

Tesis defendida por

**Jonathan Raúl Monjardín López**

y aprobada por el siguiente Comité

---

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

Codirector del Comité

---

Dr. José Raúl Loo Yau

Codirector del Comité

---

Dra. María del Carmen Maya Sánchez

Miembro del Comité

---

M.C. José de Jesús Ibarra Villaseñor

Miembro del Comité

---

Dr. Jaime Sánchez García

Miembro del Comité

---

Dr. Pedro Negrete Regagnon

Miembro del Comité

---

Dr. César Cruz Hernández

Coordinador del programa de Posgrado  
en Electrónica y Telecomunicaciones

---

Dr. Jesús Favela Vara

Director de Estudios de Posgrado

*Febrero del 2014*

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN SUPERIOR  
DE ENSENADA, BAJA CALIFORNIA**



---

Programa de Posgrado en Ciencias  
en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación  
en Altas Frecuencias

---

**Comparación de modelos lineales en modo pulsado y no pulsado de transistores GaN  
de potencia**

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

Presenta:

Jonathan Raúl Monjardín López

Ensenada, Baja California, México  
2014

Resumen de la tesis de Jonathan Raúl Monjardín López, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Altas Frecuencias.

Comparación de modelos lineales en modo pulsado y no pulsado de transistores GaN de potencia

Resumen aprobado por:

---

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández  
Codirector de Tesis

---

Dr. José Raúl Loo Yau  
Codirector de Tesis

Los transistores de nitruro de galio (GaN) son fuertes candidatos para reemplazar a los tubos de vacío en aplicaciones de amplificación de mediana potencia es los sistemas de comunicación, gracias a su alto voltaje de ruptura y alta movilidad electrónica,

Debido también a su alto rendimiento en potencia de salida y frecuencia de operación, son cada vez más usados en el diseño de amplificadores de potencia para aplicaciones en los sistemas de comunicación: transmisión de datos para dispositivos móviles y redes inalámbricas de área local. La alta eficiencia que se puede alcanzar al ser utilizado con topologías de amplificadores de última generación es también un factor importante que hace de este dispositivo un excelente candidato para las aplicaciones de alta potencia.

El diseño asistido por computadora de amplificadores de radio-frecuencia requiere de un modelo que describa de la manera más exacta posible el comportamiento del dispositivo activo a utilizar. El modelo es obtenido a partir de mediciones adquiridas al aplicar físicamente una serie de condiciones de alimentación que provocan efectos sobre el dispositivo (Corrientes, voltajes y respuesta a una señal de RF), que son cuantificados y registrados para su posterior análisis y procesamiento. Las condiciones de alimentación que se aplican al dispositivo son sumamente importantes dado que depende de estas características el funcionamiento que se observará en el transistor.

En este trabajo de tesis se realizó una investigación sobre la caracterización y modelado de transistores (GaN y SiC) con dos diferentes modos de medición: medición pulsada y no pulsada, con el objetivo de observar las diferencias que existen entre estos modos de caracterización y los efectos que pueden llegar a observarse al utilizar cada uno de los procesos de medición. Se obtuvieron modelos lineales de los transistores con diferentes condiciones de alimentación y se realizaron comparaciones entre ellos. Los modelos lineales se verificaron en cada uno de los casos al reproducir los datos experimentales obtenidos.

**Palabras clave: Transistor de GaN, radio-frecuencia, modelo lineal, caracterización de transistores, mediciones pulsadas, mediciones no pulsadas.**

Abstract of the thesis presented by Jonathan Raúl Monjardín López as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Electronics and Telecommunications with orientation in High Frequencies.

Comparison of linear models in pulsed mode and non-pulsed mode of GaN power transistors

Abstract approved by:

---

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández  
Thesis Co-advisor

---

Dr. José Raúl Loo Yau  
Thesis Co-advisor

Gallium nitride transistors are strong candidates to be the successors of vacuum tubes in amplifying applications on medium power for communication systems.

They are being used more frequently in the design of power amplifiers for communication systems such as: data transmission for mobile devices and wireless local area networks due to their high performance on output power and frequency of operation. The high efficiency that can be achieved by being used alongside new generations of amplifier circuit layouts is also an important factor that makes this device an excellent candidate for high power applications.

Computer aided design of RF amplifiers require an accurate model of the active device considered for the application. That model is obtained from measurements taken by applying a series of voltage supply conditions that produce effects on the device such as: voltages, currents and response to RF excitement, which are quantified and stored for later analysis and processing. These supply conditions are very important because they are responsible of the performance that will be observed on the device.

This work was focused on the research of the characterization and modeling of gallium nitride and silicon carbide transistors with two different measurement modes: pulsed measurements and non-pulsed measurements, with the objective of observing the existent differences between those measurement modes and the effects that can be seen by using each of those processes. Several linear models of transistors were obtained with different supply conditions and compared between them to conclude the observations. The obtained models were verified in each case by matching the experimental data with the modeled data.

**Keywords: GaN transistor, RF, linear model, transistor characterization, pulsed measurements, non-pulsed measurements.**

*A mi familia  
que incondicionalmente, siempre ha  
estado dispuesta a apoyarme sobremanera*

## **Agradecimientos**

Primeramente quiero agradecer a mis padres Dora Luz López y José María Monjardín, quienes han sido mis mejores maestros a lo largo de los años, ya que su educación ha sido la mayor herencia que he podido obtener. Quienes nunca han escatimado esfuerzos ni recursos para sacar adelante a su familia y a quienes debo absolutamente todo lo que soy.

Un agradecimiento muy especial a mis hermanos, José María, Verónica, Fernando, Noemí y Dulce, quienes han sido siempre un ejemplo a seguir y quienes me han enseñado mucho sobre la vida misma.

A mis codirectores de tesis el Dr. Apolinar Reynoso en el CICESE y el Dr. Raúl Loo en el CINVESTAV Guadalajara, por haberme aceptado como su alumno y haber compartido sus conocimientos conmigo así como por su guía y ayuda durante el trabajo de investigación. Agradezco también a los miembros de mi comité por sus atinados comentarios y recomendaciones durante el trabajo de investigación.

A mis profesores del DET, de quienes aprendí bastante durante los estudios de la maestría.

A mis amigos: Anela, Karen, Miriam Tong, Giovanni, Carlos Nieblas, Gonzalo, Gabriel, Carlos Martínez y Enrique Sánchez, con quienes compartí momentos duros tanto como momentos de alegría durante los estudios de maestría, agradezco de manera infinita por su amistad, apoyo y comprensión.

A mis compañeros: Ricardo, Manuel Pulido, Miriam Nieto, Raúl, Rodrigo, Martha, Manuel Casillas, Shiro, Topacio, Enrique Guerrero, Lilia, Fernando, Oscar Montaña, Arturo, Héctor, Antonio y Verónica Rojas, quienes siempre estuvieron dispuestos a ayudar con lo que estuviera a su alcance y que aligeraron las cargas de estrés con sus pláticas y convivencias.

A los amigos que conocí en Guadalajara: Fernanda, Abril, Héctor Saavedra, Israel Tapia, Lina e Israel Hernández, quienes me demostraron que no es necesario conocer a alguien durante mucho tiempo para considerarlo un amigo.

Por último pero no menos importante, al CONACyT y al pueblo de México, por el apoyo económico brindado, sin el cual mis estudios de maestría habrían sido imposibles.

## Contenido

Resumen en español.....	ii
Resumen en inglés .....	iii
Dedicatoria.....	iv
Agradecimientos .....	v
Lista de Figuras.....	ix
Lista de Tablas .....	xvii
Capítulo 1.....	1
Introducción .....	1
1.1    Antecedentes .....	1
1.2    Planteamiento del problema.....	4
1.3    Objetivo.....	6
1.4    Metodología de la investigación .....	6
1.5    Organización de la tesis.....	8
Capítulo 2.....	10
Transistor de potencia de nitruro de galio (GaN) .....	10
2.1    Características del material semiconductor.....	11
2.2    El canal de conducción (2DEG).....	12
2.2.1    Formación de la heterounión .....	13
2.3    Estructura del transistor FET y su modo de operación .....	17
2.4    Estructura del transistor HEMT de GaN y su modo de operación.....	19
2.5    Operación de potencia en alta frecuencia.....	21
2.6    Aplicaciones del transistor .....	23
Capítulo 3.....	25
Modelado lineal del transistor de GaN .....	25

3.1	Circuito eléctrico equivalente .....	26
3.1.1	Determinación de los elementos parásitos.....	28
3.1.2	Determinación de los elementos intrínsecos.....	47
3.1.3	Proceso de desincrustado del transistor intrínseco .....	49
3.2	Modelo lineal en transistores encapsulados .....	51
3.3	Transconductancia y conductancia de salida intrínsecas obtenidas a partir de las relaciones I-V .....	55
Capítulo 4.....		58
Caracterización de transistores de potencia.....		58
4.1	Caracterización de transistores en modo no pulsado .....	58
4.1.1	Medición de las curvas I-V .....	58
4.1.2	Medición de los parámetros de dispersión.....	60
4.1.3	Efectos que degradan la caracterización en modo no pulsado .....	62
4.2	Caracterización de transistores en modo pulsado .....	64
4.2.1	Medición de curvas I-V en modo pulsado.....	64
4.2.2	Medición de parámetros S en modo pulsado.....	65
4.2.3	Modos de detección utilizados por los equipos de medición de parámetros S pulsados.....	67
Capítulo 5.....		72
Actividades realizadas y resultados obtenidos .....		72
5.1	Sistemas utilizados para la caracterización de los transistores .....	72
5.1.1	Sistema de mediciones DIVA.....	72
5.1.2	Sistema de medición de curvas I-V y parámetros S pulsado.....	73
5.2	Caracterización del transistor CREE Inc. CGH35015F.....	78
5.2.1	Caracterización de las curvas I-V con el sistema DIVA .....	78
5.2.2	Caracterización de los elementos parásitos con el sistema pulsado	



5.2.3	Medición del transistor en configuración activa (Hot-FET) con el sistema pulsado AU4750 .....	88
5.3	Caracterización del transistor CREE Inc. CRF24010F .....	118
5.3.1	Caracterización de las curvas I-V con el sistema DIVA.....	118
5.3.2	Caracterización de los elementos parásitos del modelo lineal con el sistema pulsado AU4750.....	120
5.3.3	Medición del transistor en configuración activa (Hot-FET) con el sistema pulsado AU4750.....	121
Capítulo 6	.....	148
Conclusiones	.....	148
6.1	Conclusión general.....	148
6.2	Conclusiones sobre los métodos de medición.....	149
6.3	Conclusiones sobre el transistor de potencia GaN.....	149
6.4	Conclusiones sobre el transistor de potencia SiC.....	150
6.5	Aportaciones.....	151
6.6	Trabajo futuro.....	152
Referencias bibliográficas	.....	153

## Lista de Figuras

Figura 1. Ilustración de la limitación en potencia para la caracterización en modo no pulsado. ....	6
Figura 2. Estructura cristalina del GaN .....	13
Figura 3. Esquemático del arreglo atómico de las heteroestructuras de AlGaIn/GaN.....	14
Figura 4. Diagrama de bandas de la heterounión y densidad de carga provocada por las polarizaciones piezoeléctrica y espontánea .....	15
Figura 5. Representación de la formación del 2DEG.....	16
Figura 6. Estructura básica de construcción de un transistor MESFET de GaAs. ....	17
Figura 7. Efecto de la aplicación de diferencias de potencial la compuerta de un transistor de efecto de campo.....	18
Figura 8. Comportamiento del transistor con diferentes condiciones de alimentación.....	19
Figura 9. Esquema de una estructura típica de un dispositivo HEMT de GaN.....	20
Figura 10. Diseño de un field-plate en un transistor HEMT de AlGaIn/GaN .....	22
Figura 11. Determinación del circuito equivalente en relación con la estructura del transistor.....	27
Figura 12. Circuito eléctrico equivalente para el modelo de pequeña señal. ....	28
Figura 13. Configuración del Cold-FET en directa para la caracterización en RF en este modo de operación.....	30
Figura 14. Modelo del Cold-FET en configuración directa .....	30
Figura 15. Comportamiento ideal de los parámetros de impedancia $Z_{12}$ y $Z_{21}$ para un dado conjunto de elementos concentrados.....	32
Figura 16. Grafica de las partes real e imaginaria del parámetro $Z_{22}$ con respecto a la frecuencia .....	33
Figura 17. Partes real e imaginaria del parámetro $Z_{11}$ en función de la frecuencia.....	34
Figura 18. Representación de los puntos de interés y las frecuencias donde ocurren. ....	36
Figura 19. Derivadas de $\text{Re}[Z_{11}]$ e $\text{Im}[Z_{11}]$ .....	37
Figura 20. Ubicación de la frecuencia $\omega_0$ con respecto de las anteriormente definidas, frecuencia de resonancia $\omega_R$ y frecuencia de ocurrencia del $\min(\text{Im}[Z_{11}])$ .....	40
Figura 21. Gráfica de la relación $\omega\text{Im}[Z_{11}]$ con respecto de $\omega^2$ y de la regresión lineal propuesta .....	41

Figura 22. Valores de la resta $\text{Re}[Z_{11} - Z_{12}]$ y datos obtenidos con la regresión de tales valores con respecto a $1/\omega^2$ .....	42
Figura 23. Configuración de la alimentación Cold-FET en inversa. ....	43
Figura 24. Circuito eléctrico equivalente del transistor, con alimentación inversa .....	44
Figura 25. Parámetros de admitancia, correspondientes al circuito de la Figura 24 .....	45
Figura 26. Valor de $\alpha$ (constante con la frecuencia) .....	46
Figura 27. Circuito equivalente del transistor intrínseco. ....	47
Figura 28. Proceso de desincrustado del transistor intrínseco. ....	50
Figura 29. Imagen del transistor abierto .....	51
Figura 30. Sección transversal del esquema del transistor .....	52
Figura 31. Circuito equivalente, representando al chip del FET como un bloque conectado a las capacitancias del encapsulado.....	52
Figura 32. Modelo del encapsulado sin el chip del FET.....	53
Figura 33. Método de extracción del FET del encapsulado.....	54
Figura 34. Modelo lineal utilizado en el trabajo de investigación.....	55
Figura 35. Transistor intrínseco incrustado en las resistencias parásitas.....	56
Figura 36. Diagrama básico de la configuración para la caracterización en DC del transistor. ....	59
Figura 37. Resultado de la caracterización de la corriente de drenador en función de $V_g$ y $V_d$ .....	60
Figura 38. Diagrama simplificado de la configuración para la caracterización en DC y RF del transistor. ....	61
Figura 39. Ejemplo del proceso de caracterización en modo no pulsado. ....	61
Figura 40. Ejemplo de mediciones pulsadas y no pulsadas. ....	66
Figura 41. Ejemplo de la caracterización en modo pulsado. ....	67
Figura 42. Detección de banda ancha (adquisición síncrona).....	69
Figura 43. Detección en banda angosta (asíncrona) .....	70
Figura 44. Imagen de la base de pruebas utilizada para la caracterización de transistores.....	73
Figura 45. Diagrama del sistema de medición IV/RF Auriga AU4750.....	74
Figura 46. Ejemplo del perfil del pulso y los tiempos utilizados para realizar las mediciones de voltajes y corrientes.....	76

Figura 47. Imagen del transistor CGH35015F .....	78
Figura 48. Curvas I-V obtenidas a partir de la caracterización con DIVA.....	80
Figura 49. Parte real de $Z_{11}$ obtenido con la medición de 10 $\mu$ s y diferentes valores de corriente $I_{gs}$ .....	82
Figura 50. Parte imaginaria del $Z_{11}$ , para diferentes valores de corriente $I_{gs}$ .....	83
Figura 51. Parámetro de impedancia $Z_{12}$ obtenido con diferentes corrientes de compuerta.....	83
Figura 52. Parámetro $Z_{22}$ obtenido con diferentes corrientes de compuerta.....	84
Figura 53. Parte real del $Z_{11}$ , para diferentes longitudes de pulso.....	85
Figura 54. Parte imaginaria de $Z_{11}$ obtenida con diferentes anchos de pulso.....	86
Figura 55. Parámetro $Z_{12}$ obtenido con diferentes longitudes de pulso.....	86
Figura 56. Parámetro $Z_{22}$ obtenido con diferentes longitudes de pulso.....	87
Figura 57. Curvas I-V, obtenidas con el punto de reposo de $(V_{gsQ}, V_{dsQ}) = (-3 \text{ V}, 40 \text{ V})$ , y con longitudes de pulso de 10 $\mu$ s, 100 $\mu$ s y 1 ms.....	89
Figura 58. Transconductancia intrínseca, calculada con los datos de I-V obtenidos a partir de mediciones pulsadas con 10 $\mu$ s, 100 $\mu$ s y 1000 $\mu$ s.....	90
Figura 59. Conductancia de salida intrínseca calculada con datos de I-V obtenidos a partir de mediciones pulsadas con 10 $\mu$ s, 100 $\mu$ s y 1000 $\mu$ s.....	91
Figura 60. Parámetros S obtenidos para el punto de alimentación pulsada ( $V_{gsNQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsNQ} = 45 \text{ V}$ ) con duraciones de pulso de 10 $\mu$ s y 100 $\mu$ s.....	92
Figura 61. Parámetros S obtenidos para el punto de alimentación pulsada ( $V_{gsNQ} = -1 \text{ V}$ , $V_{dsNQ} = 15 \text{ V}$ ) con duraciones de pulso de 10 $\mu$ s, 100 $\mu$ s y 1 ms.....	93
Figura 62. Parámetros S obtenidos para el punto de alimentación pulsada ( $V_{gsNQ} = -2 \text{ V}$ , $V_{dsNQ} = 35 \text{ V}$ ) con duraciones de pulso de 10 $\mu$ s, 100 $\mu$ s y 1 ms.....	93
Figura 63. Transconductancia intrínseca, calculada con parámetros S obtenidos a partir de mediciones pulsadas con 10 $\mu$ s, 100 $\mu$ s y 1000 $\mu$ s.....	94
Figura 64. Capacitancia intrínseca $C_{gd}$ calculada con parámetros S obtenidos a partir de mediciones pulsadas con 10 $\mu$ s, 100 $\mu$ s y 1000 $\mu$ s.....	96
Figura 65. Capacitancia intrínseca $C_{gs}$ calculada con parámetros S obtenidos a partir de mediciones pulsadas con 10 $\mu$ s, 100 $\mu$ s y 1000 $\mu$ s.....	97
Figura 66. Capacitancia intrínseca $C_{ds}$ calculada con parámetros S obtenidos a partir de mediciones pulsadas con 10 $\mu$ s, 100 $\mu$ s y 1000 $\mu$ s.....	98

Figura 67. Conductancia de salida intrínseca $g_{ds}$ calculada con parámetros S obtenidos a partir de mediciones pulsadas con 10 $\mu$ s, 100 $\mu$ s y 1000 $\mu$ s .....	99
Figura 68. Resistencia intrínseca $R_i$ calculada con parámetros S obtenidos a partir de mediciones pulsadas con 10 $\mu$ s, 100 $\mu$ s y 1000 $\mu$ s.....	100
Figura 69. Parámetros S para la polarización pulsada ( $V_{gsNQ}$ , $V_{dsNQ}$ ) = (-3 V, 35 V) y pulso de 10 $\mu$ s.....	100
Figura 70. Parámetros S para la polarización pulsada ( $V_{gsNQ}$ , $V_{dsNQ}$ ) = (-3 V, 35 V) y pulso de 1 ms.....	101
Figura 71. Resistencia intrínseca $R_{gd}$ calculada con parámetros S obtenidos a partir de mediciones pulsadas con 10 $\mu$ s, 100 $\mu$ s y 1000 $\mu$ s.....	102
Figura 72. Comparación entre medición de parámetros S y simulación del modelo lineal para la alimentación pulsada ( $V_{gsNQ} = -1$ V, $V_{dsNQ} = 15$ V).....	103
Figura 73. Comparación entre medición de parámetros S y simulación del modelo lineal para el punto de polarización pulsada ( $V_{gsNQ} = -2$ V, $V_{dsNQ} = 40$ V).....	103
Figura 74. Comparación entre medición de parámetros S y simulación del modelo lineal correspondientes al punto de alimentación pulsada ( $V_{gsNQ} = -2$ V, $V_{dsNQ} = 30$ V).....	104
Figura 75. Conductancias intrínsecas calculadas a partir de curvas I-V y parámetros S.....	105
Figura 76. Curvas I-V, obtenidas con el pulso de 10 $\mu$ s, y con puntos de reposo ( $V_{gsQ}$ , $V_{dsQ}$ ) = (-1.5 V, 6.5 V), ( $V_{gsQ}$ , $V_{dsQ}$ ) = (-2.2 V, 40 V) y ( $V_{gsQ}$ , $V_{dsQ}$ ) = (-3 V, 40 V).....	106
Figura 77. Curvas de $g_{m_{int}}$ calculadas a partir de los datos I-V, obtenidos con caracterización desde los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = -3$ V, $V_{dsQ} = 40$ V), ( $V_{gsQ} = -2.2$ V, $V_{dsQ} = 40$ V) y ( $V_{gsQ} = -1.5$ V, $V_{dsQ} = 6.5$ V) .....	107
Figura 78. Curvas de $g_{d_{int}}$ calculadas a partir de los datos I-V, obtenidos con caracterización desde los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = -3$ V, $V_{dsQ} = 40$ V), ( $V_{gsQ} = -2.2$ V, $V_{dsQ} = 40$ V) y ( $V_{gsQ} = -1.5$ V, $V_{dsQ} = 6.5$ V).....	108
Figura 79. Parámetros S obtenidos con las tres caracterizaciones realizadas, con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = -3$ V, $V_{dsQ} = 40$ V), ( $V_{gsQ} = -2.2$ V, $V_{dsQ} = 40$ V) y ( $V_{gsQ} = -1.5$ V, $V_{dsQ} = 6.5$ V).....	109

Figura 80. Transconductancia intrínseca $g_{m0}$ calculada con parámetros S obtenidos a partir de mediciones pulsadas con ( $V_{gsQ} = -3 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 40 \text{ V}$ ), ( $V_{gsQ} = -2.2 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 40 \text{ V}$ ) y ( $V_{gsQ} = -1.5 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 6.5 \text{ V}$ ) .....	110
Figura 81. Capacitancia intrínseca $C_{gd}$ calculada con parámetros S obtenidos a partir de mediciones pulsadas con ( $V_{gsQ} = -3 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 40 \text{ V}$ ), ( $V_{gsQ} = -2.2 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 40 \text{ V}$ ) y ( $V_{gsQ} = -1.5 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 6.5 \text{ V}$ ) .....	111
Figura 82. Capacitancia intrínseca $C_{gs}$ calculada con parámetros S obtenidos a partir de mediciones pulsadas con ( $V_{gsQ} = -3 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 40 \text{ V}$ ), ( $V_{gsQ} = -2.2 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 40 \text{ V}$ ) y ( $V_{gsQ} = -1.5 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 6.5 \text{ V}$ ) .....	112
Figura 83. Capacitancia intrínseca $C_{ds}$ calculada con parámetros S obtenidos a partir de mediciones pulsadas con ( $V_{gsQ} = -3 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 40 \text{ V}$ ), ( $V_{gsQ} = -2.2 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 40 \text{ V}$ ) y ( $V_{gsQ} = -1.5 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 6.5 \text{ V}$ ) .....	113
Figura 84. Conductancia de salida intrínseca $g_{ds}$ calculada con parámetros S obtenidos a partir de mediciones pulsadas con ( $V_{gsQ} = -3 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 40 \text{ V}$ ), ( $V_{gsQ} = -2.2 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 40 \text{ V}$ ) y ( $V_{gsQ} = -1.5 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 6.5 \text{ V}$ ) .....	114
Figura 85. Resistencia intrínseca $R_i$ calculada con parámetros S obtenidos a partir de mediciones pulsadas con ( $V_{gsQ} = -3 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 40 \text{ V}$ ), ( $V_{gsQ} = -2.2 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 40 \text{ V}$ ) y ( $V_{gsQ} = -1.5 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 6.5 \text{ V}$ ) .....	115
Figura 86. Resistencia intrínseca $R_{gd}$ calculada con parámetros S obtenidos a partir de mediciones pulsadas con ( $V_{gsQ} = -3 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 40 \text{ V}$ ), ( $V_{gsQ} = -2.2 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 40 \text{ V}$ ) y ( $V_{gsQ} = -1.5 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 6.5 \text{ V}$ ) .....	115
Figura 87. Comparación entre medición de parámetros S y simulación del modelo lineal en el punto de alimentación ( $V_{gsNQ} = -2 \text{ V}$ , $V_{dsNQ} = 35 \text{ V}$ ) .....	116
Figura 88. Comparación entre medición de parámetros S y simulación del modelo lineal con alimentación ( $V_{gsNQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsNQ} = 15 \text{ V}$ ) .....	117
Figura 89. Imagen del transistor CRF24010F .....	118
Figura 90. Curvas I-V obtenidas mediante la caracterización con el sistema DIVA. ....	119
Figura 91. Curvas I-V obtenidas mediante la caracterización pulsada del dispositivo, adquiridas con duraciones de pulso de 1 ms, 10 $\mu\text{s}$ y 100 $\mu\text{s}$ .....	122
Figura 92. Transconductancia intrínseca obtenida desde las curvas I-V, adquiridas con duraciones de pulso de 1 ms, 10 $\mu\text{s}$ y 100 $\mu\text{s}$ .....	123

Figura 93. Conductancia de salida intrínseca obtenida desde las curvas I-V, adquiridas con duraciones de pulso de 1 ms, 10 $\mu$ s y 100 $\mu$ s.....	123
Figura 94. Parámetros S obtenidos mediante medición con duración de pulso de 10 $\mu$ s, 100 $\mu$ s y 1 ms.....	124
Figura 95. Parámetros S obtenidos mediante medición con duración de pulso de 10 $\mu$ s y 100 $\mu$ s .....	125
Figura 96. Transconductancia intrínseca $g_{m0}$ obtenida con parámetros S adquiridos con pulsos de 10 $\mu$ s, 100 $\mu$ s y 1 ms.....	126
Figura 97. Capacitancia intrínseca $C_{gd}$ obtenida con las duraciones de pulso 10 $\mu$ s, 100 $\mu$ s y 1 ms .....	126
Figura 98. Capacitancia intrínseca $C_{gs}$ obtenida con las duraciones de pulso 10 $\mu$ s, 100 $\mu$ s y 1 ms .....	128
Figura 99. Capacitancia intrínseca $C_{ds}$ obtenida con las duraciones de pulso 10 $\mu$ s, 100 $\mu$ s y 1 ms .....	129
Figura 100. Conductancia de salida intrínseca $g_{ds}$ obtenida con las duraciones de pulso 10 $\mu$ s, 100 $\mu$ s y 1 ms.....	130
Figura 101. Resistencia intrínseca $R_i$ obtenida con las duraciones de pulso 10 $\mu$ s, 100 $\mu$ s y 1 ms .....	131
Figura 102. Parámetros S para la polarización pulsada ( $V_{gsNQ}$ , $V_{dsNQ}$ ) = (-7 V, 30 V) y pulso de 10 $\mu$ s.....	131
Figura 103. Resistencia intrínseca $R_{gd}$ obtenida con las duraciones de pulso 10 $\mu$ s, 100 $\mu$ s y 1 ms .....	132
Figura 104. Parámetros S para la polarización pulsada ( $V_{gsNQ}$ , $V_{dsNQ}$ ) = (-11 V, 45 V) y pulso de 10 $\mu$ s.....	132
Figura 105. Parámetros S medidos y simulados a partir del modelo lineal para el punto de polarización pulsada ( $V_{gsNQ} = 0$ V, $V_{dsNQ} = 60$ V) y duración de pulso de 10 $\mu$ s.....	133
Figura 106. Parámetros S medidos y simulados a partir del modelo lineal para el punto de polarización pulsada ( $V_{gsNQ} = 0$ V, $V_{dsNQ} = 60$ V) y duración de pulso de 100 $\mu$ s.....	134
Figura 107. Conductancias intrínsecas $g_m$ y $g_{ds}$ obtenidas de parámetros S y curvas I-V .....	135

Figura 108. Curvas I-V obtenidas mediante la caracterización pulsada del dispositivo, adquiridas con el punto de reposo en ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 0 \text{ V}$ ), ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 4 \text{ V}$ ) y ( $V_{gsQ} = -10.5 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 50 \text{ V}$ ) .....	136
Figura 109. Curvas de transconductancia intrínseca obtenidas con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 0 \text{ V}$ ), ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 4 \text{ V}$ ) y ( $V_{gsQ} = -10.5 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 50 \text{ V}$ ) .....	137
Figura 110. Curvas de conductancia de salida intrínseca obtenidas con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 0 \text{ V}$ ), ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 4 \text{ V}$ ) y ( $V_{gsQ} = -10.5 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 50 \text{ V}$ ) .....	138
Figura 111. Parámetros S obtenidos con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 0 \text{ V}$ ), ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 4 \text{ V}$ ) y ( $V_{gsQ} = -10.5 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 50 \text{ V}$ ) .....	139
Figura 112. Parámetros S obtenidos con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 0 \text{ V}$ ), ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 4 \text{ V}$ ) y ( $V_{gsQ} = -10.5 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 50 \text{ V}$ ) .....	139
Figura 113. Curvas de transconductancia intrínseca obtenidas desde parámetros S con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 0 \text{ V}$ ), ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 4 \text{ V}$ ) y ( $V_{gsQ} = -10.5 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 50 \text{ V}$ ) .....	140
Figura 114. Curvas de $C_{gd}$ obtenidas desde parámetros S con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 0 \text{ V}$ ), ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 4 \text{ V}$ ) y ( $V_{gsQ} = -10.5 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 50 \text{ V}$ ) .....	141
Figura 115. Curvas de $C_{gs}$ obtenidas de los parámetros S con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 0 \text{ V}$ ), ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 4 \text{ V}$ ) y ( $V_{gsQ} = -10.5 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 50 \text{ V}$ ) .....	142
Figura 116. Curvas de $C_{ds}$ obtenidas desde parámetros S con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 0 \text{ V}$ ), ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 4 \text{ V}$ ) y ( $V_{gsQ} = -10.5 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 50 \text{ V}$ ) .....	143
Figura 117. Curvas de $g_{ds}$ obtenidas desde parámetros S con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 0 \text{ V}$ ), ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 4 \text{ V}$ ) y ( $V_{gsQ} = -10.5 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 50 \text{ V}$ ) .....	144
Figura 118. Resistencia intrínseca $R_i$ obtenidas desde parámetros S con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 0 \text{ V}$ ), ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 4 \text{ V}$ ) y ( $V_{gsQ} = -10.5 \text{ V}$ , $V_{dsQ} = 50 \text{ V}$ ) .....	145



- Figura 119. Resistencia intrínseca  $R_{gd}$  obtenidas desde parámetros S con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 0 \text{ V}$ ), ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 4 \text{ V}$ ) y ( $V_{gsQ} = -10.5 \text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 50 \text{ V}$ ) ..... 145
- Figura 120. Parámetros S medidos y simulados a partir del modelo lineal para el punto de polarización pulsada ( $V_{gsNQ} = 0 \text{ V}$ ,  $V_{dsNQ} = 60 \text{ V}$ ) obtenido desde el punto de reposo ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 0 \text{ V}$ ). ..... 146
- Figura 121. Parámetros S medidos y simulados a partir del modelo lineal para el punto de polarización pulsada ( $V_{gsNQ} = -4 \text{ V}$ ,  $V_{dsNQ} = 30 \text{ V}$ ) desde el punto de reposo ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 4 \text{ V}$ )..... 147
- Figura 122. Parámetros S medidos y simulados a partir del modelo lineal para el punto de alimentación pulsada ( $V_{gsNQ} = -8 \text{ V}$ ,  $V_{dsNQ} = 45 \text{ V}$ ) desde el punto de reposo ( $V_{gsQ} = -10.5 \text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 50 \text{ V}$ )..... 147

## Lista de Tablas

Tabla 1. Propiedades de algunos materiales semiconductores. ....	12
Tabla 2. Sistemas de metalización para contactos óhmicos y de barrera Schottky. ....	19
Tabla 3. Tiempos de medición en modo pulsado .....	76
Tabla 4. Relación de los tiempos de medición en porcentajes de la longitud de pulso. ....	77
Tabla 5. Generalización del porcentaje de los tiempos de medición en relación con la longitud de pulso. ....	77
Tabla 6. Valores de voltaje y corriente aplicados a la compuerta del transistor durante la caracterización .....	81
Tabla 7. Valores de voltaje y corriente aplicados a la compuerta del transistor durante la caracterización (cont.).....	81
Tabla 8. Elementos parásitos determinados con diferentes corrientes de compuerta para el pulso de 10 $\mu$ s .....	84
Tabla 9. Valores obtenidos para los elementos parásitos del modelo lineal .....	87
Tabla 10. Valores medios de la diferencia existente entre los valores de $g_{m_{int}}$ obtenidos con diferentes duraciones de pulso .....	90
Tabla 11. Valores medios de la diferencia existente entre los valores de $g_{ds_{int}}$ obtenidos con diferentes duraciones de pulso .....	91
Tabla 12. Media aritmética de la diferencia absoluta existente entre los valores de $g_{m_0}$ obtenida con diferentes duraciones de pulso .....	95
Tabla 13. Media aritmética de la diferencia absoluta existente entre los valores de $C_{gd}$ obtenida con diferentes duraciones de pulso .....	96
Tabla 14. Media aritmética de la diferencia absoluta existente entre los valores de $C_{gs}$ obtenida con diferentes duraciones de pulso .....	97
Tabla 15. Media aritmética de la diferencia absoluta existente entre los valores de $C_{ds}$ obtenida con diferentes duraciones de pulso .....	98
Tabla 16. Media aritmética de la diferencia absoluta existente entre los valores de $g_{ds}$ obtenida con diferentes duraciones de pulso .....	99
Tabla 17. Puntos de reposo utilizados en la caracterización con la respectiva corriente y potencia de drenador producida por cada polarización .....	106
Tabla 18. Valores medios de las diferencias observadas en $g_{m_{int}}$ .....	107

Tabla 19. Valores medios de las diferencias observadas en $g_{d\text{ int}}$ .....	108
Tabla 20. Valores medios de las diferencias observadas en $gm_0$ .....	110
Tabla 21. Valores medios de las diferencias observadas en $C_{gd}$ .....	111
Tabla 22. Valores medios de las diferencias observadas en $C_{gs}$ .....	112
Tabla 23. Valores medios de las diferencias observadas en $C_{ds}$ .....	113
Tabla 24. Valores medios de las diferencias observadas en $g_{ds}$ .....	114
Tabla 25. Elementos parásitos del transistor CRF24010 .....	121
Tabla 26. Valores medios de la diferencia existente entre los valores de $C_{gd}$ obtenidos con diferentes duraciones de pulso. ....	127
Tabla 27. Valores medios de la diferencia existente entre los valores de $C_{gs}$ obtenidos con diferentes duraciones de pulso. ....	128
Tabla 28. Valores medios de la diferencia existente entre los valores de $C_{ds}$ obtenidos con diferentes duraciones de pulso. ....	129
Tabla 29. Valores medios de la diferencia existente entre los valores de $g_{ds}$ obtenidos con diferentes duraciones de pulso. ....	130
Tabla 30. Valores medios de $gm_{int}$ obtenidos con diferentes puntos de reposo .....	137
Tabla 31. Valores medios de $gd_{int}$ obtenidos con diferentes puntos de reposo .....	138
Tabla 32. Valores medios de $gm_0$ obtenidos con diferentes puntos de reposo .....	140
Tabla 33. Valores medios de $C_{gd}$ obtenidos con diferentes puntos de reposo .....	141
Tabla 34. Valores medios de $C_{gs}$ obtenidos con diferentes puntos de reposo.....	142
Tabla 35. Valores medios de $C_{ds}$ obtenidos con diferentes puntos de reposo.....	143
Tabla 36. Valores medios de $g_{ds}$ obtenidos con diferentes puntos de reposo .....	144



# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1 Antecedentes

Los modernos sistemas de comunicaciones móviles de tercera y cuarta generación utilizan diferentes esquemas de modulación así como también utilizan diferentes técnicas de acceso múltiple tales como: FDMA (Frequency Division Multiple Access), TDMA (Time Division Multiple Access), CDMA (Code Division Multiple Access), WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) y OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) para proveer su servicio a múltiples usuarios. En el aspecto físico, estos sistemas de comunicaciones emplean avanzados sistemas de circuitería de microondas, los cuales hacen posible realizar la modulación de las señales digitales para su posterior transmisión vía radio frecuencia. Un elemento muy importante del sistema de transmisión es el amplificador de potencia de salida del sistema. Las características del amplificador de potencia, como lo son: potencia de salida, linealidad y eficiencia, son de vital importancia para garantizar la calidad y confiabilidad de los servicios que ofrecen estos sistemas de comunicaciones. La parte central de un amplificador lo compone el transistor de potencia, que es el elemento activo que proporciona las características de ganancia en potencia en la circuitería de alta frecuencia. Para aplicaciones de alta potencia, se requiere de modernos dispositivos semiconductores que presenten ciertas características físicas las cuales les permitan tener un desempeño confiable en este tipo de aplicaciones.

Las características que hoy en día se espera observar en los dispositivos de microondas son: altos voltajes de ruptura así como altas densidades de corriente, lo cual proporciona la capacidad de manejar altos valores de potencia. Debido a que el manejo de alta potencia trae consigo altas temperaturas de operación, se requiere también que los dispositivos sean capaces de transportar el calor generado hacia el exterior, donde pueda ser disipado mediante sistemas de enfriamiento.

En este sentido, los transistores que compiten en el mercado para aplicaciones en amplificadores de alta potencia son: LDMOS-FET (Laterally Diffused Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor) de silicio, GaN HEMT (Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor) y SiC MESFET (Silicon Carbide Metal-Semiconductor Field Effect Transistor). Estos dispositivos son excelentes candidatos para formar parte de los amplificadores de potencia de las estaciones base de telefonía móvil, debido a las características de manejo de potencia y temperatura que son capaces de soportar los materiales semiconductores con los que se construyen.

Los amplificadores basados en transistores de nitruro de galio (GaN) juegan actualmente un papel muy importante entre las tecnologías utilizadas en el diseño y construcción de transmisores de alta potencia en frecuencias de microondas. Los altos voltajes de ruptura (usualmente sobre 100 V), combinados con altas corrientes de drenador (decenas de amperes) y la favorable conductividad térmica de transistores de alta movilidad electrónica de nitruro de aluminio galio/nitruro de galio (AlGaN/GaN HEMTs), usualmente llamados GaN HEMTs han permitido una gran mejora en densidades de potencia sobre dispositivos basados en arseniuro de galio (GaAs). Los GaN HEMTs permiten también operaciones de alta potencia en frecuencias mucho más altas que los transistores LDMOS-FETs (transistores de efecto de campo de metal-óxido-semiconductor lateralmente difundido), los cuales son ampliamente utilizados en los amplificadores de potencia de las estaciones base de telefonía celular. Dado el desarrollo que se ha visto en la tecnología GaN, primeramente en la etapa de investigación de este nuevo material, y recientemente en su utilización por varios fabricantes de dispositivos semiconductores y componentes de circuitos de microondas, ha surgido una gran demanda por determinar modelos mejorados de los dispositivos junto con mejoras en la construcción de los mismos. Existe una doble necesidad de obtener modelos precisos de los dispositivos GaN. Primeramente, los dispositivos GaN poseen características únicas de comportamiento que hay que considerar. En segundo lugar, existe la necesidad de tomar absoluta ventaja de las ganancias por desempeño de estos dispositivos en las áreas de operación con alta eficiencia y alta potencia (Dunleavy et al, 2010).

El diseño de amplificadores con modernas técnicas asistidas por computadora permite al diseñador obtener ciertas características de linealidad y eficiencia que permitan al

amplificador cumplir con estrictas normas de funcionamiento. Estas normas tienen un gran sentido, siendo que el espectro electromagnético está cada vez más poblado, por lo cual existe la necesidad de evitar la interferencia que pueda ser ocasionada por componentes espectrales indeseados, generados por amplificadores pobremente diseñados, a la vez que se pueda asegurar que la información transmitida y recibida no se encuentra distorsionada.

El transistor de potencia, además de ser el principal dispositivo utilizado en los amplificadores de potencia, es el elemento que más problemas pueden llegar a causar en la operación del mismo. Es por esto que es necesario poder integrar de manera confiable el transistor de potencia en el diseño del amplificador. Para esto es necesario que el diseñador tenga a la mano un modelo confiable, el cual describa de una manera precisa el comportamiento del transistor bajo un amplio intervalo de señales de excitación y condiciones de operación. Este modelo es en esencia una serie de relaciones matemáticas que describe la relación entre las formas de onda de voltaje y corriente presentes en las terminales del transistor. El modelo se utiliza entonces en un simulador para predecir el desempeño de un circuito amplificador, aun cuando éste no se construye todavía. Un proceso de optimización determina los parámetros del circuito para obtener las especificaciones deseadas para el amplificador. Si para este proceso se utiliza un buen modelo del transistor, el amplificador construido cumplirá con las especificaciones, sin embargo, si el modelo no es bueno, el amplificador no cumplirá con las especificaciones. Además, el diseñador tendrá problemas al identificar cual es la razón por la cual el amplificador no funciona de la manera deseada, y su única alternativa será un ineficiente proceso de prueba y error. Esta descripción explica el valor de un buen modelo del transistor así como su influencia en el tiempo de diseño de un amplificador de potencia.

La determinación del modelo del transistor parte de datos obtenidos mediante una serie de mediciones que se realizan durante la caracterización del dispositivo. Este proceso consiste en aplicar una variedad de señales a las terminales del transistor y realizar un conjunto de mediciones que están relacionadas con las formas de onda de voltajes y corrientes. Los datos obtenidos pueden ser valores instantáneos de voltajes y corrientes, pero pueden ser también parámetros de dispersión o valores promediados en el tiempo de voltajes y corrientes. Con este conjunto de datos, se calculan los parámetros del modelo, una vez que esto sucede, se determinan las relaciones matemáticas entre las formas de onda de voltaje y corriente que

sea consistente con las cantidades obtenidas en la caracterización. Si la estructura matemática del modelo está completa, el modelo será capaz de predecir la relación entre las formas de onda de voltajes y corrientes en un intervalo de señales de relación más amplio que el intervalo de señales que se aplicaron durante la extracción del modelo. Si se tiene duda sobre el desempeño del modelo, se puede hacer una verificación la cual consiste en aplicar al modelo una serie de señales de excitación, tan cercanas como sea posible a las que serán aplicadas al transistor en una aplicación final, y verificar si el modelo puede predecir los resultados de la medición. Si el modelo presenta un buen desempeño en la verificación, éste se considera completo y puede ser utilizado de manera confiable en el diseño de un amplificador

## **1.2 Planteamiento del problema**

Siendo el proceso de caracterización una parte muy importante en la determinación del modelo de un transistor, es necesario prestar una gran atención a la metodología utilizada para la obtención de los datos en las mediciones que se realicen. En este sentido, es necesario elaborar un plan donde se tomen en cuenta distintos factores que se puedan encontrar y técnicas a utilizar en el procedimiento.

Uno de los factores que se encuentra no solo en la caracterización de un transistor, sino también en la aplicación final, es la temperatura de operación. Ésta juega un papel muy importante debido a que fluctuaciones en su magnitud, producen efectos en el comportamiento del semiconductor que compone al transistor. La característica que se ve afectada en mayor medida, es la movilidad electrónica en el material semiconductor, la cual es inversamente proporcional a la temperatura. Este efecto se ve reflejado en una disminución de la corriente del drenador.

Un efecto comúnmente observado en la operación del transistor es el autocalentamiento del mismo. Este se presenta siempre que haya una corriente circulando a través del canal de conducción. Es un fenómeno que está relacionado con la potencia disipada por el transistor y una de las maneras de mitigarlo en la aplicación final es utilizando potentes disipadores de temperatura, conectados térmicamente al dispositivo. Durante la caracterización, la manera



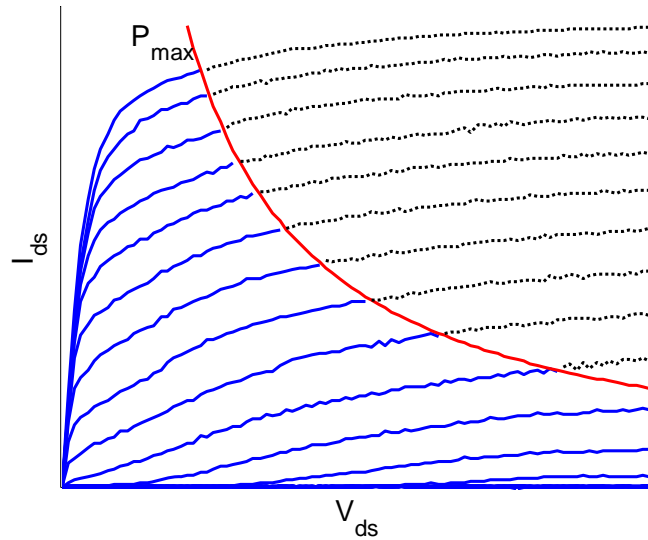
de evitar los efectos de autocalentamiento se consigue al realizar mediciones pulsadas de las relaciones de voltaje y corriente del transistor (curvas I-V) y de los parámetros de dispersión (parámetros S).

La experiencia que se tiene en el CICESE en cuanto a la caracterización pulsada de dispositivos, ha sido la determinación de las curvas I-V de los transistores. La caracterización en pequeña señal se ha venido realizando de tal manera que los efectos de autocalentamiento del transistor no pueden ser evitados. Esto conlleva a obtener un modelo del transistor que, aunque significa una buena aproximación al desempeño del transistor, no lo describe de una manera 100% acertada.

Una forma de evitar el efecto de autocalentamiento del transistor en la caracterización, y obtener mediciones de los parámetros de dispersión, que en conjunto con la información de las relaciones I-V sean un excelente punto de partida para la determinación de un modelo no lineal, confiable y que muestre un buen desempeño, consiste en realizar mediciones en modo pulsado de curvas I-V a la par con mediciones pulsadas de parámetros S.

Como se mencionó anteriormente, el propósito de utilizar la caracterización pulsada consiste en evitar que el dispositivo sufra un aumento de temperatura, el cual afecte de manera negativa el desempeño del mismo. La dinámica de este funcionamiento consiste en realizar la caracterización del dispositivo donde los voltajes y corrientes son aplicados en pequeños períodos de tiempo (pulsos), seguido de una desenergización que toma un periodo mucho mayor que el anterior (regresión a un estado de reposo), en este funcionamiento, la duración de los pulsos juega un papel muy importante en el desempeño del dispositivo.

Por otro lado, los dispositivos de potencia actualmente utilizados, son diseñados para soportar un específico valor de potencia disipada de manera continua. Este aspecto significa también una limitación para los sistemas de caracterización en modo no pulsado. Debido a esta limitante, el transistor no puede ser caracterizado en un amplio intervalo de voltajes de compuerta y drenador ( $V_{gs}$  y  $V_{ds}$ ), lo cual reduce considerablemente el número de datos necesario para la elaboración de un modelo confiable. En la Figura 1 se ilustra la limitación en potencia y el área que no puede ser caracterizada en modo no pulsado.



*Figura 1. Ilustración de la limitación en potencia para la caracterización en modo no pulsado. Los datos mostrados con líneas punteadas indican la región de I-V que no puede ser caracterizada con el modo no pulsado.*

### 1.3 Objetivo

El objetivo de este trabajo de tesis es investigar la dependencia de los elementos del circuito eléctrico equivalente con la potencia disipada en los transistores GaN de potencia. La potencia disipada en el transistor será controlada al cambiar el punto de reposo y la duración del pulso durante la medición de las curvas I-V y los parámetros de dispersión.

### 1.4 Metodología de la investigación

La metodología utilizada en este trabajo de investigación se muestra en orden cronológico a continuación. Los puntos que se mencionan serán detallados a lo largo de cada capítulo contenido en el documento de tesis.

Transistor de potencia de nitruro de galio (GaN).

- Características del material semiconductor.
- Estructura y modo de operación.
- Aplicaciones del dispositivo.

Investigación del modelado lineal del transistor de efecto de campo.

- Determinación del circuito eléctrico equivalente.
- Métodos para determinar el valor de los elementos del circuito equivalente.

Investigación sobre los métodos de caracterización de transistores de potencia.

- Mediciones en modo no pulsado.
- Mediciones en modo pulsado.

Caracterización de transistores de potencia.

- Mediciones y determinación de los modelos de pequeña señal.

Resultados y conclusiones.

- Análisis de los resultados.
- Conclusiones sobre los resultados.

## 1.5 Organización de la tesis

- Capítulo 2

En el capítulo 2 se presenta una introducción a la tecnología utilizada en la fabricación de los transistores de nitruro de galio. Se mencionan a grandes rasgos las características físicas del material semiconductor y las ventajas sobre otros materiales. Se muestra también una breve descripción de la estructura física del transistor a nivel cristalino y el modo de operación del dispositivo.

- Capítulo 3

En el capítulo 3 se muestra un panorama sobre el modelado lineal de transistores de efecto de campo y se abordan las técnicas utilizadas para la obtención del modelo. Se muestra de manera detallada el procedimiento matemático que se utiliza para obtener de manera confiable el modelo lineal del dispositivo.

- Capítulo 4

El capítulo 4 se enfoca en detallar los modos de caracterización aplicados a los transistores de efecto de campo. Se mencionan las consideraciones que se deben tomar para obtener datos que puedan ser utilizados con absoluta confianza en el modelado del transistor. En este capítulo se mencionan también algunos efectos que pueden encontrarse en la caracterización y que deben tratar de evitarse en la medida de lo posible.

- Capítulo 5

El capítulo 5 muestra las actividades realizadas para obtener datos y posteriormente determinar los modelos lineales del transistor. En este capítulo se detallan en lo posible los resultados obtenidos tanto en la caracterización del transistor, como en la determinación del modelo lineal del dispositivo.

- Capítulo 6

En el capítulo 6 se mencionan las conclusiones que se han derivado del trabajo de investigación, en las cuales se hace énfasis en la importancia que tiene la caracterización de los transistores para encontrar modelos y aplicarlos de manera confiable en el diseño de componentes de microondas y RF.

## Capítulo 2

### Transistor de potencia de nitruro de galio (GaN)

Los transistores de potencia y circuitos integrados de nitruro de galio han tenido un dramático desarrollo en los últimos años, y varios cientos de miles dispositivos han sido utilizados en aplicaciones tan variadas que van desde radares pulsados y dispositivos antibombas hasta módulos de televisión por cable e infraestructura para estaciones base de comunicaciones móviles de cuarta generación. Los dispositivos GaN HEMT's con características de altas densidades de corriente, aunados con altos voltajes de ruptura, han abierto la posibilidad de tener amplificadores de potencia altamente eficientes (Raymond S. Pengelly et al, 2012).

La tecnología de semiconductores de banda prohibida ancha para dispositivos de microondas ha madurado rápidamente en los últimos años y la evidencia de este desarrollo se observa en la disponibilidad de tales dispositivos para aplicaciones comerciales desde el año 2005. La investigación y desarrollo de HEMTs de GaN tuvo un gran impulso a finales de los años 90 y a principios de los 2000, cuando fue posible obtener sustratos SiC-4H de alta calidad en donde pudiese ser posible el crecimiento del cristal de GaN. Los HEMTs de AlGaIn/GaN poseen altos voltajes de ruptura, lo que les permite altos voltajes en drenador y altas impedancias de salida por unidad de potencia de RF, resultando en acoplamientos más sencillos y redes de acoplamiento con menores pérdidas. El alto valor de carga superficial proporciona grandes densidades de corriente lo que permite que el área del transistor pueda ser reducida, implicando de esta manera que se pueda obtener potencias muy altas por unidad de longitud de compuerta. De esta manera, la alta velocidad de saturación proporciona altas densidades de corriente de saturación y altas potencias. Se han reportado altas potencias de RF de salida en amplios intervalos de frecuencia, las cuales alcanzan cientos de watts con un solo chip (Raymond S. Pengelly et al, 2012).

Las altas potencias de RF no son el único producto de los transistores de GaN. Los transistores generan también extremas cantidades de calor, las cuales presentan grandes

demandas de disipación de temperatura, lo que afortunadamente puede ser resuelto con la alta conductividad térmica de los sustratos de SiC ( $> 330 W/m \cdot K$ ) que permite disipar de manera eficiente las altas densidades de potencia, previniendo las temperaturas extremas en el canal de conducción, (Raymond S. Pengelly et al, 2012).

Los transistores HEMT de GaN son por lo tanto dispositivos muy prometedores para aplicaciones en electrónica de potencia, desde acondicionamiento de potencia hasta amplificadores y transmisores de microondas. También existe interés en aplicaciones de recepción de señales, debido a la robustez intrínseca y alta supervivencia con altos voltajes de ruptura, aunado a figuras de ruido razonable. Las comunicaciones por satélite, radares de alto desempeño y estaciones base comerciales son actualmente el principal objetivo para la aplicación de los dispositivos, (Meneghesso, G. et al, 2008).

## 2.1 Características del material semiconductor

El nitruro de galio es un material casi ideal para la fabricación de dispositivos de microondas de alta potencia. Su banda prohibida ancha (3.4 eV en comparación con 1.4 eV del GaAs) se ve reflejada en su alto campo de ruptura (3500 kV/cm). Efectos piezoeléctricos y de polarización espontánea en la heterounión de AlGaIn/GaN producen densidades en el gas de electrones de dos dimensiones mayores a  $10^{13} cm^{-2}$ , cinco veces mayor a la de los transistores de alta movilidad basados en arseniuro de galio (GaAs), sin necesidad de dopaje en la capa de barrera. La velocidad de saturación es alrededor de  $3 \times 10^7 cm/s$ , con valores de movilidad de electrones relativamente buenos ( $1200 cm^2/V \cdot s$ ). Estructuras epitaxiales de GaN pueden crecer sobre carburo de silicio con poco desacoplamiento de las estructuras cristalinas, aprovechando las excelentes propiedades de conductividad térmica y aislamiento eléctrico de este material, (Meneghesso, G. et al, 2008).

