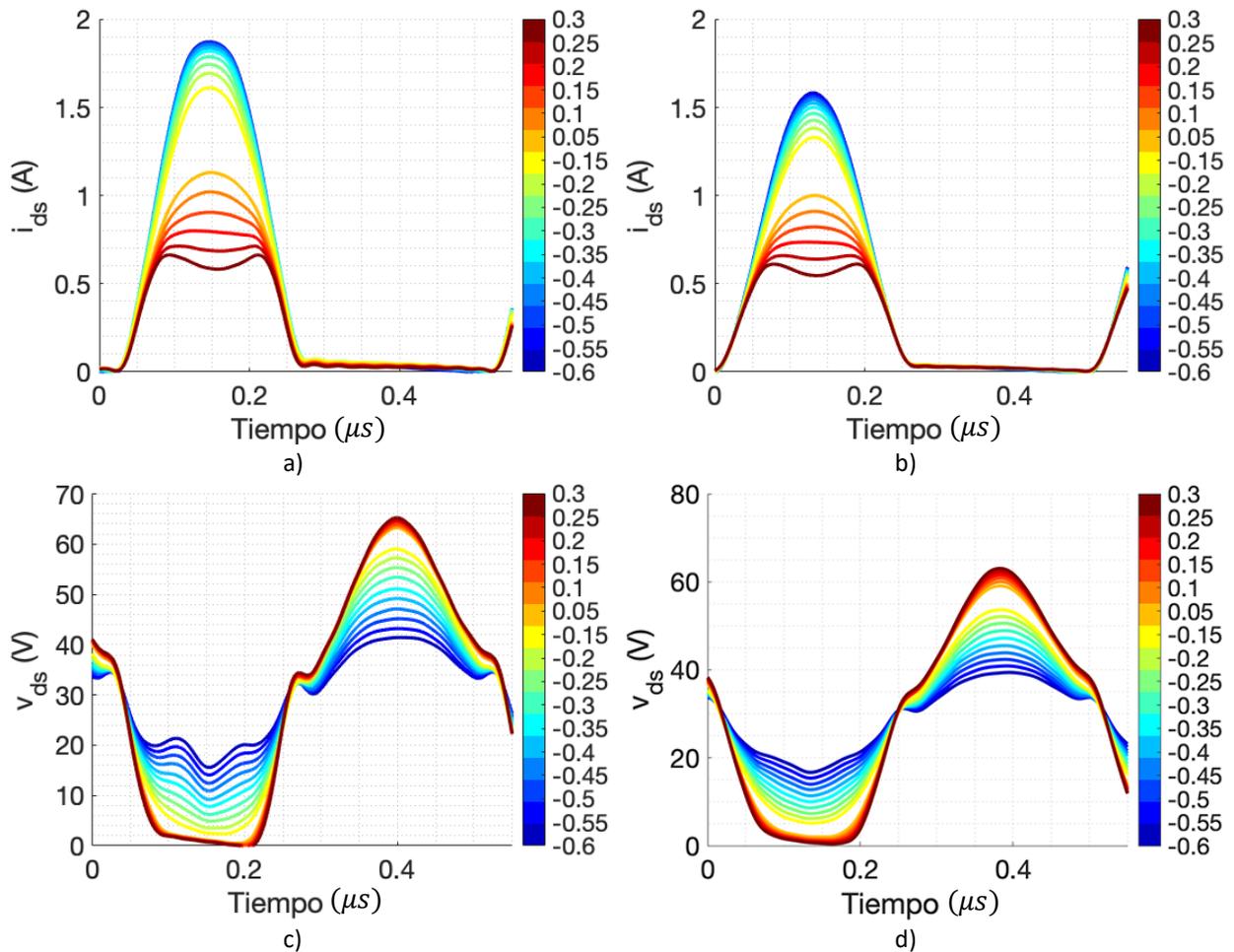


Figura 39. Formas de onda en función de Γ_{f_0} para $V_{DS} = 30 \text{ V}$. Las formas de onda de corriente y voltaje en a) y c) para el transistor a base de GaN y, en b) y d) para el a base de SiC.

Las formas de onda de corriente para $v_{gs}^{max} = 0 \text{ V}$ en función de V_{GS} para ambos transistores se muestra en la Figura 41. Se observa que conforme el voltaje de polarización se vuelve más positivo, la amplitud se reduce y el ancho de la forma de onda aumenta. Este aumento en el ancho se ve reflejado en una reducción

en la eficiencia debido a que la zona traslapada entre la forma de onda de corriente y de voltaje es mayor, como se observa en la Figura 36 en la sección anterior. Por otro lado, las líneas de carga en función de v_{gs}^{max} para el voltaje V_{GS} inicial y el optimizado se muestran en la Figura 42. Utilizando el valor inicial, la corriente no aumenta linealmente con el voltaje. Por otro lado, cuando se utiliza el valor óptimo en ambos transistores, la corriente presenta una mejora en su linealidad. Esta no-linealidad se debe al alto contenido armónico de la onda de corriente y voltaje, ya que, en la práctica, la forma de onda de voltaje se ve afectada por V_{GS} y las no-linealidades presentes en la zona óhmica.

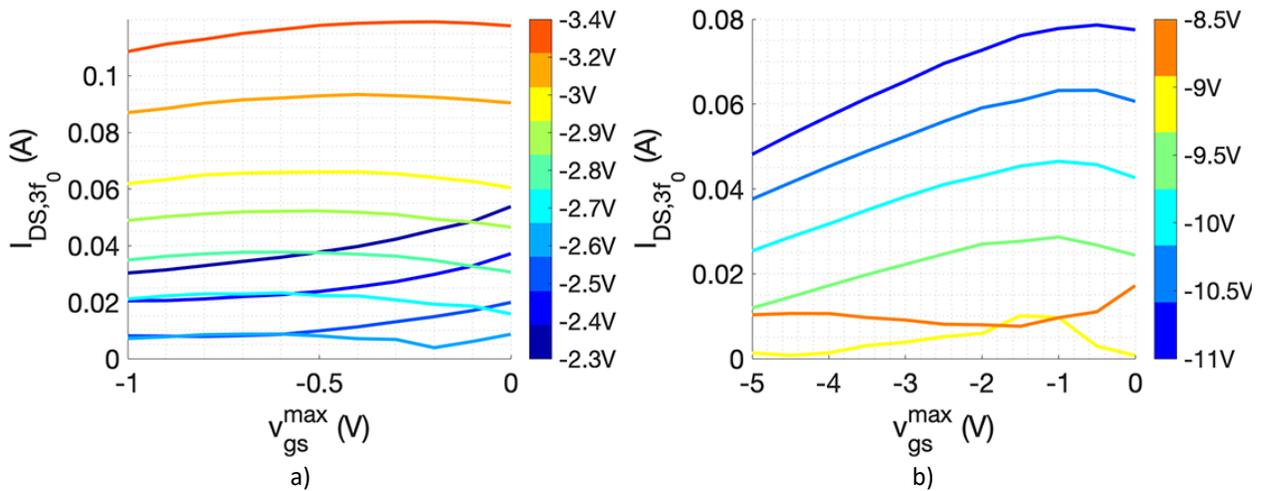


Figura 40. $I_{DS,3f_0}$ en función de v_{gs}^{max} y V_{GS} para el transistor a base de GaN a) y a base de SiC b).

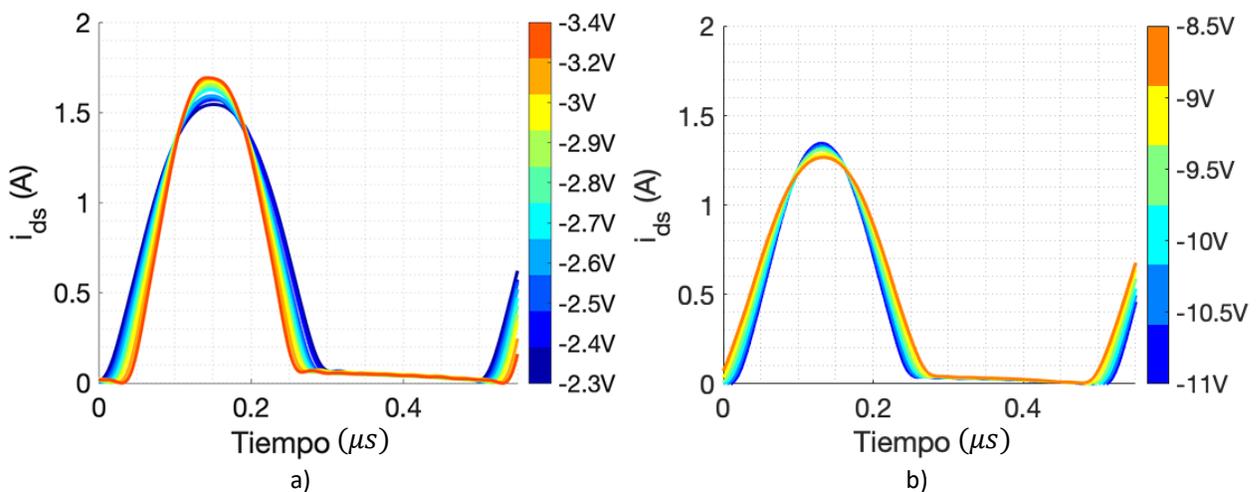


Figura 41. Formas de onda de corriente para $v_{gs}^{max} = 0$ V en función de V_{GS} para el transistor a base de GaN a) y a base de SiC b).

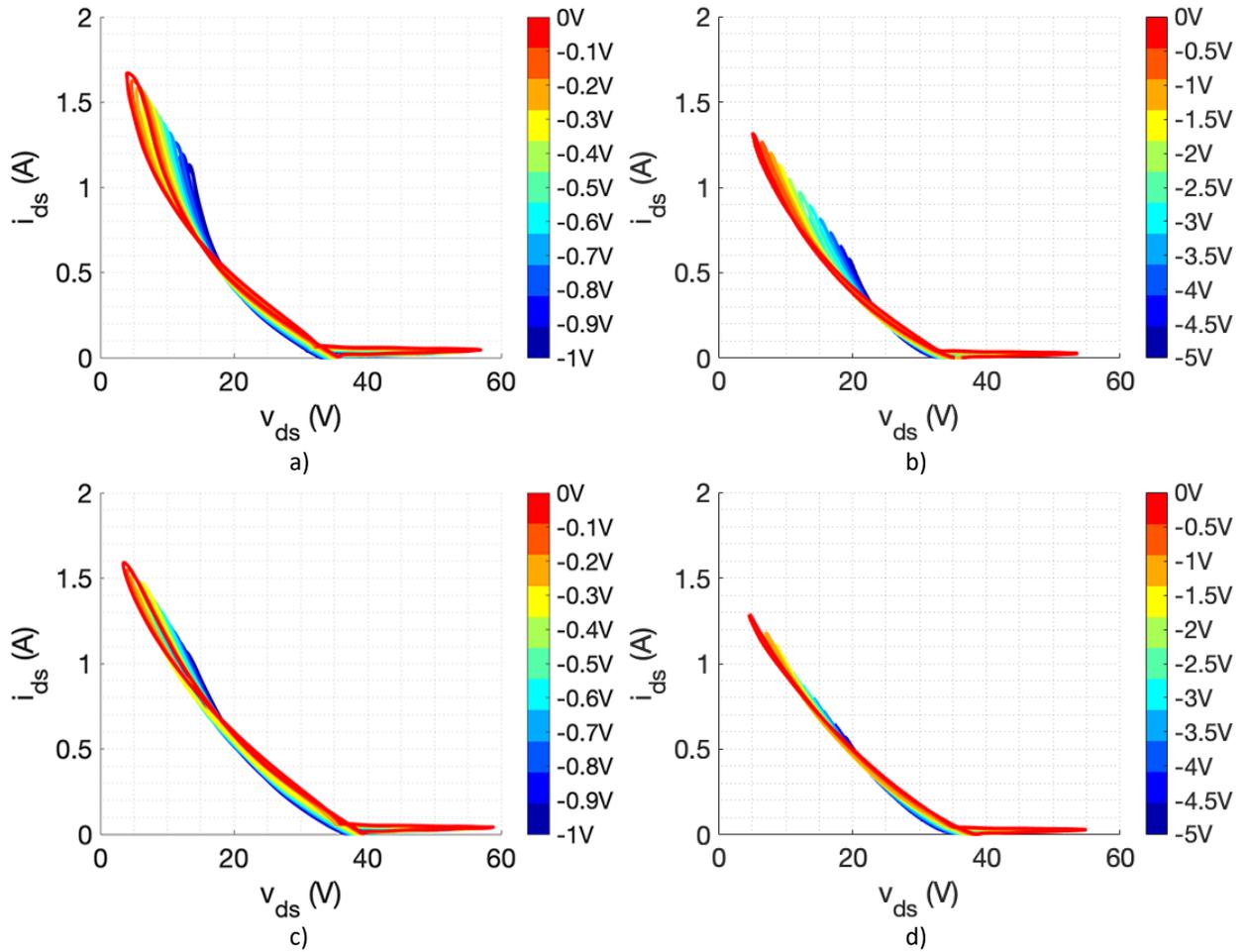


Figura 42. Líneas de carga en función de v_{gs}^{max} para V_{GS} inicial y V_{GS} óptimo para el transistor a base de GaN a) y c), y el a base de SiC b) y d), respectivamente. El voltaje de drenador V_{DS} es igual a 30 V.

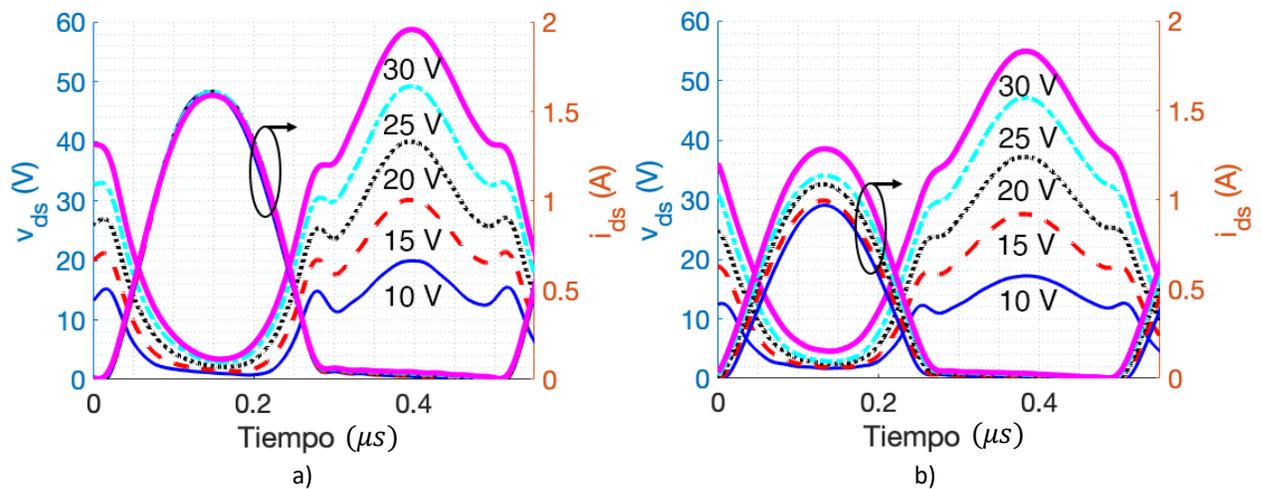


Figura 43. Formas de onda de voltaje y corriente del amplificador clase-B optimizado en función de V_{DS} para el transistor a base de GaN a) y el a base de SiC b).

Se observa también que la corriente máxima disminuye con V_{GS} óptimo. Por lo que es necesario realizar otra medición de “load-pull” para encontrar el $\Gamma_{f_0}^{opt}$ para cada voltaje V_{DS} . Sin embargo, al encontrar la nueva impedancia óptima será necesario ajustar de nuevo V_{GS} , volviéndose un proceso iterativo. Para hacer el procedimiento más simple, se utiliza el valor de V_{GS} óptimo y los valores de $\Gamma_{f_0}^{opt}$ de la Tabla 2, obteniendo los resultados mostrados en la Figura 43. Como se comentó anteriormente, la corriente en el transistor a base de GaN permanece constante cuando se presenta $\Gamma_{f_0}^{opt}$ para diferentes valores de V_{DS} . Debido al voltaje de codo, la corriente pico de la impedancia óptima no es igual a la corriente máxima presente en la curva I-V. Esto se debe a que la máxima excursión, no solo de corriente sino también de voltaje, se presenta con la impedancia óptima. Por otro lado, en el SiC la corriente aumenta su amplitud al presentar $\Gamma_{f_0}^{opt}$ en función de V_{DS} . La máxima excursión de corriente y voltaje se alcanza con impedancias más grandes que las que necesita el GaN. Con respecto a la forma de onda de voltaje, estas no son puramente senoidales debido al contenido armónico presente. La distorsión debido a las armónicas es mayor en el transistor a base de GaN que en el SiC. En este punto, ambos transistores operan en modo clase-B para diferentes valores de V_{DS} . Esta aproximación es el punto inicial del estudio del amplificador clase-B/J y F de los siguientes capítulos.

Capítulo 4 Análisis teórico/experimental del amplificador de potencia clase-B/J

En este capítulo se analizará el amplificador clase-J reactivo-resistivo utilizando el “load-pull” a baja frecuencia. En la primera parte se analizará el rendimiento del transistor mediante mediciones de “load-pull” utilizando impedancias con parte reactiva. En la segunda parte de este capítulo se mostrará la teoría del amplificador clase-J. Por último, en la tercera parte se mostrarán los resultados obtenidos del análisis experimental utilizando el “load-pull” a baja frecuencia. Los dispositivos bajo prueba serán el transistor CGH40010F a base de GaN y el CRF24010F a base de SiC. Partiendo del amplificador clase-B optimizado y analizado en el capítulo anterior, se analizará de manera experimental el modo de operación clase-J puramente reactivo, puramente resistivo y el reactivo-resistivo.

4.1 Impedancias reactivas-resistivas como impedancia de salida

Hasta el momento, solamente se han sintetizado impedancias puramente resistivas a la salida del transistor mediante el “load-pull” a baja frecuencia. La teoría de amplificadores de potencia clásicos predice que la impedancia óptima para máxima potencia es puramente resistiva. Para corroborarlo, se utilizó el transistor basado en GaN y se tomaron mediciones de “load-pull” para diferentes valores de resistencia y reactancia de la impedancia de salida. En la primera medición se varió la impedancia de carga a la frecuencia fundamental alrededor del valor óptimo de 33.3Ω para $V_{DS} = 30 V$ y $v_{gs}^{max} = 0 V$. Por otro lado, la impedancia al segundo armónico es un corto circuito. La segunda medición de “load-pull” se varió la impedancia al segundo armónico, alrededor del corto circuito, y a la fundamental se sintetizó el valor óptimo. Los resultados de ambas mediciones se muestran en la Figura 44. La máxima potencia se encuentra cuando el valor de la impedancia a la fundamental es muy cercano al valor óptimo y el del segundo armónico del corto circuito. Estos resultados coinciden con la teoría de amplificadores de potencia clásicos, ya que los valores máximos de potencia y eficiencia se encuentran alrededor del eje real de la carta de Smith. Si la impedancia al segundo armónico se mueve del corto circuito, por ejemplo 10° , la potencia se reduce 0.3 dB. La impedancia debe alejarse considerablemente para observar una reducción de la potencia mayor a 1 dB. En la práctica, la red de adaptación del amplificador presenta pérdidas que evitan sintetizar un corto circuito ideal, por lo que se espera una reducción de la potencia similar a esta.

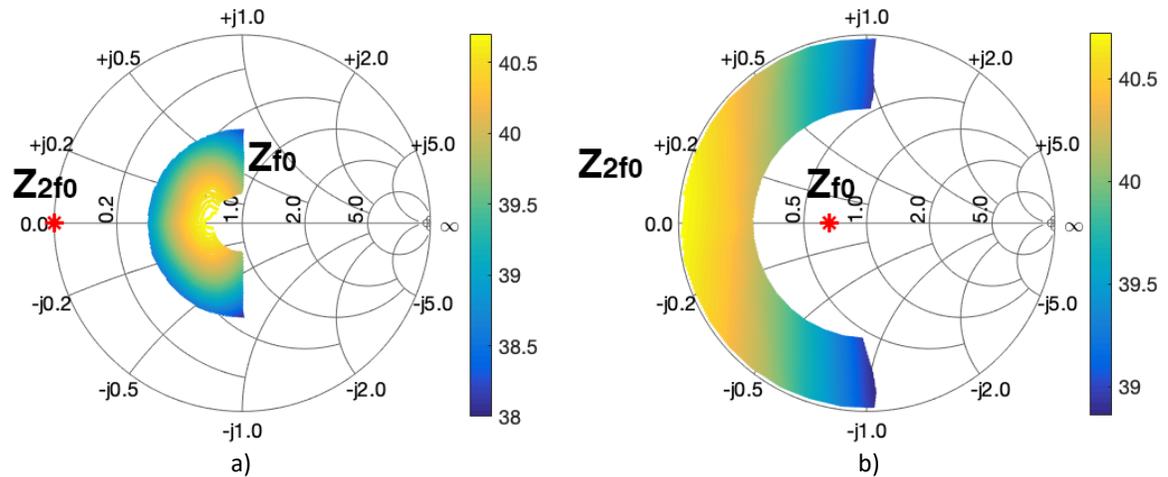


Figura 44. Contornos de potencia del transistor basado en GaN CGH40010F. “Load-Pull” a la frecuencia fundamental a) y al segundo armónico b).

Si se le agrega una parte reactiva a una de las impedancias, el valor óptimo de la otra presentará un desplazamiento reactivo. Como muestra la Figura 45, este comportamiento se presenta al agregar un componente reactivo, en este ejemplo inductivo, a la impedancia a la frecuencia fundamental. Se realizó un “load-pull” a la impedancia del segundo armónico alrededor del corto circuito. Se encontró que el valor óptimo se movió del corto circuito ideal ($\Gamma_{2f_0} = 1\angle 180^\circ$) a una impedancia con parte resistiva y una reactancia capacitiva ($\Gamma_{2f_0} = 1\angle -135^\circ$). La potencia máxima presente para esta impedancia es menor al caso donde ambas impedancias son puramente resistivas ($P_{OUT} < 40.5 \text{ dBm}$ y $> 40.5 \text{ dBm}$, respectivamente). Este experimento demuestra que es posible obtener una potencia y eficiencia similar al clase-B clásico con impedancias complejas cercanas al valor óptimo puramente resistivo. Anteriormente se han presentado propuestas de nuevos modos de operación que cumplen con este funcionamiento. En (Cripps, 2006) fue la primera vez que se analizó una carga compleja en un amplificador de potencia. Debido a que la forma de onda de voltaje contenía armónicas, el modo de operación ya no era un clase-B, por lo que se le dio el nombre de clase-J. En trabajos posteriores, la expresión de la forma de onda de voltaje para el clase-J se generalizó para obtener un conjunto de impedancias que mantengan la potencia y eficiencia constante. Es decir, el modo de operación clase-J mantiene la misma potencia y eficiencia que el clase-B, no solamente con una carga puramente resistiva, sino también con cargas complejas. La forma generalizada del clase-J presentada en (Dong et al., 2017; Friesicke et al., 2015) permite agregar pérdidas a la impedancia al segundo armónico mediante un término resistivo en la expresión de voltaje. Este término nos permite optimizar el diseño considerando las pérdidas que pueden presentarse en la red de adaptación al construir el amplificador. Además de este trabajo, hay otros que también han demostrado

las ventajas que puede presentar el amplificador clase-J (Amirpour et al., 2017; Bukvic & Ilic, 2016; Wright et al., 2009).

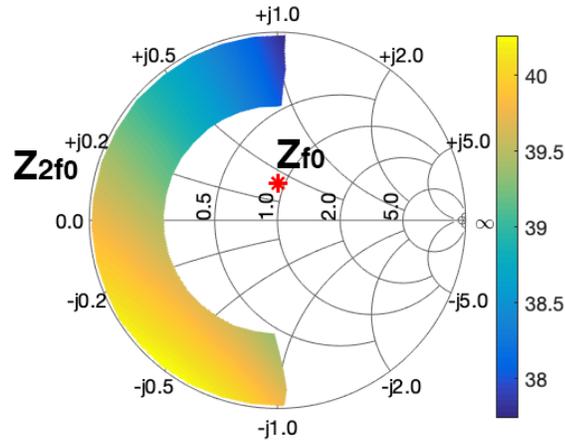


Figura 45. Contornos de potencia del transistor a base de GaN CGH40010F. Se varió la impedancia al segundo armónico y a la fundamental se sintetizó una carga compleja constante.

4.2 Teoría del amplificador clase-J reactivo-resistivo

El amplificador clase-J presenta una onda de corriente rectificadas de media onda como el clase-B. Por otro lado, el voltaje se modifica tal que la potencia y eficiencia se mantienen constantes e iguales a las del clase-B pero con impedancias complejas. Las expresiones de corriente y voltaje del amplificador clase-J reactivo-resistivo descritas en (Friesicke et al., 2015) están dadas como:

$$i_{ds}(\theta) = I_{DS} \left[\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \cos(\theta) + \frac{2}{3\pi} \cos(2\theta) \right], \quad (58)$$

$$v_{JR-R} = [v_B][v_{Reactivo}][v_{Resistivo}], \quad (59)$$

donde $v_B = 1 - \cos \theta$, $v_{Reactivo} = 1 - \gamma \sin \theta$, $v_{Resistivo} = 1 + \psi \cos \theta$.

La expresión de corriente es la serie de Fourier truncada hasta $2f_0$ de la onda senoidal rectificadas de media onda, mientras que el término v_B representa la forma de onda de voltaje puramente senoidal del clase-B. Por otro lado, los términos $v_{Reactivo}$ y $v_{Resistivo}$ agregan contenido armónico al voltaje. Por esta razón, la expresión describe el voltaje del modo de operación clase-B y clase-J. La variable γ y ψ controlan el término reactivo y el resistivo, respectivamente. Cuando $\gamma = \psi = 0$, el modo de operación es el clase-B. Por otra parte, si $\psi = 0$, el modo de operación es el clase-J reactivo y, cuando $\gamma = 0$, es el clase-J resistivo. Como

se verá más adelante, los valores más recomendados son $-1 \leq \gamma \leq 1$ y $0 \leq \psi \leq 0.4$. Como su nombre lo indica, el término $v_{Reactivo}$ agrega una parte reactiva, lo que permite utilizar impedancias complejas, mientras que el término $v_{Resistivo}$ permite agregar pérdidas a la parte real de la impedancia. Las ecuaciones de voltaje, potencia y eficiencia en (Friesicke et al., 2015) no consideran el voltaje de codo, lo que ocasiona una discrepancia entre la potencia teórica y la potencia medida. En (Dong et al., 2017) se solucionó este problema al considerar el voltaje de codo en la expresión de voltaje. Considerando el voltaje de codo V_K y sustituyendo v_B , $v_{Reactivo}$ y $v_{Resistivo}$, la forma de onda de voltaje del amplificador clase-J reactivo-resistivo está dada por:

$$v_{JR-R} = V_K + (V_x - V_K)(1 - \cos \theta)(1 - \gamma \sin \theta)(1 + \psi \cos \theta). \quad (60)$$

Desarrollando la expresión tenemos que:

$$v_{JR-R} = V_K + (V_x - V_K)(V_{DS} - A_1 \cos \theta - A_2 \cos 2\theta + B_1 \sin \theta + B_2 \sin 2\theta + B_3 \sin 3\theta), \quad (61)$$

donde $V_{DS} = 1 - \frac{\psi}{2}$; $A_1 = 1 - \psi$; $A_2 = \frac{\psi}{2}$; $B_1 = -\gamma \left(1 - \frac{\psi}{4}\right)$; $B_2 = \frac{\gamma}{2}(1 - \psi)$; $B_3 = \frac{\gamma\psi}{4}$.

