



FACULTAD DE INGENIERÍA Y COMPUTACIÓN

PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIONES

PROYECTO DE TESIS

Nueva ecuación para la no linealidad Ids en modelos eléctricos de transistores de microondas MESFET

Autor: Anthony Urquiza Enriquez
Bachiller en Ingeniería de Telecomunicaciones

Orientador: Guillermo Rafael Valdivia
Dr. en Ingeniería de Telecomunicaciones

Arequipa, junio de 2017

**PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIONES**

**Nueva ecuación para la no linealidad I_{ds} en modelos
eléctricos de transistores de microondas MESFET**

Junio, 2017

“No hay algo que conozcamos que no provenga de la percepción de los sentidos, de la comprensión del alma y del entendimiento de la mente.”

Aristoteles

Índice general

Abstract	3
Resumen	5
1. Introducción	7
1.1. Motivación y Contexto	7
1.2. Planteamiento del problema	8
1.3. Objetivos	8
1.3.1. Objetivo general	8
1.3.2. Objetivos específicos	8
1.4. Metodología	8
1.5. Consideraciones Complementarias	9
1.5.1. Recursos y Materiales	9
1.5.2. Cronograma de Trabajo	9
2. Marco Teórico	11
2.1. Comunicaciones Inalámbricas	11
2.2. Sistemas de Telecomunicaciones estandarizados	11
2.2.1. GSM - Sistema Global para Comunicaciones Móviles (2G) . .	13
2.2.2. WCDMA/UMTS (3G)	13
2.2.3. LTE (4G)	13
2.2.4. Sistemas de Comunicación Inalámbrica 5G	14
2.3. Comparación de modelos a nivel de sistema y circuital	14
2.4. Amplificador de Potencia (AP)	15
2.5. Transistores de Efecto de Campo (FET)	16
2.5.1. MOSFET	16
2.5.2. MESFET	17
2.5.3. HEMT	17
2.6. ¿Qué es un modelo?	18
2.6.1. Modelo Comportamental	18
2.6.2. Modelado Físico	19
2.6.3. Modelo eléctrico	19
2.7. Medidas Pulsadas	23
2.8. Linealidad y no linealidad	24
2.8.1. Linealidad	24
2.8.2. Panorama del fenómeno de la distorsión no lineal	25

2.9. Efecto Memoria	30
2.9.1. Efectos memoria a corto plazo (STM)	31
2.9.2. Efectos de memoria a largo plazo (LTM)	32
3. Estado del Arte	33
3.1. Modelado empírico de las no linealidades	33
3.1.1. Modelado de la no-linealidad Ids	33
3.2. Dispersión en frecuencia de conductancia de salida y ruido en bajas frecuencias de transistores HEMT's y MESFET's	35
3.2.1. Discusiones	36
3.3. Modelado de la dependencia del punto de operación no lineal de las características de Ids a partir de medidas pulsadas en transistores MESFET	37
3.3.1. Discusiones	39
3.4. Comentarios	40
4. Propuesta de Solución	41
4.1. Principales variables del modelo	41
4.2. Modelo no lineal de la Corriente Ids	42
4.3. Modelo no lineal de Corriente Drain-Source con la ecuación propuesta. 4.3.1. Extracción de características en DC y Ecuación de Cobra	45
4.4. Extracción de Características Pulsadas	49
4.5. Aproximación a la Ecuación de Voltajes efectivos	53
4.6. Diagramas del proceso	56
5. Resultados y comparaciones	61
5.1. Transconductancia y Conductancia de Salida	61
5.1.1. En DC	62
5.1.2. En pulsadas	62
5.2. Dispersión en frecuencia	63
5.2.1. Dispersión de la conductancia de Salida	64
5.2.2. Dispersión de la transconductancia	65
5.3. Ventajas Cualitativas de modelo	66
6. Conclusiones y trabajos futuros	69
6.1. Conclusiones	69
6.2. Futuras líneas de investigación	69
Glosario	71
Reconocimientos	73
A. Anexo	75
A.1. Test Fixture	75

A.2. <i>fminsearch</i>	75
A.2.1. Descripción	76
A.3. Ecuacion Ids de voltajes efectivos con Cobra	76
A.4. Ecuaciones de conductancia de salida y transconductancia	77
A.4.1. En DC	77
A.4.2. En pulsada	77
Bibliography	79

Índice de figuras

1.1.	Diagrama de tiempo de actividades para proyecto de tesis.	9
2.1.	(a) Comparación de los anchos de banda en las distintas tecnologías. (b) Comparación de la tasa de transmisión en las distintas tecnologías. La tasa de transmisión está en la escala logarítmica.	12
2.2.	Pirámide de niveles de trabajo en las comunicaciones móviles.	15
2.3.	Sección típica de un transistor MESFET [dlM96].	17
2.4.	Sistema con señales de entrada y salida indicadas, incluyendo perturbaciones.	18
2.5.	Representación del circuito equivalente de pequeña señal de un FET.	19
2.6.	Sección transversal esquemático de un FET GaAs de microondas con componentes extrínsecos que muestran el origen físico del circuito equivalente. Fuente:[RHdCMSdVP09].	20
2.7.	Modelo clásico de Vendelin-Drambrine de un transistor MESFET/HEMT [dlM96].	21
2.8.	Modelo no lineal utilizado en el modelado de HEMT.	23
2.9.	Balance de energía en un amplificador electrónico usado para probar que todos los dispositivos activos son inherentemente no lineales.	26
2.10.	Espectro de la señal de respuesta a una excitación con dos tonos de frecuencia w_1 y w_2	29
2.11.	Representación de una señal actual $y(t)$ que depende de valores pasados de la señal $u(t)$ hasta un tiempo t_m [Woo14a].	31
3.1.	Dependencia en frecuencia de la salida de una pequeña señal Drain-Source para un conjunto de 13 MESFETs polarizados en el régimen de saturación con $V_{ds} = 3V$ y $V_{gs} = 0V$.Fuente [RHJ89]	36
3.2.	Transconductancia en función al voltaje Gate-Source. Fuente[RHJ89]	37
3.3.	Dependencia en frecuencia de la salida de una pequeña señal Drain-Source para un conjunto de 10 HEMTs polarizados en el régimen de saturación con $V_{ds} = 2V$ y $V_{gs} = 0V$. Fuente [RHJ89].	38
3.4.	Transconductancia en función al voltaje Gate-Source. Fuente: [RHJ89]	39
3.5.	Circuito MESFET equivalente con dos corrientes que modelan I_{ds} . Fuente [TF]	40
4.1.	Redes RC al ingreso en Gate y Drain. Fuente [RVBB06].	42
4.2.	Representación gráfica del pulso estrecho que se envía sobre el voltaje DC.	44

4.3.	Datos medidos del transistor GaN cuando se envía pulsos de $5\mu s$.	45
4.4.	Ajuste a fichero de medidas pulsadas con un ancho de pulso de $5\mu s$ de un transistor GaN.	46
4.5.	Ajuste a fichero de medidas pulsadas con un ancho de pulso de $30\mu s$ de un transistor GaN.	47
4.6.	Ecuación de Cobra ajustada a fichero de medidas DC de un transistor GaAs ($e = 2,7259$).	49
4.7.	Diagrama de flujo de extracción de características DC.	50
4.8.	Puntos externos para inicio de calculo de características pulsadas.	51
4.9.	Corrientes Ids Medidas (diamantes) y modeladas (cuadrados) obtenidos para NE76038 con la técnica propuesta. Ancho de pulso de $0.2\mu sec$ y un duty cycle: 0.02 % a) $V_{gsDC} = 0V$, $V_{dsDC} = 0,5V$ ($e = 9,1426$); b) $V_{gsDC} = -1V$, $V_{dsDC} = 0,5V$ ($e = 6,1779$); c) $V_{gsDC} = 0V$, $V_{dsDC} = 3V$ ($e = 1,6578$); d) $V_{gsDC} = -1V$, $V_{dsDC} = 3V$ ($e = 4,8250$).	52
4.10.	Medidas pulsadas de fichero $V_{gs} = -0,2$, $V_{ds} = 3V$ ajustado con ecuación de voltajes efectivos ($e = 4,8250$).	53
4.11.	Corriente Id obtenido con la ecuación de voltajes efectivos cuando $V_{gpul} = V_{gi}$ y $V_{dpul} = V_{di}$ ($e = 2,7259$).	54
4.12.	Diagrama de flujo de extracción de características pulsadas.	55
4.13.	Variación de una curva DC y pulsada, intersectadas en el punto de operación.	56
4.14.	Cuadrados: Curva ajustada con un polinomio cuadrado. Círculos: Curva ajustada con un polinomio cúbico. Línea: Curva de datos medidos.	57
4.15.	Diagrama general del proceso de obtención de la nueva ecuación.	58
4.16.	Diagrama de flujo de la extracción de características estáticas.	59
4.17.	Diagrama de flujo de la extracción de características dinámicas.	60
5.1.	Transconductancia de medidas DC.	63
5.2.	Conductancia de salida de medidas DC.	64
5.3.	Transconductancia de medidas pulsadas.	65
5.4.	Conductancia de Salida de medidas pulsadas.	66
5.5.	Zonas de evaluación de g_m y G_{ds} .	67
A.1.	Test Fixture Diva 256 de Accent Optical Technologies	75

Abstract

In this thesis, a new technique to modeling the dynamic behavior of microwave devices based on pulsed measurements, is presented. Both static (DC) and dynamic (pulsed) I/V characteristics are modeled using one equation together with a conventional nonlinear static current model. The technique can model one of the most critical phenomena in telecommunications which is the frequency dispersion effects that is related to memory effects. The methodology in this work can be applied to other current models and implemented into a new large-signal circuit as a single current source, capable of accurately predicting DC and pulsed performance of field effect transistors (FET).

Resumen

Las telecomunicaciones se enfocan en garantizar una transmisión y recepción de señales a través de distintos medios. Los métodos para garantizar una comunicación proponen trabajar con constelaciones densas, de distintas amplitudes y fases; donde alguna pequeña distorsión podría dificultar la discriminación y obtener fallas en la comunicación. Hoy mas que nunca las distorsiones preocupan en sus distintas etapas a pesar de que existen métodos y técnicas para poder reducirlas.

Por otro lado la cantidad de energía que se utiliza en las estaciones base es tan alta que encarecen los costos operacionales sin que signifique obtener mejor comunicación. El porcentaje de eficiencia de los amplificadores de potencia tienen menos del 50% que añadidos con la energía que se utiliza dentro de una estación base, hacen que este valor descienda aun más.

La necesidad de mejorar este escenario puede recibir un gran aporte con el estudio y modelado de fenómenos relacionados con los amplificadores de potencia. La tecnología apunta a reducir el consumo de energía y para que las telecomunicaciones lo puedan hacer, se necesita de mejores técnicas de modelado; que es lo que se propone en esta tesis.

El nuevo modelo propone un método a través del cual el flujo de corriente dinámica, derivadas de los fenómenos típicos de dispersión, se pueden modelar en circuitos equivalentes. Las corrientes estáticas y pulsadas se caracterizan utilizando una nueva ecuación y posteriormente implementados en una topología de circuito a gran señal con una única fuente de corriente. La nueva técnica de modelado se basa en un modelo DC convencional bien establecido y sobre ese se introduce la nueva ecuación. En este trabajo extendemos el rango de validez de la operación a gran señal, incluyendo predicción precisa de la transconductancia y conductancia de salida en DC y RF.

1. Introducción

El desarrollo de nuevas generaciones de telefonía móvil ha redefinido nuestra percepción de la comunicación de voz y datos. Este avance responde a demandas tecnológicas y de mercado por lo que adoptan tendencias de incrementar la tasa de transmisión de datos y el ancho de banda. La evolución de la telefonía móvil ha pasado de simples llamadas de voz a compartir gran cantidad de información en videos, imagen y alto contenido multimedia como videollamadas. Es exactamente esta demanda la que estimula a tener cada vez antenas con respuesta al incremento del ancho de banda y amplificadores de potencia eficientes y estables.

En una estación base el transmisor cumple la función de amplificar la señal para que llegue hasta el receptor. El proceso requiere de un cuidadoso entendimiento de este dispositivo de microondas.

Hoy para migrar a nuevas generaciones de telefonía móvil se realizan adaptaciones externas en el amplificador de potencia debido a que no se conoce con precisión el comportamiento del transistor.

Sin embargo al tener modelos que predigan el comportamiento de un transistor, facilitará las migraciones a nuevas generaciones de telefonía móvil además de reducir costos antes de una implementación.

Los modelos de transistores que permiten predecir su comportamiento no son precisos, lo que genera inconvenientes para los diseñadores de amplificadores. Es complicado llegar a un modelo que explique todo el sentido físico, eléctrico y matemático debido al alto coste computacional y la densidad de las variables. Por eso es que en este trabajo se plantea obtener una nueva ecuación de corriente drenador-surtidor para un modelo eléctrico.

1.1. Motivación y Contexto

Las comunicaciones de telefonía celular están creciendo rápidamente. El incremento de usuarios y tráfico, demanda desarrollar nuevas generaciones de telefonía móvil. La tendencia de las últimas generaciones (3G, 4G y 5G) cuentan con dos características importantes: mayor velocidad de transmisión de datos y ancho de banda. Bajo esta perspectiva del avance tecnológico nos enfocamos en el transistor, corazón del amplificador de potencia, quien tiene el trabajo de enviar la señal al receptor con adecuados niveles de potencia.

El modelado del transistor es la esencia de este trabajo que nos permitirá comprender el comportamiento de este y como consecuencia, dar aportes al desarrollo tecnológico de nuevas generaciones de telefonía celular.

El trabajo fue expuesto en el “International Microwave and Optoelectronics Conference” IMOC 2015 organizado por la sociedad brasilera de óptica y microondas, el 4 de Noviembre. Se encuentra publicado en la librería de la IEEE, *IEEE Xplore Digital Library*.

1.2. Planteamiento del problema

Deficiencia de las ecuaciones no lineales del transistor de microondas usadas en modelos convencionales, en cuanto a su capacidad de predecir el comportamiento del transistor en condiciones de DC y RF con exactitud considerando los efectos de dispersión frecuencial, distorsión y memoria.

1.3. Objetivos

1.3.1. Objetivo general

Diseñar una nueva ecuación no lineal de transistores de microondas, capaz de implementarse en simuladores comerciales ADS AWR, que permitan predecir el comportamiento de transistores de microondas tanto en alta como en baja frecuencia considerando efectos de distorsión y memoria.

1.3.2. Objetivos específicos

1. Analizar artículos de investigación con diferentes propuestas de ecuaciones no lineales de transistores de microondas actualmente usados en herramientas CAD para ver su evolución, ventajas y desventajas de cada uno.
2. Proponer una ecuación que permita ajustar simulaciones a datos experimentales obtenidos a través de medidas pulsadas en transistores de microondas comerciales, tanto de baja como de alta potencia.

1.4. Metodología

El presente trabajo se inicia con la investigación de trabajos previos en nuevas ecuaciones de corrientes de modelos eléctricos para después plantear un desarrollo de una nueva ecuación que prediga el comportamiento del transistor de forma eficiente. Para comprobar la predicción del modelo, tenemos que contrastar la simulación con

las medidas reales de un transistor para ver cuán bien lo modela. Este proceso de medir un transistor se puede realizar con ayuda de un instrumento llamada *Dynamic IV Analyzer*, junto con un Test-Fixture ver el Sección A.1. La universidad no cuenta con este equipo.

1.5. Consideraciones Complementarias

1.5.1. Recursos y Materiales

Los recursos y materiales que se necesitan para este trabajo son programas que nos proporcionen herramientas de modelado. Principalmente se usara Matlab. Fuera de la simulación se necesita un *Dynamic IV Analyzer* para medir dispositivos semiconductores con medidas pulsadas, este equipo tiene un costo de 5000 dólares americanos. El programa profesional no tiene que comprarlo ya que se pueden solicitar archivos de medidas de transistores a contactos de otras universidades.

1.5.2. Cronograma de Trabajo

Para continuar con el trabajo se desarrollarán 9 actividades detalladas en un cronograma de tiempo:

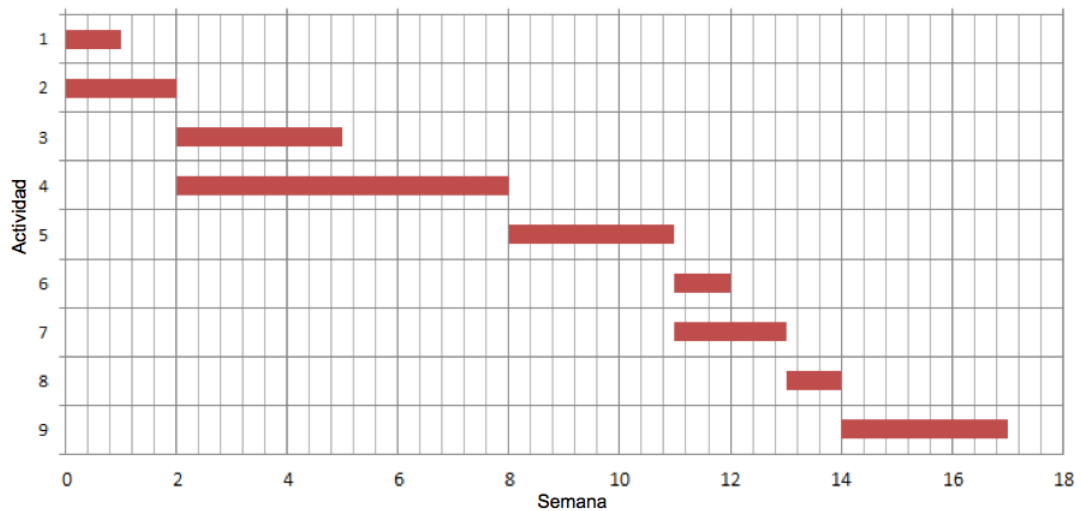


Figura 1.1.: Diagrama de tiempo de actividades para proyecto de tesis.

- Actividad 1: Extraer características de ecuaciones ya existentes que ajustan medidas en DC.
- Actividad 2: Extraer características de ecuaciones ya existentes que ajustan a medidas Pulsadas.

- Actividad 3: Nueva ecuación que ajuste medidas en DC.
- Actividad 4: Nueva ecuación que ajusta medidas Pulsadas.
- Actividad 5: Nueva ecuación que ajusta medidas en RF.
- Actividad 6: Validar nueva ecuación en DC.
- Actividad 7: Validar nueva ecuación en Pulsadas.
- Actividad 8: Validar nueva ecuación en RF.
- Actividad 9: Validación, comparación y consolidación de nueva ecuación.

Organización del Presente Documento

En el capítulo 2, se expone todo los puntos necesarios desde lo general hasta lo específico para entender el trabajo, se empieza con un enfoque a las tecnologías existentes, hasta llegar a exponer sobre transistores y el modelado en transistores. Además se ubica el nivel de la investigación y el impacto de realizar trabajos a nivel de modelado de transistores para mejorar las deficiencias de los amplificadores de potencia. Este capítulo recopila la información de libros universitarios actualizados. De modo que lo expuesto es de conocimiento público.

En el capítulo 3, se recopila aquella información que es parte de publicaciones y no se encuentra de modo regular en los libros universitarios, aquí se expone información que no es de dominio público. Se empieza nombrando las ecuaciones que se tienen en la actualidad, se las clasifica según sus deficiencias y los problemas que afrontan. Luego se explica dos artículos que sustentan que el trabajo que se propone tiene campo de investigación y desarrollo. Además estos sustentan que crear una nueva ecuación es uno de los caminos para obtener mejores modelos.

En el capítulo 4, se expone como se realizó el trabajo. Con ayuda de gráficas, cuadros y datos teóricos, se acerca al lector a que pueda entender la aproximación del autor sobre el trabajo realizado.

En el capítulo 5, se muestran los resultados obtenidos a partir de lo explicado en el capítulo 4. En este capítulo se contrasta la información obtenida y se extraen conclusiones del trabajo.

En el capítulo 6, se plasman las conclusiones.

2. Marco Teórico

En el presente capítulo se define el impacto del modelado en los sistemas de comunicaciones. Se hace una aproximación de lo general a lo específico, hasta llegar al transistor que es el principal dispositivo sobre el que se basa esta tesis. Por último en las dos secciones finales se describen los problemas que deseamos desarrollar.

2.1. Comunicaciones Inalámbricas

La industria de la telefonía celular, en sus cuatro décadas de existencia, ha hecho esfuerzos en la búsqueda de obtener mayores tasas de transmisión de datos y con esto mayor ancho de banda. En 1986 con el inicio de las pruebas de 2G se llegaba a una tasa de transmisión de datos de 20Kbit/s en sub-bandas de 200 KHz. Luego con la aparición de 3G la tasa de velocidad de datos alcanzó los 2 Mbit/s en canales de 5 MHz. Recientemente con la aparición de la cuarta generación LTE, se puede alcanzar una tasa de 100 Mbit/s y 50 Mbit/s en los canales de bajada y subida respectivamente, con un ancho de banda de 20 MHz [Mol11a]. Este avance tecnológico sin duda responde a la demanda de los usuarios y el incremento de tráfico en escala global. El incremento de ancho de banda y velocidad de transmisión tiene un gran impacto en el diseño de transistores de microondas, en el sentido que se requiere que trabajen con la misma ganancia, eficiencia y linealidad en anchos de bandas cada vez mayores; reto que aborda este trabajo.

El desarrollo de nuevas tecnologías de telefonía móvil enfrenta distintos problemas, en este trabajo nos enfocaremos en la distorsión y los efectos memoria del transistor.

2.2. Sistemas de Telecomunicaciones estandarizados

La principal razón del éxito de los sistemas de telecomunicaciones es el desarrollo de estándares ampliamente aceptados. Esto asegura que el mismo tipo de equipos pueda ser usado al rededor del mundo, en distintos operadores de telecomunicaciones e interoperando en una misma área común. Es necesario mencionar que los documentos de los estándares no son de libre acceso al público, solo para los expertos en el estándar.