La Tabla 1 muestra algunas de las propiedades físicas del GaN, en la cual se pueden observar las notorias diferencias entre éste y otros materiales semiconductores.

**Tabla 1. Propiedades de algunos materiales semiconductores (Pengelly, Wood, Milligan, Sheppard, & Pribble, 2012), p. 1764.**

Material	Movilidad electrónica $\mu, cm^2/Vs$	Constante dieléctrica $\epsilon$	Banda prohibida $E_g, eV$	Voltaje de ruptura $E_b, MV/cm$	BFOM Ratio	Tmax, $^{\circ}C$
Si	1300	11.9	1.12	0.3	1.0	300
GaAs	5000	12.5	1.42	0.4	9.6	300
4H-SiC	260	10	3.2	3.5	3.1	600
GaN	1500	9.5	3.4	2	24.6	700

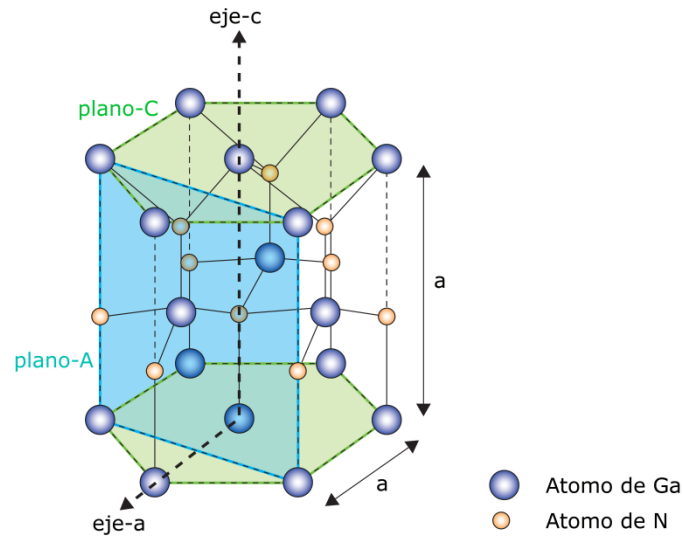
BFOM es la figura de mérito de Baliga para el desempeño de transistores de potencia ( $\mu \cdot \epsilon \cdot E_g^3$ ).

## 2.2 El canal de conducción (2DEG)

Como se menciona anteriormente, el canal de conducción de un transistor de alta movilidad electrónica se forma a partir de efectos piezoeléctricos y de polarización espontánea en la interfaz que existe entre dos materiales semiconductores con diferentes anchuras de sus bandas prohibidas. Esta interfaz se consigue al realizar el crecimiento cristalino de un material con ancho de banda prohibida grande, en este caso nitruro de galio aluminio (AlGaN) sobre un material con ancho de banda prohibida más pequeño, nitruro de galio (GaN).

La estructura cristalina hexagonal, es la estructura termodinámicamente más estable de todos los poli tipos del grupo nitruro-III, por lo tanto, virtualmente toda investigación y desarrollo se enfoca en los materiales formados con esta estructura. La *Figura 2* ilustra la configuración de la estructura cristalina hexagonal del nitruro de galio.





**Figura 2. Estructura cristalina del GaN, (Taniyasu & Kasu, 2010), p. 2.**

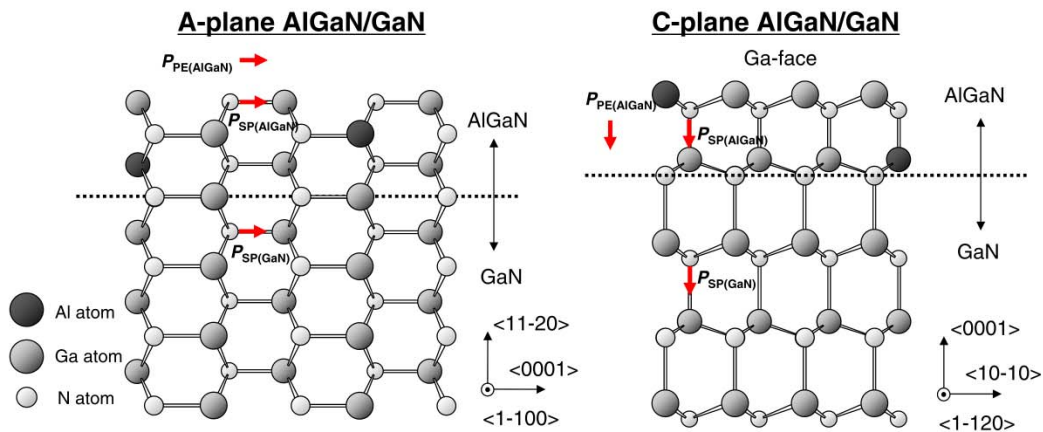
### 2.2.1 Formación de la heterounión

La polarización piezoeléctrica es producida por una deformación ejercida de manera paralela o perpendicular al eje *c* de un semiconductor de nitruro, la cual causa un desplazamiento de la subred de átomos del compuesto (por ejemplo del galio en el GaN), con respecto a los átomos de nitrógeno, la *Figura 3* muestra un esquema del arreglo atómico de la heteroestructura de AlGaN/GaN, formada en los planos A y C de la estructura cristalina.

La magnitud de la polarización piezoeléctrica está determinada con el cambio de las constantes de red macroscópicas, por lo cual crece conforme la deformación de la red aumenta.

Por otro lado, la polarización espontánea es la que existe con cero deformaciones y resulta de asimetría orbital del electrón en la estructura de enlace, de tal manera que el cristal tenga una carga negativa en una cara y una carga positiva en la cara opuesta, al mantener una carga total neutra. En las heteroestructuras comúnmente utilizadas donde AlGaN crece sobre capas epitaxiales de GaN, se encuentra que la polarización espontánea es negativa, mientras que la polarización piezoeléctrica es negativa con el desplazamiento por tensión y positiva con el desplazamiento por compresión. Por lo tanto, la orientación de la polarización

piezoeléctrica y espontánea es paralela en el caso de desplazamiento por tensión y antiparalela en el caso de capas desplazadas por compresión. El AlGaN siempre se encuentra en desplazamiento por tensión, y para este caso, las polarizaciones espontánea y piezoeléctrica será la suma de las dos polarizaciones, (Dunleavy L. P., 2008).

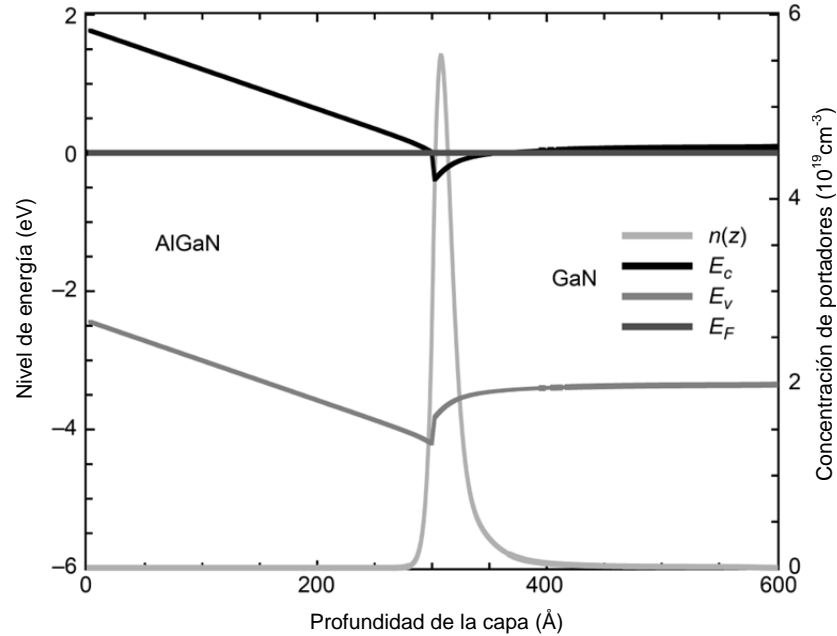


**Figura 3. Esquemático del arreglo atómico de las heteroestructuras de AlGaN/GaN formadas sobre los planos A y C (Ishida, Kuroda, Ueda, & Tanaka, 2012), p. 2.**

La polarización se relaciona con la densidad de carga libre siempre que exista un gradiente en la polarización. Esto quiere decir que la polarización establece una densidad de carga que se manifiesta como una densidad de carga libre en la interfaz de las capas epitaxiales de AlGaN y GaN. En ese preciso punto existe un pozo cuántico en la discontinuidad de las bandas, como puede observarse en la Figura 4.

La densidad de carga inducida es esencialmente de dos dimensiones, debido a que la profundidad del pozo cuántico está en el orden de los 25 Å, mientras que las dimensiones laterales se encuentran en la escala de nanómetros o micrómetros. Es por esto que la densidad de carga es denominada gas de electrones de dos dimensiones (2DEG) con unidades de  $cm^{-2}$  y con magnitudes muy elevadas dado que el campo eléctrico de la polarización es muy alto, en el orden de  $10^6 V/cm$ . La densidad de carga superficial se encuentra típicamente en el orden de  $n_{ss} \sim 10^{13} cm^{-2}$  y varía con el desplazamiento de la

red en la interfaz de AlGaN/GaN. Por lo tanto, la densidad de carga es una función del contenido de aluminio en la capa de AlGaN, (Dunleavy L. P., 2008).



**Figura 4. Diagrama de bandas de la heterounión y densidad de carga provocada por las polarizaciones piezoeléctrica y espontánea (Trew, Bilbro, Kuang, Liu, & Yin, 2005) p. 22-2.**

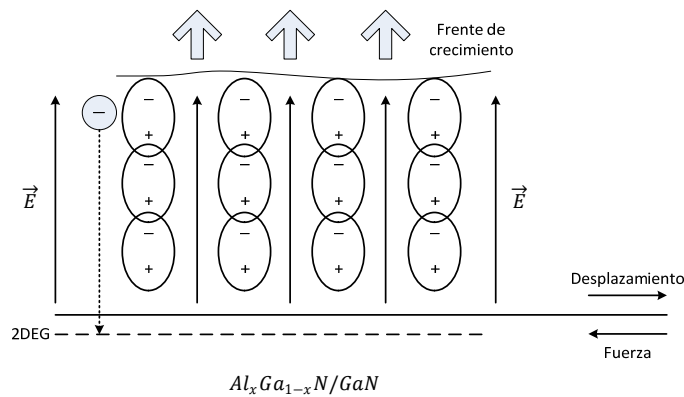
Se argumenta que la formación del 2DEG puede ser explicado por el modelo mostrado en la Figura 5. De acuerdo con este modelo, los electrones que forman el gas de electrones resultan del proceso de crecimiento de los cristales. Dado que la capa de semiconductor AlGaN es polar, contando con polarizaciones tanto espontánea como piezoeléctrica, durante el crecimiento de la capa, los átomos se alinean de tal manera que el lado positivo de las capas atómicas termina alineadas hacia la capa de GaN. Conforme el espesor aumenta en el crecimiento, las capas atómicas siguientes continúan alineándose, creando un campo eléctrico interno en la capa de AlGaN, con el lado positivo del dipolo hacia el GaN y el lado negativo del dipolo hacia la superficie de crecimiento. La magnitud del campo eléctrico es muy grande y es función del desplazamiento ocasionado por la concentración de Al. El campo eléctrico puede ser expresado como:

$$E(x) = (-9.5x - 2.1x^2)MV/cm \quad (1)$$

Siendo  $x$  la fracción de aluminio. La magnitud del campo eléctrico normal a la interfaz puede describirse con:

$$\vec{E}_n = \frac{q\rho_+}{\epsilon_r\epsilon_0} \hat{n} \sim 10^6 V/cm \quad (2)$$

donde  $q$  es la carga del electrón,  $\rho_+$  es la densidad de carga positiva,  $\epsilon_r$  y  $\epsilon_0$  son las constantes dieléctricas relativa y en espacio libre respectivamente. La magnitud del campo eléctrico es suficiente para ionizar algunos de los electrones covalentes, así como cualquier

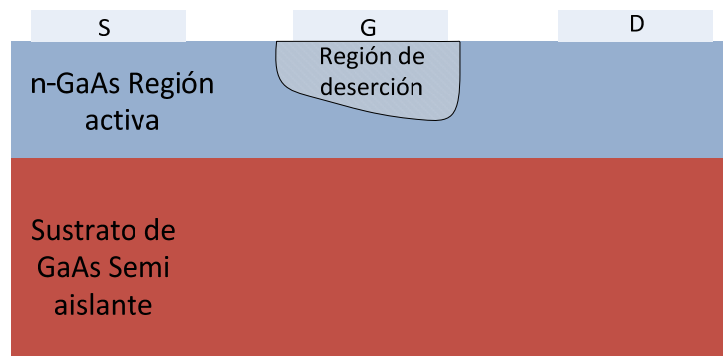


**Figura 5. Representación de la formación del 2DEG.**

impureza que pudiese existir en el material. El campo eléctrico ioniza electrones, lo que ocasiona que estos se desplacen hacia la heterointerfaz, en donde caen en el pozo cuántico, dando lugar al gas de electrones de dos dimensiones. Se encuentra la condición de equilibrio cuando suficientes electrones son transferidos dentro del pozo cuántico para reducir la magnitud del campo eléctrico en el AlGaN hasta el punto en el cual ya no habrá electrones que puedan ser transferidos. La concentración de Al en el AlGaN se puede utilizar como control de la densidad de electrones en el 2DEG dado que produce el estrés en la interfaz AlGaN/GaN que provoca el incremento en la densidad de carga, y define el campo eléctrico en el AlGaN, (Dunleavy L. P., 2008).

### 2.3 Estructura del transistor FET y su modo de operación

Un dispositivo que revolucionó la tecnología de estado sólido en microondas es el transistor MESFET de GaAs. La estructura básica de un MESFET de GaAs se muestra en la Figura 6. En esta figura se muestra la capa o región activa del transistor, la cual se forma sobre un sustrato de GaAs semiaislante, esta capa activa se forma al introducir impurezas tipo  $n$  en la superficie del GaAs, y aislando regiones específicas del canal, las cuales contienen electrones libres disponibles para una corriente eléctrica. Cuando un metal se pone en contacto directo con un semiconductor, como es el caso de la compuerta, se forma un “diodo Schottky”.



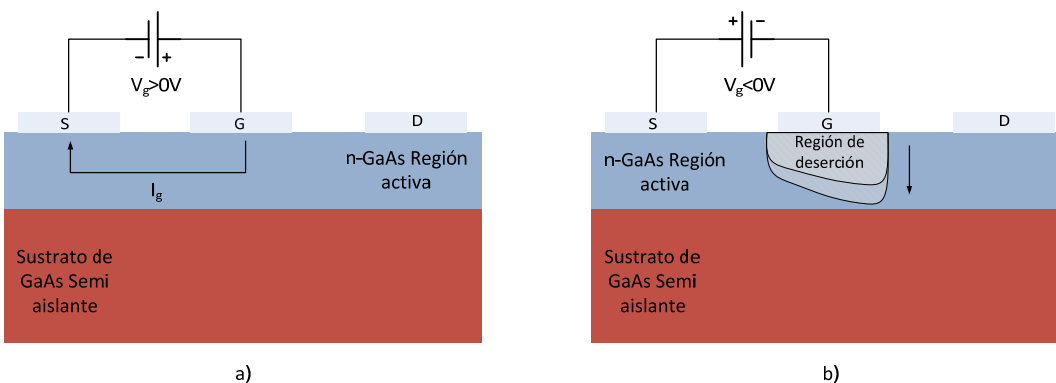
**Figura 6. Estructura básica de construcción de un transistor MESFET de GaAs.**

Una consecuencia de la formación de un diodo Schottky es que se genera una “región de deserción” natural, es decir se forma una región con ausencia de electrones debajo del contacto de compuerta. Un diodo permite que una corriente eléctrica fluya con facilidad en una dirección, mientras que impide el paso de una corriente en el sentido contrario. En el caso de una compuerta de MESFET, un voltaje positivo entre la compuerta y la fuente “enciende” el diodo, y permite una corriente eléctrica desde la compuerta a la fuente a través del canal de conducción. Un voltaje negativo entre la compuerta y la fuente, “apaga” el diodo y bloquea el flujo de corriente entre las terminales, además, incrementa la profundidad de la región de deserción debajo de la compuerta, en la Figura 7 se ilustran estos dos casos. En contraste con el contacto de compuerta, los contactos de drenador y fuente están hechos de lo que se llama “contacto óhmico”. En un contacto óhmico, la corriente eléctrica puede

fluir en cualquier sentido. El hecho de que se forme un diodo Schottky o un contacto óhmico en la interfaz metal-semiconductor, lo determina la composición del metal que se coloca en la interfaz y el nivel de dopamiento de la región del semiconductor que se encuentra directamente debajo del metal. En ausencia de la compuerta, la estructura formada por el canal activo en combinación con los contactos de drenador y fuente se comporta esencialmente como un resistor que obedece la ley de Ohm, (Dunleavy L. P., 2008).

En la Tabla 2 se muestra una lista de metalizaciones que han sido usadas en la fabricación de contactos óhmicos de baja resistencia para las terminales de drenador y fuente en transistores de efecto de campo de diferentes tecnologías, así como metalizaciones utilizadas para fabricar barreras Schottky con baja corriente de fuga para diodos de compuerta metal-semiconductor.

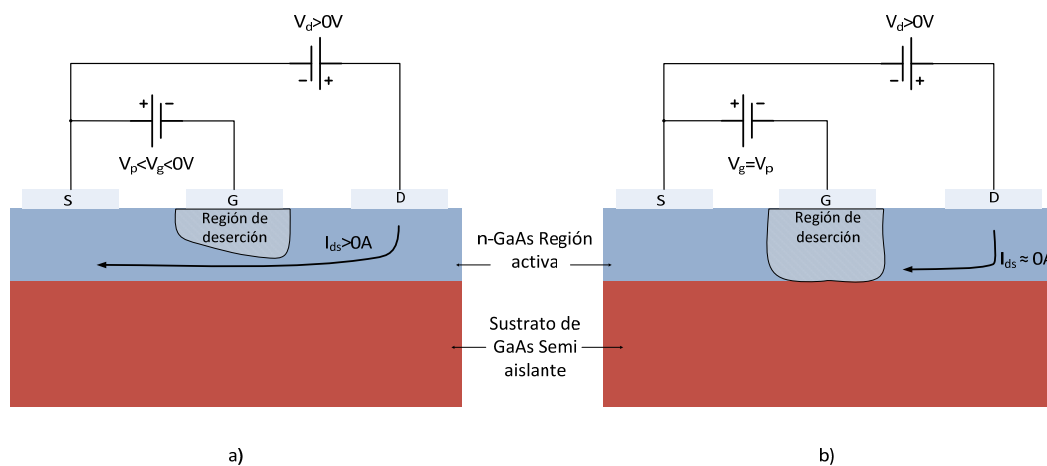
La Figura 8 muestra el funcionamiento del transistor en DC, al aplicar alimentación entre sus terminales con  $V_p < V_{gs} < 0V$  y  $V_{ds} > 0V$  se ocasiona que una corriente eléctrica fluya entre las terminales de drenador y fuente, la magnitud de esta corriente de drenador puede variar al incrementar o decrementar el valor de voltaje negativo aplicado entre las terminales de compuerta y fuente, esta descripción puede ser ilustrada con la Figura 8 a). Al aplicar un voltaje negativo en compuerta que alcance el valor de *pinch-off* ( $V_p$ ), se consigue que la región de deserción bajo la compuerta aumente de tal manera que bloquea el canal de conducción, impidiendo así el flujo de una corriente de drenador, esta condición de operación se muestra en la Figura 8.



**Figura 7. Efecto de la aplicación de diferencias de potencial la compuerta de un transistor de efecto de campo. a) Un voltaje positivo en la compuerta genera una corriente hacia la fuente, b) un voltaje negativo genera un crecimiento de la región de deserción.**

**Tabla 2. Sistemas de metalización para contactos óhmicos y de barrera Schottky (Buris, 2001), Chapter 9.**

Tipo de contacto	SiC	GaAs	GaN
<b>Metalización óhmica</b>	Ta, Al/Ti, Ni, Ti, Mo	Au/Ge/Ni/, In, Sn, Ag y aleaciones de Ag, Au, Ni Estructuras multicapa de Ti/Pt/Au, aleaciones de Au	Ti/Al/Ni/Au n-GaN Ni/Au p-GaN
<b>Metalización de barrera Schottky</b>	Au y aleaciones de Au		Ni/Au/Ti n-GaN Au p-GaN



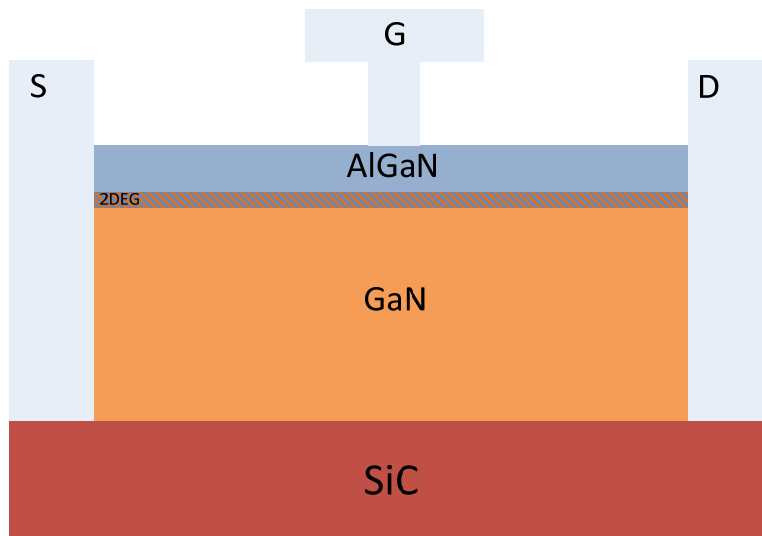
**Figura 8. Comportamiento del transistor con diferentes condiciones de alimentación. a) Una corriente fluye a través del canal, su magnitud es proporcional al voltaje negativo de compuerta, b) El bloqueo del canal ocasiona una corriente de drenador casi nula.**

#### 2.4 Estructura del transistor HEMT de GaN y su modo de operación

Como se ha mencionado con anterioridad, el canal de conducción en el transistor de alta movilidad electrónica lo conforma el gas de electrones de dos dimensiones (2DEG). Los medios para acceder al canal de conducción y tomar beneficio de sus propiedades constituyen la construcción del transistor. De manera análoga a la formación del transistor MESFET, para conformar el transistor HEMT se agregan contactos eléctricos para producir una corriente eléctrica y para controlar dicha corriente en el gas de electrones. Esto se consigue al construir contactos óhmicos en los extremos del canal de conducción (drenador y fuente) y un tercer contacto en forma de barrera Schottky para el control de la corriente en el canal (compuerta). La Figura 9 ejemplifica la estructura básica de un HEMT de GaN.

Es importante mencionar que las resistencias de acceso necesitan tener valores muy pequeños, para que de esta manera se obtengan mejores beneficios como alta velocidad y bajo ruido en el transistor. La resistencia de compuerta es especialmente importante dado que afecta directamente la figura de ruido de los transistores, típicamente se construye en forma de T para reducir el valor de su resistencia. Los HEMTs pueden desempeñarse muy bien en aplicaciones de alta frecuencia así como de bajo ruido.

El modo de operación del transistor de alta movilidad de GaN es similar al modo de operación del MESFET de GaAs. Al aplicar una diferencia de potencial entre las terminales de drenador y fuente, fluirá una corriente a través del canal, al aplicar un voltaje negativo entre las terminales de compuerta y fuente, se reduce la concentración de electrones en el gas de electrones, de tal manera que reduce la corriente eléctrica entre las terminales de drenador y fuente. Sus características de transferencia y salida son análogas a las de los transistores FET de empobrecimiento (MOSFET, JFET, MESFET).



*Figura 9. Esquema de una estructura típica de un dispositivo HEMT de GaN*



## 2.5 Operación de potencia en alta frecuencia

Para poder obtener potencias de salida altas en RF, es necesario poder aplicar altos voltajes a través de las terminales y poder generar altas corrientes en DC y RF. Dispositivos de potencia en RF fabricados con semiconductores como Si y GaAs están limitados en la capacidad de salida de RF debido a las pequeñas magnitudes de voltaje de drenador que pueden soportar, que está limitado por el voltaje de ruptura del material semiconductor.

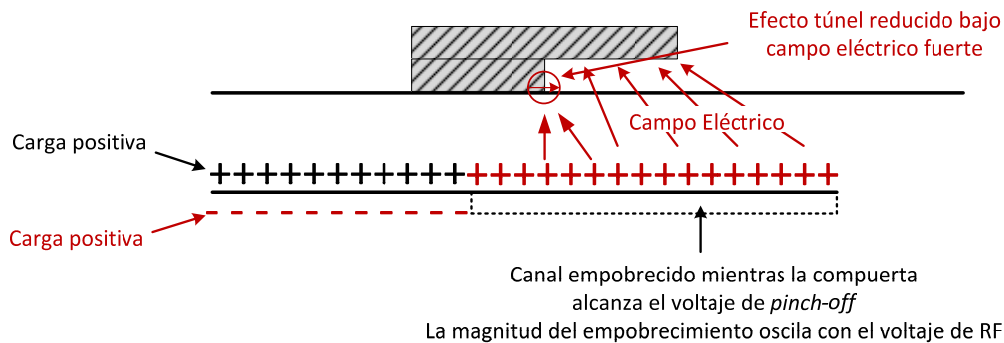
Los HEMT de GaN tienen campos de ruptura más grandes que  $E_c > 10^6 V/cm$ , lo cual es significativamente grande, comparado con campos apenas sobre  $E_c > 10^5 V/cm$  en semiconductores como silicio y arseniuro de galio. El campo eléctrico crítico permite soportar altos valores de voltaje de alimentación y de RF en las terminales, lo cual es un factor importante en la generación de alta potencia de salida.

Otro factor importante en la obtención de alta potencia de RF es la habilidad del transistor para soportar altos valores de corriente en DC y RF. Gracias a los mecanismos físicos que existen en heteroestructuras AlGaIn/GaN, los cuales permiten tener un gas de electrones con densidades de carga superficiales en el orden de  $n_s \sim 10^{13} cm^{-2}$ , que es un factor de cinco veces mayor que la densidad de carga obtenida con la heterounión de AlGaAs/GaAs y más de dos veces la densidad de carga obtenida con la heterounión de GaInAs/InP. Esto resulta en altas corrientes de DC y RF, lo cual resulta en altas potencias de RF de salida.

El voltaje de drenador que puede ser aplicado al HEMT se ve limitado por la ruptura electrónica de la terminal de compuerta. Los transistores MESFET de GaAs se ven generalmente limitados a voltajes de drenador entre los 8 y 12 V, lo cual limita el voltaje y la potencia de RF de salida. Se ha demostrado que el uso de la tecnología *field-plate* reduce la ruptura en la compuerta y permite voltajes de alimentación significativamente grandes en el drenador. Semiconductores de banda prohibida ancha como lo son los compuestos III-N tienen campos eléctricos críticos muy grandes, los cuales permiten que transistores fabricados a partir de estos materiales puedan soportar voltajes de drenador mayores a los 40V sin llegar a la ruptura. La tecnología de *field-plate* ha sido también ampliamente utilizada en HEMTs basados en nitruros con el propósito que sea posible aplicar valores de voltaje todavía más altos. Se ha observado que un dispositivo con esta tecnología,

alimentado con  $V_{ds} = 120V$  ha producido poco más de  $30 W/mm$  de potencia en banda S y más de  $5 W/mm$  a  $30 GHz$  con alimentación de  $V_{ds} = 30 V$ .

La tecnología consiste en proporcionar un plano conductor cercano a las uniones y otros lugares donde existan grandes campos eléctricos. El plano conductor proporciona medios para terminar y suavizar los campos eléctricos, reduciendo los picos de campos eléctricos grandes, los cuales resultan en ruptura eléctrica. La *Figura 10* muestra muestra como es utilizada la estructura de “*field-plate*” en la construcción de transistores. Ésta consiste en un electrodo conductor ubicado sobre la compuerta y extendiéndose en la región entre la compuerta y el drenador de la estructura del transistor.



**Figura 10. Diseño de un *field-plate* en un transistor HEMT de AlGaIn/GaN**

La placa de campo se diseña generalmente de tal manera que esté eléctricamente conectada con la compuerta pero que se encuentre separada por una corta distancia de la superficie del semiconductor.

Normalmente la placa de campo se localiza encima de un dieléctrico, el cual se diseña con un espesor específico. La extensión de la placa de campo en el espacio entre la compuerta y el drenador y el espesor del dieléctrico son parámetros críticos elegidos en el diseño para un desempeño óptimo del transistor. La placa de campo funciona de tal manera que reduce el campo eléctrico en el borde de la compuerta, del lado del drenador. Debido a la geometría del transistor, el campo eléctrico es muy alto, lo cual es suficiente para producir una corriente de túnel del metal de la compuerta al semiconductor. Cuando el transistor se

encuentra operando con altos voltajes, los electrones pueden entrar al semiconductor con energía suficiente como para producir ionización por impacto. Las placas de campo reducen suficientemente el campo eléctrico en el borde de la compuerta para permitir que altos voltajes sean aplicados al drenador, logrando así que se produzcan altas potencias de RF.

## **2.6 Aplicaciones del transistor**

Hoy en día, el transistor de alta movilidad de GaN está ganando territorio en aplicaciones de alta potencia de RF. Su campo de acción es muy amplio y conforme la investigación permite encontrar maneras de mejorar la tecnología de fabricación, este campo de acción crece aún más. Los grandes fabricantes de transistores de GaN reportan que sus productos ofrecen soluciones para prácticamente cualquier necesidad en el mercado. Los sistemas de telecomunicaciones tienen demandas de altas potencias a la vez que requieren altas frecuencias de funcionamiento, entre estos sistemas se encuentran las comunicaciones móviles, en los cuales los usuarios demandan la capacidad de las redes para transmitir grandes cantidades de datos a sus terminales. En este campo también se espera que los dispositivos presenten altas eficiencias de operación, lo cual se traduce en un mejor aprovechamiento de la capacidad de las baterías en los terminales. Los sistemas de comunicaciones satelitales son también un objetivo claro para la aplicación de los transistores de alta potencia. Por muchos años el amplificador de salida de los satélites ha sido un amplificador de onda viajera (TWTA) y actualmente, se hacen grandes esfuerzos por alcanzar a dominar esa área y llevar los beneficios que el transistor de GaN tiene para ofrecer, como lo son altas potencias de RF, alta eficiencia y capacidad para trabajar en altas temperaturas. Los sistemas basados en tecnología GaN también han ganado terreno en el campo de batalla, debido a su alta rentabilidad y confiabilidad, ya son utilizados en múltiples aplicaciones involucradas en materia militar, ejemplos de estas aplicaciones son los radares y comunicaciones militares, así como sistemas relacionados con artillería.

Por mostrar algunos ejemplos de los productos que actualmente se encuentran disponibles en el mercado, se puede mencionar que existen transistores capaces de operar en frecuencias que van hasta los 9.6 GHz y con potencias de salida de hasta 51 dBm para aplicaciones de

radares pulsados. Transistores que operan a frecuencias de hasta 2.7 GHz con potencias de hasta los 53 dBm para sistemas de estaciones base para telefonía móvil y se ofrecen también amplificadores en circuitos integrados multipropósito, de banda ultra ancha (20 MHz – 6 GHz), con eficiencias de hasta el 38 % (PAE) en 6 GHz y potencias de salida de RF de hasta 45 dBm. El transistor de potencia GaN está revolucionando la industria de las aplicaciones de alta potencia en frecuencias de RF.

## Capítulo 3

### Modelado lineal del transistor de GaN

La descripción del funcionamiento de los transistores es una parte esencial en el desarrollo de diseños tanto del propio dispositivo como del diseño de sistemas en el cuál este vaya incluido. Los modelos son representaciones matemáticas de la respuesta del transistor a diferentes estímulos que éste sea sometido. Existen 3 tipos de modelos que son de gran ayuda en el desarrollo de dispositivos y componentes. El primero de ellos es el modelo físico de transistores. El modelo físico describe el funcionamiento de los transistores a partir de relaciones matemáticas de las características físicas del semiconductor con el cual está construido el transistor. Este toma en cuenta niveles de dopado, intensidades de campos eléctricos, concentraciones electrónicas en el material, entre otras características, y relaciona voltajes de alimentación al dispositivo con éstas para representar la respuesta del dispositivo. Este modelo es muy preciso en la descripción del funcionamiento del transistor y es ampliamente usado en las etapas de diseño y optimización de nuevos transistores. Debido a la complejidad que representa el uso de estos modelos, no tienen aplicación práctica en el diseño de componentes, por ejemplo, amplificadores, dado que el tiempo de cómputo de la respuesta del transistor es muy grande, lo cual hace ineficientes los métodos actuales de diseño de amplificadores asistido por computadora.

Un segundo tipo de modelos de transistores son los modelos en base de tablas. Estos presentan la característica de ser muy precisos en el rango de medición del transistor, pero presentan la problemática de no proporcionar información del comportamiento del transistor cuando éste se encuentra operando fuera del rango en que fue realizada la caracterización, principalmente, tanto en alimentación como en la operación en RF. Típicamente se necesitan tanto como 1000 o más puntos de medición para obtener este tipo de modelos y que puedan ser utilizados con confianza en el diseño de sistemas de alta frecuencia.

Un tercer tipo de modelo de transistores, son los modelos empíricos, los cuales relacionan matemáticamente la respuesta de los transistores con las señales de excitación en base a

datos experimentales obtenidos en un proceso de caracterización de los mismos. Estos modelos son muy convenientes para ser utilizados con los sistemas de diseño asistidos por computadora debido a que las relaciones matemáticas no son muy complicadas, más sí proporcionan una muy buena aproximación al funcionamiento de los transistores. Estos requieren de un menor número de mediciones que los modelos de tablas, pero mientras mayor sea el conjunto de datos utilizados, mejor será la determinación de los parámetros del modelo. Con estos modelos es posible predecir el comportamiento del transistor fuera del intervalo de medición. Estos modelos pueden ser lineales o no lineales y ser representados por circuitos eléctricos equivalentes.

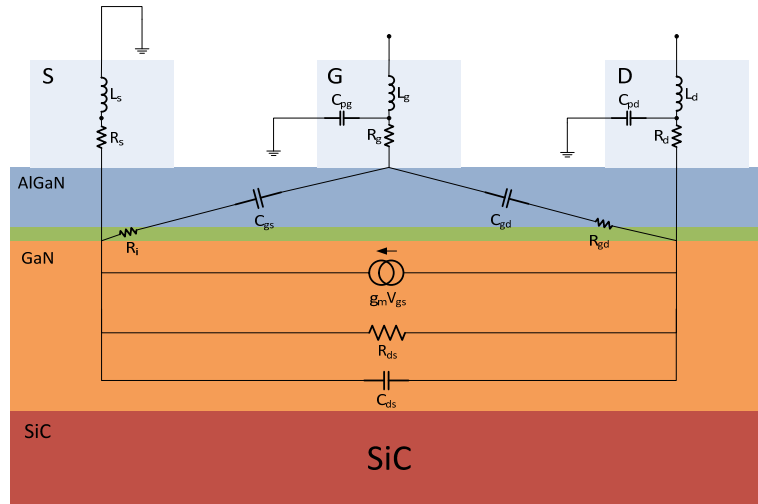
### **3.1 Circuito eléctrico equivalente**

Como se ha mencionado anteriormente, el modelo del circuito eléctrico equivalente representa una manera sencilla pero muy poderosa de reproducir la respuesta de un transistor a diferentes condiciones de excitación aplicadas a las terminales del dispositivo. La topología del circuito eléctrico equivalente se basa en la estructura geométrica del transistor. En la Figura 11 se ilustra la topología típica del circuito eléctrico equivalente de un transistor HEMT de GaN. El circuito eléctrico equivalente de pequeña señal proporciona la respuesta en frecuencia que tiene el transistor cuando se encuentra bajo una condición específica de alimentación.

Al realizar el modelado del transistor con datos de caracterización multipunto, se pueden obtener datos que ayuden a la determinación del modelo no lineal del transistor, que se utiliza en el proceso de diseño asistido por computadora, con el cual se puede hacer un análisis completo en simulación, del comportamiento no lineal del transistor.

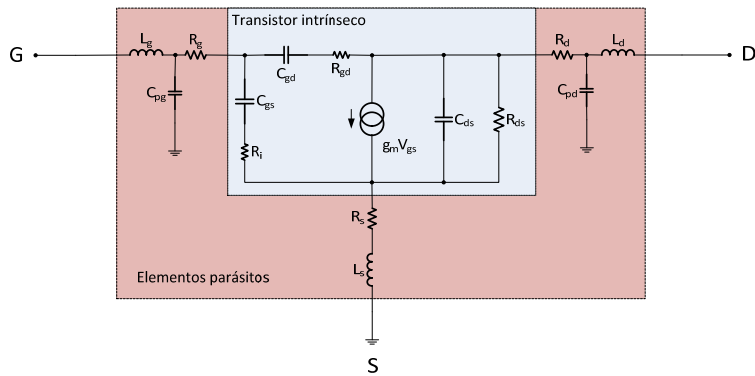
El modelo del circuito equivalente se puede dividir en dos partes, los elementos parásitos o extrínsecos y los elementos intrínsecos. Los elementos parásitos son independientes del punto de operación del transistor, y se encuentran presentes en las terminales de acceso del transistor: compuerta, drenador y fuente; y tienen características de resistencia, inductancia y capacitancia que afectan el funcionamiento en alta frecuencia. Estas características se obtienen en el proceso de elaboración de los contactos de la terminales, tanto el contacto de

barrera Schottky como lo contactos óhmicos. Estos elementos no se ven afectados por la condición de alimentación del dispositivo.



**Figura 11. Determinación del circuito equivalente en relación con la estructura del transistor.**

En el segundo grupo, los elementos intrínsecos que proporcionan una manera muy efectiva de describir el comportamiento en frecuencia del canal de conducción en el transistor. Se sabe que el canal de conducción tiene que cambiar sus características de funcionamiento conforme cambian las condiciones de alimentación. Es por esto que los valores de los elementos intrínsecos en el modelo del circuito eléctrico equivalente, dependen de las condiciones de alimentación. Existen diversas topologías del circuito equivalente, y la selección de la topología a utilizar depende de la tecnología de construcción del dispositivo que se utiliza. En la Figura 12 se muestra la topología típica del circuito eléctrico equivalente para un transistor HEMT de GaN.



**Figura 12.** Circuito eléctrico equivalente para el modelo de pequeña señal.

### 3.1 Determinación de los elementos parásitos del transistor de GaN

La determinación de los valores de los elementos del circuito equivalente tiene una larga historia en el desarrollo e implementación de los mismos, y se han acondicionado para las diferentes tecnologías que han venido surgiendo, pero aun así tienen algo en común, y es el conjunto de datos que requieren para realizar la extracción.

En el caso de los transistores de GaN, que hoy por hoy es la tecnología que está emergiendo de manera significativa, se tienen metodologías específicas para la determinación de los valores del circuito equivalente.

La respuesta en frecuencia del transistor se relaciona con la respuesta en frecuencia que tienen los diferentes elementos concentrados que se incluyen en el circuito equivalente, resistencias, capacitancias, inductancias y transconductancia, es en esta característica en la que la extracción de los valores de los elementos se basa.

#### 3.1.1 Determinación de los elementos parásitos

El método que se utiliza en este trabajo se basa en el concepto del cold-FET. La técnica de caracterización de transistores en frío, consiste en realizar una medición de parámetros de dispersión al momento en que el transistor se encuentra en una condición de alimentación en la cual no existe corriente de drenador entre las terminales de drenador y fuente. Se utilizan

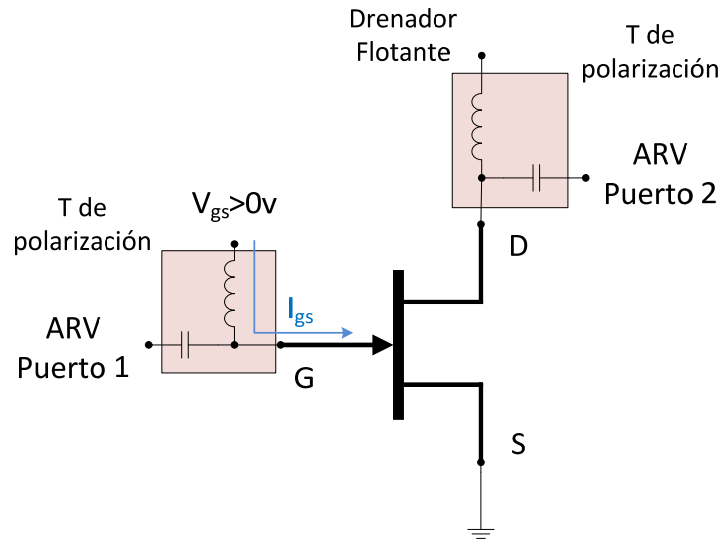


dos configuraciones diferentes las cuales consisten en el cold-FET en directa y el cold-FET en inversa. Los datos obtenidos a partir de la caracterización con el cold-FET en directa, permiten encontrar los valores de las resistencias e inductancias parásitas del circuito equivalente, mientras que los datos obtenidos a partir de la caracterización con el cold-FET en inversa permite obtener los valores de las capacitancias parásitas. Ambos métodos serán abordados a continuación.

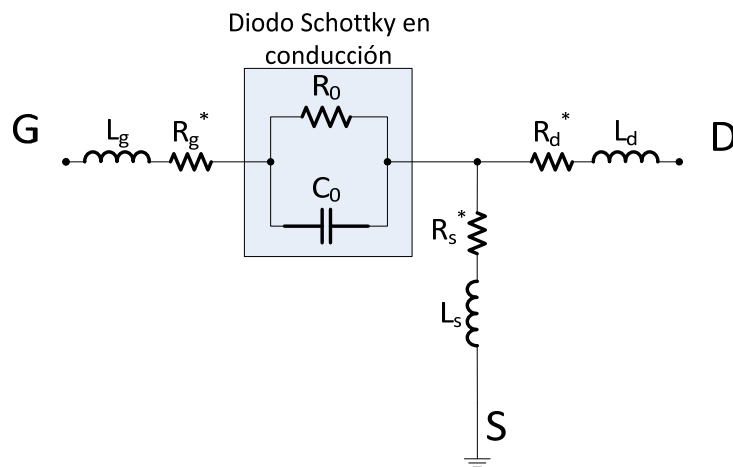
#### 3.1.1.1 Método del Cold-FET en directa

El método del Cold-FET en directa propuesto por (Zárate-de-Landa A. , et al., 2007) permite realizar la caracterización del transistor de tal manera que la manipulación de los datos obtenidos permita la determinación de los elementos parásitos resistivos e inductivos. Éste método parte del hecho que el contacto de compuerta en los transistores está constituido por una barrera Schottky, por lo cual se tiene básicamente un diodo Schottky entre las terminales de compuerta y fuente y/o un diodo entre las terminales de compuerta y drenador. El método consiste entonces en aplicar una corriente a la terminal de compuerta mientras que la terminal de fuente se encuentra a tierra, y la terminal de drenador se encuentra flotante, tal como se muestra en la Figura 13, en esta configuración se realiza una medición de los parámetros de dispersión en función de la frecuencia.

Siendo que entre las terminales de compuerta y fuente existe un diodo Schottky conduciendo una corriente, el modelo de pequeña señal para este caso tiene una configuración como la que se muestra en la Figura 14.



**Figura 13.** Configuración del Cold-FET en directa para la caracterización en RF en este modo de operación.



**Figura 14.** Modelo del Cold-FET en configuración directa

Los parámetros de impedancia de dos puertos para esta configuración son:

$$Z_{11} = R_g^* + R_s^* + \frac{R_0}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} + j\omega \left[ L_g + L_s - \frac{C_0 R_0^2}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} \right] \quad (3)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s^* + j\omega L_s \quad (4)$$

$$Z_{22} = R_d^* + R_s^* + j\omega(L_d + L_s) \quad (5)$$

En donde los valores de las resistencias  $R_g^*$ ,  $R_s^*$  y  $R_d^*$  corresponden a:

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

$$R_s^* = R_s + \frac{R_{ch}}{2} \quad (7)$$

$$R_d^* = R_d + \frac{R_{ch}}{2} \quad (8)$$

La resistencia  $R_{ch}$  se refiere a la resistencia del canal de conducción, pero debido a la longitud de este canal, la aportación de su resistencia es muy pequeña, tanto que puede considerarse nula. Es entonces que las expresiones matemáticas que describen el funcionamiento del Cold-FET quedan como:

$$Z_{11} = R_g + R_s + \frac{R_0}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} + j\omega \left[ L_g + L_s - \frac{C_0 R_0^2}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} \right] \quad (9)$$

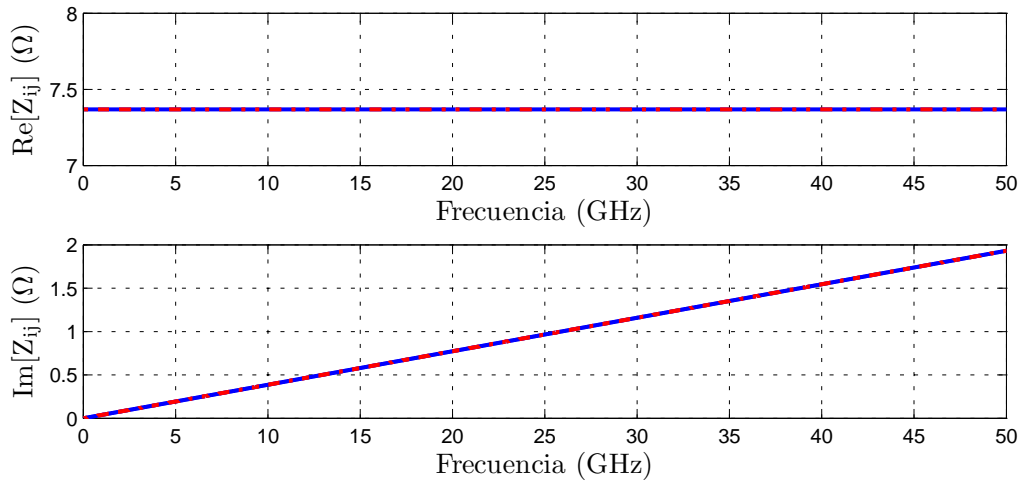
$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + j\omega L_s \quad (10)$$

$$Z_{22} = R_d + R_s + j\omega(L_d + L_s) \quad (11)$$

Como se ha mencionado anteriormente, un analizador de redes vectorial realiza la caracterización en frecuencia del transistor, de esta manera se obtiene un conjunto de parámetros de dispersión (S). Utilizando las ecuaciones que relacionan los parámetros de dos puertos, es posible obtener a partir de los parámetros de dispersión, un conjunto de parámetros Z. De manera ilustrativa, se muestra a continuación la forma que tiene idealmente cada uno de los parámetros de impedancia en función de la frecuencia para poder después relacionar las ecuaciones con el comportamiento de los datos y comprender mejor el método de extracción. Primeramente, la forma que toma el parámetro de impedancia  $Z_{21} = Z_{12}$  se muestra en la Figura 15, en donde es posible observar que el comportamiento de la parte real de  $Z_{12}$  es constante en el intervalo de frecuencias y que el comportamiento de su parte imaginaria crece linealmente conforme crece la frecuencia.

Partiendo entonces ya sea de  $Z_{12}$  o  $Z_{21}$ , se pueden determinar los valores de los elementos  $R_s$  y  $L_s$  según la relación que se muestra en la ecuación (10).  $R_s$  se calcula de la media de la parte real de  $Z_{12}$  o  $Z_{21}$ .

$$R_s = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n Re[Z_{12_i}] \quad (12)$$



**Figura 15. Comportamiento ideal de los parámetros de impedancia  $Z_{12}$  (—) y  $Z_{21}$  (---) para un dado conjunto de elementos concentrados.**

Y de la parte imaginaria de  $Z_{12}$  o  $Z_{21}$  se puede determinar el valor de  $L_s$  con la relación:

$$L_s = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{Im[Z_{12i}]}{\omega_i} \quad (13)$$

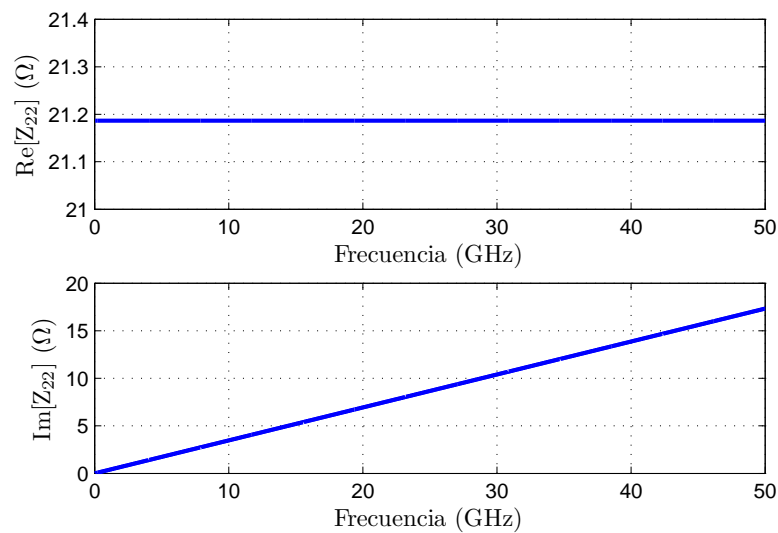
De manera similar, a partir de la resta de la ecuación (10) a la ecuación (11) se puede observar que el valor de  $R_d$  se puede determinar tal como:

$$R_d = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n Re[Z_{22i} - Z_{12i}] \quad (14)$$

Y el valor de  $L_d$  a partir de la misma relación entre ecuaciones, se puede obtener desde:

$$L_d = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{Im[Z_{22i} - Z_{12i}]}{\omega_i} \quad (15)$$

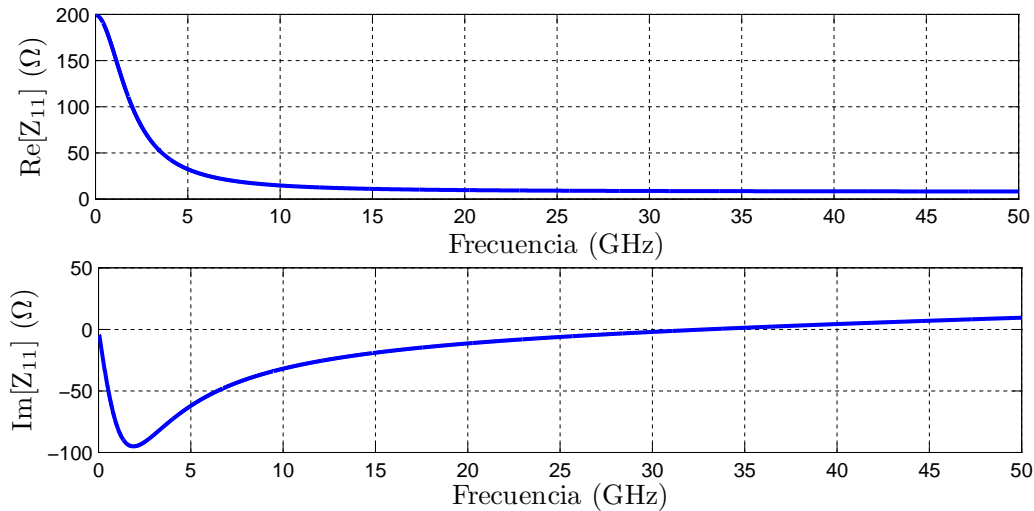
La Figura 16 muestra el comportamiento del parámetro  $Z_{22}$  con respecto a la frecuencia.



**Figura 16. Grafica de las partes real e imaginaria del parámetro  $Z_{22}$  con respecto a la frecuencia**

Como puede observarse en los dos casos anteriores, las partes reales de los parámetros de impedancia son constantes con la frecuencia, esto indica que son puramente resistivas y es posible determinar de manera directa los valores de las resistencias  $R_s$  y  $R_d$ , de igual manera, la relación lineal positiva que existe entre las partes imaginarias y la frecuencia, indica la existencia de elementos inductivos en el circuito, lo que lleva a la determinación de las inductancias  $L_s$  y  $L_d$ . En el caso de los elementos parásitos relacionados con la compuerta la situación es más compleja, como se puede observar en la ecuación (9). La parte real del parámetro  $Z_{11}$  tiene dependencia de la frecuencia de la señal aplicada, así como la parte imaginaria del mismo parámetro no tiene una dependencia lineal con la frecuencia, como en los casos anteriores. En la Figura 17 se muestra el comportamiento del parámetro  $Z_{11}$  con respecto a la frecuencia de la señal de RF aplicada.

Para realizar el tratamiento de estos datos y eventualmente determinar los valores de la resistencia  $R_g$  y la inductancia  $L_g$ , se definen primeramente algunos valores de interés.



**Figura 17. Partes real e imaginaria del parámetro  $Z_{11}$  en función de la frecuencia.**

Primeramente se define la frecuencia relacionada con la red  $RC$  del diodo Schottky:

$$\omega_0 = \frac{1}{R_0 C_0} \quad (16)$$

La frecuencia  $\omega_L$ , definida como:

$$\omega_L = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \quad (17)$$

Siendo  $L = L_g + L_s$ .