Los valores del parámetro γ están restringidos entre -1 y 1. Si los valores están fuera de ese rango, la eficiencia disminuiría debido a que el voltaje presentaría valores negativos. Para ψ , los valores permitidos son entre 0 y 0.4. Si ψ sigue aumentando, la amplitud del voltaje se reduciría considerablemente. Las formas de onda de voltaje en función de ambos parámetros se muestran en la Figura 46. En a) se muestra la onda de voltaje para $\psi = 0$ y $\gamma = -1, 0, 1$. La eficiencia se mantiene constante debido a que el traslape entre el voltaje y la corriente es el mismo para cada valor de γ . En las formas de ondas de voltaje mostradas en b), se tiene el modo de operación clase-B cuando $\psi = 0$ y cuando $\psi > 0$ el modo de operación cambia al clase-J resistivo. En el clase-J resistivo, la amplitud del voltaje disminuye, lo que ocasiona que la potencia del clase-J sea menor a la esperada en un clase-B. Otro efecto es que el contenido armónico par aumenta, y recordando que la corriente solo presenta armónicas pares, la potencia disipada aumenta.

La impedancia de salida del clase-J para cada frecuencia se calcula mediante la ley de Ohm, los términos de la serie de Fourier de la corriente y los términos A y B del voltaje. Para poder calcular el contenido espectral de la corriente y voltaje es necesario calcular la transformada de Fourier de cada expresión. Ambas expresiones consisten en sumatorias de funciones seno y coseno, por lo que el cálculo se simplifica

a la transformada de estas funciones. La transformada de Fourier de la función seno y coseno son iguales a:

$$\mathcal{F}(\cos \omega_0 t) = \pi(\delta(\omega + \omega_0) + \delta(\omega - \omega_0)), \quad (62)$$

$$\mathcal{F}(\sin \omega_0 t) = j\pi(\delta(\omega + \omega_0) - \delta(\omega - \omega_0)). \quad (63)$$

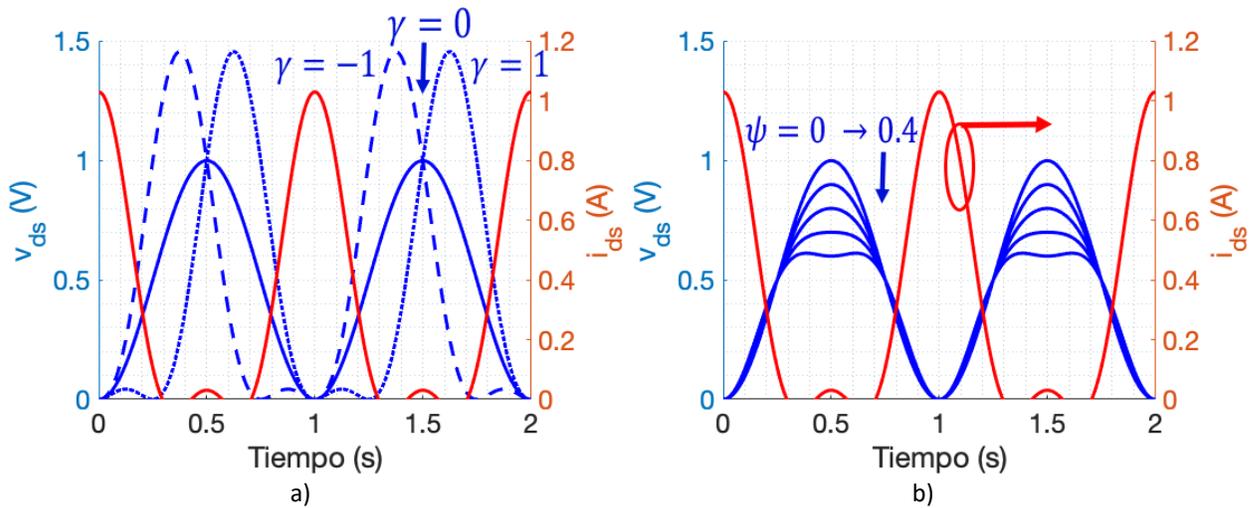


Figura 46. Formas de onda de voltaje en función de γ y ψ . En a) la variable γ toma valores entre -1 y 1 para $\psi = 0$. En b) la variable ψ toma valores entre 0 y 0.4 para $\gamma = 0$.

En las expresiones (62) y (63) se deben considerar tres cosas. La primera es que solamente la delta posicionada a la frecuencia positiva $\delta(\omega - \omega_0)$ es medible y útil en la práctica. La transformada de Fourier del coseno se simplifica a una delta con magnitud positiva y real. En el caso de la función senoidal, la delta tiene magnitud negativa y compleja. Esto significa que cuando agregamos a la expresión de voltaje un término cosenoidal, se introduce una componente real, mientras que cuando se agrega un término senoidal se introduce una componente compleja. Tomando esto en cuenta, la expresión general para calcular la impedancia a las armónicas es la siguiente:

$$Z_{nf_0} = -\left(\frac{V_{DS} - V_K}{I_{max}}\right) \frac{V_{nf_0}}{I_{nf_0}} = -\frac{1}{2} \frac{V_{nf_0}}{I_{nf_0}} R_{opt} = -\frac{1}{2} \left(\frac{A_{nf_0} - jB_{nf_0}}{I_{nf_0}}\right) R_{opt}, \quad (64)$$

donde la impedancia óptima del clase-B es $R_{opt} = \frac{\Delta v}{\Delta i} = \frac{2(V_{DS} - V_K)}{I_{max}}$, I_{nf_0} representa los términos de la serie de Fourier de la corriente, A_{nf_0} y B_{nf_0} representan el contenido armónico del voltaje.

Como se observa en la expresión (64), el voltaje de codo V_K se considera en la definición de impedancia óptima del clase-B. Debido a que la corriente idealmente no presenta tercer armónico ($I_{3f_0} \approx 0 \text{ mA}$), la impedancia solo se calcula hasta el segundo armónico dando como resultado las siguientes expresiones:

$$Z_{f_0} = \left(1 - \psi - j\gamma \left(1 - \frac{\psi}{4}\right)\right) R_{opt}, \quad (65)$$

$$Z_{2f_0} = (\psi + j\gamma(1 - \psi)) \frac{3\pi}{8} R_{opt}. \quad (66)$$

La impedancia a la frecuencia fundamental y al segundo armónico se muestran en la Figura 47 a). El valor de R_{opt} utilizado para este ejemplo es 50Ω . Se observa que al variar γ , ambas impedancias se desplazan por el círculo de reactancia constante. Por otro lado, cuando varía ψ , las impedancias se desplazan en el eje central de resistencia constante. Si ψ es mayor a 0.4, como se ve en la Figura 47 a), Z_{2f_0} sería mayor a Z_{f_0} . Por otro lado, la potencia está definida como:

$$P_{Sal} = \frac{1}{2} I_{f_0} V_{f_0} = \frac{1}{2} \left(\frac{I_{max}}{2}\right) (1 - \psi)(V_x - V_K). \quad (67)$$

Para calcular V_x es necesario primero desarrollar V_{DC} :

$$V_{DC} = V_K + (V_x - V_K)(V_{DS}) = \left(1 - \frac{\psi}{2}\right) V_x + \frac{\psi}{2} V_K. \quad (68)$$

Despejando V_x de la expresión anterior tenemos:

$$V_x = \frac{2V_{DC} - \psi V_K}{2 - \psi}. \quad (69)$$

Sustituyendo V_x , la expresión de potencia en función del voltaje de codo V_K y el término resistivo ψ está dada por:

$$P_{Sal} = \frac{1}{2} I_{f_0} V_{f_0} = \frac{\pi}{2} \left(\frac{1 - \psi}{2 - \psi}\right) (V_{DC} - V_K) I_{DC}, \quad (70)$$

donde $I_{DC} = \frac{I_{max}}{\pi}$.

La eficiencia de drenador está definida en función de la potencia de salida y la potencia de corriente directa como se muestra a continuación:

$$\eta = \frac{P_{Sal}}{P_{DC}} = \frac{\frac{\pi}{2} \left(\frac{1-\psi}{2-\psi} \right) (V_{DC} - V_K) I_{DC}}{I_{DC} V_{DC}} = \frac{\pi}{2} \left(\frac{1-\psi}{2-\psi} \right) \frac{V_{DC} - V_K}{V_{DC}}. \quad (71)$$

En (Friesicke et al., 2015) se considera el voltaje de codo añadiendo el término $\frac{V_{DC}-V_K}{V_{DC}}$ a la expresión de potencia y eficiencia, sin embargo, solamente la eficiencia teórica coincide con la medida. El error se elimina considerando V_K en la expresión de voltaje (Dong et al., 2017), dando como resultado la expresión (70). En la Figura 47 b) se presenta la potencia y eficiencia en función de ψ . Se observa que ambos parámetros son muy similares debido a que comparten el término $\frac{\pi}{2} \left(\frac{1-\psi}{2-\psi} \right) (V_{DC} - V_K)$. Para estos resultados se puede concluir que, al menos teóricamente, existe un rango de impedancias que permiten tener una eficiencia mayor al 70 %. Los rangos de impedancias descritos por (65) y (66) facilita el diseño de la red de adaptación para mantener valores de potencia y eficiencia altos en un ancho de banda mayor.

4.3 Análisis experimental del amplificador clase-J reactivo-resistivo

En esta sección se analizará el amplificador clase-J reactivo-resistivo descrito en la sección anterior utilizando el “load-pull” armónico a baja frecuencia. El transistor a base de GaN CGH40010F y el transistor a base de SiC CRF24010F, caracterizados en el capítulo anterior, son utilizados para este análisis. El análisis se dividirá en dos secciones. La primera analizará la influencia del voltaje de polarización V_{DS} sobre el clase-J reactivo. En la segunda parte, el análisis se enfocará en el clase-J reactivo-resistivo para un valor de V_{DS} constante. El análisis parte del clase-B optimizado del capítulo anterior. Los parámetros se resumen en la Tabla 3.

Tabla 3. Parámetros del clase-B optimizado para el transistor basado en GaN y basado en SiC.

Transistor	Z_{f_0} (10 V)	Z_{f_0} (15 V)	Z_{f_0} (20 V)	Z_{f_0} (25 V)	Z_{f_0} (30 V)	V_{GS}	v_{gs}^{max}
CGH40010F (GaN)	-0.65 (10.6 Ω)	-0.5 (16.6 Ω)	-0.4 (21.4 Ω)	-0.3 (26.9 Ω)	-0.2 (33.3 Ω)	-2.6 V	0 V
CRF24010F (SiC)	-0.55 (14.5 Ω)	-0.4 (21.4 Ω)	-0.3 (26.9 Ω)	-0.2 (33.3 Ω)	-0.15 (37 Ω)	-9 V	0 V

4.3.1 Clase-J reactivo en función de V_{DS}

Utilizando la impedancia óptima del clase-B en función de V_{DS} , se sintetizó las impedancias del clase-J reactivo donde $\psi = 0$ y γ toma valores entre -1 y 1. En la Figura 48 se muestran las impedancias sintetizadas en los dos transistores. Puede verse que para resistencias grandes (con $V_{DS} = 30\text{ V}$), la parte imaginaria de la impedancia se expande llegando a valores por encima de $\pm j0.5$ y $\pm j0.75$, a la frecuencia fundamental y al segundo armónico, respectivamente. Cuando con $V_{DS} = 10\text{ V}$, la impedancia de carga óptima es pequeña, lo que ocasiona que las impedancias de carga del amplificador clase-J se contraigan, tomando valores dentro del rango de $\pm j0.3$, tanto a la frecuencia fundamental como al segundo armónico. Este efecto es muy sencillo de analizar ya que las expresiones que describen las impedancias están multiplicadas por R_{opt} .

Sin embargo, es necesario recalcarlo, ya que se conoce la trayectoria de las impedancias sobre la carta de Smith es muy importante en el diseño de la red de adaptación para el amplificador de potencia. Tener una trayectoria u otra puede facilitar el diseño o no. Por lo tanto, puede considerarse que el voltaje de polarización V_{DS} es una variable a considerar, no solo por su relación directa con la potencia de salida, sino también por su relación con la resistencia óptima y las impedancias del clase-J. La impedancia sintetizada para el transistor a base de SiC a 30 V fue $37\ \Omega$ ya que el valor óptimo no se pudo sintetizar por estar muy cerca de $50\ \Omega$. Por esta razón, las impedancias del clase-J para 20 V y 30 V son similares entre sí.

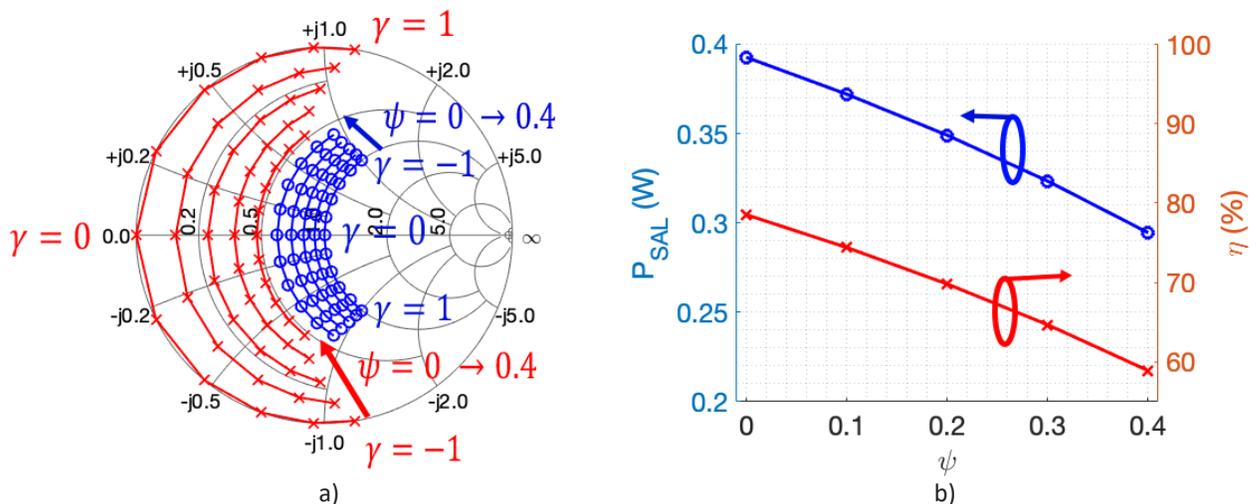


Figura 47. Las impedancias Z_{f_0} y Z_{2f_0} en a), la potencia y eficiencia en b), del modo de operación clase-J reactivo-resistivo. La R_{opt} utilizada es de $50\ \Omega$.

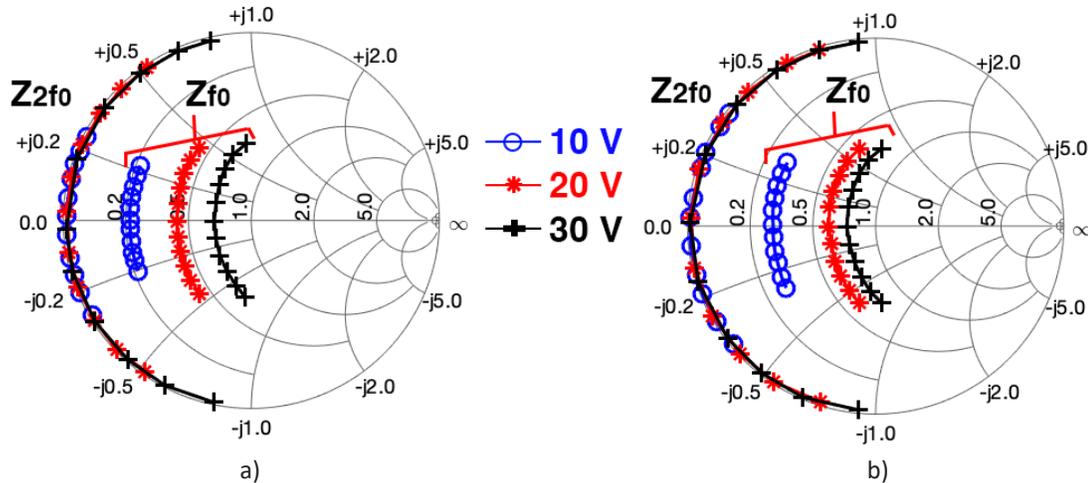


Figura 48. Z_{f_0} y Z_{2f_0} medidas del clase-J reactivo en función del voltaje de polarización V_{DS} para el transistor a base de GaN en a) y a base de SiC en b).

En la Figura 49 se muestran las formas de onda en función de V_{DS} para los dos transistores. Los valores de γ graficados en la figura son $\pm 1, \pm 0.4, 0$. Al variar el voltaje, se observa el mismo comportamiento visto en el capítulo anterior con el clase-B. Conforme V_{DS} aumenta, el voltaje de codo V_K en el GaN también aumentan, mientras que en el SiC se mantiene constante.

Sin embargo, en este último, al ajustar impedancia óptima para entregar máxima excursión de voltaje y corriente, el valor mínimo de la forma de onda de voltaje crece. Por otro lado, la corriente sigue presentando no-planaridad en la zona de corte, donde no debería conducir corriente. Este efecto se ve un poco más pronunciado en el transistor a base de GaN que en el SiC. El GaN presenta la misma corriente máxima para los tres valores de V_{DS} utilizados, mientras que para el SiC, la corriente aumenta debido a que V_K permanece constante y al ajuste de la impedancia óptima.

Al variar γ se observan cambios en el voltaje y la corriente. Como predice la teoría del clase-J reactivo, al presentar las impedancias adecuadas, la forma de onda de voltaje cambiará manteniendo la misma área de traslape entre ambas formas de onda. La única diferencia entre ambos transistores es que, para $V_{DS} = 20\text{ V}$ y 30 V , el voltaje mínimo aumenta en el transistor a base de GaN cuando γ está cerca de sus valores extremos. Al igual que el voltaje de codo V_K , esto se puede atribuir a los efectos dispersivos de baja frecuencia debido a las imperfecciones del semiconductor. Algo similar pasa con la corriente, que, al variar γ , no permanece constante. La corriente presente en el transistor GaN al variar γ se reduce hasta un 8% del valor máximo a $\gamma = 0$, y junto a los cambios en el voltaje, ocasionará una reducción en la potencia y eficiencia del amplificador clase-J reactivo.

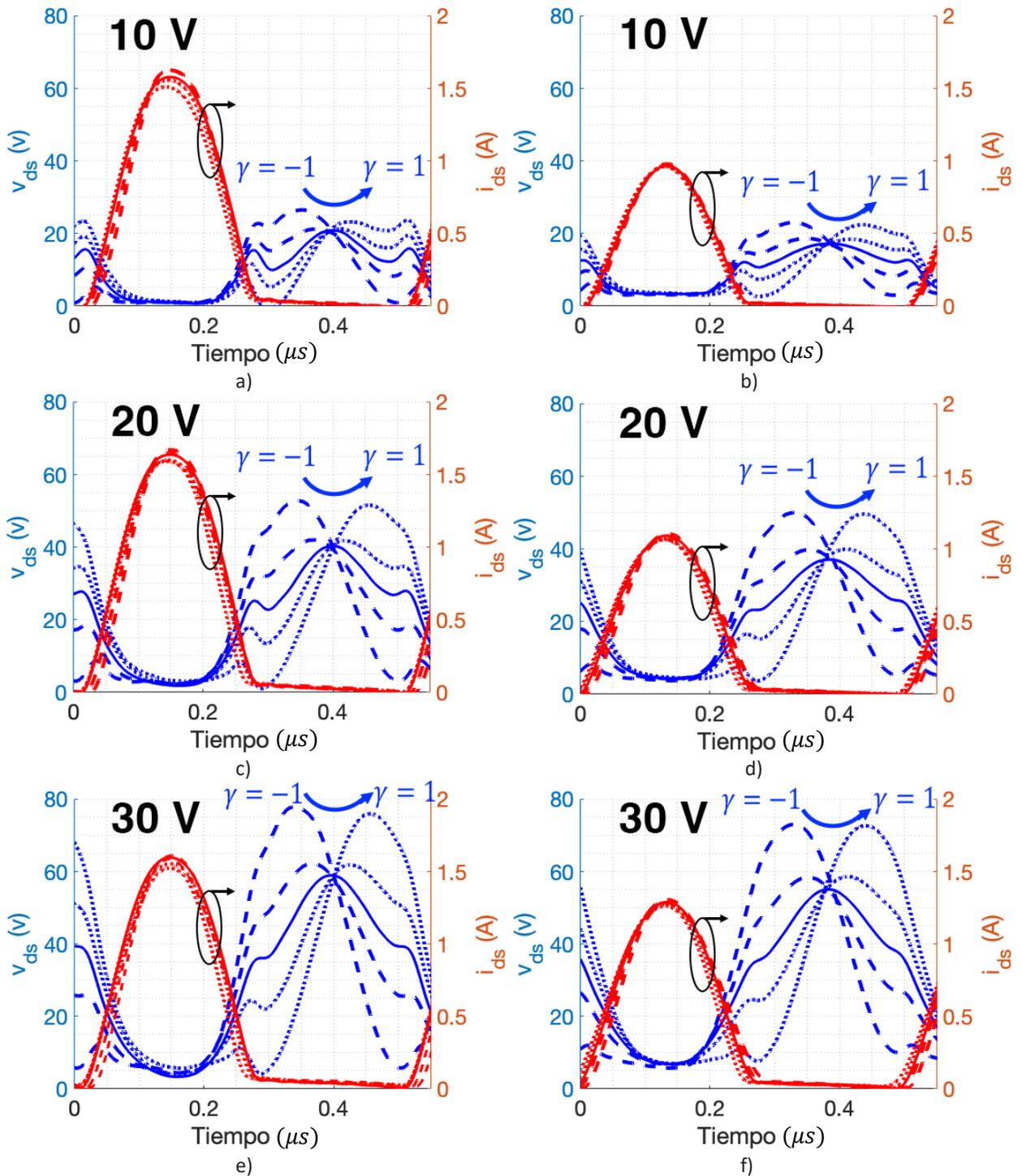


Figura 49. Formas de onda de corriente y voltaje del clase-J reactivo en función del voltaje de polarización V_{DS} para el transistor basado en GaN en a), c) y e) y el basado en SiC en b), d) y f).

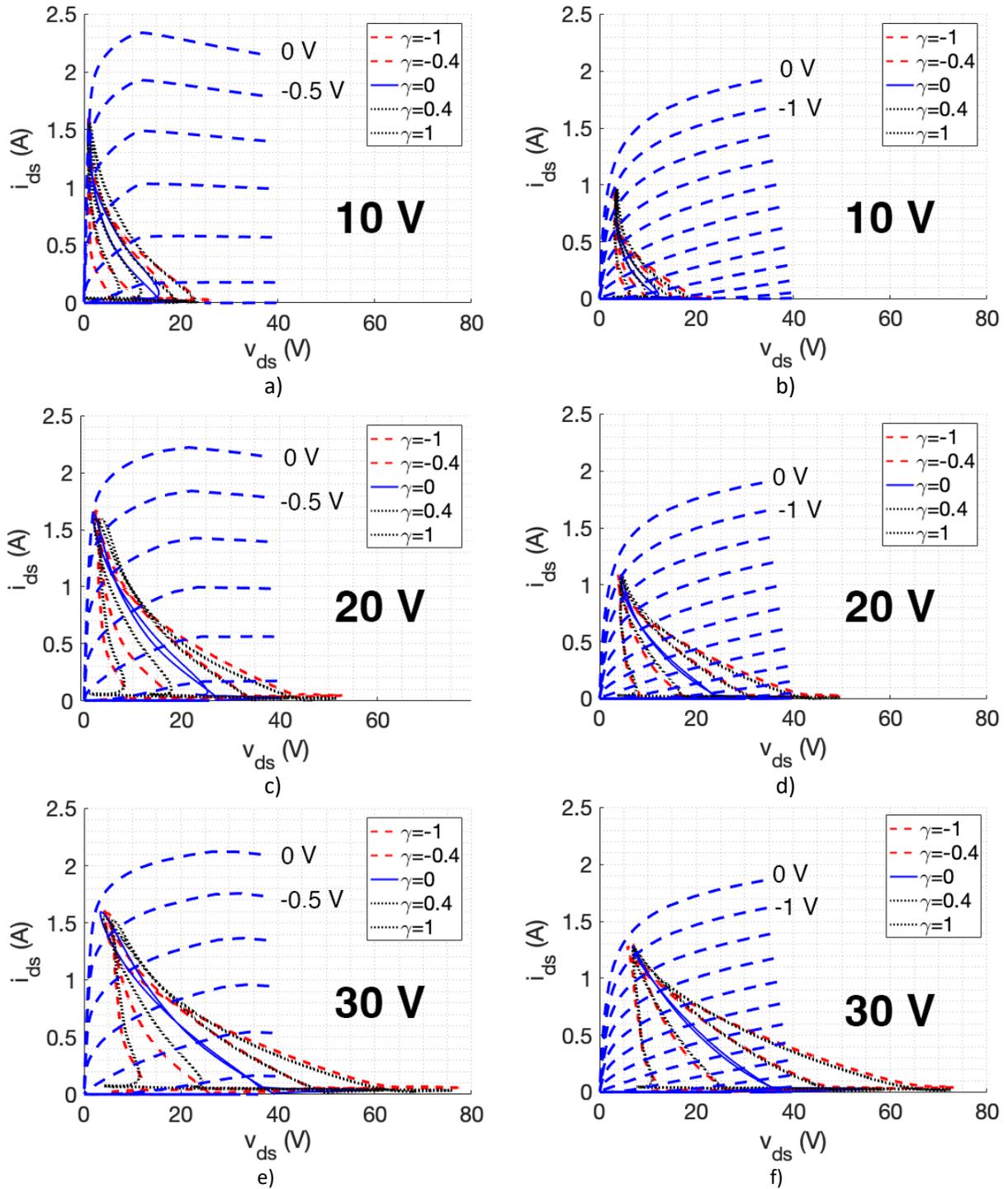


Figura 50. Líneas de carga del clase-J reactivo en función del voltaje de polarización V_{DS} para el transistor basado en GaN en a), c) y e) y el basado en SiC en b), d) y f).