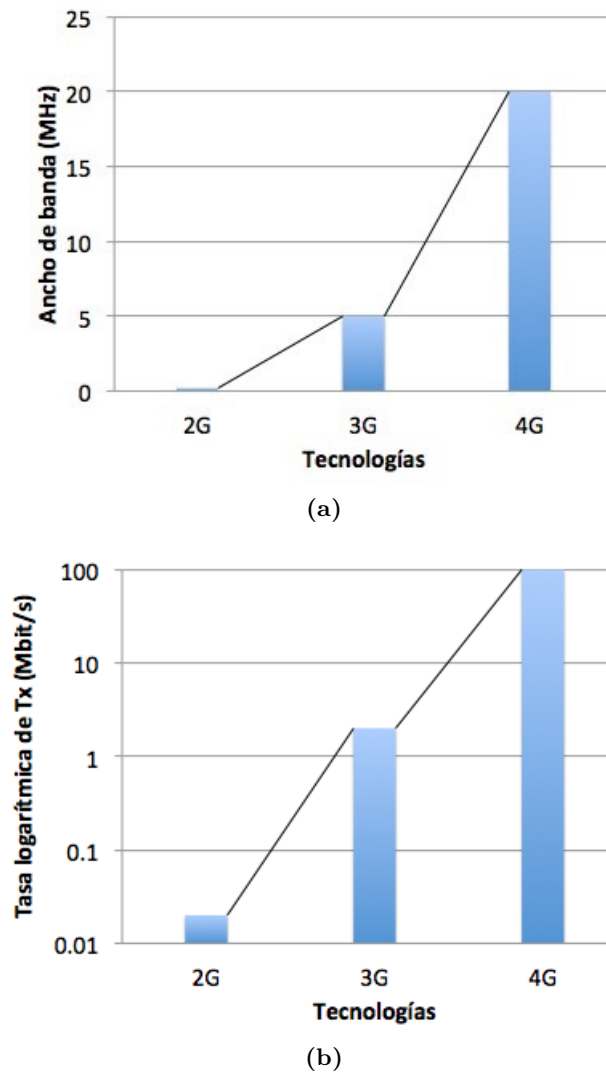


Figura 2.1.: (a) Comparación de los anchos de banda en las distintas tecnologías.
(b) Comparación de la tasa de transmisión en las distintas tecnologías. La tasa de transmisión está en la escala logarítmica.

2.2.1. GSM - Sistema Global para Comunicaciones Móviles (2G)

El GSM es por mucho la red más exitosa a nivel mundial en comunicaciones móviles. Se empezó a desarrollar en 1982. Existe tres versiones de GSM, cada una con diferentes frecuencias de portadora. El primer sistema de GSM usó frecuencias cerca a 900 MHz. GSM1800, que es conocido como sistema de telefonía digital a 1800 MHz, surgió como la segunda versión a raíz del aumento de subscriptores. Esta frecuencia cerca a los 1800 MHz posee un ancho de banda tres veces mayor a la de 900 MHz y se redujo la potencia de transmisión de los equipos móviles. La tercera versión es conocida como GSM 1900 o PCS-1900 (Personal Communication System) operan en la frecuencia de 1900 MHz y es ampliamente usada en los Estados Unidos de América [Mol11a].

GSM es conocido como “open standard”, esto significa que solo están especificadas las interfaces, no la implementación. Así se asegura que todos los productos de distintas compañías sean compatibles. Por otro lado GSM utiliza una combinación de FDMA/TDMA adicionalmente con FDD (Frequency Domain Duplexing). En la primera versión de GSM, las frecuencias de 890 a 915 MHz y de 935 a 960 MHz estaban disponibles para el enlace de subida (del terminal a la estación base) y el enlace de bajada (de la estación base al terminal) respectivamente. El espaciado de frecuencia entre los canales de subida y bajada era de 45 MHz. Para GSM1800 los rangos eran 1710 - 1785 MHz para el canal de subida y 1805 - 1880 MHz para el canal de bajada. Ambas bandas de los canales están particionadas en sub-bandas de 200KHz con una tasa de transmisión de 271 kbits/s, compartida por 8 usuarios [Mol11a].

2.2.2. WCDMA/UMTS (3G)

La motivación para la creación de un nuevo estándar fue la utilización más eficiente del espectro radioeléctrico, mayores tasas de transmisión de datos hasta 2Mbit/s y un ancho de banda de 5 MHz que pueda proporcionar soporte a aplicaciones multimedia.

Sin duda 3G es conocido por el gran incremento de la velocidad de transmisión de datos en comparación con su antecesor. La velocidad de datos máxima y la velocidad más alta admitida de un usuario son diferentes para cada tipo de celda. En una macrocelda se puede soportar 144 kbit/s a una velocidad máxima de 500 km/h. En una microcelda, 384 kbit/s a una velocidad máxima de 120 km/h. En una picocelda la velocidad máxima del usuario es de 10 km/h y una velocidad de datos máxima de 2 Mbit/s [Mol11b].

2.2.3. LTE (4G)

El desarrollo de LTE se dio en paralelo con el mejoramiento de WCDMA. Dentro de las especificaciones para la cuarta generación resalta la tasa de transmisión de

300 Mbit/s en el enlace de bajada (Downlink) y el uso de antenas MIMO (Múltiple entrada-múltiple salida) para incrementar la eficiencia espectral. Se conoce además que LTE-Advanced busca proveer una tasa de transmisión de 1 Gbit/s [Mol11c].

LTE está optimizado para velocidades bajas del usuario (0-15 km/h), debido a que la mayor transmisión de datos se baso sobre terminales nómades, esto significa que el terminal puede cambiar de posición pero mientras está en uso no varía su posición. Una pequeña degradación del rendimiento se percibe en velocidades de 120 km/h, aunque soporta aplicaciones hasta un máximo de 500 km/h [Mol11c].

2.2.4. Sistemas de Comunicación Inalámbrica 5G

Debido al continuo incremento dramático en el número de usuarios que acceden a la red cada año, 5G en comparación con la red 4G tendrá 1000 veces más capacidad en el sistema, 10 veces la eficiencia espectral y de energía; una transmisión de 10 Gb/s para una movilidad baja y de 1 Gb/s para alta movilidad. Por otro lado estará optimizado para el uso en trenes de alta velocidad gracias a que la banda es alrededor de 60 Ghz con un ancho de banda de 4 Ghz lo que indica que las ondas milimétricas son el principal cambio en comparación con sus antecesores [Ble13]. Se espera que la estandarización esté finalizada para el 2020.

2.3. Comparación de modelos a nivel de sistema y circuital

En el desarrollo de las tecnologías de comunicaciones han existido 2 niveles de investigación, el nivel de sistema y el circuital. El nivel de sistema o “System Level” es aquel que la aproximación al enfoque del avance tecnológico es de tipo “black box”, es decir un sistema con una salida que depende de los valores de la entrada y de los mismos en tiempos pasados. A este nivel trabajan ingenieros informáticos y licenciados en ciencias de la computación.

El desarrollo es enteramente matemático y sujeto a condiciones de niveles inferiores. Por lo general la aproximación al problema está sujeto a condiciones de no variabilidad internas del sistema y señales de entrada.

Si bien es cierto puede ser considerado un nivel superficial, es en este donde se ha dado aportes importantes como el Digital Pre-Distorsion (DPD) y la integración de soluciones en bloques como los componentes dentro de una estación base.

Por otro lado, el nivel circuital o “circuit level” es el nivel en el que se realiza este trabajo, la aproximación del enfoque al avance tecnológico es en el entendimiento de los componentes eléctricos con sentido físico. Esto se puede realizar con la ayuda del modelado eléctrico, sobre los que detallaremos en la Subsección 2.6.3. En este nivel trabajan ingenieros de telecomunicaciones, electrónicos e ingenieros encargados de la integración de circuitos de radiofrecuencia (RFIC). El desarrollo a este nivel

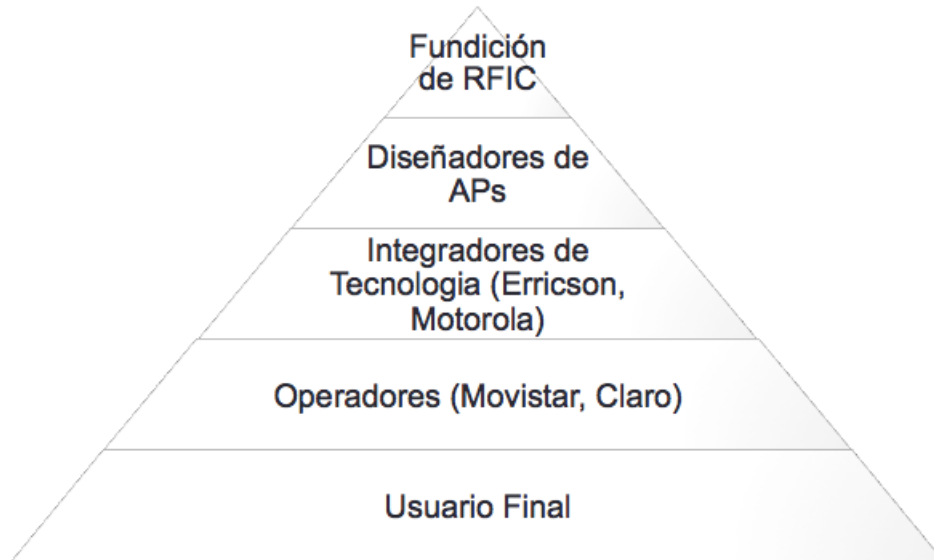


Figura 2.2.: Pirámide de niveles de trabajo en las comunicaciones móviles.

es la base del sustento para el nivel de sistema. Por lo general la aproximación al problema está sujeto a establecer la mejor relación con la física del dispositivo. Aquí trabajan empresas como Freescale, NXP. Un avance en este nivel genera un aporte en cadena hasta el usuario final. Esto lo podemos apreciar en la figura 2.2.

En la parte inferior de la pirámide está el usuario final como gran beneficiario de todos los avances anteriores. Podríamos dividir la pirámide en nivel de sistema para: los operadores, integradores de tecnología y diseñadores de amplificadores de potencia. El nivel circuital, raíz de avance tecnológico, para los diseñadores de amplificadores de potencia y la fundición de RFIC.

Existe diferencias entre ambos niveles de trabajo. Como consecuencia natural este trabajo brindará una mejor comunicación entre ambos niveles.

2.4. Amplificador de Potencia (AP)

El amplificador de potencia (AP) es un componente no lineal indispensable en los sistemas de comunicaciones. Los APs de RF (Radiofrecuencia) son parte de la transmisión de la señal modulada que llega hasta el receptor con una potencia adecuada dentro de los niveles de detección. Idealmente esto se debería realizar sin añadir ninguna distorsión y con la menor cantidad de consumo de energía posible; pero la linealidad y eficiencia son dos especificaciones que se deben manejar. Se conoce que la no linealidad causa un ensanchamiento del espectro, esto perjudica las comunicaciones ya que genera interferencia en los canales adyacentes, causa distorsión en banda y por último degrada la tasa de error de bit (BER). Por otro lado, el AP de

RF tiene probablemente la mayor demanda de corriente que cualquier otro componente en una estación base o equipo móvil, de modo que, un uso eficiente de esta corriente para la amplificación es esencial; como consecuencia se minimiza los costos de operación y maximiza la vida útil de la batería.

Es necesario resaltar que la esencia de un amplificador de potencia es el transistor. El entendimiento del comportamiento del transistor llevará a poder obtener mejores modelos que puedan predecir el funcionamiento de los amplificadores para luego asociarlos a la reducción de los problemas de distorsión y efecto memoria.

2.5. Transistores de Efecto de Campo (FET)

El transistor es un semiconductor de tres capas compuesto de dos capas de material tipo n (concentración de electrones de carga negativa) y una de tipo p (concentración de huecos de carga positiva) o viceversa. Los terminales se identifican con las letras mayúsculas D para drenaje, S para surtidor y G para compuerta, pero en el lenguaje académico se opta por manejar los nombres de los terminales en inglés: Drain, Source y Gate, para Drenador, Surtidor y Compuerta respectivamente, además durante el trabajo se utilizara ambos términos de forma indistinta para un mejor manejo de las ideas que se expongan como lo hace la bibliografía. [Cas09]. En esta tesis nos enfocaremos exclusivamente en transistores FET.

Los FET actualmente juegan un papel importante en circuitos mezcladores de microondas y radiofrecuencia. También la tecnología monolítica ha incrementado la importancia de estos dispositivos. Un transistor FET es unipolar, es decir que el flujo de la corriente es transportado por los portadores mayoritarios. Además es controlado por voltaje en sus terminales y tiene otras características que lo diferencia de un transistor bipolar, tales como:

- Mayor resistencia de entrada, en el orden de los megaohmios.
- Bajo ruido.
- Posee mayor eficiencia en comparación a los transistores bipolar.
- Puede tener una ganancia de voltaje en conjunto con la ganancia de corriente.

Básicamente existen tres tipos de dispositivos de efecto de campo que mencionaremos a continuación.

2.5.1. MOSFET

Un dispositivo MOSFET (Metal Oxido Semiconductor FET) está desarrollado en tecnología de silicio (Si). En su región activa en modo de enriquecimiento, la capacitancia de entrada y la transconductancia es casi independiente del voltaje de la compuerta y la capacitancia de salida es independiente del voltaje drenador. Este

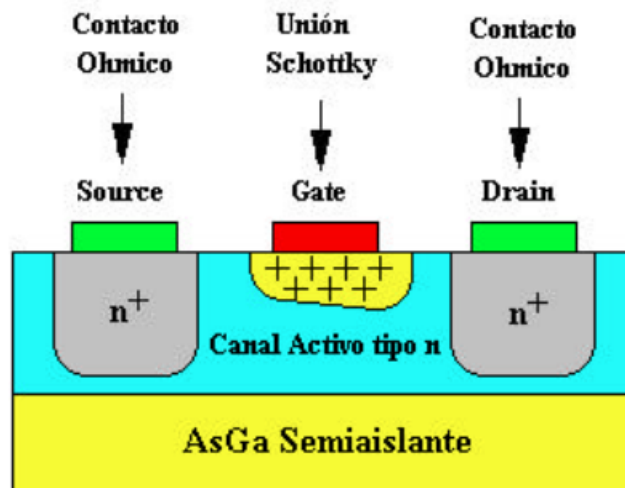


Figura 2.3.: Sección típica de un transistor MESFET [dlM96].

puede proveer una potencia de amplificación muy lineal. Su gran aplicación actual está en comunicaciones móviles y sus bandas de funcionamiento llega hasta algunos GHz [Lla06].

2.5.2. MESFET

Un dispositivo MESFET esta desarrollado en tecnología de silicio y de arseniuro de Galio (AsGa). Con la tecnología de Si se puede llegar hasta algunos GHz, mientras con la tecnología de AsGa puede llegar hasta bandas milimétricas. Al igual que los dispositivos MOSFET son muy empleados en circuitos integrados para microondas de alta potencia, bajo ruido y amplificadores de banda ancha, principalmente hasta la banda Ku. Poseen una alta movilidad de electrones, un campo eléctrico de alta intensidad y alta velocidad de deriva en saturación en comparación con los dispositivos de silicio, lo que proporciona una gran potencia de salida [Lla06].

2.5.3. HEMT

Un dispositivo HEMT (High Electron Mobility Transistor) está desarrollado de tecnología AsGa - AlGaAs, es muy usado para aplicaciones de bajo ruido y alta ganancia a frecuencias superiores a 70 GHz, se usa generalmente en frecuencias de operación muy altas. La velocidad de conmutación de un HEMT es aproximadamente tres veces más rápida que los MESFET de AsGa. El retardo en el tiempo de conmutación de un HEMT es menor de 10 picosegundos, con una disipación de $100 \mu W$. El HEMT es un transistor prometedor, gracias a su alta escala de integración pueden ser usados en super computadoras de alta velocidad [Lla06].

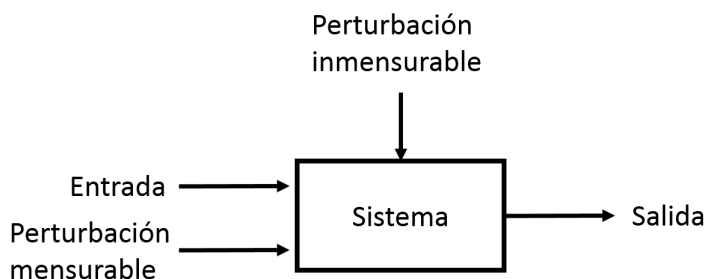


Figura 2.4.: Sistema con señales de entrada y salida indicadas, incluyendo perturbaciones.

2.6. ¿Qué es un modelo?

Para entender el significado de un modelo es conveniente hacer una diferencia entre algunos términos. Los *datos* son los ítems de información con los que se construirá un modelo y son obtenidos de una serie de medidas que aportaran un conjunto de variables dependientes e independientes, por ejemplo, voltajes de entrada y corrientes de salida. Un *modelo* es la relación entre la dependencia e independencia de los *datos*; y *modelado* son los procedimientos que se siguen para asegurar que el *modelo* describe esta relación con algún nivel específico de precisión. Por último, un *simulador* es usualmente un programa que resuelve un conjunto de ecuaciones usando información dependiente proporcionado por un *modelo*.

Un modelo describe la relación entre sus señales de entradas y salidas, o los valores dependientes e independientes de la señal. En la figura 2.4 se representa la descripción abstracta de un modelo. El sistema puede representar a un transistor o un amplificador de potencia. Existen señales perturbadoras que pueden ser por ejemplo ruido o interferencia de canales adyacentes. Estas perturbaciones pueden ser mensurables, es decir que se puede estimar el efecto en la salida incluso en ausencia de la señal de entrada. Las perturbaciones inmensurables pueden solo ser observadas a través de su influencia sobre la señal de salida.

Un modelo es una representación de un objeto o fenómeno físico a través de diversas técnicas (físicas, eléctricas o matemáticas) con el fin de reproducir su comportamiento en diversas condiciones y hacer simulaciones asistidas por computador (CAD), antes de su implementación en un circuito real. Su ventaja radica en que permite ahorrar tiempo y dinero antes de la implementación gracias a su capacidad de predicción.

2.6.1. Modelo Comportamental

Un modelo Comportamental es un modelo simple que describe esencialmente la relación de entrada y salida. Solo incluye las características que se usen para una

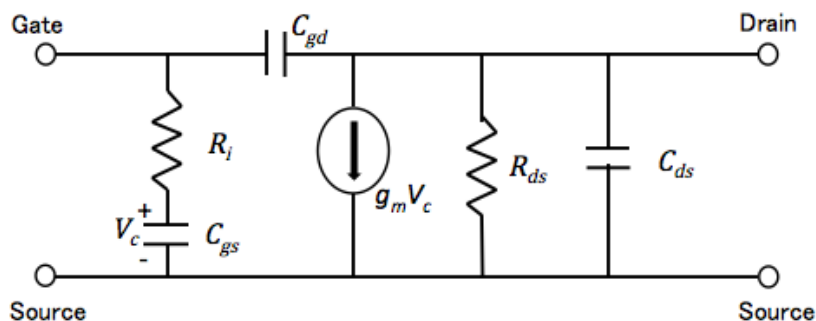


Figura 2.5.: Representación del circuito equivalente de pequeña señal de un FET.

aplicación. La relación entrada-salida puede ser enteramente matemática y sin referencia da un sentido físico del sistema. El modelo comportamental debe tener la suficiente precisión en el dominio de interés, pero además debe ser rápido de ejecutar en los simuladores. En otras palabras, el modelo comportamental, es un trade-off de la velocidad de simulación frente a la precisión y características en el modelo [Woo14b].

2.6.2. Modelado Físico

Un modelado Físico es aquel que maneja parámetros propios de la tecnología de fabricación de un transistor. Está basado en la física de la operación para relacionar los terminales de voltajes y corrientes. En un modelado físico se analiza el flujo de corriente que atraviesa la unión p-n de modo que el análisis de la primera unión determina el flujo a través de la segunda unión.

2.6.3. Modelo eléctrico

El modelado eléctrico es el que se va a seguir en este trabajo gracias a que su comprensión es más sencilla, proporciona una visión amigable de un circuito equivalente, posee un menor número de variables que un modelo físico y se puede obtener con ecuaciones a partir de medidas experimentales sobre un dispositivo (medidas DC y pulsadas). Un buen ejemplo de este modelado de transistores de microondas es el circuito equivalente de pequeña señal de un FET.

La Figura 2.5 representa el circuito equivalente en pequeña señal de un FET. El valor de cada componente en el circuito depende del voltaje de polarización y la frecuencia esta descrita por la frecuencia de respuesta del circuito. Un buen modo de validar el modelo es comparando la frecuencia de respuesta en un simulador con la de los datos medidos. El circuito es un modelo lineal del FET. El modelo de pequeña señal completo para un transistor incluye componentes adicionales que describen

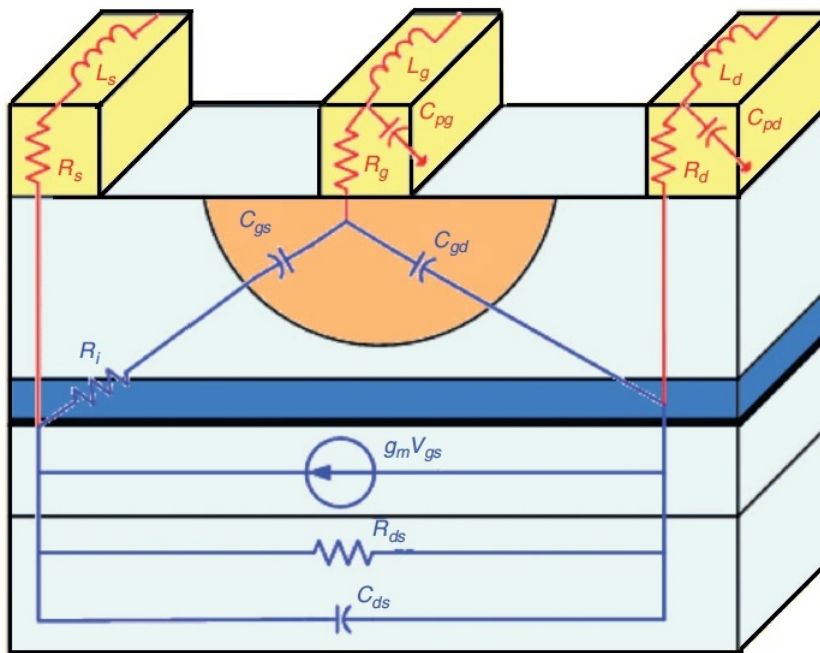


Figura 2.6.: Sección transversal esquemático de un FET GaAs de microondas con componentes extrínsecos que muestran el origen físico del circuito equivalente. Fuente:[RHdCMSdVP09].

la estructura física del componente: la resistencia de metalización, la resistencia de contacto metal-semiconductor, capacitancia de interconducción, inductancias de metal y así sucesivamente. Un esquemático de un transistor FET GaAs indicando estos elementos extrínsecos se muestra en la Figura 2.6.