La frecuencia de resonancia  $\omega_R$  en la cual el valor de  $Im[Z_{11}] = 0$  y  $\omega_m$  que es la frecuencia a la cual existe un valor mínimo de la parte imaginaria de  $Z_{11}$  como puede observarse en la Figura 18 . Una relación que se debe establecer también, es:

$$\omega_L^2 = \omega_R^2 + \omega_0^2 \quad (18)$$

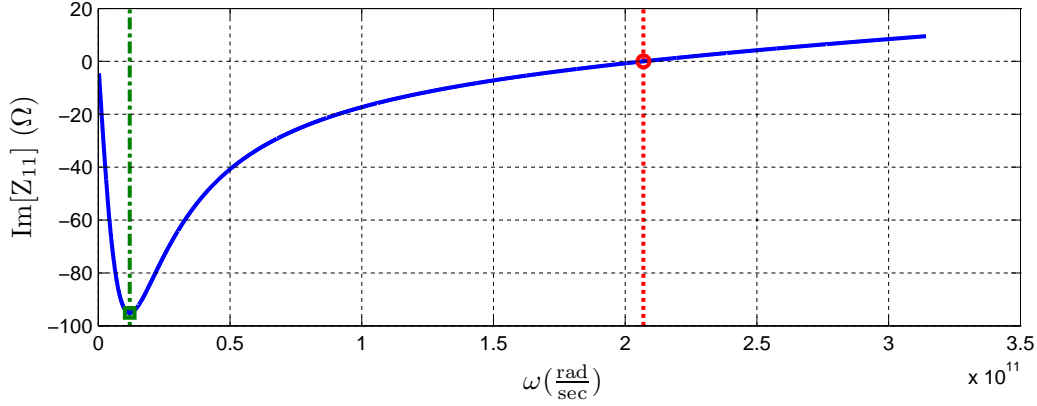
La cual se justifica con la condición  $Im[Z_{11}]|_{\omega=\omega_R} = 0$  de la manera:

$$0 = \omega_R \left[ L - \frac{C_0 R_0^2}{1 + \omega_R^2 C_0^2 R_0^2} \right] \quad (19)$$

$$LC_0 = \frac{1}{\omega_0^2 + \omega_R^2} \quad (20)$$

$$\frac{1}{LC_0} = \omega_0^2 + \omega_R^2 \quad (21)$$

Que con la definición en (17) se determina la ecuación (18).



**Figura 18.** Representación de los puntos de interés y las frecuencias donde ocurren. En la gráfica se muestra el parámetro  $Z_{11}$  (—) y las ubicaciones de los puntos de interés con sus respectivas frecuencias  $Im[Z_{11}]$  ( $\circ$ ),  $\omega_R$  ( $\cdots$ ),  $Im[Z_{11}]|\omega_m$  ( $\square$ ),  $\omega_R$  ( $\cdots$ ).

La manera de encontrar el valor de  $\omega_0$  recae en el uso de la manipulación matemática de los conjuntos de datos  $Re[Z_{11}]$  e  $Im[Z_{11}]$  de la siguiente manera:

Tomando la ecuación (9) y descomponiéndola en partes real e imaginaria:

$$Re[Z_{11}] = R_g + R_s + \frac{R_0}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} \quad (22)$$

$$Im[Z_{11}] = \omega \left[ L - \frac{C_0 R_0^2}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} \right] \quad (23)$$

Y sustituyendo  $\frac{1}{R_0 C_0} = \omega_0$ , las ecuaciones (22) y (23) quedan como:

$$Re[Z_{11}] = R_g + R_s + R_0 \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 + \omega^2} \quad (24)$$

$$Im[Z_{11}] = \omega \left[ L - \frac{1}{C_0(\omega_0^2 + \omega^2)} \right] \quad (25)$$

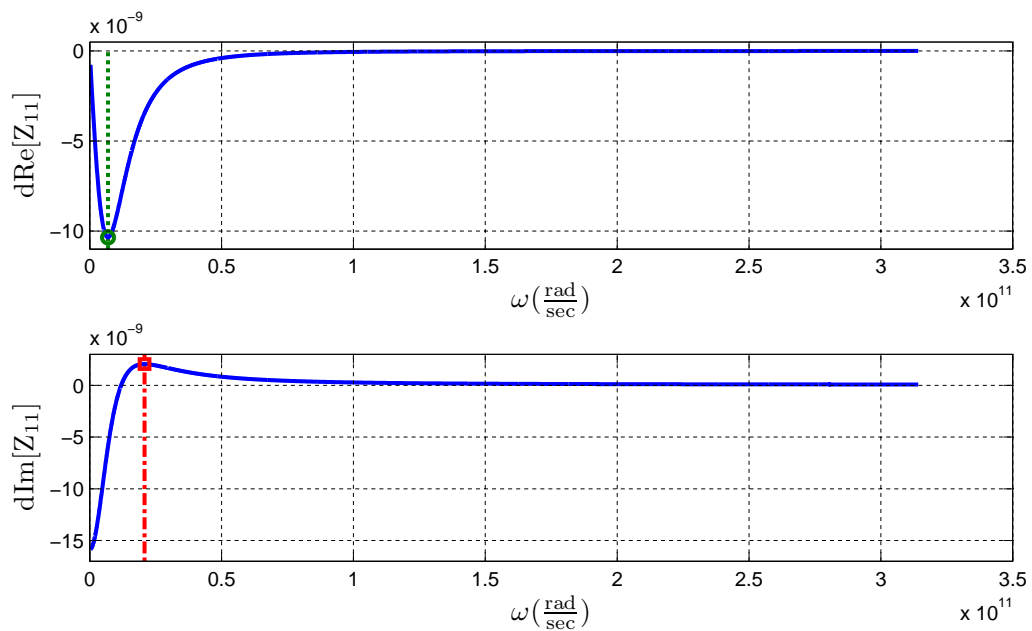


Calculando por separado las derivadas respecto de  $\omega$ , de las ecuaciones (24) y (25) se obtienen:

$$\frac{dRe[Z_{11}]}{d\omega} = -2R_0\omega_0^2 \frac{\omega}{(\omega_0^2 + \omega^2)^2} \quad (26)$$

$$\frac{dIm[Z_{11}]}{d\omega} = L + R_0\omega_0 \frac{(\omega^2 - \omega_0^2)}{(\omega^2 + \omega_0^2)^2} \quad (27)$$

Y las gráficas correspondientes a las derivadas se pueden observar en la Figura 19 , en donde se muestran también los puntos máximo y mínimo de  $Im[Z_{11}]$  y  $Re[Z_{11}]$ , los cuales se denominan puntos extremos que ocurren en las frecuencias  $\omega_{max}$  y  $\omega_{min}$  respectivamente, y tienen un rol importante en la determinación del valor de  $\omega_0$  como se muestra más adelante.



**Figura 19.** Derivadas de  $Re[Z_{11}]$  e  $Im[Z_{11}]$ , y los puntos extremos  $\min(dRe[Z_{11}])$  (○) y  $\max(dIm[Z_{11}])$  (□), y las frecuencias de ocurrencia  $\omega_{min}$  (· · ·) y  $\omega_{max}$  (---).

A partir de la información que se tiene de las ecuaciones (26) y (27) y de las gráficas de la Figura 19 , se infiere que las segundas derivadas de  $Re[Z_{11}]$  e  $Im[Z_{11}]$  tienen un valor igual con cero en las frecuencias  $\omega_{\min}$  y  $\omega_{\max}$  respectivamente, calculando las segundas derivadas:

$$\frac{d^2 Re[Z_{11}]}{d\omega^2} = 2R_0\omega_0^2 \frac{(3\omega^2 - \omega_0^2)}{(\omega_0^2 + \omega^2)^3} \quad (28)$$

$$\frac{d^2 Im[Z_{11}]}{d\omega^2} = 2R_0\omega_0\omega \frac{(3\omega_0^2 - \omega^2)}{(\omega_0^2 + \omega^2)^3} \quad (29)$$

Evaluando en las frecuencias  $\omega_{\min}$  y  $\omega_{\max}$

$$\left. \frac{d^2 Re[Z_{11}]}{d\omega^2} \right|_{\omega=\omega_{\min}} \quad (30)$$

$$\left. \frac{d^2 Im[Z_{11}]}{d\omega^2} \right|_{\omega=\omega_{\max}} \quad (31)$$

Se obtiene que

$$\omega_0 = \sqrt{3} \omega_{\min} \quad (32)$$

$$\omega_0 = \frac{\omega_{\max}}{\sqrt{3}} \quad (33)$$

Por lo cual es posible encontrar el valor de la frecuencia  $\omega_0$ .

Este valor de frecuencia se puede determinar también al hacer un tratamiento matemático de la ecuación (27):

$$\frac{dIm[Z_{11}]}{d\omega} = L - R_0\omega_0 \frac{(\omega_0^2 - \omega^2)}{(\omega^2 + \omega_0^2)^2} \quad (34)$$

Y evaluando en  $\omega = \omega_m$ :

$$\left. \frac{dIm[Z_{11}]}{d\omega} \right|_{\omega_m} = L - R_0\omega_0 \frac{(\omega_0^2 - \omega_m^2)}{(\omega_m^2 + \omega_0^2)^2} \quad (35)$$

Se conoce que el valor de  $\left. \frac{dIm[Z_{11}]}{d\omega} \right|_{\omega_m} = 0$ , por lo cual:

$$L = R_0\omega_0 \frac{(\omega_0^2 - \omega_m^2)}{(\omega_m^2 + \omega_0^2)^2} \quad (36)$$

Lo que lleva a:

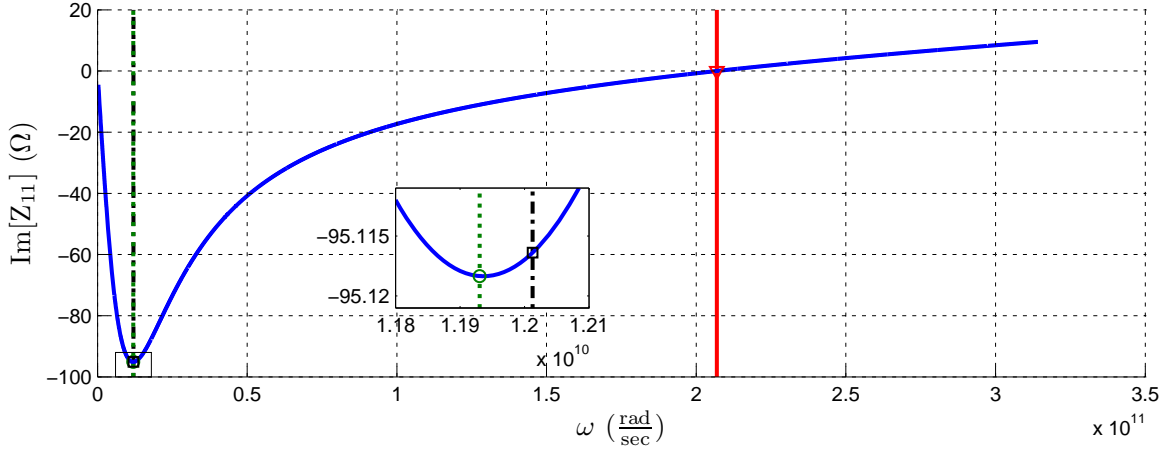
$$\omega_0 = \omega_m \cdot \sqrt{\frac{\omega_m^2 + \omega_R^2}{\omega_R^2 - 3\omega_m^2}} \quad (37)$$

El valor del termino radical será mayor que, pero muy cercano a 1, por lo cual el valor de  $\omega_0$  será un poco mayor que  $\omega_m$ . La Figura 20 muestra la ubicación de la frecuencia  $\omega_0$  respecto de las otras frecuencias definidas de manera trivial.

Una vez que se han definido los puntos de frecuencia, se pueden utilizar los siguientes métodos para calcular los valores de  $R_g$  y  $L_g$ .

Partiendo de la ecuación (25) y reordenando se obtiene la ecuación:

$$Im[Z_{11}] = \omega L - \frac{1}{\omega C_0} \left[ \frac{\frac{1}{\omega_0^2}}{\frac{1}{\omega^2} + \frac{1}{\omega_0^2}} \right] \quad (38)$$



**Figura 20.** Ubicación de la frecuencia  $\omega_0$ (---) con respecto de las anteriormente definidas, frecuencia de resonancia  $\omega_R$  (—) y frecuencia de ocurrencia del  $\min(\text{Im}[Z_{11}])$  (---).

En la cual se puede observar que en frecuencias  $\omega \gg \omega_0$  el término  $\frac{1}{\omega_0^2} \gg \frac{1}{\omega^2}$ , por lo que, para este caso la ecuación (38) se puede reducir a:

$$\omega \text{Im}[Z_{11}] = \omega^2 L - \frac{1}{C_0} \quad (39)$$

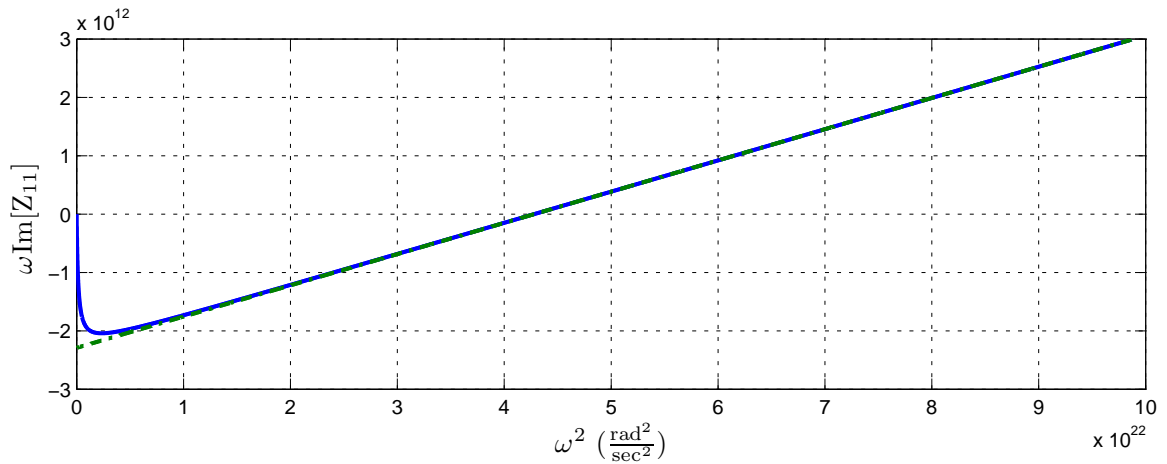
La cual tiene la forma de:

$$y = mx + b \quad (40)$$

Es posible entonces realizar una regresión lineal a partir de los valores de  $\omega \text{Im}[Z_{11}]$  en frecuencias  $\omega \gg \omega_0^2$ . La Figura 21 muestra estas relaciones, en ella se puede observar el punto de intercepción con el eje  $\omega^2 = 0$ , los valores de  $L$  y  $C_0$  se calcula entonces como:

$$L = m \quad (41)$$

$$C_0 = -\frac{1}{b} \quad (42)$$



**Figura 21.** Gráfica de la relación  $\omega \text{Im}[Z_{11}]$  con respecto de  $\omega^2$  (—) y de la regresión lineal propuesta (---).

De donde es posible encontrar el valor de  $L_g = L - L_s$ .

De una manera muy similar, es posible encontrar el valor de las resistencias  $R_g$  y  $R_0$  a partir de la resta de  $\text{Re}[Z_{12}]$  a  $\text{Re}[Z_{11}]$ :

$$\text{Re}[Z_{11}] - \text{Re}[Z_{12}] = \left[ R_g + R_s + R_0 \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 + \omega^2} \right] - R_s \quad (43)$$

$$\text{Re}[Z_{11} - Z_{12}] = R_g + R_0 \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 + \omega^2} \quad (44)$$

Reordenando los términos:

$$\text{Re}[Z_{11} - Z_{12}] = R_g + R_0 \frac{1}{\omega^2 \left( \frac{1}{\omega^2} + \frac{1}{\omega_0^2} \right)} \quad (45)$$

De la cual, bajo la hipótesis de que  $\omega \gg \omega_0$ , el término  $\frac{1}{\omega_0^2} \gg \frac{1}{\omega^2}$ , y bajo esta condición, la ecuación (45) queda expresada como:

$$\operatorname{Re}[Z_{11} - Z_{12}] = R_0 \frac{\omega_0^2}{\omega^2} + R_g \quad (46)$$

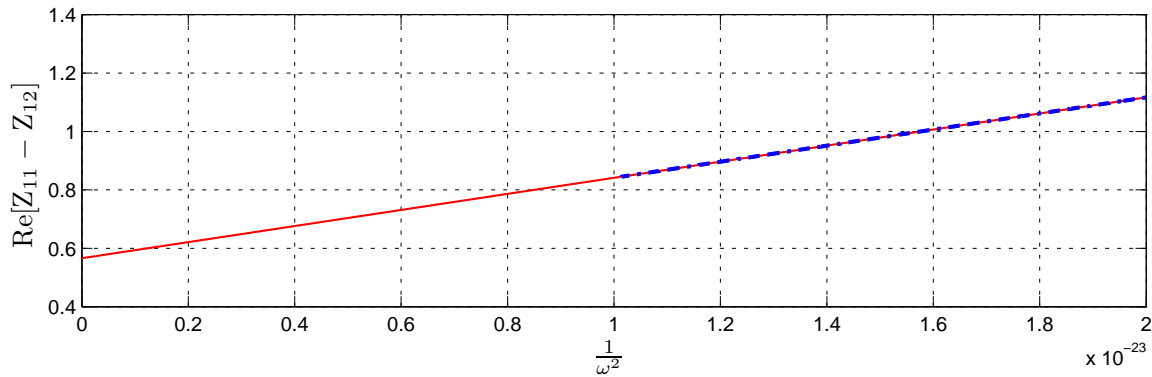
En este caso, la ecuación (46) también se asemeja a la ecuación de la línea:

$$\operatorname{Re}[Z_{11} - Z_{12}] = R_0 \frac{\omega_0^2}{\omega^2} + R_g \Rightarrow y = mx + b \quad (47)$$

En la cual  $\frac{1}{\omega^2} \equiv x$  y  $R_g \equiv b$ . De esta manera, al realizar una regresión lineal con los datos de la resta  $\operatorname{Re}[Z_{11}] - \operatorname{Re}[Z_{12}]$  en frecuencias muy altas, es posible encontrar los valores de las resistencias como:

$$R_g = b \quad (48)$$

$$R_0 = \frac{m}{\omega_0^2} \quad (49)$$



**Figura 22.** Valores de la resta  $\operatorname{Re}[Z_{11} - Z_{12}]$  (—) y datos obtenidos con la regresión de tales valores (---) con respecto a  $1/\omega^2$ , se puede observar el valor de  $R_g$  como el intersección con el eje de las abscisas.

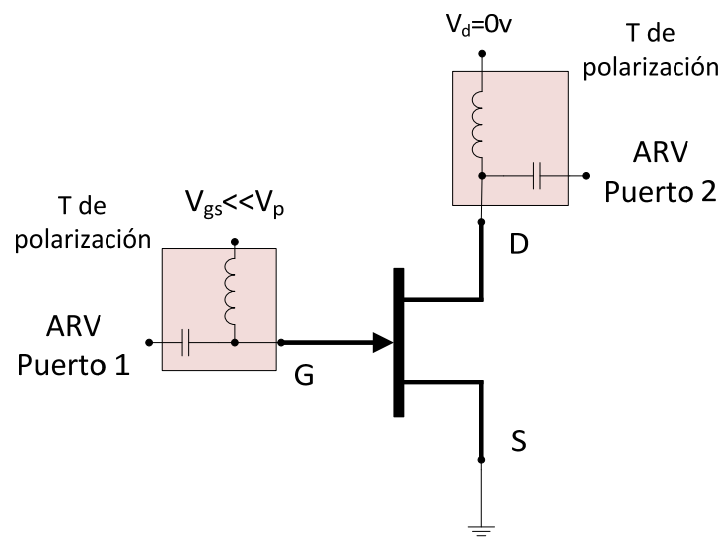
Este método permite encontrar los valores de los elementos parásitos resistivos e inductivos de una manera directa y muy precisa, solo basta con definir el intervalo de frecuencias que se desea utilizar.

### 3.1.1.2 Método del Cold-FET en inversa

El método descrito anteriormente permite determinar los valores de los elementos parásitos resistivos e inductivos a partir de un conjunto de mediciones de parámetros de dispersión del dispositivo al estar bajo un modo de alimentación en especial.

Una configuración de alimentación diferente, con la cual se bloquea el canal de conducción, establecida al realizar una caracterización en pequeña señal del transistor, permite obtener un conjunto de parámetros S con los cuales es posible determinar los valores de los elementos parásitos capacitivos  $C_{pg}$  y  $C_{pd}$ .

Como se menciona anteriormente, la caracterización del transistor se realiza al aplicar una alimentación, que impida el flujo de corriente entre las terminales de drenador y fuente. Se sabe que cada transistor tiene como característica un valor de tensión que ocasiona el efecto mencionado anteriormente, denominado voltaje de *pinch-off* ( $V_p$ ). El método consiste en aplicar un voltaje de compuerta  $V_{gs} \ll V_p$  y un voltaje de drenador  $V_{ds} = 0V$ , para garantizar que no haya corriente de fuga a través de él. A continuación se realiza la caracterización en pequeña señal del transistor. La Figura 23 muestra la configuración de alimentación del dispositivo para realizar la caracterización en RF.

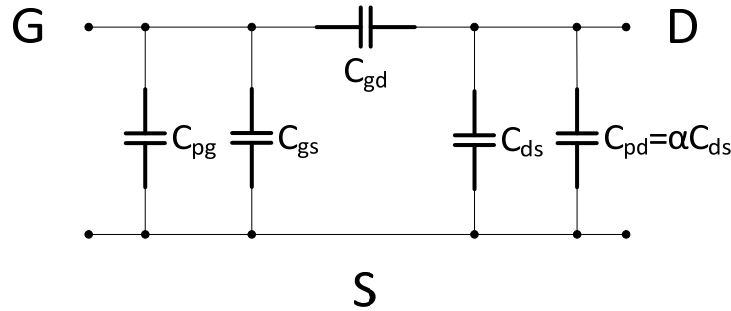


**Figura 23. Configuración de la alimentación Cold-FET en inversa.**

Existen diferentes propuestas de la configuración del circuito equivalente en esta condición de alimentación, por ejemplo el circuito propuesto por (Dambrine, Cappy, Heliodore, & Playez, 1988), el modelo propuesto por (White & Healy, 1993), y más recientemente el método de (Zárate-de-Landa A. , et al., 2007). Aunque estos métodos han mostrado un buen desempeño en la caracterización de las capacitancias parásitas del transistor, en ocasiones el valor de la capacitancia  $C_{pd}$  calculado con ellos tiende a proporcionar valores de algunos elementos intrínsecos que no corresponden a valores físicos. Los elementos intrínsecos mayormente afectados son la capacitancia  $C_{ds}$  y el tiempo de tránsito  $\tau$ .

Un método alternativo, desarrollado en el CINVESTAV-GDL, fue utilizado en este trabajo de investigación, y permitió obtener valores de la capacitancia  $C_{pd}$ , los cuales proporcionaron la capacidad de obtener valores físicos para los elementos del modelo intrínseco anteriormente mencionados.

En este método se propone modelar al transistor en alimentación inversa tal como se muestra en la Figura 24 en donde  $\alpha$  es una constante de proporcionalidad entre las capacitancias  $C_{pd}$  y  $C_{ds}$ .



**Figura 24. Circuito eléctrico equivalente del transistor, con alimentación inversa**

La matriz de parámetros  $Y$  resultante del análisis del circuito propuesto es:

$$[Y] = \begin{bmatrix} j\omega(C_{pg} + C_{gs} + C_{gd}) & -j\omega C_{gd} \\ -j\omega C_{gd} & j\omega(C_{ds}(1 + \alpha) + C_{gd}) \end{bmatrix} \quad (50)$$



Debido a que en este caso, el canal de conducción se encuentra completamente bloqueado, la influencia que tienen los elementos resistivos e inductivos en los parámetros  $Y$  del circuito son tan pequeñas hasta unos cuantos gigahertz que pueden ser despreciados.

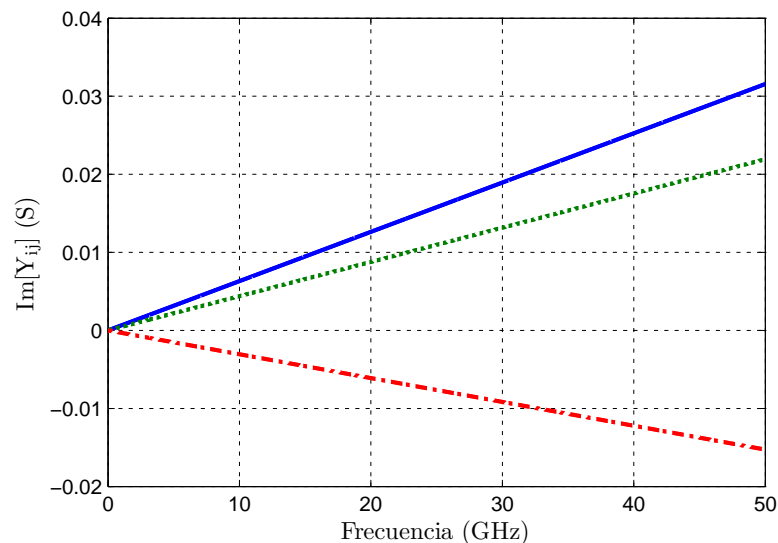
Resultados experimentales muestran que existe una dependencia lineal entre las partes imaginarias de  $Y_{11}$  y  $Y_{22}$  (Figura 25), en este caso, esa dependencia se define como  $\alpha$ , lo cual significa que  $\alpha$  (Figura 26) es un valor empírico que puede calcularse como:

$$\alpha = \frac{m_1}{m_2} \quad (51)$$

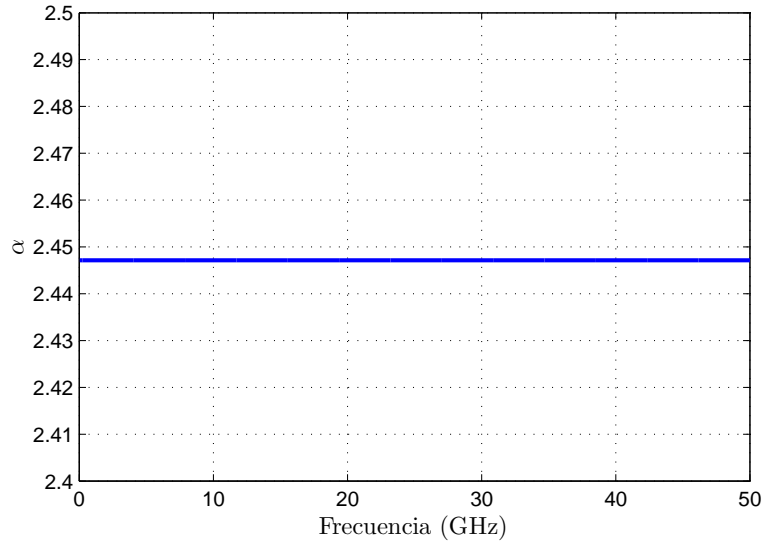
En donde  $m_1$  y  $m_2$  son las pendientes de  $Im[Y_{11} + Y_{12}]$  e  $Im[Y_{22} + Y_{12}]$  respectivamente.

Finalmente,  $C_{pd}$  se determina directamente con la relación:

$$C_{pd} = \frac{\alpha Im[Y_{22} + Y_{12}]}{\omega(1 + \alpha)} \quad (52)$$



**Figura 25.** Parámetros de admitancia  $Y_{11}$  (—),  $Y_{22}$  (···) y  $Y_{12}$  (- · - ·), correspondientes al circuito de la Figura 24



**Figura 26. Valor de  $\alpha$  (constante con la frecuencia)**

Bajo la condición de alimentación mostrada en la Figura 24, se asume que las capacitancias  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$  tienen valores iguales, por lo cual, la determinación de la capacitancia  $C_{pg}$  se resume a:

$$C_{pg} = \frac{Im[Y_{11}] + 2Im[Y_{12}]}{\omega} \quad (53)$$

### 3.1.2 Determinación de los elementos intrínsecos

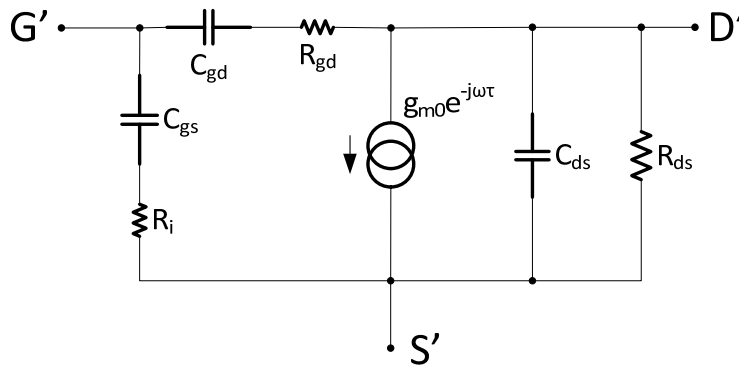
En la Figura 27 se muestra el circuito equivalente del transistor intrínseco, con el modelo de transistor recíproco, una vez que se ha extraído del transistor completo. Las ecuaciones que describen el comportamiento de los parámetros de admitancia son las siguientes:

$$Y_{11} = \omega^2 \left[ \frac{R_i C_{gs}^2}{1 + \omega^2 R_i^2 C_{gs}^2} + \frac{R_{gd} C_{gd}^2}{1 + \omega^2 R_{gd}^2 C_{gd}^2} \right] + j\omega \left[ \frac{C_{gs}}{1 + \omega^2 R_i^2 C_{gs}^2} + \frac{C_{gd}}{1 + \omega^2 R_{gd}^2 C_{gd}^2} \right] \quad (54)$$

$$Y_{12} = -\frac{\omega^2 R_{gd} C_{gd}^2}{1 + \omega^2 R_{gd}^2 C_{gd}^2} - j\omega \frac{C_{gd}}{1 + \omega^2 R_{gd}^2 C_{gd}^2} \quad (55)$$

$$Y_{21} = \frac{g_{m0} e^{-j\omega\tau}}{1 + \omega^2 R_i^2 C_{gs}^2} - \frac{\omega^2 C_{gd}^2 R_{gd}}{1 + \omega^2 R_{gd}^2 C_{gd}^2} - j\omega \left[ \frac{C_{gd}}{1 + \omega^2 R_{gd}^2 C_{gd}^2} + \frac{g_{m0} e^{-j\omega\tau} \cdot R_i C_{gs}}{1 + \omega^2 R_i^2 C_{gs}^2} \right] \quad (56)$$

$$Y_{22} = g_{ds} + \frac{\omega^2 C_{gd}^2 R_{gd}}{1 + \omega^2 R_{gd}^2 C_{gd}^2} + j\omega \left( C_{ds} + \frac{C_{gd}}{1 + \omega^2 R_{gd}^2 C_{gd}^2} \right) \quad (57)$$



**Figura 27. Circuito equivalente del transistor intrínseco.**

Los valores de los elementos se determinan con las relaciones:

$$g_{ds} = Re[Y_{22}] + Re[Y_{12}] \quad (58)$$

$$C_{ds} = \frac{Im[Y_{22}] + Im[Y_{12}]}{\omega} \quad (59)$$

$$R_i = \frac{(Re[Y_{11}] + Re[Y_{12}])}{(Im[Y_{11}] + Im[Y_{12}])^2 + (Re[Y_{11}] + Re[Y_{12}])^2} \quad (60)$$

$$C_{gs} = \frac{1}{\omega} \frac{(Im[Y_{11}] + Im[Y_{12}])^2 + (Re[Y_{11}] + Re[Y_{12}])^2}{Im[Y_{11}] + Im[Y_{12}]} \quad (61)$$

$$R_{gd} = \frac{1}{-Im[Y_{12}] \times \left\{ 1 + \left( \frac{Re[Y_{12}]}{Im[Y_{12}]} \right)^2 \right\}} \times \frac{Re[Y_{12}]}{Im[Y_{12}]} \quad (62)$$

$$C_{gd} = -\frac{Im[Y_{12}]}{\omega} \cdot \left\{ 1 + \left( \frac{Re[Y_{12}]}{Im[Y_{12}]} \right)^2 \right\} \quad (63)$$

$$g_{m0} = \sqrt{\{(Re[Y_{21}] - Re[Y_{12}])^2 + (Im[Y_{21}] - Im[Y_{12}])^2\} - \{1 + \omega^2 R_i^2 C_{gs}^2\}} \quad (64)$$

$$\tau = -\frac{1}{\omega} \times \arctan \left( \frac{y + x\omega R_i C_{gs}}{x - y\omega R_i C_{gs}} \right) \quad (65)$$

Siendo  $x = Re[Y_{21}] - Re[Y_{12}]$  e  $y = Im[Y_{21}] - Im[Y_{12}]$ .

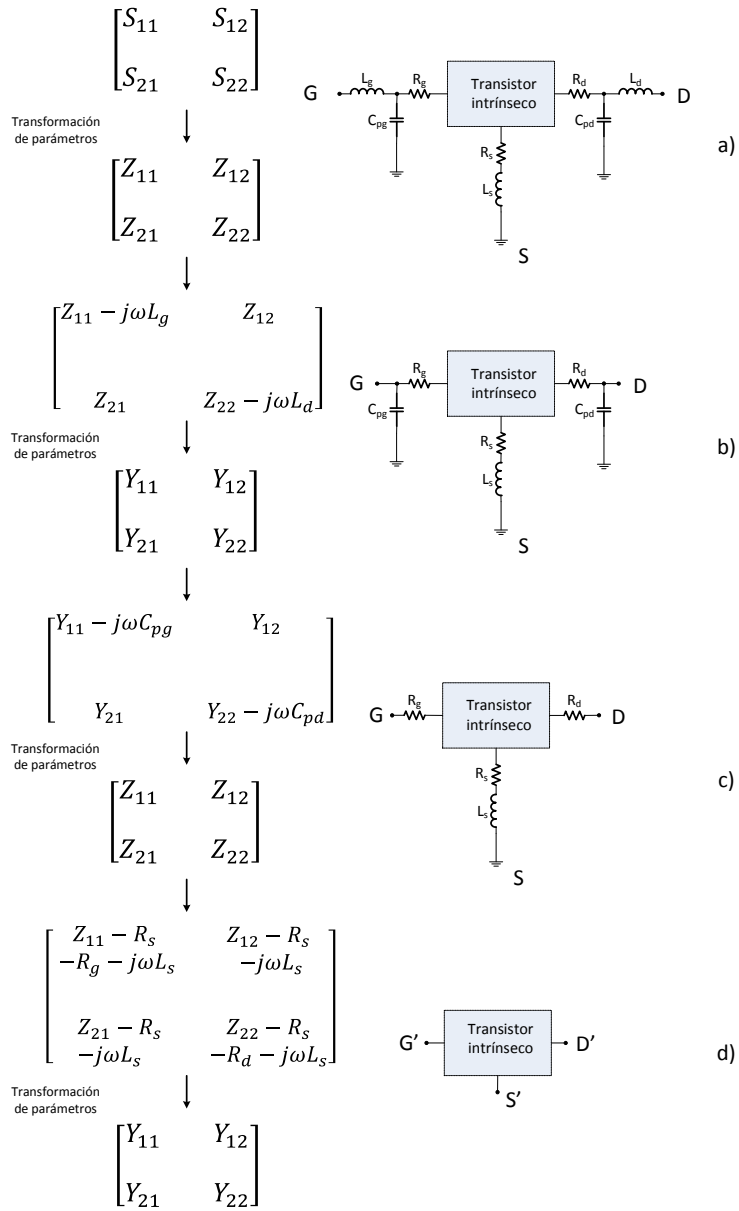
### 3.1.3 Proceso de desincrustado del transistor intrínseco

Como se ha mencionado anteriormente, el circuito equivalente del modelo de pequeña señal de un transistor se divide en dos conjuntos de elementos que son los elementos parásitos y los elementos intrínsecos, se mencionó también que los elementos parásitos no tienen dependencia de la alimentación aplicada al transistor, cuando en cambio, los elementos intrínsecos si toman diferentes valores al cambiar la alimentación del transistor.

Se ha mencionado la manera de encontrar los valores de los elementos intrínsecos del transistor una vez que se han eliminado los efectos de los elementos parásitos en el comportamiento del transistor, a continuación se muestra el procedimiento para desincrustar el transistor intrínseco.

Los parámetros  $S$  obtenidos a partir de la caracterización en pequeña señal del transistor se transforman a parámetros de impedancia por medio de las relaciones que existen entre los parámetros de dos puertos, Figura 28 a). Seguido se realiza una operación aritmética con los parámetros  $Z$  y los elementos inductivos  $L_g$  y  $L_d$  y se transforman los parámetros  $Z$  a parámetros de admitancia, Figura 28 b).

La eliminación del efecto de las capacitancias se consigue al restar los elementos  $C_{pg}$  y  $C_{pd}$  tal como se muestra en la Figura 28 c), y transformando de nueva cuenta a parámetros  $Z$  se puede realizar la última operación en la cual se eliminan los efectos de  $R_g$ ,  $R_d$ ,  $R_s$  y  $L_s$  para poder obtener finalmente los parámetros  $Y$  del transistor intrínseco, Figura 28 d). Este método de extracción es muy utilizado, y puede ser modificado según la topología del circuito equivalente que se esté utilizando, solo basta con reubicar las operaciones de sustracción y de transformación de parámetros. El conjunto de parámetros  $Y$  pueden ser entonces utilizados para calcular los valores de los elementos intrínsecos del transistor por medio de las operaciones presentadas en la sección 3.1.2.

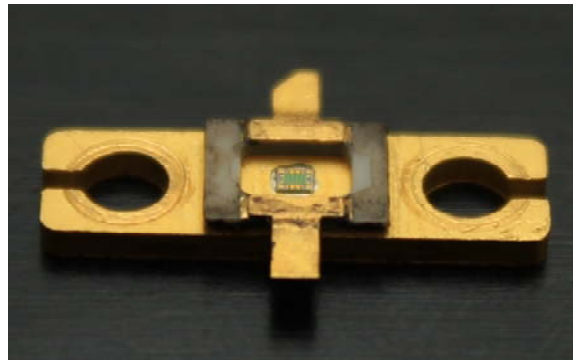


**Figura 28. Proceso de desincrustado del transistor intrínseco.**

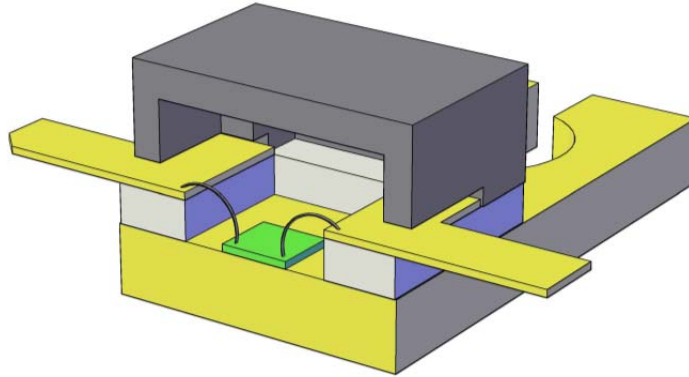
### 3.2 Modelo lineal en transistores encapsulados

Un transistor de potencia generalmente se encuentra alojados en el interior de una cápsula que lo protege del ambiente exterior, además de brindarle soporte y conducción térmica. El chip que constituye al transistor se deposita en una cavidad de cerámica, sostenida por una base metálica, generalmente chapada en oro, la cual tiene la función de conectar térmicamente al dispositivo con el ambiente, además de ser la conexión eléctrica de la terminal de fuente del transistor. Aislados de la terminal mencionada por medio de una pequeña capa de cerámica se encuentran las terminales de compuerta y drenaje, las cuales están compuestas también por un metal chapado en oro, y ofrecen conexión eléctrica entre el chip y el exterior de la cápsula. Este componente del transistor de potencia no solamente aporta estas propiedades de soporte, protección y conexión, sino que también son una fuente de efectos parásitos que afectan el funcionamiento del transistor.

En la Figura 29 se muestra una imagen en la cual se puede apreciar el chip del transistor dentro de una cavidad. En la imagen se muestra el encapsulado sin la tapa y sin los alambres de conexión entre las terminales exteriores y las terminales del chip. La Figura 30 muestra un esquema del encapsulado conteniendo al chip. De estas dos figuras puede observarse que la terminal de compuerta del encapsulado, tanto como la de drenaje forma un capacitor de placas paralelas con la terminal de fuente, teniendo como dieléctrico el alúmina de la capsula.



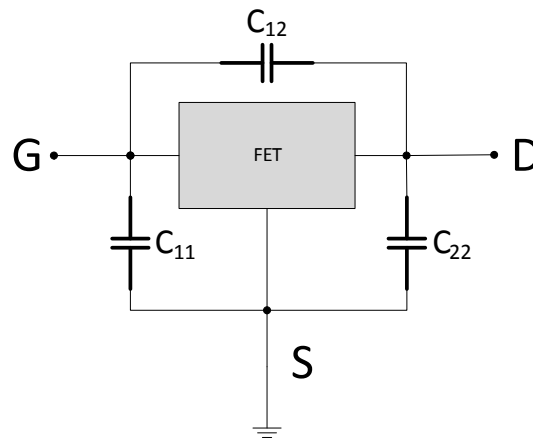
*Figura 29. Imagen del transistor abierto*



**Figura 30. Sección transversal del esquema del transistor**

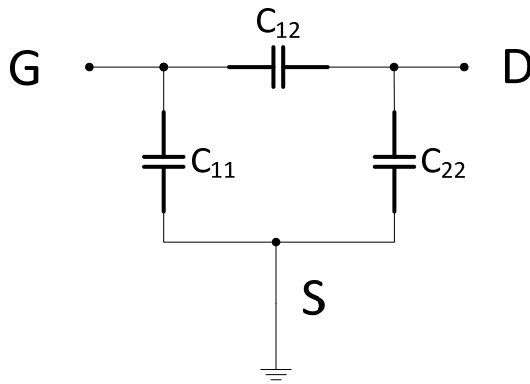
Puede también inferirse que existe una pequeña capacitancia entre las terminales de compuerta y drenaje, bajo estas consideraciones, es posible agregar tres elementos extra al modelo lineal. El circuito equivalente considerando las capacitancias del encapsulado se muestra en la Figura 31, en donde  $C_{11}$  representa la capacitancia que existe entre la terminal de compuerta y la terminal de fuente,  $C_{22}$  representa la capacitancia entre la terminal de drenaje y fuente y  $C_{12}$  representa la capacitancia entre las terminales de compuerta y drenaje.

Al desconectar el FET de las terminales del encapsulado, el circuito equivalente de la estructura se puede aproximar como se muestra en la Figura 32.



**Figura 31. Circuito equivalente, representando al chip del FET como un bloque conectado a las capacitancias del encapsulado**





**Figura 32. Modelo del encapsulado sin el chip del FET**

Los parámetros de admitancia del circuito de la Figura 32 son:

$$Y_{11} = j\omega C_{11} + j\omega C_{12} \quad (66)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -j\omega C_{12} \quad (67)$$

$$Y_{22} = j\omega C_{12} + j\omega C_{22} \quad (68)$$

Por lo cual las capacitancias se expresan como:

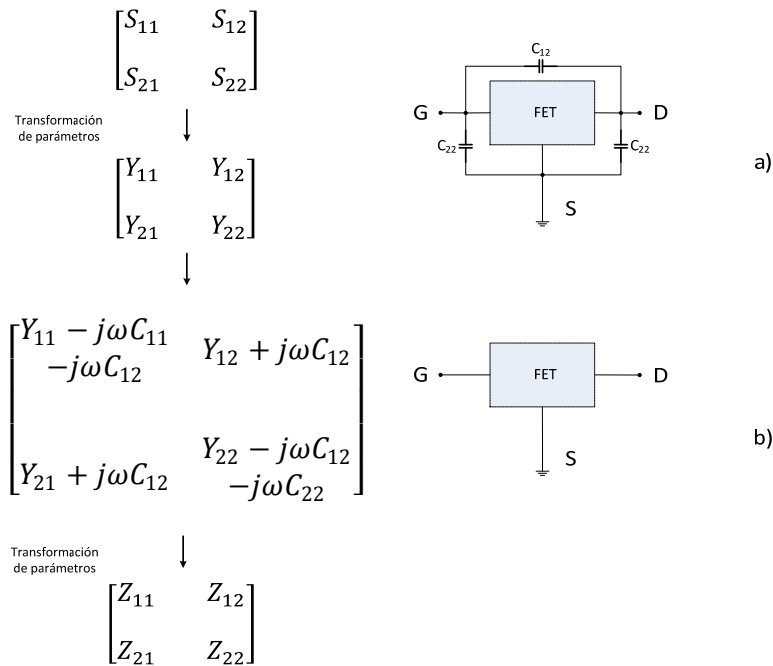
$$C_{12} = -\frac{\text{Im}[Y_{12}]}{\omega} = -\frac{\text{Im}[Y_{21}]}{\omega} \quad (69)$$

$$C_{11} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (70)$$

$$C_{22} = \frac{\text{Im}[Y_{22}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (71)$$

Las cuales se pueden encontrar a partir de los parámetros  $Y$  encontrados desde la transformación de parámetros  $S$  determinados mediante medición.

El método de extracción del FET consiste en eliminar los efectos del encapsulado al sustraer aritméticamente los valores de las capacitancias de la cápsula de los parámetros de impedancia transformados desde parámetros  $S$ . Este procedimiento se muestra en la Figura 33.

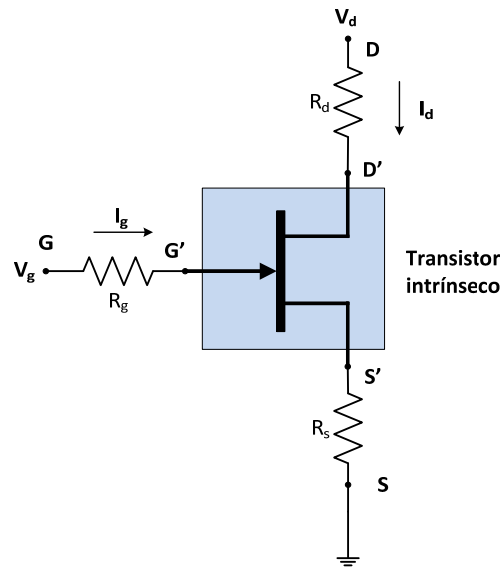


**Figura 33. Método de extracción del FET del encapsulado**

Una vez que se tienen la respuesta en frecuencia en parámetros de dos puertos, es posible aplicar, para el caso de la determinación de los elementos parásitos del FET, los métodos que se detallan en la sección 3.1.1, y para el caso de los elementos intrínsecos, el método que se detalla en la sección 3.1.2 y 3.1.3.

Para efectos de ilustración, el modelo lineal completo del transistor utilizado en el trabajo de investigación se muestra en la Figura 34.





**Figura 35. Transistor intrínseco incrustado en las resistencias parásitas**

Como puede observarse en la figura, las corrientes de drenador y compuerta a través de las resistencias de acceso generan una caída a los voltajes de drenador y compuerta, los voltajes intrínsecos, correspondientes a las terminales intrínsecas del transistor ( $V_{gint}$  y  $V_{dint}$ ) pueden encontrarse con la relación:

$$\begin{bmatrix} V_{gint} \\ V_{dint} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_g \\ V_d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_g + R_s & R_s \\ R_s & R_d + R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_g \\ I_d \end{bmatrix} \quad (72)$$

Considerando que las corrientes de compuerta son tan pequeñas que es posible despreciar su efecto, la ecuación (72) queda como:

$$\begin{bmatrix} V_{gint} \\ V_{dint} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_g \\ V_d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s I_d \\ (R_s + R_d) I_d \end{bmatrix} \quad (73)$$

Una vez que se tienen los voltajes intrínsecos del transistor, la determinación de  $g_{mint}$  y  $g_{dsint}$  se efectúa utilizando la definición:

$$gm_{int} = \left. \frac{dI_{ds}}{dV_{gint}} \right|_{V_{ds} cte} \quad (74)$$

$$g_{dsint} = \left. \frac{dI_{ds}}{dV_{dint}} \right|_{V_{gs} cte} \quad (75)$$

Bajo condiciones de caracterización ideales, refiriéndose a éstas como las condiciones en que es posible ignorar el efecto de las trampas de electrones y del auto-calentamiento del transistor, los valores obtenidos para  $gm_0$  y  $g_{ds}$  deberían coincidir con los valores obtenidos para  $gm_{int}$  y  $g_{dsint}$  respectivamente.

## Capítulo 4

### Caracterización de transistores de potencia

Los modelos empíricos, lineales y no lineales se basan en características físicas del transistor para determinar un conjunto de parámetros que permitan reproducir el comportamiento del transistor al relacionar matemáticamente tales parámetros con diferentes valores de alimentación.

La caracterización de transistores consiste en realizar un conjunto de mediciones a los dispositivos a la vez que se establecen condiciones de alimentación en un intervalo de valores de interés. Los valores de los voltajes y corrientes son aplicados y fluyen a través del transistor y las mediciones consisten en cuantificar las relaciones que existen entre estas magnitudes. Es por esto que este procedimiento se considera de crucial importancia para poder obtener un modelo preciso que pueda ser utilizado con absoluta confianza en el proceso de diseño de componentes que utilicen un transistor como parte esencial del circuito.

A lo largo de los años y junto al avance de la tecnología, se han perfeccionado los sistemas de caracterización de dispositivos para hacer posible la medición de transistores de alta potencia y altas frecuencias.

#### 4.1 Caracterización de transistores en modo no pulsado

##### 4.1.1 Medición de las curvas I-V

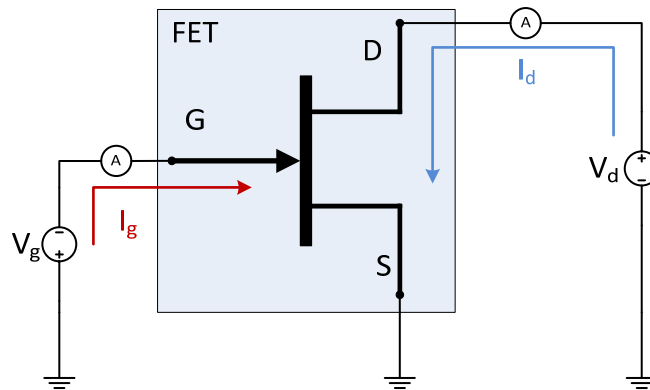
Hablando de la caracterización en DC de transistores FET, el proceso puede concebirse como algo tan simple en el cual se aplica una serie de voltajes  $V_{gs}$  y voltajes  $V_{ds}$ , seguido de

mediciones de las corrientes  $I_g$  e  $I_d$ , como se muestra en la Figura 36, lo cual resulta en un conjunto de datos (Figura 37) correspondiente a dos funciones bidimensionales que describen a las corrientes  $I_g$  e  $I_d$  como funciones de  $V_g$  y  $V_d$ :

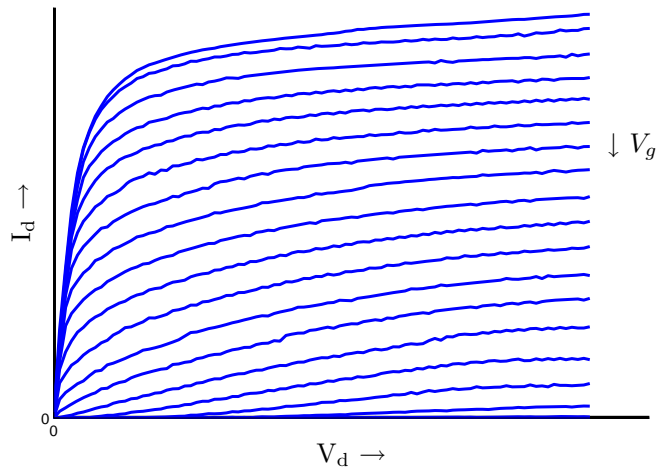
$$I_g = F_g(V_g, V_d) \quad (76)$$

$$I_d = F_d(V_g, V_d) \quad (77)$$

Esto proporciona suficiente información para construir un modelo de corrientes en DC, pero no proporciona ningún tipo de información sobre el comportamiento del transistor en alta frecuencia. En el caso de los transistores de alta frecuencia, es necesario conocer la respuesta del dispositivo a estímulos que varían muy rápidamente en el tiempo. El transistor en este modo de operación empieza a presentar ciertas características capacitivas e inductivas que afectan su comportamiento. Para poder tomar en cuenta las características que el transistor presenta en alta frecuencia, es necesario hacer un conjunto de mediciones que permitan conocer dicho comportamiento.