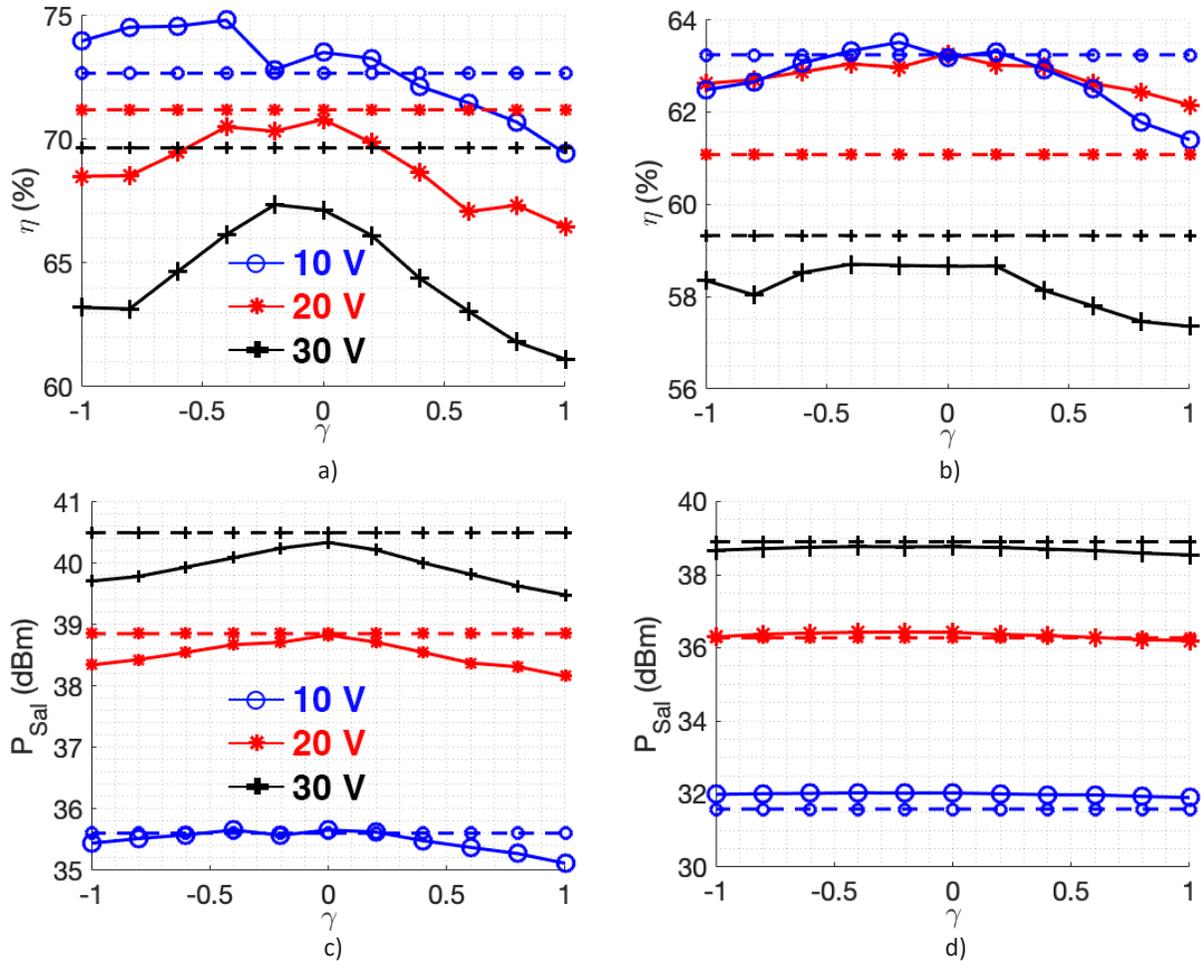


Figura 51. Potencia de salida y eficiencia de drenador del clase-J reactivo en función del voltaje de polarización V_{DS} para el transistor basado en GaN en a) y c) y el basado en SiC en b) y d). Las líneas discontinuas son los valores teóricos.

En la Figura 50 se muestran las líneas de carga del clase-J junto a las curvas I-V pulsadas. Cuando $\gamma = 0$, la línea de carga no presenta histéresis, es decir, la onda de corriente y de voltaje están desfasadas 180° . Para $\gamma \neq 0$, el desfase entre las ondas es diferente de 180° y visualmente se observa histéresis en la línea de carga. Se observa que el GaN es no simétrico ya que las líneas de carga para $\gamma = -1, -0.4$ son distintas que las líneas para $\gamma = 0.4, 1$. En cambio, con el transistor SiC, la diferencia entre las líneas de carga es pequeña. La potencia y la eficiencia medida del clase-J en función de V_{DS} se muestran en la Figura 51. Debido a la reducción de la corriente y los cambios del voltaje en el GaN, tanto la eficiencia como la potencia presentan una reducción cuando el transistor opera en modo clase-J comparado con el clase-B ($\gamma = 0$). Para $V_{DS} = 30\text{ V}$, la eficiencia en el transistor GaN es hasta 6 % menor que la presente en el clase-B. Por otro lado, la eficiencia en el SiC se reduce solamente 2 %. El mismo comportamiento es visto con la potencia. Al mismo voltaje de polarización, la potencia del transistor GaN se redujo 0.8 dB del valor

máximo presente a $\gamma = 0$. En cambio, la reducción máxima vista en el SiC es de 0.25 dB. Otra observación es que la eficiencia con $V_{DS} = 10 V$ es considerablemente mayor, en el GaN, que a valores de V_{DS} más grandes. Esto se debe a la alta compresión que presente el transistor por polarizarlo en la zona óhmica.

4.3.2 Clase-J reactivo-resistivo

El modo resistivo permite ampliar el rango de impedancias del clase-J en las cuales el transistor entrega una potencia y eficiencia igual o cercana al clase-B. Si $\psi = 0$, se tiene el clase-J reactivo, donde teóricamente el rendimiento es el mismo que el del clase-B. Cuando $\psi > 0$, la potencia y eficiencia se reducen, sin embargo, ambos parámetros permanecen altos para valores de ψ cercanos a cero, lo que incrementa el rango de impedancias útiles. Las impedancias sintetizadas en el transistor basado en GaN y SiC se muestran en la Figura 52. El voltaje de polarización es 30 V y la impedancia óptima es la especificada en la Tabla 3. Se observa que para $\psi = 0.4$, la impedancia Z_{f_0} y Z_{2f_0} están muy cercanas entre si. Esto es impráctico ya que no es posible replicar este comportamiento con una red de adaptación, sin embargo, se agrega al análisis para ver el efecto que tiene en la potencia y eficiencia. La comparación entre la potencia y eficiencia teórica y la medida se muestra en la Figura 53. La potencia y eficiencia en función de γ permanecen constantes en el transistor a base de SiC. Como se observó en el análisis del clase-B, la eficiencia es mayor en el transistor a base de GaN debido a que el voltaje de codo V_K es menor. La diferencia es de alrededor de 6 % para $\gamma = 0$, sin embargo, la eficiencia del GaN se reduce ese mismo valor para los valores extremos de γ . Para $\psi = 0.4$, la eficiencia en ambos transistores está por debajo del 45 %, además de que Z_{f_0} y Z_{2f_0} están muy cerca entre sí. Si definimos 50 % como la eficiencia mínima aceptable, los valores de ψ que cumplen este criterio en el transistor GaN son menores a 0.3. Por otro lado, debido a que el SiC es menos eficiente, los valores de ψ son menores a 0.2. La potencia en el transistor GaN cae de su valor máximo conforme γ se acerca a sus valores extremos de 1 y -1. La reducción máxima presente es de 0.7 dB, mientras que con el SiC solamente cae 0.25 dB. Se observa también que la respuesta del transistor no es simétrica con γ . Por ejemplo, para el SiC con $\psi=0$, la potencia a $\gamma = -1$ es 38.7 dBm y para $\gamma = 1$ es 38.5 dBm. La misma reducción de corriente vista en la sección anterior se muestra en la Figura 54 a) y b). La amplitud de la corriente presenta más cambios con γ en el GaN que en el SiC. En la Figura 54 c) y d) se presenta el voltaje y la corriente del clase-J resistivo, donde se observa el efecto de ψ sobre el voltaje. Conforme ψ aumenta, la máxima excursión voltaje disminuye. Debido a que el valor máximo y mínimo se reduce e incrementa, respectivamente, la potencia y la eficiencia disminuye de su valor máximo.

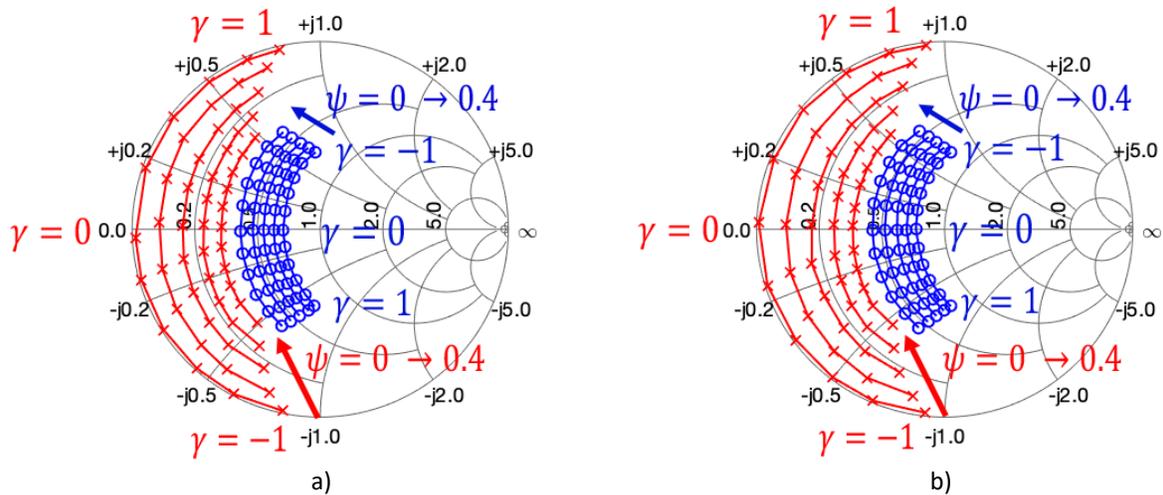


Figura 52. Las impedancias sintetizadas Z_{f_0} (-o-) y Z_{2f_0} (-x-) del clase-J reactivo-resistivo con $V_{DS} = 30\text{ V}$ para el transistor basado en GaN en a) y el basado en SiC en b).

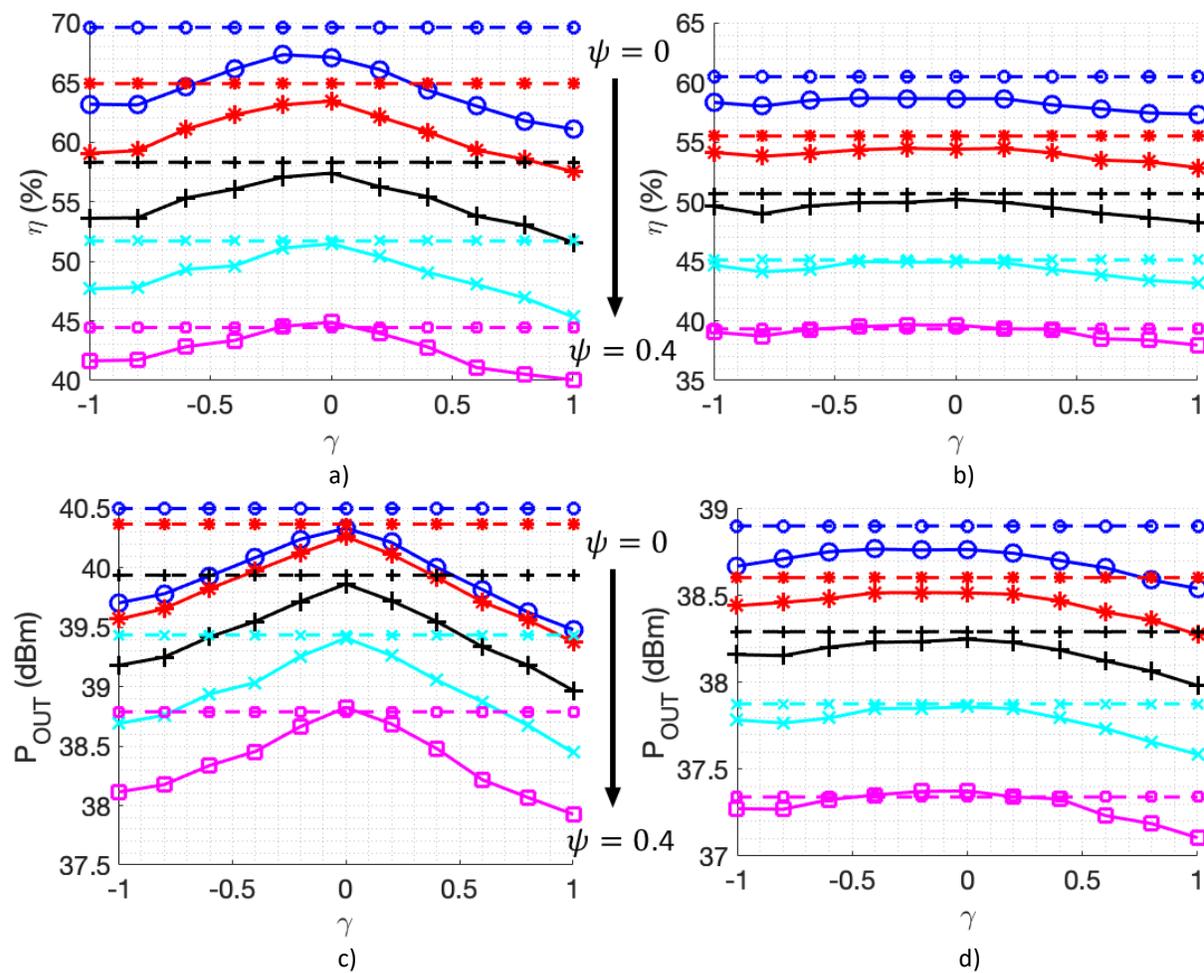


Figura 53. Potencia de salida y eficiencia de drenador del clase-J reactivo-resistivo con $V_{DS} = 30\text{ V}$ para el transistor basado en GaN en a) y c) y el basado en SiC en b) y d). Las líneas discontinuas son los valores teóricos.

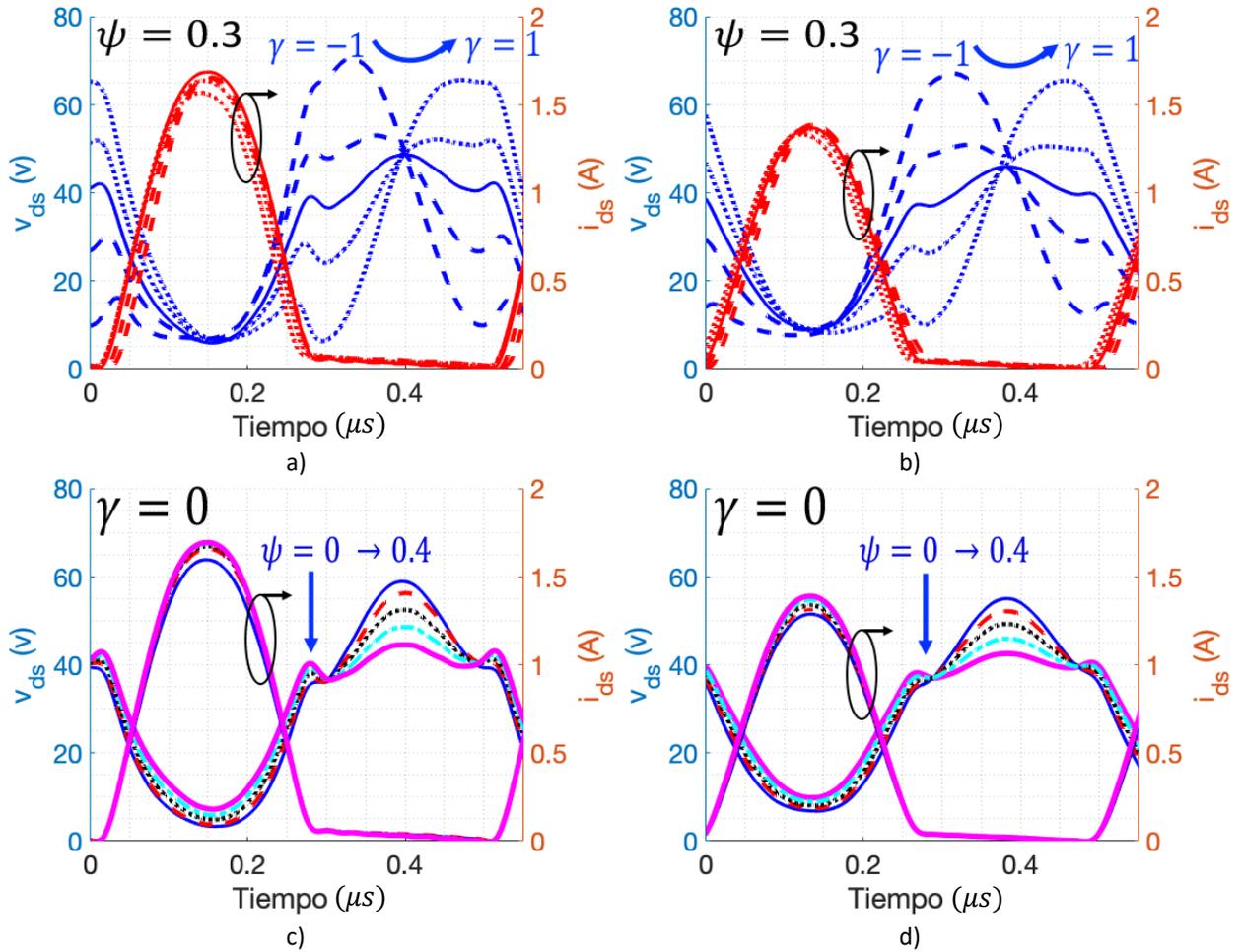


Figura 54. Clase-J reactivo-resistivo con el transistor GaN en a) y c) y con el SiC en b) y d).

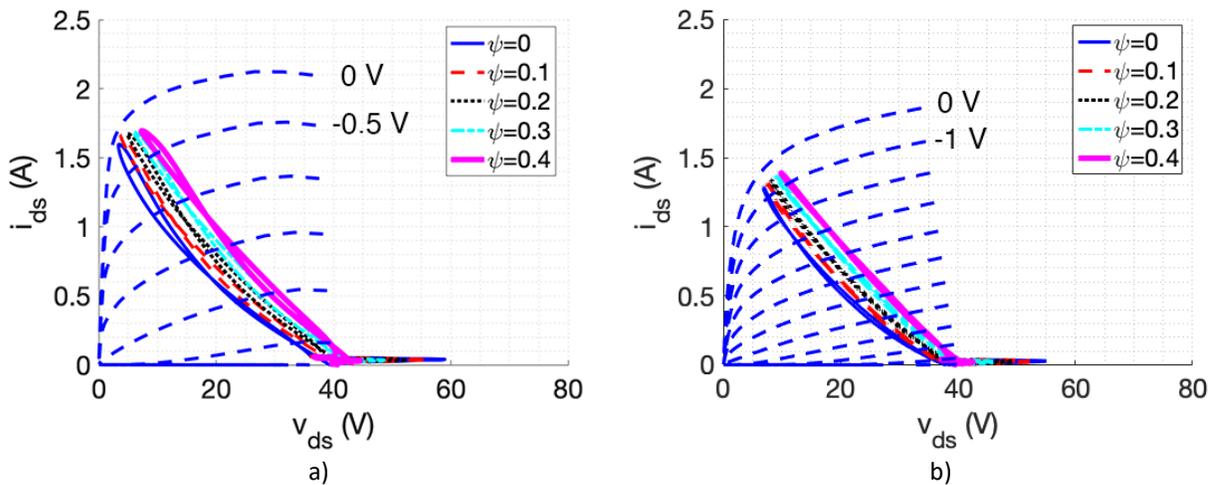


Figura 55. Líneas de carga del clase-J resistivo ($\gamma = 0$) para el transistor basado en GaN en a) y el basado en SiC en b).

En la Figura 55 se muestran las líneas de carga del clase-J resistivo para ambos transistores. El efecto de ψ sobre el voltaje se observa claramente. Al aumentar ψ , la impedancia Z_{f_0} se vuelve más pequeña, causando que la línea de carga salga de la zona óhmica. Esto ocasiona que el voltaje mínimo sea mayor y disipe más potencia. El otro efecto visto es que la forma de onda se aplan a altos voltajes cuando $\psi > 0$, esto se debe a que $A_2 > 0$, como describe la expresión 61. Como se observó a lo largo de este capítulo y en (Molina-Cesena et al., 2022), el “load-pull” armónico a baja frecuencia en el dominio del tiempo sirve para caracterizar, analizar y comprobar modos de operación como el clase-J donde requiere impedancias complejas a la frecuencia fundamental y al segundo armónico.

4.3.3 Clase-J reactivo – resistivo con transistores en oblea

Con el fin de demostrar la flexibilidad del sistema, a continuación, se presentan mediciones adquiridas con el “load-pull” a baja frecuencia de un transistor a base de GaN en oblea. Es necesario conectar el sistema a una máquina de puntas microscópicas para medir directamente en las terminales coplanares del transistor. En la Figura 56 a) se muestra el sistema montado en la máquina de puntas SUMMIT 9000, mientras que en b) el transistor medido. El transistor a base de GaN tiene una longitud de compuerta L_g de $200 \mu m$ y 10 “fingers”, dando como dimensiones totales 2 mm. Las resistencias parásitas R_S y R_D para este transistor tienen un valor de 0.4Ω y 0.68Ω , respectivamente. La extracción se realizó con los métodos descritos en (Zarate-de Landa et al., 2009) y en (Reynoso-Hernandez & Rangel-Patino, n.d.) para asegurar que la extracción fue correcta. El proceso de calibración del “load-pull” a baja frecuencia no se repitió ya que las pérdidas medidas de la máquina de puntas son despreciables.

Se realizó una caracterización completa del transistor en oblea como se describió en el Capítulo 3. Se varió la impedancia a la salida del transistor para encontrar el valor óptimo que proporcione la máxima potencia. Sin embargo, se observó que para $v_{gs}^{max} = 0 V$ la forma de onda de voltaje no es puramente senoidal y presenta una clara planaridad a valores bajos de voltaje para todas las impedancias medidas. Debido a que se desea operar como un amplificador clase-B, se redujo v_{gs}^{max} desaturar el transistor y así reducir el contenido armónico. El valor seleccionado fue $-0.4V$.

Tabla 4. Parámetros del clase-B optimizado para el transistor a base de GaN en oblea de 2 mm.

Z_{f_0} (10 V)	Z_{f_0} (15 V)	Z_{f_0} (20 V)	Z_{f_0} (25 V)	V_{GS}	v_{gs}^{max}
-0.35 (24.1 Ω)	-0.15 (37 Ω)	0.05 (55.3 Ω)	0.15 (67.6 Ω)	-2.4 V	-0.4 V

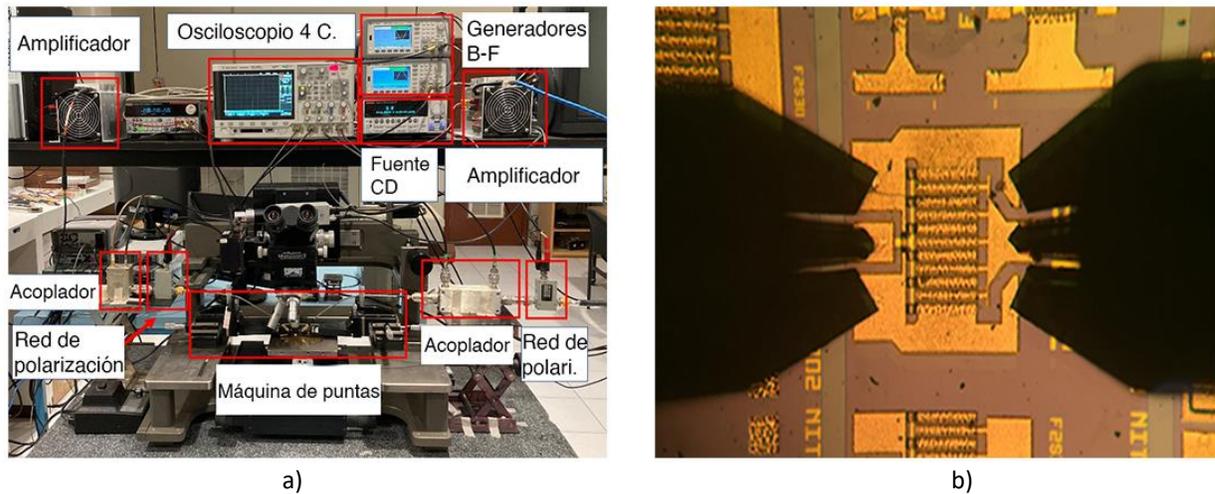


Figura 56. El “load-pull” armónico a baja frecuencia conectado a la máquina de puntas para medir transistores en oblea se muestra en a), mientras que el transistor en oblea a base de GaN se muestra en b).

La reducción conlleva también que la corriente sea menor, como se observa en la Figura 57. Al igual que el transistor encapsulado a base de GaN, las curvas I-V y las líneas de carga no coinciden en su valor máximo de corriente. Sin embargo, la reducción de la corriente cuando V_{DS} aumenta es mayor en las líneas de carga que en las curvas I-V. La reducción en corriente se debe a las trampas de electrones y a los cambios de temperatura al variar V_{DS} . Por otro lado, la discrepancia entre las curvas I-V y las líneas de carga se debe a que la corriente de reposo inicial no es igual en ambos casos (Roff et al., 2006, 2009). Sin embargo, un punto a resaltar es que las líneas de carga sí coinciden de la curva I-V para impedancias altas, es decir, siempre se mantiene dentro de la zona óhmica y por debajo del codo de la curva I-V. Esto implica también que no se presentan valores negativos en la forma de onda de voltaje.

El voltaje de polarización V_{GS} cambió de -2.3 V a -2.4V después de minimizar el tercer armónico de la forma de onda de corriente I_{3f_0} . Tanto las líneas de carga óptimas para máxima potencia, así como las formas de onda de corriente y voltaje en función de V_{DS} se muestran en la Figura 58. Para $V_{DS} = 20$ V, la impedancia sintetizada no es la óptima debido a que el valor es aproximadamente 50Ω , impedancia que el sistema no puede sintetizar. Por esta razón se utilizó para ese voltaje la impedancia descrita en la Tabla 4. Analizando las formas de onda, la dependencia de la amplitud de la corriente con V_{DS} es evidente cuando el voltaje de drenador es mayor a 15 V. Por otro lado, al presentar la impedancia óptima, la corriente del transistor encapsulado a base de GaN permanece constante al variar V_{DS} . Una posible causa de esto es que el transistor en oblea es un transistor a base de GaN prototipo y uno de los primeros cuando este semiconductor comenzó a sobresalir por sus altas prestaciones en aplicaciones de potencia. Por otro lado, el transistor encapsulado a base de GaN es un producto más reciente y fabricado después de muchos años

de trabajo con el semiconductor. Al igual que los transistores encapsulados, la impedancia óptima de máxima potencia no presenta máxima excursión de corriente, pero sí de voltaje. Tiene como consecuencia que el voltaje de codo V_K sea pequeño, ayudando a que la eficiencia se mantenga cerca del valor teórico del clase-B. Si se requiere máxima excursión de corriente, sería necesario aumentar v_{gs}^{max} para que la amplitud del voltaje aumente, pero se presentaría mayor distorsión como se observó cuando v_{gs}^{max} era igual a 0 V.