Los subíndices g, s, d hacen referencia a los terminales ground, source y drain. El subíndice p es de parásitas.

2.6.3.1. Modelo clásico de pequeña señal o modelo de Vendelin-Dambrine

El modelo de Dambrine clásico, tiene origen físico en la Figura 2.6, posee un circuito equivalente que se presenta en la Figura 2.7. Este modelo que detallaremos a continuación es la base para diseñadores y modeladores.

Existe una relación entre la fuente de corriente I_m , la transconductancia g_m y el tiempo de transito τ que viene dada por la expresión: $I_m = G_m \cdot V_i$ donde $G_m = g_m \cdot e^{-j\omega\tau}$. Además el modelo se compone de 7 elementos intrínsecos ($C_{gs}, R_i, C_{gd}, g_m, \tau, R_{ds}$ y C_{ds}) y 8 elementos parásitos ($R_s, R_d, R_g, L_s, L_g, L_d, C_{pgi}$ y C_{pdi}).

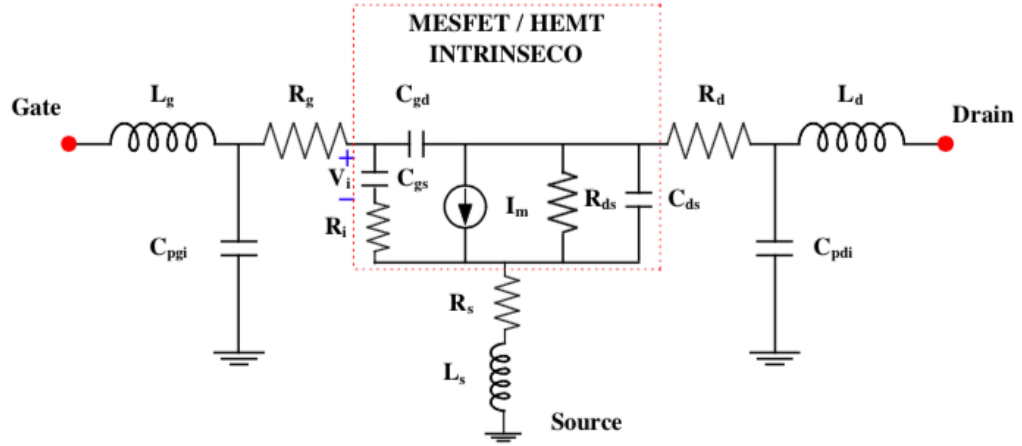


Figura 2.7.: Modelo clásico de Vendelin-Drambrine de un transistor MES-FET/HEMT [dlm96].

Capacidades intrínsecas C_{gs} , C_{gd} y C_{ds} .

Debido a los cambios de tensión entre Gate y Source se define C_{gs} y C_{gd} debido al cambio de tensión entre Gate y Drain. La definición general de capacidad se define por:

$$C = \frac{dQ}{dV} \quad (2.1)$$

En donde Q es la carga total que interviene en el proceso y V la tensión aplicada, esta definición es la más sencilla que corresponde a los condensadores de planos paralelos. En un dispositivo MESFET/HEMT existe solo una zona de carga espacial, aquí están solapadas las capacidades Gate-Source y Gate-Drain, ambas representan la capacidad total en Gate. Las capacidades quedan definidas como:

$$C_{gs} = \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gs}}, V_{gd} = \text{constante} \quad (2.2)$$

$$C_{gd} = \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gd}}, V_{gs} = \text{constante} \quad (2.3)$$

Donde Q_g representa la carga en Gate. Dado que Source por lo general está conectado a masa se redefine a C_{gs} como:

$$C_{gs} = \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gs}}, V_{ds} = \text{constante} \quad (2.4)$$

Este es el modo habitual en el que se define en la literatura. La capacidad total, suponiendo que Drain y Source están cortocircuitado ($C_{ds} = 0$) es:

$$C_g = \frac{\partial Q_g}{\partial V_{ds}} = \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gd}}, V_{gs} = \text{constante} + \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gs}}, V_{ds} = \text{constante} \quad (2.5)$$

La capacidad C_{ds} hace referencia a la geometría que existe entre los electrodos de Gate y Source, esta capacidad es independiente del punto de polarización.

Transconductancia g_m

La transconductancia es la ganancia intrínseca del FET, representa el cambio incremental de I_{ds} para un cambio dado la tensión de entrada V_{gs} . Se define como:

$$g_m = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}}, V_{gs}, V_{ds} = \text{constante} \quad (2.6)$$

La transconductancia posee una dependencia con la geometría del dispositivo, es directamente proporcional a la anchura del Gate e inversamente proporcional a su longitud, dicho así la transconductancia es fundamental a la hora de ajustar el parámetro de dispersión S_{21} .

Tiempo de tránsito τ

La transconductancia es incapaz de responder instantáneamente a la variación de tensión en el Gate. Físicamente es el tiempo que toma redistribuirse la carga después de una variación de tensión en el Gate. Debido a esto, al unir la transconductancia con su tiempo de tránsito se denota G_m :

$$G_m = g_m e^{-j\omega\tau} \quad (2.7)$$

2.6.3.2. Modelado a Gran Señal

Cuando aumenta la amplitud de la señal de entrada en un transistor, se provoca que el dispositivo trabaje en un régimen de gran señal, el modelo anterior deja de tener validez debido a que el comportamiento ahora no es lineal.

En la Figura 2.8 se muestra el modelo no lineal utilizado para un transistor HEMT, las capacidades C_{gs} y C_{gd} corresponden a la unión Gate-Source y Gate-Drain respectivamente, son componentes no lineales. Además la fuente de corriente de la unión Drain-Source $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ que dependen de las tensiones aplicadas a ambos terminales, representa la no-linealidad predominante del dispositivo, es esta corriente de mayor interés en este trabajo y quien determina la posibilidad de obtener ganancia de potencia.

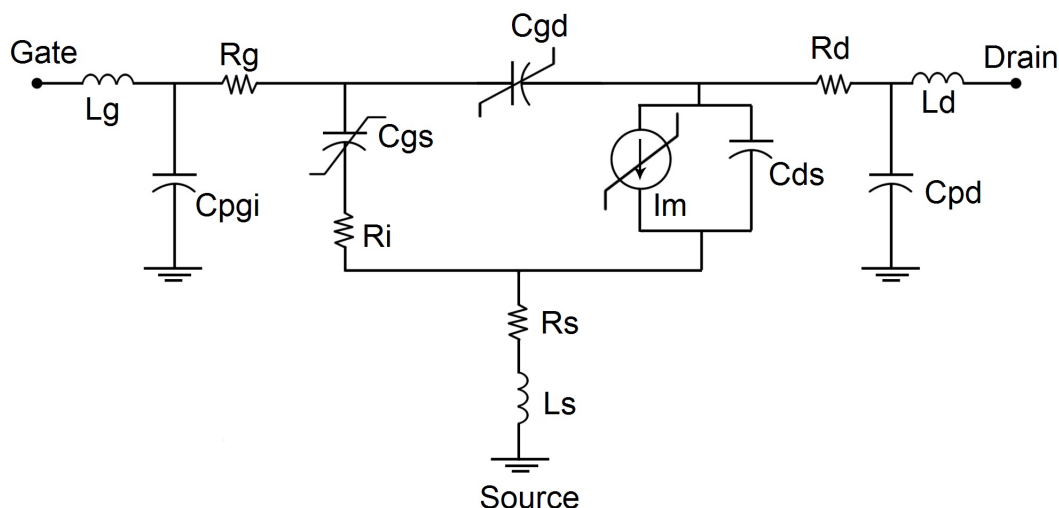


Figura 2.8.: Modelo no lineal utilizado en el modelado de HEMT.

2.7. Medidas Pulsadas

En años pasados, ha sido muy común caracterizar un transistor que trabaja en rangos de operación RF usando curvas estáticas IV. Las medidas estáticas IV consisten en establecer un voltaje continuo en las compuertas gate y drain, para ambos hacer un barrido en las fuentes de voltajes desde su valor mínimo hasta el máximo y en cada punto de polarización tomar la corriente drenador-surtidor.

Este método no es preciso para la caracterización en alta frecuencia debido a procesos lentos que afectan los resultados estáticos IV, pero en realidad no desempeñan un papel en el comportamiento RF. En el funcionamiento de alta frecuencia del dispositivo, los voltajes y los niveles actuales se alteran tan rápido que los procesos lentos que tienen lugar en el material semiconductor dependen sólo de la tensión de estado estable; que no es capaces de responder con suficiente rapidez a la señal de RF fluctuante. Los efectos térmicos y trampa son aquellos que fuertemente discrepan a la caracterización estática IV [DCW03].

Debe ser utilizada caracterización IV que permita que se produzca condiciones térmicas y de trampa en la misma manera en que se producen a frecuencias de RF y microondas. Las características pulsadas IV se han convertido recientemente en un método aceptable de obtener curvas precisas IV en RF.

Las medidas pulsadas se utilizan en la obtención de un modelo a gran señal y sobre un punto de polarización. Con un equipo de caracterización pulsada se pueden automatizar el sistema de medidas de modo que se puede controlar los pulsos y su duración. La duración de un pulso debe ser tal que no saque al transistor de su

punto de polarización ni caliente demasiado al dispositivo. La duración entre pulsos es necesaria para que el transistor repose en su punto de polarización.

Los pulsos van superpuestos sobre una señal de DC, siendo por tanto capaz de obtener las características dinámicas a partir de un cierto punto de reposo. Por lo general la duración de un pulso varía entre $0,3 \mu s$ y $2 \mu s$. Los tiempos de subida y bajada no presentan problemas debido a que son controlados por los microprocesadores internos del equipo de mediciones pulsadas.

2.8. Linealidad y no linealidad

Antes de detallar los efectos de la no linealidad, es importante que brevemente se introduzca a las propiedades fundamentales de sistemas de los que podríamos esperar que generen esta forma de distorsión (sistemas no lineales). Como su nombre lo indica, los sistemas no lineales son los que no llevan consigo funciones lineales que los caracterice. Para hacer la explicación más sencilla es mejor empezar por definir sistemas lineales.

2.8.1. Linealidad

Los sistemas lineales son operadores de señales, $S_L [.]$, que obedecen la superposición. Esto es que la salida de un sistema a una señal compuesta por la suma de otras señales más elementales puede ser dada como la suma de la salida a esas señales elementales tomadas de forma individual. En términos matemáticos, esto puede ser establecido como

$$y(t) = S_L [x(t)] = k_1 y_1(t) + k_2 y_2(t) \quad (2.8)$$

si

$$x(t) = k_1 y_1(t) + k_2 y_2(t)$$

$$y_1(t) = S_L [x_1(t)], y_2(t) = S_L [x_2(t)] \quad (2.9)$$

Cualquier sistema que no obedece la superposición es llamado a ser un sistema no lineal. Establecido de este modo, parece que los sistemas no lineales son una excepción, pero en verdad la no linealidad es una regla general. Por ejemplo, se nos ha enseñado que el amplificador de bajo ruido localizado en la entrada del receptor de un enlace inalámbrico es un sistema lineal en el que su ganancia está definida por la potencia entregada a la carga entre la potencia entregada al amplificador:

$$G_P = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.10)$$

Puede ser fácilmente demostrado que incluso este sencillo dispositivo activo está lejos de ser lineal.

Para esto consideremos el diagrama de la Figura 2.9 donde P_{in} y P_{out} son señales de potencia que fluyen de la fuente al amplificador, y de este a la carga respectivamente; P_{dc} es la potencia DC que se entrega al amplificador por la fuente de poder; y P_{diss} es el total de la potencia perdida, puede ser disipada en forma de calor o en cualquier otra señal distinta (por ejemplo componentes armónicos).

La forma en que se definió la ganancia en 2.9, queda totalmente rechazada y más aún porque viola el principio de conservación de la energía; es así que la ganancia queda definida como:

$$P_{out} + P_{diss} = P_{in} + P_{dc} \quad (2.11)$$

de esta forma,

$$G_P = 1 + \frac{P_{dc} - P_{diss}}{P_{in}} \quad (2.12)$$

Se concluye que, como P_{diss} tiene un mínimo teórico de cero y P_{dc} está limitado por la potencia finita disponible por la fuente, es imposible para el amplificador mantener una ganancia constante para cualquier gran potencia de entrada. Esto significa que hay un nivel mínimo de potencia de entrada más allá en donde el amplificador va a manifestar un comportamiento no lineal.

Es un hecho que la naturaleza está constantemente demostrando la evidencia de que la clasificación de sistemas lineales y no lineales debería ser más leída en el sentido que para todos los sistemas no lineales, solo aquellos que pueden ser forzados o aproximados a obedecer la superposición son clasificados pertinentemente como un subconjunto de sistemas lineales. Todos los demás deben ser tratados como no lineales. La necesidad de forzar un sistema no lineal a obedecer la superposición, y por ende convertirse en lineal, es simplemente debido a la abundancia de herramientas matemáticas desarrolladas para estos sistemas, y la falta de instrumentos teóricos para tratar la no linealidad. A decir verdad, la no linealidad es muy compleja porque produce muchas respuestas importantes que solo pueden ser tratadas por computador.

2.8.2. Panorama del fenómeno de la distorsión no lineal

Para tener una primera visión de la riqueza de la no linealidad, comparemos la respuesta de un sistema lineal y no lineal con típicas señales de entrada en el entorno

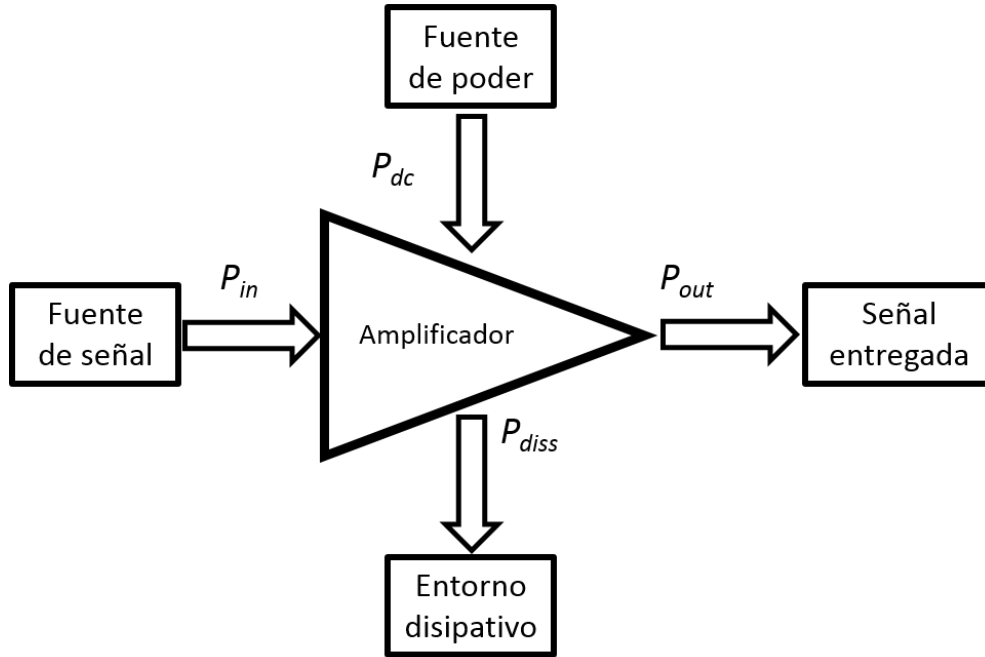


Figura 2.9.: Balance de energía en un amplificador electrónico usado para probar que todos los dispositivos activos son inherentemente no lineales.

inalámbrico. Las señales de estimulación usualmente usadas en las telecomunicaciones son sinusoidales con amplitud y fase moduladas por alguna señal de información en banda base que la vamos a describir de la siguiente forma:

$$x(t) = A(t) \cos[\omega_c t + \theta(t)] \quad (2.13)$$

Para una mejor ejemplificación se restringirá la salida del sistema $y(t)$ a ser representado por un polinomio de bajo orden, $y_{NL}(t) = S_{NL}[x(t)]$, de modo que

$$y_{NL}(t) = a_1 x(t - \tau_1) + a_2 x(t - \tau_2)^2 + a_3 x(t - \tau_3)^3 + \dots \quad (2.14)$$

Donde asumiremos que se trunca en el tercer grado.

Además este polinomio que contempla el retraso o delay es solo un ejemplo de todos los operadores no lineales que podríamos imaginar, modificando sus coeficientes y los delays nos permite aproximarnos a distintas funciones continuas. Si la señal de entrada decrece tanto de modo que, $x(t) \gg x(t)^2, x(t)^3$, el polinomio tiende suavemente a un sistema lineal $y_L(t) = S_L[x(t)] = a_1 x(t - \tau_1)$.

Entonces, mientras la respuesta lineal al sistema en 2.13 es

$$y_L(t) = a_1 A(t - \tau_1) \cos[\omega_c t + \theta(t - \tau_1) - \phi_1] \quad (2.15)$$

la respuesta a un sistema no lineal sería

$$y_{NL}(t) = a_1 A(t - \tau_1) \cos[\omega_c t + \theta(t - \tau_1) - \phi_1] + a_2 A(t - \tau_2)^2 \cos[\omega_c t + \theta(t - \tau_2) - \phi_2]^2 + a_3 A(t - \tau_3)^3 \cos[\omega_c t + \theta(t - \tau_3) - \phi_3]^3 \quad (2.16)$$

si usamos la siguiente relación trigonométrica,

$$\cos(\alpha) \cos(\beta) = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) + \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta) \quad (2.17)$$

$$\begin{cases} \cos(\alpha)^2 = & \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\alpha) \\ \cos(\alpha)^3 = & \frac{3}{4} \cos(\alpha) + \frac{1}{4} \cos(3\alpha) \end{cases}$$

podemos representar la no linealidad como

$$y_{NL}(t) = a_1 A(t - \tau_1) \cos[\omega_c t + \theta(t - \tau_1) - \phi_1] + \frac{1}{2} a_2 A(t - \tau_2)^2 + \frac{1}{2} a_2 A(t - \tau_2)^2 \cos[2\omega_c t + 2\theta(t - \tau_2) - 2\phi_2] + \frac{3}{4} a_3 A(t - \tau_3)^3 \cos[\omega_c t + \theta(t - \tau_3) - \phi_3] + \frac{1}{4} a_3 A(t - \tau_3)^3 \cos[3\omega_c t + 3\theta(t - \tau_3) - 3\phi_3] \quad (2.18)$$

donde $\phi_1 = \omega_c \tau_1$, $\phi_2 = \omega_c \tau_2$, $\phi_3 = \omega_c \tau_3$.

El caso práctico de mayor interés en microondas y sistemas inalámbricos es aquel en cual la señal modulada en amplitud y fase, $A(t)$ y $\theta(t)$, son señales de variación lenta, comparadas a la portadora RF $\cos(\omega_c t)$. Si los retrasos del sistema son comparables al periodo de la portadora (un caso sencillo donde el sistema no presenta memoria a la señal modulada) reducimos las expresiones del siguiente modo :

$$y_L(t) = a_1 A(t) \cos[\omega_c t + \theta(t) - \phi_1] \quad (2.19)$$

y

$$y_{NL}(t) = a_1 A(t) \cos[\omega_c t + \theta(t) - \phi_1] + \frac{1}{2} a_2 A(t)^2 + \frac{1}{2} a_2 A(t)^2 \cos[2\omega_c t + 2\theta(t) - 2\phi_2] + \frac{3}{4} a_3 A(t)^3 \cos[\omega_c t + \theta(t) - \phi_3] + \frac{1}{4} a_3 A(t)^3 \cos[3\omega_c t + 3\theta(t) - 3\phi_3] \quad (2.20)$$

La primera diferencia notoria entre la respuesta lineal y no lineal es el número de términos en 2.19 y 2.20. Mientras que la respuesta lineal a una señal sinusoidal es una señal sinusoidal similar, la respuesta no lineal incluye muchos otros términos, denominadas usualmente como *spectral regrowth* o rebrote espectral. Esto es una

consecuencia de la propiedad más importante que distingue a los sistemas lineales de los no lineales. Contrario a los sistemas lineales, donde solo se puede operar con cambios cuantitativos al espectro de la señal (por ejemplo, modificar la amplitud y fase de cada componente espectral presente en la entrada), los sistemas no lineales pueden modificar cualitativamente el espectro, de modo que eliminan ciertos componentes espectrales, y generan otros nuevos [JCP03].

2.8.2.1. Distorsión de intermodulación

Como ya se explicó anteriormente; un dispositivo no lineal, como el transistor, tiene la característica de que al excitarse con más de un tono de frecuencia, su respuesta genera nuevas componentes, además de las frecuencias de excitación y de sus armónicos.

La no-linealidad se representa mediante una serie de potencias limitadas al grado 3, suficiente para obtener un modelo adecuado. La entrada $x(t)$ a nuestro dispositivo esta compuesta de dos tonos de frecuencia (w_1 y w_2 , con $w_2 > w_1$).

$$x(t) = A_1 \cos(w_1 t) + A_2 \cos(w_2 t)$$

A la salida tendremos:

$$\begin{aligned} y(t) = & \frac{3}{4} k_3 A_1^2 A_2 \cos[(2w_1 - w_2)t] + [k_1 A_1 + \frac{3}{4} k_3 (A_1^3 + 2A_2^2 A_1)] \cos(w_1 t) + \\ & [k_1 A_2 + \frac{3}{4} k_3 (A_2^3 + 2A_1^2 A_2)] \cos(w_2 t) + \frac{3}{4} k_3 A_2^2 A_1 \cos[(2w_2 - w_1)t] + \\ & \frac{1}{2} k_2 A_1^2 + \frac{1}{2} k_2 A_2^2 + k_2 A_1 A_2 \cos[(w_2 - w_1)t] + \frac{1}{2} \cdot k_2 A_1^2 \cdot \cos[(2w_1 t)] + \\ & k_2 A_1 A_2 \cos[(w_2 + w_1)t] + \frac{1}{2} k_2 A_2^2 \cos(2w_2 t) + \frac{1}{4} k_3 A_1^3 \cos(3w_1 t) + \\ & \frac{3}{4} k_3 A_1^2 A_2 \cos[(2w_1 + w_2)t] + \frac{3}{4} k_3 A_2^2 A_1 \cos[(2w_2 + w_1)t] + \\ & \frac{1}{4} k_3 A_2^3 \cos(3w_2 t) \end{aligned}$$

Observamos como en la salida aparecen nuevas componentes de frecuencia que son combinaciones lineales de las frecuencias de los tonos de entrada. A estas nuevas componentes se les llama productos de intermodulación y el fenómeno no lineal que lo produce es la distorsión de intermodulación.