**Figura 36. Diagrama básico de la configuración para la caracterización en DC del transistor.**



**Figura 37. Resultado de la caracterización de la corriente de drenador en función de  $V_g$  y  $V_d$ .**

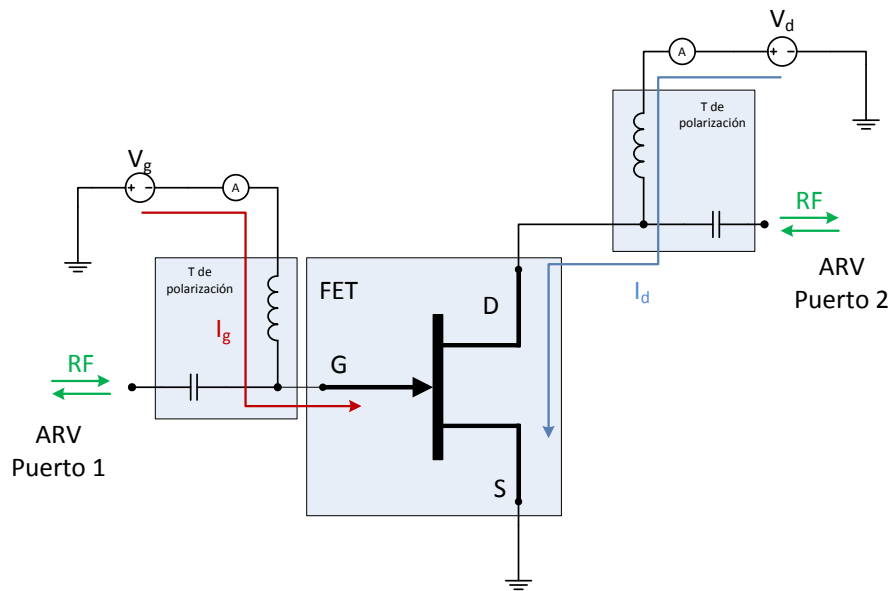
#### 4.1.2 Medición de los parámetros de dispersión

Generalmente, para observar el comportamiento del transistor en alta frecuencia basta con agregar a la caracterización en DC un analizador de redes vectorial, el cual se encargue de realizar las mediciones en alta frecuencia de las relaciones de voltaje y corriente, como se muestra en el diagrama simplificado de la Figura 38. La idea es entonces aplicar un voltaje DC de compuerta  $V_{g0}$  y un voltaje DC de drenador  $V_{d0}$  y medir las correspondientes corrientes  $I_{g0}$  e  $I_{d0}$ , y los parámetros  $S$ . Este procedimiento se repite en un intervalo de operación  $(V_g, V_d)$ . El resultado de este proceso es un gran conjunto de datos: dos funciones bidimensionales  $F_g(., .)$  y  $F_d(., .)$ , y cuatro funciones de parámetros  $S$  dependientes de la alimentación del transistor  $S_{11}(.,.)$ ,  $S_{12}(.,.)$ ,  $S_{21}(.,.)$  y  $S_{22}(.,.)$ , (De Groote, Teysier, Gasseling, Jardel, & Verspecht, 2008).

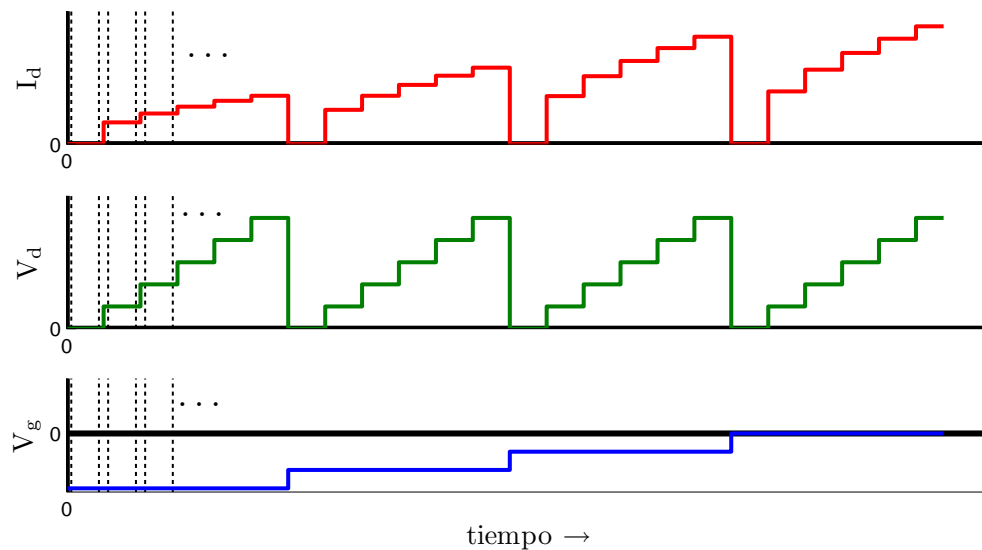
Como se menciona anteriormente, la caracterización en modo no pulsado consiste en realizar mediciones de parámetros  $S$  al momento en que la alimentación se aplica al transistor. Un ejemplo del proceso de caracterización en modo no pulsado se muestra en la Figura 39, en ella se puede observar que los valores de voltaje tanto de  $V_d$  como  $V_g$  cambian de manera progresiva, los parámetros  $S$  se miden entonces en un intervalo de tiempo igual a la duración de cada paso en la escalera, como lo muestran las líneas punteadas en la figura.



Como se puede observar, este método de caracterización es relativamente sencillo de implementar.



**Figura 38.** Diagrama simplificado de la configuración para la caracterización en DC y RF del transistor.



**Figura 39.** Ejemplo del proceso de caracterización en modo no pulsado.

### 4.1.3 Efectos que degradan la caracterización en modo no pulsado

Un problema que se enfrenta con el funcionamiento de los transistores de potencia es el hecho de que el dispositivo no únicamente convierte potencia de DC en potencia de radiofrecuencia, sino que de manera inevitable, una porción de la potencia de DC se disipa en forma de calor, en muchas aplicaciones, solamente la mitad de la potencia de DC es convertida a potencia de RF, incluso en algunas ocasiones es mayor la potencia disipada que la potencia de salida de alta frecuencia. Las consecuencias de esta condición resultan en un amplio intervalo de temperaturas en que se encontrará el transistor durante su operación así como también durante el proceso de caracterización. Algunos de los elementos del transistor son sumamente sensibles a los cambios de temperatura. Para ilustrar cuales son las consecuencias de esta sensibilidad en el proceso de caracterización, retomamos el ejemplo de la caracterización del transistor BJT, al aplicar una corriente constante en la base  $I_{B0}$  y un voltaje constante de colector  $V_{CE0}$ , y revisar la corriente de colector  $I_C$ , cuando el transistor se encuentra trabajando en la región activa, podrá observarse que la magnitud de la corriente  $I_C$  cambiará lentamente con la temperatura para finalmente alcanzar un valor estable. El hecho de que los valores de  $V_{BE}$  e  $I_C$  cambien con el tiempo puede explicarse con el hecho de que la temperatura del transistor empieza a cambiar debido al efecto de auto-calentamiento tan pronto inicia la medición. (De Groote, Teyssier, Gasseling, Jardel, & Verspecht, 2008).

Ahora bien, trabajando con un transistor de potencia de microondas, al aplicar una determinada alimentación en las terminales, su temperatura cambiará lentamente, al mismo tiempo, al aplicar una señal de microondas, se podrá observar en el desempeño del dispositivo, que los parámetros  $S$  o la ganancia de potencia, cambiarán lentamente también, hasta que el transistor se encuentre en un estado de equilibrio térmico. Este efecto es denominado “memoria de largo plazo”. En contraste, los efectos dinámicos causados por los inductores y capacitores son denominados efectos de “memoria de corto plazo”. La caracterización precisa de los efectos de memoria de largo plazo es en realidad uno de los más grandes desafíos a los que pueden enfrentarse los expertos en transistores de potencia. (De Groote, Teyssier, Gasseling, Jardel, & Verspecht, 2008).

Es importante mencionar también que los efectos de memoria de largo plazo no son ocasionados exclusivamente por la temperatura variante con el tiempo. Otros efectos físicos dentro del transistor, conocidos como trampas de electrones, pueden ser los responsables de efectos similares. Los efectos de trampas están relacionados con el hecho de que la distribución de cargas en un FET se ve influenciada por cargas eléctricas que de alguna manera quedan “atrapadas” y son liberadas después de un tiempo relativamente largo. Estas trampas ocurren típicamente en la superficie del transistor, aunque pueden encontrarse también en el sustrato. La cantidad de carga atrapada no es constante, sino que depende de la región en la cual opera el transistor. Dado que la región de operación del transistor puede variar de manera significativa durante el funcionamiento del transistor, el estado de las trampas también variará, pero lo hará a una razón de cambio que depende de cuánto tiempo tome la liberación de la carga después de que es atrapada. (De Groote, Teyssier, Gasseling, Jardel, & Verspecht, 2008).

Existen imperfecciones en la construcción de los dispositivos las cuales se encuentran en el canal de conducción, en los dispositivos de GaN, se pueden encontrar en la superficie, en la capa de AlGaN, en el canal 2DEG o en la capa búfer de GaN. Estas imperfecciones a menudo se manifiestan como estados disponibles que pueden capturar y soltar electrones. Los efectos de atrapamiento y liberación son propiciados por potenciales locales y temperatura. La acción de atrapar y liberar electrones cambia de manera efectiva la densidad de carga en el canal del transistor. La razón de atrapamiento y liberación de carga se encuentra en la escala de tiempo entre los milisegundos y los microsegundos, entonces el mecanismo de las trampas puede cambiar la señal de corriente en respuesta a cambios locales de voltaje en una escala de tiempo grande. Los transistores LDMOS no presentan el fenómeno de las trampas, de tal manera que los efectos de memoria ocasionados por éstas pueden ser despreciados. Por otro lado, los transistores de GaAs y GaN presentan el fenómeno de las trampas de electrones. La captura y liberación de portadores de carga por trampas y estados de las interfaces se encuentra presente en todas las tecnologías de FETs de los grupos III-V que son utilizadas en la actualidad como transistores de potencia: GaAs FETs y dispositivos HEMTs relacionados, y los transistores de heterounión basados en GaN. Las constantes de tiempo de las trampas de cargas están típicamente en el régimen de los milisegundos a los microsegundos. Por lo cual las trampas responden a mediciones en DC pero no pueden reaccionar rápidamente a las frecuencias de RF, lo cual significa que se

presenta una diferencia en las características de salida entre DC y RF. Esto es conocido como dispersión en frecuencia de la transconductancia y conductancia de salida. (Aaen, Plá, & Wood, Modeling and Characterization of RF and Microwave Power FETs, 2007).

## 4.2 Caracterización de transistores en modo pulsado

Como se menciona en la sección anterior, los efectos de memoria, ocasionados principalmente por el auto-calentamiento del transistor y por la presencia de trampas de portadores afectan de manera negativa el funcionamiento de los dispositivos.

Se ha mencionado también que las constantes de tiempo que rigen los mecanismos de calentamiento, y de atrapamiento y liberación de portadores son pequeñas en relación con las señales de RF.

La solución a la caracterización en DC que permite evitar los efectos de memoria de largo plazo es la caracterización en modo pulsado.

### 4.2.1 Medición de curvas I-V en modo pulsado

Si se consigue aplicar una determinada alimentación a un dispositivo, y es posible hacer la medición de las corrientes  $I_{gs}$  e  $I_{ds}$  en un periodo de tiempo muy pequeño, tan pequeño que el transistor no alcance a cambiar considerablemente su temperatura inicial, se estará realizando una medición “isotérmica”. Tecnológicamente esto implica que sea posible aplicar una alimentación  $(V_{gs}, V_{ds})$  y realizar una medición rápida de  $(I_{gs}, I_{ds})$  antes de que haya un cambio significativo en la temperatura del dispositivo. Dado que se requiere realizar más de una medición, se han de conmutar las fuentes de  $(V_{gs}, V_{ds})$  tan rápido como sea posible, después se permite al dispositivo que regrese al estado de temperatura inicial antes de realizar la siguiente medición. Este procedimiento es conocido como caracterización en modo pulsado, o caracterización pulsada de I-V. Existen muchas maneras de realizar mediciones pulsadas. Generalmente se puede conseguir mucha información del

comportamiento de las trampas así como del comportamiento térmico del dispositivo al cambiar no solo los valores de la alimentación durante el pulso ( $V_{gsNQ}, V_{dsNQ}$ ), sino también al cambiar los valores iniciales de la alimentación ( $V_{gsQ}, V_{dsQ}$ ). La técnica de caracterización de I-V pulsada fue introducida a finales de los 80's y desarrollada en los 90's.

La Figura 40 muestra el resultado de una medición realizada a un HEMT de GaN de 15 W.

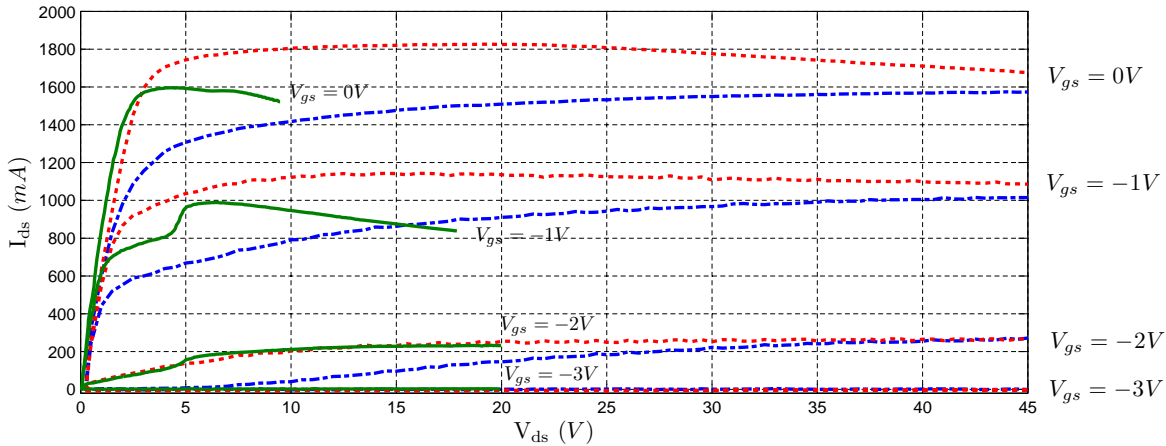
Las líneas solidas muestran mediciones en DC, mientras que las líneas punteadas indican mediciones pulsadas con diferentes condiciones iniciales de alimentación. Se puede observar que las curvas pulsadas presentan fuerte relación con las condiciones iniciales del dispositivo y que son muy diferentes a las realizadas en DC. Además se puede observar que las mediciones en DC se realizaron en una región de alimentación mucho más pequeña que la región donde se realizaron las mediciones pulsadas. Esto se debe a que las mediciones en DC ponen mucho más estrés que las mediciones pulsadas. Las mediciones pulsadas pueden realizarse fácilmente en regiones donde la caracterización en DC dañaría de manera irremediable al dispositivo, debido al calor excesivo generado por el transistor.

#### 4.2.2 Medición de parámetros S en modo pulsado

Como se ha mencionado anteriormente, no es posible describir el comportamiento de un transistor únicamente desde sus características I-V. El modelo cuenta con efectos capacitivos e inductivos que necesitan ser caracterizados, los cuales, desafortunadamente también son función de la temperatura. La idea es obtener datos de parámetros S dependientes de la alimentación bajo condiciones isotérmicas controladas, tales mediciones son conocidas como caracterización isotérmica de mediciones pulsadas de parámetros S. La adición de la capacidad de obtener parámetros S junto con las mediciones pulsadas I-V fue introducida a principios de los 90s, y las técnicas de medición han presentado un gran avance desde entonces. (De Groote, Teyssier, Gasseling, Jardel, & Verspecht, 2008).

En la Figura 41 se muestra un ejemplo básico del proceso de caracterización en modo pulsado, en el cual se incluye la medición de los parámetros S. Las líneas punteadas

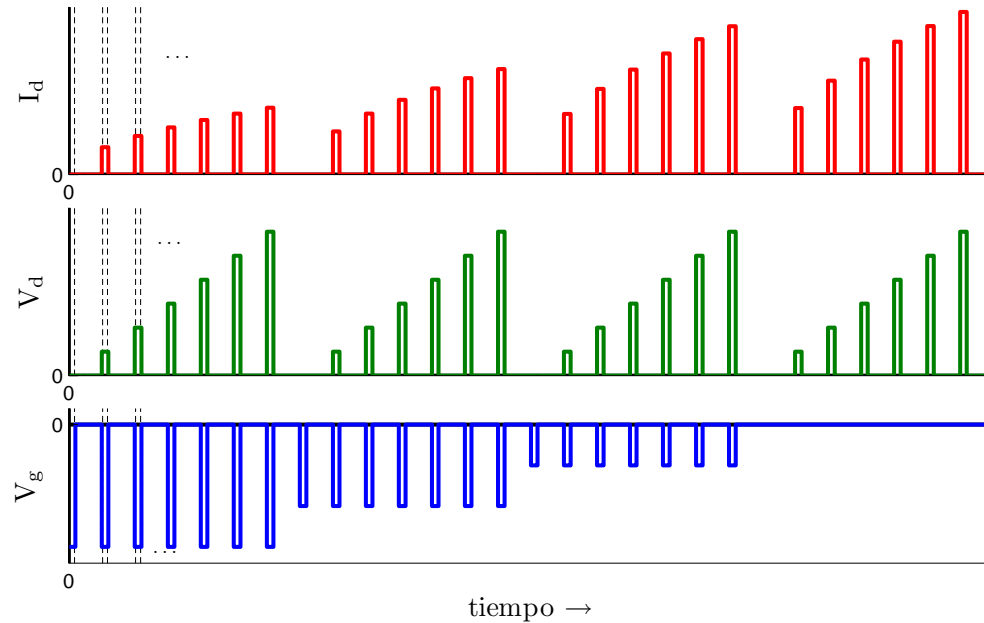
verticales marcan los intervalos de tiempo en los cuales se realizan las mediciones de los parámetros S, las cuales se efectúan en cada uno de los pulsos que se observan en la figura, teniendo un conjunto de parámetros S para cada punto de alimentación.



**Figura 40. Ejemplo de mediciones pulsadas y no pulsadas. Medición pulsada con condiciones iniciales en ( $V_{gsQ} = -1.5 V$ ,  $V_{dsQ} = 6.5 V$ ) ( $\cdots$ ), medición pulsada con condiciones iniciales ( $V_{gsQ} = -3 V$ ,  $V_{dsQ} = 40 V$ ) ( $- \cdot -$ ), y medición no pulsada ( $-$ ).**

Muchos autores especifican que las longitudes de pulso deben ser menores a  $1\mu s$  seguido de un tiempo de reposo de alrededor de  $1ms$  para poder tener caracterización isotérmica del transistor. Esto es en realidad relativo, y depende de la capacidad del sustrato para disipar el calor generado en cada pulso, por ejemplo, un transistor en oblea puede tener una capacidad muy reducida de disipación de calor con respecto a la capacidad encontrada en un transistor encapsulado.

Existen a la fecha instrumentos de medición que son capaces de caracterizar el comportamiento en frecuencia de componentes de microondas de manera pulsada, esto es, al aplicar la señal de excitación de RF modulada en forma de un tren de pulsos y utilizar técnicas de detección con las cuales sea posible determinar la respuesta en frecuencia de una manera efectiva. A continuación se mencionan las dos principales técnicas de detección, así como sus respectivas ventajas y desventajas.



**Figura 41. Ejemplo de la caracterización en modo pulsado.**

#### 4.2.3 Modos de detección utilizados por los equipos de medición de parámetros S pulsados.

Generalmente, las mediciones de parámetros S en modo pulsado son un medio muy valioso para realizar la caracterización de transistores y otros componentes de alta potencia los cuales están diseñados para trabajar en este modo de operación, un ejemplo de sistema pulsado son los radares. Al realizar la medición de componentes, los pulsos son precisamente los estímulos, y un analizador de redes vectorial mide los efectos que tales estímulos tienen sobre el dispositivo bajo prueba. Efectuar las mediciones con condiciones de RF pulsada es un recurso ampliamente utilizado para la caracterización de componentes utilizados en ambientes pulsados, dado que el comportamiento de muchos componentes difiere entre las caracterizaciones en onda continua (CW) y mediciones pulsadas. Por ejemplo, la alimentación de un amplificador puede cambiar durante un pulso.

En muchas ocasiones, los dispositivos simplemente no se pueden medir en condiciones de CW en ciertos niveles de potencia. Por ejemplo, muchos amplificadores de potencia no son diseñados para soportar la disipación de potencia generada con la operación de CW, o cuando se realiza la caracterización de dispositivos en oblea, estos no tienen la suficiente capacidad térmica para disipar la potencia en CW. Hacer las mediciones en pulsos permite que los niveles de potencia de la medición sean consistentes con la aplicación real de los dispositivos, resultando en una caracterización realista que no provoque daños térmicos a los dispositivos.

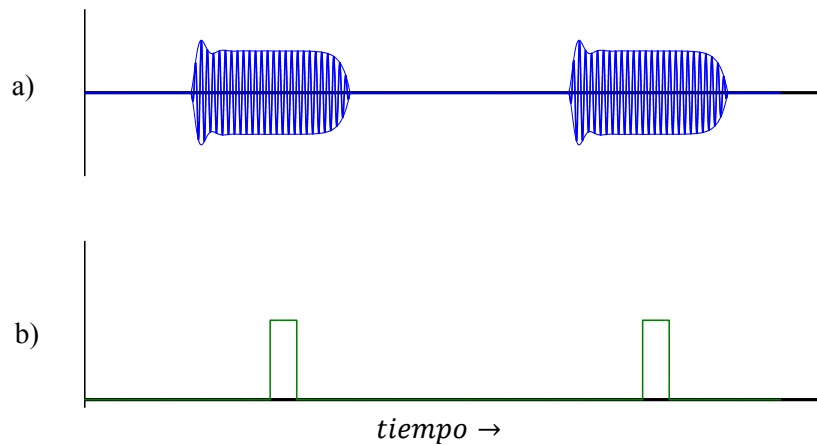
Existen esencialmente dos modos de detección que utilizan los equipos de medición en modo pulsado, estas consisten en detección en banda angosta y en banda ancha, cada una tiene sus ventajas y desventajas. Aun así, cualquier técnica puede ser utilizada para medir de manera precisa los parámetros S de amplificadores.

#### 4.2.3.1 Detección en banda ancha

La detección en banda ancha puede ser utilizada cuando la mayor parte del espectro de la RF pulsada se encuentra dentro del ancho de banda del receptor. En este caso, la señal pulsada de RF será demodulada en el instrumento, produciendo pulsos de banda base. Esta detección puede realizarse con circuitería analógica o con técnicas de procesamiento digital de señales. Con la detección de banda ancha, el analizador debe estar sincronizado con el tren de pulsos, de tal manera que la adquisición de datos ocurra solamente cuando el pulso se encuentra en el estado de encendido. Lo cual significa que debe proporcionarse un pulso de disparo con la misma frecuencia que ocurren los pulsos de RF, y debe tener también un retardo preciso, relativo con el inicio de cada pulso. Por esta razón, esta técnica es conocida también como modo de adquisición síncrona. La Figura 42 muestra un ejemplo del modo de operación, se puede observar que la medición de los parámetros S se realiza en un tiempo determinado dentro del pulso de RF generado.



Las ventajas de este modo de operación son las altas velocidades de medición, simplicidad en la configuración del sistema de medición, y el hecho de que no se tiene pérdida del rango dinámico cuando los pulsos tienen un ciclo de trabajo pequeño. Las mediciones toman más tiempo conforme el ciclo de trabajo disminuye, pero debido a que el analizador toma muestras solamente cuando el pulso se encuentra en encendido, la relación señal a ruido es esencialmente constante con la variación del ciclo de trabajo.

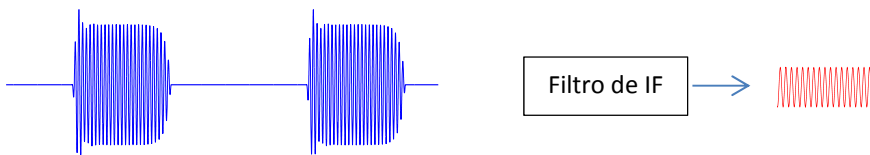


**Figura 42. Detección de banda ancha (adquisición sincrónica)**

Se tienen dos desventajas al utilizar la detección en banda ancha, la primera se refiere a que el ruido de piso del instrumento es mayor que en la detección en banda angosta, debido a un mayor ancho de banda de frecuencia intermedia utilizado. La segunda desventaja recae en el hecho de que existe un límite inferior del ciclo de trabajo que puede ser utilizado. Conforme el ancho de pulso decrece, la energía espectral se esparce, una vez que la energía se encuentra fuera del ancho de banda del receptor, no es posible detectar los pulsos de manera apropiada. Generalmente, el ancho de pulso más pequeño que puede utilizarse es de  $1 \mu s$ . Si el ancho de pulso requerido para realizar la medición es suficientemente grande como para utilizar la detección en banda ancha, este es el método más recomendable.

#### 4.2.3.2 Detección en banda angosta

Este modo de detección se utiliza cuando el ancho de banda del receptor es demasiado pequeño para contener la energía significativa del espectro de RF pulsada. Siendo que la señal de RF no puede ser detectada completamente, el analizador se va al otro extremo, filtrar todo excepto un componente espectral tal como se muestra en la Figura 43. Con este modo de detección, todo el espectro de la señal pulsada es eliminado de manera analógica o con técnicas de procesamiento digital de señales, con excepción a la componente de frecuencia central, que representa la frecuencia fundamental de la portadora de RF. Después del filtro, la señal de RF pulsada aparece como una señal sinusoidal de onda continua, por lo cual no hay necesidad de sincronizar el muestreo con los pulsos de entrada al detector.



**Figura 43. Detección en banda angosta (asíncrona)**

La principal ventaja de la detección en banda angosta es que no existe un límite inferior de ancho de pulso, dado que, sin importar cuán amplio sea el espectro de los pulsos, la gran mayoría es filtrada. Por ejemplo, en banda angosta se pueden realizar fácilmente mediciones con anchos de pulso de 100 ns.

La desventaja de este tipo de detección es que el rango dinámico de las mediciones disminuye conforme el ciclo de trabajo disminuye. Al disminuir el ciclo de trabajo, la potencia promedio de los pulsos también disminuye, resultando en una relación señal a ruido más pequeña. En el dominio de la frecuencia, este efecto se puede ver al observar como la magnitud de cada componente espectral decrece conforme disminuye el ciclo de trabajo, resultando en un menor rango dinámico. Este fenómeno es conocido como “desensibilización del pulso”. La degradación del rango dinámico se puede expresar como:  $20 \log (\text{ciclo de trabajo})$ .

Es importante señalar que estos modos de detección utilizan como señal de excitación aplicada al dispositivo bajo prueba, un tren de pulsos con RF modulada. Para realizar este tren de pulsos, el instrumento de medición utiliza un sistema interno el cual se encarga de hacer la modulación de la RF. Comercialmente este funcionamiento es opcional y requiere de la adquisición de una licencia para que la característica pueda ser utilizada.

## Capítulo 5

### Actividades realizadas y resultados obtenidos

En este capítulo se presentan a detalle las actividades realizadas con respecto a la caracterización de transistores. Se presentan los sistemas utilizados para la realización de dichas actividades, los transistores que fueron objeto de estudio y los resultados que se obtuvieron con las mediciones.

En el estudio realizado se caracterizaron principalmente tres transistores encapsulados diferentes, los cuales son producidos por la compañía estadounidense CREE Inc. Los dispositivos caracterizados son: el transistor GaN de potencia de 10W CGH40010F; el transistor GaN de potencia de 15W CGH35015F y el transistor SiC de potencia de 10W CRF24010F.

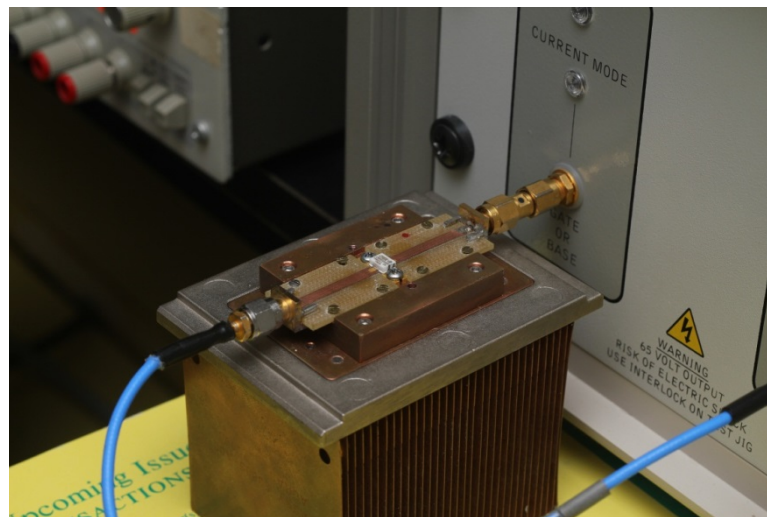
La caracterización de los dispositivos consistió en realizar mediciones para determinar los valores de los elementos parásitos de cada transistor, así como diferentes mediciones para determinar los modelos lineales del transistor intrínseco dependiente de la alimentación. Las mediciones se realizaron en condiciones de alimentación no pulsada así como en condiciones de alimentación pulsada.

### 5.1 Sistemas utilizados para la caracterización de los transistores

#### 5.1.1 Sistema de mediciones DIVA

En primer lugar, se obtuvieron las curvas I-V de cada transistor con el objetivo de observar la diferencia en el comportamiento de la corriente de drenador con respecto del voltaje  $(I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}))$  al operar en modo no pulsado y en modo pulsado. La medición de las curvas

se realizó con el equipo DIVA de Accent Optoelectronic (Dynamic I-V Analyser). Este instrumento tiene la capacidad de realizar mediciones tanto en modo pulsado como en modo no pulsado. Es un equipo especializado que permite la caracterización de transistores de diferentes tecnologías, entre las cuales se encuentran los BJTs y los FETs. Tiene una limitación en corriente de drenador de 2 A y en modo pulsado, es capaz de producir pulsos con un ancho tan pequeño como 500 ns. La configuración física del montaje es muy sencilla; el instrumento cuenta con dos terminales con conectores SMA de 3.5 mm y 50  $\Omega$ , para la base/compuerta y colector/drenador, en caso de utilizar transistores BJT/FET. El transistor se montó en una base de prueba con líneas de transmisión en sustrato FR-4 diseñada en el CICESE, en la Figura 44 se muestra una imagen de la base de pruebas conectada a las terminales de compuerta y drenador.



**Figura 44.** Imagen de la base de pruebas utilizada para la caracterización de transistores.

### 5.1.2 Sistema de medición de curvas I-V y parámetros S pulsado

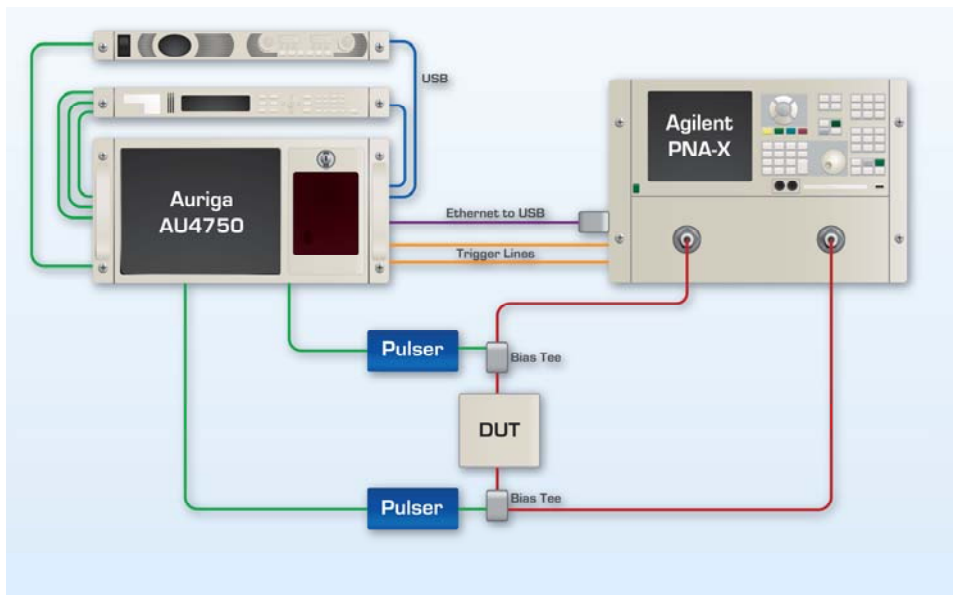
Como se ha mencionado en secciones anteriores, las mediciones pulsadas de curvas I-V y parámetros S son un recurso muy valioso por los grupos de caracterización y modelado de transistores en la actualidad. En el mercado existen muchos sistemas capaces de producir pulsos de alimentación con duraciones extremadamente cortas, además de tener la capacidad

de obtener mediciones de parámetros S durante ese pequeño lapso de tiempo. La modernidad de tales sistemas es la característica que los hace destacar entre los demás.

El sistema utilizado durante la realización de este trabajo de investigación es el sistema de mediciones pulsadas de IV/RF AU4750 comercializado por Auriga Microwave. El sistema ofrece un gran desempeño en la caracterización de dispositivos de alta potencia por su capacidad de pulsar hasta 200 V y 30 A en pulsos con longitudes tan pequeños como 200 ns y ciclos de trabajo de 0.001%.

El sistema modular se compone de la unidad principal de control y procesamiento, dos unidades de potencia de DC, N5751A y N6700B las cuales se encargan de alimentar la potencia utilizada por los pulsadores para aplicar al dispositivo bajo prueba. El tercer principal componente del sistema de medición es el PNA-X N5242A el cual tiene la capacidad de realizar caracterización en pequeña señal en el intervalo de frecuencias de 10 MHz a 26.5 GHz. En la Figura 45 se muestra el diagrama de la configuración del sistema de medición pulsada de curvas IV y de parámetros S.

Este sistema opera con perfecta sincronía para obtener las características I-V de los transistores, así como un conjunto de parámetros S dependientes de la alimentación tanto en modo pulsado como en modo no pulsado.



**Figura 45. Diagrama del sistema de medición IV/RF Auriga AU4750, (AU4750 Datasheet)**

En cuanto a mediciones pulsadas de RF, el sistema tiene la capacidad de seleccionar el modo de detección preferido, ya sea banda ancha (wideband) o banda angosta (narrowband). El PNA-X tiene la opción de utilizar un pulsador para realizar la modulación de la RF en un tren de pulsos, aunque esta característica es una opción que necesita una licencia adicional para el analizador de redes por parte del fabricante.

Desafortunadamente, el analizador de redes incluido en el sistema de medición utilizado no cuenta con esta opción, por lo cual la caracterización se vio limitada en este sentido.

Las mediciones realizadas con el sistema pulsado, se limitaron a caracterización pulsada de I-V y detección de banda ancha de parámetros S, con señal de RF continua durante la caracterización. Esto significa que fue posible mantener al transistor operando de manera isotérmica, aun cuando la señal de RF no era interrumpida al momento de poner al transistor en su alimentación de reposo.

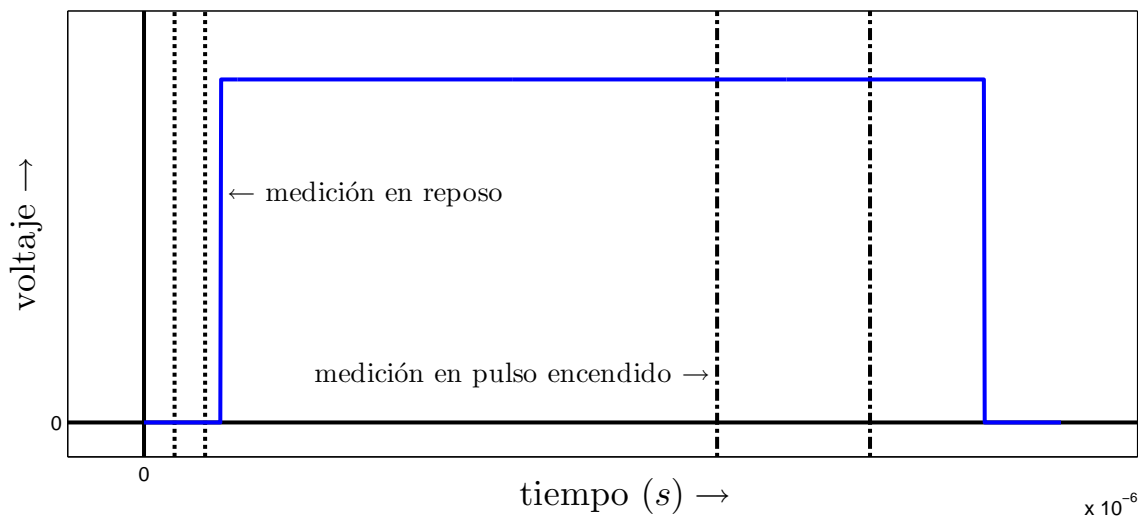
La caracterización en este modo es válida dado que la medición de los parámetros S se realizó únicamente en el intervalo de tiempo en el cual el transistor se encontraba en operación.

Las características de los pulsos que el instrumento produce, pueden ser modificadas a conveniencia del usuario; tiene la opción de utilizar longitudes de pulso preestablecidas, las cuales son: 0.5, 1, 5, 10, 50, 100, 500 y 1000  $\mu$ s. Las mediciones de voltajes y corrientes se hacen en dos tiempos en relación con el pulso, una de ellas corresponde a las mediciones en estado de reposo y la otra a las mediciones en estado de pulso encendido. Los tiempos preestablecidos se muestran en la Tabla 3. Estos tiempos están basados en la porción de la excitación aplicada al transistor, que es desplegada en la pantalla del instrumento, por ejemplo, el retraso del pulso, es el tiempo correspondiente al estado de reposo anterior al inicio de un pulso que es desplegado en pantalla, un ejemplo generalizado de un pulso de voltaje generado se muestra en la Figura 46, en la cual se puede observar la señal del pulso, el tiempo de retraso del pulso, y las aperturas de medición. Puede observarse también que la medición de la apertura 2 se realiza en una porción del pulso que se encuentra casi al final de éste, con el propósito de evitar el transitorio del pulso. Dado que se realizaron mediciones

con anchos de pulso arbitrarios, fue necesario determinar los tiempos en porcentajes con respecto a la longitud del pulso.

**Tabla 3. Tiempos de medición en modo pulsado**

Longitud del pulso ( $\mu s$ )	Retraso del pulso ( $\mu s$ )	Centro de la apertura 1	Ancho de la apertura 1	Centro de la apertura 2	Ancho de la apertura 2	Ciclo de trabajo (%)
		( $\mu s$ )	( $\mu s$ )	( $\mu s$ )	( $\mu s$ )	
5	0.5	0.25	0.2	4.5	1	0.1
10	1	0.6	0.4	8.5	2	0.1
50	5	3	2	45	10	1
100	10	6	3	100	10	1
500	50	30	20	500	50	10
1000	100	60	20	950	100	10



**Figura 46. Ejemplo del perfil del pulso y los tiempos utilizados para realizar las mediciones de voltajes y corrientes.**

En la Tabla 4 se muestra la relación que existe entre las longitudes de pulso y los tiempos de ejecución de las mediciones por parte del instrumento, esta información es útil para definir nuevos tiempos en relación con nuevos anchos de pulso utilizados. Se generalizaron los



porcentajes para unificar las relaciones entre los pulsos utilizados para las caracterizaciones realizadas, de tal manera que los tiempos de adquisición se definieron en términos del porcentaje de la longitud de pulso tal como se muestra en la Tabla 5.

**Tabla 4. Relación de los tiempos de medición en porcentajes de la longitud de pulso**

Longitud del pulso ( $\mu s$ )	Retraso del pulso (%)	Centro de la apertura 1 (%)	Ancho de la apertura 1 (%)	Centro de la apertura 2 (%)	Ancho de la apertura 2 (%)
5	10	5	4	90	20
10	10	6	4	85	20
50	10	6	4	90	20
100	10	6	3	100	10
500	10	6	4	100	10
1000	10	6	2	95	10

**Tabla 5. Generalización del porcentaje de los tiempos de medición en relación con la longitud de pulso.**

Longitud del pulso ( $\mu s$ )	Retraso del pulso (%)	Centro de la apertura 1 (%)	Ancho de la apertura 1 (%)	Centro de la apertura 2 (%)	Ancho de la apertura 2 (%)
$x$	10	6	4	90	20

## 5.2 Caracterización del transistor CREE Inc. CGH35015F

El transistor de alta movilidad electrónica de nitruro de galio CGH35015 es diseñado específicamente para aplicaciones de acceso fijo WiMAX 802.16-2004. Ofrece alta eficiencia y tiene capacidad para funcionar en el intervalo de 3.3-3.9 GHz. La potencia máxima de salida del transistor es de 15 watts, su ganancia de potencia en pequeña señal es de 12 dB. La Figura 47 muestra una imagen del transistor mencionado.

Como puede observarse, el transistor se encuentra encapsulado en una estructura que lo protege del ambiente en el cual opera. Este tipo de encapsulado lo distingue la compañía con el número 440196 y es el utilizado en el resto de los transistores estudiados.



*Figura 47. Imagen del transistor CGH35015F*

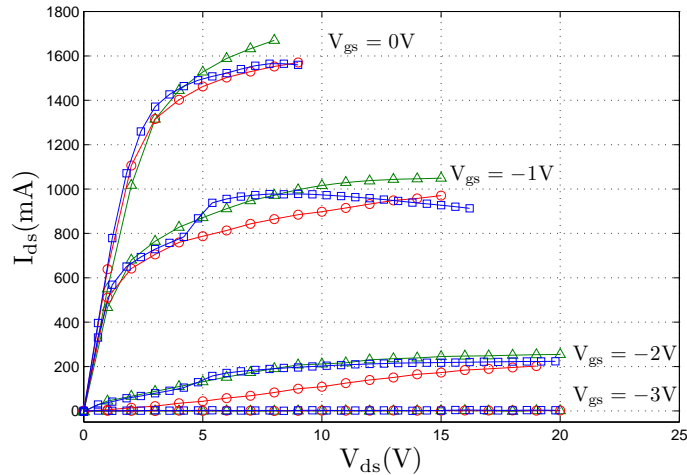
La caracterización del transistor se dividió principalmente en dos etapas, las cuales corresponden a la medición de las curvas I-V en modo no pulsado y pulsado con el instrumento DIVA (*Dinamic IV Analyser*) de Accent Optoelectronics y la caracterización de los elementos parásitos y de los elementos intrínsecos con diferentes condiciones de polarización, realizada en modo pulsado y no pulsado con el sistema AU4750.

### 5.2.1 Caracterización de las curvas I-V con el sistema DIVA

Se realizaron mediciones de las curvas I-V en modo no pulsado y en modo pulsado para así observar la diferencia en la respuesta obtenida en los dos modos de caracterización. Las mediciones se tomaron en los intervalos de voltaje de  $V_{gs}$  entre -3 y 0 V, y  $V_{ds}$  entre 0 y 20 V. Las mediciones fueron tomadas dentro de la zona segura de operación, la cual está limitada a una disipación constante de 15 W para este transistor. En la Figura 48 se muestran los resultados obtenidos a partir de la caracterización, se muestran tres gráficas diferentes, las cuales representan tres condiciones diferentes de operación, en primer lugar se muestra la curva correspondiente a la operación en modo no pulsado, en ésta gráfica puede observarse el colapso de la corriente  $I_{ds}$  en altos voltajes de drenador, siendo más evidente el fenómeno en la curva correspondiente a  $V_{gs} = -1$  V, este colapso de corriente se debe principalmente al fenómeno del auto-calentamiento del transistor. Puede observarse en esta curva también el efecto de kink cerca de la rodilla, fenómeno que se presenta a causa de las trampas de electrones en el transistor.

En modo pulsado se realizaron dos mediciones con diferentes puntos de reposo, en las cuales no es evidente el fenómeno de auto-calentamiento del transistor, debido a que la longitud de pulso fue de 1  $\mu$ s, aunque se puede observar que la respuesta del transistor difiere de manera considerable al cambiar el punto de reposo, este comportamiento se debe a que los estados de atrapamiento y liberación de electrones dependen fuertemente del estado inicial de las diferencias de potencial locales en el transistor. De manera general, las características I-V del transistor, obtenidas en modo pulsado dependen fuertemente del estado inicial en que se encuentra el dispositivo, es por esto que, para obtener un modelo confiable de un transistor, éste debe ser caracterizado bajo las condiciones más cercanas a las cuales operará en una aplicación real.

Estas características pueden ser utilizadas para obtener un modelo no lineal de corrientes que pueda ser utilizado en el diseño de un amplificador, por ejemplo, pero no es posible tomar en cuenta el modelo no lineal de cargas, dado que no se tienen características del comportamiento reactivo en RF del transistor.



**Figura 48.** Curvas  $I$ - $V$  obtenidas a partir de la caracterización con DIVA. En la figura se muestran la caracterización en modo no pulsado ( $\square$ ), la caracterización en modo pulsado con punto de reposo en ( $V_{gsQ} = -3\text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 16\text{ V}$ ) ( $\circ$ ), y la caracterización en modo pulsado con punto de reposo en ( $V_{gsQ} = -1.3\text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 8\text{ V}$ ) ( $\triangle$ ).

### 5.2.2 Caracterización de los elementos parásitos con el sistema pulsado AU4750

Se realizaron mediciones de parámetros  $S$ , bajo condiciones de alimentación pulsada al transistor para de esta manera observar el efecto que tiene la caracterización pulsada en los valores de los elementos del circuito equivalente del dispositivo.

Las mediciones efectuadas al transistor permitieron obtener los valores de los elementos parásitos del dispositivo así como los modelos del transistor intrínseco para realizar una comparación entre los resultados obtenidos con diferentes longitudes de pulso así como con diferentes condiciones iniciales de operación del transistor.

Como se ha mencionado con anterioridad, la medición de parámetros  $S$  en la configuración de Cold-FET en directa, permite encontrar datos que posteriormente den paso a la determinación de los elementos parásitos de un transistor de efecto de campo.

La técnica consiste en la aplicación de un voltaje directo entre compuerta y fuente ( $V_{gs} > 0\text{ V}$ ) con el propósito de generar una corriente de compuerta ( $I_{gs}$ ) de pequeña magnitud. En el caso del transistor CGH35015, el valor de corriente máxima de compuerta se establece como  $I_{g_{\max}} = 4\text{ mA}$  pero puede ser rebasado sin ocasionar daño al mismo.

La caracterización del transistor para la determinación de los elementos parásitos se realizó al utilizar longitudes de pulso entre los 10 y los 100  $\mu\text{s}$ , en incrementos de 10  $\mu\text{s}$ . La Tabla 6 muestra los valores de corriente y voltaje aplicados a la compuerta del transistor para cada longitud de pulso utilizada en la caracterización.

**Tabla 6. Valores de voltaje y corriente aplicados a la compuerta del transistor durante la caracterización**

10 $\mu\text{s}$		20 $\mu\text{s}$		30 $\mu\text{s}$		40 $\mu\text{s}$		50 $\mu\text{s}$		60 $\mu\text{s}$	
$V_{gs}$ (V)	$I_{gs}$ (mA)	$V_{gs}$ (V)	$I_{gs}$ (mA)	$V_{gs}$ (V)	$I_{gs}$ (mA)	$V_{gs}$ (V)	$I_{gs}$ (mA)	$V_{gs}$ (V)	$I_{gs}$ (mA)	$V_{gs}$ (V)	$I_{gs}$ (mA)
1.405	1.324	1.393	0.696	1.406	0.854	1.398	0.836	1.395	0.779	1.402	0.814
1.454	1.837	1.450	1.187	1.449	1.204	1.447	1.089	1.450	1.172	1.451	1.179
1.498	2.513	1.500	1.593	1.497	1.613	1.494	1.506	1.508	1.729	1.499	1.600
1.550	3.579	1.549	2.197	1.555	2.372	1.544	2.214	1.545	2.336	1.546	2.236
1.594	4.876	1.599	3.107	1.596	3.293	1.602	3.244	1.596	3.246	1.596	3.036
1.642	6.900	1.648	4.499	1.658	4.567	1.643	4.198	1.647	4.388	1.646	4.359
1.691	9.173	1.692	6.401	1.692	6.283	1.698	6.415	1.699	6.764	1.702	6.584

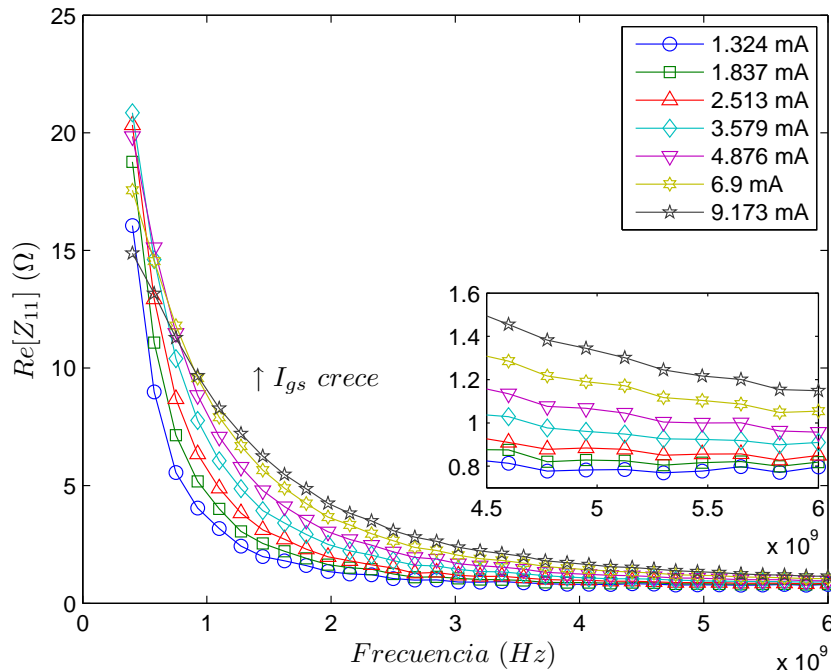
**Tabla 7. Valores de voltaje y corriente aplicados a la compuerta del transistor durante la caracterización (cont.)**

70 $\mu\text{s}$		80 $\mu\text{s}$		90 $\mu\text{s}$		100 $\mu\text{s}$	
$V_{gs}$ (V)	$I_{gs}$ (mA)	$V_{gs}$ (V)	$I_{gs}$ (mA)	$V_{gs}$ (V)	$I_{gs}$ (mA)	$V_{gs}$ (V)	$I_{gs}$ (mA)
1.403	0.811	1.402	0.814	1.391	0.763	1.405	0.818
1.458	1.220	1.449	1.160	1.455	1.232	1.453	1.227
1.496	1.576	1.493	1.592	1.500	1.641	1.497	1.651
1.545	2.229	1.550	2.324	1.550	2.328	1.549	2.343
1.595	3.138	1.607	3.387	1.606	3.351	1.608	3.373
1.647	4.371	1.643	4.372	1.656	4.655	1.649	4.634
1.693	6.236	1.697	6.426	1.701	6.561	1.706	6.501

La Figura 49 muestra la parte real del parámetro de impedancia  $Z_{11}$ , en el cual se observa el comportamiento descrito en el caso anterior. Los resultados experimentales indican un incremento en el valor de  $Z_{11}$  para el intervalo de alta frecuencia en la medida en que la

corriente de compuerta va aumentando, lo cual ocasiona discrepancias en el valor de  $R_g$  que se obtiene a partir de estos datos.

En la Figura 50 se muestra el comportamiento de la parte imaginaria del  $Z_{11}$  bajo diferentes corrientes de compuerta con longitud de pulso de  $10 \mu\text{s}$  en la cual se observa un comportamiento normal del transistor.

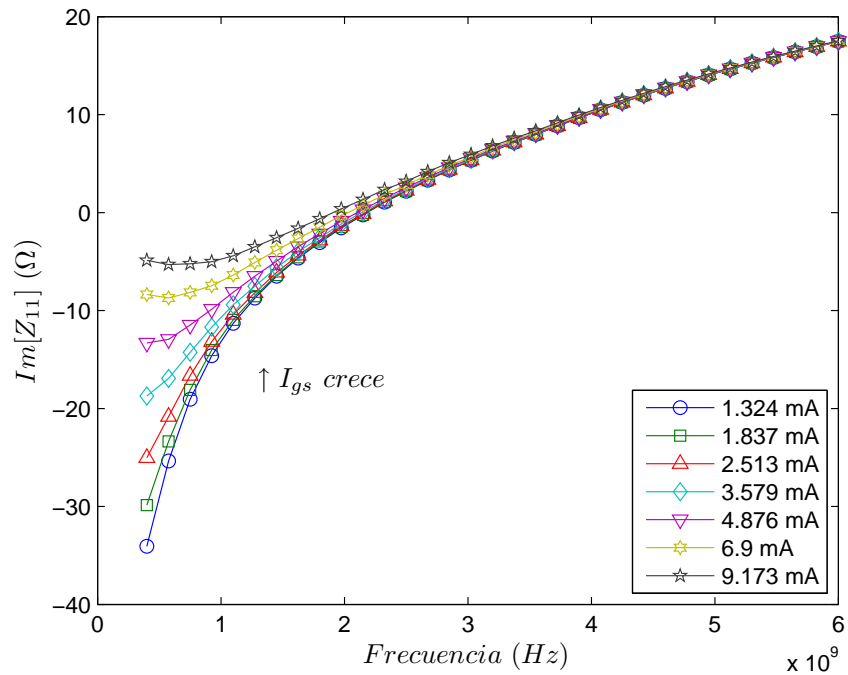


**Figura 49.** Parte real de  $Z_{11}$  obtenido con la medición de  $10 \mu\text{s}$  y diferentes valores de corriente  $I_{gs}$

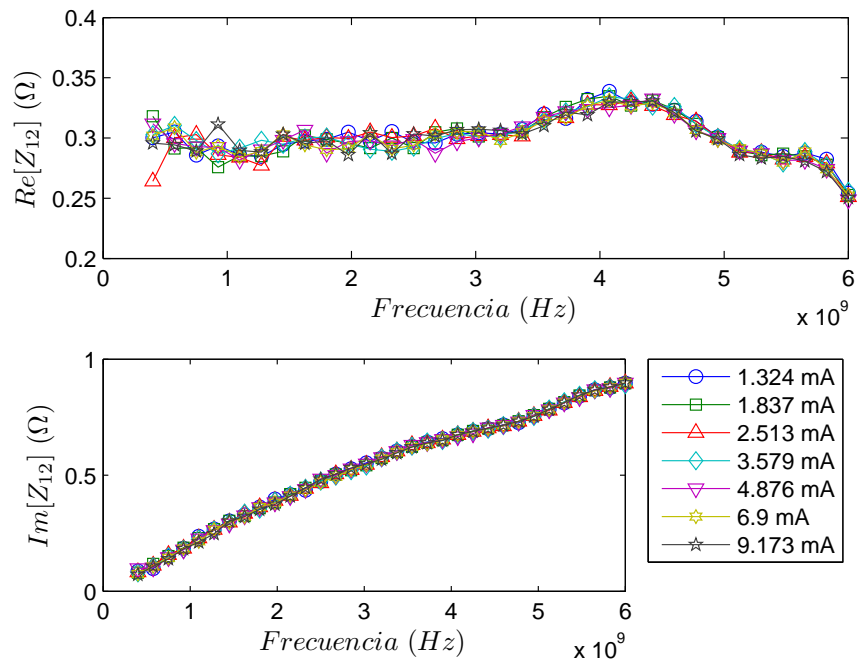
Las figuras 52 y 53 muestran el comportamiento de los parámetros  $Z_{12}$  y  $Z_{22}$  respectivamente, en las cuales se puede apreciar que no existe variación aparente con respecto a diferentes valores de corriente de compuerta aplicada.