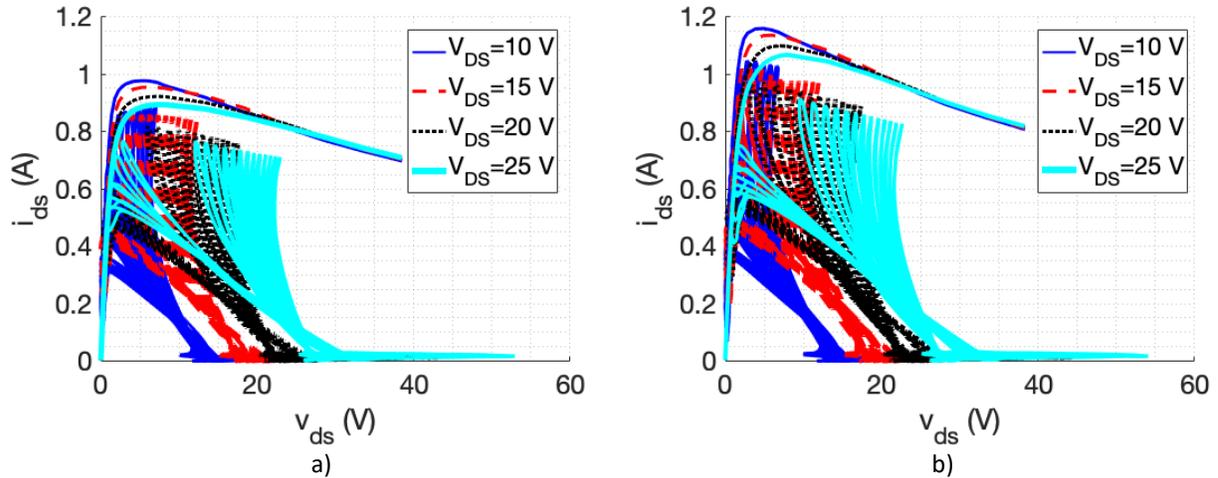


Figura 57. Líneas de carga del transistor en oblea para $v_{gs}^{max} = -0.4$ y 0 V mostrados en a) y b), respectivamente.

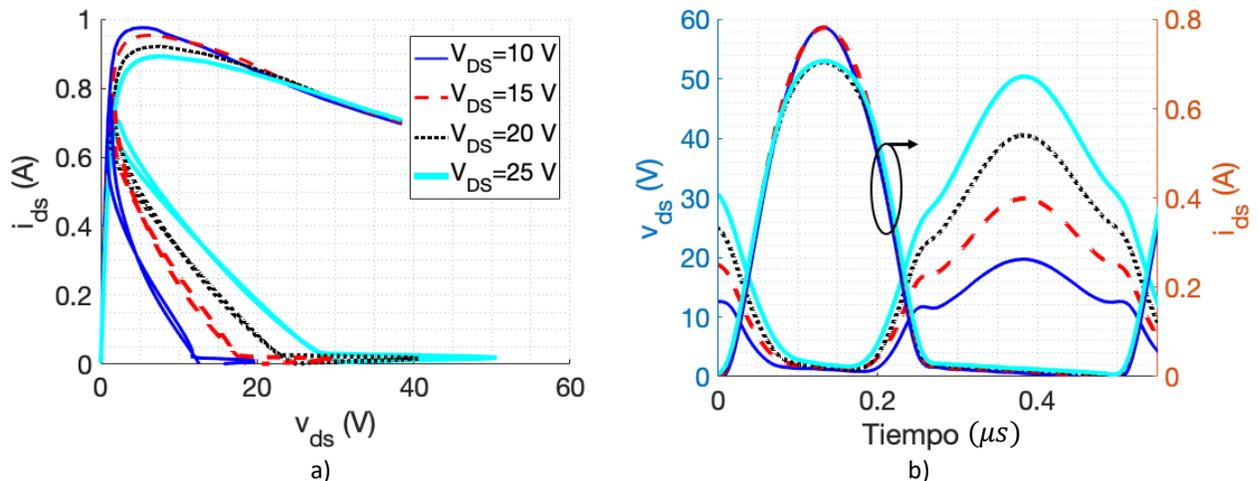


Figura 58. Líneas de carga en a) y formas de onda en b) del amplificador clase-B utilizando el transistor a base de GaN en oblea de 2 mm. El voltaje de compuerta V_{GS} y v_{gs}^{max} son -2.4 V y -0.4 V, respectivamente.

Las formas de onda del amplificador clase-J con el transistor en oblea se muestran en la Figura 59. El comportamiento visto en el transistor encapsulado se hace presente en su contraparte en oblea. Se aprecia que la amplitud de la corriente disminuye cuando γ se acerca a sus valores extremos de -1 y 1. Por lo tanto, se puede concluir que es un desperfecto presente en el semiconductor a base en GaN, y no algo exclusivo de los transistores encapsulados o en oblea. En la Figura 60 se muestra la eficiencia y potencia de salida del transistor en oblea. Ambos parámetros caen conforme γ llega a sus valores extremos debido a reducción de la corriente vista en las líneas de carga en la Figura 59. Debido a que para valores de ψ mayores a 0.2 la impedancia Z_{f_0} era aproximadamente 50Ω , ψ tomó valores de 0 a 0.2.

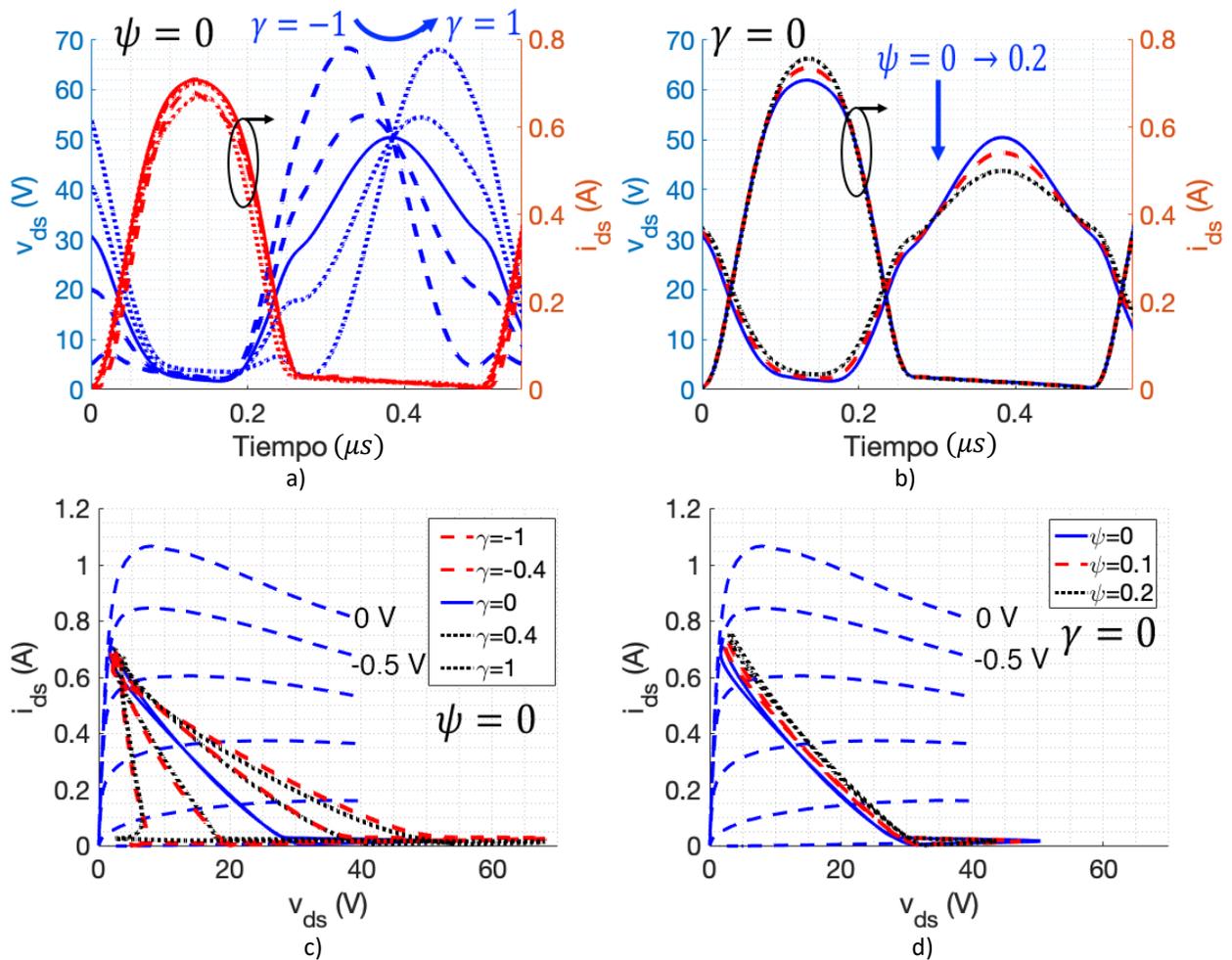


Figura 59. Clase-J reactivo-resistivo con el transistor a base de GaN en oblea de 2 mm. Las formas de onda en función de γ y ψ se muestran en a) y b), mientras que las líneas de carga en c) y d).

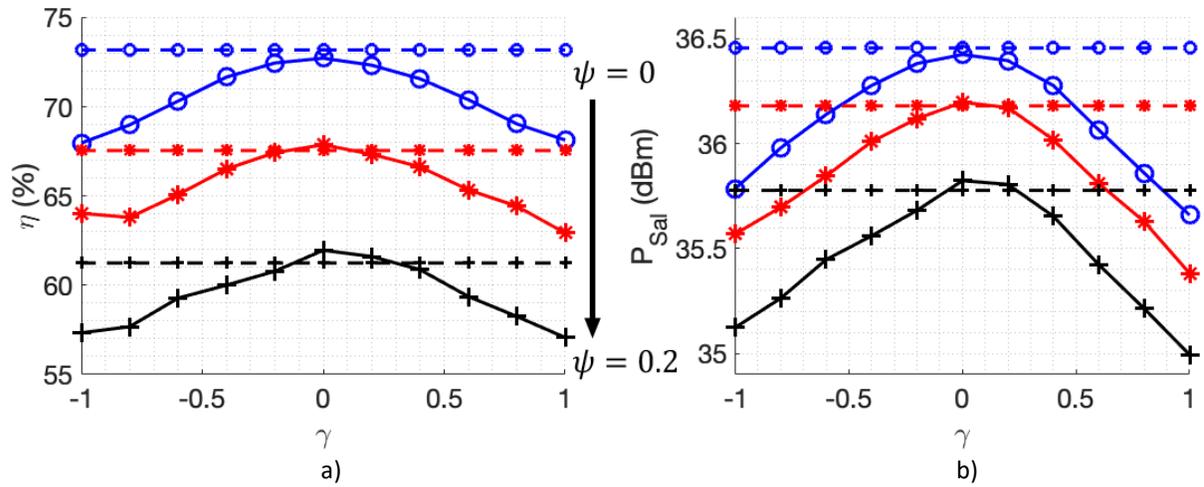


Figura 60. Eficiencia y potencia en función de γ y ψ del transistor a base de GaN en oblea de 2 mm.

Capítulo 5 Análisis teórico experimental del amplificador de potencia clase-B/F modo continuo

En este capítulo se analizará el amplificador clase-F en modo-continuo utilizando el “load-pull” a baja frecuencia. Primero se analizará el comportamiento del transistor con impedancias reactivas a la frecuencia fundamental y a sus armónicas. Se explicará la teoría del amplificador clase-F clásico y modo continuo y se comprobará utilizando el “load-pull” a baja frecuencia. Los transistores bajo prueba son el CGH40010F a base de GaN y el CRF24010F a base de SiC. Partiendo del modo de operación clase-B optimizado en el Capítulo 3, se analizará experimentalmente el punto de polarización óptimo para modificar la onda de voltaje de senoidal a cuadrada.

5.1 Impedancias reactivas-resistivas como carga de salida

Al igual que en la Sección 4.1, se realizó un “load-pull” a la frecuencia fundamental y al segundo armónico pero también al tercero. El tercer armónico se hace presente cuando la potencia en la entrada satura el transistor o cuando se modifica el punto de polarización, haciendo que el transistor opere como clase-AB o C. Para que el transistor opere como un amplificador clase-F, es necesario presentar un circuito abierto al tercer armónico. Sintetizando el circuito abierto al tercer armónico, se realizó un “load-pull” de la impedancia a la frecuencia fundamental y al segundo armónico, como se observa en la Figura 61. La impedancia Z_{2f_0} es 0Ω (corto circuito), mientras que para Z_{3f_0} , tiene un valor de varios $k\Omega$ (circuito abierto). En la Figura 61 a), la potencia máxima se obtiene cuando Z_{f_0} es puramente resistiva. Por otro lado, cuando Z_{f_0} tiene parte reactiva, la impedancia Z_{2f_0} óptima también tiene parte reactiva (Figura 61 b). La presencia de la impedancia al tercer armónico no influye en el comportamiento visto previamente. Esto se debe a que Z_{3f_0} no está cerca y se localiza en lado opuesto del corto circuito. Conforme Z_{3f_0} esté más cerca de Z_{f_0} o Z_{2f_0} , los cambios tanto en magnitud como en fase de la impedancia influirán más sobre la potencia y eficiencia del transistor, similar a lo visto en la sección 2.7. En la Figura 62 a), la impedancia Z_{f_0} tiene parte real e imaginaria, mientras que la impedancia Z_{2f_0} es un corto circuito. Se observa que al variar Z_{3f_0} la potencia máxima se presenta en el circuito abierto. Es decir, la impedancia Z_{3f_0} óptima no se desplazó con Z_{f_0} compleja. Por otro lado, cuando Z_{2f_0} se le agrega una parte reactiva, la impedancia óptima al tercer armónico se desplaza, como se muestra en la Figura 62 b). Sin embargo, si la impedancia

se aleja de su valor óptimo, la reducción de potencia es menor a 0.1 dB. Esto no sucede con Z_{2f_0} , ya que en la Figura 61 b) se observa que la reducción de potencia puede llegar a ser de hasta 0.6 dB.

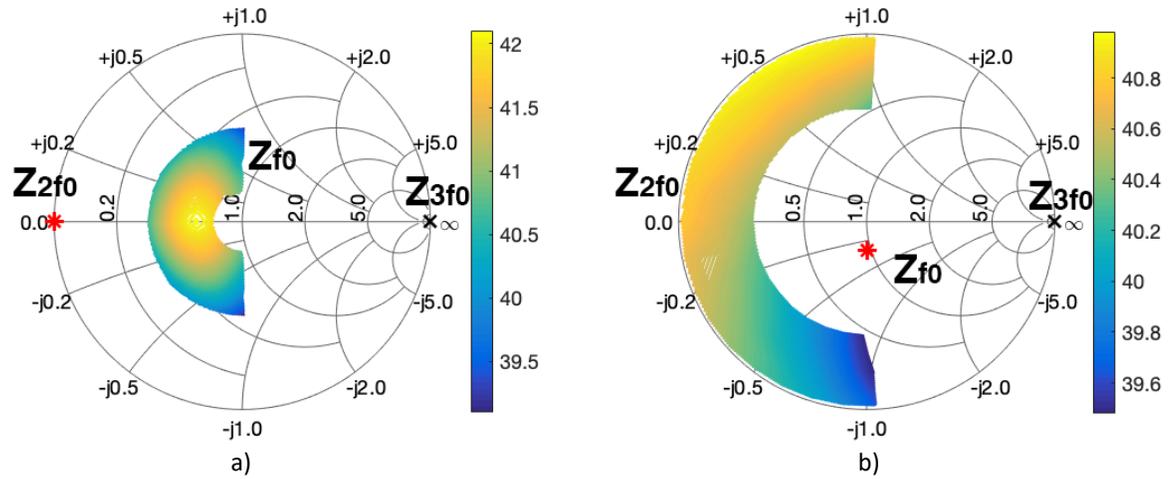


Figura 61. Contornos de potencia del transistor basado en GaN CGH40010F. “Load-Pull” a la frecuencia fundamental se muestra en a) y al segundo armónico en b).

Son muy pocos los trabajos en los que consideran a Z_{3f_0} dependiente de los parámetros del clase-F modo continuo (Carrubba et al., 2012). Al considerarla el análisis de las ecuaciones se vuelve más complejo y no presenta una mejora sustancial en la potencia y eficiencia del amplificador. Al igual que en estos trabajos (Aggrawal et al., 2017; Carrubba, Clarke, et al., 2011; Carrubba, Lees, et al., 2011; Cipriani et al., 2017), en el análisis experimental presentado aquí se considera a Z_{3f_0} constante.

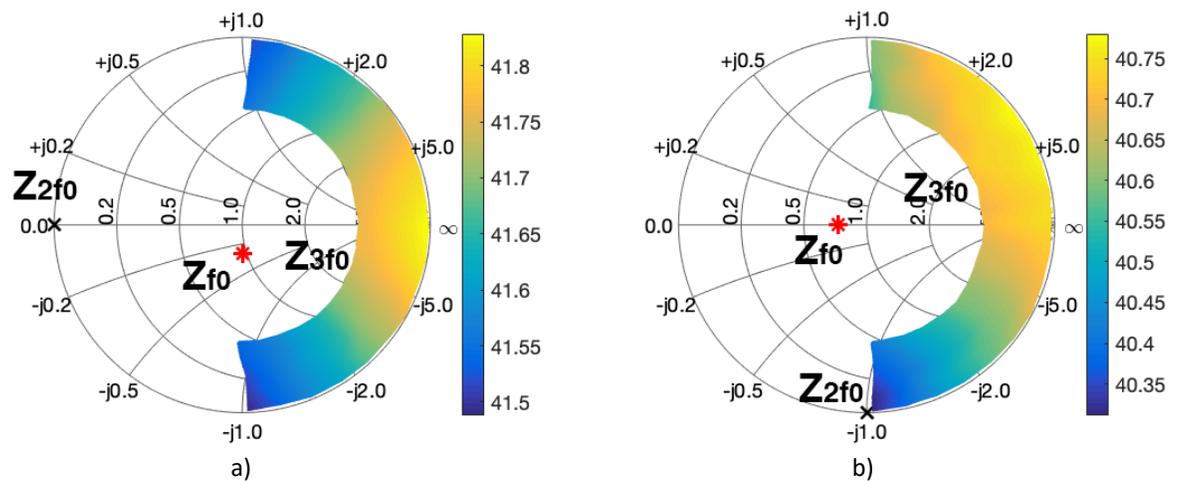


Figura 62. Contornos de potencia del transistor basado en GaN CGH40010F. “Load-Pull” al segundo armónico se muestra en a) y al tercero en b).

Utilizando la configuración del diagrama a bloques de la Figura 63, se realizó el siguiente experimento para buscar la presencia de corriente en la compuerta. Este consiste en buscar los valores de v_{gs}^{max} para los cuales fluye corriente en la compuerta. En la Figura 64 se muestran las ondas incidentes y reflejadas en la compuerta para dos casos: $v_{gs}^{max} = 0\text{ V}$ y $v_{gs}^{max} = 3\text{ V}$. Se observa un ligero desfase entre ambas formas de onda debido a que no se calibró en fase, sin embargo, se consideró que no influye sustancialmente en la precisión de la medición. En los resultados para $v_{gs}^{max} = 0\text{ V}$ mostrados en la Figura 64 a), la amplitud de la onda incidente y reflejada es la misma. Mediante la expresión (72) se observa que la corriente presente es igual a 0 mA. Esto se debe a que el diodo de compuerta se polariza en directa cuando es polarizado con un voltaje V_{GS} mayor al umbral, siempre positivo. Por otro lado, para $v_{gs}^{max} = 3\text{ V}$ la onda reflejada por la compuerta del transistor está distorsionada. Además de presentar una amplitud distinta a la onda incidente, la onda reflejada presenta un recorte a voltajes altos. Esto se debe a que parte del voltaje recae en el diodo de compuerta, polarizando en directa al diodo y haciendo que fluya corriente. Cabe recalcar que el voltaje de compuerta v_{gs} hasta el momento ha sido puramente senoidal, por lo tanto, v_{gs}^{max} es directamente el valor máximo que toma la forma de onda v_{gs} . Debido a que cuando el diodo se polariza en directa se introducen armónicas a v_{gs} , el valor de v_{gs}^{max} se define como la amplitud de v_{gs} a la frecuencia fundamental. En este experimento se sintetizó un circuito abierto al tercer armónico, y se observó que con un corto circuito la onda reflejada de entrada es puramente senoidal. Esto sugiere que se presenta realimentación entre la entrada y la salida cuando se sintetiza el circuito abierto a la salida del transistor.

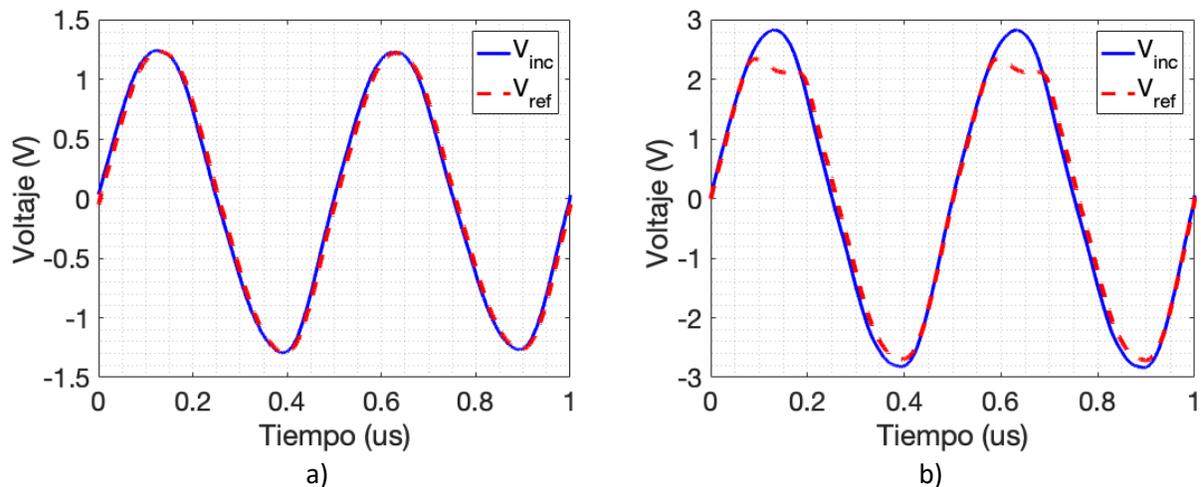


Figura 64. Forma de onda incidente y reflejada en la compuerta del transistor basado en GaN CGH40010F para $v_{gs}^{max} = 0\text{ V}$ mostrado en a) y $v_{gs}^{max} = 3\text{ V}$ en b).

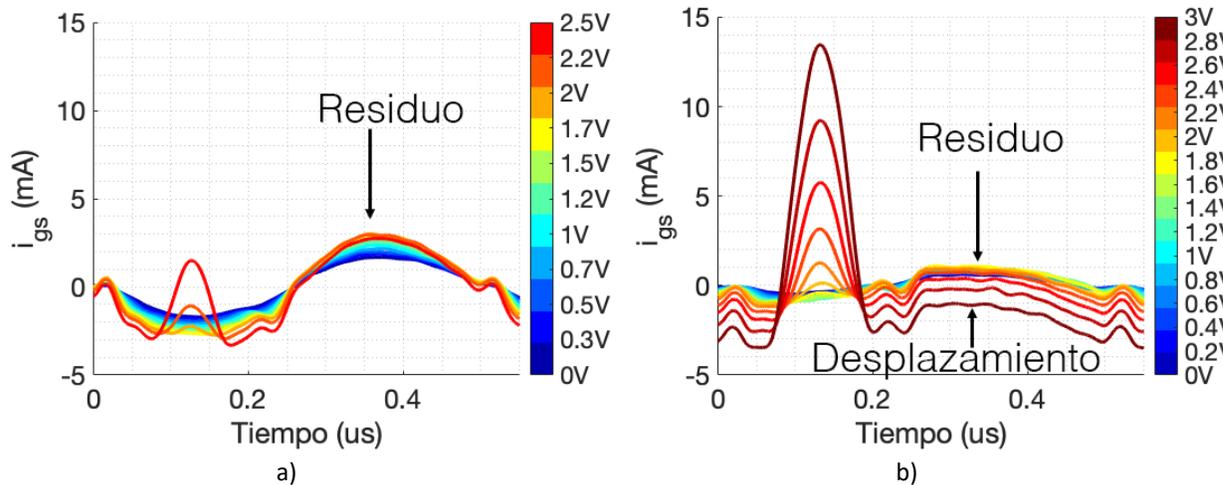


Figura 65. Corriente de compuerta i_{gs} del transistor basado en GaN CGH40010F en función de v_{gs}^{max} antes y después de cambiar el acoplador de entrada, mostrados en a) y b), respectivamente.

La corriente de compuerta en función de v_{gs}^{max} se muestra en la Figura 65. Se midió la corriente utilizando el acoplador de entrada de la marca Pulsar y el nuevo Werlatone. En ambos casos se obtuvo un pico de corriente en función de v_{gs}^{max} entre 0.1 y 0.2 μs , que coincide con el pico positivo de la onda de voltaje v_{gs} . La corriente en otro instante de tiempo debe ser aproximadamente 0 mA. En la Figura 65 a) se observa que la corriente residuo tiene una amplitud pico a pico de hasta 5.5 mA. Para el caso de $v_{gs}^{max} = 2.5 V$, la corriente residuo es mayor al pico real de corriente. Esta corriente residuo se debe a la incertidumbre en la calibración en magnitud a la entrada. El error en magnitud es mayor conforme las pérdidas entre el plano de medición y el del dispositivo bajo prueba sean mayores. Al cambiar de acoplador y conectarlo más cerca del dispositivo bajo prueba, las pérdidas debido a la red de polarización (≈ 1.5 dB) se remueven de la medición. Los resultados se observan en la Figura 65 b). La corriente residual para $v_{gs}^{max} = 2.6 V$ es de 1.5 mA, mientras que para $v_{gs}^{max} = 3 V$ es de 2.5 mA. Por otro lado, el valor pico de corriente real es de 5.8 y 13.5 mA, respectivamente. También se observa un desplazamiento vertical que aumenta con v_{gs}^{max} . El desplazamiento sugiere la presencia de corriente continua de compuerta I_{GS} menor a 2 mA. Sin embargo, la fuente de alimentación solo detectó la corriente cuando $v_{gs}^{max} = 3 V$. Con estos resultados se demuestran las mejoras que introduce el nuevo acoplador a la medición de la corriente de compuerta i_{gs} . Analizando la corriente presente en la compuerta para valores de v_{gs}^{max} altos, se concluye que la compuerta puede polarizarse con valores de voltaje positivos por pequeños periodos de tiempo sin que se supere el umbral de conducción del diodo. En la hoja de datos del transistor CGH40010F se especifica que el voltaje de polarización máximo es 2 V y la corriente máxima directa es de 4 mA. Sin embargo, estos valores deben ser constantes. En el caso de las mediciones de la Figura 65, la corriente alcanza su valor

máximo en un periodo corto de tiempo. Estos valores dinámicos no se especifican en la hoja de datos del transistor, por lo que no es posible saber si al utilizar valores de v_{gs}^{max} tan altos degraden el dispositivo a largo plazo. Por esta razón, en las secciones siguientes se busca optimizar el funcionamiento del clase-F utilizando valores de v_{gs}^{max} menores a 1 V.

5.3 Teoría del amplificador clase-F clásico y modo continuo

La forma de onda de corriente del amplificador clase-F es una senoidal rectificada de media onda, al igual que el clase-B. Por otro lado, para obtener una eficiencia mayor, el voltaje generado es una onda cuadrada. Esto se logra saturando al transistor y presentando un corto circuito a las armónicas pares y un circuito abierto a las impares. Sin embargo, en la práctica, no es posible generar la onda cuadrada ideal debido a que requiere del control de un amplio número de impedancias armónicas. Realizar esto con un “load-pull” requeriría un generador para cada frecuencia armónica, aumentando la complejidad y los costos del sistema. Al diseñar la red de adaptación del amplificador, esta debería presentar la impedancia correcta en un ancho de banda que cubra todas las armónicas, aumentando la complejidad de la estructura y degradando otras propiedades de la misma, como por ejemplo, reducir la potencia debido al aumento de las pérdidas. Por esta razón, muchos de los análisis priorizan el control de la segunda y tercer armónica.