Los productos de intermodulación se clasifican según su orden n , el orden se obtiene de la suma de los valores absolutos de los coeficientes de w_1 y w_2 .

En la Figura 2.10 se muestra las componentes en la salida $y(w)$. El espectro está dividido en bandas. En la primera banda está la frecuencia de interés, en la segunda

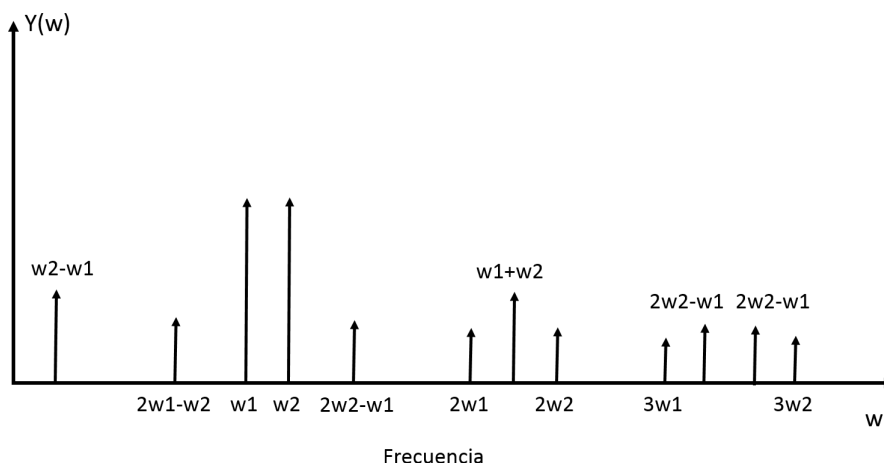


Figura 2.10.: Espectro de la señal de respuesta a una excitación con dos tonos de frecuencia w_1 y w_2 .

banda están las frecuencias diferencia y suma de las fundamentales con los armónicos de segundo orden, en la tercera banda los armónicos y productos de intermodulación de tercer orden.

Los productos de intermodulación de mayor importancia son aquellos de orden impar, sobre todo los de tercer orden ($2w_1 - w_2$, $2w_2 - w_1$) que aparecen junto a las señales que las generan, esto puede producir interferencia en los canales adyacentes, generalmente son mas débiles que la señal que los generan, pero en algunas ocasiones no es así, y no se pueden rechazar con filtros.

La descripción ideal de una característica no lineal en la proximidad de un punto de polarización responde a su desarrollo en serie de Taylor alrededor del mismo, y los coeficientes de dicho desarrollo no son más que las derivadas de orden sucesivo de la característica no lineal allí evaluadas. Una serie de Taylor es la representación de una función como una suma infinita de términos. Estos términos se calculan a partir de las derivadas de la función para un determinado valor de la variable (respecto de la cual se deriva), lo que involucra un punto específico sobre la función. El uso de la Serie de Taylor en este trabajo toma sentido ya que nos proporciona algún sentido físico. Específicamente el desarrollo de la serie de Taylor nos da una visión de la transconductancia y la conductancia de salida. A diferencia de las Series de Volterra que no nos da ningún sentido físico y es solo usado en modelos comportamentales, Taylor es el más indicado para representar la no linealidad de dispositivos en modelos eléctricos.

$$\begin{aligned}
I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = & I_{dsDC} + Gm1 \cdot v_{gs} + Gds \cdot v_{ds} + Gm2 \cdot v_{gs}^2 + Gmd \cdot v_{gs} \cdot v_{ds} + \\
& Gd2 \cdot v_{ds}^2 + Gm3 \cdot v_{gs}^3 + Gm2d \cdot v_{gs}^2 \cdot v_{ds} + \\
& Gmd2 \cdot v_{gs} \cdot v_{ds}^2 + Gd3 \cdot v_{ds}^3 + \dots
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = & I_{dsDC} + \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \cdot v_{gs} + \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \cdot v_{ds} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial V_{gs}^2} \cdot v_{gs}^2 + \\
& \frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial V_{gs} \partial V_{ds}} \cdot v_{gs} \cdot v_{ds} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial V_{ds}^2} v_{ds}^2 + \frac{1}{6} \frac{\partial^3 I_{ds}}{\partial V_{gs}^3} \cdot v_{gs}^3 + \\
& \frac{1}{2} \frac{\partial^3 I_{ds}}{\partial V_{gs}^2 \partial V_{ds}} \cdot v_{gs}^2 \cdot v_{ds} + \frac{1}{2} \frac{\partial^3 I_{ds}}{\partial V_{gs} \partial V_{ds}^2} \cdot v_{gs} \cdot v_{ds}^2 + \\
& \frac{1}{6} \frac{\partial^3 I_{ds}}{\partial V_{ds}^3} \cdot V_{ds}^3 + \dots
\end{aligned}$$

Las capacidades no lineales se consideran como la derivada de la carga en puerta a las tensiones V_{gs} en el caso de C_{gs} y de V_{gd} en C_{gd} .

$$\begin{aligned}
C_{gs}(V_{gs}, V_{gd}) = & C_{gs1} + 2 \cdot C_{gs2} \cdot v_{gs} + C_{gsgd} \cdot v_{gd} + 3C_{gs3} \cdot v_{gs}^2 + \\
& 2C_{gs2gd} \cdot v_{gs} \cdot v_{gd} + C_{gsgd2} \cdot v_{gd}^2
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
C_{gd}(V_{gs}, V_{gd}) = & C_{gd1} + 2 \cdot C_{gd2} \cdot v_{gd} + C_{gsgd} \cdot v_{gs} + 3C_{gd3} \cdot v_{gd}^2 + \\
& 2C_{gsgd2} \cdot v_{gs} \cdot v_{gd} + C_{gs2gd} \cdot v_{gs}^2
\end{aligned}$$

Las tensiones totales V_{gs} , V_{gd} y V_{ds} son iguales a la suma de la componente de DC (V_{GS} , V_{GD} y V_{Ds}) y de AC (v_{gs} , v_{gd} y v_{ds}).

2.9. Efecto Memoria

En un AP el término efecto memoria es usado para describir la influencia de tiempos pasados de una señal en el tiempo presente. Esto se ilustra en la Figura 2.11. El número de muestras que contribuyen es conocido como profundidad de memoria o “memory depth” del AP.

Este comportamiento no es sorpresa dentro de la ingeniería, el mismo efecto que se produce en un circuito RC en serie es el que se presenta en los APs. La corriente

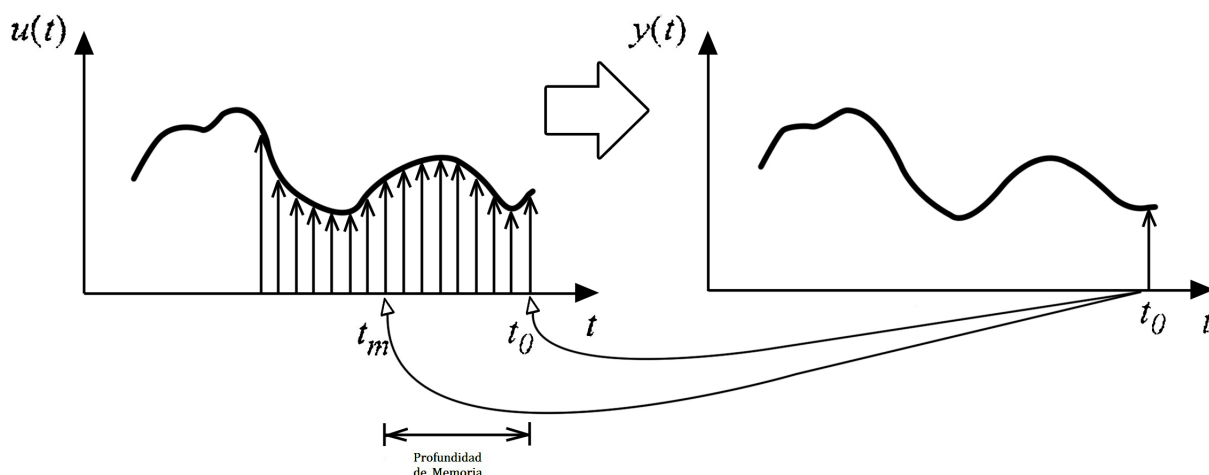


Figura 2.11.: Representación de una señal actual $y(t)$ que depende de valores pasados de la señal $u(t)$ hasta un tiempo t_m [Woo14a].

que fluye en el circuito depende de cuanta carga haya acumulado el capacitor. Los efectos memoria son el resultado de la energía acumulada en un sistema.

En un sistema no lineal se debe tener una cantidad de muestras finitas, después de un tiempo la influencia de tiempos pasados se vuelve despreciable. Esto se conoce como fading de memoria y es esencial para hacer un modelo dinámico no lineal [Woo14a]. Los efectos de memoria que ocurren cerca de la misma tasa que la señal de RF son llamados efectos de memoria de corto plazo o “Short-term memory” (STM), los que ocurren cerca de la tasa de modulación son llamados efectos de memoria de largo plazo o Long-term memory (LTM).

2.9.1. Efectos memoria a corto plazo (STM)

Estos efectos son esencialmente la respuesta en RF del amplificador, puede incluir dependencia del voltaje de polarización como de la señal, además del comportamiento pasivo del PA que se asocia con su respuesta en frecuencia. Estos son:

- Red de acoplamiento: Estas redes influyen ya que el acoplamiento de entrada y salida están compuestos de componentes pasivos con propiedades dinámicas, capacitores, inductores y líneas de transmisión.
- Capacitancia de dispositivo: Este hace referencia a los retrasos de carga, transporte y descarga en un transistor. En condiciones de “gran señal” este efecto está modelado como una función expresada en la ecuación 2.1. En la identificación de STM a partir de una simulación es importante que se tenga en cuenta

la conservación de la carga del modelo del transistor, de lo contrario se creara una carga sin sentido físico en el dispositivo [Woo14a].

En general los efectos STM se obtienen de la medida o simulación de la respuesta en frecuencia de pequeña señal.

2.9.2. Efectos de memoria a largo plazo (LTM)

Estos efectos ocurren cerca de la escala de tiempo de la envolvente o de la señal modulada y son:

- Efectos térmicos: El flujo y almacenamiento de energía térmica en semiconductores toman lugar relativamente lento comparado con la señal RF o envolvente. La energía de una señal que se disipa en calor, altera la dependencia térmica que es un parámetro físico del FET, lo que produce un cambio en la velocidad y movilidad de la carga. Esto persiste produciendo un cambio en la ganancia por un periodo de tiempo, después que la señal ha pasado; mientras el calor disipado desaparece, el cambio en la ganancia se normaliza. Esto es un efecto de memoria LTM.
- Cargas trampa: Los materiales del semiconductor no son perfectos y estos pueden tener defectos trampa de movilidad de la carga. Se presentan en dispositivos basados en GaAs y GaN. Generalmente esta densidad de trampa es baja lo que refleja limpieza y precisión en los procesos de fabricación de los dispositivos, pero los efectos son notables en la distorsión que produce. Los efectos trampa son los responsables de la caída de potencia, “knee collapse” y el fenómeno de drain-lag y gate-lag [OJ07, CA07]
- Circuitos de control: Muchos AP incluyen características de control como polarización automática y control de ganancia. Estos circuitos tienen asociados a ellos una constante de tiempo que es comparada con el periodo de RF en efecto introduce memoria en la operación del AP.

3. Estado del Arte

3.1. Modelado empírico de las no linealidades

3.1.1. Modelado de la no-linealidad I_{ds}

Los modelos empíricos son aquellos que no son deducidos de las características físicas o geométricas del dispositivo, sino que esta basado en un conjunto de relaciones tensión-corriente que se producen matemáticamente y cuyos parámetros son optimizados extrínsecamente. Al no estar basado en la estructura interna del dispositivo nos da una gran flexibilidad, pero por otro lado provoca inconvenientes ya que no refleja las variaciones debido al proceso de fabricación del transistor.

Existen distintos modelos empíricos [Gol91a] que reproducen la no-linealidad de la corriente I_{ds} , las cuales se pueden clasificar en:

3.1.1.1. Discontinuos

El problema que enfrentamos en estos modelos es que sus derivadas son discontinuas, lo que es un inconveniente a la hora de reproducir los coeficientes de intermodulación, ya que estos tienen un comportamiento continuo. Dentro de estos modelos encontramos el de Materka-Kacprazk[KM83], Curtice[Cur80], Advance-Curtice[Met89].

Para un fin práctico vamos a fijarnos en la ecuación del modelo de Materka-Kacprazk que se muestra a continuación, notamos que se producirá un salto en la primera derivada respecto a $V_{gsi}(G_m)$ y funciones del tipo delta de Dirac en las derivadas superiores (G_{m2} y G_{m3}) cuando $V_{gsi} = Vt$.

$$I_{ds} = IDSS(1 + SS \frac{V_{dsi}}{IDSS})(1 - \frac{V_{gsi}}{Vt})^\phi \tanh(\frac{SL \cdot V_{dsi}}{IDSS \cdot (1 - KG \cdot V_{gss}(t - T))}) \quad (3.1)$$

$$Vt = VPO + \gamma V_{dsi} \quad (3.2)$$

$$\phi = E + KE \times V_{gsi}(t - T) \quad (3.3)$$

En el cuadro 3.1 se indican los parámetros secundarios:

Nombre	Descripción	Unidad	Valor
$IDSS$	Corriente de saturación en Drain a $V_{gs} = 0$	Corriente	100 mA
VPO	Voltaje de corte de corriente entre Drain y Source	Voltaje	-2 V
γ	Parámetro de pendiente de VPO		0
E	Constante de exponente de características I/V en Gate		2
KE	Dependencia de leyes de potencia en V_{gs}		0
SL	Pendiente de característica I/V de Drain en región lineal		0.15
KG	Dependencia en Drain de V_{gs} en región lineal		0
SS	Pendiente en Drain de características I/V en saturación		
T	Tiempo de retardo de Gate-Drain	Time	0 ns

Cuadro 3.1.: Parámetros secundarios de las ecuaciones de Materka.

3.1.1.2. Polinómicos

Algunos autores han optado por modelos que representen la no-linealidad a partir de ecuaciones polinómicas para evitar la discontinuidad. Esto tampoco es una solución ya que las derivadas se van reduciendo progresivamente de grado, lo que hace que cada vez sean mas simples, situación que no se produce en las medidas.

Un claro ejemplo de esto es el modelo de Curtice-Ettenberg[CE85], que aunque es un modelo sencillo, utiliza un polinomio de grado tres respecto a V_{gs} , lo que determina una característica de G_{m3} constante con dicha tensión. Las ecuaciones se muestran a continuación:

$$I_{ds}(V_{gi}, V_{di}) = IDSS(A_0 + A_1V_1 + A_2V_1^2 + A_3V_1^3)\tanh(\gamma V_{di}) \quad (3.4)$$

$$V_1 = V_{gi}[1 + \beta(V_{DS0} - V_{di})] \quad (3.5)$$

En el cuadro 3.2 se indican los parámetros secundarios de Curtice-Ettenberg:

Nombre	Descripción	Unidad	Valor
IDSS	Corriente de saturación en Drain a $V_{gs} = 0$	Corriente	100 mA
β	Subumbral de parámetro de conductancia		0
V_{DS0}	V_{ds} en que empieza el efecto subumbral	Voltaje	3 V
A0	Coficiente polinomial de características I/V en Gate		0.065
A1	Coficiente polinomial de características I/V en Gate		0.0140
A2	Coficiente polinomial de características I/V en Gate		0.013
A3	Coficiente polinomial de características I/V en Gate		0

Cuadro 3.2.: Parámetros secundarios de las ecuaciones de Curtice-Ettenberg.

3.1.1.3. Continuos

Los modelos continuos son más recientes y reproducen bastante bien la mayoría de los coeficientes. Un ejemplo es el modelo COBRA[VC98] y DICOM[TF99] que está basado en el modelo de Materka-Kacprazk antes expuesto. Las ecuaciones del modelo COBRA son:

$$I_{ds}(V_{gi}, V_{di}) = \beta V_{eff}^E \tanh[\alpha V_{di}(1 + \xi V_{eff})] \quad (3.6)$$

$$E = \frac{\lambda}{1 + \mu V_{di}^2 + \xi V_{eff}} \quad (3.7)$$

$$V_{eff} = 0,5(V_{gst} + (V_{gst}^2 + \delta^2)^{0,5}) \quad (3.8)$$

$$V_{gst} = V_{gi} - (1 + \beta_r^2)V_{\tau o} + \gamma V_{di} \quad (3.9)$$

Donde $V_{\tau o}$ es el voltaje pinch-off y $\alpha, \beta, \beta_r, \gamma, \delta, \lambda, \mu, \xi, \zeta$ son parámetros del modelo con valores escalares. β_r es numéricamente igual a β cuando I_{ds} esta expresado en Amperios.

3.2. Dispersión en frecuencia de conductancia de salida y ruido en bajas frecuencias de transistores HEMT's y MESFET's

Este artículo es necesario estudiar debido a que establece una relación de dispersión en la conductancia de salida y en la transconductancia con respecto a la frecuencia, esta variación es sin duda un problema para el diseño de amplificadores de banda ancha ya que por un lado el cambio en la conductancia de salida desacopla los terminales y la transconductancia cambia la ganancia del dispositivo.

Se muestra que el gran ruido en bajas frecuencias observado en MESFETs y HEMTs en el régimen de saturación usualmente escala con la dispersión en frecuencia de la conductancia de salida para los MESFETs o con la conducción en paralelo a través del GaAlAs para los HEMT.

GaAs MESFETs y HEMTs presentan gran ruido en bajas frecuencias, lo que limita severamente la posibilidad de aplicaciones de estos dispositivos para banda ancha y amplificadores de DC acoplados, conversores digital-analógico, osciladores de baja frecuencia y mezcladores[GC74, CTH84, KM85, JMDC86]. Además la dispersión de frecuencia en la salida de conductancia de los MESFETs [Tra78]es un problema en el diseño de amplificadores de potencia y algunos circuitos digitales.

Lo que se muestra en este artículo es que para un transistor MESFET existe una dispersión en frecuencia de la impedancia de salida como se aprecia en la Figura 3.1. Las 13 curvas de los distintos transistores están agrupados en M1 y M2, M1 muestra una pequeña dispersión y M2 muestra aquellos con una gran dispersión entre 5 Hz y 1 kHz.

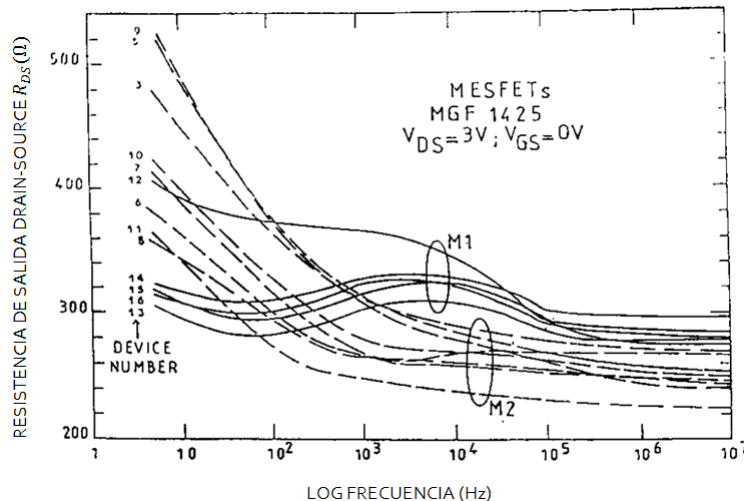


Figura 3.1.: Dependencia en frecuencia de la salida de una pequeña señal Drain-Source para un conjunto de 13 MESFETs polarizados en el régimen de saturación con $V_{ds} = 3V$ y $V_{gs} = 0V$. Fuente [RHJ89]

En la Figura 3.2 se ve que la transconductancia g_m que varía con el voltaje Gate-Source, para M2 la transconductancia es mayor fuera de los 0 voltios, pero en otro voltaje diferente de 0, M1 tiene menor transconductancia que decrece más rápido.

Para los transistores HEMT las medidas se realizaron sobre un conjunto de 10 dispositivos. En la figura 3.3 se observa que H1 tiene un rango similar de dispersión frecuencial que los MESFET, para H2 la dispersión ocurre en bajas frecuencias cerca a los 100 Hz.

Finalmente g_m es grande para los transistores del grupo H2 según la Figura 3.4, mientras que los de H1 muestran un diferencial negativo (dispositivos 1, 2, 5 y 7) o un anormalmente bajo g_m (dispositivos 4 y 6).

3.2.1. Discusiones

En un dispositivo MESFET la dispersión de frecuencia de la impedancia de salida se debe a elementos trampa que son ocasionados por la propia fabricación del transistor que induce ruido en bajas frecuencias y significativa dispersión frecuencial de conductancia.

3.3 Modelado de la dependencia del punto de operación no lineal de las características de I_{ds} a partir de medidas pulsadas en transistores MESFET

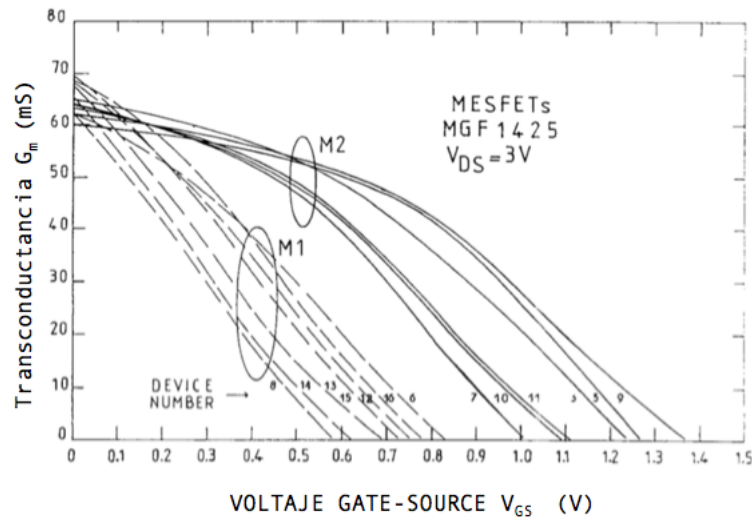


Figura 3.2.: Transconductancia en función al voltaje Gate-Source. Fuente[RHJ89]

En un dispositivo HEMT se muestra, según las medidas, que hay una dispersión de la conductancia de salida en el rango menor a 1 kHz y es menor que la dispersión frecuencial en el rango de un MESFET. En contraste a estos casos no podemos asegurar que la dispersión y el ruido en bajas frecuencias tienen el mismo origen en HEMTs y MESFETs.