Al realizar los cálculos se obtuvieron los valores correspondientes a cada elemento parásito tal como se muestran en la Tabla 8. En esta tabla se muestran los valores determinados para los elementos parásitos del modelo lineal, a partir de las mediciones realizadas con un pulso de  $10 \mu\text{s}$ , en la cual se puede observar de nueva cuenta que el valor de la resistencia de compuerta está fuertemente ligado a la magnitud de la corriente de compuerta aplicada. Los

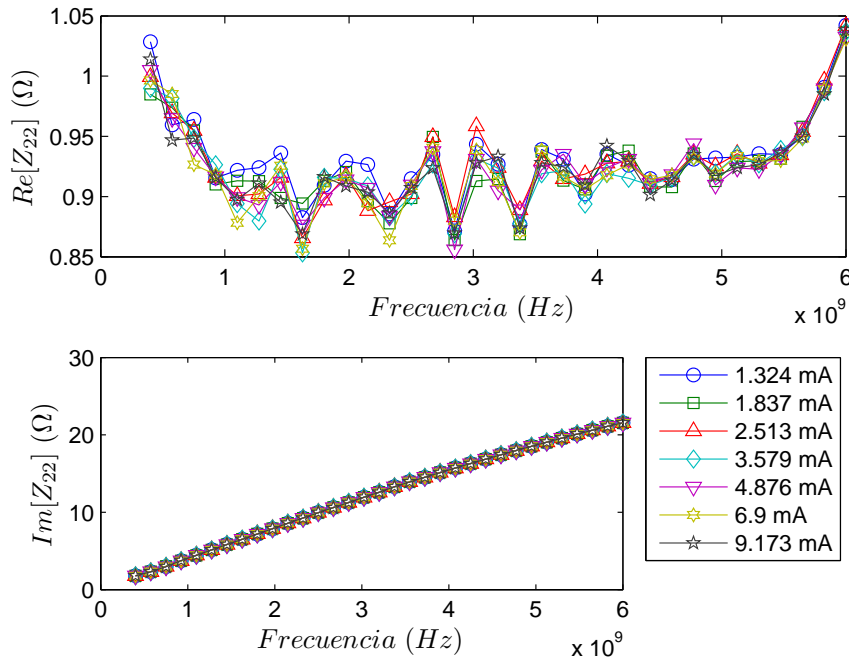
valores de la capacitancia parásita de compuerta  $C_{pg}$  tienen un comportamiento variante, pero en este caso, se atribuyen tales variaciones a ruido en la medición.



**Figura 50.** Parte imaginaria del  $Z_{11}$ , para diferentes valores de corriente  $I_{gs}$



**Figura 51.** Parámetro de impedancia  $Z_{12}$  obtenido con diferentes corrientes de compuerta



**Figura 52. Parámetro  $Z_{22}$  obtenido con diferentes corrientes de compuerta**

**Tabla 8. Elementos parásitos determinados con diferentes corrientes de compuerta para el pulso de  $10 \mu\text{s}$**

$I_g$ (mA)	$L_g$ (pH)	$R_g$ (Ω)	$C_{pg}$ (pF)	$R_s$ (Ω)	$L_s$ (pH)	$R_d$ (Ω)	$L_d$ (pH)	$C_{pd}$ (pF)	$R_0$ (Ω)	$C_0$ (pF)
1.324	528.5088	0.3339	0.0144	0.2975	33.4116	0.6112	616.5875	0.5475	97.7919	9.3971
1.837	528.49	0.369	0.0143	0.2965	32.9596	0.6114	616.461	0.5475	64.8684	9.7999
2.513	527.7277	0.3506	0.0304	0.2943	32.7633	0.6175	611.9189	0.5476	50.4362	9.7136
3.579	526.8765	0.3577	0.0156	0.2963	31.7946	0.6115	617.3778	0.5482	33.9045	9.8433
4.876	524.2944	0.6931	0.0155	0.2962	31.5258	0.6104	617.3103	0.5493	26.806	10.1849
6.900	519.2269	0.7339	0.0162	0.2971	31.2617	0.609	617.7615	0.5514	18.9758	10.786
9.173	510.9112	0.7718	0.0166	0.2972	31.3606	0.6096	617.9762	0.5548	12.8747	11.6445

Realizando una comparación del comportamiento de los parámetros  $Z$  con respecto a los estímulos con diferentes longitudes de pulso, en la Figura 53 se muestra la parte real del  $Z_{11}$ , obtenido con diferentes anchos de pulso, en ella se puede observar que el comportamiento es prácticamente igual, salvo en el caso de  $10 \mu\text{s}$ . La diferencia que se observa se debe

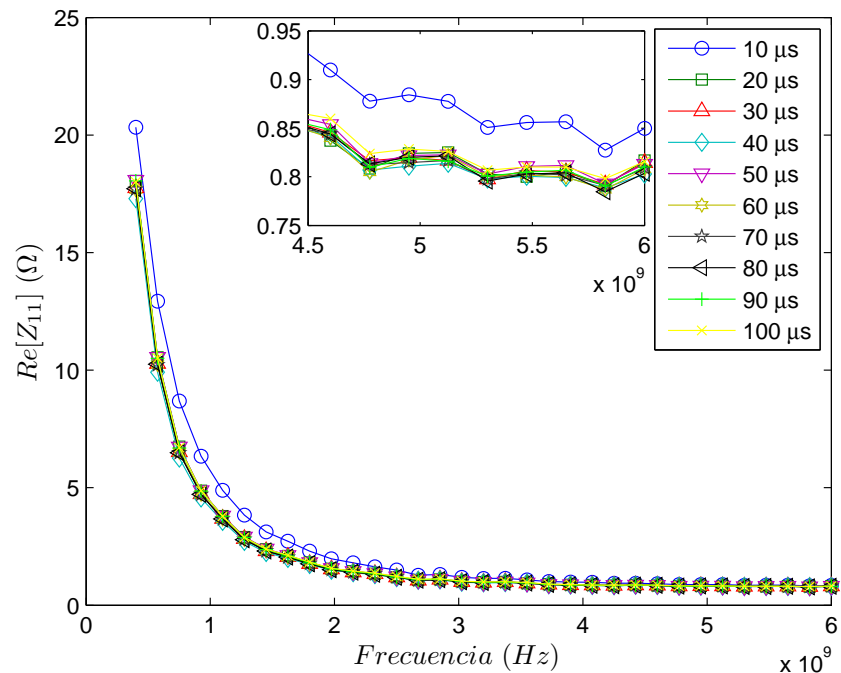


únicamente a que en la medición de 10  $\mu\text{s}$  se presentó una corriente de compuerta más alta que en el resto de las mediciones realizadas con diferentes longitudes de pulso, tal como se muestra anteriormente en la Tabla 6.

La Figura 54 muestra la parte imaginaria del  $Z_{11}$ , haciendo una comparación del comportamiento de este parámetro con respecto a diferentes longitudes de pulso utilizadas en la caracterización. Puede observarse que esencialmente las respuestas son iguales.

En las figuras 56 y 57 se muestra la dependencia que tienen los parámetros  $Z_{12}$  y  $Z_{22}$  a la longitud de pulso utilizada para la caracterización, puede observarse que estos parámetros de impedancia son independientes de la longitud de pulso.

Los valores de los elementos parásitos obtenidos a partir de la caracterización con diferentes longitudes de pulso se muestran en la Tabla 9.



**Figura 53. Parte real del  $Z_{11}$ , para diferentes longitudes de pulso**

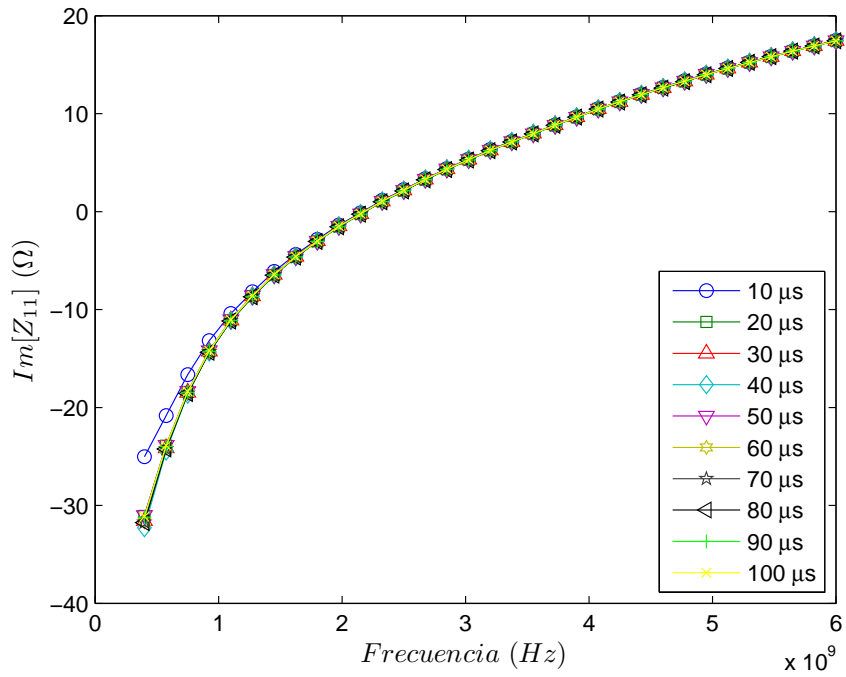


Figura 54. Parte imaginaria de  $Z_{11}$  obtenida con diferentes anchos de pulso

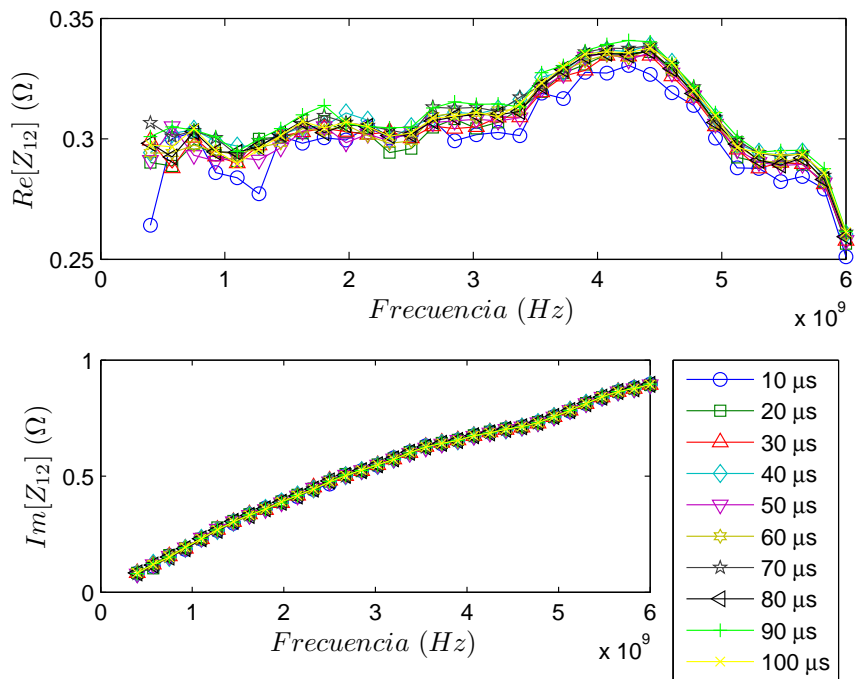
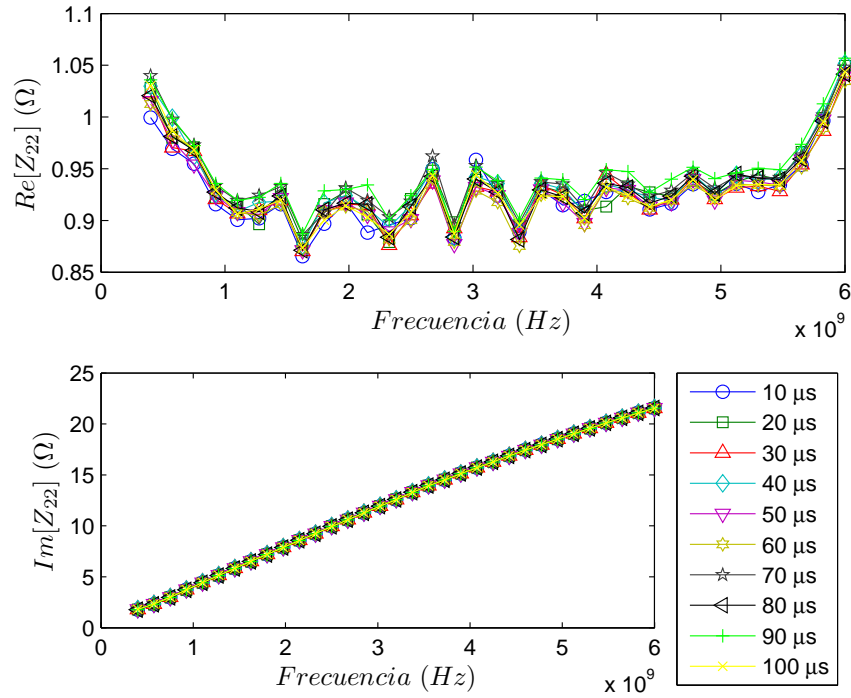


Figura 55. Parámetro  $Z_{12}$  obtenido con diferentes longitudes de pulso



**Figura 56. Parámetro  $Z_{22}$  obtenido con diferentes longitudes de pulso**

**Tabla 9. Valores obtenidos para los elementos parásitos del modelo lineal**

Pulso ( $\mu s$ )	$L_g$ (pH)	$R_g$ (Ω)	$C_{pg}$ (pF)	$R_s$ (Ω)	$L_s$ (pH)	$R_d$ (Ω)	$L_d$ (pH)	$C_{pd}$ (pF)	$R_0$ (Ω)	$C_0$ (pF)
10	527.73	0.3506	0.0304	0.2943	32.76	0.6175	611.92	0.5476	50.44	9.714
20	527.99	0.3388	0.0314	0.2996	32.95	0.6227	615.17	0.5487	76.95	9.435
30	527.49	0.3477	0.0401	0.2978	33.08	0.6177	619.34	0.5485	79.20	9.472
40	527.77	0.347	0.0443	0.3016	32.95	0.6219	622.68	0.5494	83.56	9.463
50	528.06	0.3742	0.0381	0.2985	33.01	0.6167	619.12	0.5486	70.68	9.762
60	527.06	0.345	0.0338	0.2997	33.07	0.6157	618.85	0.5473	79.31	9.486
70	527.39	0.3401	0.0262	0.3034	33.11	0.6229	615.42	0.548	80.69	9.419
80	527.10	0.3417	0.0187	0.3008	33.17	0.6191	612.48	0.5475	80.79	9.413
90	527.66	0.3356	0.0256	0.3049	33.11	0.625	614.04	0.5465	77.27	9.438
100	522.67	0.4803	0.057	0.3685	34.41	0.8618	634.89	0.5802	133.12	9.249

### 5.2.3 Medición del transistor en configuración activa (Hot-FET) con el sistema pulsado AU4750

La caracterización del transistor en su configuración activa, proporciona datos que pueden ser utilizados para determinar los modelos que posteriormente se pueden utilizar en un simulador para diseñar dispositivo de microondas, como puede ser un amplificador.

En esta sección se muestran los resultados obtenidos a partir de la caracterización efectuada al transistor CGH35015F.

Las mediciones realizadas a este dispositivo consistieron en aplicar alimentación pulsada con diferentes longitudes de pulso con un punto de reposo en particular, las cuales fueron, con el punto de reposo  $(V_{gsQ}, V_{dsQ}) = (-3 V, 40 V)$ , mediciones con 10  $\mu s$  y 100  $\mu s$  para observar el comportamiento, con dependencia en la longitud del pulso.

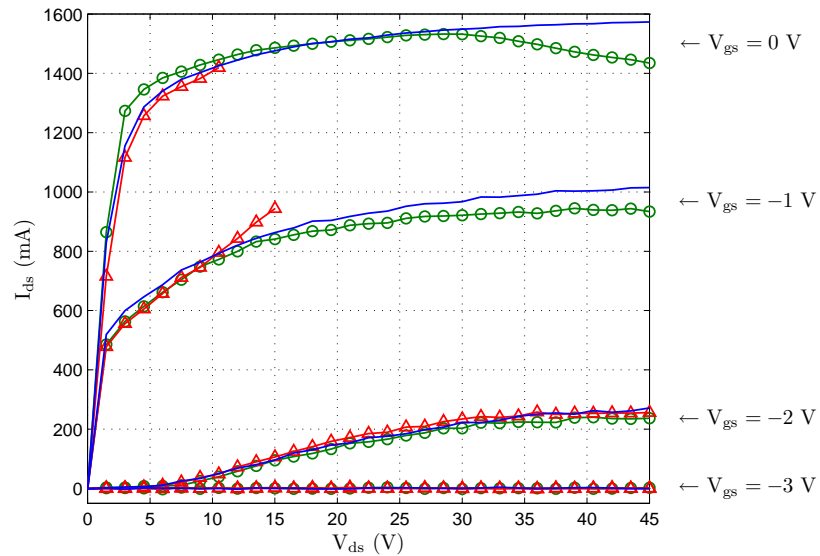
Por otro lado, se realizaron mediciones con un ancho de pulso fijo, variando el punto de reposo. Estas mediciones se realizaron con el pulso de 10  $\mu s$  con los puntos de reposo  $(V_{gsQ}, V_{dsQ}) = (-1.5 V, 6.5 V)$  y  $(V_{gsQ}, V_{dsQ}) = (-2.2 V, 40 V)$  para observar la dependencia al estado inicial del transistor.

Una medición que también se realizó, intentando obtener datos de caracterización en modo no pulsado, fue una medición pulsada, con longitud de pulso de 1000  $\mu s$  y un ciclo de trabajo de 50 %, esto debido a una limitación que se encontró en el instrumento al intentar utilizar excitación no pulsada del dispositivo. Esta medición se realizó únicamente en la región segura de operación del transistor, para evitar dañarlo en cualquier medida.

#### 5.2.3.1 Caracterización del transistor con punto de reposo fijo

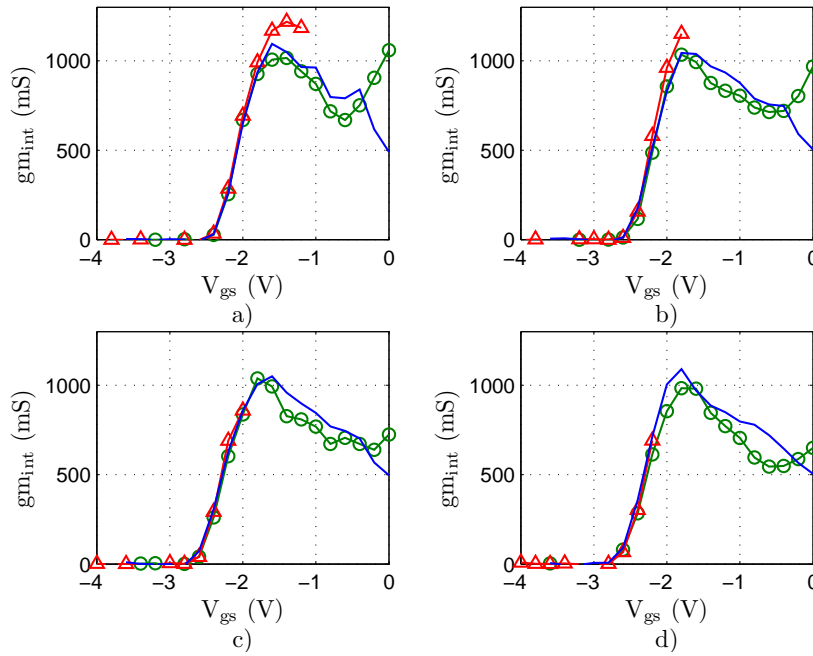
En la Figura 57 se muestran las curvas I-V obtenidas a partir de mediciones con diferentes longitudes de pulso, partiendo de un mismo punto de reposo. En esta figura puede observarse el colapso de corriente en la medición con 100  $\mu s$  en las curvas correspondientes a 0 V y -1 V en voltaje de compuerta. Para el caso de la caracterización con el pulso de 1 ms

y 50 % de ciclo de trabajo, el colapso de corriente no es apreciable, pero es posible distinguir lo que se asemeja al efecto de kink, mencionado y observado anteriormente en la caracterización con el sistema DIVA. Este efecto es característico de la presencia de trampas en el dispositivo.



**Figura 57.** Curvas I-V, obtenidas con el punto de reposo de  $(V_{gsQ}, V_{dsQ}) = (-3 \text{ V}, 40 \text{ V})$ , y con longitudes de pulso de  $10 \mu\text{s}$  (—),  $100 \mu\text{s}$  (—○—) y  $1 \text{ ms}$  (—△—)

En la Figura 58 se muestra la transconductancia intrínseca ( $gm_{int}$ ) calculada a partir de las curvas I-V obtenidas con diferentes duraciones de pulso, mediante el método mostrado en la ecuación (74).



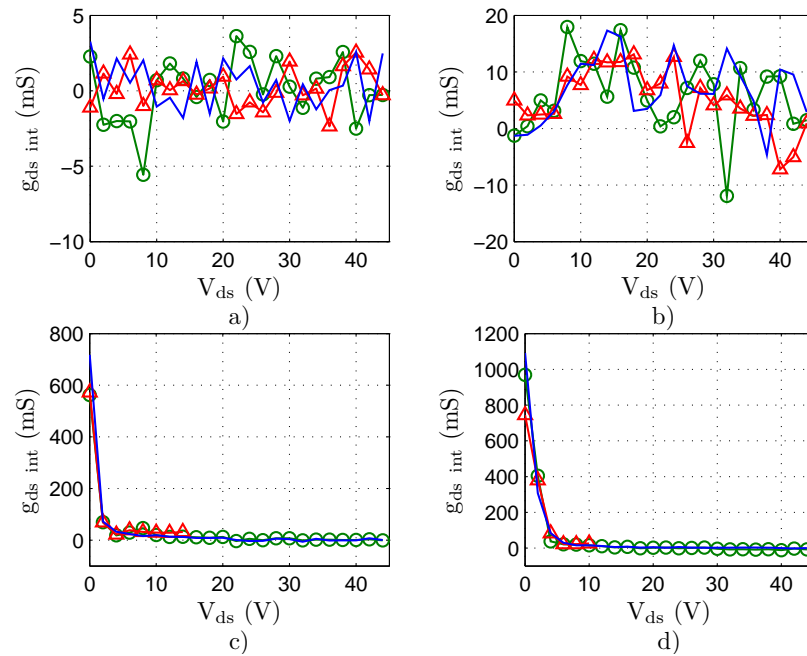
**Figura 58.** Transconductancia intrínseca, calculada con los datos de  $I$ - $V$  obtenidos a partir de mediciones pulsadas con  $10\ \mu\text{s}$  (—),  $100\ \mu\text{s}$  (—○—) y  $1000\ \mu\text{s}$  (—△—), para  $V_{dsNQ}$  constantes en: a)  $15\ \text{V}$ , b)  $25\ \text{V}$ , c)  $35\ \text{V}$  y d)  $45\ \text{V}$

La Tabla 10 muestra las medias de las diferencias observadas en la transconductancia  $g_{m_{int}}$ , tomando como referencia los valores calculados con el pulso de  $10\ \mu\text{s}$ .

**Tabla 10.** Valores medios de la diferencia existente entre los valores de  $g_{m_{int}}$  obtenidos con diferentes duraciones de pulso

$V_{dsNQ}$ (V)	15	25	35	45
$E_{100\mu\text{s}}$ (mS)	75.90	67.21	53.41	69.04
$E_{1\text{ms}}$ (mS)	46.56	36.58	14.81	15.68

La Figura 59 muestra la conductancia de salida  $g_{ds\ int}$  determinada a partir de los datos  $I$ - $V$  obtenidos mediante las caracterizaciones realizadas con diferentes duraciones de pulso para distintos valores de voltaje de compuerta.



**Figura 59.** Conductancia de salida intrínseca calculada con datos de  $I$ - $V$  obtenidos a partir de mediciones pulsadas con  $10\ \mu\text{s}$  (—),  $100\ \mu\text{s}$  (—○—) y  $1000\ \mu\text{s}$  (—△—), para  $V_{gsNQ}$  constantes en: a)  $-3\ \text{V}$ , b)  $-2\ \text{V}$ , c)  $-1\ \text{V}$  y d)  $0\ \text{V}$

En la Tabla 11 se muestran los valores medios calculados de las diferencias que se encontraron entre los valores de la  $g_{ds\ int}$  obtenidos con  $10\ \mu\text{s}$  y  $100\ \mu\text{s}$ , y  $10\ \mu\text{s}$  y  $1\ \text{ms}$ . Se puede observar que las mayores diferencias corresponden a las curvas obtenidas con  $V_{gsNQ}$  altos, esto se debe en parte a que el número de datos considerados en la determinación de la media es pequeño.

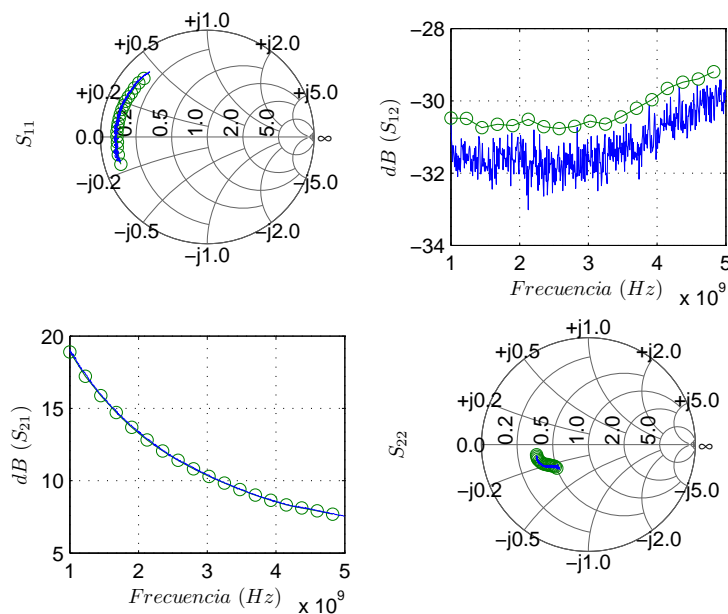
**Tabla 11.** Valores medios de la diferencia existente entre los valores de  $g_{ds\ int}$  obtenidos con diferentes duraciones de pulso

$V_{gsNQ}$ (V)	-3	-2	-1	0
$E_{100\mu\text{s}}$ (mS)	2.35	6.11	9.95	12.12
$E_{1\text{ms}}$ (mS)	1.67	4.86	18.7	44.90

La medición de parámetros  $S$  en conjunto con las curvas  $I$ - $V$  proporcionan los datos necesarios para realizar el cálculo de los elementos del modelo lineal del transistor para cada punto de polarización pulsada aplicada al transistor.

Se consideró importante observar el comportamiento de los parámetros S, al ser obtenidos con diferentes duraciones de pulso. A continuación se muestran las observaciones realizadas para tres puntos de alimentación pulsada diferentes, en primer lugar se muestran los parámetros de dispersión obtenidos en el punto de alimentación pulsada ( $V_{gsNQ} = 0\text{ V}$ ,  $V_{dsNQ} = 45\text{ V}$ ) con duraciones de pulso de  $10\text{ }\mu\text{s}$  y  $100\text{ }\mu\text{s}$  en la Figura 60.

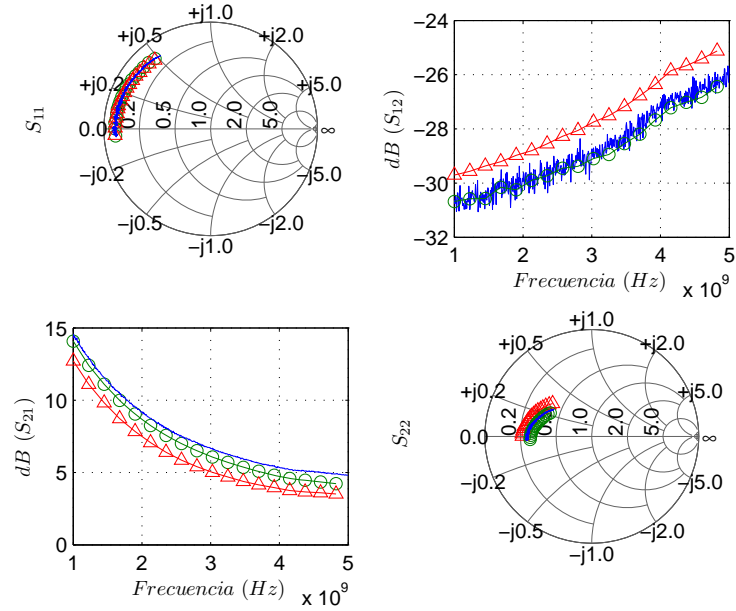
La Figura 61 muestra los parámetros S obtenidos para el punto de alimentación ( $V_{gsNQ} = -1\text{ V}$ ,  $V_{dsNQ} = 15\text{ V}$ ) con pulsos de duración de  $10\text{ }\mu\text{s}$ ,  $100\text{ }\mu\text{s}$  y  $1\text{ ms}$ .



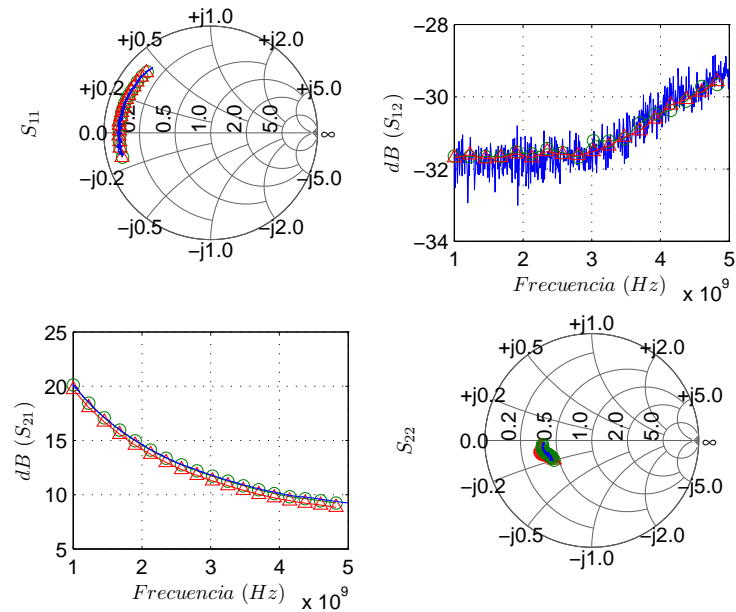
**Figura 60. Parámetros S obtenidos para el punto de alimentación pulsada ( $V_{gsNQ} = 0\text{ V}$ ,  $V_{dsNQ} = 45\text{ V}$ ) con duraciones de pulso de  $10\text{ }\mu\text{s}$  (—) y  $100\text{ }\mu\text{s}$  (—○—)**

En la Figura 62 se muestran los parámetros S que se obtuvieron al realizar las mediciones pulsadas en el punto de alimentación ( $V_{gsNQ} = -2\text{ V}$ ,  $V_{dsNQ} = 35\text{ V}$ ), con duraciones de pulso de  $10\text{ }\mu\text{s}$ ,  $100\text{ }\mu\text{s}$  y  $1\text{ ms}$ .





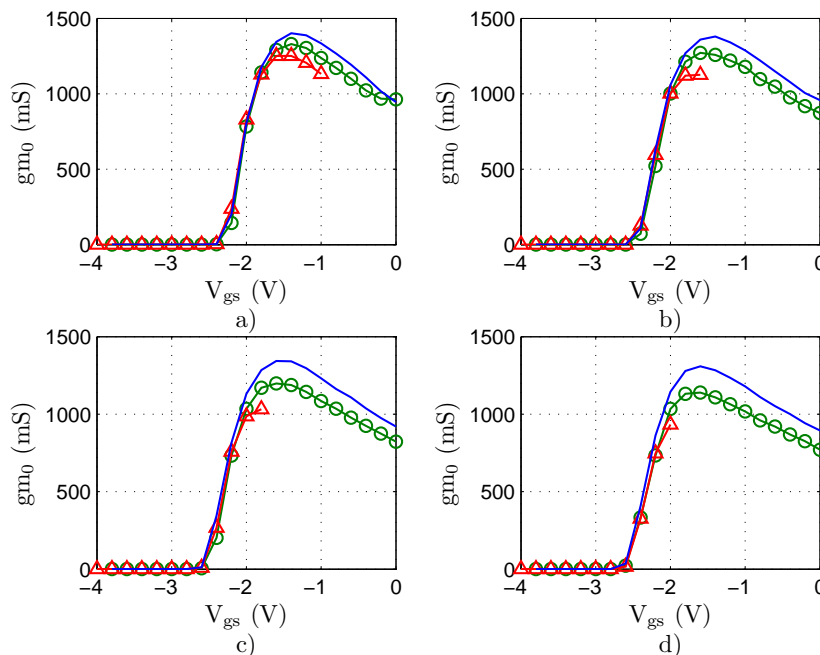
**Figura 61.** Parámetros  $S$  obtenidos para el punto de alimentación pulsada ( $V_{gsNQ} = -1$  V,  $V_{dsNQ} = 15$  V) con duraciones de pulso de  $10 \mu\text{s}$  (—),  $100 \mu\text{s}$  (—○—) y  $1$  ms (—△—)



**Figura 62.** Parámetros  $S$  obtenidos para el punto de alimentación pulsada ( $V_{gsNQ} = -2$  V,  $V_{dsNQ} = 35$  V) con duraciones de pulso de  $10 \mu\text{s}$  (—),  $100 \mu\text{s}$  (—○—) y  $1$  ms (—△—)

El conjunto de parámetros  $S$ , obtenido en cada punto alimentación caracterizado se analizó para determinar el modelo lineal de cada polarización. A continuación se muestran los valores de los elementos de conductancias y capacitancias intrínsecas encontrados con el análisis.

En la Figura 63 se muestran los valores de transconductancia intrínseca, calculada a partir de mediciones de parámetros  $S$ , obtenidas con diferentes longitudes de pulso y en diferentes valores constantes de  $V_{dsNQ}$ . En ella puede observarse la fuerte dependencia que tiene este elemento del modelo lineal con la longitud de pulso utilizada, puede observarse que los mayores valores de  $gm_0$  se obtuvieron con los pulsos de menor duración. Con el pulso de 1 ms y 50 % de ciclo de trabajo, el valor de la transconductancia encontrado fue notablemente menor que los valores encontrados menores duraciones de pulso.



**Figura 63.** Transconductancia intrínseca, calculada con parámetros  $S$  obtenidos a partir de mediciones pulsadas con 10  $\mu$ s (—), 100  $\mu$ s (—○—) y 1000  $\mu$ s (—△—), para  $V_{dsNQ}$  constantes en: a) 15 V, b) 25 V, c) 35 V y d) 45 V

Una manera de cuantificar la diferencia encontrada entre los valores de  $gm_0$  obtenidos con diferentes duraciones de pulso de alimentación aplicados, fue calcular la media aritmética de

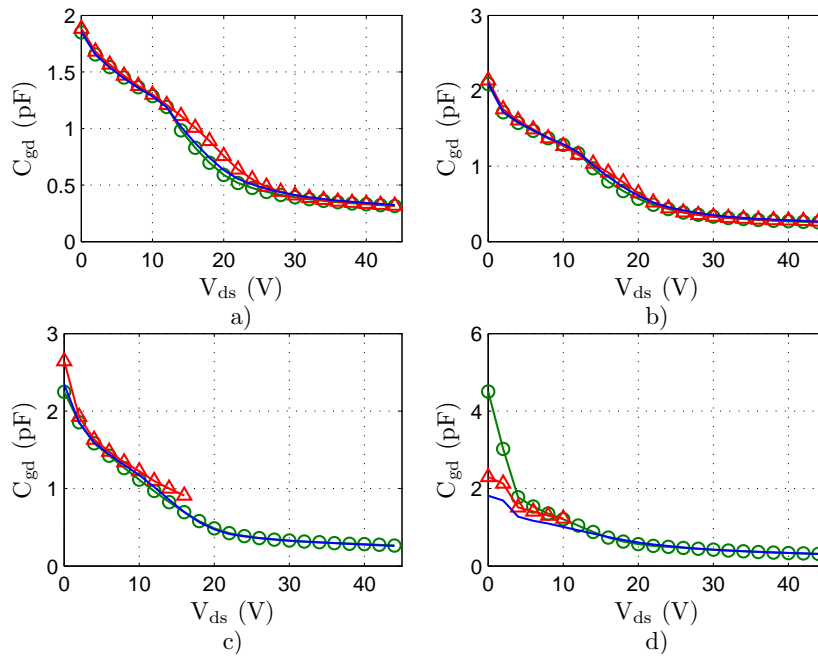
las diferencias absolutas observadas en las diferentes gráficas de la Figura 63. Los valores medios observados se muestran en la Tabla 12. En ella se muestra el valor medio de la diferencia de  $g_{m0}$  entre caracterizaciones con  $10 \mu\text{s}$  y  $100 \mu\text{s}$  como  $E_{100\mu\text{s}}$ , mientras que la diferencia encontrada entre las mediciones tomadas con  $10 \mu\text{s}$  y  $1 \text{ms}$  se distingue como  $E_{1\text{ms}}$ .

**Tabla 12. Media aritmética de la diferencia absoluta existente entre los valores de  $g_{m0}$  obtenida con diferentes duraciones de pulso**

$V_{ds_{NQ}} (V)$	15	25	35	45
$E_{100\mu\text{s}} (\text{mS})$	38.15	60.16	80.42	90.33
$E_{1\text{ms}} (\text{mS})$	49.01	41.38	48.75	42.78

En la Figura 64 se muestra la capacitancia intrínseca de compuerta-drenador obtenida con mediciones pulsadas en diferentes duraciones de pulso. La representación se muestra con  $V_{gs_{NQ}}$  constante para una mejor visualización. Se puede observar que este elemento del modelo lineal es poco susceptible a los cambios en la duración del pulso, sobre todo cuando el voltaje de compuerta se encuentra cercano al *pinch-off*.

La Tabla 13 muestra los valores medios de las diferencias observadas entre valores de  $C_{gd}$  obtenidos con diferentes caracterizaciones.

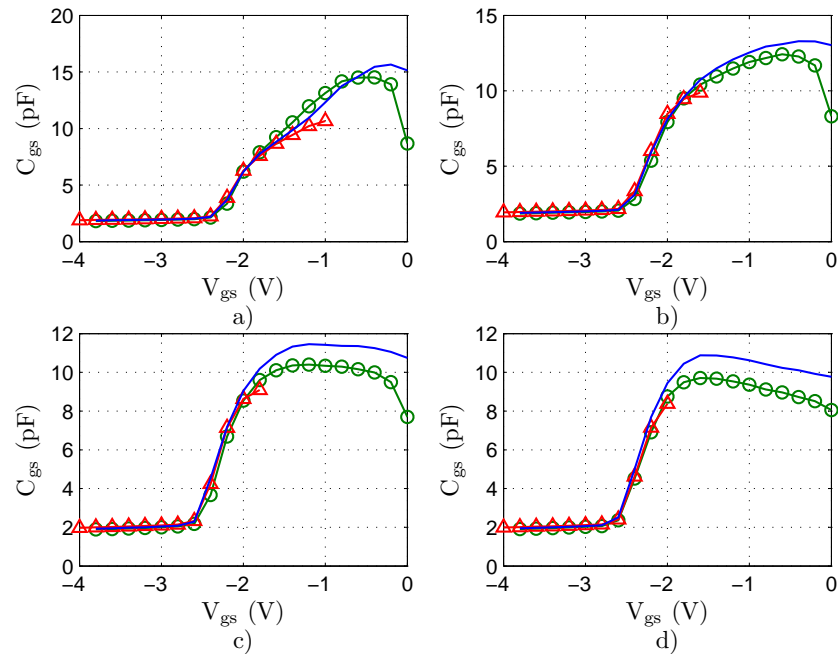


**Figura 64.** Capacitancia intrínseca  $C_{gd}$  calculada con parámetros  $S$  obtenidos a partir de mediciones pulsadas con  $10 \mu s$  (—),  $100 \mu s$  (—○—) y  $1000 \mu s$  (—△—), para  $V_{gsNQ}$  constantes en: a)  $-3 V$ , b)  $-2 V$ , c)  $-1 V$  y d)  $0 V$

**Tabla 13.** Media aritmética de la diferencia absoluta existente entre los valores de  $C_{gd}$  obtenida con diferentes duraciones de pulso

$V_{gs}$ (V)	-3	-2	-1	0
$E_{100\mu s}$ (fF)	16.45	20.55	17.99	2.66
$E_{1ms}$ (fF)	99.44	20.55	37.22	28.81

En la Figura 65 se muestra la capacitancia  $C_{gs}$ , en esta figura es posible apreciar que los valores de este elemento sufren un pequeño cambio al aumentar la duración del pulso de alimentación del transistor. El comportamiento con respecto a la longitud del pulso es similar al que presenta la transconductancia  $gm_0$ , se puede observar que la magnitud de  $C_{gs}$  disminuye al aumentar el ancho de pulso de la caracterización. La Tabla 14 muestra los valores medios de las diferencias observadas en la Figura 65.



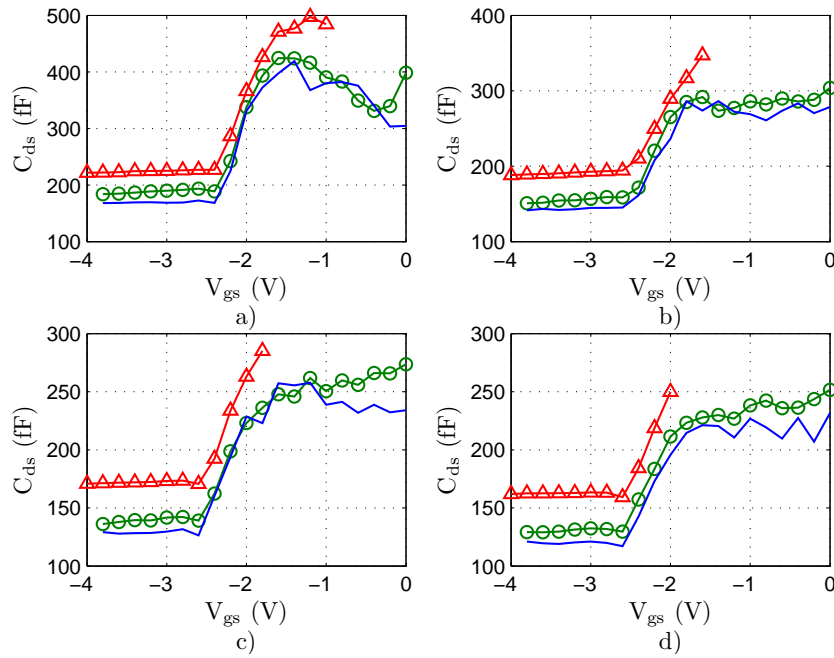
**Figura 65.** Capacitancia intrínseca  $C_{gs}$  calculada con parámetros  $S$  obtenidos a partir de mediciones pulsadas con  $10 \mu s$  (—),  $100 \mu s$  (—○—) y  $1000 \mu s$  (—△—), para  $V_{dsNQ}$  constantes en: a)  $15 V$ , b)  $25 V$ , c)  $35 V$  y d)  $45 V$

**Tabla 14.** Media aritmética de la diferencia absoluta existente entre los valores de  $C_{gs}$  obtenida con diferentes duraciones de pulso

$V_{ds}$ (V)	15	25	35	45
$E_{100\mu s}$ (pF)	0.670	0.610	0.743	0.761
$E_{1ms}$ (pF)	0.254	0.172	0.206	0.241

La capacitancia  $C_{ds}$  encontrada con diferentes mediciones pulsadas se muestra en la Figura 66, en la cual se puede notar que el comportamiento de la capacitancia de salida es directamente proporcional al aumento en la duración del pulso de alimentación.

La Tabla 15 muestra las medias aritméticas de las diferencias de los valores calculados a partir de datos obtenidos con diferentes duraciones de pulso.

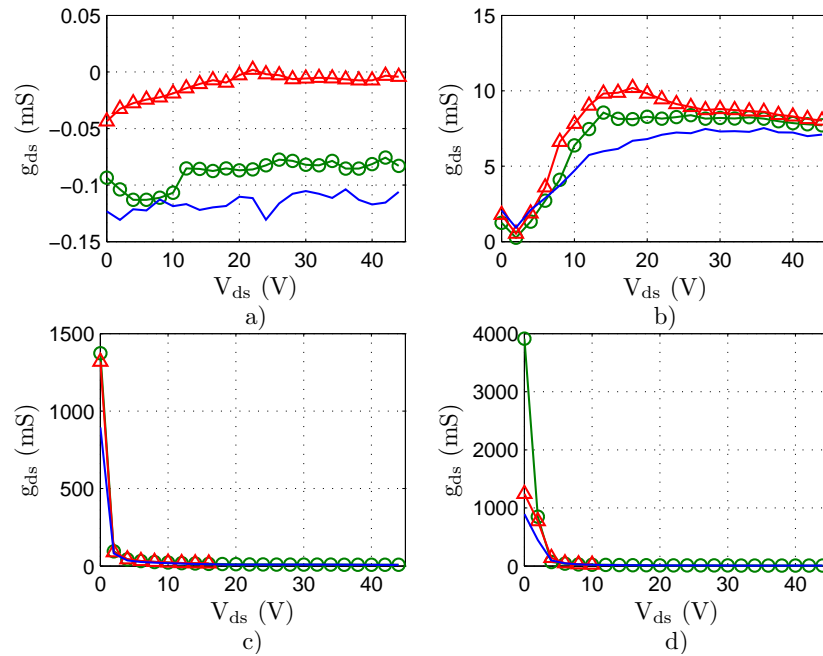


**Figura 66.** Capacitancia intrínseca  $C_{ds}$  calculada con parámetros  $S$  obtenidos a partir de mediciones pulsadas con  $10 \mu\text{s}$  (—),  $100 \mu\text{s}$  (—○—) y  $1000 \mu\text{s}$  (—△—), para  $V_{dsNQ}$  constantes en: a)  $15 \text{ V}$ , b)  $25 \text{ V}$ , c)  $35 \text{ V}$  y d)  $45 \text{ V}$

**Tabla 15.** Media aritmética de la diferencia absoluta existente entre los valores de  $C_{ds}$  obtenida con diferentes duraciones de pulso

$V_{ds} (V)$	15	25	35	45
$E_{100\mu\text{s}} (fF)$	22.78	13.45	13.86	14.15
$E_{1\text{ms}} (fF)$	64.09	48.73	42.87	43.97

Figura 67 se muestra la conductancia de salida intrínseca, puede observarse que la magnitud de  $g_{ds}$  no sufre diferencias notorias al cambiar la longitud de pulso. En los voltajes de compuerta cercanos al canal abierto ( $V_{gsNQ} = 0 \text{ V}$ ), las diferencias más apreciables se observan antes de los  $10 \text{ V}$  en  $V_{ds}$ , esto es, antes de que el transistor entre en la región de saturación de corriente. La Tabla 16 muestra los valores medios de las diferencias observadas entre los valores de  $g_{ds}$  obtenidos con diferentes caracterizaciones.



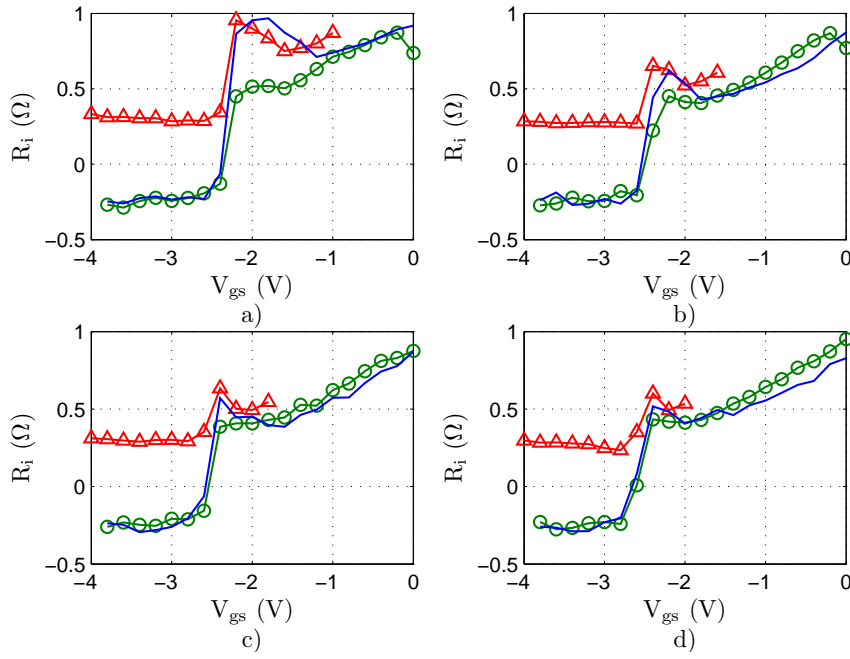
**Figura 67.** Conductancia de salida intrínseca  $g_{ds}$  calculada con parámetros  $S$  obtenidos a partir de mediciones pulsadas con  $10 \mu s$  (—),  $100 \mu s$  (—○—) y  $1000 \mu s$  (—△—), para  $V_{gsNQ}$  constantes en: a)  $-3 V$ , b)  $-2 V$ , c)  $-1 V$  y d)  $0 V$

**Tabla 16.** Media aritmética de la diferencia absoluta existente entre los valores de  $g_{ds}$  obtenida con diferentes duraciones de pulso

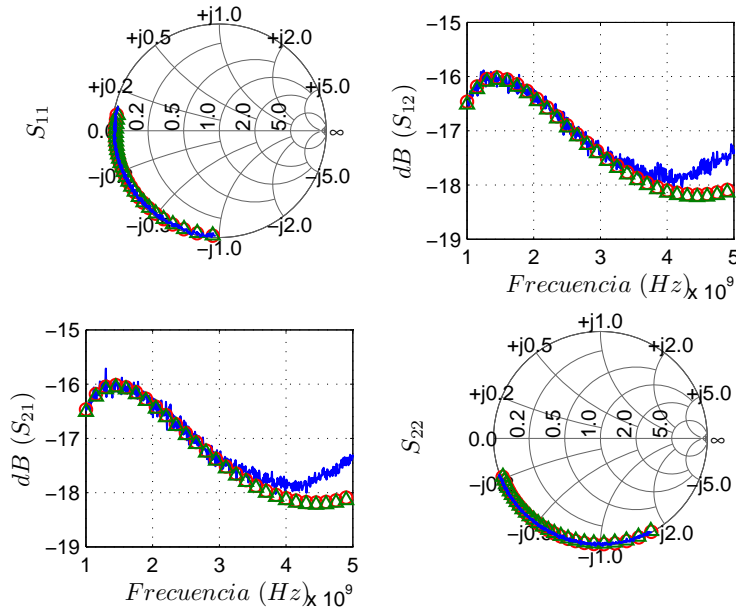
$V_{gsNQ}$ (V)	-3	-2	-1	0
$E_{100\mu s}$ (mS)	0.0283	1.01	12.52	92.97
$E_{1ms}$ (mS)	0.1059	1.81	32.55	109.39

La Figura 68 muestra la resistencia intrínseca  $R_i$ , para diferentes longitudes de pulso y voltajes de drenador, en ella se puede apreciar que la resistencia tiene valores no físicos para los casos de mediciones pulsadas con  $10 \mu s$  y  $100 \mu s$ , aunque en el caso de las mediciones con pulsos de  $1 ms$ , el valor de  $R_i$  se mantiene positivo.

Dado que el transistor se encuentra apagado en esta región ( $V_{gsNQ} < V_p$ ), el valor negativo de  $R_i$  puede despreciarse completamente, tal como se demuestra en la Figura 69 y en la Figura 70, en las cuales es posible observar que el modelo lineal no se ve afectado al ignorar el valor de la resistencia  $R_i$ . Para el caso en que el transistor se encuentra en conducción, el cálculo de la resistencia se ve afectado, pero en este caso se observa que es en pequeña medida.