Al igual que el clase-J, las ondas de voltaje y corriente del clase-F modo continuo presentan la misma área de traslape, permitiendo mantener constante tanto la potencia como la eficiencia de drenador (Carrubba, Clarke, et al., 2011). Considerando el voltaje de codo V_K diferente de cero, la forma de onda de voltaje del clase-F modo continuo resistivo está definido como:

$$v_{Fcont} = V_K + (V_x - V_K)(v_F)(v_{Reactivo})(v_{Resistivo}), \quad (73)$$

donde $v_F = 1 - \alpha \cos \theta - \beta \cos 3\theta$, $v_{Reactivo} = 1 - \gamma \sin \theta$, $v_{Resistivo} = 1 + \psi \cos \theta$, $\alpha = \frac{V_{f_0}}{V_{DC}}$, $\beta = \frac{V_{3f_0}}{V_{DC}}$.

5.3.1 Amplificador clase-F clásico

Cuando $\gamma = \psi = 0$, el transistor opera en modo clase-F clásico. La expresión de voltaje descrita en (Marian K. Kazimierczuk, 2008) se define de la siguiente forma :

$$v_{FC} = V_{DC} - V_{f_0} \cos \theta + V_{3f_0} \cos 3\theta. \quad (74)$$

Al analizar la forma de onda de voltaje se encuentran dos condiciones, una onda de voltaje que presenta máxima planaridad y otra máxima eficiencia. Para encontrar las condiciones de máxima planaridad, la expresión (73) se deriva y se iguala a 0:

$$\frac{dv_F}{d\theta} = V_{f_0} \sin \theta - 3V_{f_3} \sin 3\theta = 0. \quad (75)$$

Sin embargo, cuando $\theta = 0$ y $\theta = \pi$, la primera derivada no genera una nueva ecuación, ya que, al sustituir ambos valores, ambos términos se eliminan. La segunda derivada es igual a:

$$\frac{d^2v_F}{d\theta^2} = V_{f_0} \cos \theta - 9V_{f_3} \cos 3\theta = 0. \quad (76)$$

Al evaluar la ecuación en $\theta = 0$ y despejar $\frac{V_{f_3}}{V_{f_0}}$, se tiene:

$$\frac{V_{f_3}}{V_{f_0}} = \frac{1}{9}. \quad (77)$$

Evalutando la expresión (74) en $\theta = 0$, y sustituyendo V_{f_3} despejada de (77), tenemos:

$$v_{FC}(0) = V_{DC} - V_{f_0} + V_{f_3} = V_{DC} - V_{f_0} + \frac{1}{9}V_{f_0} = V_{DC} - \frac{8}{9}V_{f_0} = 0. \quad (78)$$

Despejando $\frac{V_{f_0}}{V_{DC}}$ se obtiene que:

$$\frac{V_{f_0}}{V_{DC}} = \frac{9}{8}. \quad (79)$$

Al despejar V_{f_0} de (77) y sustituyéndolo en (74), tenemos que la expresión de voltaje es:

$$v_{FC}(0) = V_{DC} - V_{f_0} + V_{f_3} = V_{DC} - 9V_{f_3} + V_{f_3} = V_{DC} - 8V_{f_3} = 0. \quad (80)$$

Despejando $\frac{V_{f_3}}{V_{DC}}$ de (80):

$$\frac{V_{f_3}}{V_{DC}} = \frac{1}{8}. \quad (81)$$

Por lo tanto, la expresión de voltaje para máxima planaridad está definida como:

$$v_{FC-P} = 1 - \frac{9}{8} \cos \theta + \frac{1}{8} \cos 3\theta. \quad (82)$$

La potencia de salida se define en función de la amplitud del voltaje y corriente de la componente a la frecuencia fundamental:

$$P_{Sal} = \frac{1}{2} I_{f_0} V_{f_0} = \frac{\pi}{4} \frac{9}{8} I_{DC} V_{DC}. \quad (83)$$

A su vez, la eficiencia es función de la potencia de salida y la potencia de corriente continua consumida por el transistor:

$$\eta = \frac{P_{Sal}}{P_{DC}} = \frac{\frac{\pi}{4} \frac{9}{8} I_{DC} V_{DC}}{I_{DC} V_{DC}} = 0.8835. \quad (84)$$

La eficiencia máxima para el clase-F con máxima planaridad es del 88.35%. Para obtener máxima eficiencia, la expresión de voltaje se modifica utilizando la siguiente propiedad trigonométrica $\cos(3\theta) = 4\cos^3(\theta) - 3\cos(\theta)$. Por lo tanto:

$$v_{ds}(\theta) = 1 - \cos(\theta) (\alpha + 3\beta - 4\beta \cos^2(\theta)). \quad (85)$$

Al derivar la expresión de voltaje e igualar a cero, tenemos:

$$\frac{d}{d\theta} v_{ds}(\theta)|_{\theta=0} = (\alpha + 3\beta - 12\beta \cos^2(\theta)) = 0. \quad (86)$$

Tomando en cuenta que $x = \frac{\beta}{\alpha}$, se obtiene como resultado que $\cos(\theta)$ equivale a la siguiente expresión:

$$\cos(\theta) = \sqrt{\frac{1}{12} \frac{\alpha}{\beta} + \frac{1}{4}} = \sqrt{\frac{1}{12x} + \frac{1}{4}}. \quad (87)$$

Sustituyendo (87) en la expresión de voltaje (85), se tiene:

$$v_{ds}(\theta) = 1 - \sqrt{\frac{1}{3x} + 1} \left(\frac{1}{3} + x\right) \alpha. \quad (88)$$

Igualando a cero la expresión anterior, el término α está dado por:

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{3x} + 1} \left(\frac{1}{3} + x\right)}. \quad (89)$$

Recordando que $\alpha = \frac{V_{f_0}}{V_{DC}}$ y $x = \frac{\beta}{\alpha} = \frac{V_{3f_0}}{V_{f_0}}$, la expresión (89) describe la relación entre el tono a la frecuencia fundamental y el tercer armónico en un amplificador clase-F. Para maximizar α , se deriva y después iguala a cero. El numerador es igual a:

$$18x^2 + 3x - 1 = 0. \quad (90)$$

Al resolver la ecuación cuadrática se obtuvo que:

$$x = \frac{\beta}{\alpha} = \frac{V_{3f_0}}{V_{f_0}} = \frac{1}{6}. \quad (91)$$

Sustituyendo el valor de x en la expresión (89), el valor óptimo de α es:

$$\alpha = \frac{2}{\sqrt{3}}. \quad (92)$$

De (91) se puede despejar β , como se muestra a continuación:

$$\beta = \alpha x = \frac{1}{3\sqrt{3}}. \quad (93)$$

Por lo tanto, la expresión de voltaje del amplificador clase-F para máxima eficiencia está dada por:

$$v_{FC-E} = 1 - \frac{2}{\sqrt{3}} \cos \theta + \frac{1}{3\sqrt{3}} \cos 3\theta. \quad (94)$$

La eficiencia del clase-F en función de x es:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{3x} + 1} \left(\frac{1}{3} + x\right)}. \quad (95)$$

La forma de onda de voltaje para máxima planaridad y máxima eficiencia se muestra en la Figura 66 a). La diferencia en la eficiencia obtenida entre ambos casos es debido a la zona de traslape entre la onda de voltaje con la onda de corriente. En el caso de máxima eficiencia, la relación $\frac{V_{3f_0}}{V_{f_0}}$ es mayor que la mostrada para máxima planaridad, lo que logra que la zona de traslape sea menor. Sin embargo, como se verá en la sección experimental, aunque el tercer armónico en el voltaje esté presente, no significa que la forma de onda sea la esperada en un amplificador clase-F. La gráfica entre $\frac{V_{3f_0}}{V_{f_0}}$ y $\frac{V_{f_0}}{V_{DC}}$ se muestra en la Figura 66 b). En esta se indican las condiciones para máxima planaridad y máxima eficiencia. La máxima planaridad se logra en la coordenada $\left(\frac{1}{9}, \frac{9}{8}\right)$, como se calculó anteriormente. Por otro lado, para máxima eficiencia la coordenada se encuentra en $\left(\frac{1}{6}, \frac{2}{\sqrt{3}}\right)$, el valor máximo de la curva. Para todo valor entre ambos puntos, la forma de onda de voltaje será la correspondiente a la de un amplificador clase-F con eficiencia entre el 88.35% y 90.67%. Esta característica presenta un rango de potencia de entrada que proporciona una eficiencia mayor al 88%. Si la relación comienza disminuir por debajo del punto de máxima planaridad, la eficiencia del amplificador comenzará a bajar hasta llegar a la presente en el amplificador clase-B en la coordenada (0,1). En este punto la amplitud del voltaje a la frecuencia fundamental y el voltaje de polarización son iguales, y el contenido armónico no está presente.

5.3.2 Amplificador clase-F modo continuo resistivo

El amplificador clase-F modo continuo se presentó por primera vez en (Carrubba, Clarke, et al., 2011), mostrando que era posible mantener eficiencias y potencias constantes para un conjunto de impedancias específicas. Sin embargo, aunque este modelo es compatible con el caso de máxima eficiencia del clase-F clásico mostrado en (Marian K. Kazimierczuk, 2008), el modo resistivo es menos intuitivo que la versión modo continuo mostrada en (Zarghami et al., 2021) e incompatible con el modo de operación clase-J R-R (Friesicke et al., 2015; Molina-Cesena et al., 2022). Al comparar la expresión (60) del clase-J R-R con la expresión (73) del clase-F modo continuo resistivo, la diferencia es que, en el segundo, se considera la presencia del tercer armónico. Desarrollando la expresión (73) para el caso donde $\gamma \neq 0$ y $\psi > 0$, tenemos:

$$v_{Fcont} = V_K + (V_x - V_K)[V_0 - A_1 \cos \theta + B_1 \sin \theta - A_2 \cos 2\theta + B_2 \sin 2\theta - A_3 \cos 3\theta + B_3 \sin 3\theta - A_4 \cos 4\theta + B_4 \sin 4\theta + B_5 \sin 5\theta], \quad (96)$$

donde $V_0 = 1 - \frac{\alpha\psi}{2}$, $A_1 = \alpha - \psi$, $B_1 = -\gamma \left[1 - \frac{\psi(\alpha+\beta)}{4}\right]$, $A_2 = \frac{\psi}{2}[\alpha - \beta]$, $B_2 = \frac{\gamma}{2}(\alpha + \beta - \psi)$, $A_3 = -\beta$, $B_3 = \frac{\gamma\alpha\psi}{4}$, $A_4 = -\frac{\beta\psi}{2}$, $B_4 = -\frac{\gamma\beta}{2}$, $B_5 = -\frac{\gamma\beta\psi}{4}$.

Si γ y ψ son iguales a 0, solo los términos A_1 y A_3 son diferentes de 0 y se tiene la forma de onda del amplificador clase-F clásico. Si $\psi = 0$ y $\gamma \neq 0$, se agrega un término imaginario a la expresión mediante B_1 y B_2 . Sin embargo, si ambos parámetros son diferentes a cero, se le añaden términos reales al segundo y cuarto armónico, mediante A_2 y A_4 , y términos imaginarios al tercero y quinto armónico, mediante B_3 y B_5 . Las formas de onda de voltaje del modo de operación clase-F modo continuo puramente reactivo y puramente resistivo se presentan en la Figura 67 a) y b), respectivamente. La onda de voltaje del modo continuo puramente reactivo cambia en función de γ , presentando la misma zona de traslape entre la corriente y el voltaje. Para el modo continuo puramente resistivo, la onda de voltaje del clase-F reduce su amplitud al aumentar el valor de ψ . Por lo tanto, controlando ambos parámetros se obtiene un conjunto de formas de onda de voltaje que presentan eficiencias entre la presente en un clase-B y uno clase-F.

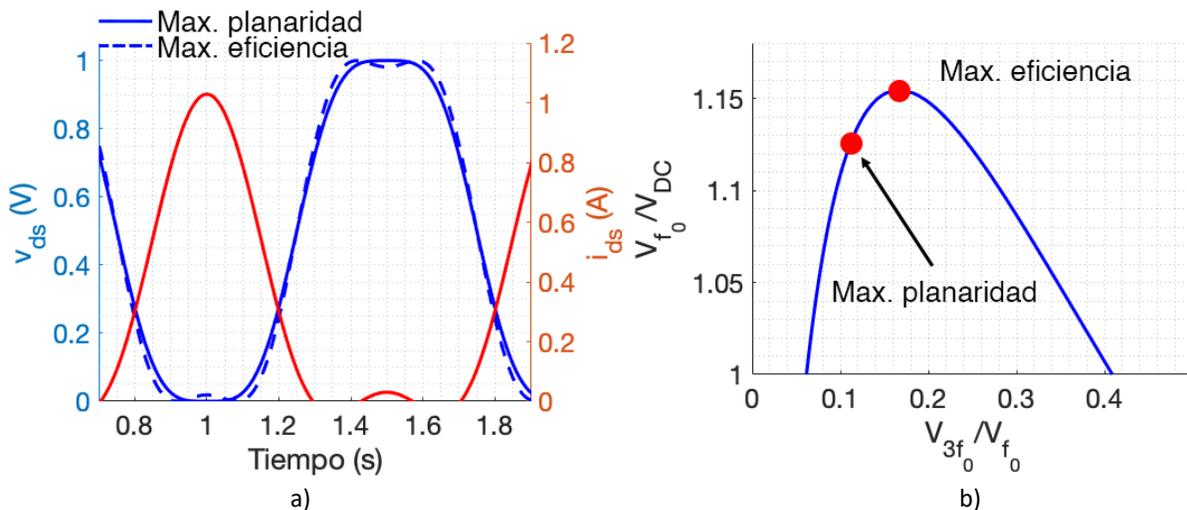


Figura 66. En a) se muestran las formas de onda de voltaje para máxima planaridad y máxima eficiencia. La relación $\frac{V_{3f_0}}{V_{f_0}}$ contra $\frac{V_f}{V_{DC}}$, indicando el punto de máxima planaridad y máxima eficiencia, se muestra en b).

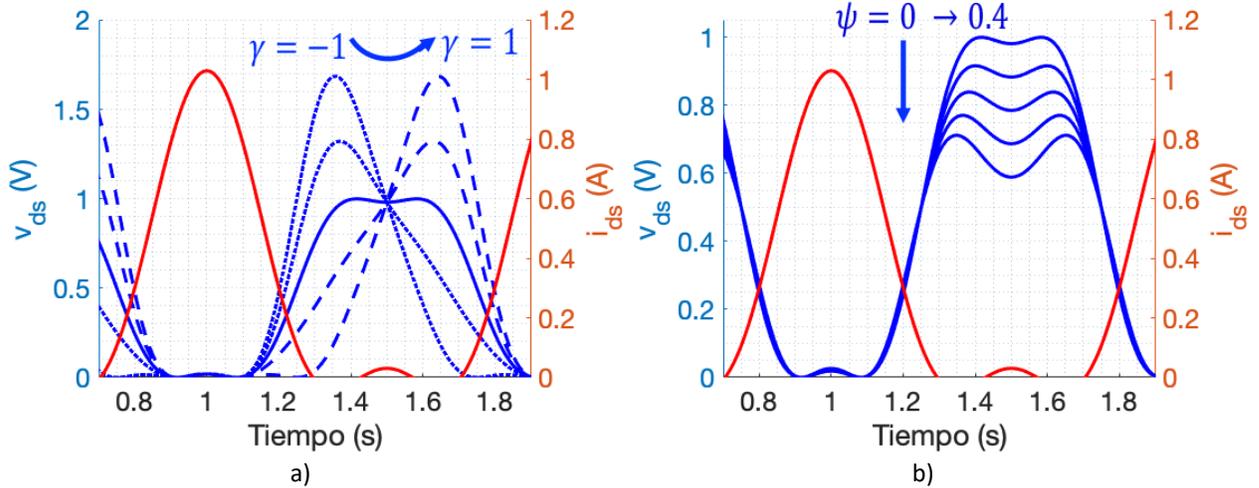


Figura 67. Formas de onda de voltaje para el modo continuo puramente reactivo en a) y para el puramente resistivo en b).

A partir de la ecuación (64), las impedancias del amplificador clase-F modo continuo resistivo están dadas por:

$$Z_{f_0} = \left[\alpha - \psi - j\gamma \left(1 - \psi \frac{\alpha + \beta}{4} \right) \right] R_{opt} , \quad (97)$$

$$Z_{2f_0} = [(\alpha - \beta)\psi + j\gamma(\alpha + \beta - \psi)] \frac{3\pi}{8} R_{opt} , \quad (98)$$

$$Z_{3f_0} = \infty , \quad (99)$$

$$Z_{4f_0} = (\beta \psi - j\gamma\beta) \frac{15\pi}{8} R_{opt} , \quad (100)$$

$$Z_{5f_0} = \infty . \quad (101)$$

Cabe recalcar que las impedancias armónicas pares se mueven por la circunferencia de la carta de Smith, mientras que las impedancias armónicas impares permanecen constantes en el circuito abierto. Sin embargo, debido a que el sistema solo puede controlar hasta el tercer armónico, las impedancias Z_{4f_0} y Z_{5f_0} no se sintetizan. Las impedancias Z_{f_0} , Z_{2f_0} y Z_{3f_0} en función de γ y ψ se muestran en la Figura 68 a). La potencia del amplificador clase-F modo continuo resistivo está definida por la siguiente expresión:

$$P_{Sal} = \frac{1}{2} I_{f_0} V_{f_0} = \frac{\pi}{4} (\alpha - \psi) (V_x - V_K) I_{DC}. \quad (102)$$

Para encontrar V_x , primero se debe desarrollar V_{DC} :

$$V_{DC} = V_K + (V_x - V_K)(V_0) = \left(1 - \frac{\alpha \psi}{2}\right) V_x + \frac{\alpha \psi}{2} V_K. \quad (103)$$

Despejando V_x de (103) y después sustituyendo en la expresión (102), tenemos:

$$V_x = \frac{2V_{DC} - \alpha \psi V_K}{2 - \alpha \psi}, \quad (104)$$

$$P_{Sal} = \frac{\pi}{2} \left(\frac{\alpha - \psi}{2 - \alpha \psi}\right) (V_{DC} - V_K) I_{DC}. \quad (105)$$

Dividiendo la expresión de potencia entre la potencia de corriente directa se obtiene la expresión que describe la eficiencia del amplificador:

$$\eta = \frac{P_{Sal}}{P_{DC}} = \frac{\pi}{2} \left(\frac{\alpha - \psi}{2 - \alpha \psi}\right) \left(\frac{V_{DC} - V_K}{V_{DC}}\right). \quad (106)$$

La potencia y eficiencia teóricas para el amplificador clase-F modo continuo resistivo se muestran en la Figura 68 b). Ambos parámetros son dependientes de ψ , pero independientes de γ , como se muestra en las expresiones (105) y (106). Tanto la potencia y la eficiencia reducen su valor en función del término $\left(\frac{\alpha - \psi}{2 - \alpha \psi}\right)$. Para $\psi = 0.4$, la eficiencia teórica alcanzable por el amplificador sería aproximadamente la eficiencia del modo de operación clase-B. Como se vió en la sección 5.1, las variaciones en Z_{3f_0} no perjudican considerablemente en el rendimiento del amplificador comparado con Z_{2f_0} . Esto se debe principalmente a la cercanía entre Z_{f_0} y Z_{2f_0} , tanto en frecuencia como en su posición en la carta de Smith. En (Carrubba et al., 2012), Z_{3f_0} se vuelve dependiente del parámetro γ . Se observa que el impacto de Z_{3f_0} sobre la eficiencia y potencia es muy pequeño.

5.4 Análisis experimental del amplificador clase-F clásico

Al igual que en el clase-J, el primer paso para obtener el modo de operación clase-F es que el transistor opere como clase-B. Los transistores utilizados para este análisis son el CGH40010F a base de GaN y el

CRF24010F a base de SiC. El modo de operación clase-B para ambos transistores se analizó en el Capítulo 3, y los parámetros obtenidos y presentados en la Tabla 3 se utilizarán como valores iniciales en este análisis. Para obtener la forma de onda cuadrada característica del modo de operación clase-F se debe saturar al transistor aumentando la potencia de entrada y sintetizando las impedancias descritas por las ecuaciones (97), (98) y (99), para $\gamma = \psi = 0$. El parámetro que se utilizó a lo largo de esta tesis para medir el nivel de potencia a la entrada es v_{gs}^{max} . Esto permite comparar los resultados del “load-pull” a baja frecuencia con curvas I-V pulsadas. El valor de v_{gs}^{max} utilizado en los Capítulos 3 y 4 para el amplificador clase-B y J fue 0 V. Eso significa que para saturar la compuerta del transistor es necesario incrementar el valor de v_{gs}^{max} y que, a consecuencia de ello, tome valores positivos. Sin embargo, como se vió en la Sección 5.2, el voltaje pico de compuerta puede tomar valores positivos altos sin que fluya una corriente considerablemente grande que pueda dañar la compuerta. Por lo tanto, en este análisis el voltaje v_{gs}^{max} se varía de 0 V hasta 1 V. Partiendo de las impedancias óptimas del amplificador clase-B, las impedancias para el modo clase-F definidas por (97), (97) y (99) para $\gamma = \psi = 0$ y $V_{DS} = 30 V$ son $\frac{2}{\sqrt{3}}R_{opt\ class-B}$ para la frecuencia fundamental, mientras que un corto circuito y un circuito abierto para el segundo y tercer armónico, respectivamente. Sin embargo, el transistor a base de SiC tiene una impedancia de carga óptima de 42.7Ω , un valor muy cercano a 50Ω . Debido a que el sistema no puede sintetizar esa impedancia, se escogió el valor más cercano posible. Sintetizando la impedancia 37Ω , la forma de onda cuadrada no se hace presente con $v_{gs}^{max} = 1 V$. Por otro lado, si se sintetiza una impedancia mayor, como por ejemplo 61.1Ω , la forma de onda cuadrada se hace presente con $v_{gs}^{max} = 1 V$, pero con una reducción considerable en la potencia de salida. Las impedancias óptimas seleccionadas se muestran en la Tabla 4. Además de saturar al transistor y presentarle la impedancia apropiada, se analizó la forma de onda de voltaje para diferentes polarizaciones. Se utilizaron tres valores de V_{GS} distintos, el valor óptimo para el clase-B, un valor más negativo para un clase-C y otro más positivo para un clase-AB. Con este experimento se busca saber la influencia del ángulo de conducción sobre la potencia, eficiencia y forma de onda del clase-F. La forma de onda de voltaje en función de V_{GS} se muestra en la Figura 69. El v_{gs}^{max} utilizado para el GaN y el SiC fue 0.6 V y 1 V, respectivamente, y permanece constante para cada valor de V_{GS} . La onda cuadrada con el pico característico de máxima eficiencia se obtiene para una polarización clase-AB y no para la clase-B. Esto significa que con la polarización clase-AB, el transistor requerirá menos potencia a la entrada para obtener la onda de voltaje cuadrada. Este aumento de la corriente debido al punto de polarización conlleva un ligero aumento en la potencia de salida y una reducción en la eficiencia, como se muestra en la Figura 70. Para los tres valores de V_{GS} , la eficiencia corresponde a la de un amplificador clase-F, sin embargo, debido al aumento de la corriente, la polarización del modo clase-AB presenta mayor potencia. Por esta razón, se escogió esta polarización para el amplificador clase-F clásico.

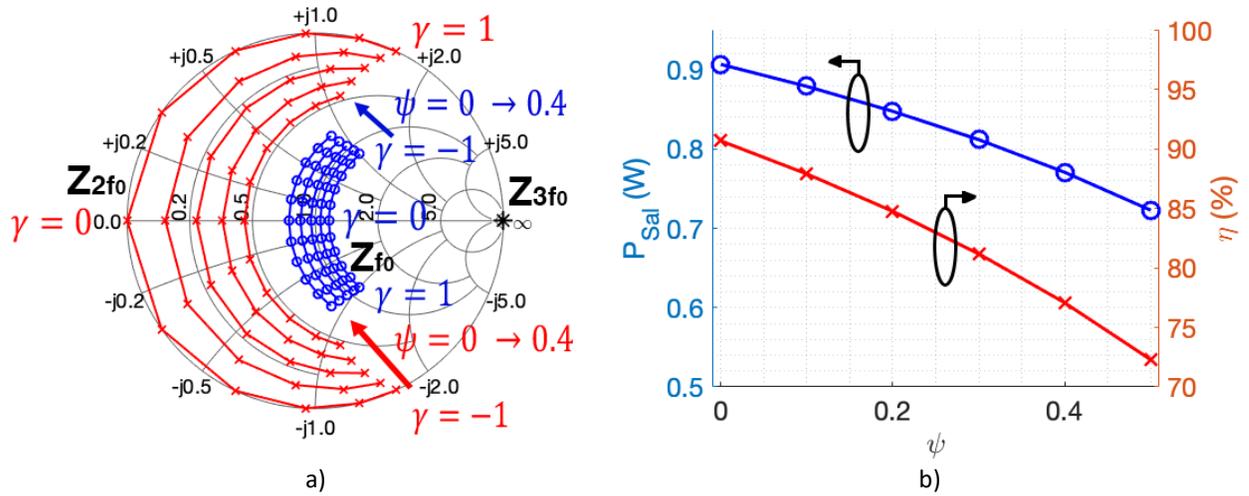


Figura 68. La carta de Smith con las impedancias del clase-F modo continuo resistivo se muestra en a), mientras que la potencia y eficiencia teórica se muestran en b).

Tabla 5. Impedancias del clase-F máxima eficiencia para el transistor a base en GaN y a base de SiC.

Transistor	$Z_{f_0} (\Gamma_{f_0})$	$Z_{2f_0} (\Gamma_{2f_0})$	$Z_{3f_0} (\Gamma_{3f_0})$
CGH40010F (GaN)	37 Ω (-0.15)	0.5 Ω (-0.98)	2450 Ω (-0.96)
CRF24010F (SiC)	61.1 Ω (0.1)	0.5 Ω (-0.98)	2450 Ω (-0.96)

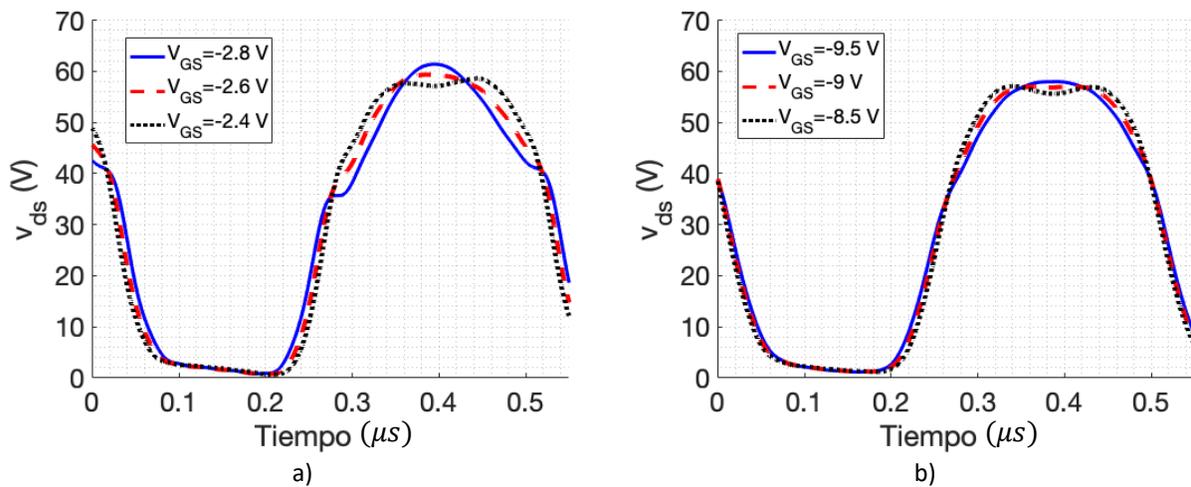


Figura 69. Forma de onda de voltaje en función del voltaje de polarización V_{GS} utilizando el transistor a base de GaN se muestra en a) y de SiC en b). El v_{gs}^{max} utilizado en el transistor de GaN es de 0.6 V, mientras que en el SiC es 1 V.