Además los resultados indican que el ruido a bajas frecuencias es mejorado en aquellos dispositivos que tienen una baja transconductancia y un diferencial negativo de transconductancia, un comportamiento observado en HEMTs si la conducción en paralelo ocurre a través de GaAlAs. De esto se observa que la conducción en paralelo en la capa GaAlAs no es solo responsable de los valores bajos de g_m y/o del diferencial negativo de g_m , también contribuye al ruido en bajas frecuencias.

3.3. Modelado de la dependencia del punto de operación no lineal de las características de I_{ds} a partir de medidas pulsadas en transistores MESFET

Este artículo es importante ya que es el primero que introduce las medidas pulsadas para medir la dinámica de transistores FET en gran señal, por otro lado propone el uso de dos fuentes de corriente para predecir las medidas pulsadas lo que es una evidencia de que el camino a seguir es modificar la ecuación no lineal de I_{ds} .

La originalidad de este trabajo radica en que las medidas pulsadas en distintos puntos de polarización son usados para derivar a una expresión de I_{ds} que describe el comportamiento en DC, en pequeña señal y gran señal de un dispositivo teniendo

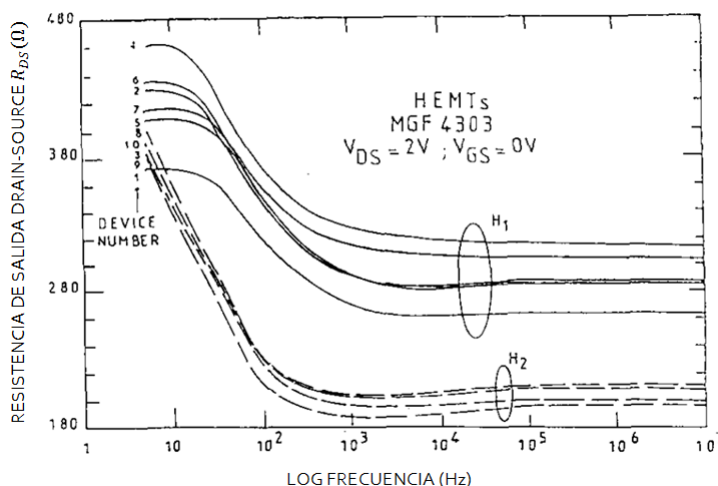


Figura 3.3.: Dependencia en frecuencia de la salida de una pequeña señal Drain-Source para un conjunto de 10 HEMTs polarizados en el régimen de saturación con $V_{ds} = 2V$ y $V_{gs} = 0V$. Fuente [RHJ89].

en cuenta la dependencia con el punto de reposo.

El modo más común de modelar la fuente de corriente es extrayendo los parámetros S en la frecuencia de interés y en distintos puntos de operación [CR79, CCP85, SW92]. Otro método de obtener los parámetros de esta corriente es usando las medidas pulsadas. Las medidas pulsadas es un método válido en un punto de operación y representa una mejor simulación de la verdadera función del transistor por que toma en cuenta su verdadero calentamiento [TFG92]. Las características dinámicas, la transconductancia y la resistencia de salida son funciones que dependen del punto de operación. Consecuentemente los cambios en la ecuación de la corriente I_{ds} no lineal del dispositivo debe tomarse en cuenta de modo que tenga una descripción precisa del comportamiento del transistor [TFM93].

Muchos autores han propuesto usar una segunda fuente de corriente no lineal [Bra91]. Estos modelos son capaces de predecir la dispersión en baja frecuencia pero no resuelven el problema de la dependencia del punto de operación. En este artículo se propone una corriente I_{ds} modelada por dos fuentes de corrientes no lineales, una tiene una ecuación no lineal dependiente del punto de polarización y la otra representa la diferencia entre DC y características pulsadas en todos los puntos de polarización [CCP85].

En la Figura 3.5 se muestra el circuito del modelo en donde se observa un capacitor C_{1f} que contribuye a la simulación de dispersión en baja frecuencia. I_{ds} como mencionamos antes esta modelado por dos corrientes.

$$I_{ds} = I_{ds1} + I_{ds2} \quad (3.10)$$

3.3 Modelado de la dependencia del punto de operación no lineal de las características de I_{ds} a partir de medidas pulsadas en transistores MESFET

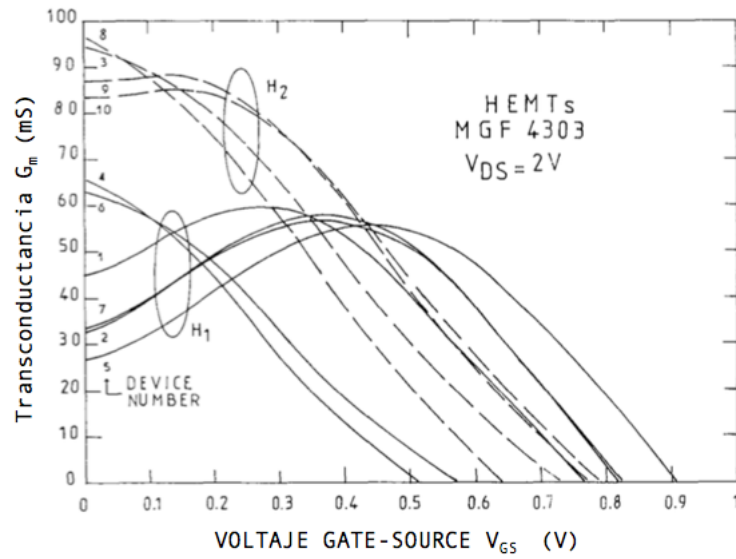


Figura 3.4.: Transconductancia en función al voltaje Gate-Source. Fuente: [RHJ89]

I_{ds1} representa las características internas en DC del transistor. Para modelar esta fuente de corriente se usó el modelo avanzado de Curtice [TFG92]. $I_{ds2} = I_{ds} - I_{ds1}$ donde I_{ds} es la corriente total de la fuente dada por la siguiente ecuación:

$$I_{ds} = \frac{\beta[V_{gi} - V_t(V_{gcci})]^2[1 + \lambda(V_{gcci})V_{di}]}{|V_{gcci} - 1|^p[|a| + V_{dcci}]^q} \tanh\left(\frac{\alpha V_{di}}{[|b| + V_{dcci}]^r}\right) \quad (3.11)$$

donde $V_t(V_{gcci})$ y $\lambda(V_{gcci})$ están definidos de la siguiente manera:

$$V_t(V_{gcci}) = V_{to} + V_{t1}V_{gcci} + V_{t2}V_{gcci}^2 \quad (3.12)$$

$$\lambda(V_{gcci}) = \lambda_0 + \lambda_1V_{gcci} + \lambda_2V_{gcci}^2 \quad (3.13)$$

Estas ecuaciones reproducen las características de las curvas en cualquier punto de reposo. Para obtener los parámetros de la ecuación de I_{ds} se tiene que considerar cinco puntos de las medidas pulsadas, estos puntos deben seguir el gradiente de V_{gci} y de V_{dcci} .

3.3.1. Discusiones

Este artículo pone en mesa la posibilidad de modelar la corriente I_{ds} teniendo en cuenta la dependencia del punto de operación. La corriente I_{ds} fue modelada por dos fuentes de corrientes no lineales, una tiene una ecuación no lineal dependiente del

4. Propuesta de Solución

Existe hoy la necesidad de modelos no lineales de Amplificadores de Potencia, esta demanda exige una precisión de predicción del comportamiento RF de los modelos circuitales por lo que el reto sigue aún pendiente. Los diseños de los AP's son más complejos en términos de requerimientos multidimensionales como ancho de banda, eficiencia, linealidad y rendimiento de potencia.

Todos los componentes y dispositivos son intrínsecamente no lineales. A pesar de eso, la mayoría de teoría de circuitos y sistemas enfrentan exclusivamente con un análisis lineal. La razón es porque los sistemas lineales se caracterizan en términos de álgebra lineal, diferencial, y ecuaciones en diferencias integrales que son relativamente fáciles de resolver, la mayoría de los sistemas no lineales puede aproximarse adecuadamente por los sistemas lineales equivalentes para valores de entradas pequeñas, y las soluciones analíticas de forma cercana a ecuaciones no lineales no son normalmente posible de resolver. Sin embargo, los modelos lineales no son capaces de explicar importantes fenómenos no lineales. En este apartado se explicara la propuesta de la nueva ecuación no lineal I_{ds} del modelo eléctrico propuesto.

4.1. Principales variables del modelo

Empezaremos por explicar que la ecuación propuesta predice el comportamiento de I_{ds} en condiciones estáticas y dinámicas. Podemos afirmar que son 4 las principales variables de esta ecuación:

$$I_{ds} = f(Vdi_{RF}, Vgi_{RF}, Vdi_{DC}, Vgi_{DC}) \quad (4.1)$$

En donde Vdi_{RF} y Vgi_{RF} hacen referencia al componente RF de los voltajes intrínsecos en Drain y Gate respectivamente. De igual forma Vdi_{DC} y Vgi_{DC} hacen referencia al componente en DC de los voltajes intrínsecos en Drain y Gate. La aproximación fue propuesta por el asesor de esta tesis y fue validada en el congreso más importante de microondas IMS2006 [RVBB06].

Usualmente los modelos existentes toman a Vgs (Voltaje en terminal Gate) y Vds (Voltaje en terminal Drain) como los únicos valores de ingreso para predecir el comportamiento, en este modelo ambos voltajes son reemplazados por Vdi_{DC} y Vgi_{DC} ; aquí radica el primer aporte de esta tesis pues se agrega dos nuevas variables de voltajes.

Para cada uno de los cuatro voltajes es necesario una red RC al ingreso en Gate y otra en Drain como lo muestra la Figura 4.1. Dado que el enfoque es en una ecuación y no en la topología del modelo, no se profundizará en detalles de las redes RC; pero estos se encuentran explicado en la tesis “Nueva topología para el modelado de transistores de microondas considerando efectos de distorsión y memoria”.

La señal completa sería la suma de las componentes en DC y RF.

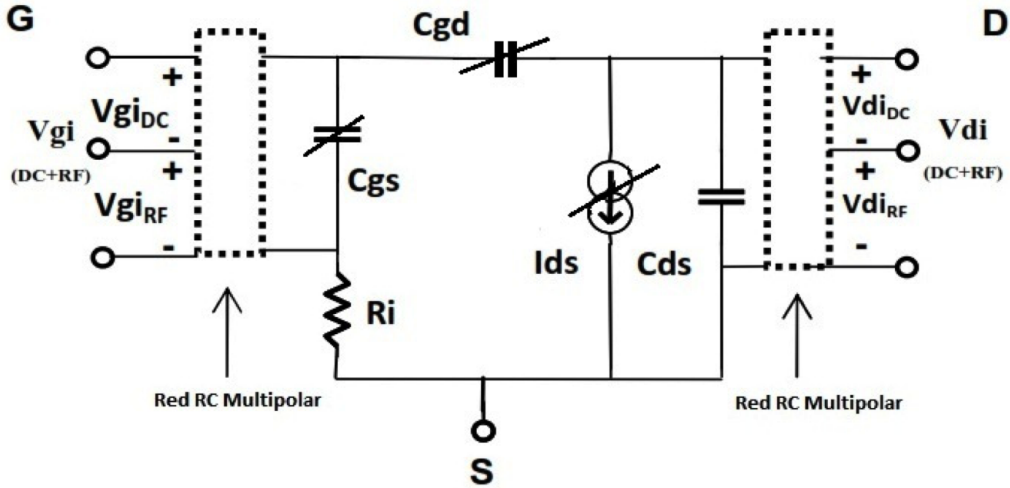


Figura 4.1.: Redes RC al ingreso en Gate y Drain. Fuente [RVBB06].

4.2. Modelo no lineal de la Corriente Ids

Es importante conocer el modelo de Angelov [YBM] ya que hoy es considerado como un modelo global gracias a su buen ajuste con medidas de características IV (Current/Voltages). Las ecuaciones de Angelov están definidas como:

$$I_d = I_{pk0} (1 + M_{pk} \times \tanh(\psi_{si})) \tanh(\alpha \times v_{ds}) \quad (4.2)$$

Donde:

$$\psi_{sim} = Z_m (v_{gs} - V_{GSEMO})$$

$$M_{pkb} = (PM_0 + PM_1 \times v_{ds} + PM_2 \times v_{ds}^2 + PM_3 \times v_{ds}^3) \tanh(\alpha_M \times v_{ds}) + PM_0$$

$$\delta \alpha_M = M_{pkb} - 1$$

$$Mpk = 1 + 0,5 \times \text{delta}M \times (1 + \tanh(\text{psim}))$$

$$P1 = (P10 + P11 \times vds) \tanh(\text{alpha}1 \times vds) + P1o$$

$$P2 = (P20 + P21 \times vds) \tanh(\text{alpha}2 \times vds) + P2o$$

$$P3 = (P30 + P31 \times vds) \tanh(\text{alpha}3 \times vds) + P3o$$

$$\text{psi} = P1 \times (vgs - Vpk1) + P2 \times (vgs - Vpk2)^2 + P3(vgs - Vpk3)^3$$

En el cuadro 4.1 se explica los parámetros mas importantes de la ecuación 4.2 [AZ92, ARS+99].

Parámetro	Descripción
$Ipk0$	Constante de la corriente de saturación del drenador.
psi	Función de serie de potencias centrada en Vpk con Vgs como variable.
$P1, P2$ y $P3$	Coefficientes de la función psi .
Mpk	Multiplicador de la tangente hiperbólica para $Ipk0$.
psim	Controla la forma de Mpk como función de Vgs centrado a $VGSEMO$.
Q_M	Es el coeficiente para psim .
$Mpkb$	Define el límite superior para Mpk .

Cuadro 4.1.: Parámetros de ecuación Angelov

Para validar el modelo propuesto se usó medidas pulsadas IV [TF, Tec]. Como ya se explicó en el marco teórico, el método consiste en aplicar pulsos estrechos en el orden de microsegundos al transistor y se mide la corriente en el centro del pulso mientras se mantiene constante el punto de polarización DC del transistor.

Como la transformada de Fourier de una señal de este tipo revela que más del 90 % de la energía está en el rango de los MHz, las medidas de corriente Ids en estas condiciones nos dará resultado del comportamiento del transistor en el rango de los MHz. Al hacer un barrido del ancho del pulso, se podrá ver el comportamiento del transistor en diferentes rangos de frecuencia.

Gracias a los laboratorios CICESE, una institución de referencia en el contexto científico nacional e internacional de la ciudad de México, se tiene ficheros textos con medidas pulsadas de un transistor de tecnología GaN (CGH40010F 10W HEMT).

Con un dispositivo de alta potencia se han extraído las medidas pulsadas usando el equipo DIVA 265 de *Accent Technologies*. Los ficheros de medidas pulsadas se

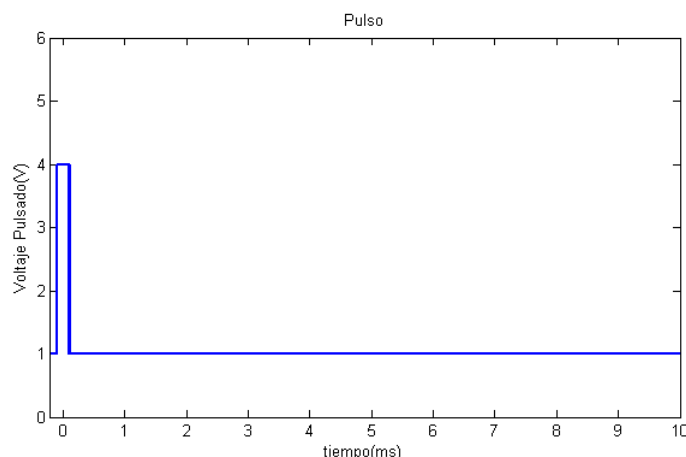


Figura 4.2.: Representación gráfica del pulso estrecho que se envía sobre el voltaje DC.

encuentran bajo el punto de polarización $V_{gs_{DC}} = -4V$ y $V_{ds_{DC}} = 40V$, el primer fichero es de un pulso de $30\mu s$ y el segundo de $5\mu s$.

La curva superior es cuando $V_{gs} = 0V$ y la curva inferior es cuando $V_{gs} = -3,6V$. Son 28 parámetros que se deben ajustar para las ecuaciones de Angelov, en la Sección 4.3.1 se explicará el proceso de extracción de estos parámetros. Por ahora solo mostraremos los valores obtenidos para ambos anchos de pulsos y en la gráfica. A continuación veremos que los parámetros extraídos se ajustan bastante bien a los datos medidos para $5\mu s$ de ancho de pulso.

Parámetros	Valor	Parámetros	Valor	Parámetros	Valor	Parámetros	Valor
Ipk0	0.7985	alpha3	0.0567	PM2	-4.23E-4	P31	-0.0018
Vpk1	-3.1585	P1o	0.0769	PM3	2.6E-6	PZ0	-1.3499
Vpk2	-1.4487	P2o	0.5462	P10	0.2179	PZ1	0.0012
Vpk3	-0.5243	P3o	0.3146	P11	4.2E-4	PZo	1.7412
alpha	0.8915	PMo	0.0189	P20	0.19	alphaM	0.3464
alpha1	0.0939	PM0	1.1935	P21	-0.01	alphaZ	0.0558
alpha2	0.2901	PM1	0.0367	P30	-0.1357	VGSEMO	-0.8286

Cuadro 4.2.: Parámetros ajustados a la ecuación de Angelov para un pulso de $5\mu s$.

Se realizó el mismo proceso con el ficheros de texto de $30\mu s$ de ancho de pulso, se obtuvo los parámetros y veremos la gráfica de las curvas medidas y modeladas.

Al extraer un conjunto de parámetros para diferentes anchos de pulsos, podríamos interpolar una dependencia de cada conjunto de parámetros extraídos por un modelo versus los anchos de pulsos. Esto sería muy útil para predecir el comportamiento de un transistor en diferentes condiciones y ya fue propuesto en [BRVB07] con otro

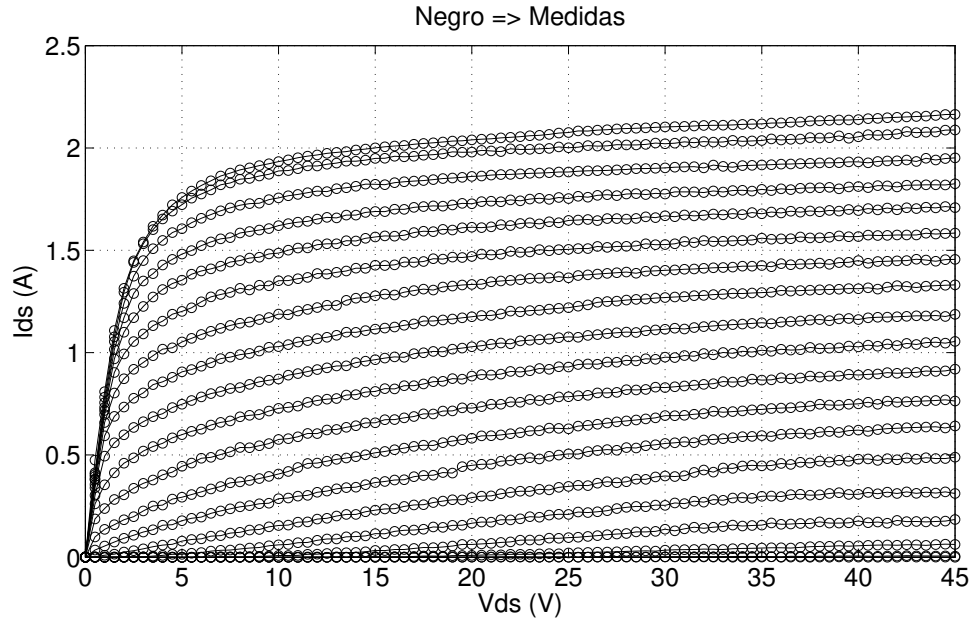


Figura 4.3.: Datos medidos del transistor GaN cuando se envía pulsos de $5\mu s$.

modelo. Sin embargo esa aproximación es solo de forma matemática y está lejos de darnos una explicación física del fenómeno de la dispersión en frecuencia. En esta tesis, en vez de hacer eso, se ha propuesto una ecuación llamada *ecuación de voltajes efectivos*, que es el principal aporte del trabajo y será presentada mas adelante.

4.3. Modelo no lineal de Corriente Drain-Source con la ecuación propuesta.

Antes de exponer la ecuación de voltajes efectivos, principal aporte de esta tesis, veremos cómo extraemos las características en DC de una ecuación de Cobra. Además introduciremos una medida de error, para cuantificar la precisión del modelo.

En estadística, un error no es una “falla”, sino mas bien una diferencia entre un valor calculado o estimado y el valor teórico o real. En ingeniería un error en general se define como la diferencia entre el rendimiento o conducta deseada y el comportamiento real de un sistema. El error normalizado en esta tesis fue defino de la siguiente forma:

$$e = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left| \frac{\hat{X}_i}{MAX(\hat{X}_i)} - \frac{X_i}{MAX(X_i)} \right| \times 100 \quad (4.3)$$

Donde \hat{X}_i es el vector de n valores modelados por la ecuación propuesta y X_i es el

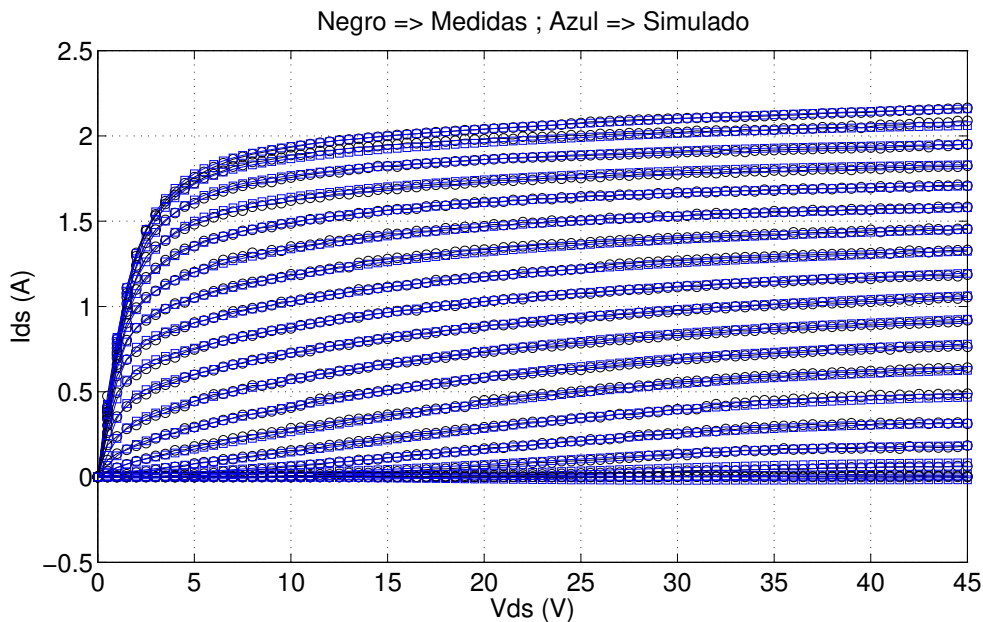


Figura 4.4.: Ajuste a fichero de medidas pulsadas con un ancho de pulso de $5\mu s$ de un transistor GaN.

vector de n valores proporcionados por los ficheros de medidas.