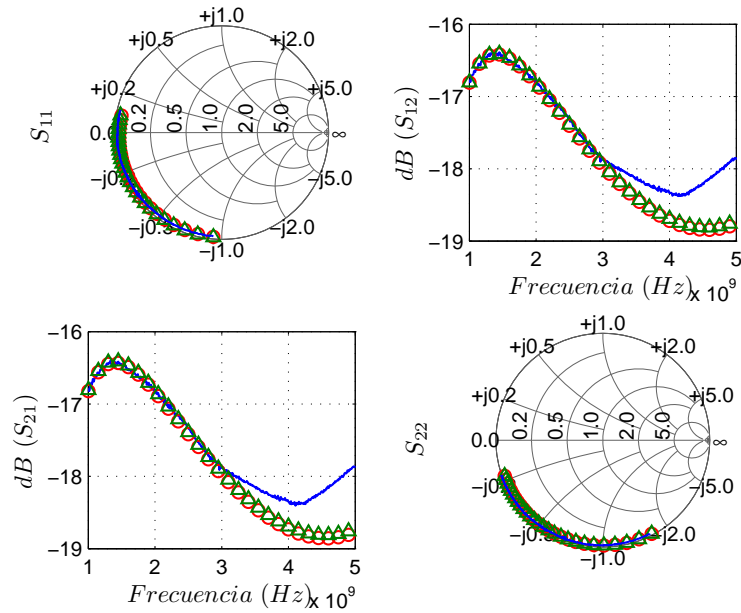


**Figura 68.** Resistencia intrínseca  $R_i$  calculada con parámetros  $S$  obtenidos a partir de mediciones pulsadas con 10  $\mu s$  (—), 100  $\mu s$  (—○—) y 1000  $\mu s$  (—△—), para  $V_{dsNQ}$  constantes en: a) 15 V, b) 25 V, c) 35 V y d) 45 V



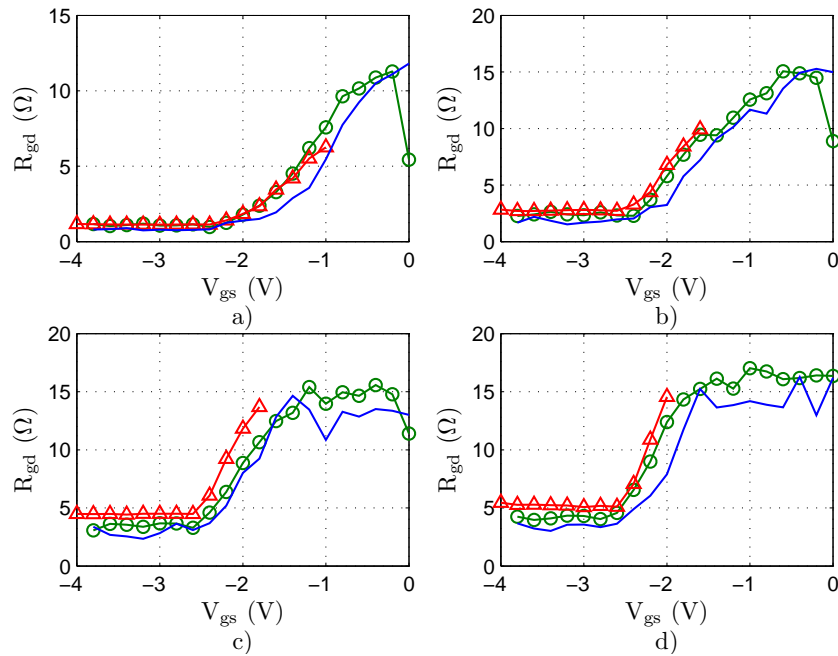
**Figura 69.** Parámetros  $S$  para la polarización pulsada ( $V_{gsNQ}, V_{dsNQ}$ ) = (-3 V, 35 V) y pulso de 10  $\mu s$ . Datos medidos (—), modelo lineal obtenido (○) y modelo lineal considerando  $R_i = 0 \Omega$  (△)





**Figura 70.** Parámetros  $S$  para la polarización pulsada ( $V_{gsN0}$ ,  $V_{dsN0}$ ) = (-3 V, 35 V) y pulso de 1 ms. Datos medidos (—), modelo lineal obtenido (○) y modelo lineal considerando  $R_i = 0 \Omega$  (△)

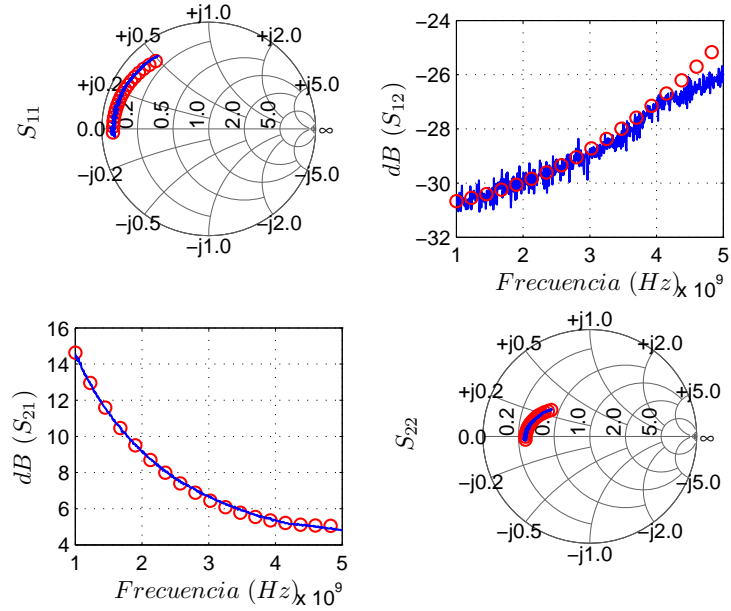
La resistencia  $R_{gd}$ , por otro lado, obtiene valores físicos en toda la región de funcionamiento, tal como puede observarse en la Figura 71 y puede apreciarse también que el hecho de cambiar la longitud de pulso no afecta en gran medida el cálculo de este elemento intrínseco.



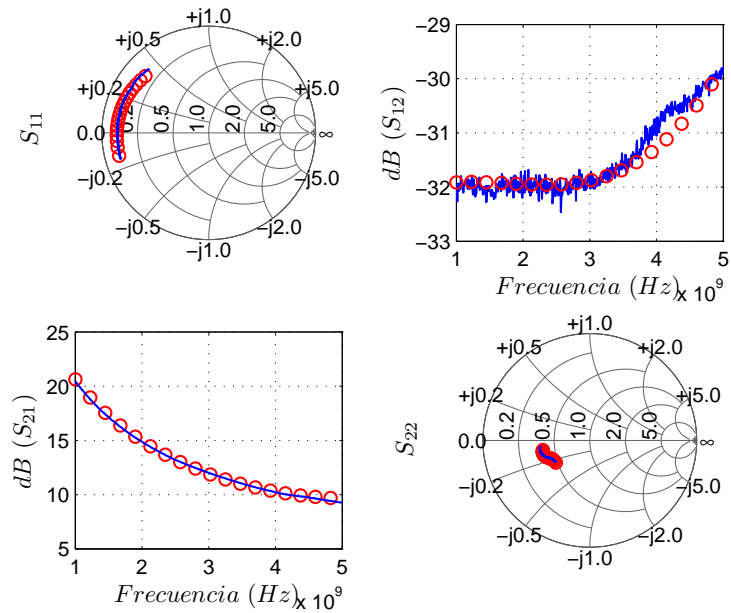
**Figura 71. Resistencia intrínseca  $R_{gd}$  calculada con parámetros  $S$  obtenidos a partir de mediciones pulsadas con  $10 \mu s$  (—),  $100 \mu s$  (—○—) y  $1000 \mu s$  (—△—), para  $V_{dsNQ}$  constantes en: a)  $15 V$ , b)  $25 V$ , c)  $35 V$  y d)  $45 V$**

Para realizar una validación de los modelos determinados, se muestran una serie de comparaciones entre mediciones de parámetros  $S$  y simulaciones del modelo lineal, para ciertas muestras de puntos de polarización.

En primer lugar se tiene la comparación entre medición y modelo lineal, para el pulso de  $10 \mu s$ , el punto de polarización pulsado ( $V_{gsNQ} = -1 V, V_{dsNQ} = 15 V$ ), que se muestra en la Figura 72. La comparación entre medición y modelo de parámetros  $S$  para el pulso de  $100 \mu s$  se muestra en la Figura 73, y representan los parámetros medidos para la polarización pulsada en ( $V_{gsNQ} = -2 V, V_{dsNQ} = 40 V$ ).

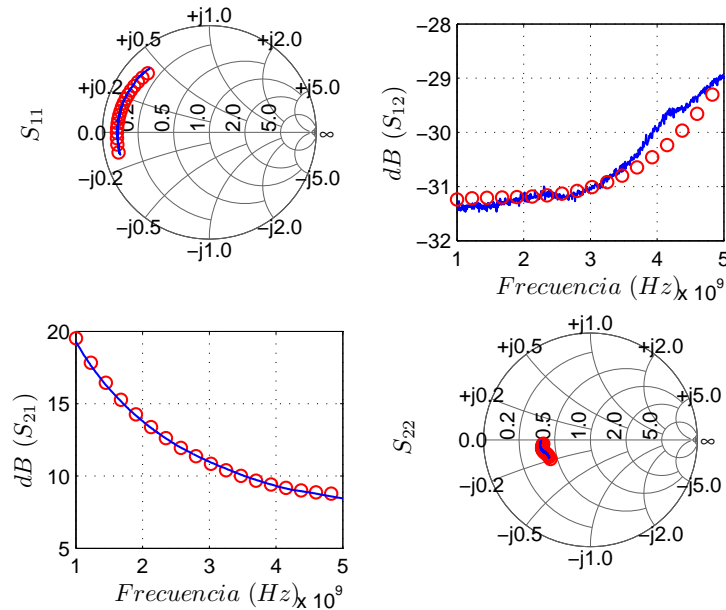


**Figura 72. Comparación entre medición de parámetros  $S$  (—) y simulación del modelo lineal (○) para la alimentación pulsada ( $V_{gsNQ} = -1 V$ ,  $V_{dsNQ} = 15 V$ )**



**Figura 73. Comparación entre medición de parámetros  $S$  (—) y simulación del modelo lineal (○) para el punto de polarización pulsada ( $V_{gsNQ} = -2 V$ ,  $V_{dsNQ} = 40 V$ )**

Por último, en la Figura 74 se muestran los parámetros S medidos y simulados para el punto de polarización pulsada de ( $V_{gsNQ} = -2 V, V_{dsNQ} = 30 V$ ), y duración de pulso de 1 ms, de esta manera se pueden validar los valores de los elementos intrínsecos del modelo lineal obtenidos para el transistor CGH35015F.



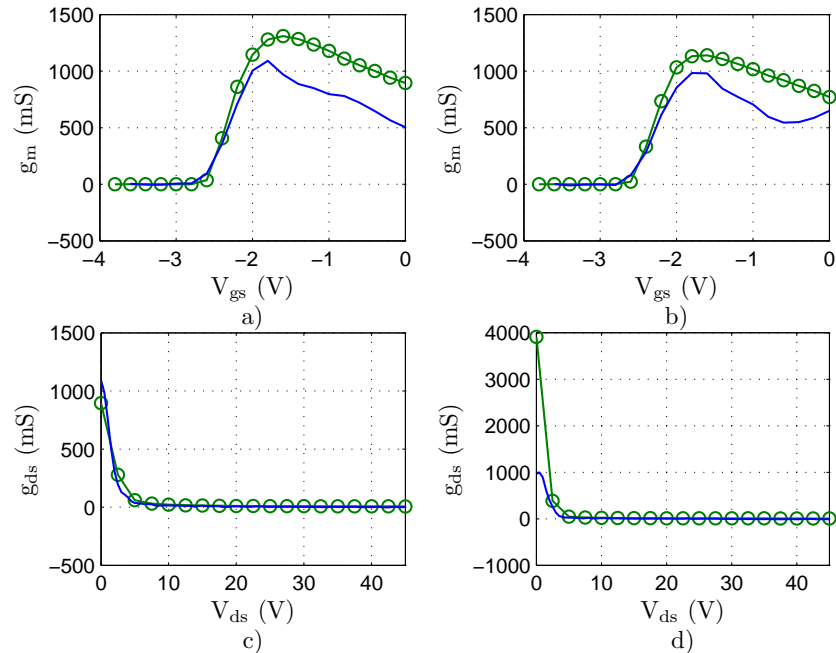
**Figura 74. Comparación entre medición de parámetros S (—) y simulación del modelo lineal (○) correspondientes al punto de alimentación pulsada ( $V_{gsNQ} = -2 V, V_{dsNQ} = 30 V$ )**

Se realizó una comparación entre los valores obtenidos de las conductancias con los dos métodos utilizados, a partir de parámetros S y curvas I-V para observar el comportamiento presentado por el transistor durante las caracterizaciones con  $10 \mu s$  y  $100 \mu s$ . La Figura 75 muestra  $g_m$  y  $g_{ds}$  obtenidas mediante ambos métodos y con diferentes condiciones de alimentación.

Puede observarse que existe una diferencia notoria entre los datos obtenidos a partir de las curvas I-V con respecto a los datos obtenidos a partir de parámetros S. Esta diferencia en los valores se atribuye al efecto de las trampas de electrones presente en la caracterización pulsada.

Se ha mencionado que las duraciones de pulso deben ser pequeñas a fin de que sea posible evitar el efecto de atrapamiento. Se menciona que la duración máxima recomendada para

una buena caracterización de curvas I-V está en el orden de los 500 ns. Durante la caracterización se utilizaron pulsos con duración mínima de 10  $\mu\text{s}$ , muy por encima del valor recomendado.



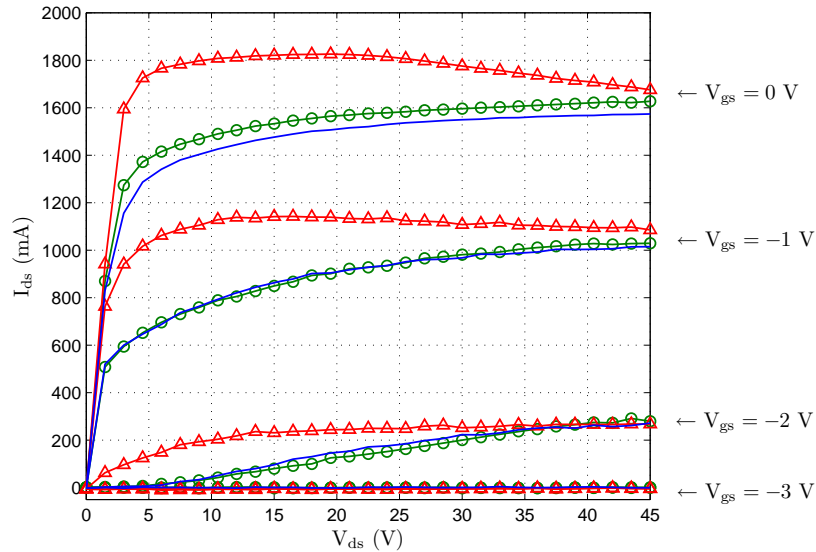
**Figura 75.** Conductancias intrínsecas calculadas a partir de curvas I-V (—) y parámetros S (—○—). a)  $g_m$  para 10  $\mu\text{s}$  y  $V_{dsNQ} = 45$  V; b)  $g_m$  para 100  $\mu\text{s}$  y  $V_{dsNQ} = 45$  V; c)  $g_{ds}$  para 10  $\mu\text{s}$  y  $V_{gsNQ} = 0$  V; d)  $g_{ds}$  para 100  $\mu\text{s}$  y  $V_{gsNQ} = 0$  V

De esta manera se justifica la diferencia observada entre los métodos de extracción de las conductancias intrínsecas del transistor.

### 5.2.3.2 Caracterización del transistor con duración de pulso fija

Analizando la caracterización realizada para una duración de pulso constante, al cambiar el punto de reposo del transistor, la Figura 76 muestra las curvas I-V obtenidas a partir de mediciones con longitud de pulso de 10  $\mu\text{s}$ . Puede observarse que con el punto de reposo de ( $V_{gsQ} = -1.5$  V,  $V_{dsQ} = 6.5$  V), la corriente de drenador alcanza magnitudes visiblemente mayores en bajos voltajes de drenador en comparación con el resto de los puntos de reposo utilizados, esto muestra la fuerte dependencia que tiene la respuesta del transistor al estado

inicial del mismo, es por ello que un transistor debe caracterizarse y modelarse aplicando el punto de reposo idéntico o lo más cercano posible a la polarización de reposo en la cual trabajará en una aplicación real.



**Figura 76.** Curvas I-V, obtenidas con el pulso de  $10 \mu\text{s}$ , y con puntos de reposo  $(V_{gsQ}, V_{dsQ}) = (-1.5 \text{ V}, 6.5 \text{ V})$  ( $-\triangle-$ ),  $(V_{gsQ}, V_{dsQ}) = (-2.2 \text{ V}, 40 \text{ V})$  ( $-\circ-$ ) y  $(V_{gsQ}, V_{dsQ}) = (-3 \text{ V}, 40 \text{ V})$  ( $-\text{—}$ )

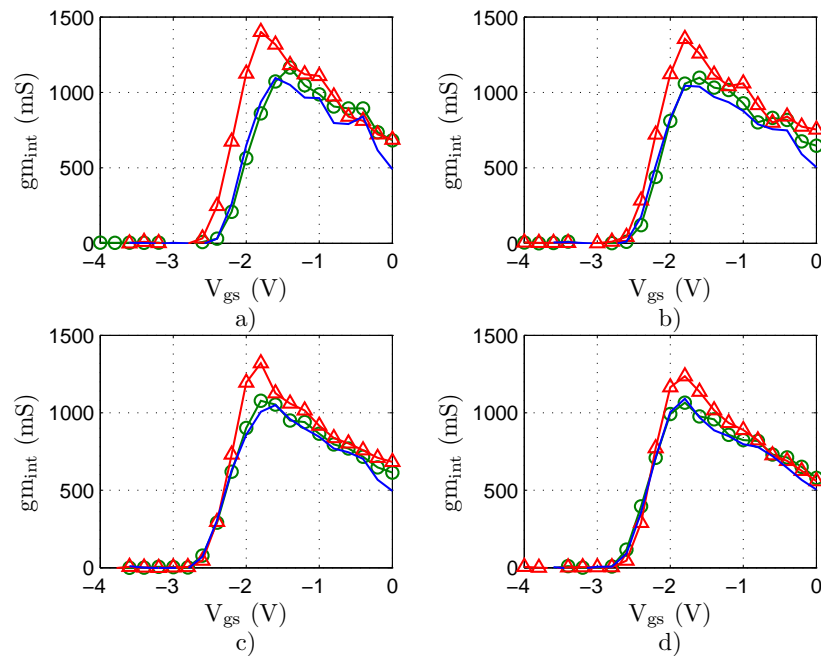
En la Tabla 17 se muestran los puntos de reposo utilizados en esta caracterización, así como las corrientes de drenador y potencias instantáneas de disipación observadas en tales puntos de reposo.

**Tabla 17.** Puntos de reposo utilizados en la caracterización con la respectiva corriente y potencia de drenador producida por cada polarización

Punto de reposo $(V_{gsQ}, V_{dsQ})$ (V)	$I_{ds}$ (mA)	$P_{dis}$ (W)
$(-1.5 \text{ V}, 6.5 \text{ V})$	378.46	2.51
$(-2.2 \text{ V}, 40 \text{ V})$	46.22	1.85
$(-3 \text{ V}, 40 \text{ V})$	0	0

La Figura 77 muestra la transconductancia intrínseca encontrada a partir de la información I-V. En esta representación puede observarse que con la caracterización realizada con el punto

de reposo ( $V_{gsQ} = -1.5 V, V_{dsQ} = 6.5 V$ ) se obtuvieron valores mayores de  $g_{mint}$  en comparación con el resto de mediciones realizadas con diferentes puntos de reposo.



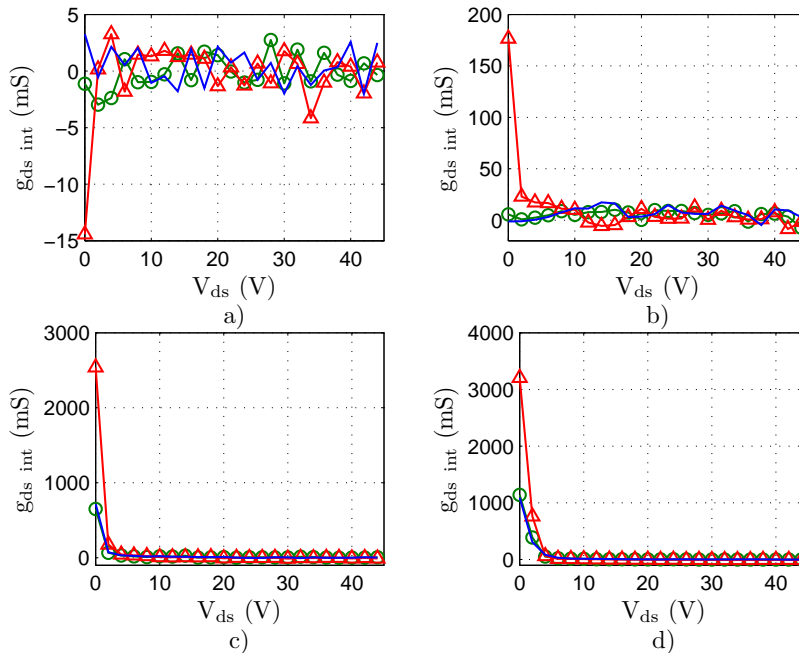
**Figura 77.** Curvas de  $g_{mint}$  calculadas a partir de los datos I-V, obtenidos con caracterización desde los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = -3 V, V_{dsQ} = 40 V$ ) (—), ( $V_{gsQ} = -2.2 V, V_{dsQ} = 40 V$ ) (—○—) y ( $V_{gsQ} = -1.5 V, V_{dsQ} = 6.5 V$ ) (—△—), para los voltajes pulsados de drenador: a) 15 V, b) 25 V, c) 35 V y d) 45 V

En la Tabla 18 se muestran las medias aritméticas calculadas para las diferencias existentes entre  $g_{mint}$  obtenida con diferentes puntos de reposo.  $E_{p2}$  muestra la media de las diferencias entre  $g_{mint}$  calculada con mediciones desde los puntos de reposo ( $V_{gsQ} = -3 V, V_{dsQ} = 40 V$ ) y ( $V_{gsQ} = -2.2 V, V_{dsQ} = 40 V$ ), así como  $E_{p3}$  muestra la media de las diferencias entre los puntos de reposo ( $V_{gsQ} = -3 V, V_{dsQ} = 40 V$ ) y ( $V_{gsQ} = -1.5 V, V_{dsQ} = 6.5 V$ ).

**Tabla 18.** Valores medios de las diferencias observadas en  $g_{mint}$

$V_{dsNQ}$ (V)	15	25	35	45
$E_{p2}$ (mS)	56.67	43.45	26.98	27.53
$E_{p3}$ (mS)	149.91	122.99	88.52	62.31

La Figura 78 muestra los valores de  $g_{d \text{ int}}$  calculados a partir de los datos I-V obtenidos con diferentes puntos de reposo. La Tabla 19 muestra los valores medios de las diferencias observadas entre los conjuntos de  $g_{d \text{ int}}$  obtenidos con diferentes puntos de reposo.



**Figura 78.** Curvas de  $g_{d \text{ int}}$  calculadas a partir de los datos I-V, obtenidos con caracterización desde los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = -3 \text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 40 \text{ V}$ ) (—), ( $V_{gsQ} = -2.2 \text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 40 \text{ V}$ ) (—○—) y ( $V_{gsQ} = -1.5 \text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 6.5 \text{ V}$ ) (—△—), para los voltajes pulsados de compuerta: a)  $-3 \text{ V}$ , b)  $-2 \text{ V}$ , c)  $-1 \text{ V}$  y d)  $0 \text{ V}$

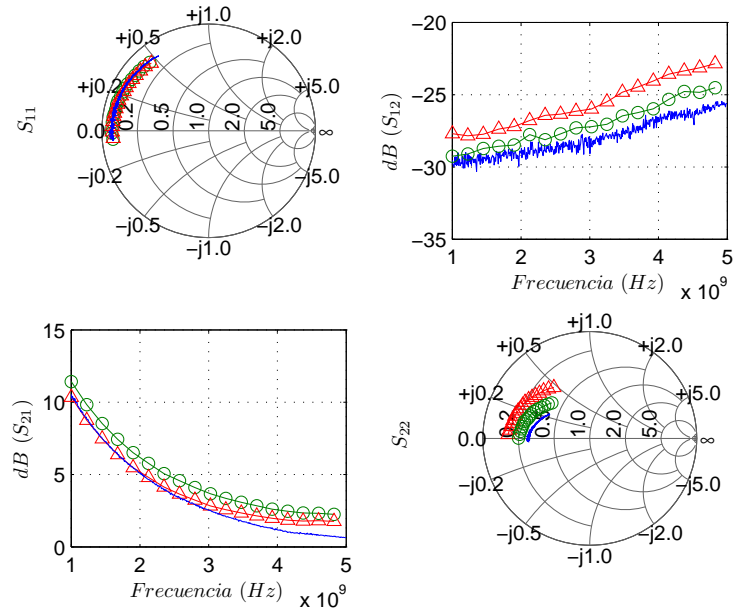
**Tabla 19.** Valores medios de las diferencias observadas en  $g_{d \text{ int}}$

$V_{gsNQ} \text{ (V)}$	-3	-2	-1	0
$E_{P2} \text{ (mS)}$	2.12	4.80	7.02	7.93
$E_{P3} \text{ (mS)}$	2.00	11.71	47.05	60.79

La condición inicial del transistor también influye en la respuesta en frecuencia del dispositivo. La Figura 79 muestra los parámetros S obtenidos a partir de mediciones pulsadas ( $10 \mu\text{s}$ ), con diferentes puntos de reposo. Puede observarse claramente la afeción que provoca el punto de reposo en la caracterización de los dispositivos. Este



comportamiento afecta claramente los modelos lineales obtenidos a partir de cada caracterización, tal como se muestra en las figuras siguientes.

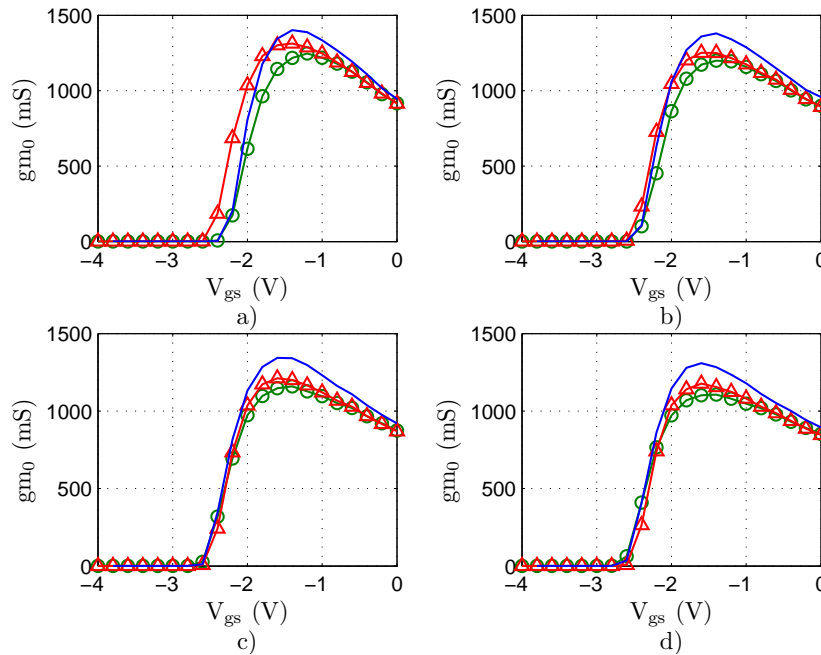


**Figura 79. Parámetros  $S$  obtenidos con las tres caracterizaciones realizadas, con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = -3\text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 40\text{ V}$ ) (—), ( $V_{gsQ} = -2.2\text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 40\text{ V}$ ) (—○—) y ( $V_{gsQ} = -1.5\text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 6.5\text{ V}$ ) (—△—), para el punto de alimentación pulsada ( $0\text{ V}$ ,  $10\text{ V}$ )**

La Figura 80 muestra la transconductancia intrínseca obtenida con tres diferentes puntos de reposo del transistor, en estas gráficas se puede observar que de manera general, con el estado inicial de ( $V_{gsQ} = -3\text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 40\text{ V}$ ), los valores de transconductancia son mayores a los obtenidos con el resto de puntos de reposo utilizados en la caracterización. Este comportamiento puede relacionarse directamente al punto de reposo utilizado, siendo que estos puntos de reposo provocan que el transistor disipe de manera constante una potencia, con lo cual, la temperatura del dispositivo se eleva.

Se ha mencionado con anterioridad que la temperatura de operación del transistor afecta directamente la característica de movilidad electrónica del material semiconductor, por lo tanto afectando la ganancia del transistor.

La Tabla 20 muestra los valores medios de las diferencias de  $g_{m0}$ , al comparar los resultados obtenidos con caracterizaciones utilizando diferentes puntos de reposo.



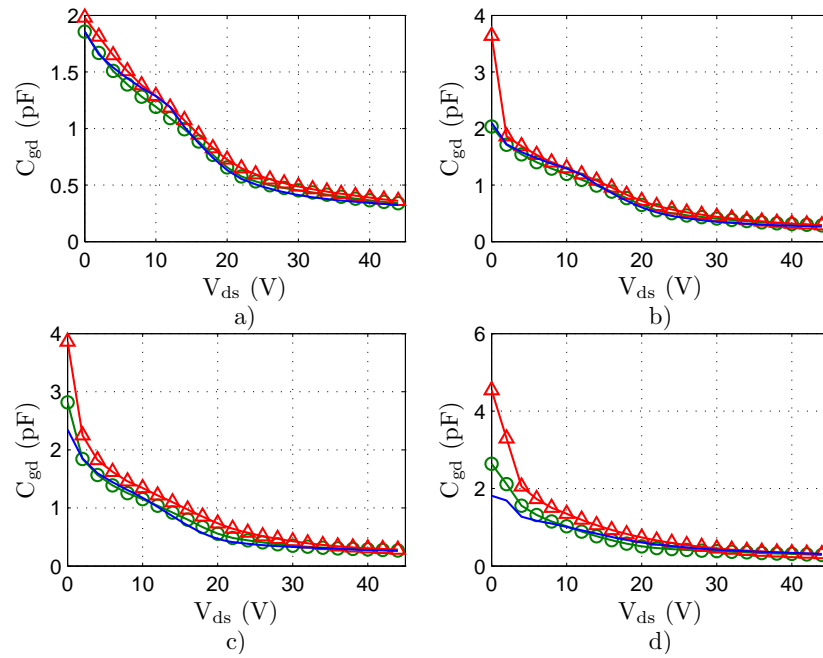
**Figura 80.** Transconductancia intrínseca  $g_{m0}$  calculada con parámetros  $S$  obtenidos a partir de mediciones pulsadas con ( $V_{gsQ} = -3$  V,  $V_{dsQ} = 40$  V) (—), ( $V_{gsQ} = -2.2$  V,  $V_{dsQ} = 40$  V) (—○—) y ( $V_{gsQ} = -1.5$  V,  $V_{dsQ} = 6.5$  V) (—△—), para  $V_{dsNQ}$  constantes en: a) 15 V, b) 25 V, c) 35 V y d) 45 V

**Tabla 20.** Valores medios de las diferencias observadas en  $g_{m0}$

$V_{dsNQ}$ (V)	15	25	35	45
$E_{P2}$ (mS)	67.85	80.45	77.92	75.39
$E_{P3}$ (mS)	77.02	57.94	63.29	66.39

En la Figura 81 se muestra la capacitancia  $C_{gd}$  para cada condición inicial. Puede observarse en las gráficas, que el valor de la capacitancia prácticamente no se ve afectada por el cambio del punto de reposo aplicado al transistor.

En la Tabla 21 se muestran los valores medios de las diferencias observadas para  $C_{gd}$ .



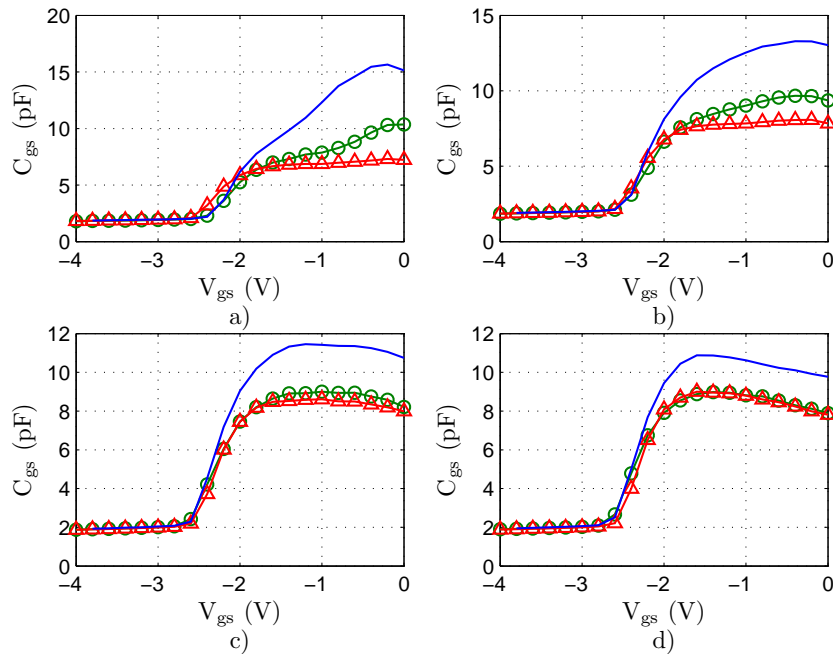
**Figura 81.** Capacitancia intrínseca  $C_{gd}$  calculada con parámetros  $S$  obtenidos a partir de mediciones pulsadas con ( $V_{gsQ} = -3$  V,  $V_{dsQ} = 40$  V) (—), ( $V_{gsQ} = -2.2$  V,  $V_{dsQ} = 40$  V) (—○—) y ( $V_{gsQ} = -1.5$  V,  $V_{dsQ} = 6.5$  V) (—△—), para  $V_{gsNQ}$  constantes en: a) -3 V, b) -2 V, c) -1 V y d) 0 V

**Tabla 21.** Valores medios de las diferencias observadas en  $C_{gd}$

$V_{gsNQ}$ (V)	-3	-2	-1	0
$E_{P2}$ (fF)	35.79	46.24	45.84	92.94
$E_{P3}$ (fF)	68.52	90.18	205.00	283.83

La Figura 82 muestra la capacitancia  $C_{gs}$ , en la cual se puede observar que al utilizar un punto de reposo que no produce disipación de potencia, el valor de la capacitancia es notoriamente mayor. Puede observarse que para bajos voltajes de drenador, también se presenta una pequeña diferencia entre los puntos de reposo que producen disipación de potencia, llegando a ser mayor el valor de la capacitancia con el punto de reposo ( $V_{gsQ} = -2.2$  V,  $V_{dsQ} = 40$  V).

En la Tabla 22 se muestran los Valores medios de las diferencias observadas en  $C_{gs}$ .

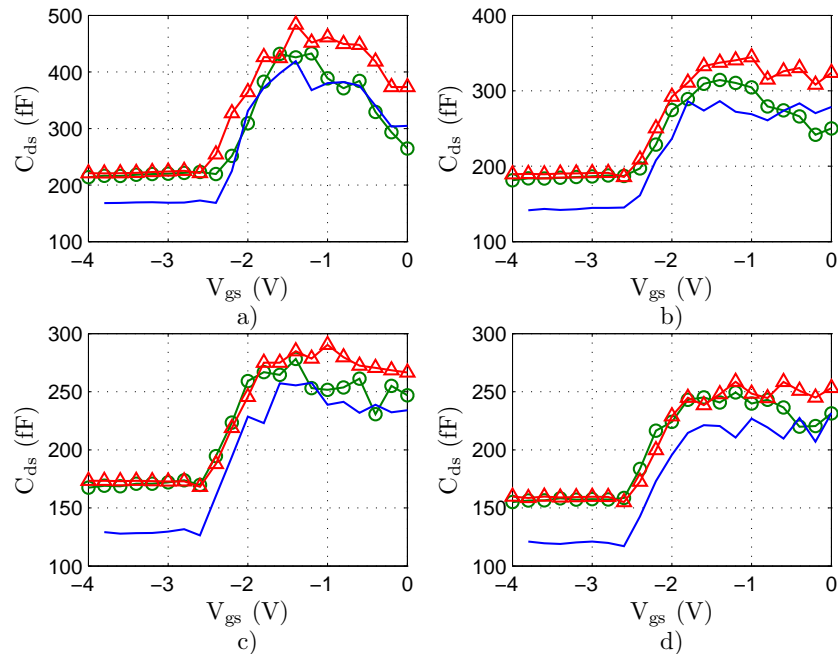


**Figura 82.** Capacitancia intrínseca  $C_{gs}$  calculada con parámetros  $S$  obtenidos a partir de mediciones pulsadas con ( $V_{gsQ} = -3$  V,  $V_{dsQ} = 40$  V) (—), ( $V_{gsQ} = -2.2$  V,  $V_{dsQ} = 40$  V) (—○—) y ( $V_{gsQ} = -1.5$  V,  $V_{dsQ} = 6.5$  V) (—△—), para  $V_{dsNQ}$  constantes en: a) 15 V, b) 25 V, c) 35 V y d) 45 V

**Tabla 22.** Valores medios de las diferencias observadas en  $C_{gs}$

$V_{dsNQ}$ (V)	15	25	35	45
$E_{p2}$ (fF)	2.10	1.76	1.36	1.06
$E_{p3}$ (fF)	2.87	2.29	1.55	1.13

La Figura 83 muestra la capacitancia  $C_{ds}$ , en esta figura es posible observar una notable diferencia en los valores de capacitancia obtenidos con las diferentes condiciones de polarización. Puede observarse que las gráficas tienen la tendencia a decrecer de forma general cuando la potencia de disipación en reposo presente en el transistor disminuye.

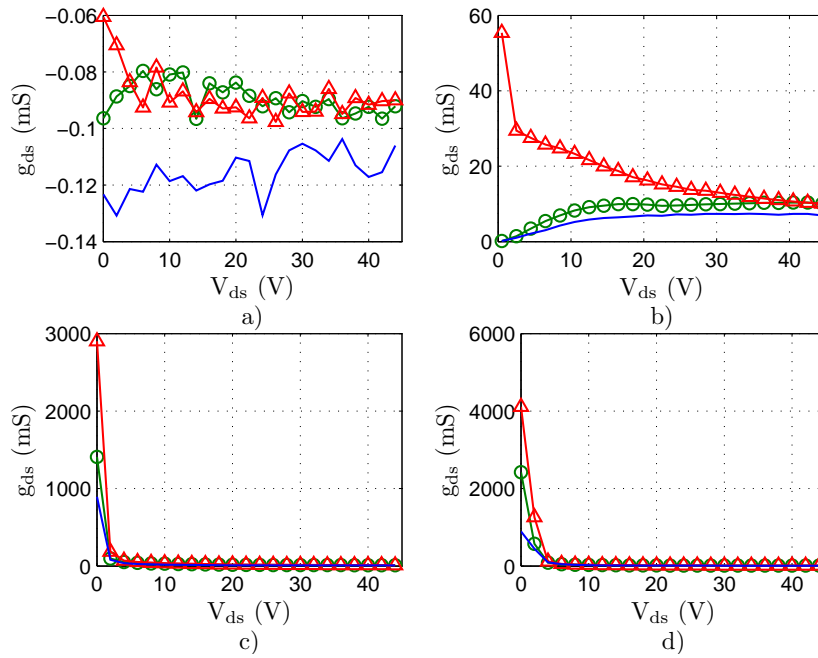


**Figura 83.** Capacitancia intrínseca  $C_{ds}$  calculada con parámetros  $S$  obtenidos a partir de mediciones pulsadas con ( $V_{gsQ} = -3$  V,  $V_{dsQ} = 40$  V) (—), ( $V_{gsQ} = -2.2$  V,  $V_{dsQ} = 40$  V) (—○—) y ( $V_{gsQ} = -1.5$  V,  $V_{dsQ} = 6.5$  V) (—△—), para  $V_{dsNQ}$  constantes en: a) 15 V, b) 25 V, c) 35 V y d) 45 V

**Tabla 23.** Valores medios de las diferencias observadas en  $C_{ds}$

$V_{dsNQ}$ (V)	15	25	35	45
$E_{p2}$ (fF)	32.67	31.13	28.21	28.63
$E_{p3}$ (fF)	63.02	49.19	36.25	33.20

La Figura 84 muestra la conductancia de salida del transistor, en esta figura es posible observar que el valor de  $g_{ds}$  es aparentemente muy diferente al cambiar el punto de reposo. Estas diferencias se observan en voltajes menores a 10 V en  $V_{ds}$ . Las diferencias existentes en la región de saturación son mínimas.



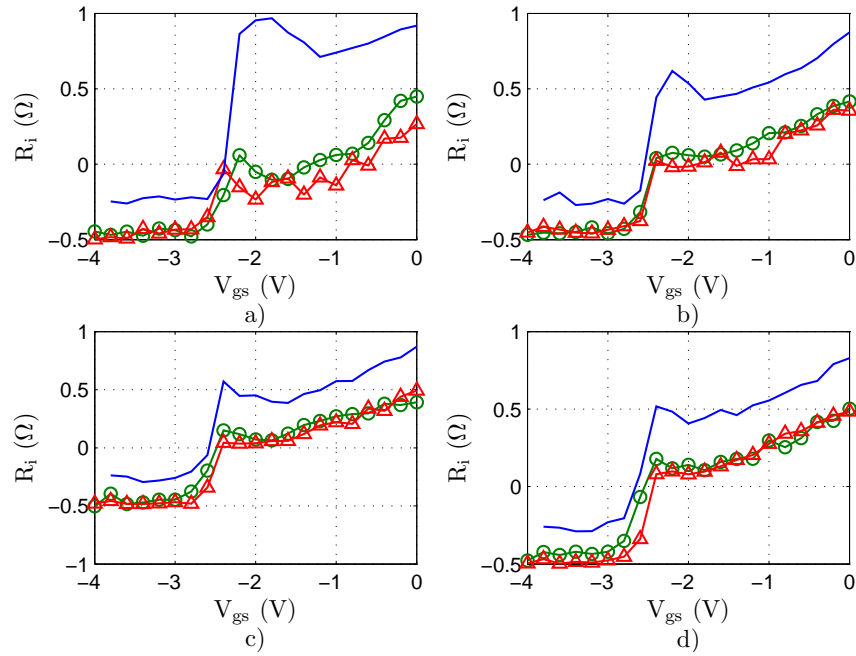
**Figura 84.** Conductancia de salida intrínseca  $g_{ds}$  calculada con parámetros  $S$  obtenidos a partir de mediciones pulsadas con ( $V_{gsQ} = -3$  V,  $V_{dsQ} = 40$  V) (—), ( $V_{gsQ} = -2.2$  V,  $V_{dsQ} = 40$  V) (—○—) y ( $V_{gsQ} = -1.5$  V,  $V_{dsQ} = 6.5$  V) (—△—), para  $V_{gsNQ}$  constantes en: a) -3 V, b) -2 V, c) -1 V y d) 0 V

**Tabla 24.** Valores medios de las diferencias observadas en  $g_{ds}$

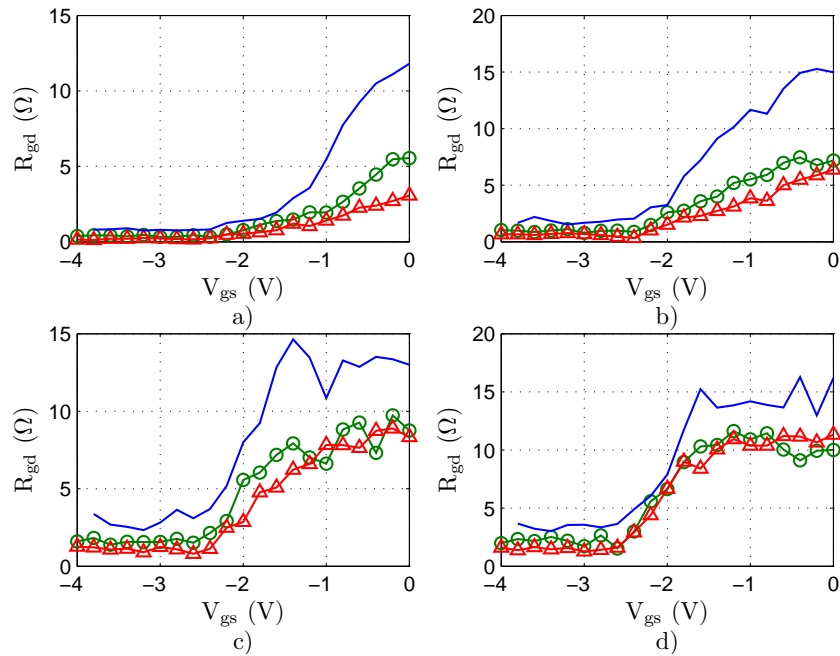
$V_{gsNQ}$ (V)	-3	-2	-1	0
$E_{p2}$ (mS)	0.0284	2.61	15.02	41.28
$E_{p3}$ (mS)	0.0292	16.41	72.58	127.29

Con las mediciones obtenidas al cambiar el punto de reposo del transistor se observó un comportamiento similar con el transistor cuando éste se encuentra apagado ( $V_{gsNQ} < V_p$ ), aunque se puede observar que en este caso, el punto de reposo sí afecta el comportamiento de la resistencia  $R_i$ , siendo que en la Figura 85 se observa que, cuando el punto de reposo produce una potencia de disipación en el transistor, el valor de  $R_i$  disminuye con respecto al punto de reposo en el cual no se observa corriente de drenador.

En el caso de  $R_{gd}$ , la Figura 86 muestra el comportamiento de esta resistencia con los cambios en el punto de reposo del transistor, observándose una disminución del valor al haber disipación de potencia en reposo.



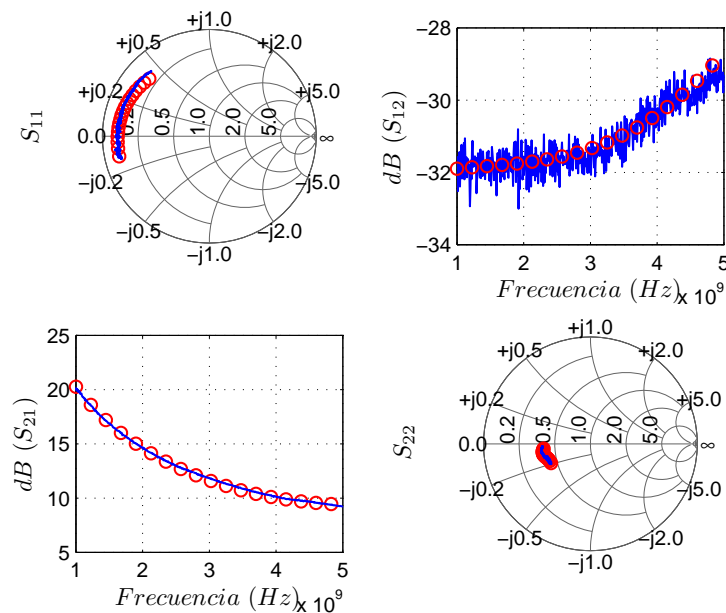
**Figura 85.** Resistencia intrínseca  $R_i$  calculada con parámetros  $S$  obtenidos a partir de mediciones pulsadas con ( $V_{gsQ} = -3$  V,  $V_{dsQ} = 40$  V) (—), ( $V_{gsQ} = -2.2$  V,  $V_{dsQ} = 40$  V) (—○—) y ( $V_{gsQ} = -1.5$  V,  $V_{dsQ} = 6.5$  V) (—△—), para  $V_{dsNQ}$  constantes en: a) 15 V, b) 25 V, c) 35 V y d) 45 V



**Figura 86.** Resistencia intrínseca  $R_{gd}$  calculada con parámetros  $S$  obtenidos a partir de mediciones pulsadas con ( $V_{gsQ} = -3$  V,  $V_{dsQ} = 40$  V) (—), ( $V_{gsQ} = -2.2$  V,  $V_{dsQ} = 40$  V) (—○—) y ( $V_{gsQ} = -1.5$  V,  $V_{dsQ} = 6.5$  V) (—△—), para  $V_{dsNQ}$  constantes en: a) 15 V, b) 25 V, c) 35 V y d) 45 V

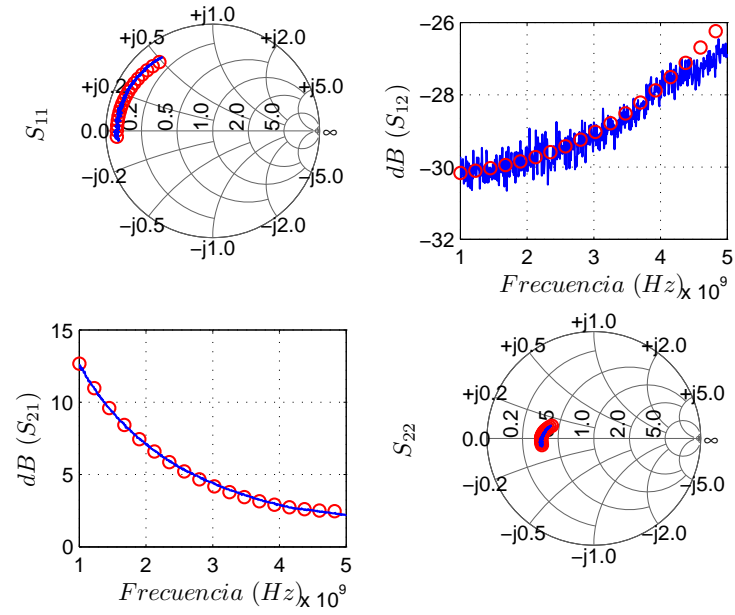
La validación de los modelos lineales obtenidos se muestra a continuación. En la Figura 87 se muestra una comparación entre parámetros S medidos y parámetros S simulados a partir del modelo lineal para el punto de polarización pulsada ( $V_{gsNQ} = -2 V, V_{dsNQ} = 35 V$ ) obtenido con la caracterización con punto de reposo ( $V_{gsQ} = -3 V, V_{dsQ} = 40 V$ ), en la cual se puede observar un gran acuerdo entre los conjuntos de datos.

La Figura 88 muestra los parámetros S medidos y simulados para el punto de polarización pulsada ( $V_{gsNQ} = 0 V, V_{dsNQ} = 15 V$ ), caracterizados desde el punto de reposo ( $V_{gsQ} = -1.5 V, V_{dsQ} = 6.5 V$ ). En este caso puede también observarse un buen acuerdo entre los dos conjuntos de datos. Validando así los modelo lineales anteriormente mostrados.



**Figura 87.** Comparación entre medición de parámetros S (—) y simulación del modelo lineal (○) en el punto de alimentación ( $V_{gsNQ} = -2 V, V_{dsNQ} = 35 V$ )





**Figura 88.** Comparación entre medición de parámetros  $S$  (—) y simulación del modelo lineal (○) con alimentación ( $V_{gsNQ} = 0$  V,  $V_{dsNQ} = 15$  V)

### 5.3 Caracterización del transistor CREE Inc. CRF24010F

El CRF24010F es un transistor MESFET de carburo de silicio (SiC). Este transistor tiene propiedades superiores, comparado con transistores de silicio o arseniuro de galio, incluyendo altos voltajes de ruptura, velocidades de deriva de electrones más grandes, así como mayor conductividad térmica. Los MESFETS de SiC ofrecen mayores eficiencias, densidades de potencia y anchos de banda en RF, comparados con transistores de Si y GaAs.

Este transistor ofrece hasta 15 dB de ganancia en pequeña señal, potencia de 10 W y opera hasta 2.7 GHz. Sus aplicaciones incluyen comunicaciones militares de banda ancha y comercial con TDMA, EDGE, CDMA y WCDMA.



*Figura 89. Imagen del transistor CRF24010F*

#### 5.3.1 Caracterización de las curvas I-V con el sistema DIVA

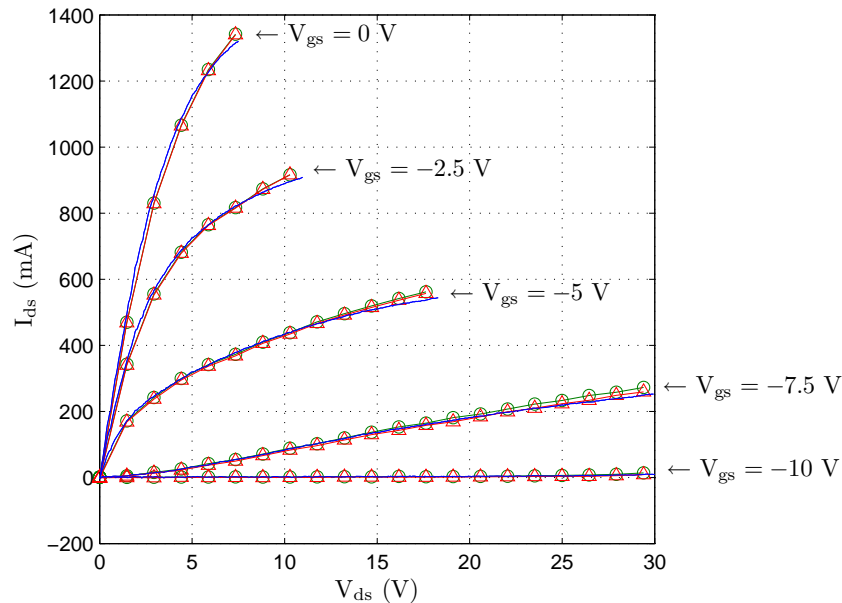
De manera similar al transistor anteriormente analizado, estas mediciones consistieron en caracterizar las curvas de corriente-voltaje del transistor en modo no pulsado y modo pulsado. El propósito de esta caracterización fue el observar las diferencias que se presentan en el comportamiento del transistor al realizar estos tipos de medición.