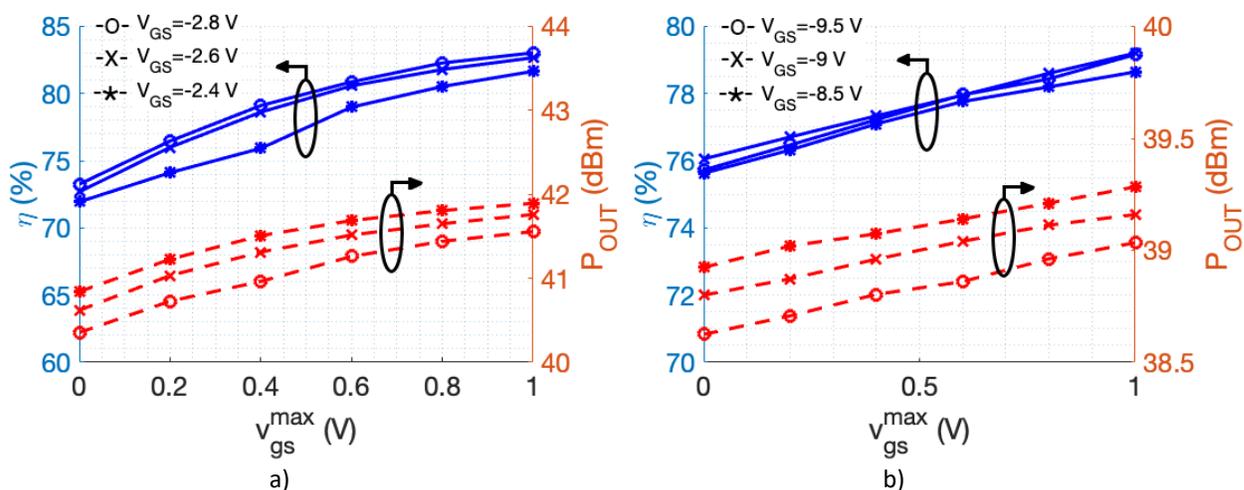


Figura 70. Potencia de salida y eficiencia en función del voltaje de polarización V_{GS} y de v_{gs}^{max} para el transistor a base de GaN mostrado en a) y de SiC en b). Z_{f_0} para cada transistor se especifica en la Tabla 4.

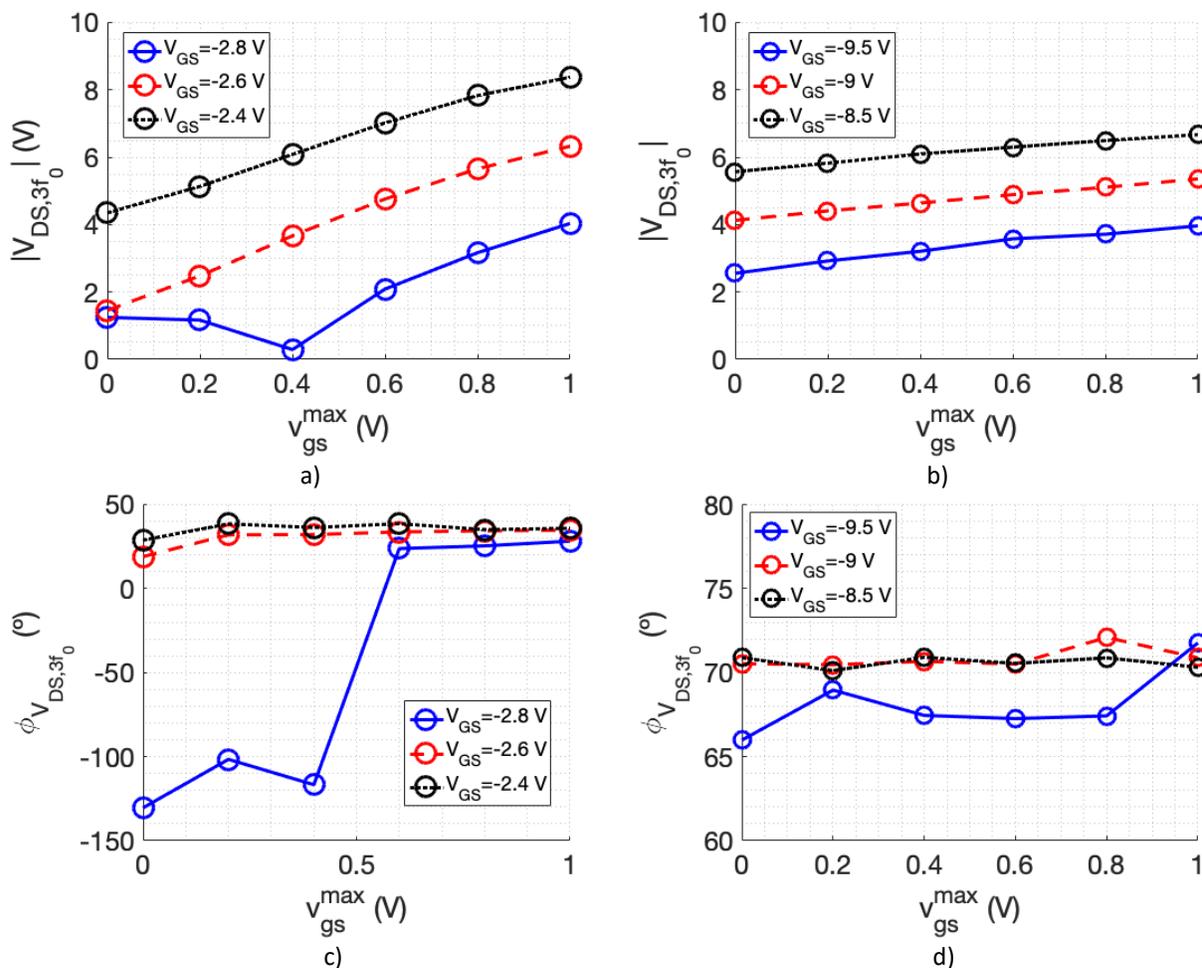


Figura 71. Magnitud y fase del tercer armónico de la onda de voltaje en función del voltaje de polarización V_{GS} para el transistor basado en GaN en a) y c), mientras que para el SiC en b) y d).

Con una polarización del amplificador clase-B, el tercer armónico en el voltaje reflejado aumenta su magnitud cuando se satura el transistor. Por otro lado, y además de saturar el transistor, al polarizar como clase-C o AB implica que el tercer armónico estará presente debido al cambio del ángulo de conducción, como se analizó experimentalmente en el Capítulo 3. Sin embargo, en el modo de operación clase-AB se presenta la onda cuadrada y en el C no. En la Figura 71 se presenta tanto la amplitud como la fase del tercer armónico de la onda de voltaje en función de la polarización V_{GS} y de v_{gs}^{max} . Como se esperaba, la magnitud del tercer armónico es más grande cuando se polariza como amplificador clase-AB que cuando se polariza como clase-B o C. La magnitud del tercer armónico en el GaN para la polarización tipo clase-C mostrada en la Figura 71 a) es 0 V cuando v_{gs}^{max} es 0.4 V. En cambio, para el tipo clase-B, el valor de v_{gs}^{max} con el cual el tercer armónico se anula está por debajo de 0 V y no se aprecia en la gráfica. Al analizar la fase en la Figura 71 b), se hace presente un cambio abrupto de fase para la polarización tipo clase-C. Esto nos sugiere que para obtener una onda cuadrada de voltaje no sólo se requiere una amplitud de tercer armónico mínima, sino también una fase específica

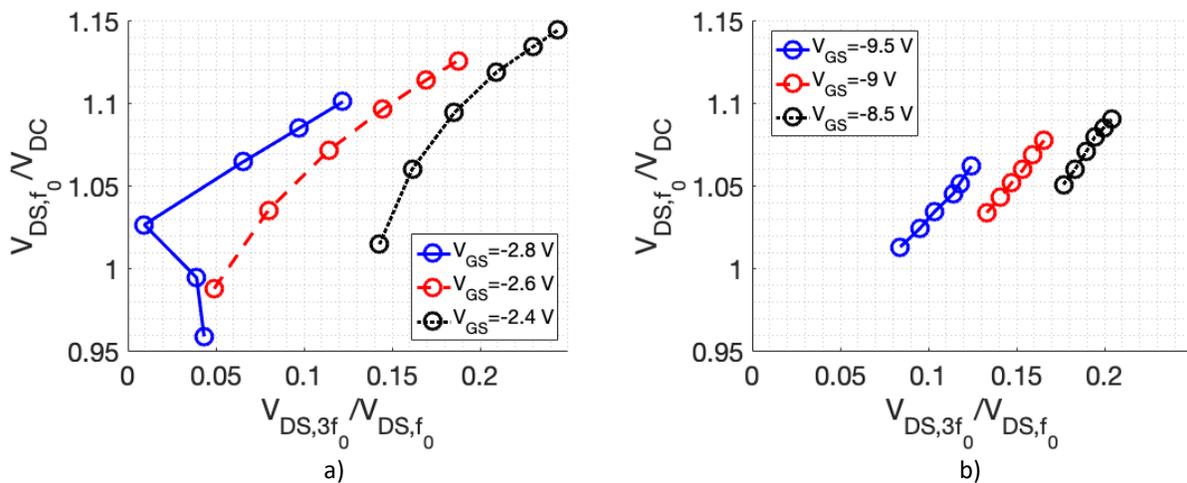


Figura 72. Relación $\frac{V_{f_0}}{V_{DC}}$ contra $\frac{V_{3f_0}}{V_{f_0}}$ en función del voltaje de polarización V_{GS} y v_{gs}^{max} para el transistor basado en GaN, mostrado en a), y el basado en SiC, mostrado en b).

En la Figura 72 se presenta la relación entre el tono a la frecuencia fundamental y el tercer armónico. Se vuelve a ver cómo los primeros puntos utilizando una polarización tipo clase-C se comportan distinto al resto. Los puntos se mueven de derecha a izquierda, indicando que la magnitud del armónico era grande y que, conforme v_{gs}^{max} aumenta, la magnitud cae hasta llegar a 0 V y vuelve a aumentar nuevamente. Los primeros puntos presentan una relación $\frac{V_{DS,f_0}}{V_{DC}}$ menor a 1, lo que implica que las condiciones no están dadas para presentar la onda cuadrada del clase-F. Al seguir aumentando v_{gs}^{max} , la relación aumenta

alcanzando los valores óptimos para máxima planaridad de $\frac{V_{DS,f_0}}{V_{DC}} = \frac{9}{8}$ y $\frac{V_{DS,3f_0}}{V_{DS,f_0}} = \frac{1}{9}$. Sin embargo, para los otros casos, ambas relaciones son mayores, facilitando la obtención de la onda cuadrada. Con el transistor a base de SiC se presenta el mismo comportamiento, sin embargo, los cambios de la amplitud y fase del tercer armónico, así como las relaciones con el tono a la frecuencia fundamental, son menos abruptos con v_{gs}^{max} . Para ninguna de las tres polarizaciones, la relación $\frac{V_{DS,f_0}}{V_{DC}}$ supera el valor de 1.1, pero para su valor más alto, $\frac{V_{DS,3f_0}}{V_{DS,f_0}}$ es mayor al valor óptimo de máxima planaridad de 1/9. De este experimento se concluye que, para obtener un clase-F, se necesita saturar al transistor aumentando la potencia de entrada, ajustar la impedancia si es necesario y polarizar el transistor como un amplificador clase-AB.

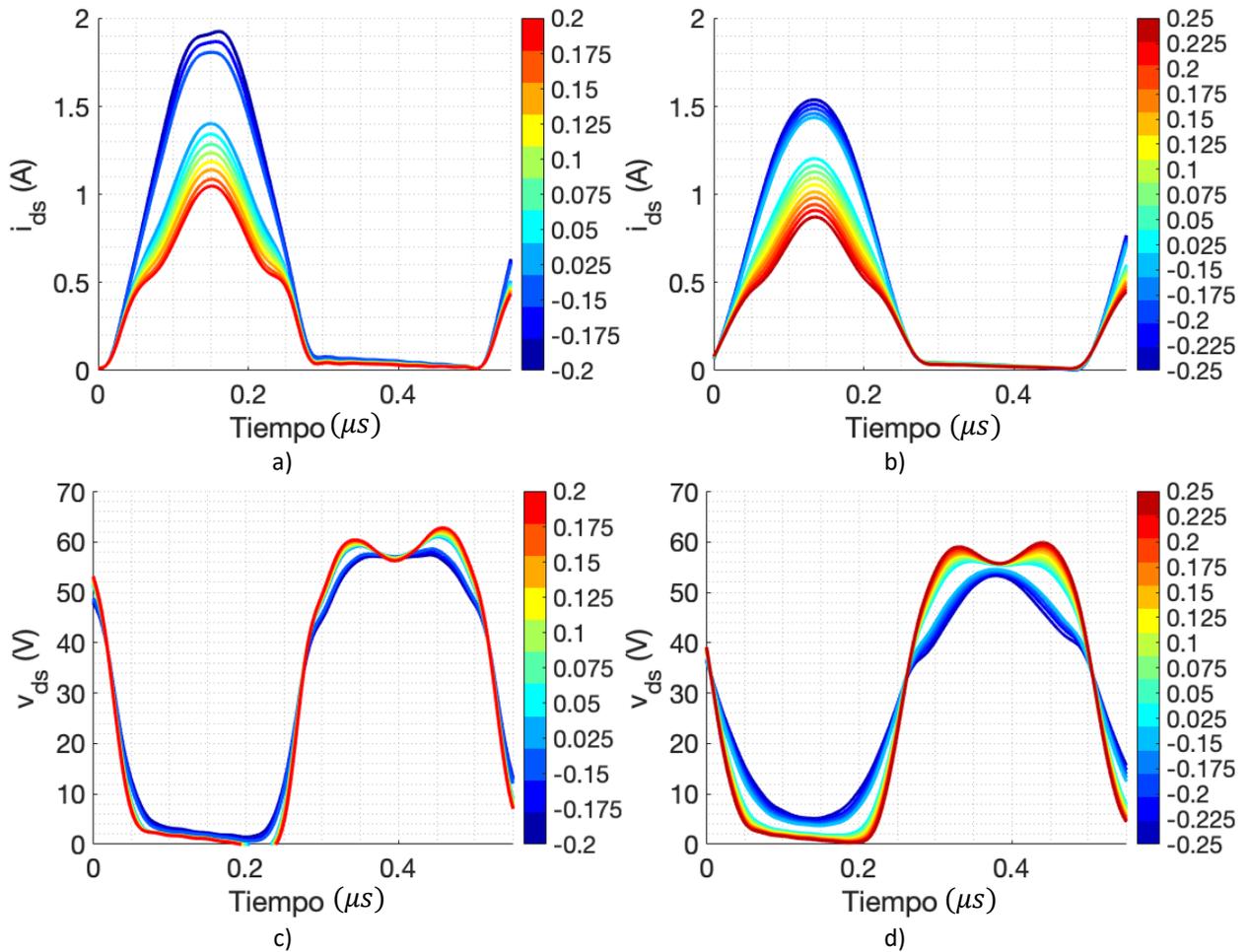


Figura 73. Formas de onda de corriente y voltaje en función de Γ_{f_0} para el transistor basado en GaN en a) y c), mientras que el SiC en b) y d). El v_{gs}^{max} utilizado es 0.6 V y 1 V para el GaN y el SiC, respectivamente.

Tomando la polarización tipo clase-AB y un $v_{gs}^{max} = 0.6 V$ y $v_{gs}^{max} = 1 V$ para el transistor a base de GaN y SiC, respectivamente, los resultados de variar la impedancia a f_0 se muestran en la Figura 73 y Figura 74. La impedancia más pequeña medida es la impedancia óptima del clase-B. Se observa que, al aumentar la impedancia, la forma de onda de voltaje se vuelve cuadrada, mientras que la amplitud de la corriente disminuye, reduciendo también la potencia de salida. El transistor a base de GaN presenta onda cuadrada para todas las impedancias medidas, lo que permite seleccionar una impedancia que mejore la relación entre eficiencia y potencia. Por otro lado, el transistor a base de SiC no presenta onda cuadrada para las impedancias más pequeñas. Esto obliga al diseñador a aumentar v_{gs}^{max} para generar el tercer armónico y así obtener la onda de voltaje deseada. Para no aumentar el valor de v_{gs}^{max} , y debido a que no es posible sintetizar la impedancia óptima, se decidió ajustar la impedancia del valor de 42.7 a 61Ω .

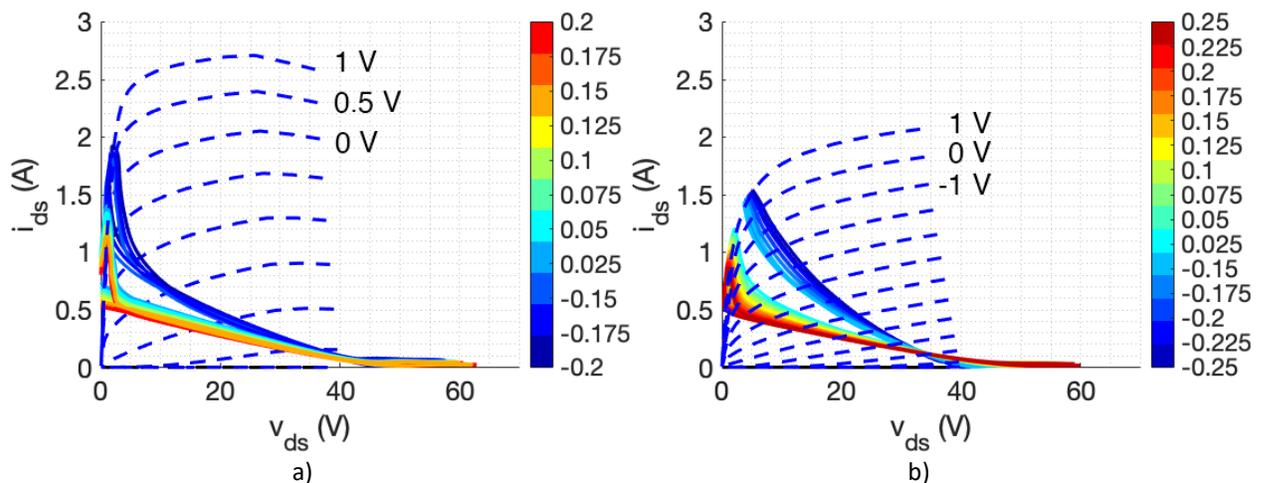


Figura 74. Líneas de carga en función de Γ_{f_0} para el transistor basado en GaN mostrado en a), mientras que el SiC en b). El v_{gs}^{max} utilizados son $0.6 V$ y $1 V$ para el GaN y el SiC, respectivamente.

5.5 Análisis experimental del amplificador clase-F modo continuo

Partiendo del amplificador clase-F clásico, el modo continuo se analiza en esta sección. El v_{gs}^{max} utilizado en el transistor a base de GaN es $0.6 V$ y en el SiC es $1 V$. Se observó que en este experimento se obtuvo mayor eficiencia que la presentada en la sección anterior. Esto se debe probablemente a efectos de memoria en el transistor y/o cambios en su funcionamiento interno debido a su extensivo uso. Sin embargo, el dispositivo permitió comprobar que la eficiencia y potencia se mantienen altas para un conjunto de impedancias predichas por las ecuaciones. En la Figura 75 se muestran las impedancias del clase-F modo continuo resistivo. Al igual que con el clase-J, la variable γ agrega un término reactivo a la impedancia, mientras que ψ agrega un término resistivo, es decir, pérdidas.

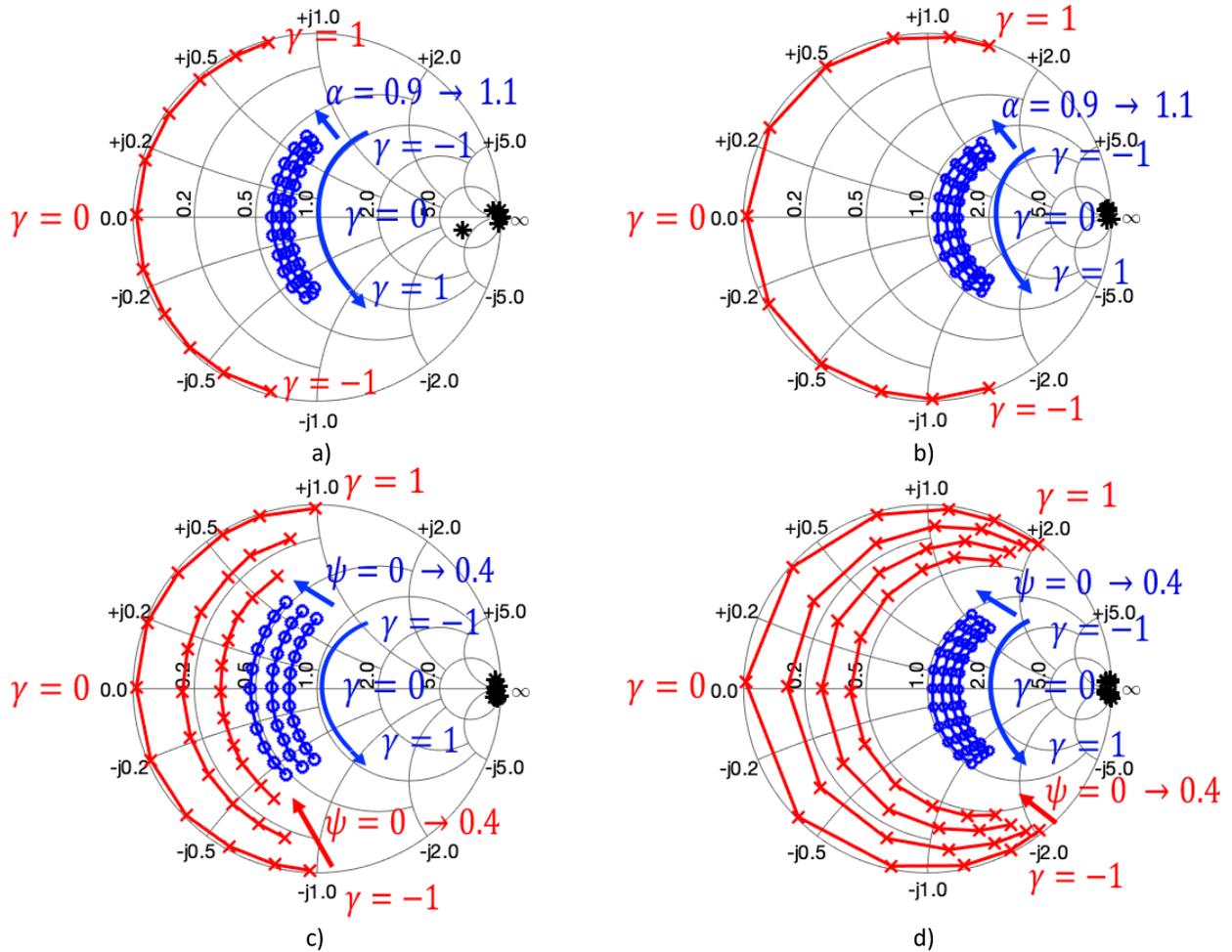


Figura 75. Impedancias del clase-F reactivo-resistivo en modo continuo. En a) y c) se muestran las impedancias para el transistor basado en GaN, mientras que en b) y d) para el basado en SiC.

El término α , del modo clase-F clásico, también puede ajustarse. Al modificar los tres términos, la impedancia a la frecuencia fundamental aumenta o disminuye su valor. Cuando su valor se vuelve más pequeño que el óptimo, la excursión de voltaje disminuye, mientras que la corriente y el voltaje de saturación aumentan. Por otro lado, si la impedancia aumenta, la excursión de voltaje se vuelve más grande, reduciendo la amplitud de la corriente y el voltaje de codo para esa línea de carga específica. La forma de onda de voltaje para $\gamma = 0$ se muestra en la Figura 76. Ambos términos influyen en la amplitud de la corriente y del voltaje mediante las modificaciones que se introducen a la impedancia a la frecuencia fundamental. Sin embargo, el término ψ es más relevante ya que modifica también la impedancia al segundo armónico. Esto tiene como consecuencia una reducción considerablemente mayor en la amplitud del voltaje y de la corriente. La potencia y eficiencia en función de α y ψ se muestran en la Figura 77. Aquí se puede concluir que el efecto de α en la potencia y eficiencia es pequeño comparado con el efecto de ψ .

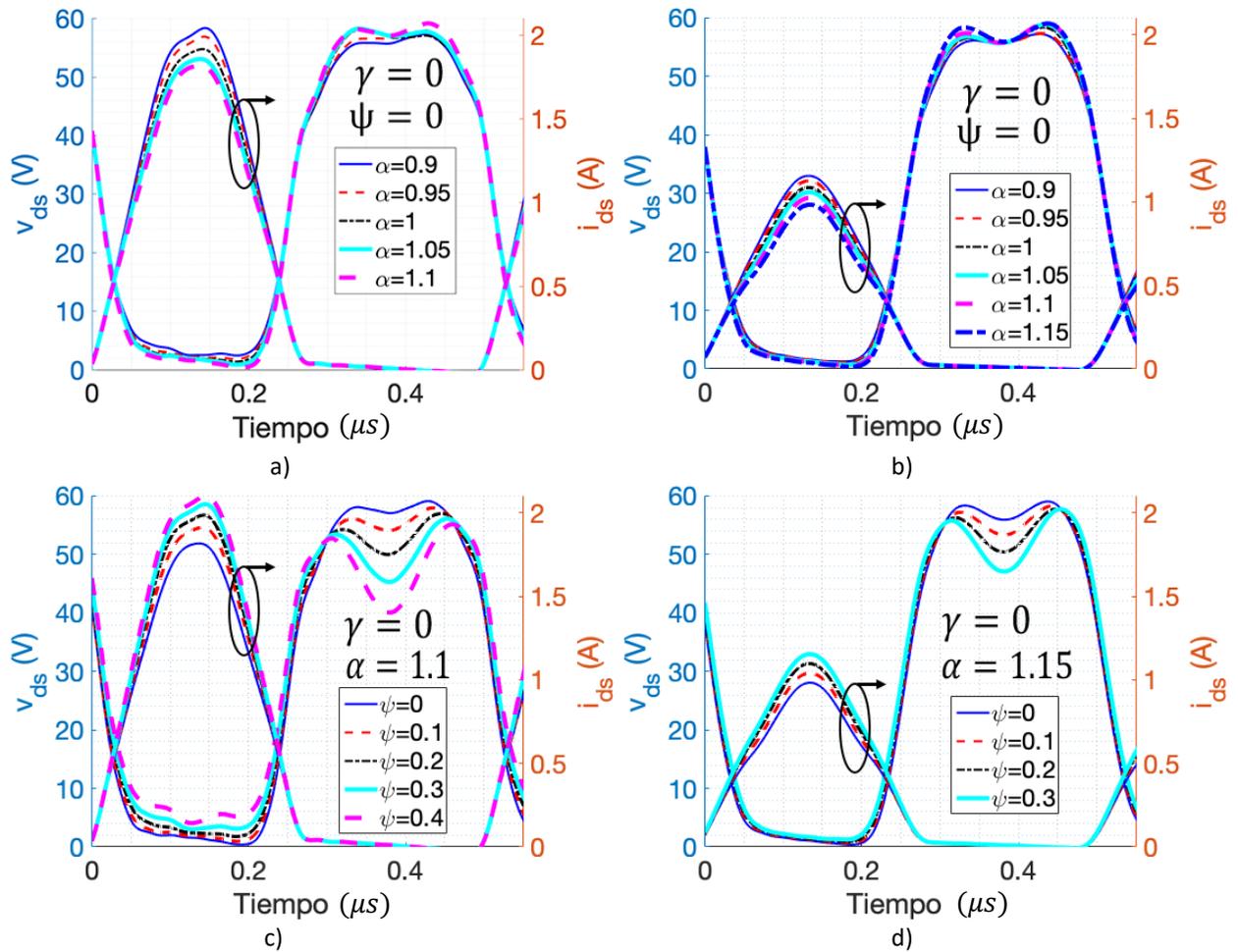


Figura 76. Formas de onda de corriente y voltaje del clase-F resistivo en modo continuo para el transistor basado en GaN mostradas en a) y c), mientras que para el SiC en b) y d).