4.3.1. Extracción de características en DC y Ecuación de Cobra

La extracción de características DC se realizan a travez de funciones matemáticas cuyos valores de entrada son voltajes. Luego de una serie de operaciones, aproximarán la corriente de salida I_{ds} con el menor error posible. Este proceso se le conoce también como caracterización del comportamiento estático del transistor. Un comportamiento estático es aquel que no varía en el tiempo; en este escenario los voltajes de entrada son continuos (DC), no varían y establecen un punto de operación o polarización al transistor.

La ecuación de Cobra tiene nueve parámetros que se ajustan para predecir el comportamiento de la corriente I_{ds} . Para un transistor GaAs es conveniente utilizar la ecuación Cobra debido a que se ajusta mejor a transistores de baja potencia, por otro lado la ecuación de Angelov se ajusta mejor a transistores de alta potencia.

Con la ayuda de la ecuación de cobra y sus nueve parámetros ajustados se debe lograr replicar las curvas de las medidas de nuestro fichero de texto en DC. Veamos la ecuación de Cobra que se utilizó[CB97]:

$$vgst = \left(Vgi - \left(1 + beta^2 \right) vto + gamma \times Vdi \right) \tag{4.4}$$

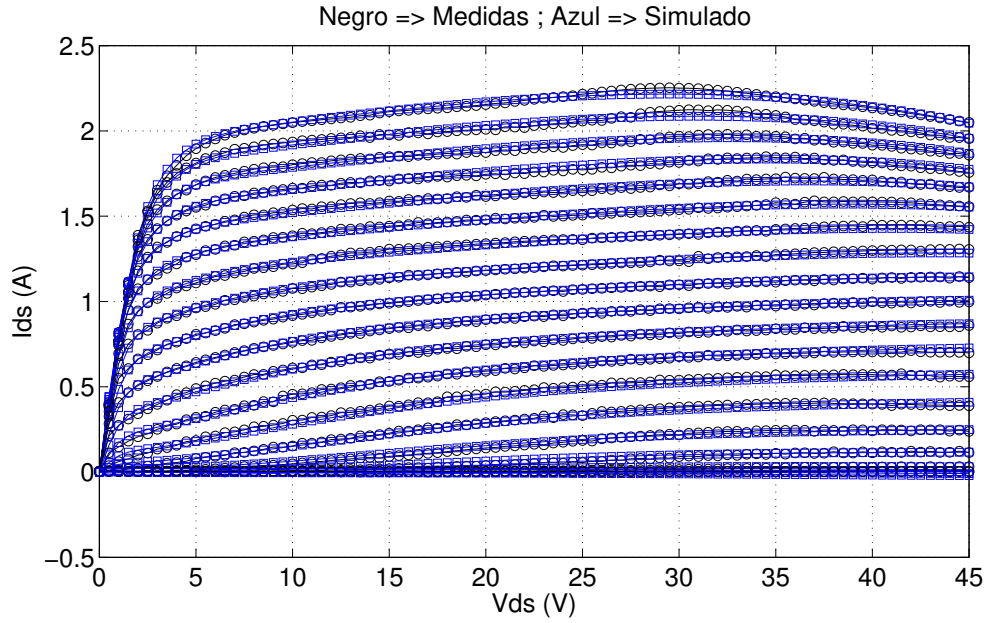


Figura 4.5.: Ajuste a fichero de medidas pulsadas con un ancho de pulso de $30\mu s$ de un transistor GaN.

$$veff = 0,5 \left(vgst + \sqrt{vgst^2 + delta^2} \right) \quad (4.5)$$

$$p = \left(\frac{lambda}{1 + miu \times Vdi^2 + psi \times veff} \right) \quad (4.6)$$

$$Id = (beta \times (veff^p) \tanh(alpha \times Vdi \times (1 + zeta \times veff))) \quad (4.7)$$

De forma convencional la función cobra tiene dos entradas (Vdi , Vgi) que retornan el valor de Ids . En palabras sencillas Ids es una función de Vdi y Vgi que actúan sobre los parámetros ajustados de la ecuación.

En estas ecuaciones los parámetros que se deben ajustar son: $delta$, $lambda$, miu , psi , $beta$, vto , $gamma$, $alpha$, $zeta$. El procedimiento de extracción de características empieza con definir valores iniciales los parámetros en DC. En Métodos Numéricos a los valores iniciales se les conoce como “semillas”. La asignación de una semilla hará que sea mas sencillo encontrar el mínimo, que se llegue al resultado en menos interacciones o por el contrario nos alejara de la solución.

Se ingresan las semillas a las ecuaciones de Cobra. Además ayudado de dos vectores con los valores de Vgs y Vds se realizará el cálculo de Ids en todos los puntos de polarización. Con la función *fminsearch* de Matlab (Ver Anexo A.2), ajustamos los

Parámetros	Valor	Parámetros	Valor	Parámetros	Valor	Parámetros	Valor
Ipk0	0.6648	alpha3	0.0609	PM2	-4.27E-5	P31	5.08E-5
Vpk1	-2.8246	P1o	0.4751	PM3	-2.22E-5	PZ0	-1.9798
Vpk2	-0.9958	P2o	0.8643	P10	0.194	PZ1	-0.0054
Vpk3	-0.0788	P3o	0.3079	P11	0.0035	PZo	2.7536
alpha	0.9154	PMo	-1.5935	P20	0.3794	alphaM	0.3912
alpha1	0.1510	PM0	4.5669	P21	9.19E-4	alphaZ	8.2373
alpha2	8.7511	PM1	0.0567	P30	-0.0699	VGSEMO	0.1984

Cuadro 4.3.: Parámetros ajustados a la ecuación de Angelov para un pulso de $30\mu s$.

parámetros DC para que exista el menor error entre el I_{ds} calculado con la ecuación de Cobra y el I_{ds} medido.

Para asegurar la obtención de unos parámetros bien ajustados se vuelve a usar la función *fminsearch* una vez mas para aumentar la precisión de los parámetros. Una vez obtenido los parámetros ajustados obtenemos una gran aproximación entre lo medido y lo simulado. En la tabla a continuación se ve nuestros parámetros DC ajustados:

Parámetros	Valor
<i>delta</i>	0.1057
<i>lambda</i>	5.1679
<i>miu</i>	0.0015
<i>psi</i>	1.3533
<i>beta</i>	0.0291
<i>vto</i>	-1.2163
<i>gamma</i>	0.0360
<i>alpha</i>	2.0213
<i>zeta</i>	0.4286

Cuadro 4.4.: Parámetros en DC ajustados a la ecuación de Cobra.

En la siguiente figura se muestra las curvas medidas y simuladas con Cobra para un transistor GaAs.

Para ejemplificar el procedimiento realizado en Matlab; la Figura 4.7 resume los pasos seguidos:

- Los datos medidos están almacenados en un archivo de texto que se importa al Matlab.
- Mediante una función creada se extraen los voltajes V_{ds} , V_{gs} e I_{ds} en vectores independientes.

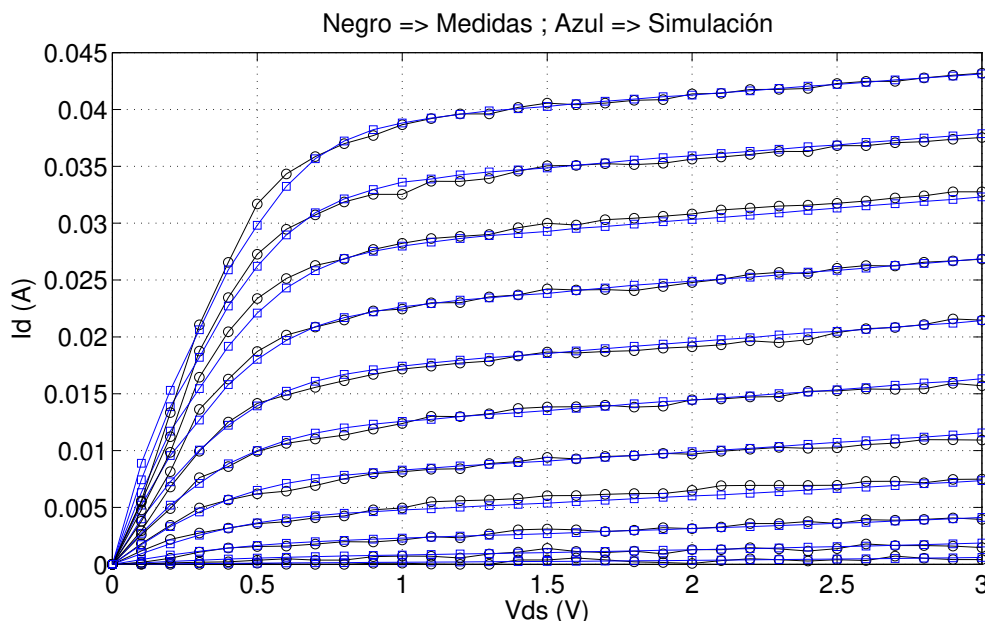


Figura 4.6.: Ecuación de Cobra ajustada a fichero de medidas DC de un transistor GaAs ($e = 2,7259$).

- Se crea un vector con los valores iniciales de los parámetros que se necesiten ajustar.
- Con ayuda de una función que contenga la ecuación de Cobra y la herramienta *fminsearch* se realiza unas secuencias recursivas para obtener los parámetros que se ajusten mejor a los datos medidos.
- Se generan las curvas medidas y simuladas para ver de forma gráfica el error y contrastarlo con el error calculado.

4.4. Extracción de Características Pulsadas

En esta sección se explicará las ecuaciones de voltajes efectivos y su implementación sobre la ecuación de Cobra. Cabe resaltar que para un el transistor GaAs (NE76038) se tiene ficheros de texto con medidas pulsadas en distintos puntos de polarización y en DC. El pulso que se aplico es de $0,2\mu s$ con un *duty cycle* de $0,02\%$

Como ejemplo polarizamos el transistor con $V_{gs_{DC}} = -0,8V$ y $V_{ds_{DC}} = 1V$ y sobre este punto de reposo se envían los pulsos que por un pequeño instante cambian la polarización del transistor en otro punto de reposo, se mide la corriente y luego regresa a su polarización inicial. Digamos que el pulso es de amplitud $0,5V$ en Gate y $2V$ para Drain, esto nos dará la corriente I_{ds} para la combinación de voltajes: $V_{gs_{DC}} = -0,8V$, $V_{ds_{DC}} = 1V$, $V_{gs_{RF}} = -0,3V$ y $V_{ds_{RF}} = 3V$. Este proceso se

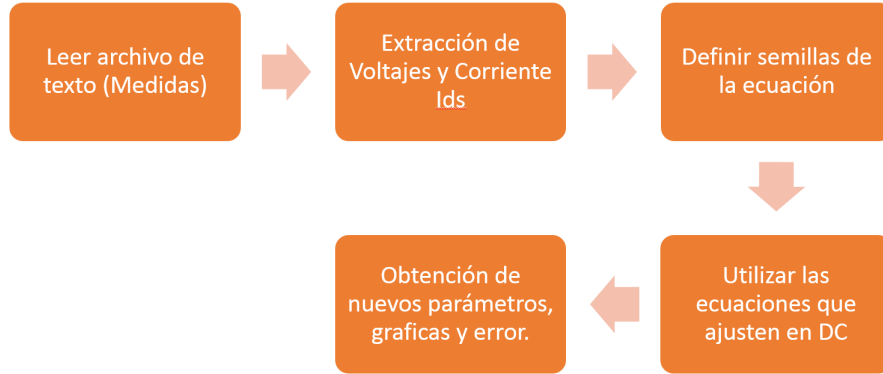


Figura 4.7.: Diagrama de flujo de extracción de características DC.

realiza en todos los puntos de reposo en DC y se envían pulsos que polaricen por un instante en los demás puntos de reposo que existe.

La ecuación de voltajes efectivos que implementamos en esta tesis es la siguiente:

$$Vdsi = Vdiq + Vdi_{diff} (\alpha_1 - \alpha_2 Vdi_{diff}) + Vgi_{diff} (\alpha_3 - \alpha_4 Vgi_{diff} + \alpha_5 Vgi_{diff}^2) \quad (4.8)$$

$$Vgsi = Vgiq + Vgi_{diff} (\alpha_6 - \alpha_7 Vgi_{diff}) + Vdi_{diff} (\alpha_8 - \alpha_9 Vdi_{diff} + \alpha_{10} Vdi_{diff}^2) \quad (4.9)$$

$$Vdi_{diff} = Vdpul - Vdi \quad (4.10)$$

$$Vgi_{diff} = Vgpul - Vgi \quad (4.11)$$

Donde $Vgiq$ y $Vdiq$ son los voltajes internos de polarización, $Vdpul$ y $Vgpul$ son los voltajes internos pulsados y por último Vdi con Vgi son los voltajes internos en DC. Las únicas variables restantes ($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \alpha_6, \alpha_7, \alpha_8, \alpha_9$ y α_{10}) son los parámetros dinámicos que deben ser ajustados.

Las dos ecuaciones de voltajes efectivos ingresan a la ecuación de Cobra de modo que $Vgsi$ reemplaza a Vgi y $Vdsi$ a Vdi .

Para optimizar los valores de los diez parámetros pulsados se les da valores iniciales. Se escogió cuatro coordenadas al extremo de las medidas:

- $V_{gq} = 0V, V_{dq} = 0,5V$
- $V_{gq} = -1V, V_{dq} = 0,5V$
- $V_{gq} = 0V, V_{dq} = 3V$
- $V_{gq} = -1V, V_{dq} = 3V$

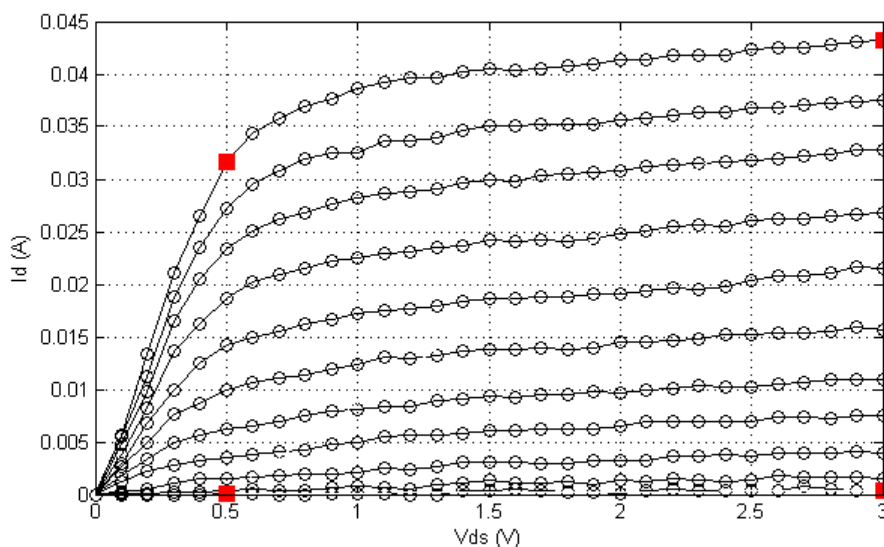


Figura 4.8.: Puntos externos para inicio de cálculo de características pulsadas.

El motivo de escoger estos 4 puntos de polarización es tener un modelo que sea capaz de ajustar todas las medidas pulsadas con un valor fijo para sus parámetros. Durante este proceso nos dimos cuenta que existe un conjunto de parámetros pulsados que permiten reproducir con fidelidad los 4 casos extremos de polarización del transistor.

Con las ecuaciones de Cobra modificada por los voltajes efectivos se realizan el cálculos de la corriente I_d en los 4 puntos y con ayuda de Matlab se ajustan los parámetros para que exista el menor error entre I_d simulado e I_d medido.

En la Figura 4.9, cada una de las gráficas fue ajustada con la misma ecuación y con los mismos parámetros pulsados. Una vez obtenidos los parámetros pulsados ajustados, estos no varían y son utilizados para predecir la corriente de salida en cualquier punto de polarización.

Los parámetros optimizados se muestran en la siguiente tabla:

Para comprobar que los parámetros pulsados se pueden ajustar a cualquier fichero de medidas pulsadas, se escogió el fichero $V_{gs} = -0,2$, $V_{ds} = 3V$ y con ayuda de las ecuaciones de voltajes efectivos y los parámetros pulsados ajustados se ha replicado sus curvas de I_{ds} . En el anexo A.3 se muestra la ecuación de Voltajes efectivos con la ecuación de Cobra.

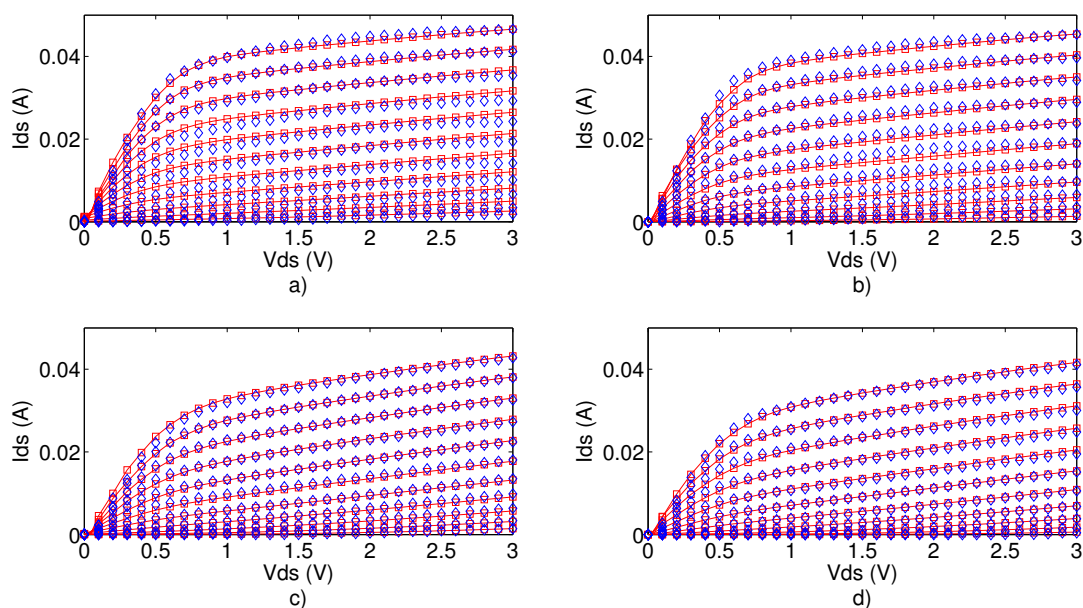


Figura 4.9.: Corrientes I_{ds} Medidas (diamantes) y modeladas (cuadrados) obtenidos para NE76038 con la técnica propuesta. Ancho de pulso de $0.2\mu\text{sec}$ y un duty cycle: 0.02% a) $V_{gsDC} = 0V$, $V_{dsDC} = 0,5V$ ($e = 9,1426$); b) $V_{gsDC} = -1V$, $V_{dsDC} = 0,5V$ ($e = 6,1779$); c) $V_{gsDC} = 0V$, $V_{dsDC} = 3V$ ($e = 1,6578$); d) $V_{gsDC} = -1V$, $V_{dsDC} = 3V$ ($e = 4,8250$).

Hasta este punto se ha presentado la ecuación de voltajes efectivos solo para la extracción de medidas pulsadas, pero esto no indica que solo se utiliza para la extracción de características pulsadas. En DC también es utilizada pero al no existir pulsos V_{gpul} es igual a V_{gi} y V_{dpul} es igual a V_{di} . En esta situación la ecuación queda reducida a:

$$V_{gsi} = V_{gqi}$$

$$V_{dsi} = V_{dqi}$$

Los voltajes efectivos son los puntos de polarización y al realizar el cálculo de la corriente se obtiene el mismo gráfico presentando en la extracción de características DC.

Parámetros	Valor	Parámetros	Valor
α_1	1.06035	α_6	0.95818
α_2	-0.01687	α_7	-0.02222
α_3	-0.00199	α_8	0.04180
α_4	-0.13275	α_9	0.00716
α_5	-0.12891	α_{10}	-0.00005

Cuadro 4.5.: Parámetros pulsados optimizados.