Las mediciones en modo no pulsado consistieron en la aplicación de voltajes de compuerta en el intervalo de -10 V a 0 V, con pasos de 0.5 V, y aplicación de voltajes de drenador en el intervalo de 0 V a 30 V.

Por otro lado, la caracterización en modo pulsado se realizó con mediciones partiendo desde dos puntos de reposo diferentes, siendo éstos  $(V_{gsQ}, V_{dsQ}) = (-5 V, 10 V)$  y  $(V_{gsQ}, V_{dsQ}) = (-10 V, 20 V)$ , aplicando la alimentación pulsada  $V_{gsNQ}$  en el intervalo de  $-10 V$  a  $0V$  con incrementos de  $0.5 V$  y la alimentación en el drenador  $(V_{dsNQ})$  en el intervalo de  $0 V$  a  $30 V$ , con duraciones de pulso de  $0.5 \mu s$ .

La Figura 90 muestra los resultados obtenidos a partir de esta caracterización. Es posible observar en las gráficas que no existe colapso de corriente aparente en la curva obtenida con mediciones no pulsadas, en relación con los datos obtenidos mediante mediciones pulsadas.

En la Figura 90 se puede observar que aparentemente no existe una dependencia significativa de la corriente de drenador a la condición de alimentación, ya sea esta pulsada o no pulsada, pero como se presenta más adelante en el texto, la dependencia es evidente y se observa en voltajes de drenador por encima de los límites aquí mostrados.



**Figura 90.** Curvas I-V obtenidas mediante la caracterización con el sistema DIVA. En la figura se muestran los datos obtenidos a partir de mediciones no pulsadas (—) y pulsadas con reposo en  $(V_{gsQ} = -5 V, V_{dsQ} = 10 V)$  (—○—) y  $(V_{gsQ} = -10 V, V_{dsQ} = 20 V)$  (—△—).

### 5.3.2 Caracterización de los elementos parásitos del modelo lineal con el sistema pulsado AU4750.

La caracterización de los elementos parásitos del transistor consistió en realizar mediciones en las configuraciones de Cold-FET, utilizando la metodología descrita para la caracterización de los transistores GaN. Aunque en este caso se trata de un transistor MESFET, los métodos descritos con anterioridad pueden ser aplicados con éxito para la determinación de los elementos parásitos del modelo del circuito equivalente.

Las mediciones realizadas se efectuaron de manera similar al proceso de caracterización de un transistor GaN. La única diferencia existente en el proceso radica en la utilización de voltajes de alimentación en compuerta más pequeños que los utilizados en el caso del GaN. Esto se debe a la naturaleza de la estructura de compuerta del transistor SiC.

Durante la caracterización se realizaron una serie de mediciones en las cuales se aplicaron pulsos con distintas duraciones; debido a que en el caso anterior se mostró que los elementos parásitos tienen una variación despreciable en sus valores con respecto a la duración de pulso utilizada durante la adquisición de los datos, en esta sección se muestran solamente los resultados obtenidos a partir únicamente una longitud de pulso.

En la Tabla 25 se muestran los valores obtenidos para los elementos parásitos del transistor CRF24010, calculados a partir de mediciones pulsadas realizadas con una duración de pulso de 50  $\mu\text{s}$  y diferentes voltajes de alimentación aplicados a la compuerta. Pueden observarse variaciones muy notorias en los valores obtenidos de los elementos  $R_g$  y  $C_0$ . Sin embargo, estos datos pueden ser utilizados para la extracción de los elementos intrínsecos del transistor, como se muestra en la siguiente sección.

**Tabla 25. Elementos parásitos del transistor CRF24010**

$V_g(V)$	$I_g(mA)$	$L_g(pH)$	$R_g(\Omega)$	$C_{pg}(pF)$	$R_s(\Omega)$	$L_s(pH)$	$R_d(\Omega)$	$L_d(pH)$	$C_{pd}(pF)$	$R_o(\Omega)$	$C_o(pF)$
0.5985	0.0113	588.10	0.1719	0.4553	0.8248	52.011	1.2862	537.31	0.7381	114.7353	14.244
0.6220	-0.0061	587.88	0.1343	0.4556	0.8234	52.277	1.2824	537.57	0.7383	105.2967	13.981
0.6365	0.0479	587.73	0.18	0.4555	0.822	52.636	1.2795	537.45	0.7385	82.5328	14.648
0.6560	0.1423	587.41	0.1745	0.4555	0.8204	52.867	1.2759	537.39	0.7387	61.6068	14.659
0.6781	0.2385	587.19	0.1772	0.4558	0.8183	52.948	1.2738	537.60	0.739	45.1744	15.204
0.6907	0.3552	587.26	0.1947	0.4564	0.8136	52.404	1.2721	538.30	0.7391	27.3437	16.804
0.7201	0.8298	587.51	0.2164	0.4576	0.8092	50.979	1.2705	539.76	0.7393	20.0059	16.908
0.7256	1.1951	587.26	0.3172	0.4593	0.806	49.227	1.2689	541.59	0.74	15.1242	18.239
0.7370	1.7033	585.79	0.526	0.4609	0.8052	47.739	1.2665	542.98	0.7417	12.932	20.019
0.7664	3.0560	578.80	0.6621	0.4634	0.8075	46.600	1.2586	544.02	0.7485	6.1049	25.656
0.7814	5.1890	564.46	1.3235	0.4658	0.8102	47.7539	1.2519	542.858	0.7614	1.1593	45.1839

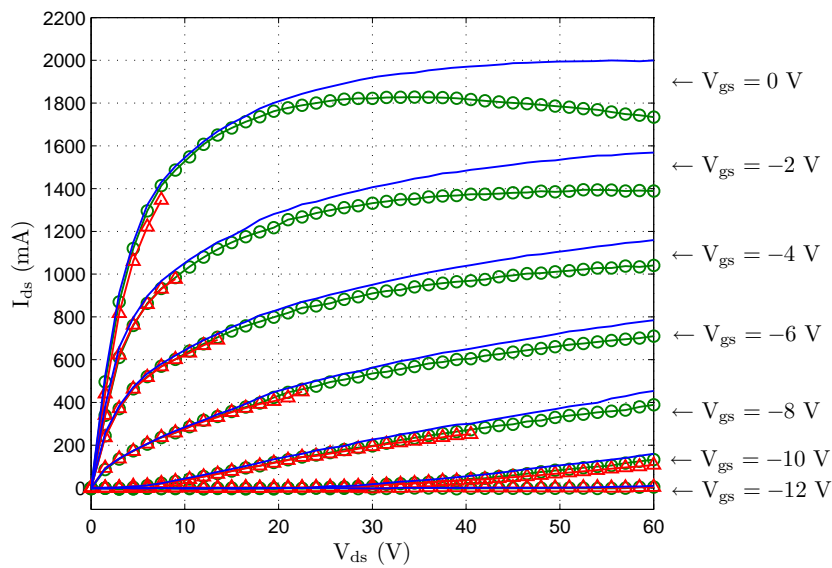
### 5.3.3 Medición del transistor en configuración activa (Hot-FET) con el sistema pulsado AU4750

La caracterización pulsada del transistor en configuración activa realizada consistió en obtener mediciones de las relaciones I-V del transistor y de mediciones de parámetros S. las condiciones elegidas para la realización de las mediciones se establecieron para tener un punto de reposo fijo y diferentes duraciones de los pulsos de alimentación, con el propósito de observar el comportamiento del dispositivo con diferentes tiempos de encendido. El segundo paso consistió en obtener mediciones con una longitud de pulso fija y diferentes puntos de reposo, para que de esta manera sea posible observar la dependencia que existe con el estado inicial del transistor.

#### 5.3.3.1 Caracterización del transistor con punto de reposo fijo

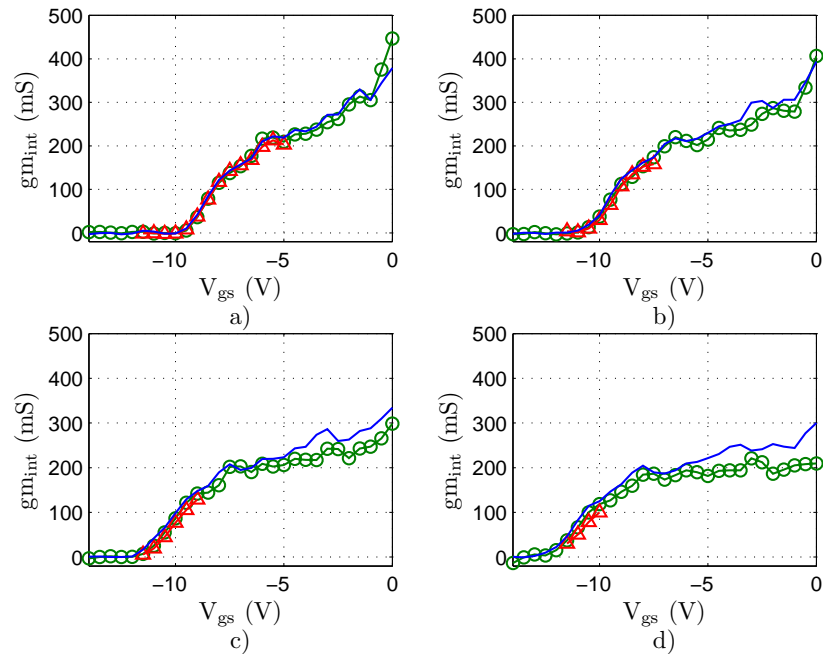
Como se mencionó anteriormente, se realizaron mediciones con diferentes duraciones de pulso y un punto de reposo en específico. El punto de reposo seleccionado consistió en colocar al transistor en  $(V_{gsQ}, V_{dsQ}) = (0 V, 0 V)$ , y de esta manera tener un estado de reposo

en el cual no se tenga una corriente de drenador que produzca una disipación de potencia en el dispositivo. Las duraciones de pulso utilizadas fueron 10  $\mu\text{s}$ , 100  $\mu\text{s}$  y 1 ms, teniendo en este último un ciclo de trabajo del 50 %. La Figura 91 muestra las curvas I-V adquiridas con esta caracterización, en ella es posible observar el colapso de la corriente de drenador al incrementar la duración del pulso en la medición, lo cual puede apreciarse de mejor manera entre las curvas de 10  $\mu\text{s}$  y 100  $\mu\text{s}$ . puede observarse que las corrientes de drenador correspondientes a la caracterización con el pulso de 1 ms son ligeramente más pequeñas que las obtenidas con la medición en 100  $\mu\text{s}$ , en la zona de operación segura del transistor. Generalmente, el efecto de colapso de corriente debido al auto-calentamiento del dispositivo es visible fuera de la zona segura de operación del transistor.

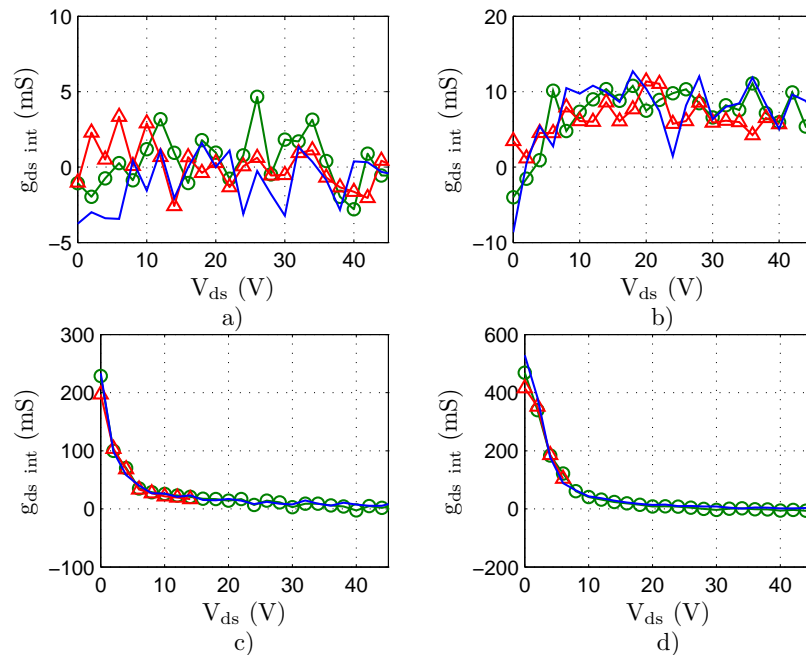


**Figura 91.** Curvas I-V obtenidas mediante la caracterización pulsada del dispositivo, adquiridas con duraciones de pulso de 1 ms ( $\text{---}\triangle\text{---}$ ), 10  $\mu\text{s}$  ( $\text{---}$ ) y 100  $\mu\text{s}$  ( $\text{---}\circ\text{---}$ )

En la Figura 92 y la Figura 93 se muestran los valores calculados de  $g_{m\text{int}}$  y  $g_{ds\text{int}}$  respectivamente, obtenidos a partir de las curvas I-V.

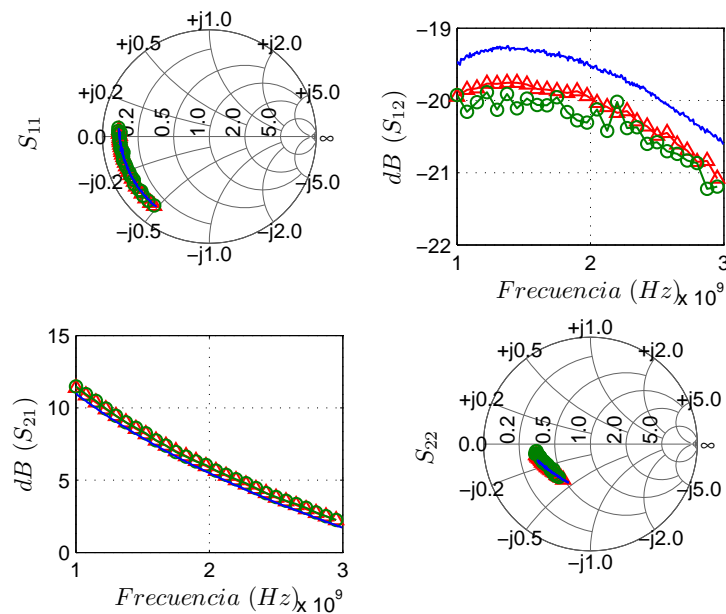


**Figura 92.** Transconductancia intrínseca obtenida desde las curvas  $I$ - $V$ , adquiridas con duraciones de pulso de 1 ms ( $-\Delta-$ ), 10  $\mu$ s ( $-$ ) y 100  $\mu$ s ( $-\circ-$ ), para  $V_{dsNQ}$  constantes en: a) 15 V, b) 30 V, c) 45 V y d) 60 V



**Figura 93.** Conductancia de salida intrínseca obtenida desde las curvas  $I$ - $V$ , adquiridas con duraciones de pulso de 1 ms ( $-\Delta-$ ), 10  $\mu$ s ( $-$ ) y 100  $\mu$ s ( $-\circ-$ ), para  $V_{gsNQ}$  constantes en: a) -12 V, b) -8 V, c) -4 V y d) 0 V

Los parámetros  $S$  obtenidos en conjunto con la caracterización de las curvas I-V proporcionaron la oportunidad de obtener los valores de los elementos intrínsecos del modelo lineal, para cada conjunto de mediciones realizado. En la Figura 94 se muestran los parámetros de dispersión medidos con tres duraciones de pulso diferentes, en el punto de alimentación pulsada ( $V_{g_{SNQ}} = -10\text{ V}$ ,  $V_{d_{SNQ}} = 60\text{ V}$ ). En esta figura es posible observar la similitud que existe entre los parámetros  $S$  obtenidos. La media de la diferencia que existe en el parámetro de transmisión directa ( $S_{21}$ ) entre  $10\text{ }\mu\text{s}$  y  $1\text{ ms}$  es de  $0.4082\text{ dB}$ ; mientras que la media de la diferencia entre  $10\text{ }\mu\text{s}$  y  $100\text{ }\mu\text{s}$  es de  $0.0387\text{ dB}$ . Se puede observar que en el caso de la transmisión en inversa ( $S_{12}$ ), la media de la diferencia entre los datos obtenidos con  $10\text{ }\mu\text{s}$  y  $1\text{ ms}$  es de  $0.6637\text{ dB}$  mientras que la media de la diferencia entre los datos obtenidos con  $10\text{ }\mu\text{s}$  y  $100\text{ }\mu\text{s}$  es de  $0.1914\text{ dB}$ .



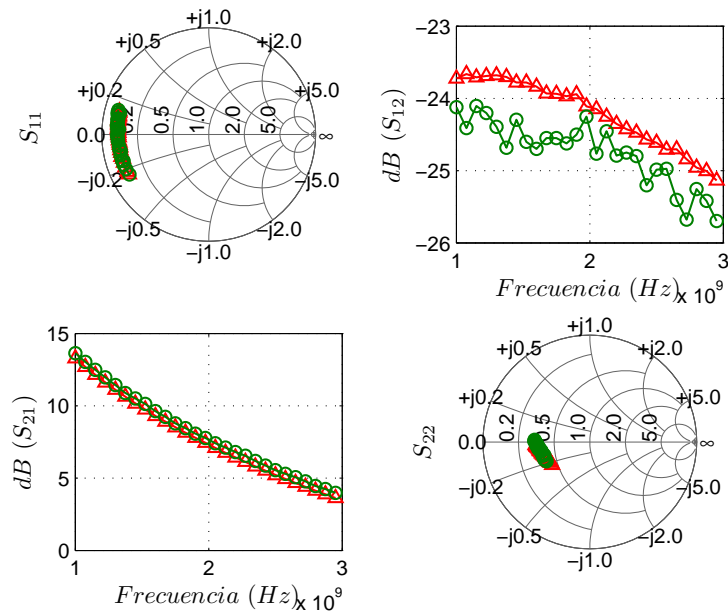
**Figura 94.** Parámetros  $S$  obtenidos mediante medición con duración de pulso de  $10\text{ }\mu\text{s}$  ( $\text{---}\circ\text{---}$ ),  $100\text{ }\mu\text{s}$  ( $\text{---}\triangle\text{---}$ ) y  $1\text{ ms}$  ( $\text{---}$ ).

Al observar otro punto de alimentación pulsada, en este caso el punto ( $V_{g_{SNQ}} = 0\text{ V}$ ,  $V_{d_{SNQ}} = 60\text{ V}$ ), en el cual se tienen altas corrientes de drenador, ( $2\text{ A}$  con el pulso de  $10\text{ }\mu\text{s}$  y  $1.73\text{ A}$  con el pulso de  $100\text{ }\mu\text{s}$ ) se encontraron los parámetros  $S$  que se presentan en la Figura 95. En esta figura es posible observar en el parámetro  $S_{21}$  una diferencia entre las mediciones con



10  $\mu$ s y 100  $\mu$ s de duración de pulso. La media calculada de esta diferencia es de 0.3488 dB. En el caso del parámetro de dispersión  $S_{12}$ , la media de la diferencia es de 0.5225 dB.

Con los datos obtenidos a partir de la caracterización realizada en el intervalo de voltajes mostrado anteriormente en la Figura 91, se efectuaron cálculos de los modelos lineales para cada punto de polarización pulsada aplicado. En los valores obtenidos para cada elemento del modelo lineal se puede observar el comportamiento descrito en los parámetros S.

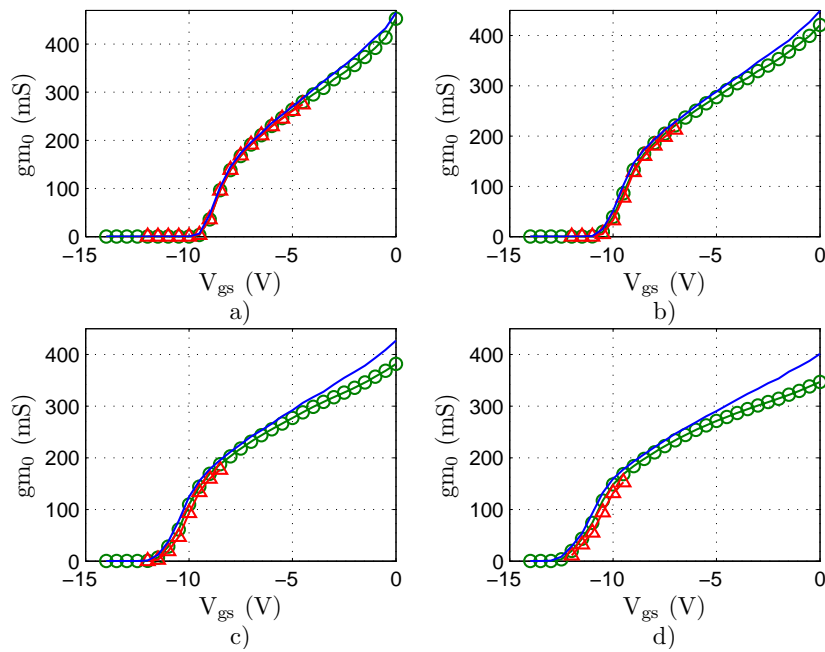


**Figura 95. Parámetros S obtenidos mediante medición con duración de pulso de 10  $\mu$ s (—○—) y 100  $\mu$ s (—△—)**

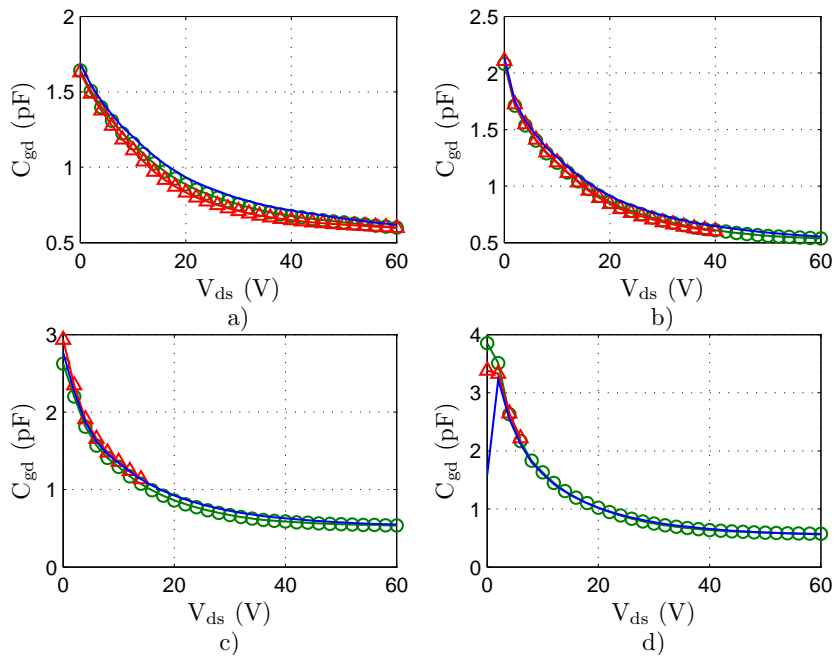
En la Figura 96 se muestran los valores de la transconductancia intrínseca obtenida a partir de los parámetros S adquiridos con la caracterización pulsada. En ésta es posible observar que las diferencias entre los valores de transconductancia son pequeñas, llegando a ser de un máximo de 50 mS. En las siguientes figuras que se presentan, se muestra la dependencia que se observó en los elementos intrínsecos del modelo lineal con respecto al tiempo de encendido del transistor.

El caso de la capacitancia intrínseca  $C_{gd}$ , que se muestra en la Figura 97, se puede observar también gran similitud entre los valores obtenidos para diferentes duraciones de pulso. Tomando como referencia los datos obtenidos con el pulso de 10  $\mu$ s, la media de la

diferencia que existe con las caracterizaciones de  $100 \mu\text{s}$  ( $E_{100\mu\text{s}}$ ) y  $1 \text{ ms}$  ( $E_{1\text{ms}}$ ) se muestran en la Tabla 26.



**Figura 96.** Transconductancia intrínseca  $g_{m0}$  obtenida con parámetros  $S$  adquiridos con pulsos de  $10 \mu\text{s}$  ( $\rightarrow$ ),  $100 \mu\text{s}$  ( $\rightarrow$ — $\circ$ —) y  $1 \text{ ms}$  ( $\rightarrow$ — $\Delta$ —), para los voltajes  $V_{dsNQ}$ : a)  $15 \text{ V}$ , b)  $30 \text{ V}$ , c)  $45 \text{ V}$  y d)  $60 \text{ V}$ .



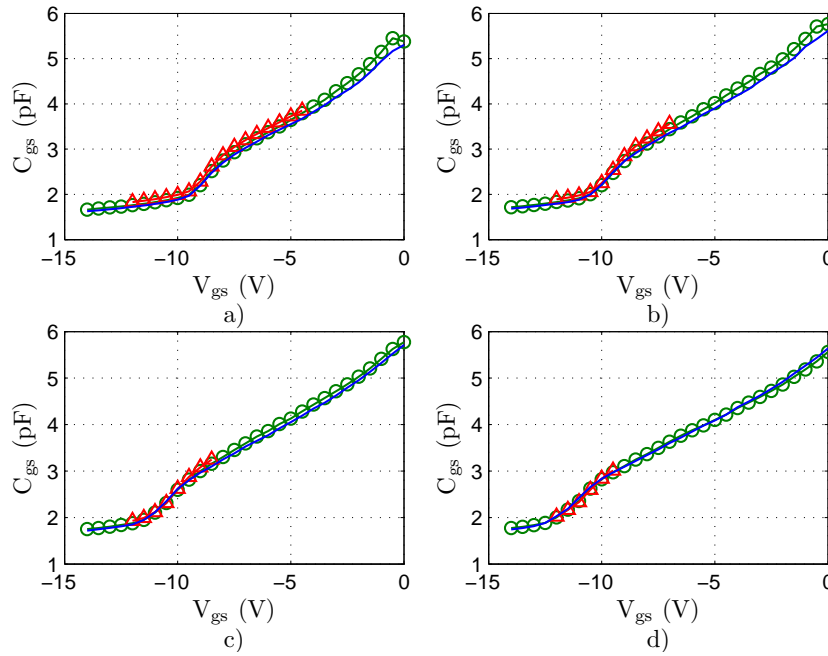
**Figura 97.** Capacitancia intrínseca  $C_{gd}$  obtenida con las duraciones de pulso  $10 \mu\text{s}$  ( $\rightarrow$ ),  $100 \mu\text{s}$  ( $\rightarrow$ — $\circ$ —) y  $1 \text{ ms}$  ( $\rightarrow$ — $\Delta$ —), en los voltajes de compuerta  $V_{gsNQ}$ : a)  $-12 \text{ V}$ , b)  $-8 \text{ V}$ , c)  $-4 \text{ V}$  y d)  $0 \text{ V}$

**Tabla 26. Valores medios de la diferencia existente entre los valores de  $C_{gd}$  obtenidos con diferentes duraciones de pulso.**

$V_{gs_{NQ}}$ (V)	-12	-8	-4	0
$E_{100\mu s}$ (fF)	37.77	40.40	47.31	69.85
$E_{1ms}$ (fF)	70.16	53.54	39.27	356.41

En la Tabla 26 se muestra que la media de la diferencia existente entre los valores de  $C_{gd}$  obtenidos con diferentes longitudes de pulso es muy grande cuando el valor de  $V_{gs}$  es igual a cero. Este resultado puede tomarse como erróneo, ya que puede tratarse de un dato provocado por incertidumbre en la medición realizada. En cambio, en el caso de  $V_{gs} = -12 V$ , los valores obtenidos para  $C_{gd}$  la mayor diferencia que se observa es de aproximadamente 100 fF, en  $V_{ds} = 17 V$  y corresponde a  $E_{1ms}$ .

A continuación se realiza el análisis para la capacitancia intrínseca  $C_{gs}$ . La Figura 98 muestra los valores de  $C_{gs}$  encontrados a partir de mediciones realizadas con diferentes duraciones de pulso, para 4 valores de voltaje de drenador. En esta figura es posible observar que las diferencias en los valores de  $C_{gs}$  obtenidas con diferentes duraciones de pulso son muy pequeñas. En la Tabla 27 se muestran los valores medios de las diferencias encontradas entre los valores de la capacitancia  $C_{gs}$  calculados con datos obtenidos con 10  $\mu s$ , y los datos medidos con 100  $\mu s$  y 1 ms.



**Figura 98.** Capacitancia intrínseca  $C_{gs}$  obtenida con las duraciones de pulso  $10 \mu s$  ( $\rightarrow$ ),  $100 \mu s$  ( $\rightarrow$ ○ $\rightarrow$ ) y  $1 ms$  ( $\rightarrow$ △ $\rightarrow$ ), en los voltajes de drenador  $V_{dsNQ}$ : a)  $15 V$ , b)  $30 V$ , c)  $45 V$  y d)  $60 V$

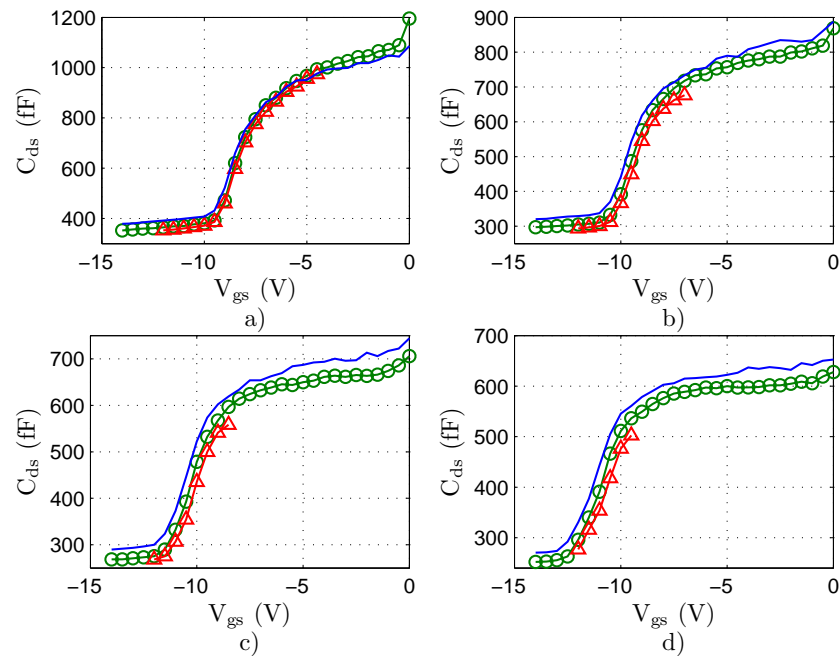
**Tabla 27.** Valores medios de la diferencia existente entre los valores de  $C_{gs}$  obtenidos con diferentes duraciones de pulso.

$V_{dsNQ}$ (V)	15	30	45	60
$E_{100\mu s}$ (fF)	85.15	90.57	58.10	32.45
$E_{1ms}$ (fF)	137.74	112.26	62.21	37.40

Se puede observar que el mayor valor medio de la diferencia absoluta ocurre entre las caracterizaciones con  $10 \mu s$  y  $1 ms$ , para  $V_{dsNQ} = 15 V$  y es de  $137.74 fF$ .

La Figura 99 muestra la capacitancia  $C_{ds}$  y su evolución con respecto a los voltajes de compuerta y drenador. Puede observarse que conforme aumenta el valor de  $V_{dsNQ}$ , aumenta también las diferencias entre los datos obtenidos con las tres diferentes duraciones de pulso.

En la Tabla 26 muestra los valores medios de las diferencias absolutas encontradas entre las caracterizaciones en  $10 \mu s$  con  $100 \mu s$  y  $1 ms$ . Se puede observar que el valor medio más alto es de  $69.89 fF$  correspondiente a  $V_{dsNQ} = 60 V$ .



**Figura 99.** Capacitancia intrínseca  $C_{ds}$  obtenida con las duraciones de pulso  $10 \mu s$  ( $\rightarrow$ ),  $100 \mu s$  ( $\rightarrow$ ) y  $1 ms$  ( $\rightarrow$ ), en los voltajes de drenador  $V_{dsNQ}$ : a)  $15 V$ , b)  $30 V$ , c)  $45 V$  y d)  $60 V$

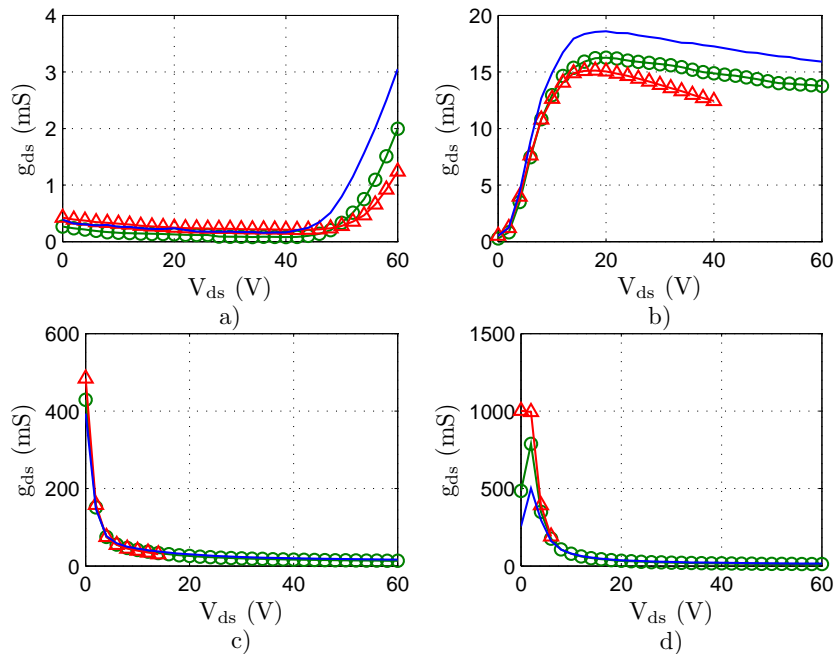
**Tabla 28.** Valores medios de la diferencia existente entre los valores de  $C_{ds}$  obtenidos con diferentes duraciones de pulso.

$V_{dsNQ}$ (V)	15	30	45	60
$E_{100\mu s}$ (fF)	27.15	29.77	33.21	29.44
$E_{1ms}$ (fF)	34.50	57.43	65.10	69.89

En cuanto a la conductancia de salida obtenida a partir de parámetros S, los valores calculados para diferentes duraciones de pulso y diferentes voltajes de compuerta se muestran en la Figura 100.

La Tabla 29 muestra los valores medios de las diferencias calculadas a partir de los datos obtenidos al analizar los parámetros S. Se muestran las diferencias encontradas entre los datos obtenidos con  $10 \mu s$  y  $100 \mu s$ , así como las diferencias entre los datos obtenidos mediante la caracterización con  $10 \mu s$  y  $1 ms$ .

Se puede observar que el valor medio de mayor magnitud es de  $288.94 mS$ , el cual se obtuvo entre los valores calculados con datos de  $10 \mu s$  y  $1 ms$ . Se puede notar que tan alto valor se debe a que el intervalo de caracterización para  $1 ms$  fue muy pequeño, por lo tanto, este valor medio no porta gran importancia.



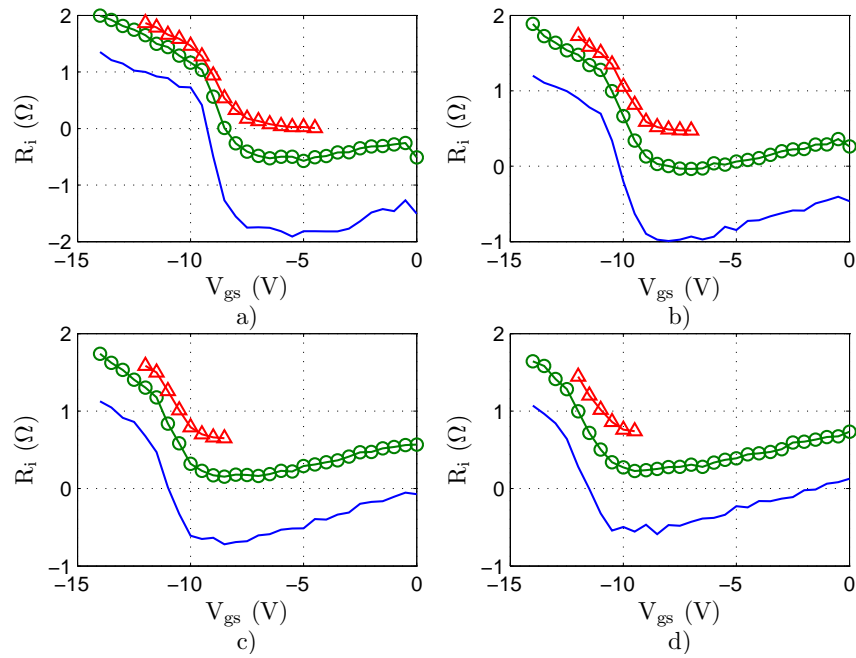
**Figura 100.** Conductancia de salida intrínseca  $g_{ds}$  obtenida con las duraciones de pulso  $10 \mu s$  (—),  $100 \mu s$  (—○—) y  $1 ms$  (—△—), en los voltajes de compuerta  $V_{gsNQ}$ : a)  $-12 V$ , b)  $-8 V$ , c)  $-4 V$  y d)  $0 V$

**Tabla 29.** Valores medios de la diferencia existente entre los valores de  $g_{ds}$  obtenidos con diferentes duraciones de pulso.

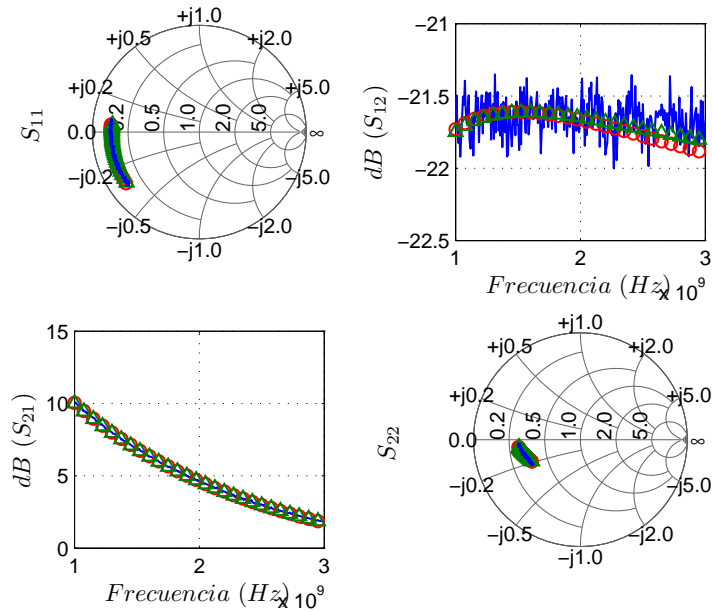
$V_{gsNQ} (V)$	-12	-8	-4	0
$E_{100\mu s} (mS)$	0.2332	2.1094	3.8112	20.9694
$E_{1ms} (mS)$	0.2622	3.0787	11.4708	288.9468

El resultado del cálculo de  $R_i$  con este transistor arrojó valores no físicos de la resistencia en gran parte de la caracterización realizada, como se muestra en la Figura 101. En este caso, los valores que se observan están en el intervalo de  $[-2,2] \Omega$ . Un estudio realizado mostró que para este caso, es posible despreciar estos valores de  $R_i$  sin tener un impacto significativo en el modelo lineal obtenido para la representación de parámetros S, como puede observarse en la Figura 102, donde se muestran resultados de dos modelos lineales, de los cuales uno de ellos tiene como valor  $R_i = 0 \Omega$ .

En el caso de  $R_{gd}$ , es posible observar en la Figura 103 que los valores negativos de resistencia que se obtienen del cálculo se encuentran principalmente en la región de ( $V_{gs} < V_p$ ). En la Figura 104 se muestran los parámetros S obtenidos con medición y dos modelos lineales, de los cuales, uno de ellos considera una resistencia  $R_{gd} = 0 \Omega$ .

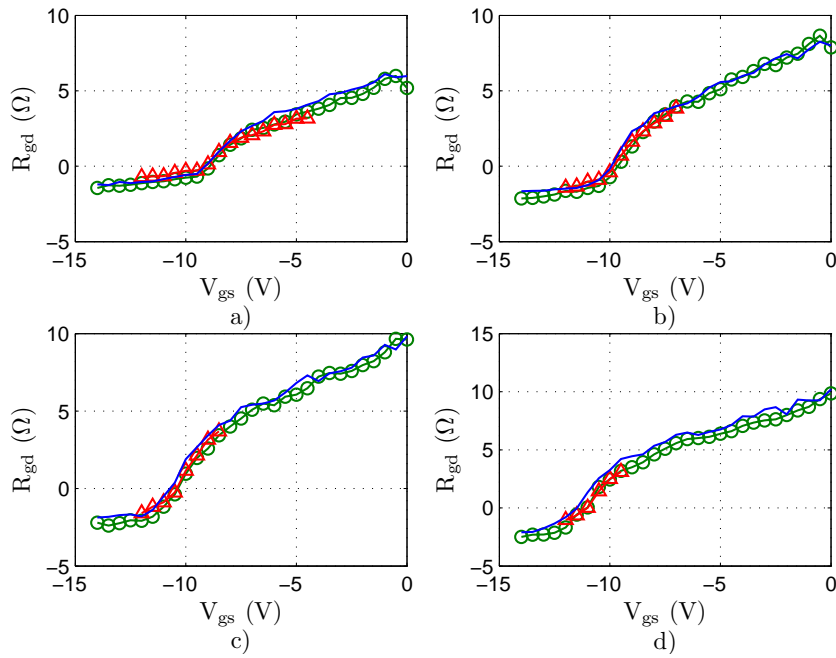


**Figura 101.** Resistencia intrínseca  $R_i$  obtenida con las duraciones de pulso  $10 \mu\text{s}$  ( $\text{—}$ ),  $100 \mu\text{s}$  ( $\text{—}\bigcirc\text{—}$ ) y  $1 \text{ ms}$  ( $\text{—}\triangle\text{—}$ ), en los voltajes de drenador  $V_{dsNQ}$ : a)  $15 \text{ V}$ , b)  $30 \text{ V}$ , c)  $45 \text{ V}$  y d)  $60 \text{ V}$



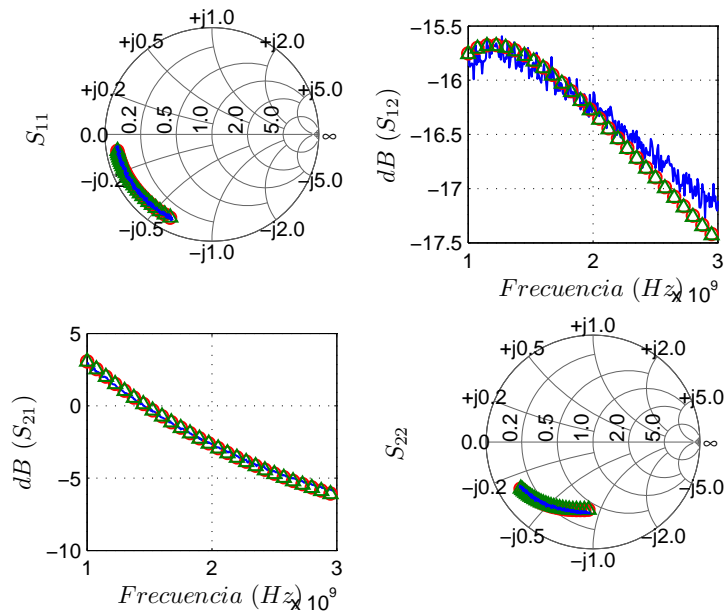
**Figura 102.** Parámetros  $S$  para la polarización pulsada  $(V_{gsNQ}, V_{dsNQ}) = (-7 \text{ V}, 30 \text{ V})$  y pulso de  $10 \mu\text{s}$ . Datos medidos ( $\text{—}$ ), modelo lineal obtenido ( $\bigcirc$ ) y modelo lineal considerando  $R_i = 0 \Omega$  ( $\triangle$ )

Se puede observar entonces que el impacto que tiene el despreciar los valores negativos de las resistencias en los modelos lineales es mínimo o nulo.



**Figura 103.** Resistencia intrínseca  $R_{gd}$  obtenida con las duraciones de pulso  $10 \mu s$  ( $\text{—}$ ),  $100 \mu s$  ( $\text{—}\bigcirc\text{—}$ ) y  $1 ms$  ( $\text{—}\triangle\text{—}$ ), en los voltajes de drenador  $V_{dsNQ}$ : a)  $15 V$ , b)  $30 V$ , c)  $45 V$  y d)  $60 V$

En cuanto a las diferencias existentes con los diferentes pulsos utilizados, se puede observar en la Figura 103 que la variación de la resistencia  $R_{gd}$  es despreciable en este caso.

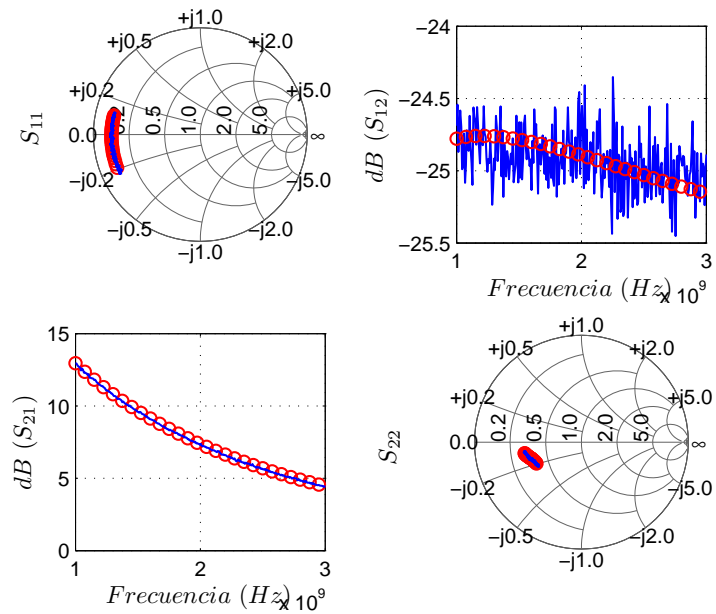


**Figura 104.** Parámetros  $S$  para la polarización pulsada  $(V_{gsNQ}, V_{dsNQ}) = (-11 V, 45 V)$  y pulso de  $10 \mu s$ . Datos medidos ( $\text{—}$ ), modelo lineal obtenido ( $\bigcirc$ ) y modelo lineal considerando  $R_{gd} = 0 \Omega$  ( $\triangle$ )

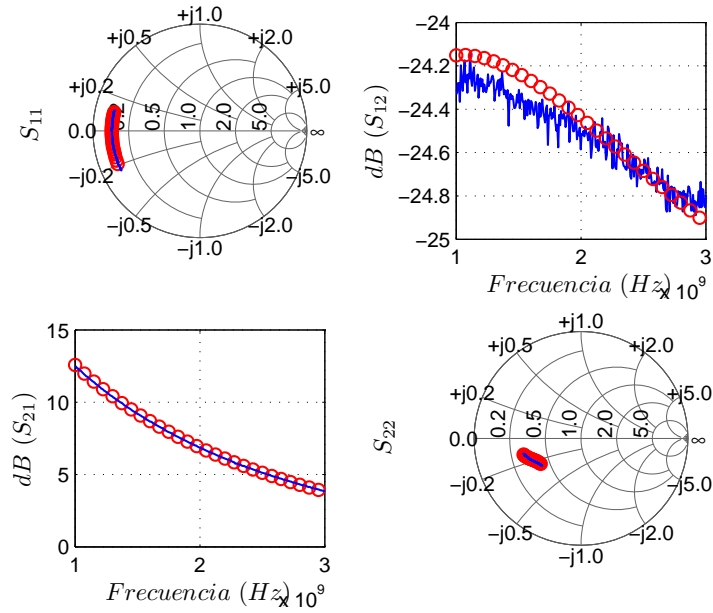


Para validar el modelo lineal obtenido se realizaron una serie de simulaciones de parámetros S con el modelo lineal obtenido para diferentes configuraciones de alimentación. En la Figura 105 se muestra la validación del modelo lineal para el punto de polarización pulsado ( $V_{gsNQ} = 0 \text{ V}$ ,  $V_{dsNQ} = 60 \text{ V}$ ), obtenido con las mediciones realizadas con pulsos de  $10 \mu\text{s}$ , así como en la Figura 106 se muestra la medición y la simulación para el mismo valor de polarización, en este caso con una duración de pulso de  $100 \mu\text{s}$ .

De esta manera es posible validar los modelos lineales que se muestran con anterioridad.



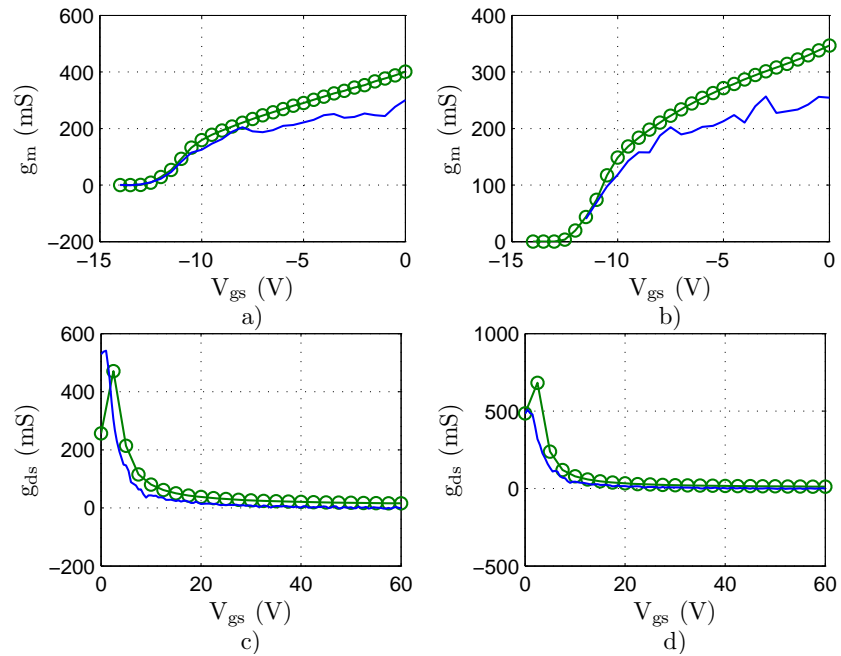
**Figura 105.** Parámetros S medidos (—) y simulados a partir del modelo lineal (—○—) para el punto de polarización pulsada ( $V_{gsNQ} = 0 \text{ V}$ ,  $V_{dsNQ} = 60 \text{ V}$  y duración de pulso de  $10 \mu\text{s}$ )



**Figura 106.** Parámetros  $S$  medidos (—) y simulados a partir del modelo lineal (—○—) para el punto de polarización pulsada ( $V_{gsNQ} = 0\text{ V}$ ,  $V_{dsNQ} = 60\text{ V}$ ) y duración de pulso de  $100\ \mu\text{s}$

Haciendo una comparación entre valores de conductancias obtenidas con parámetros  $S$  y curvas I-V, en la Figura 107. En ella se puede observar una diferencia entre los valores de las conductancias, esto, como se ha mencionado en el caso del transistor anterior, se debe a la presencia de trampas de portadores en el transistor, es interesante observar que esta condición está presente también en este transistor.

Adelantando los resultados de la siguiente sección, las diferencias que se obtienen al caracterizar el transistor desde diferentes puntos de reposo, influye en gran medida al comportamiento de atrapamiento en el transistor.



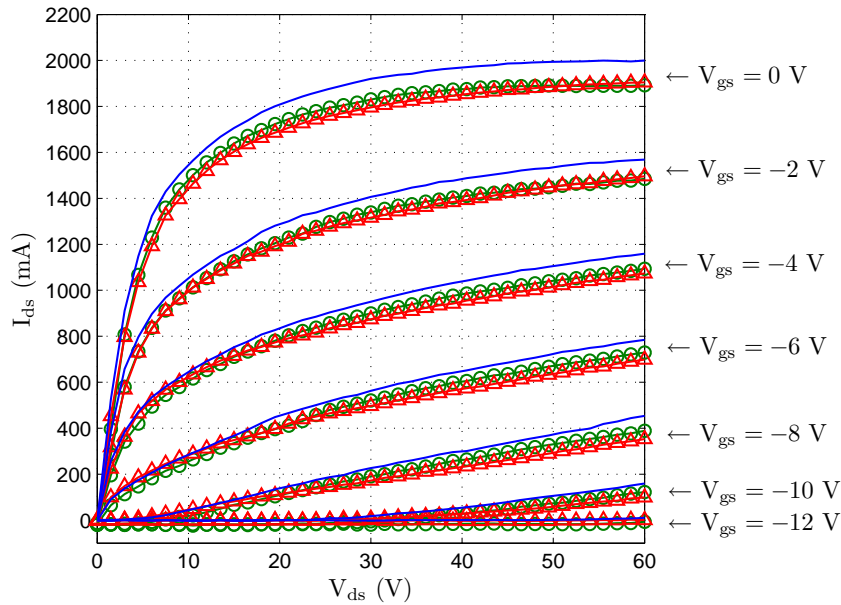
**Figura 107.** Conductancias intrínsecas  $g_m$  y  $g_{ds}$  obtenidas de parámetros  $S$  (—○—) y curvas  $I$ - $V$  (—), con longitudes de pulso de  $10 \mu s$  y  $V_{dsNQ} = 60$  V en a) y c), y longitudes de pulso de  $100 \mu s$  y  $V_{gsNQ} = 0$  V en b) y d), con punto de reposo de  $(V_{gsQ}, V_{dsQ}) = (0$  V,  $0$  V)

### 5.3.3.2 Caracterización del transistor con duración de pulso fija

El siguiente análisis se centra en la caracterización realizada con una duración de pulso de  $10 \mu s$  con diferentes puntos de reposo. Esto con la finalidad de observar la dependencia de la respuesta del transistor al encontrarse en diferentes condiciones iniciales de operación.