La potencia en función de α para el transistor a base de GaN permanece aproximadamente en 42 dBm. Por otro lado, cuando se varía ψ , la reducción de potencia es de aproximadamente 0.7 dB. Algo similar pasa con la eficiencia en ambos transistores. Debido a esto, el término α se mantiene constante en su valor óptimo para máxima eficiencia, mientras que ψ y γ varían su valor. Las formas de onda del amplificador clase-F modo continuo en función solamente de γ , así como las líneas de carga, se muestran en la Figura 78. Al variar γ , la onda de voltaje cambia su forma, tomando una amplitud mayor conforme γ se acerca a -1 y 1. Al igual que en el modo clase-J, cuando γ se acerca a sus valores extremos, la amplitud de la corriente disminuye. Esto se observaba en el transistor a base de GaN, mientras que en el SiC no, por tanto se concluye que las imperfecciones en el semiconductor en el GaN fueron el origen del comportamiento observado.

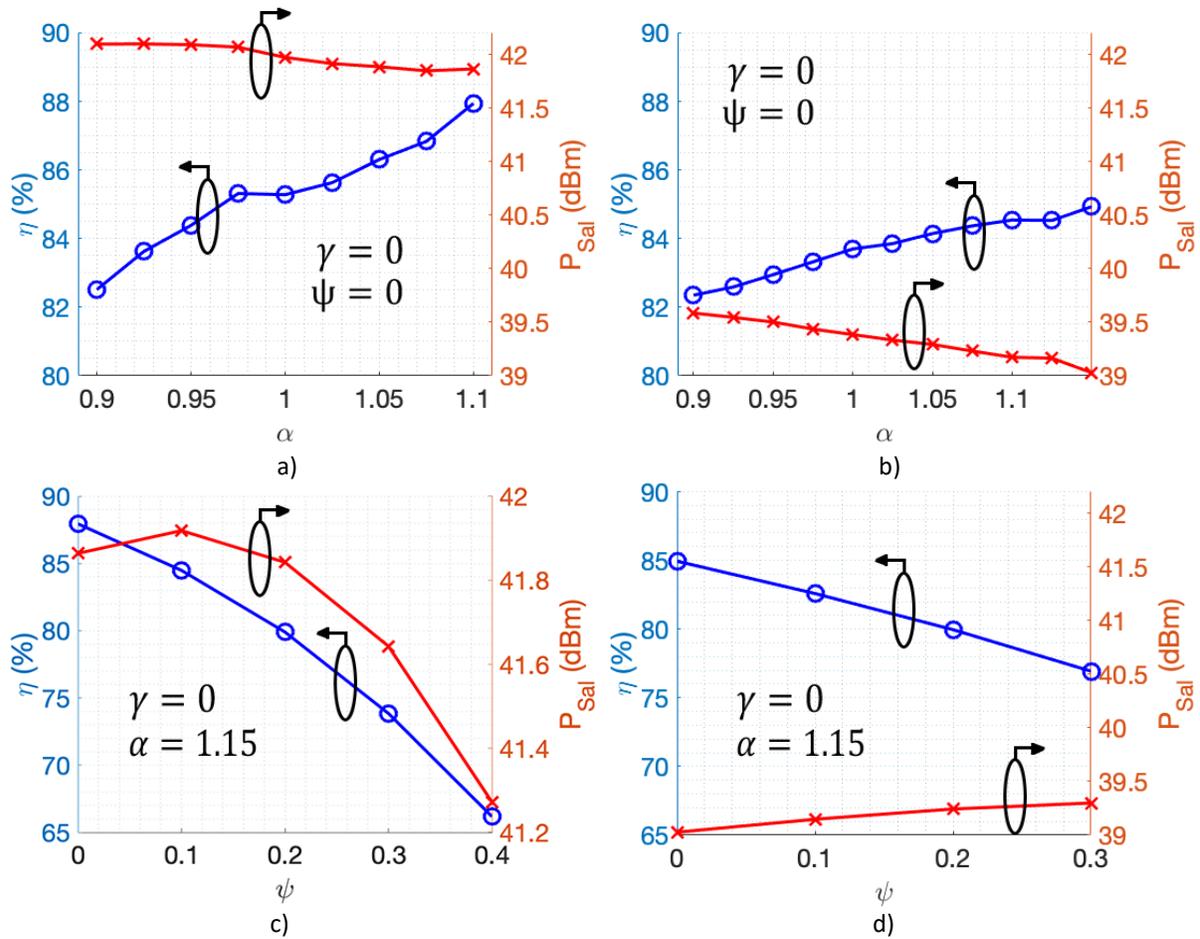


Figura 77. Potencia de salida y eficiencia en función de α y ψ para el transistor basado en GaN en a) y c), mientras que para el SiC en b) y d).

Sin embargo, para el amplificador clase-F modo continuo, ambos transistores presentan una reducción en la amplitud de la corriente. Analizando el contenido armónico de la onda reflejada por el transistor en función de γ se observó que cuando se acerca a sus valores extremos, el tercer armónico desaparece, por lo tanto, no es posible sintetizar el circuito abierto. El modo de operación para esos valores de γ tiene valores de eficiencia y potencia similares al clase-J y no al clase-F. En los índices c) y d) de la Figura 78 se muestran las líneas de carga. Al variar γ la histéresis de la línea de carga aumenta, al igual que la excursión de voltaje. Las líneas de carga coinciden con las curvas I-V pulsadas ya que las primeras se localizan por debajo de la corriente máxima, recordando que la impedancia óptima no presenta máxima excursión de corriente, ya que la excursión de voltaje es muy pequeña. Aquí claramente se puede observar que el transistor a base de GaN entrega mayor potencia debido a que puede controlar mayor corriente de drenador. En este caso, el GaN controla 0.8 A más que el SiC. En la Figura 79 se muestran las formas de onda en función γ y ψ . Al igual que el amplificador clase-J, cuando $\psi > 0$, la excursión de voltaje

disminuye, tanto su valor máximo como su valor mínimo. Por otro lado, la excursión de corriente aumenta. Esto se debe a que, cuando ψ aumenta, la impedancia a la frecuencia fundamental disminuye su valor, ocasionando que la pendiente de la línea de carga aumente.

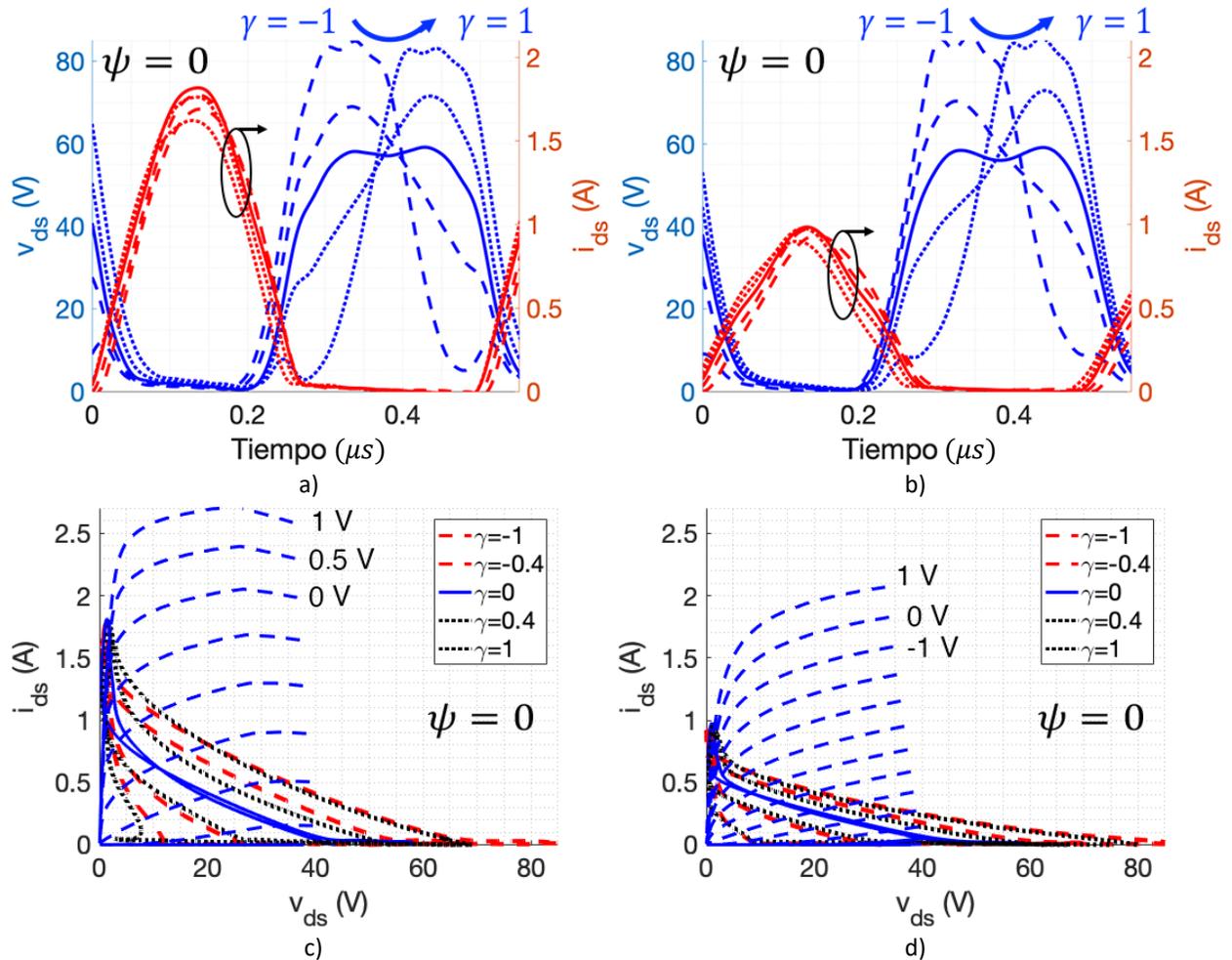


Figura 78. Formas de onda y líneas de carga del clase-F modo continuo para el transistor basado en GaN se muestran en a) y c), mientras que para el SiC en b) y d).

La eficiencia y potencia en función de ψ y γ se muestran en la Figura 80. Al igual que en el clase-J, el transistor a base de GaN es más dependiente de γ que el SiC. Sin embargo, en el SiC también se observa una reducción en la eficiencia y potencia cuando γ toma sus valores extremos, mientras que en el clase-J se mantienen constantes. Como ya se mencionó anteriormente, la reducción de ambos parámetros se debe a que, para los valores extremos de γ , el tercer armónico en el voltaje reflejado ya no está presente. Por lo tanto, el transistor ya no opera como amplificador clase-F modo continuo. Se observa que la potencia en función de ψ para el transistor a base de SiC aumenta en vez de disminuir. Al analizar detenidamente las formas de onda de la Figura 76 d), se encuentra que la excursión de voltaje se reduce

ligeramente, mientras que el de la corriente aumenta. Este comportamiento sucede debido a que el valor la impedancia Z_{f_0} utilizada es dos veces más grande que la impedancia óptima para el clase-B (33.3Ω).

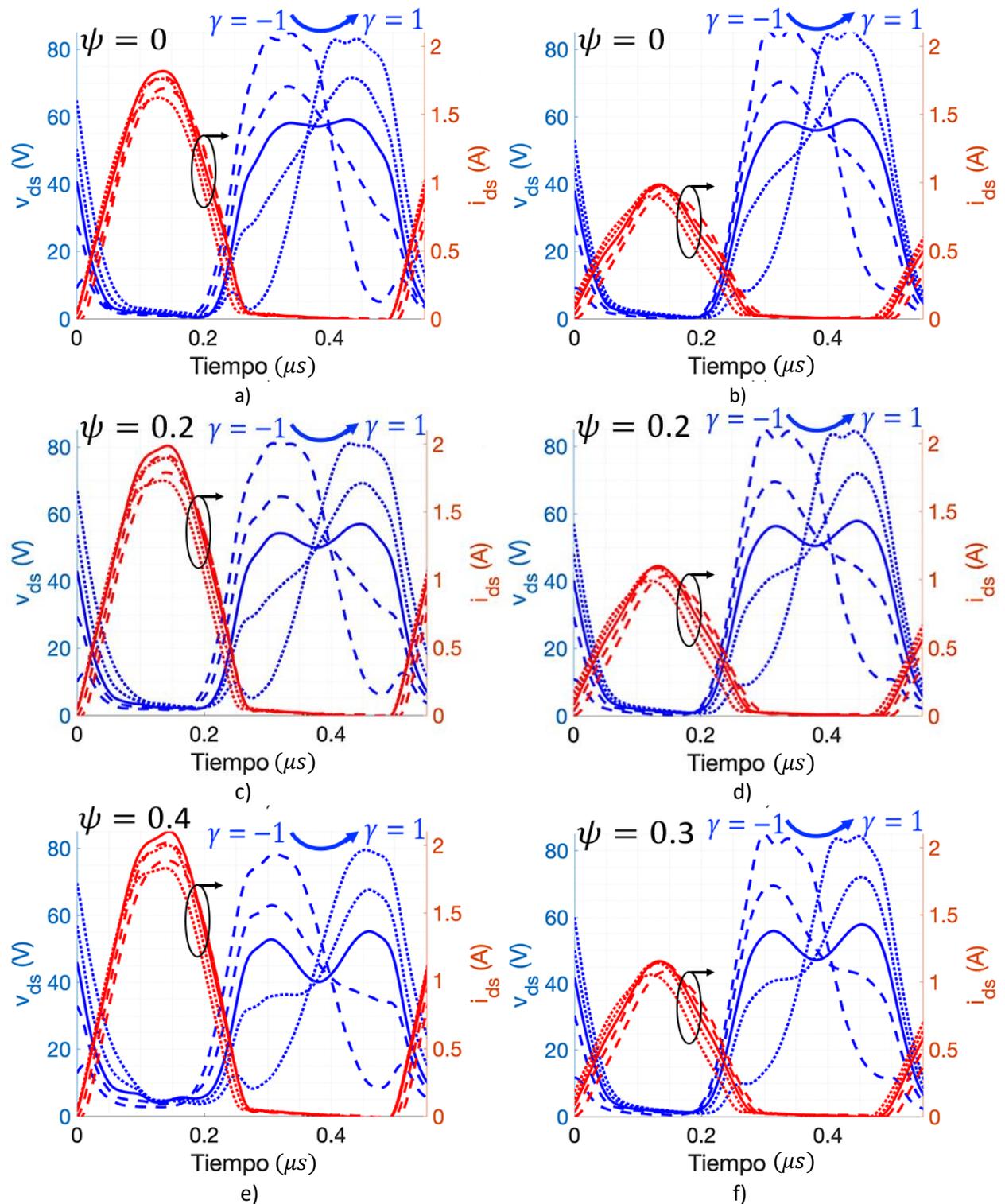


Figura 79. Formas de onda del clase-F resistivo en modo continuo para el transistor basado en GaN mostrado en a), c) y e), mientras que para el SiC en b), d) y f).

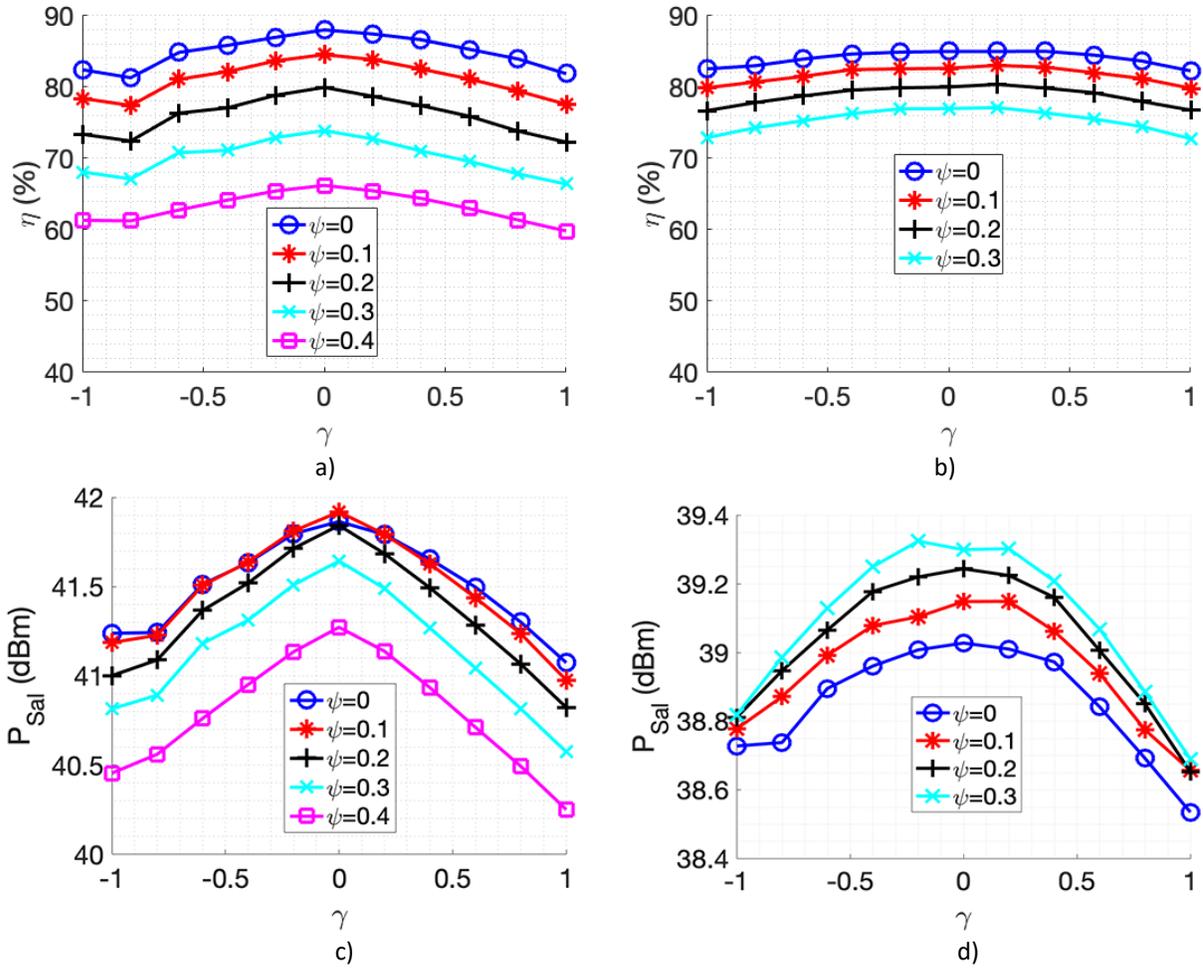


Figura 80. Eficiencia del clase-F resistivo modo continuo en función de α y ψ . En a) y c) se muestran los resultados para el transistor basado en GaN, y en b) y d) los basados en SiC.

Capítulo 6 Conclusiones y trabajo futuro

Se desarrolló un sistema de medición “load-pull” activo armónico en el dominio del tiempo a baja frecuencia. Mediante un osciloscopio de baja frecuencia, las ondas incidentes y reflejadas del puerto de entrada y salida del dispositivo bajo prueba son medidas con gran precisión. El sistema permite medir las ondas en el dominio del tiempo, por lo que es posible observar las ondas de voltaje y corriente del modo de operación del transistor. Al medir a baja frecuencia, los efectos de los elementos parásitos capacitivos e inductivos presentes en el transistor son insignificantes, quedando solamente las resistencias parásitas de fuente y drenador. Al remover las resistencias parásitas, el plano de medición de las ondas de voltaje y corriente es el mismo que de la fuente de corriente de conducción, facilitando la caracterización del transistor y el diseño del amplificador. Esto permite comprobar de manera experimental la teoría de amplificadores de potencia en función del ángulo de conducción. El sistema de “load-pull” puede sintetizar cargas a la frecuencia fundamental (2 MHz), al segundo y al tercer armónico, permitiendo que el transistor opere como diferentes amplificadores de potencia donde se requiere controlar las impedancias armónicas. Además, el “load-pull” puede utilizarse para optimizar el rendimiento del transistor, controlando todos los parámetros posibles. La potencia de entrada, los voltajes de polarización y la impedancia de salida son los parámetros que permitieron optimizar los dispositivos utilizados en este trabajo. El “load-pull” permitió medir las ondas de voltaje y corriente, así como la potencia y eficiencia, de transistores de diferentes tecnologías, tales como GaN, SiC o GaAs, en oblea y encapsulados, y de baja y de alta potencia, observando las ventajas y desventajas de cada tecnología. Una de las conclusiones a destacar es que la eficiencia es independiente del voltaje de polarización de drenador cuando se le presenta la carga óptima de máxima potencia. Se encontró que la tecnología basada en SiC presenta menos desperfectos que GaN, menor colapso de corriente y menor reducción de potencia y eficiencia en función de la parte reactiva de la impedancia en los amplificadores modo continuo. Gracias a que el sistema controla las impedancias de manera activa y no pasiva, el sistema puede sintetizar la mayoría de las impedancias dentro de la carta de Smith de manera precisa. Al poder sintetizar cargas complejas, se demostró experimentalmente la teoría de amplificadores clásicos de fuente de corriente, así como los modo continuo tales como el clase-J reactivo-resistivo y el clase-F modo continuo. Siendo la primera vez que estos últimos se demuestran experimentalmente con un load-pull armónico en el dominio del tiempo a baja frecuencia (Molina-Cesena et al., 2022). El sistema desarrollado en este trabajo permite caracterizar transistores de baja o alta potencia, en oblea o encapsulados, para diferentes tecnologías, en diferentes condiciones iniciales como voltaje de polarización e impedancia de salida.

Como trabajo a futuro se recomienda abarcar los siguientes puntos:

- Mejorar al algoritmo de búsqueda del coeficiente de reflexión para reducir el número de iteraciones necesarias para que la impedancia converja, o para sintetizar cargas cercanas a 50Ω .
- Actualizar el banco de medición cambiando el osciloscopio de baja frecuencia por uno de alta frecuencia. Esto permitiría aumentar considerablemente la velocidad de captura de las formas de onda.
- Utilizar un amplificador lineal de mayor potencia en el lazo de “load-pull” para poder medir transistores más grandes sin que este agregue contenido armónico no deseado.
- Caracterizar transistores de potencia en otros modos de operación tal como el clase-F inverso modo continuo.
- Utilizar las mediciones del “load-pull” a baja y a alta frecuencia para diseñar amplificadores de potencia.

Los artículos publicados derivados de este trabajo se mencionan a continuación. El artículo como autor principal se agregó en la sección de anexos.