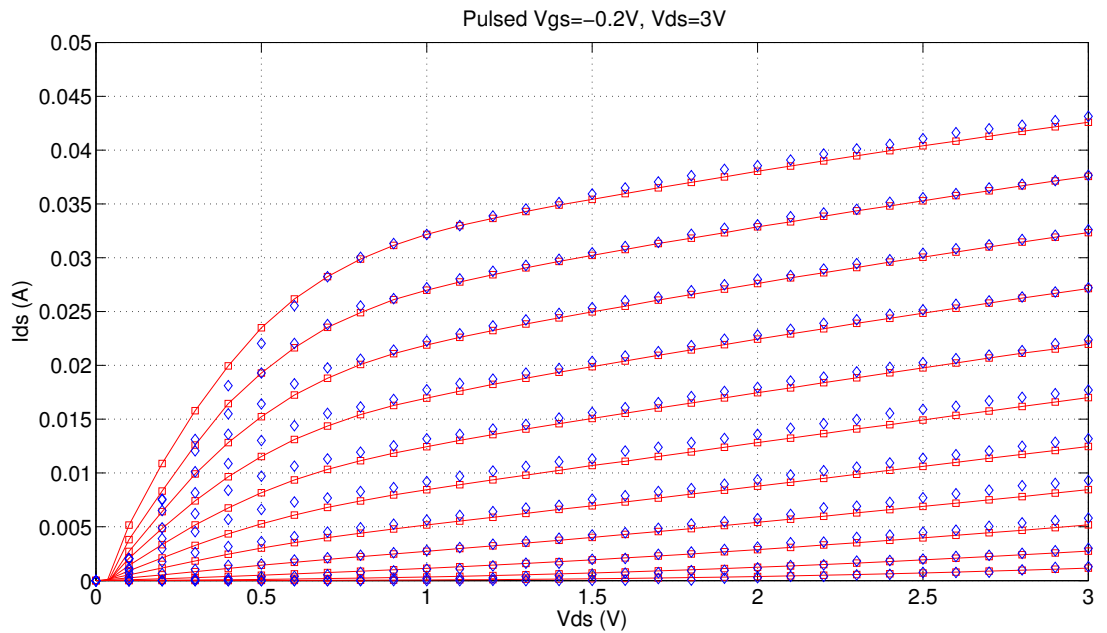


Figura 4.10.: Medidas pulsadas de fichero $V_{gs} = -0,2$, $V_{ds} = 3V$ ajustado con ecuación de voltajes efectivos ($e = 4,8250$).

4.5. Aproximación a la Ecuación de Voltajes efectivos

En esta sección se precisa, después de ver el buen desempeño de lo propuesto, la ecuación de voltajes efectivos. Antes recordemos que este modelo es empírico, como lo son la mayoría de modelos circuitales, y la aproximación del autor pasó por 3 etapas en cadena en la que en cada etapa se hizo ajustes y muchos intentos para plasmarlo en el software de ayuda y luego llegar al resultado final.

Como se dijo antes, las variables que se cambiaron fueron V_{di} y V_{gi} . Los modelos convencionales solo usan estas variables, pero en esta tesis se ha insertado variables pulsadas y se agregó nuevos parámetros. Veamos la ecuación una vez más.

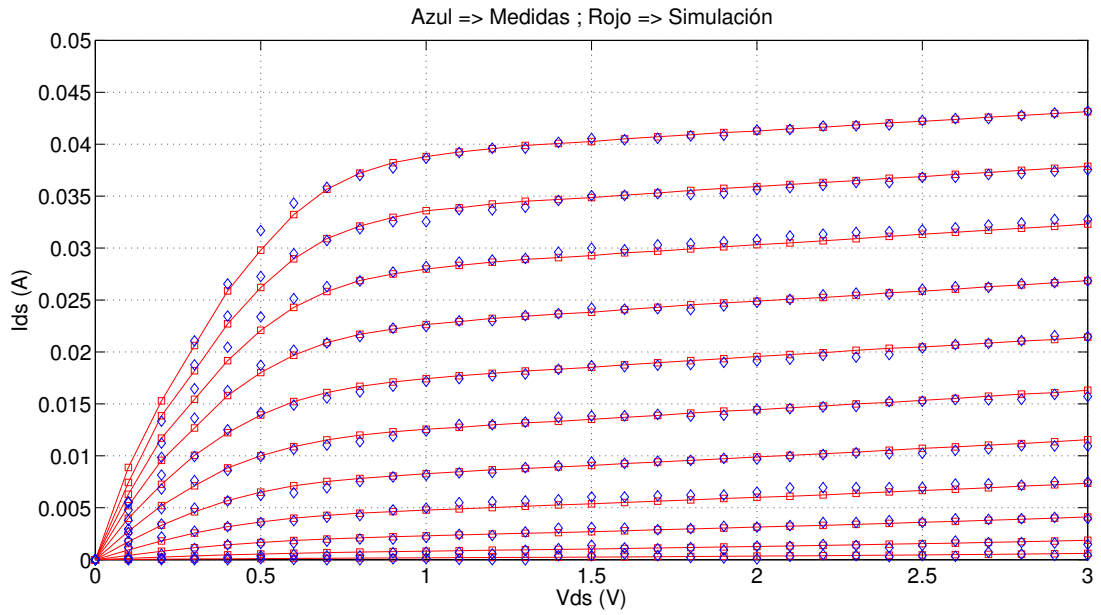


Figura 4.11.: Corriente I_d obtenido con la ecuación de voltajes efectivos cuando $V_{gpul} = V_{gi}$ y $V_{dpul} = V_{di}$ ($e = 2,7259$).

$$V_{dsi} = V_{diq} + V_{di_{diff}} (\alpha_1 - \alpha_2 V_{di_{diff}}) + V_{gi_{diff}} (\alpha_3 - \alpha_4 V_{gi_{diff}} + \alpha_5 V_{gi_{diff}}^2)$$

$$V_{gsi} = V_{giqu} + V_{gi_{diff}} (\alpha_6 - \alpha_7 V_{gi_{diff}}) + V_{di_{diff}} (\alpha_8 - \alpha_9 V_{di_{diff}} + \alpha_{10} V_{di_{diff}}^2)$$

Ambas ecuaciones incluyen los dos voltajes convencionales de los modelos estáticos y se añaden voltajes que hacen referencia a la información proveniente de las medidas pulsadas.

La aproximación lógica radica en obtener una única ecuación para DC y Pulsada. Los parámetros en DC son dados por la ecuación base que se utilice y los parámetros pulsados son los 10 parámetros de la ecuación de voltajes efectivos. Conservar el modelo DC nos garantiza que los fenómenos producidos en bajas frecuencias o aquellos que representen un comportamiento estático se encuentren bien modelados. No tendría sentido descartar la información del comportamiento estático puesto que es sobre este donde la señal RF se añade. Por otro lado, esta ecuación tenía que tener la capacidad de que al no existir valores pulsados se pueda reducir a la condición de DC y todos los parámetros pulsados no sean tomados en cuenta.

Las variables V_{di} y V_{gi} del modelo estático son quienes reciben información del

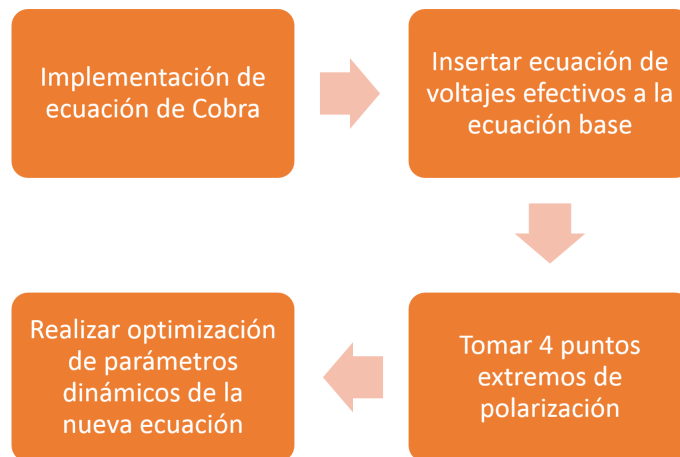


Figura 4.12.: Diagrama de flujo de extracción de características pulsadas.

comportamiento dinámico, de modo que sobre estas se agrega la variación, no se puede eliminar los voltajes DC porque son fundamentales para el punto de polarización, tampoco se puede agregar directamente los voltajes pulsados ya que tendríamos valores demasiados altos que nos alejan del rango de valores de entrada que pueden tomar; lo que se vio conveniente agregar son variables que contienen la diferencia del voltaje DC y pulsado (V_{diff} y V_{diff}).

La aproximación matemática parte de la observación de las curvas dinámicas y estáticas. Para entender esta aproximación veamos la Figura 4.13. En negro se tiene una curva DC cuando $V_{gs} = -0,4V$, en azul la misma curva pero de una medida pulsada en el punto de polarización $V_{gs} = -0,4V$, $V_{ds} = 2V$. Se pudo escoger otra combinación de curvas pero el objetivo es ver el fenómeno que ocurre. Ambas curvas se interceptan, como era de esperar, en el punto de polarización. La primera impresión es que existe una diferencia en la pendiente de las curvas. Es en esta diferencia de las pendientes donde existe información que debe ser modelado. Sabemos que el cambio está relacionado a los pulsos enviados sobre los voltajes continuos. A pesar que el tiempo de duración del pulso es de $0,2\mu s$; es suficiente para que el transistor responda con una alteración que no esta directamente asociada al cambio de su punto de polarización sino que mas bien a un cambio en su factor de amplificación. La diferencia se atribuye principalmente a lo efectos de segundo orden que se explicaran más adelante y que este modelo es capaz de ajustar.

Se podría decir que las curvas en algún segmento tienden a ser lineales, sin embargo el modelo no se reduce a trabajar solo en un rango de operación, sino en todos los rangos de voltajes de sus terminales. Además como se explicó en la Sección 2.8, que el transistor es esencialmente no lineal.

Se optó por tomar una ecuación polinómica de orden cuadrado que pueda ser quien

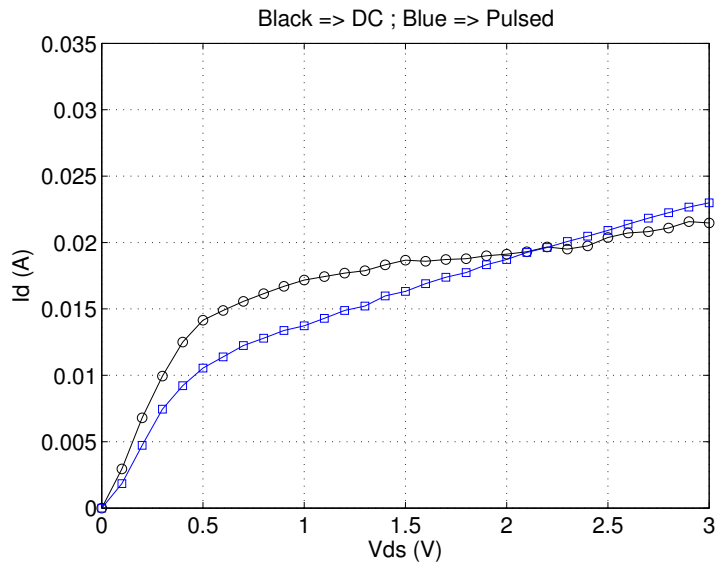


Figura 4.13.: Variación de una curva DC y pulsada, intersectadas en el punto de operación.

modele el cambio de la pendiente de DC a pulsada debido a que con una simple inspección las curvas parecen responder a una media parábola. A pesar que se suele optar por esa práctica, se hizo una rutina para escoger el grado mas apropiado que se ajuste a las curvas características de un transistor.

Con ayuda de ecuación 4.12 utilizada para encontrar el vector de coeficientes que mejor se ajusten a un conjunto de medidas, se logro graficar el grado mas apropiado para ajustar a una curva aleatoria de un transistor GaAs. El vector t contiene la corriente de salida que se desea ajustar, X es una matriz con los valores de voltajes en sus columnas y w contiene el resultado de los coeficientes del polinomio. Mayor información de la ecuación en [RG12].

$$\hat{w} = (X^T X)^{-1} X^T t \tag{4.12}$$

Se observa que la curva en negro esta mas cerca del comportamiento del transistor. Al contrastar la ecuación de voltajes efectivos con grado cuadrado y luego cúbico, se observo que con el grado cúbico sigue mejor la trayectoria de la curva del transistor. Esta fue la motivación para optar por un polinomio de tercer grado en la ecuación de voltajes efectivos.

4.6. Diagramas del proceso

Todo este proceso se puede resumir de forma general en la Figura 4.15.

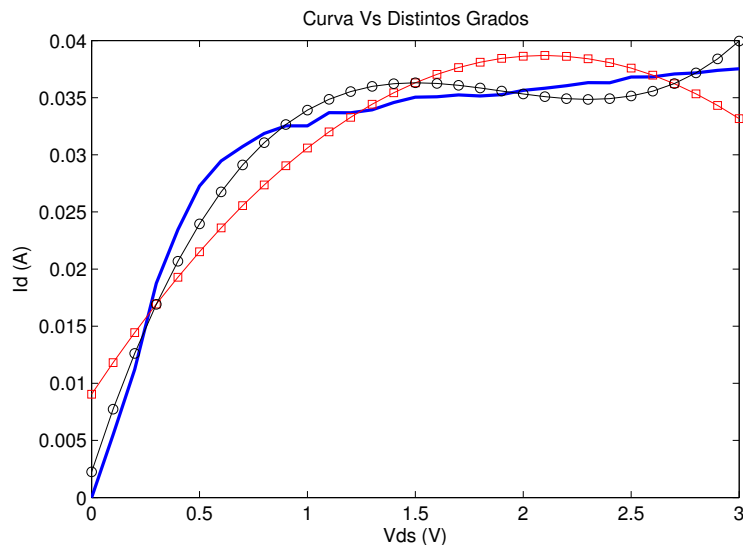


Figura 4.14.: Cuadrados: Curva ajustada con un polinomio cuadrado. Círculos: Curva ajustada con un polinomio cúbico. Línea: Curva de datos medidos.

La Caracterización es un subproceso que consta en hacer la toma de medidas del transistor, en DC y Pulsed, para luego guardarlas en ficheros de texto. Este proceso no se realizó durante la tesis porque no se cuenta con herramientas para realizar medidas pulsadas en la universidad; sin embargo, se trabajó con ficheros brindados por la Universidad de College Dublin.

En esta tesis se trabajó con los modelos apropiados de Angelov y Cobra. Para validar el proceso se utilizó la ecuación de Cobra ya que se posee datos en medidas DC y pulsadas de un transistor GaAs.

El subproceso de Extracción de Parámetros es una rutina de búsqueda de los mejores parámetros que proporcionan el menor error en DC. Luego se realiza el subproceso de Test Avanzado en donde con ayuda de la ecuación propuesta de los voltajes efectivos se inserta sobre algún modelo apropiado y con el subproceso de Extracción de Parámetros se obtienen los mejores parámetros para el caso de Pulsadas. Con esto recién podemos asegurar tener un modelo aceptable capaz de modelar medidas pulsadas en DC con un único conjunto de parámetros.

Para ilustrar el modelo y conectar mejor la secuencia de ideas, se puede apreciar en las siguientes figuras los diagramas de flujos de la nueva técnica propuesta soportada en la ecuación de voltajes efectivos. El diagrama flujo de la Figura 4.16, inicia con el modelado de características estáticas y finaliza con la obtención de parámetros DC que son utilizados por el diagrama de flujo de la Figura 4.17. La técnica propuesta es la unión de ambos diagramas de flujos pero para dividir el proceso de optar por hacerlo en los bloques dedicados al proceso estático y luego al dinámico.

Se puede observar que el proceso de extracción de características estáticas finaliza

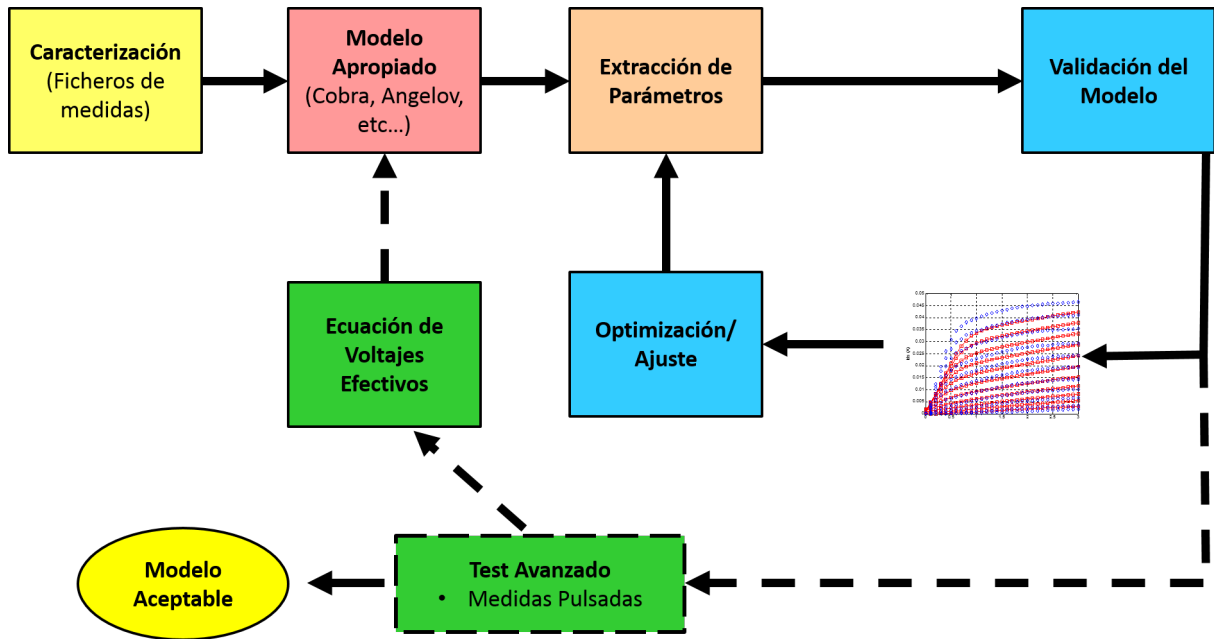


Figura 4.15.: Diagrama general del proceso de obtención de la nueva ecuación.

con los parámetros obtenidos y además con la transconductancia y conductancia de salida en DC. La ecuación estática utilizada en este trabajo ha sido la ecuación de Cobra. Al obtener los parámetros que ajustan al fichero de medidas en DC se debe de chancar las semillas por los valores obtenidos a la salida de la función de búsqueda del mínimo. Hasta este momento se tiene una función que depende de V_{ds} y V_{gs} que serán modificados en el siguiente proceso de caracterización dinámica.

A la ecuación obtenida en el proceso de extracción de características estáticas, se debe cambiar V_{gs} y V_{ds} por la ecuación de voltajes efectivos. La ecuación resultante tendrá los parámetros dinámicos que después de pasar por la función de búsqueda del mínimo quedaran a ajustados. Si garantizamos que podemos obtener un conjunto de parámetros que modela el comportamiento en los 4 puntos de polarización extremos; podemos afirmar que con el mismo conjunto de parámetros seremos capaz de modelar el comportamiento del transistor en cualquier otro punto. Una vez obtenido los parámetros dinámicos se puede derivar la función y extraer la transconductancia y conductancia de salida RF.

Con los resultados de transconductancia y conductancia de salida podemos pasar a comparar y presentar los resultados.

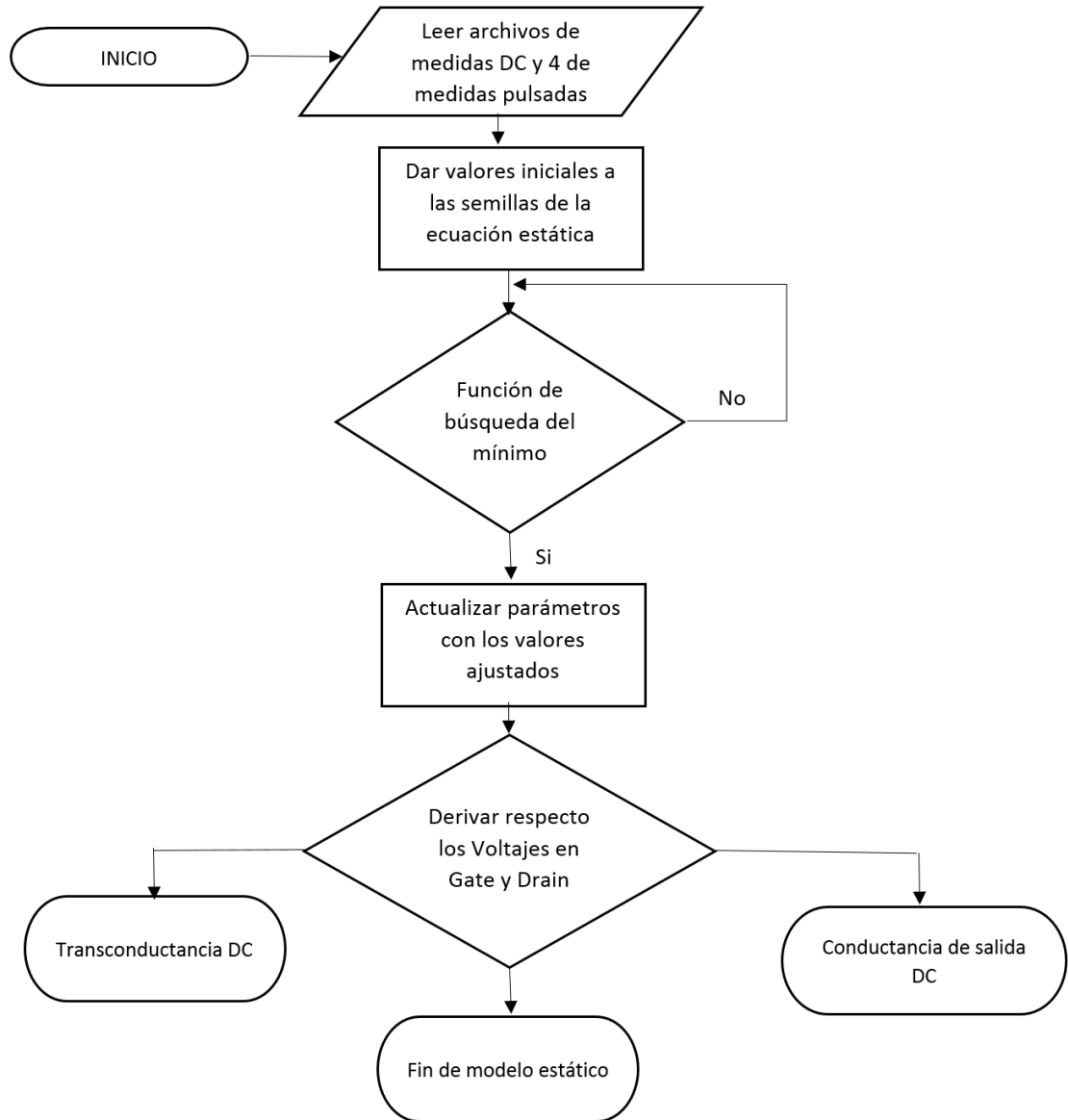


Figura 4.16.: Diagrama de flujo de la extracción de características estáticas.