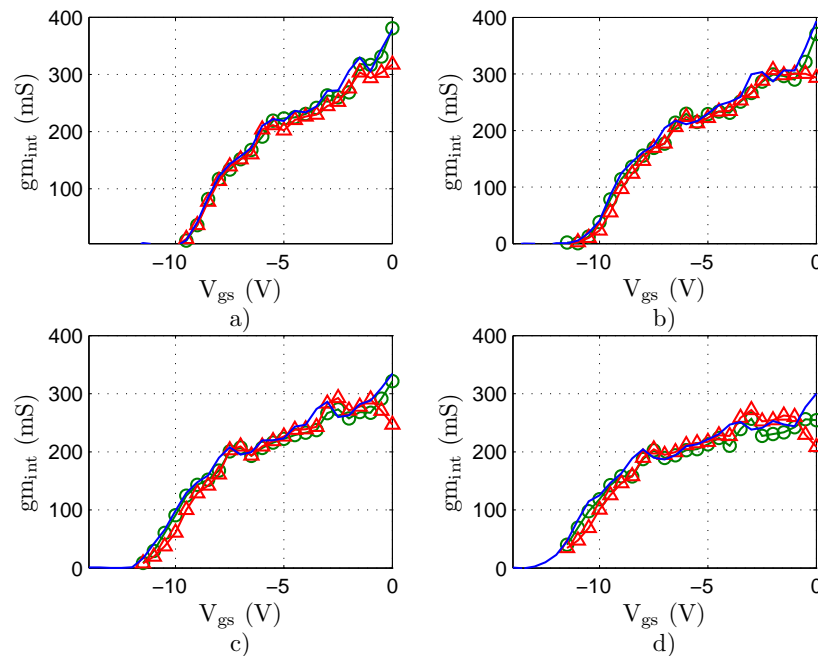
En primer lugar se muestran las curvas  $I$ - $V$  obtenidas mediante esta caracterización en la Figura 108. En ella es posible observar que el comportamiento de la corriente tiene una fuerte dependencia con respecto al punto de reposo utilizado.

Puede notarse que no se observa el efecto de auto-calentamiento en este caso, al no disminuir las curvas de corriente mientras incrementa el voltaje de drenador.



**Figura 108.** Curvas I-V obtenidas mediante la caracterización pulsada del dispositivo, adquiridas con el punto de reposo en ( $V_{gsQ} = 0\text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 0\text{ V}$ ) (—), ( $V_{gsQ} = 0\text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 4\text{ V}$ ) (—○—) y ( $V_{gsQ} = -10.5\text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 50\text{ V}$ ) (—△—)

La Figura 109 muestra las curvas de transconductancia intrínseca  $g_{m_{int}}$  obtenidas a partir de los datos I-V adquiridos con las caracterizaciones pulsadas utilizando diferentes puntos de reposo. Es posible observar en este caso una gran similitud entre los datos calculados, tal como se muestra en la Tabla 30 en la que se presentan los valores medios de las diferencias absolutas entre los valores de  $g_{m_{int}}$  obtenidos con diferentes puntos de reposo. En esta tabla se muestra  $E_{p2}$ , la media aritmética de las diferencias observadas entre  $g_{m_{int}}$  obtenida con los puntos de reposo ( $V_{gsQ} = 0\text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 0\text{ V}$ ) y ( $V_{gsQ} = 0\text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 4\text{ V}$ ), así como  $E_{p3}$ , la media de las diferencias observadas entre  $g_{m_{int}}$  determinada con los puntos de reposo ( $V_{gsQ} = 0\text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 0\text{ V}$ ) y ( $V_{gsQ} = -10.5\text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 50\text{ V}$ ).



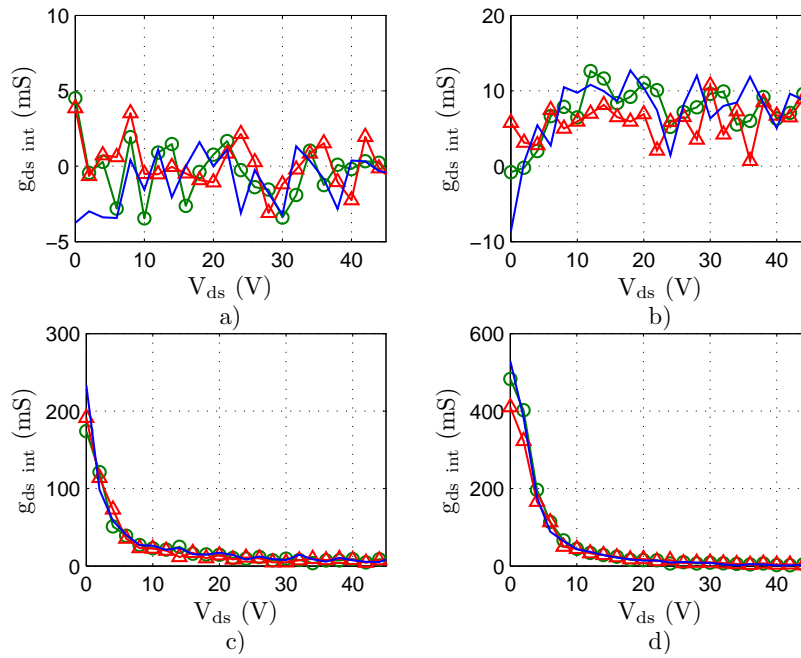
**Figura 109.** Curvas de transconductancia intrínseca obtenidas con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = 0$  V,  $V_{dsQ} = 0$  V) (—), ( $V_{gsQ} = 0$  V,  $V_{dsQ} = 4$  V) (—○—) y ( $V_{gsQ} = -10.5$  V,  $V_{dsQ} = 50$  V) (—△—), y para voltajes pulsados de drenador: a) 15 V, b) 30 V, c) 45 V y d) 60 V

**Tabla 30.** Valores medios de  $g_{m_{int}}$  obtenidos con diferentes puntos de reposo

$V_{dsNQ}$ (V)	15	30	45	60
$E_{P2}$ (mS)	7.318	11.63	11.85	13.79
$E_{P3}$ (mS)	14.27	19.04	18.82	20.09

La Figura 110 muestra la conductancia de salida obtenida a partir de los datos I-V determinados con las caracterizaciones utilizando diferentes puntos de reposo. Es posible observar gran similitud en los datos mostrados, tal como se observó en el caso de la transconductancia.

La Tabla 31 muestra los valores medios obtenidos de las diferencias absolutas entre los conjuntos de  $g_{d_{int}}$  determinados a partir de caracterizaciones realizadas con diferentes puntos de reposo. Se puede observar en ella que la media mayor es de 7.63 mS, que es un valor pequeño.

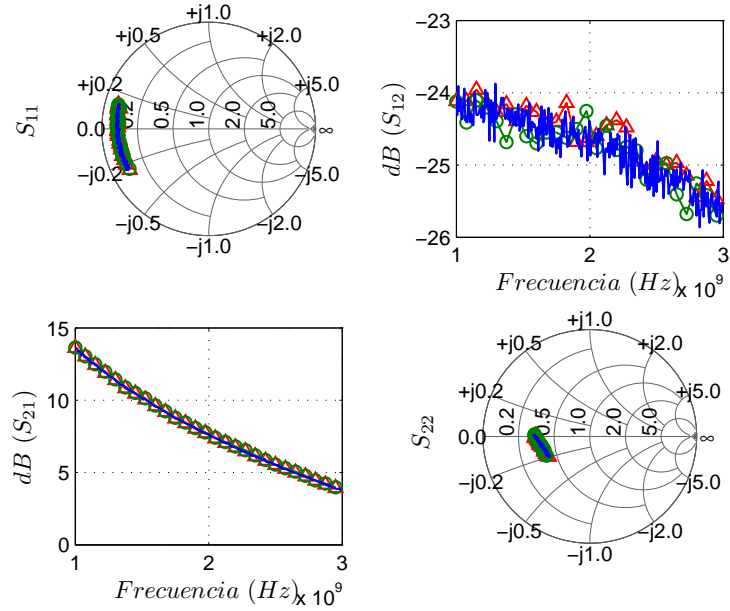


**Figura 110.** Curvas de conductancia de salida intrínseca obtenidas con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = 0\text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 0\text{ V}$ ) ( $\text{—}$ ), ( $V_{gsQ} = 0\text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 4\text{ V}$ ) ( $\text{—}\bigcirc\text{—}$ ) y ( $V_{gsQ} = -10.5\text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 50\text{ V}$ ) ( $\text{—}\triangle\text{—}$ ), y para voltajes pulsados de compuerta: a)  $-12\text{ V}$ , b)  $-8\text{ V}$ , c)  $-4\text{ V}$  y d)  $0\text{ V}$

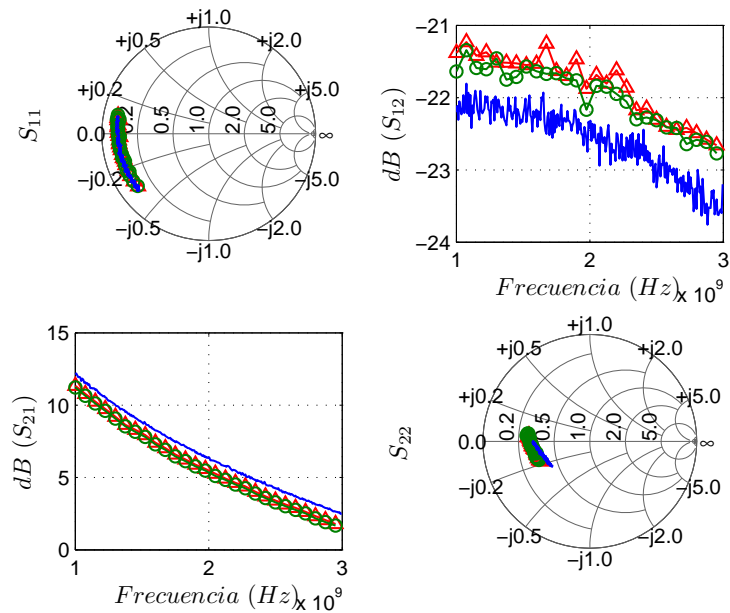
**Tabla 31.** Valores medios de  $g_{dint}$  obtenidos con diferentes puntos de reposo

$V_{gsNQ}$ (V)	-12	-8	-4	0
$E_{p2}$ (mS)	1.57	2.32	3.63	4.58
$E_{p3}$ (mS)	1.78	3.05	3.86	7.63

En la Figura 111 y la Figura 112 se muestran los conjuntos de parámetros S obtenidos para los puntos de polarización pulsada ( $V_{gsNQ} = 0\text{ V}$ ,  $V_{dsNQ} = 60\text{ V}$ ) y ( $V_{gsNQ} = -6\text{ V}$ ,  $V_{dsNQ} = 30\text{ V}$ ) respectivamente, con diferentes puntos de reposo. Puede observarse que en el caso de la Figura 111 los parámetros S resultan tener valores muy similares, mientras que en el caso mostrado en la Figura 112 se pueden notar diferencias entre los parámetros  $S_{12}$  y  $S_{21}$



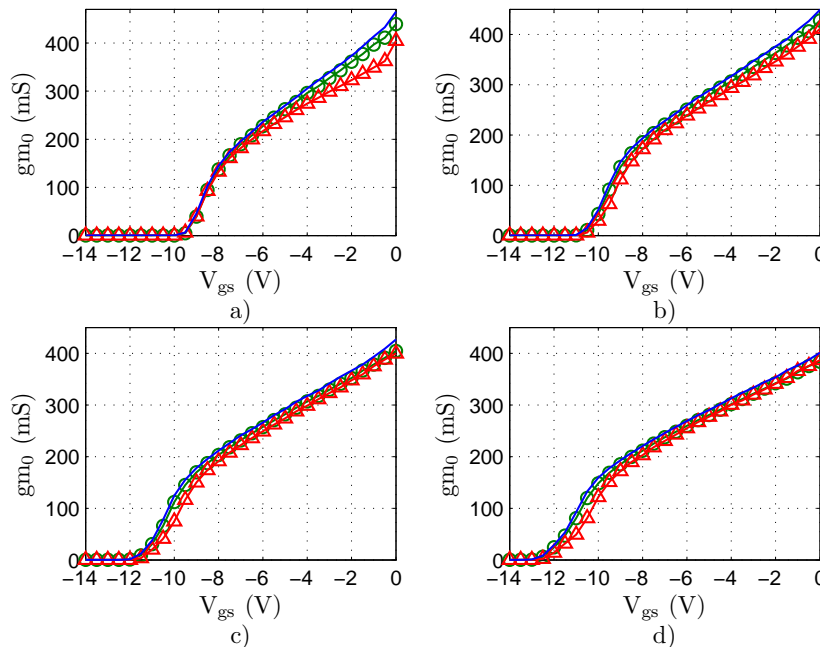
**Figura 111.** Parámetros  $S$  obtenidos con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = 0\text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 0\text{ V}$ ) (—), ( $V_{gsQ} = 0\text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 4\text{ V}$ ) (—○—) y ( $V_{gsQ} = -10.5\text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 50\text{ V}$ ) (—△—), para el punto de polarización pulsada ( $V_{gsNQ} = 0\text{ V}$ ,  $V_{dsNQ} = 60\text{ V}$ )



**Figura 112.** Parámetros  $S$  obtenidos con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = 0\text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 0\text{ V}$ ) (—), ( $V_{gsQ} = 0\text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 4\text{ V}$ ) (—○—) y ( $V_{gsQ} = -10.5\text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 50\text{ V}$ ) (—△—), para el punto de polarización ( $V_{gsNQ} = -6\text{ V}$ ,  $V_{dsNQ} = 30\text{ V}$ )

El tratamiento de los parámetros  $S$  obtenidos mediante las mediciones, permitió obtener los modelos lineales para este caso, en las siguientes figuras se muestran algunos de los valores obtenidos para los elementos del modelo lineal intrínseco. La Figura 113 muestra las transconductancias obtenidas con diferentes puntos de reposo, puede observarse una gran similitud en los valores obtenidos, lo cual se puede verificar en la

Tabla 32, en la cual se muestran las medias aritméticas de las diferencias absolutas entre los valores calculados con mediciones adquiridas con los puntos de reposo ( $V_{gsQ} = 0\text{ V}, V_{dsQ} = 0\text{ V}$ ) y ( $V_{gsQ} = 0\text{ V}, V_{dsQ} = 4\text{ V}$ ) ( $E_{P2}$ ) y los puntos de reposo ( $V_{gsQ} = 0\text{ V}, V_{dsQ} = 0\text{ V}$ ) y ( $V_{gsQ} = -10.5\text{ V}, V_{dsQ} = 50\text{ V}$ ) ( $E_{P3}$ ).



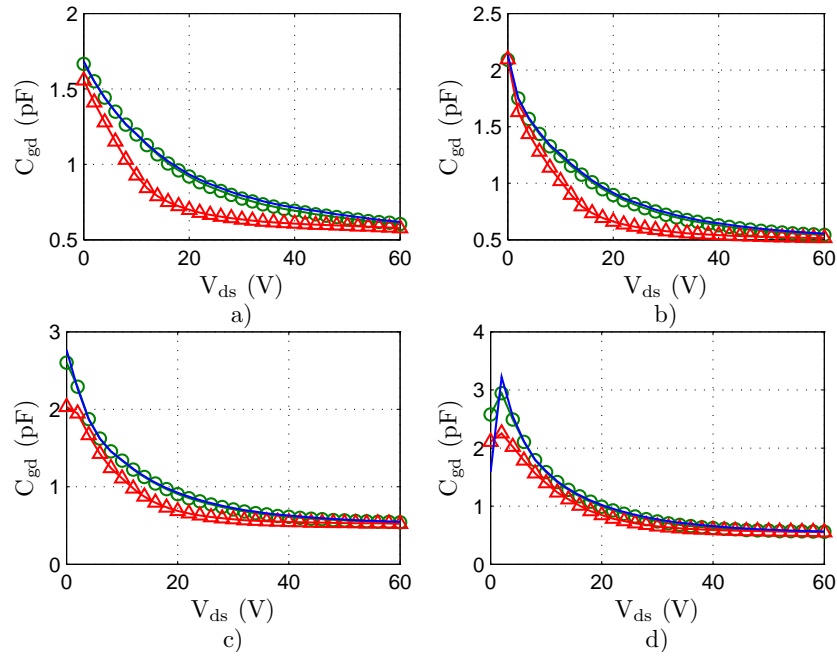
**Figura 113.** Curvas de transconductancia intrínseca obtenidas desde parámetros  $S$  con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = 0\text{ V}, V_{dsQ} = 0\text{ V}$ ) ( $\text{—}$ ), ( $V_{gsQ} = 0\text{ V}, V_{dsQ} = 4\text{ V}$ ) ( $\text{—}\bigcirc\text{—}$ ) y ( $V_{gsQ} = -10.5\text{ V}, V_{dsQ} = 50\text{ V}$ ) ( $\text{—}\triangle\text{—}$ ), y para voltajes pulsados de drenador: a) 15 V, b) 30 V, c) 45 V y d) 60 V

**Tabla 32.** Valores medios de  $gm_0$  obtenidos con diferentes puntos de reposo

$V_{dsNQ}$ (V)	15	30	45	60
$E_{P2}$ (mS)	7.48	8.26	9.04	9.12
$E_{P3}$ (mS)	21.27	19.66	18.16	16.41



La Figura 114 muestra los valores de capacitancia  $C_{gd}$ , en la cual es posible observar una notoria diferencia entre los datos obtenidos con el punto de reposo ( $V_{gsQ} = -10.5 \text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 50 \text{ V}$ ) con respecto a las otras dos caracterizaciones incluidas en la medición. La Tabla 33 muestra las medias aritméticas de las diferencias observadas en los valores de  $C_{gd}$ .

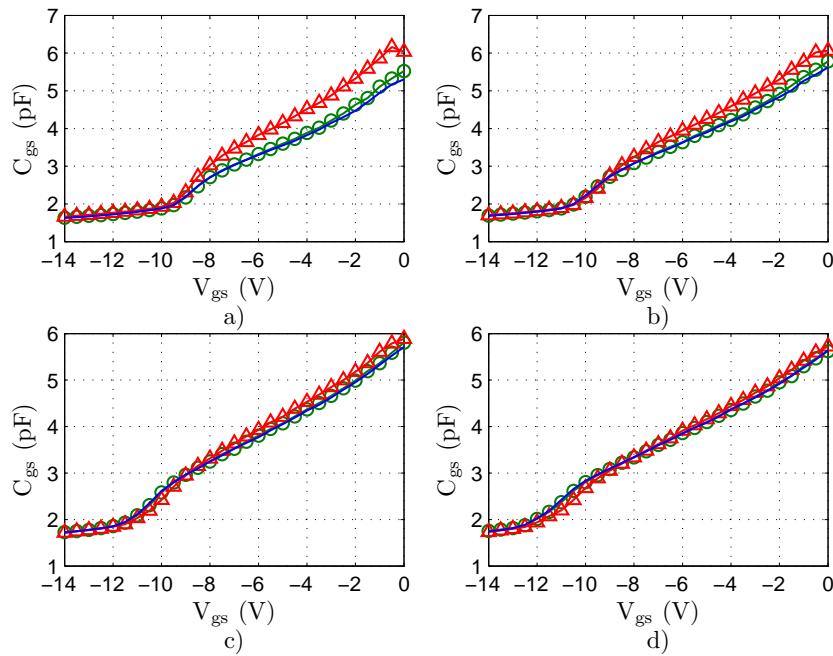


**Figura 114.** Curvas de  $C_{gd}$  obtenidas desde parámetros  $S$  con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 0 \text{ V}$ ) (—), ( $V_{gsQ} = 0 \text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 4 \text{ V}$ ) (—○—) y ( $V_{gsQ} = -10.5 \text{ V}$ ,  $V_{dsQ} = 50 \text{ V}$ ) (—△—), y para voltajes pulsados de compuerta: a)  $-12 \text{ V}$ , b)  $-8 \text{ V}$ , c)  $-4 \text{ V}$  y d)  $0 \text{ V}$

**Tabla 33.** Valores medios de  $C_{gd}$  obtenidos con diferentes puntos de reposo

$V_{gsNQ} \text{ (V)}$	-12	-8	-4	0
$E_{p2} \text{ (fF)}$	21.46	15.96	14.27	14.77
$E_{p3} \text{ (fF)}$	176.58	151.09	147.42	150.89

La Figura 115 muestra los valores calculados de la capacitancia  $C_{gs}$ , en la cual es posible observar también una notoria diferencia de los datos obtenidos con las mediciones con reposo en ( $-10.5 \text{ V}$ ,  $50 \text{ V}$ ). Las medias de las diferencias observadas en  $C_{gs}$  se muestran en la Tabla 34.

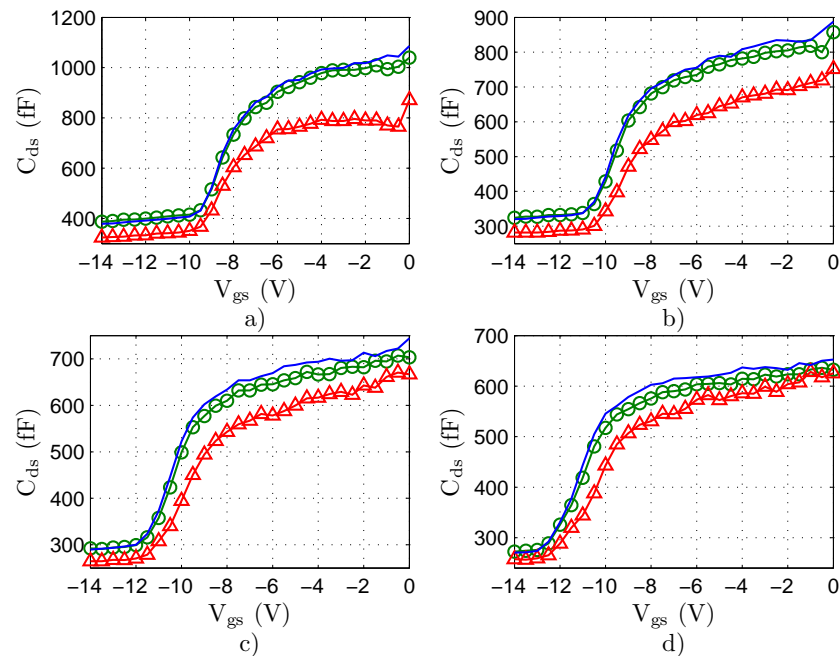


**Figura 115.** Curvas de  $C_{gs}$  obtenidas de los parámetros  $S$  con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = 0$  V,  $V_{dsQ} = 0$  V) (—○—), ( $V_{gsQ} = 0$  V,  $V_{dsQ} = 4$  V) (—○—) y ( $V_{gsQ} = -10.5$  V,  $V_{dsQ} = 50$  V) (—△—), y para voltajes pulsados de drenador: a) 15 V, b) 30 V, c) 45 V y d) 60 V

**Tabla 34.** Valores medios de  $C_{gs}$  obtenidos con diferentes puntos de reposo

$V_{dsNQ}$ (V)	15	30	45	60
$E_{P2}$ (fF)	47.05	38.90	25.54	15.14
$E_{P3}$ (fF)	414.91	243.16	129.79	81.13

Los valores de capacitancia  $C_{ds}$  se muestran en la Figura 116 en la cual es posible observar de nueva cuenta una gran disimilitud en los valores obtenidos con el punto de reposo en (-10.5 V, 50 V). Se puede observar que las diferencias alcanzan hasta los 200 fF. En la Tabla 35 se muestran los valores medios de las diferencias absolutas para este elemento.

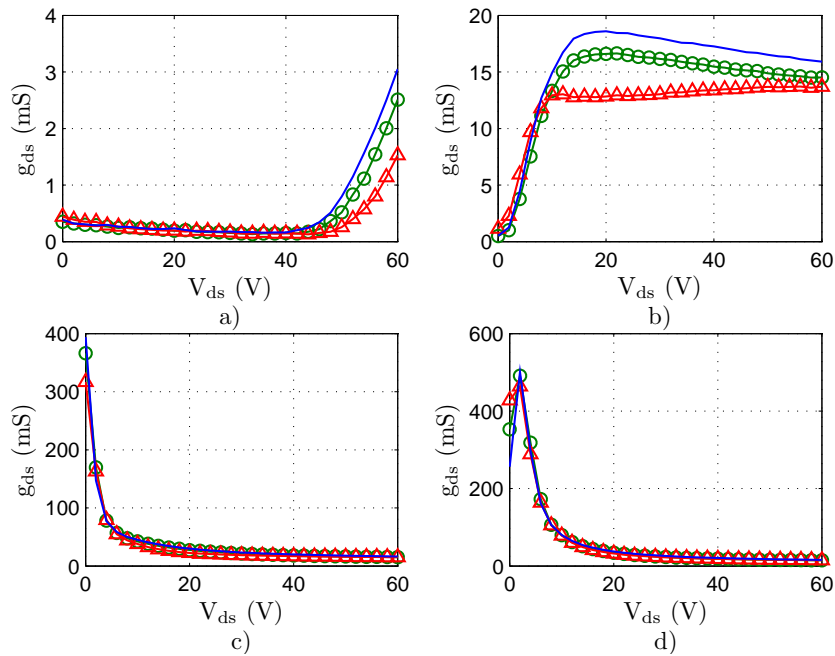


**Figura 116.** Curvas de  $C_{ds}$  obtenidas desde parámetros  $S$  con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = 0$  V,  $V_{dsQ} = 0$  V) (—), ( $V_{gsQ} = 0$  V,  $V_{dsQ} = 4$  V) (—○—) y ( $V_{gsQ} = -10.5$  V,  $V_{dsQ} = 50$  V) (—△—), y para voltajes pulsados de drenaje: a) 15 V, b) 30 V, c) 45 V y d) 60 V

**Tabla 35.** Valores medios de  $C_{ds}$  obtenidos con diferentes puntos de reposo

$V_{dsNQ}$ (V)	15	30	45	60
$E_{100\mu s}$ (fF)	16.73	17.60	18.55	16.55
$E_{1ms}$ (fF)	147.30	112.79	73.44	50.63

Finalmente, en la Figura 117 se muestran los valores de conductancia de salida ( $g_{ds}$ ) obtenidos con las diferentes caracterizaciones con duración de pulso fija. En ella se puede observar que los datos obtenidos son muy similares con respecto a los 3 puntos de reposo utilizados. La Tabla 36 muestra las medias de las diferencias absolutas observadas entre los conjuntos de valores de  $g_{ds}$  obtenida con diferentes puntos de reposo.



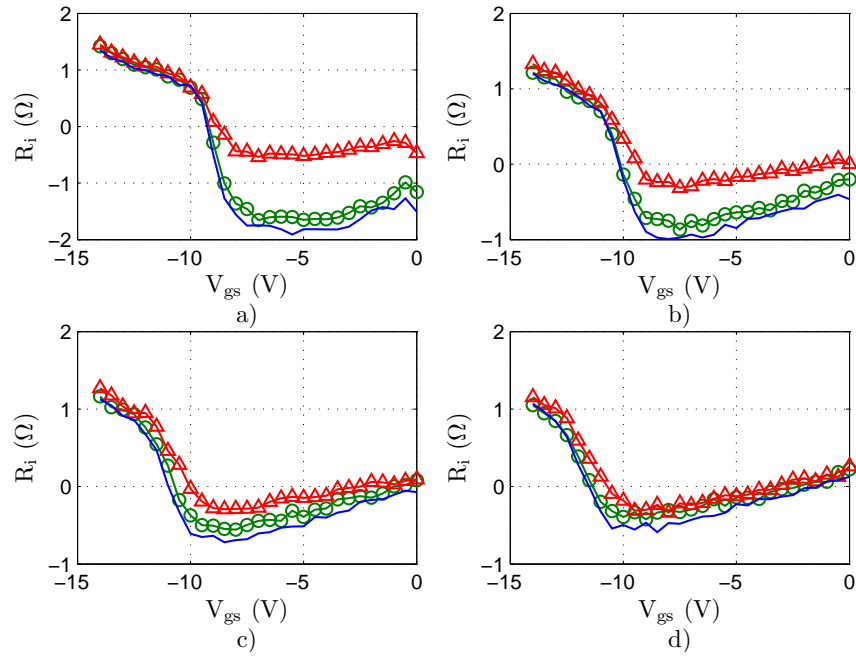
**Figura 117.** Curvas de  $g_{ds}$  obtenidas desde parámetros  $S$  con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = 0$  V,  $V_{dsQ} = 0$  V) (—), ( $V_{gsQ} = 0$  V,  $V_{dsQ} = 4$  V) (—○—) y ( $V_{gsQ} = -10.5$  V,  $V_{dsQ} = 50$  V) (—△—), y para voltajes pulsados de compuerta: a)  $-12$  V, b)  $-8$  V, c)  $-4$  V y d)  $0$  V

**Tabla 36.** Valores medios de  $g_{ds}$  obtenidos con diferentes puntos de reposo

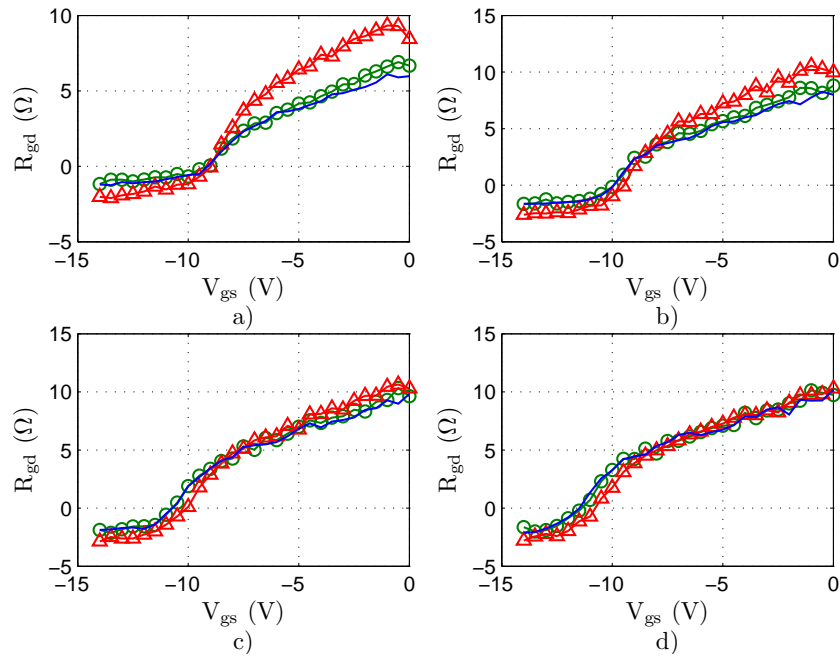
$V_{gsNQ}$ (V)	-12	-8	-4	0
$E_{100\mu s}$ (mS)	3.27	2.19	0.882	0.021
$E_{1ms}$ (mS)	6.18	4.36	2.491	0.022

La Figura 118 muestra la resistencia  $R_i$  obtenida con la caracterización de punto de reposo fijo así como la Figura 119 muestra la  $R_{gd}$  obtenida también para este caso. Puede observarse entonces que la magnitud de las diferencias entre puntos de reposo utilizados para las resistencias intrínsecas en este transistor son mínimas.

De nueva cuenta, para esta caracterización se obtiene un resultado muy similar al obtenido con la caracterización de punto de reposo fijo. El cálculo de las resistencias intrínsecas proporciona valores muy similares a los anteriormente mostrados. Por ello, se concluye en esta sección que es posible despreciar los valores de resistencias intrínsecas menores que cero.



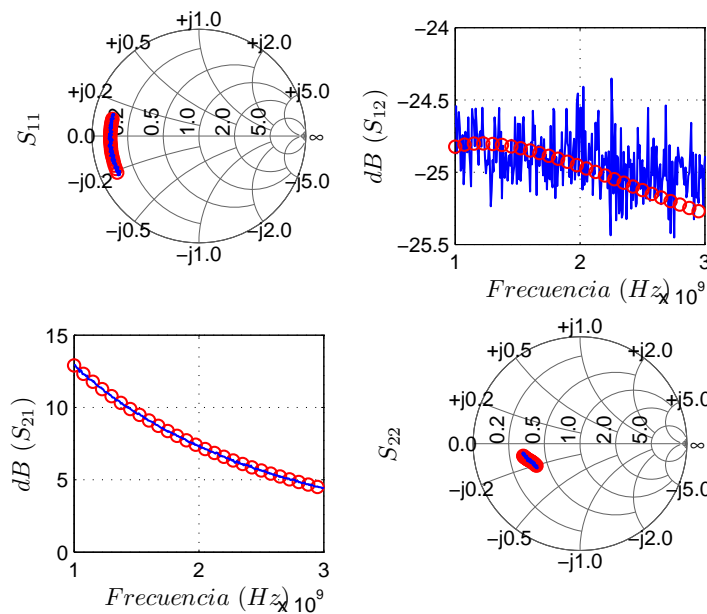
**Figura 118.** Resistencia intrínseca  $R_i$  obtenidas desde parámetros  $S$  con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = 0$  V,  $V_{dsQ} = 0$  V) (—), ( $V_{gsQ} = 0$  V,  $V_{dsQ} = 4$  V) (—○—) y ( $V_{gsQ} = -10.5$  V,  $V_{dsQ} = 50$  V) (—△—), en los voltajes de drenador  $V_{dsNQ}$ : a) 15 V, b) 30 V, c) 45 V y d) 60 V



**Figura 119.** Resistencia intrínseca  $R_{gd}$  obtenidas desde parámetros  $S$  con los puntos de reposo: ( $V_{gsQ} = 0$  V,  $V_{dsQ} = 0$  V) (—), ( $V_{gsQ} = 0$  V,  $V_{dsQ} = 4$  V) (—○—) y ( $V_{gsQ} = -10.5$  V,  $V_{dsQ} = 50$  V) (—△—), en los voltajes de drenador  $V_{dsNQ}$ : a) 15 V, b) 30 V, c) 45 V y d) 60 V

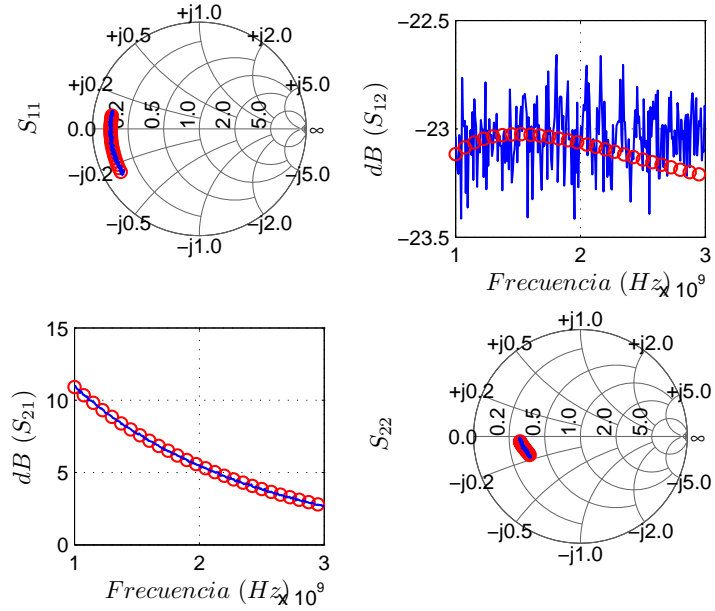
Para realizar la validación de los modelos lineales obtenidos en esta sección, en las figuras siguientes se muestran mediciones y simulaciones de parámetros S obtenidos bajo diferentes configuraciones de alimentación. La Figura 120 muestra los parámetros S medidos y simulados para el punto de polarización pulsada ( $V_{gsNQ} = 0 V, V_{dsNQ} = 60 V$ ) obtenido desde el punto de reposo ( $V_{gsQ} = 0 V, V_{dsQ} = 0 V$ ).

La Figura 121 muestra los parámetros S medidos y la simulación del modelo para el punto de polarización pulsada ( $V_{gsNQ} = -4 V, V_{dsNQ} = 30 V$ ) desde el punto de reposo ( $V_{gsQ} = 0 V, V_{dsQ} = 4 V$ ) y la Figura 122 muestra los parámetros S medidos y simulados para el punto de alimentación pulsada ( $V_{gsNQ} = -8 V, V_{dsNQ} = 45 V$ ) desde el punto de reposo ( $V_{gsQ} = -10.5 V, V_{dsQ} = 50 V$ ).

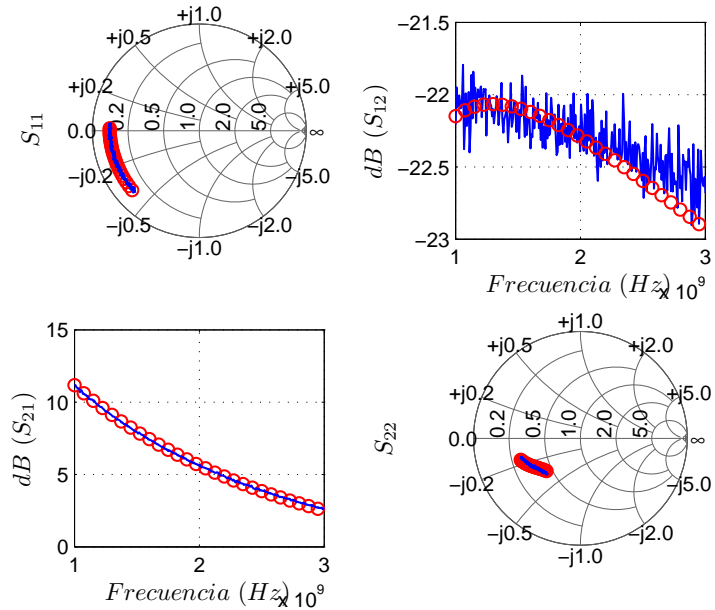


**Figura 120.** Parámetros S medidos (—) y simulados a partir del modelo lineal (—○—) para el punto de polarización pulsada ( $V_{gsNQ} = 0 V, V_{dsNQ} = 60 V$ ) obtenido desde el punto de reposo ( $V_{gsQ} = 0 V, V_{dsQ} = 0 V$ ).

Al mostrar las validaciones de los modelos lineales, observando las similitudes entre simulación y medición de parámetros S puede darse por concluido el trabajo de modelado de este transistor.



**Figura 121.** Parámetros  $S$  medidos (—) y simulados a partir del modelo lineal (—○—) para el punto de polarización pulsada ( $V_{gsNQ} = -4$  V,  $V_{dsNQ} = 30$  V) desde el punto de reposo ( $V_{gsQ} = 0$  V,  $V_{dsQ} = 4$  V)



**Figura 122.** Parámetros  $S$  medidos (—) y simulados a partir del modelo lineal (—○—) para el punto de alimentación pulsada ( $V_{gsNQ} = -8$  V,  $V_{dsNQ} = 45$  V) desde el punto de reposo ( $V_{gsQ} = -10.5$  V,  $V_{dsQ} = 50$  V)

## Capítulo 6

### Conclusiones

#### 6.1 Conclusión general

Con este trabajo de investigación ha sido posible observar a detalle el comportamiento que presentan los transistores de potencia al ser caracterizados con diferentes condiciones de alimentación, las cuales incluyen distintos tiempos de encendido del transistor así como diferentes condiciones iniciales establecidas con los puntos de reposo aplicados a la alimentación.

Los procesos de caracterización utilizados permitieron obtener datos de las relaciones I-V del transistor, así como parámetros de dispersión en una amplia región de operación de los dispositivos. Se logró realizar la caracterización de los transistores fuera de las zonas de operación seguras, lo cual tiene gran importancia debido a que es posible conocer el comportamiento del transistor en gran intervalo de alimentación.

Con los datos adquiridos se logró determinar los modelos lineales de los dispositivos y de esta manera hacer posible la observación y comparación de los mismos con diferentes duraciones de pulso. Los modelos lineales obtenidos se validaron al observar un muy buen ajuste de simulaciones de parámetros de dispersión con los correspondientes parámetros S obtenidos mediante mediciones.

También fue posible analizar la manera en que los dispositivos se ven afectados al utilizar diferentes estados de reposo en los transistores, siendo que los estados iniciales juegan un papel muy importante en el desempeño de los dispositivos. Fue posible observar el papel que juegan las trampas de portadores en el funcionamiento de los dispositivos en baja frecuencia y cuál es el efecto que producen en la determinación de modelos no lineales confiables.



## 6.2 Conclusiones sobre los métodos de medición

Las metodologías y tecnologías utilizadas en la caracterización de los transistores de potencia juegan un papel muy importante en la determinación de modelos confiables de los dispositivos. Al utilizar un sistema complejo formado por distintos equipos de alimentación-medición, es necesario establecer una excelente sincronía en la operación en conjunto de los instrumentos para garantizar un proceso de caracterización adecuado de los dispositivos.

Los sistemas de medición pulsada I-V/RF presentan una gran ventaja sobre los sistemas de alimentación continua, en el sentido de que permiten obtener mediciones de los transistores en regiones donde los últimos, simplemente no tienen la posibilidad de hacerlo, esto debido a que los dispositivos cuentan con un límite de potencia que pueden soportar sin sufrir daño en la estructura interna del semiconductor mediante la elevada temperatura que pueden alcanzar. Los métodos de medición pulsada realizan la caracterización en muy pequeños intervalos de tiempo, por lo cual es posible aplicar una potencia varias veces mayor al límite establecido por el fabricante sin causar daño alguno al dispositivo.

Otra ventaja que se tiene, además de controlar de cierta manera la temperatura durante la caracterización, es que con tiempos muy cortos de alimentación es posible evitar los fenómenos de atrapamiento de electrones que ocurren en el material semiconductor. Siendo que estos ocurren en bajas frecuencias, es muy probable que aparezcan en las relaciones I-V del transistor, afectando así el modelado no lineal de los dispositivos.

Las mediciones I-V realizadas con pulsos de alimentación de corta duración, así como los parámetros S obtenidos en conjunto, ofrecen la oportunidad de determinar un modelo muy confiable y acertado del comportamiento de un transistor de potencia.

## 6.3 Conclusiones sobre el transistor de potencia GaN

Este transistor está siendo utilizado en aplicaciones de alta potencia por el alto desempeño que ofrece al ser parte central de los amplificadores empleados en sistemas de comunicación.

Con el trabajo realizado fue posible observar el comportamiento típico de los dispositivos basados en este material semiconductor. Se analizó la dependencia que tiene la respuesta del dispositivo al operar bajo diferentes condiciones de temperatura, y distintos tiempos de alimentación.

Los modelos lineales obtenidos con las caracterizaciones realizadas mostraron que el tiempo utilizado en la alimentación pulsada de los dispositivos influye en gran medida en los valores de cada elemento del modelo intrínseco del transistor. Fue posible observar el efecto de atrapamiento de electrones al comparar los resultados obtenidos de las conductancias del transistor desde la información I-V con los resultados obtenidos a partir del análisis de los parámetros de dispersión.

Se observó también que el punto de reposo aplicado en la caracterización pulsada afecta de manera importante el desempeño del mismo. Es por esto que, para llevar a cabo la caracterización de un transistor, se han de proporcionar las condiciones eléctricas y ambientales lo más cercanas posibles a las condiciones de operación del dispositivo en la aplicación para la cual se espera tener un modelo del transistor.

Esta tecnología muestra un gran desempeño en aplicaciones de alta potencia en alta frecuencia, por lo cual se está convirtiendo en el dispositivo preferido por los diseñadores de amplificadores de alta potencia.

#### **6.4 Conclusiones sobre el transistor de potencia SiC**

Este dispositivo mezcla las bondades de un MESFET con los altos voltajes de ruptura del SiC así como su alta capacidad de transferencia de calor para operar en condiciones de alta frecuencia y alta potencia.

Durante el análisis de los resultados obtenidos de las caracterizaciones realizadas a este dispositivo, fue posible observar la magnitud en que se ve afectado el dispositivo al trabajar con diferentes temperaturas, controladas con la duración del pulso aplicado.

Se observó que este dispositivo, se ve afectado por el estado inicial de operación, pero aun así, no se obtuvieron diferencias tan significativas como las observadas con el transistor de nitruro de galio.

Algo interesante que se notó en la caracterización con diferentes duraciones de pulso, es que no se observaron grandes diferencias en los valores de los elementos intrínsecos obtenidos con las diferentes caracterizaciones, esto puede atribuirse a que, a diferencia del transistor GaN, el transistor de SiC tiene una mayor capacidad de conducción de calor, y puede ser posible que los cambios de temperatura provocados por las diferentes duraciones de pulso fueran asimilados de manera muy eficiente por el transistor.

La comparación entre los datos de conductancias obtenidas con curvas I-V y parámetros S indica que el efecto de atrapamiento de electrones también se encuentra presente en este dispositivo. Y puede ser el responsable de los colapsos de corriente observados en la sección 5.3.3.1.

Este transistor presenta grandes cualidades que lo hacen también un dispositivo considerado para ser utilizado en aplicaciones de alta potencia en altas frecuencias.

## **6.5 Aportaciones**

Las aportaciones realizadas con este trabajo de investigación se pueden resumir en los siguientes puntos:

- Se describieron a detalle los procedimientos para la determinación de modelos lineales de transistores de potencia, así como las técnicas utilizadas para la caracterización de los dispositivos.
- Se observó la importancia que tiene el establecer condiciones controladas de medición de dispositivos para conseguir la adquisición de datos confiables para su posterior análisis en la determinación de modelos de transistores.
- Se realizó un análisis detallado del comportamiento de los dispositivos de potencia, ante estímulos de pequeña señal aplicados en condiciones de alimentación pulsada.
- Los datos experimentales obtenidos durante el trabajo de investigación, fueron utilizados durante la elaboración de la presentación oral denominada “On the

Determination of Neural Network Based Non-Linear Constitutive Relations for Quasi-Static GaN FET Models” (Zarate-de Landa, et al., 2013), en el 82<sup>nd</sup> ARFTG Microwave Measurement Symposium, acontecido en la ciudad de Columbus, Ohio, EE. UU. en el mes de noviembre del 2013.

## 6.6 Trabajo futuro

- Utilizar las técnicas de caracterización pulsadas para obtener modelos no lineales que puedan ser utilizados en el diseño de amplificadores altamente eficientes y/o con altas potencias de salida.
- Realizar un análisis completo, en el cual se incluyan mediciones obtenidas con longitudes de pulso muy cortas, en las cuales sea posible obtener características I-V y parámetros S en tiempos menores a 1  $\mu$ s y observar el comportamiento de los modelos lineales en esos casos.
- Implementar un sistema de medición en el laboratorio de altas frecuencias del CICESE, similar al utilizado en este trabajo de investigación.

## Referencias bibliográficas

- Aaen, P. H., Plá, J. A., & Wood, J. (2007). *Modeling and Characterization of RF and Microwave Power FETs*. Cambridge, UK.: Cambridge University Press.
- Aaen, P. H., Wood, J., Bridges, D., Zhang, L., Johnson, E., Plá, J. A., . . . Kearney, M. J. (2012). Multiphysics Modeling of RF and Microwave High-Power Transistors. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 60(12), 4013-4023.
- Agilent Technologies. (2007). *Pulsed-RF S-Parameters Measurements*. Retrieved 2013, from <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-4839EN.pdf>
- Baylis, C., & Dunleavy, L. (2009). Electrothermal Nonlinear FET Modeling for Spectral Prediction. *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 95-98.
- Berroth, M., & Bosch, R. (1990). Broad-Band Determination of the FET Small-Signal Equivalent Circuit. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 38(7), 891-895.
- Buris, N. E. (2001). Underlying Physics. In M. Golio, *RF and Microwave Handbook*. Boca Raton: CRC Press LLC.
- Chen, Y. C., Ingram, D. L., Lai, R., & Streit, D. C. (1998). A New Empirical I-V Model for Hemt Devices. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 8(10), 342-344.
- Dambrine, G., Cappy, A., Heliodore, F., & Playez, E. (1988). A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 36(7), 1151-1159.
- De Groote, F., Teyssier, J.-P., Gasseling, T., Jardel, O., & Verspecht, J. (2008). Introduction to Measurements for Power Transistor Characterization. *IEEE Microwave Magazine*, 9(3), 70-85.
- Dunleavy, L. P. (2008). Monolithic Microwave IC Technology. In M. Golio, *RF and Microwave Passive and Active Technologies* (pp. 24-1, 24-18). Boca Raton, Florida, USA: CRC Press.

- Dunleavy, L., Baylis, C., Curtice, W., & Connick, R. (2010). Modeling GaN: Powerful but Challenging. *IEEE Microwave Magazine*, 11(6), 82-96.
- Eastman, L. F., & Mishra, U. K. (2002). The Toughest. *IEEE Spectrum*, 39(5), 28-33.
- Everett, J. P., Kearney, M. J., Snowden, C. M., Rueda, H., Johnson, E. M., Aaen, P. H., & Wood, J. (2012). Process-Oriented Physics-based Modeling of Microwave Power Transistors: Small and Large-Signal Characterization. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1-3.
- Ishida, M., Kuroda, M., Ueda, T., & Tanaka, T. (2012). Nonpolar AlGaN/GaN HFETs with a normally off operation. *IOPscience Semiconductor Science and Technology*, 27(2), 1-6, DOI: 10.1088/0268-1242/27/2/024019.
- Johnson, E. M., Aaen, P. H., Bridges, D., & Wood, J. (2012). The Effects of Material Interfaces on Thermal Resistance Values for High-Power Microwave Transistors. *79th ARFTG Microwave Measurement Conference*, 1-5.
- Lenk, F., & Doerner, R. (2000). Improved Parameter Extraction of Small-Sized FETs for Low-Power Applications. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 1389-1392.
- Liang, T., Plá, J. A., Aaen, P. H., & Mahalingam, M. (1999). Equivalent Circuit Modeling and Verification of Metal-Ceramic Packages for RF and Microwave Power Transistors. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(6), 709-714.
- Meneghesso, G., Verzellesi, G., Danesin, F., Rampazzo, F., Zanon, F., Tazzoli, A., . . . Zaroni, E. (2008). Reliability of GaN High-Electron-Mobility Transistors: State of the Art and Perspectives. *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability*, 8(2), 332-343.
- Pengelly, R. S., Wood, S. M., Milligan, J. W., Sheppard, S. T., & Pribble, W. L. (2012). A Review of GaN on SiC High Electron-Mobility Power Transistors and MMICs. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 60(6), 1764-1783.

- Reynoso-Hernández, J. A., Rangel-Patiño, F. E., & Perdomo, J. (1996). Full Characterization for Extracting the Small-Signal Equivalent Circuit in Microwave FETs. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 44(12), 2625-2633.
- Reynoso-Hernández, J., & Rangel-Patiño, F. E. (1996). DC and RF Techniques for Computing Access Resistances in Microwave FET's. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 3, 1711-1714.
- Reynoso-Hernández, J., Loo-Yau, J. R., Zúñiga-Juárez, J., & Del Valle-Padilla, J. L. (2009). A Straightforward Method to Determine the Parasitic Gate Resistance of GaN FET. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 877-880.
- Reynoso-Hernández, J., Zúñiga-Juárez, J., & Zárate-de-Landa, A. (2008). A New Method for Determining the Gate Resistance and Inductance of GaN HEMTs Based on the Extrema Points of  $Z_{11}$ . *IEEE MMT-S International Microwave Symposium Digest*, 1409-1412.
- Taniyasu, Y., & Kasu, M. (2010). Improved Emission Efficiency of 210-nm Deep-ultraviolet Aluminum Nitride Light-emitting Diode. *NTT Technical Review*, 8(8), Recuperado de:  
<https://www.ntt-review.jp/archive/ntttechnical.php?contents=ntr201008sf2.html>.
- Trew, R. J., Bilbro, G. L., Kuang, W., Liu, Y., & Yin, H. (2005). Microwave AlGaIn/GaN HFETs. *IEEE Microwave Magazine*, 6(1), 56-66.
- White, P. M., & Healy, R. M. (1993). Improved Equivalent Circuit for Determination of MESFET and HEMT Parasitic Capacitances from "Coldfet" Measurements. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 3(12), 453,454.
- Wood, J., Aaen, P. H., & Plá, J. A. (2008 ). Characterization and Modeling of LDMOS Power FETs for RF Power Amplifier Applications. *IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, 134-138.
- Wood, J., Aaen, P. H., Bridges, D., Lamey, D., Guyonnet, M., Chan, D. S., & Monsauret, N. (2009). A Nonlinear Electro-Thermal Scalable Model for High-Power RF LDMOS

Transistors. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57(2), 282-292.

Zarate-de Landa, A., Reynoso-Hernandez, J., Roblin, P., Monjardin-Lopez, J., Loo-Yau, J., & Pulido-Gaytan, M. (2013). On the Determination of Neural Network Based Non-Linear Constitutive Relations for Quasi-Static GaN FET Models. *Presentado en: 82nd ARFTG Microwave Measurement Symposium*.

Zárate-de-Landa, A., Zúñiga-Juárez, J. E., Loo-Yau, J. R., Reynoso-Hernández, J., Maya-Sánchez, M. d., & del-Valle-Padilla, J. L. (2009). Advances in Linear Modeling of Microwave Transistors. *IEEE Microwave Magazine*, 10(2), 100, 102-111, 146.

Zárate-de-Landa, A., Zúñiga-Juárez, J., Reynoso-Hernández, J., Maya-Sánchez, M. d., Piner, E., & Linthicum, K. (2007). A New and Better Method for Extracting the Parasitic Elements of On-Wafer GaN Transistors. *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, 791-794.