- Molina-Cesena, M., Reynoso-Hernandez, J. A., Pulido-Gaytan, M. A., Loo-Yau, J. R., & Maya-Sanchez, M. C. (2022). Experimental Investigation of Resistive-Reactive Class-J Mode Using Time-Domain Low-Frequency Active Harmonic Load-Pull Measurements. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 32(1). <https://doi.org/10.1109/LMWC.2021.3113289>
- Reynoso-Hernández, J. A., Pulido-Gaytan, M. A., Niubó-Alemán, T., & Molina-Ceseña, M. (2022). Advances in Microwave Large-Signal Metrology: From Vector-Receiver Load-Pull to Vector Signal Network Analyzer and Time-Domain Load-Pull Implementations (Invited Paper). *Electronics (Switzerland)*, 11(7). <https://doi.org/10.3390/electronics11071114>

Literatura citada

- Aboush, Z., Benedikt, J., & Tasker, P. (2004). High power harmonic active load-pull using broadband impedance transformers). *High Frequency Postgraduate Student Colloquium, (2004)*, 145–150. <https://doi.org/10.1109/HFPSC.2004.1360376>
- Aboush, Z., Lees, J., Benedikt, J., & Tasker, P. (2005). Active harmonic load-pull system for characterizing highly mismatched high power transistors. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, (2005)*, 1311–1314. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2005.1516920>
- Aggrawal, E., Rawat, K., & Roblin, P. (2017). Investigating Continuous Class-F Power Amplifier Using Nonlinear Embedding Model. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 27*(6), 593–595. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2017.2701316>
- Amirpour, R., Darraji, R., Ghannouchi, F., & Quay, R. (2017). Enhancement of the Broadband Efficiency of a Class-J Power Amplifier With Varactor-based Dynamic Load Modulation. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 27*(2), 180–182. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2016.2646905>
- Benedikt, J., Gaddi, R., Tasker, P. J., Goss, M., & Zadeh, M. (n.d.). High power time domain measurement system with active harmonic load-pull for high efficiency base station amplifier design. (2000) *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.00CH37017)*, 1459–1462. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2000.862249>
- Bukvic, B., & Ilic, M. M. (2016). Simple Design of a Class-J Amplifier With Predetermined Efficiency. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 26*(9), 699–701. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2016.2597228>
- Carrubba, V., Clarke, A. L., Akmal, M., Lees, J., Benedikt, J., Tasker, P. J., & Cripps, S. C. (2011). On the Extension of the Continuous Class-F Mode Power Amplifier. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 59*(5), 1294–1303. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2011.2117435>
- Carrubba, V., Lees, J., Benedikt, J., Tasker, P. J., & Cripps, S. C. (2011). A novel highly efficient broadband continuous class-F RFLPA delivering 74% average efficiency for an octave bandwidth. *2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 1–4*. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2011.5972701>
- Carrubba, V., Quay, R., Schlechtweg, M., Ambacher, O., Akmal, M., Lees, J., Benedikt, J., Tasker, P. J., & Cripps, S. C. (2012). Continuous-ClassF3 power amplifier mode varying simultaneously first 3 harmonic impedances. (2012) *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1–3*. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2012.6258343>
- Cipriani, E., Colantonio, P., Giannini, F., Raffo, A., Vadala, V., Bosi, G., & Vannini, G. (2017). Extended operation of class-F power amplifiers using input waveform engineering. *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, 144–147. <https://doi.org/10.23919/EuMC.2017.8230820>
- Cripps, S. C. (2006). *RF Power Amplifiers for Wireless Communications* (2nd ed). Artech House, INC.
- Dong, Y., Mao, L., & Xie, S. (2017). Fully Integrated Class-J Power Amplifier in Standard CMOS Technology. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 27*(1), 64–66. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2016.2630920>

- Friesicke, C., Quay, R., & Jacob, A. F. (2015). The Resistive-Reactive Class-J Power Amplifier Mode. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 25(10), 666–668. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2015.2463211>
- Ghannouchi, F. M., & Hashmi, M. S. (2013). *Load-Pull Techniques with Applications to Power Amplifier Design* (Vol. 32). Springer Netherlands. <https://doi.org/10.1007/978-94-007-4461-5>
- Grebennikov, A., Sokal, N. O., & Franco, M. J. (2012). *Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers* (2nd ed). ELSEVIER Inc.
- Hashmi, M., Ghannouchi, F., Tasker, P., & Rawat, K. (2011). Highly Reflective Load-Pull. *IEEE Microwave Magazine*, 12(4), 96–107. <https://doi.org/10.1109/MMM.2011.940595>
- Hashmi, M. S., Ghannouchi, F. M., & Tasker, P. J. (2015). High frequency waveform engineering and its applications: Tutorial 54. *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, 18(3), 44–50. <https://doi.org/10.1109/MIM.2015.7108400>
- Jang, H., Roblin, P., & Xie, Z. (2014). Model-Based Nonlinear Embedding for Power-Amplifier Design. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 62(9), 1986–2002. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2014.2333498>
- Maier, F. A., Grede, A., Gruner, D., Quay, R., Waltereit, P., & Ambacher, O. (2015). A novel broadband high-power source-pull/ load-pull concept for the HF- to UHF-range. *2015 10th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, 428–431. <https://doi.org/10.1109/EuMIC.2015.7345161>
- Maier, F. A., Krausse, D., Gruner, D., Reiner, R., Waltereit, P., Quay, R., & Ambacher, O. (2016). A GaN-Based 10.1MHz Class-F-1 300 W Continuous Wave Amplifier Targeting Industrial Power Applications. *2016 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, 1–4. <https://doi.org/10.1109/CSICS.2016.7751019>
- Marian K. Kazimierczuk. (2008). *RF Power Amplifiers*. John Wiley & Sons, Ltd.
- McGovern, P., Benedikt, J., Tasker, P. J., Powell, J., Hilton, K. P., Glasper, J. L., Balmer, R. S., Martin, T., & Uren, M. J. (2005). Analysis of DC-RF dispersion in AlGaIn/GaN HFETs using pulsed I-V and time-domain waveform measurements. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005.*, 503–509. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2005.1516641>
- Molina-Cesena, M., Reynoso-Hernandez, J. A., Pulido-Gaytan, M. A., Loo-Yau, J. R., & Maya-Sanchez, M. C. (2022). Experimental Investigation of Resistive-Reactive Class-J Mode Using Time-Domain Low-Frequency Active Harmonic Load-Pull Measurements. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 32(1). <https://doi.org/10.1109/LMWC.2021.3113289>
- Musio, A., Vadala, V., Scappaviva, F., Raffo, A., Di Falco, S., & Vannini, G. (2011). A new approach to Class-E power amplifier design. *2011 Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits*, 1–4. <https://doi.org/10.1109/INMMIC.2011.5773340>
- Pozar, D. M. (1998). *Microwave Engineering* (2nd ed). John Wiley & Sons, INC.
- Raffo, A., Bosi, G., Vadala, V., & Vannini, G. (2014). Behavioral Modeling of GaN FETs: A Load-Line Approach. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 62(1), 73–82. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2013.2291710>

- Raffo, A., Falco, S. Di, Vadala, V., & Vannini, G. (2010). Characterization of GaN HEMT Low-Frequency Dispersion Through a Multiharmonic Measurement System. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 58(9), 2490–2496. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2010.2058934>
- Raffo, A., Scappaviva, F., & Vannini, G. (2009). A New Approach to Microwave Power Amplifier Design Based on the Experimental Characterization of the Intrinsic Electron-Device Load Line. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57(7), 1743–1752. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2009.2022816>
- Raffo, A., Vadalà, V., Bosi, G., Trevisan, F., Avolio, G., & Vannini, G. (2017). Waveform engineering: State-of-the-art and future trends (invited paper). *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 27(1), e21051. <https://doi.org/10.1002/mmce.21051>
- Reynoso-Hernandez, J. A., & Rangel-Patino, F. E. (n.d.). DC and RF techniques for computing access resistances in microwave FET's. (1996) *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1711–1714. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.1996.512271>
- Roff, C., Benedikt, J., Tasker, P. J., Wallis, D. J., Hilton, K. P., Maclean, J. O., Hayes, D. G., Uren, M. J., & Martin, T. (2009). Analysis of DC–RF Dispersion in AlGaIn/GaN HFETs Using RF Waveform Engineering. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 56(1), 13–19. <https://doi.org/10.1109/TED.2008.2008674>
- Roff, C., McGovern, P., Benedikt, J., Tasker, P., Balmer, R. S., Wallis, D. J., Hilton, K. P., Maclean, J. O., Hayes, D. G., Uren, M. J., & Martin, T. (2006). Detailed Analysis of DC-RF Dispersion in AlGaIn/GaN HFETs using Waveform Measurements. *2006 European Microwave Integrated Circuits Conference*, 43–45. <https://doi.org/10.1109/EMICC.2006.282745>
- Tasker, P. J. (2009). Practical waveform engineering. *IEEE Microwave Magazine*, 10(7), 65–76. <https://doi.org/10.1109/MMM.2009.934518>
- Vadalà, V., Avolio, G., Raffo, A., Schreurs, D. M. M.-P., & Vannini, G. (2012). Nonlinear embedding and de-embedding techniques for large-signal fet measurements. *Microwave and Optical Technology Letters*, 54(12), 2835–2838. <https://doi.org/10.1002/mop.27169>
- Wright, P., Lees, J., Benedikt, J., Tasker, P. J., & Cripps, S. C. (2009). A Methodology for Realizing High Efficiency Class-J in a Linear and Broadband PA. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57(12), 3196–3204. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2009.2033295>
- Zarate-de Landa, A., Zuniga-Juarez, J., Loo-Yau, J., Reynoso-Hernandez, J., Maya-Sanchez, M., & del Valle-Padilla, J. (2009). Advances in Linear Modeling of Microwave Transistors. *IEEE Microwave Magazine*, 10(2), 100, 102–111, 146. <https://doi.org/10.1109/MMM.2008.931675>
- Zarghami, S., Hayati, M., Kazimierczuk, M. K., & Sekiya, H. (2021). A novel design methodology for extended continuous class-F power amplifiers in wireless applications. *Wireless Networks*, 27(6), 3947–3968. <https://doi.org/10.1007/s11276-021-02718-8>

Experimental Investigation of Resistive-Reactive Class-J Mode Using Time-Domain Low-Frequency Active Harmonic Load-Pull Measurements

Marlon Molina-Ceseña, J. Apolinar Reynoso-Hernández, *Member, IEEE*, M.A. Pulido-Gaytán, *Member, IEEE*, J.R. Loo-Yau, *Member, IEEE*, and M.C. Maya-Sánchez, *Member, IEEE*

Abstract— In this paper, the intrinsic current and voltage waveforms of a power transistor are measured by using a time-domain low-frequency active harmonic load-pull system. The measured waveforms are used to study the device's behavior under loading conditions corresponding to the impedance design space of the resistive-reactive (R-R) class-J modes. From experimental data of a 10 W GaN-HEMT packaged transistor, the device's drain efficiency and output power have been measured and compared with those expected from the theory of the R-R class-J modes. This paper describes and demonstrates the capabilities of time-domain low-frequency active harmonic load-pull measurements to experimentally study the R-R class-J modes.

Index Terms— Harmonic Load-Pull, Class-J mode, Power Amplifier, Low Frequency, Resistive-Reactive.

I. INTRODUCTION

THE current and voltage waveforms at the intrinsic current source plane are required to study the behavior of any power amplifier. These waveforms can be obtained either from simulation using nonlinear models along with nonlinear CAD simulators [1] or from measurements [2],[3],[4],[5]. Waveform measurements based on high frequency (HF) harmonic load-pull systems [2], [3],[4] require both linear and nonlinear de-embedding procedures since the intrinsic current source is embedded within parasitic and intrinsic nonlinear capacitive networks. Besides the de-embedding process, the time-domain HF active harmonic load-pull requires either a nonlinear vector network analyzer or a large-signal network analyzer, along with their associated calibration process (relative, power, and phase calibration) at the device under test (DUT) reference planes. When using time-domain low-frequency (LF) load-pull systems [5],[6], operating at frequencies in the order of few megahertz, the effect of capacitive and inductive parasitic elements can be neglected; implying that the nonlinear de-embedding of intrinsic capacitances is not required. Nevertheless, parasitic resistances [7] must still be de-embedded to accurately calculate the voltage waveforms at the intrinsic current source plane.

Nonlinear transistor models, along with CAD nonlinear simulations, are often used to study the behavior of different

power amplifiers. The accuracy of such method relies on the availability of accurate nonlinear transistor models able to account for thermal and low-frequency dispersion of the output conductance and transconductance due to traps (in bulk and surface), which represents a challenging task [8].

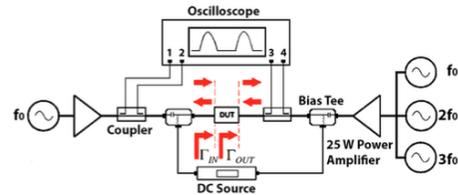


Fig. 1. Schematic diagram of the Time-Domain Low-Frequency Active Harmonic Load-Pull system.

The theory of all the power amplifier classes has been developed based on the transistor's behavior at the intrinsic current source plane. Therefore, measurements of the transistor's behavior at that plane are intended to be the best way for experimentally studying it. Considering the advantages offered by time-domain LF load-pull systems over their HF counterpart, addressed in [5],[6],[9], they should be recommendable for investigating the resistive-reactive (R-R) continuous modes based on class-B [3], [10-13]. To the best of the authors' knowledge, the behavior of R-R continuous class-J modes has not been studied by using time-domain LF active harmonic load-pull measurements. This is the reason why, in this paper, the use of a time-domain LF active harmonic load-pull system is proposed for measuring the current and voltage waveforms at the intrinsic current source plane of a 10 W GaN-HEMT packaged transistor operated as a R-R class-J mode. From the current and voltage waveforms, the device's drain efficiency and output power, loading the transistor with fundamental and harmonic impedances corresponding to design space of R-R class-J modes, are calculated and compared with those predicted by the theory. The contribution of this work is demonstrating that the R-R Class-J modes can be experimentally studied by using time-domain low-frequency active harmonic load-pull measurements.

This work was supported in part by, CICESE and in part by CONACYT-México under the projects numbers: INFR-2014-01 No.228580, CB 2013-222949-Y, and INFR-2016-01 No. 269927.

Marlon Molina-Ceseña, J. Apolinar Reynoso-Hernández, M.C. Maya-Sánchez are with Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California (CICESE), México (e-mail: apolinar@cicese.mx; memaya@cicese.mx).

M.A. Pulido-Gaytan, was with Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California (CICESE), Ensenada. He is now with pSemi Corp. A Murata Co, 9369 Carroll Park Drive, San Diego, CA 92121, USA (e-mail: mpulido@psemi.com).

J. R. Loo-Yau is with Centro de Investigación y Estudios Avanzados del IPN, Unidad Guadalajara (Cinvestav-GDL), Guadalajara, México, (rloo@gdl.cinvestav.mx)

II. METHOD FOR TIME-DOMAIN LF ACTIVE LP SYSTEM

Fig.1 shows the schematic diagram of the time-domain LF active harmonic load-pull system used in this paper. It consists of a four-channel oscilloscope, two low-frequency couplers, two dual-channel signal generators, DC power supplies, bias tees, a test fixture; and two linear power amplifiers. One of the amplifiers is used as a driver at the DUT's input port, whereas the other one is used as part of the active load. The incident and reflected voltage waves at the transistor's input and output ports are sensed by the directional couplers, and whose coupled arms are connected to the oscilloscope channels. The entire system is computer-controlled using software coded in MATLAB. The voltage (v_{gs} and v_{ds}) and current (i_{ds}) waveforms at the DUT may be expressed as a function of the incident (v_{gs}^i, v_{ds}^i) and reflected (v_{gs}^r, v_{ds}^r) sensed voltage waveforms as

$$v_{gs} = v_{gs}^i + v_{gs}^r, \quad (1)$$

$$v_{ds} = v_{ds}^i + v_{ds}^r, \quad (2)$$

$$i_{ds} = (v_{ds}^r - v_{ds}^i)/Z_0, \quad (3)$$

where Z_0 is the measurement system impedance (typically 50 Ω). The time-domain LF active harmonic load-pull shown in Fig. 1 requires calibration to remove the measurement system's nonidealities. Hence, a simple calibration is performed as suggested in [6]. Then, in order to determine the calibration frequency range, the v_{ds}^r waveform measured with the uncalibrated system, when the transistor is loaded with an arbitrary load, was used. Fig. 2a shows the measured v_{ds}^r waveform using red dashed line. The continuous blue line represents v_{ds}^r reconstructed from the information of the harmonics determined from the Fourier series (see Fig. 2b). From Fig. 2, it may be observed that the signal may be accurately represented by considering five harmonics. This result allows choosing the calibration frequency bandwidth as 10 MHz ($BW=5f_0$; $f_0=2$ MHz).

At low frequencies, the large-signal behavior of the transistor can be modeled by the circuit shown in Fig. 3a. It consists of drain current sources, along with gate-source and gate-drain diodes and parasitic resistances.

III. THE RESISTIVE-REACTIVE CLASS-J MODE REVIEW

The R-R class-J mode was introduced by C. Friesicke *et al* [3]. By biasing the transistor as a Class-B PA mode, the normalized current (i_{ds}) and voltage ($v_{dsR-RJ}(\theta)$) waveform are given as:

$$i_{ds}(\theta) = 1 + \frac{\pi}{2} \cos \theta + \frac{2}{3} \cos 2\theta + \dots, \quad (4)$$

$$v_{dsR-RJ}(\theta) = v_{dsB}(\theta)v_{dsReactiveJ}(\theta)v_{dsResistiveJ}(\theta), \quad (5)$$

where $v_{dsB}(\theta) = (1 - \cos\theta)$, $v_{dsReactiveJ}(\theta) = (1 - \alpha \sin\theta)$ and

$v_{dsResistiveJ}(\theta) = (1 + \beta \cos\theta)$; $\theta = 2\pi f_0 t$ and f_0 and t the fundamental frequency and time, respectively.

The normalized fundamental and harmonic load impedances required at the intrinsic current plane are calculated from $i_{ds}(\theta)$ and $v_{dsR-RJ}(\theta)$ as:

$$Z_{L1,R-RJ}(\alpha, \beta) = \left(1 - \beta - j\alpha \left(1 - \frac{\beta}{4}\right)\right) R_{L1,B}, \quad (6)$$

$$Z_{L2,R-RJ}(\alpha, \beta) = \left(\beta + j\alpha \left(1 - \beta\right)\right) \frac{3\pi}{8} R_{L1,B}, \quad (7)$$

$$R_{L1,B} = \frac{2 V_{DC}}{\pi I_{DC}}. \quad (8)$$

where V_{DC} is the voltage supply, and I_{DC} is the maximum drain current of the transistor.

The DC power (P_{DC}), the RF output power at the fundamental frequency (P_{RF}) and the drain efficiency (η_D) as a function of β are then given by:

$$P_{DC}(\beta) = \left(1 - \frac{\beta}{2}\right) V_{DC} I_{DC}, \quad (9)$$

$$P_{RF}(\beta) = \frac{\pi}{4} (1 - \beta) V_{DC} I_{DC}, \quad (10)$$

$$\eta_D(\beta) = \frac{\pi}{2} \frac{(1-\beta)}{(2-\beta)}. \quad (11)$$

It is important to highlight that when $\beta = 0$, equations (9)-(11) predict P_{DC} , P_{RF} , and η_D correspond to the reactive Class -J amplifier that it is equal to a class-B power amplifier mode. On the other hand, the theory of R-R Class- J mode requires that $0 < \beta \leq 1$, resulting in values for P_{RF} and η_D lower than in the Class -B power amplifier mode.

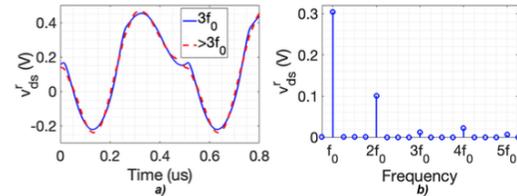


Fig. 2. a) Time-domain and b) frequency-domain drain reflected voltage. The voltage waveform considering up to $3f_0$ and up to $6f_0$ are compared.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

In order to study the R-R class-J modes, measurements of $i_{ds}(\theta)$ and $v_{dsR-RJ}(\theta)$ waveforms were conducted on a 10 W packaged GaN-HEMT power transistor, CGH40010F from Cree Inc, biased as Class-B ($V_{GS}=-3$ V; $V_{DS}=30$ V; $I_{DS}=12$ mA), by using the measurement system reported in Fig.1. In Fig. 3b the impedance design space of the R-R Class-J modes for the fundamental and second harmonic at different $\alpha \in [-1,1]$ and $\beta \in [0,0.4]$ values is presented. It is shown that the real part of the second harmonic impedance rises as β increases. Simultaneously, the value of the real part of the fundamental impedance decreases as β increases. These results, predicted by equations (6)-(7) and by the R-R Class-J mode theory, are verified experimentally in this work by using the measurement system shown in Fig.1. To further complete the experimental evaluation of the R-R class-J mode theory, the $i_{ds}(\theta)$ and $v_{dsR-RJ}(\theta)$ waveforms were measured with $R_{L1,B}=37 \Omega$ at different $\alpha \in [-1,1]$ and $\beta \in [0,0.4]$ conditions, which correspond to different Class-J modes.

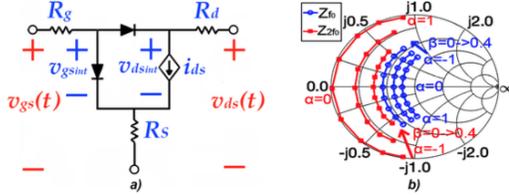


Fig. 3. a) Transistor's electrical equivalent circuit at low frequency. b) Measured impedances Z_{fo} (-o-) and Z_{zfo} (-*-) depending on α and β for optimal resistance $R_{L1,B}=37 \Omega$. A short circuit is synthesized at $3f_0$ if it is presented.

Fig. 4 shows that the intersection points of $v_{dsR-RJ}(\theta)$, occurring with $\alpha = \pm 1$, take place when $v_{dsB}(\theta)$ is maximum as predicted by the theory, which is not observed in the results presented in [3]. In addition, notice that the half-rectified shape of i_{ds} waveforms is consistent with the theory, which is not reported in [3]. Such discrepancy might be due to uncertainty propagation on the de-embedding of parasitics and nonlinear charges when using time-domain HF load-pull measurements.

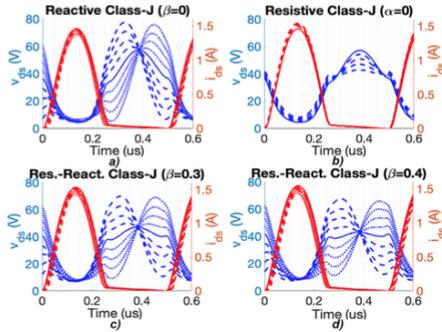


Fig. 4. Measured voltage and current waveforms of the Class-J at the current generator plane for a) $\beta=0$ and $\alpha=[-1,1]$, b) $\beta=[0,0.4]$ and $\alpha=0$, c) $\beta=0.3$ and $\alpha=[-1,1]$, d) $\beta=0.4$ and $\alpha=[-1,1]$, for the CGH40010F GaN-HEMT transistor biased at 30 V with $v_{gs}(t)$ maximum value equal to -0.5V.

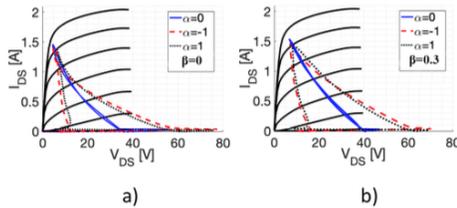


Fig. 5. Different load lines synthesized using time-domain LF harmonic load-pull measurement for the CGH40010F GaN-HEMT device at 2 MHz, bias condition ($V_{g0} = -3 \text{ V}$, $V_{d0} = 30 \text{ V}$). $V_{gs}(t) = -0.5 \text{ V}$. The measured load lines are superimposed on DC characteristics $V_{g0} = -3 \text{ V}$, $V_{d0} = 30 \text{ V}$. a) $\alpha=0$, $\alpha=\pm 1$, $\beta=0$, b) $\alpha=0$, $\alpha=\pm 1$, $\beta=0.3$

Fig. 5 shows the I/V characteristics measured under pulsed conditions and the intrinsic dynamic load-lines corresponding to Class J, Class J*(inverse), and Class-B ($\alpha=0$, $\alpha=\pm 1$, $\beta=0, 0.3$) for the quiescent bias point $V_{gs}=-3 \text{ V}$ and $V_{ds}=30 \text{ V}$. These intrinsic load-lines cannot be determined

directly from measurements using time-domain HF load-pull. Notice that for the three investigated cases, the dynamic load lines do not reach the knee of I/V curves. From Fig. 5 it may also be noted that for the R-R Class J ($\alpha = \pm 1$) mode, the v_{ds} swing decreases compared with Class-B mode ($\alpha = 0$, $\beta = 0$), causing a reduction in $P_{RF}(P_{OUT})$, as shown in Fig. 6. Furthermore, the output RF power and drain efficiency as a function of $\alpha \in [-1, 1]$ are reported for different $\beta \in [0, 0.4]$ values in Fig. 6. According to the R-R class-J mode theory, P_{RF} and η_D must be constant for any value of α , and both should decrease as β increases. However, in the present work, variations of around 0.5 dB are observed in P_{RF} . These slight variations are due to the current reduction when α is close to ± 1 , as can be inferred from the intrinsic load line of Fig. 5. This fact suggests that the level of the input signal should be increased as α tends to ± 1 . As may be observed in Fig. 6a, the measured drain efficiency is consistent with the efficiency expected from the theory [3]. On the other side, Fig. 6b shows the correlation obtained between calculated and measured P_{RF} versus α for $\beta \neq 0$. It may be noticed that the measured output power is larger than the expected from the theory [3]. This behavior of the output power versus α has already been observed (for some β values) in [3], but in our results, this difference is smaller. This characteristic demonstrates that the measurement system reported in Fig. 1 is a powerful tool to analyze the behavior of R-R Class-J modes.

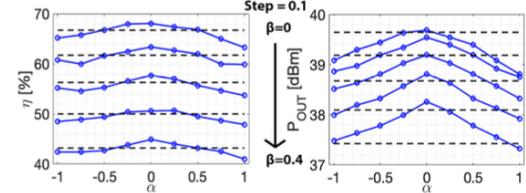


Fig. 6. Measured drain efficiency and output power as a function of α and β for the CGH40010F GaN-HEMT transistor biased at $V_{ds}=30 \text{ V}$ with $v_{gs}(t)$ maximum value equal to -0.5V. The dashed lines are the theoretical values.

V. CONCLUSIONS

In this paper, the behavior of the R-R Class-J modes introduced by C. Friesicke *et al.*, was experimentally validated by using measurements of the intrinsic voltage and current waveforms, drain efficiency, and output power. Measured data of device behavior (current and voltage waveforms, output power, drain efficiency) when the transistor is loaded with impedances corresponding to the design space of R-R continuous Class-J modes were obtained by using an LF active harmonic load-pull system. This method offers the advantage that neither the parasitic capacitances and inductances nor the device intrinsic nonlinear capacitances must be de-embedded. Indeed, the low-frequency measurements are less susceptible to errors occurring in the extraction of the output parasitic inductances and capacitances as well as errors related to the extraction of the nonlinear drain-source capacitance. Although this paper focuses on the R-R Class-J modes, the system may be used to investigate other continuous modes based on class-B.

REFERENCES

- [1] Jang, Haedong, Patrick Roblin, and Zhijian Xie. "Model-based nonlinear embedding for power-amplifier design." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.62, no. 9, pp. 1986-2002, September 2014.
- [2] Paul J. Tasker, "Practical Waveform Engineering. " *IEEE Microwave Magazine*, vol. 10, no. 7, pp.65-76, Dec. 2009.
- [3] Friesicke Christian, Rüdiger Quay, and Arne F. Jacob. "The resistive-reactive class-J power amplifier mode." *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.25, no.10, pp. 666-668, October 2015.
- [4] F. A. Maier, A. Grede, D. Gruner, R. Quay, P. Waltereit, O. Ambacher, "A novel broadband high-power Source-Pull/Load-Pull concept for the HF- to UHF-range," *European Microwave Conference (EuMC), 2015*.
- [5] Raffo Antonio, Francesco Scappaviva, and Giorgio Vannini. "A new approach to microwave power amplifier design based on the experimental characterization of the intrinsic electron-device load line." *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 57, no. 7, pp.1743-1752, July 2009.
- [6] A. Raffo, V. Vadalà, G. Vannini, Chapter 9 - Nonlinear Embedding and De-embedding: Theory and Applications, Editor(s): Giovanni Crupi, Dominique M.M.-P. Schreurs, Microwave De-embedding, Academic Press, 2014.
- [7] Zarate-de Landa, Andrés, Jose Eleazar Zuñiga-Juarez, Jose Raul Loo-Yau, J. Apolinar Reynoso-Hernández, Maria del Carmen Maya-Sanchez, and Juan Luis del Valle-Padilla. "Advances in linear modeling of microwave transistors." *IEEE Microwave magazine*, vol.10, no. 2, pp.100-102, April 2009
- [8] Gonçalves, Cristiano F., Luís Côtimos Nunes, Pedro M. Cabral, and José C. Pedro. "Pulsed I/V and S-parameters measurement system for isodynamic characterization of power GaN HEMT transistors." *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol.28, no. 8 (2018): e21515.
- [9] Raffo Antonio, Valeria Vadala, Gianni Bosi, Francesco Trevisan, Gustavo Avolio, and Giorgio Vannini. "Waveform engineering: State-of-the-art and future trends." *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 27, no. 1 (2017): e21051
- [10] Vincenzo Carrubba, Alan. L. Clarke, Muhammad Akmal, Jonathan Lees, Johannes Benedikt, Paul J. Tasker, and Steve C. Cripps. "On the Extension of the Continuous Class-F Mode Power Amplifier." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 5, pp. 1294-1303, May 2011.
- [11] Chen Jinhu, Songbai He, Fei You, Renbin Tong, and Ruimin Peng. "Design of broadband high-efficiency power amplifiers based on a series of continuous modes." *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.24, no.9, pp. 631-633, September 2014.
- [12] Li Qirong, Songbai He, Weimin Shi, Zhijiang Dai, and Tian Qi. "Extend the class-B to class-J continuum mode by adding arbitrary harmonic voltage elements." *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.26, no. 7, pp. 522-524, July 2016.
- [13] Shi Weimin, Songbai He, Qirong Li, Tian Qi, and Qiang-an Liu. "Design of broadband power amplifiers based on resistive-reactive series of continuous modes." *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.26, no. 7, pp. 519-521, July 2016.