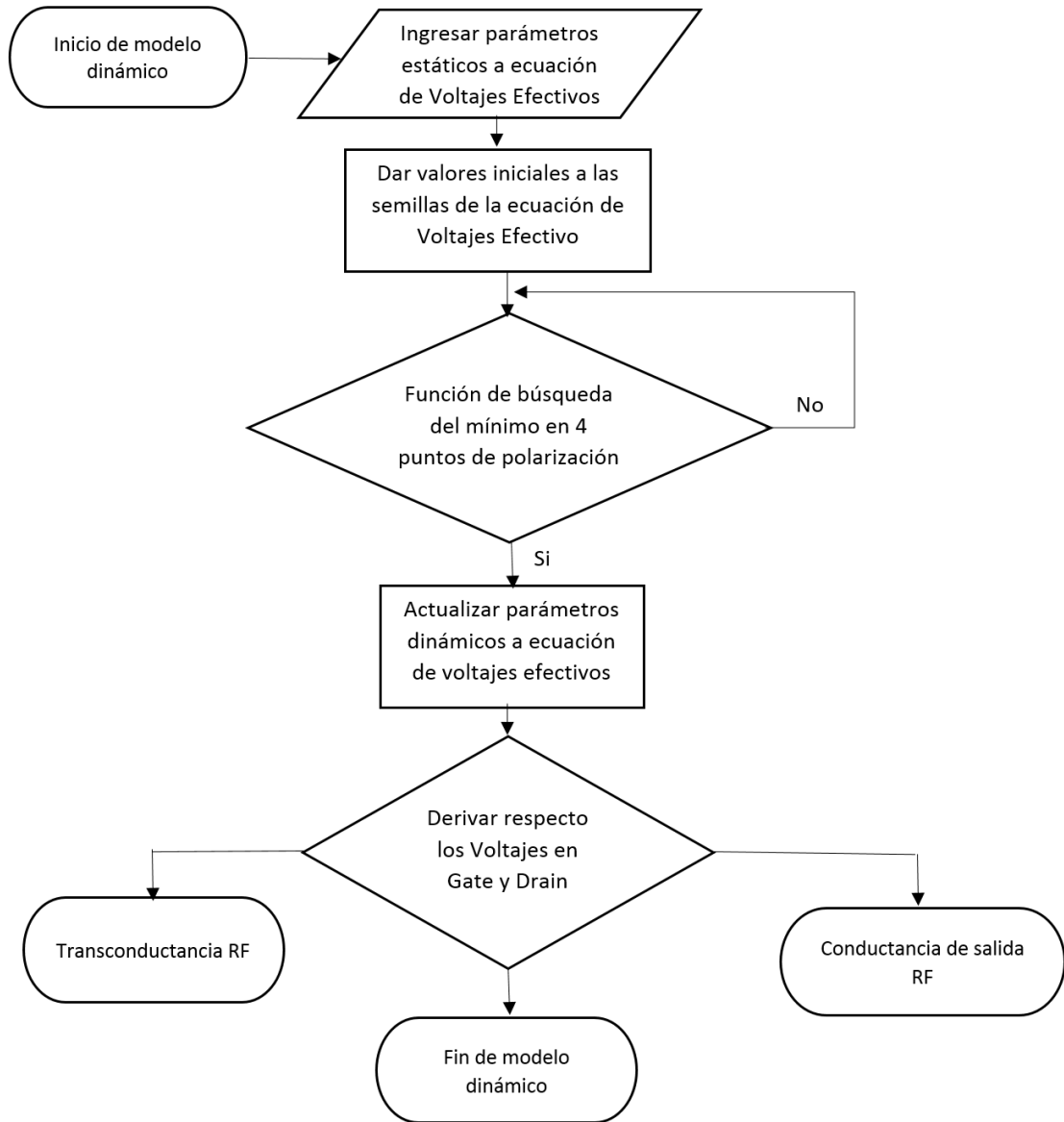


Figura 4.17.: Diagrama de flujo de la extracción de características dinámicas.

5. Resultados y comparaciones

Existen ciertos fenómenos en los transistores de microondas que radican en el comportamiento físico y como consecuencia alejan al dispositivo de tener un comportamiento esperado. Este comportamiento anómalo debe ser fuertemente considerado por los modelos para que posteriormente puedan ser utilizados en los diseños de los amplificadores de potencia. En la literatura estos fenómenos son llamados *efectos de segundo orden* [Gol91b]. Obviar estos efectos puede llegar a estropear la principal predicción de I_{ds} , echando a perder el modelo.

- Fenómenos de dispersión en Frecuencia
 - Dispersión de la conductancia de Salida
 - Dispersión de la transconductancia
- Fenómenos de conducción sub-umbral
- Fenómenos de estimulación óptica
 - Iluminación del dispositivo con luz no coherente
 - Iluminación del dispositivo con luz coherente
- Fenómenos térmicos
 - Fenómenos térmicos debido a la temperatura ambiente
 - Fenómenos térmicos producidos por el auto calentamiento o “Self-heating” del canal del dispositivo producido por el punto de polarización.

En este apartado observaremos resultados y comparaciones extraídas a partir de la ecuación de voltajes efectivos. Esta tesis solo se enfoca en los fenómenos de dispersión en frecuencia. Un gran aporte de la ecuación propuesta es que permite reproducir con facilidad las dos dispersiones en frecuencia; la transconductancia y la conductancia de salida.

5.1. Transconductancia y Conductancia de Salida

En el Capítulo 2, se explicó que la descripción ideal de una característica no lineal en la proximidad de un punto de polarización responde a su desarrollo en serie de Taylor alrededor del mismo. Si observamos el circuito equivalente de gran señal (Figura 2.9)

existe 3 elementos no lineales Cgd , Cgs e Ids . Para esta tesis solo importa prestar atención a Ids y los siguientes factores del desarrollo de la serie de Taylor.

$$Ids(Vgs, Vds) = \dots + \frac{\partial Ids}{\partial Vgs} vgs + \frac{\partial Ids}{\partial Vds} vds + \dots$$

El primer factor nos proporciona la transconductancia y el segundo factor la conductancia de salida. Es importante entender que existen modelos que no modelan el factor de amplificación conocido como transconductancia ni la conductancia de salida. En la realidad estas dos características varían no solo en frecuencia sino que además cambia de acuerdo al punto de polarización en el que se encuentre el transistor.

5.1.1. En DC

La Transconductancia y Conductancia de Salida en DC se obtiene al derivar la corriente Ids respecto a Vgs y Vds respectivamente.

$$\frac{\partial Ids}{\partial Vgi_{DC}} = gm_{DC}$$

$$\frac{\partial Ids}{\partial Vdi_{DC}} = gds_{DC}$$

Como veremos a continuación ambas características cambian en cada punto de polarización.

Cuando se desea implementar un amplificador de potencia, se sabe que este va a poseer una dispersión en frecuencia por lo que no va a amplificar de igual forma en todas las frecuencias, por otro lado solo va a estar adaptada en su frecuencia de operación. Con las gráficas anteriores podemos afirmar que también va a existir una variación de estas características en los distintos puntos de polarización.

5.1.2. En pulsadas

El desarrollo de la serie de Taylor ecuación de voltajes efectivos depende de 4 términos:

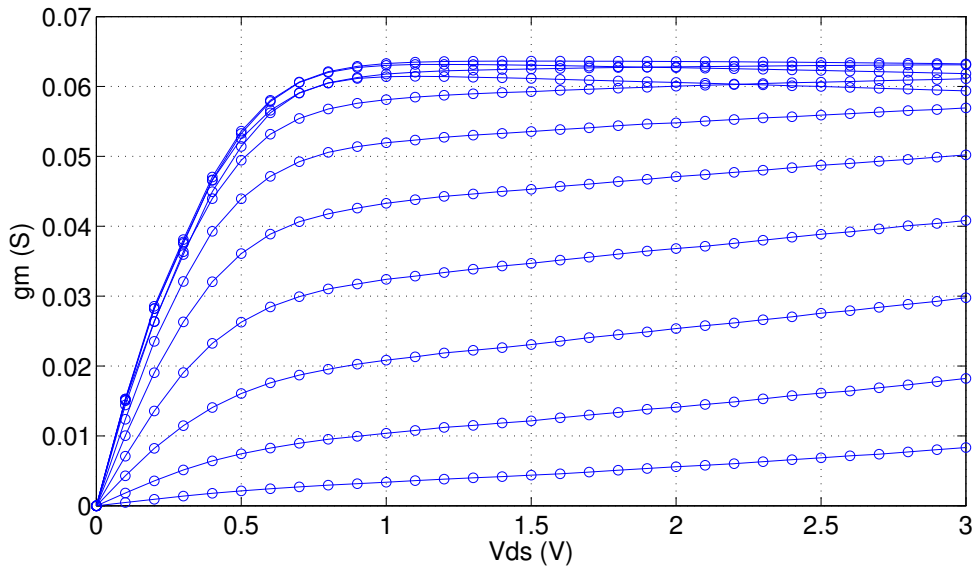


Figura 5.1.: Transconductancia de medidas DC.

$$\begin{aligned}
 I_{ds}(V_{gs_{DC}}, V_{ds_{DC}}, V_{gs_{RF}}, V_{ds_{RF}}) = & \dots + \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs_{DC}}} \nabla V_{gs_{DC}} + \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs_{RF}}} \nabla V_{gs_{RF}} \\
 & + \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds_{DC}}} \nabla V_{ds_{DC}} + \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds_{RF}}} \nabla V_{ds_{RF}} + \dots \\
 \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs_{RF}}} = g_{m_{RF}} & \quad \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds_{RF}}} = g_{ds_{RF}}
 \end{aligned}$$

Veamos la transconductancia y conductancia de salida para los valores en RF de un fichero de pulsadas en el punto de reposo $V_{gs} = -0,2V$, $V_{ds} = 3V$.

Las ecuaciones se encuentran en el Anexo (A.4). En el siguiente apartado analizaremos y compararemos las curvas en mayor detalle.

5.2. Dispersión en frecuencia

La dispersión en frecuencia nos indica que existe una fuerte variación de los valores de conductancia de salida G_{ds} (o de su inverso R_{ds}) y la transconductancia g_m . La dispersión es un fenómeno importante en dispositivos que trabajen en frecuencias que abarcan desde DC hasta RF, como lo son los transistores de microondas.

A continuación veremos la diferencia entre g_m y G_{ds} en tres puntos de polarización distintos; en zona de saturación, zona lineal y zona de pinch-off.

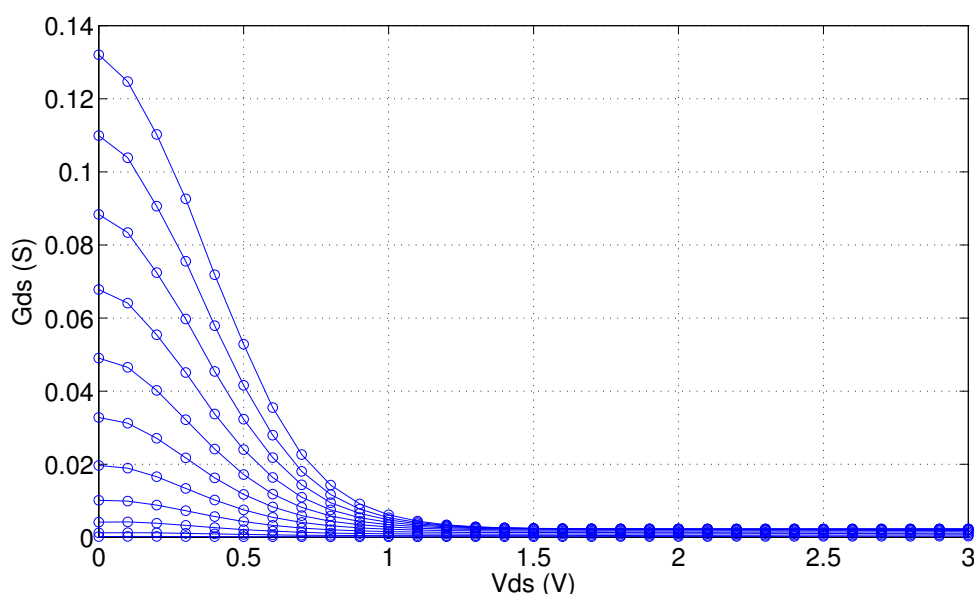


Figura 5.2.: Conductancia de salida de medidas DC.

- A. Zona de saturación: $V_{gs} = 0V, V_{ds} = 0,5V$
- B. Zona de lineal: $V_{gs} = 0V, V_{ds} = 2,5V$
- C. Zona de pinch-off: $V_{gs} = -0,8V, V_{ds} = 1,5V$

5.2.1. Dispersión de la conductancia de Salida

En la siguiente tabla se presentan los resultados del cálculo de la conductancia de salida en las distintas zonas:

Zona	G_{dsDC} (S)	G_{dsRF} (S)	Dispersión
A	0.05281	0.057313	G_{dsRF} incrementó en un 8,5268 % respecto a G_{dsDC}
B	0.00212	0.004762	G_{dsRF} incrementó en un 124,6226 % respecto a G_{dsDC}
C	8.70451e-04	0.001890	G_{dsRF} incrementó en un 117,1288 % respecto a G_{dsDC}

Cuadro 5.1.: Variación de la conductancia de salida.

Luego de ver los resultados del cuadro 5.1, podemos asegurar que este es el fenómeno dispersivo de frecuencia más importante en los transistores de microondas. La conductancia de salida RF (G_{dsRF}) puede tener valores que exceden incluso el doble, en algunas zonas de polarización, que los valores poseídos por la conductancia de salida DC (G_{dsDC}). Este fenómeno dispersivo está asociado a la existencia de los estados trampa o “traps”. Los estados trampa almacenan carga temporalmente en tiempos

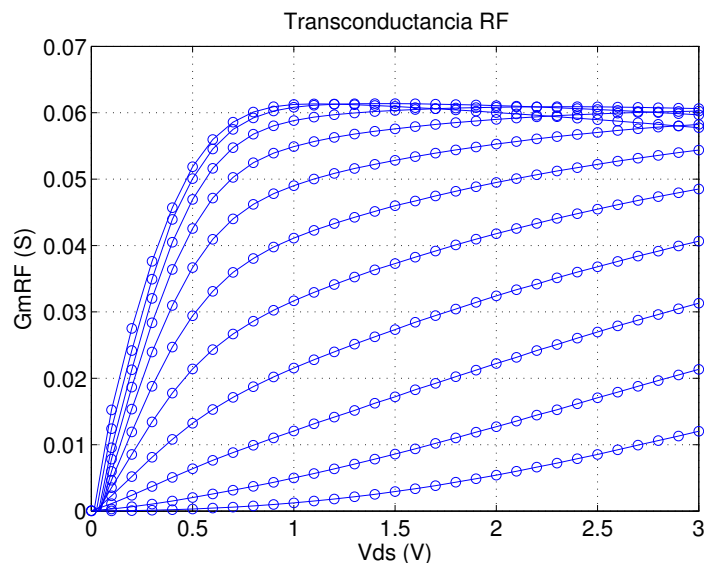


Figura 5.3.: Transconductancia de medidas pulsadas.

del orden de los milisegundos y segundos (Hz y KHz en frecuencia). Esto deja de suceder en RF por lo que los estados no participan en el proceso de conducción a frecuencias de microondas.

La resistencia de salida R_{ds} (o su inverso G_{ds}) tienen su primordial papel a la hora de adaptar el transistor a las siguientes etapas del amplificador; al ajustar esta impedancia estamos ajustando el parámetro Scattering S_{22} .

A modo de validar que este hecho ha sido modelado, se puede verificar en la bibliografía [CPA85, CD94, RHJ89, TFG92, dIM96], en donde se cuantifica este fenómeno. Por esto aseguramos que fielmente estamos modelando la dispersión de conductancia de salida.

5.2.2. Dispersión de la transconductancia

En la siguiente tabla se presentan los resultados del cálculo de la transconductancia en las distintas zonas:

Zona	g_{mDC} (S)	g_{mRF} (S)	Dispersión
A	0.05141	0.04942	g_{mDC} incrementó en un 4,0267 % respecto a g_{mRF}
B	0.06000	0.057508	g_{mDC} incrementó en un 4,3333 % respecto a g_{mRF}
C	0.02307	0.022154	g_{mDC} incrementó en un 4,1347 % respecto a g_{mRF}

Cuadro 5.2.: Variación de la transconductancia.

En el cuadro 5.2 se puede apreciar el efecto dispersivo de la transconductancia, donde

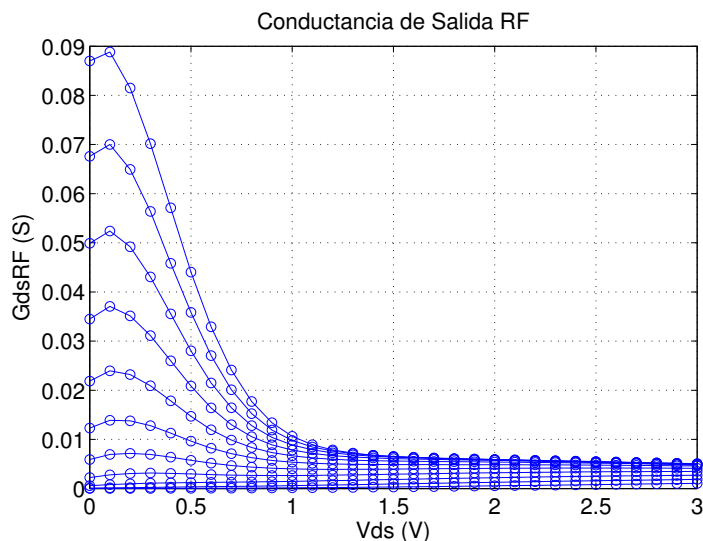


Figura 5.4.: Conductancia de Salida de medidas pulsadas.

gm_{RF} puede tener valores entre 4 y 5% inferiores que la transconductancia de DC (gm_{DC}). Este fenómeno dispersivo está asociado a las impurezas del material del transistor entre las uniones Gate-Source y Gate-Drain. Las impurezas pueden apoyar o disminuir en el transporte de portadores de modo que se genera una variación de la corriente de drain y en el valor de la transconductancia.

La transconductancia gm tiene un papel importante a la hora de ajustar la ganancia del transistor, por lo que esta asociado con el parámetro Scattering S_{21} .

A modo de validar que este hecho ha sido modelado, se puede verificar en la bibliografía [Lad88, Kaw90, dIM96], donde se cuantifica este fenómeno. Por esto aseguramos que fielmente estamos modelando la dispersión de la transconductancia.

5.3. Ventajas Cualitativas de modelo

Esta propuesta del modelo de la corriente I_{ds} presenta ventajas cualitativas frente a los modelos no lineales convencionales. Las principales ventajas son:

- Capacidad de predecir el comportamiento del transistor con una ecuación y un solo conjunto de parámetros.
- No es necesario alterar la ecuación estática.
- Facilidad para obtener los efectos dispersivos de segundo orden.

A continuación se contrastará los requerimientos del modelo propuesto con los modelos convencionales.

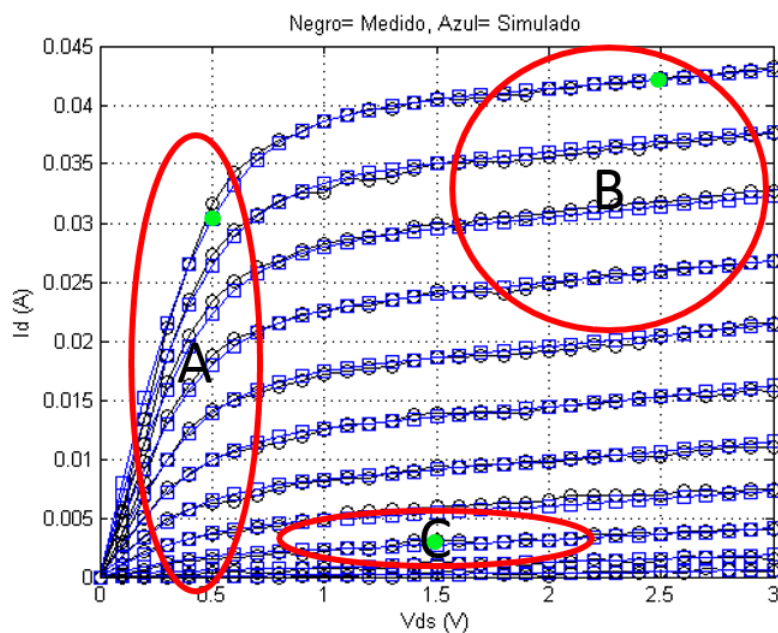


Figura 5.5.: Zonas de evaluación de g_m y G_{ds} .

	Modelos Convencionales	Modelo Propuesto
Mediciones	Elevado número de mediciones.	Una medida en DC y 4 pulsadas.
Tipos	Cobra, Angelov, Materka, Curtice.	Ecuación de voltajes efectivos.
Sobreajuste	Definido por el modelo.	Al elevar el grado del polinomio.
Complejidad	Menor complejidad computacional.	Mayor complejidad computacional.

Cuadro 5.3.: Comparaciones cualitativas entre el modelo propuesto y un modelo convencional.

El cuadro 5.3 compara el modelo propuesto versus los modelos convencionales. En un modelo convencional la cantidad de ficheros de medidas es mayor, debido que para reproducir el comportamiento del transistor se deberá obtener todos los parámetros para cada punto de polarización. Con la ecuación de voltajes efectivos solo se requiere de las medidas DC y 4 pulsadas. Por otro lado se observó, durante el desarrollo de este trabajo, que es fácil caer en el sobreajuste cuando el polinomio de la ecuación de voltajes efectivos es mayor al grado cúbico. La complejidad computacional esta directamente relacionada con la cantidad de variables del modelo, en este punto el modelo propuesto tiene la desventaja de ser mas complejo términos computacionales debido a que se añade parámetros a la ecuación convencional.

6. Conclusiones y trabajos futuros

En este capítulo se presentaran las conclusiones del trabajo y se darán futuras líneas de investigación.

6.1. Conclusiones

- Se ha podido implementar y demostrar que con una única ecuación de voltajes efectivos para la no linealidad I_{ds} podemos reproducir el comportamiento de un transistor de microondas para ambas medidas DC y Pulsadas.
- Es importante realizar una red RC al ingreso de Gate y Drain para obtener los voltajes DC y RF, consideramos que este cambio de la topología es el inicio de una distinta técnica de modelado.
- La ecuación de Angelov ajusta mejor a transistores de alta potencia mientras que la ecuación de Cobra a transistores de menor potencia, se demostró con tecnologías GaN y GaAs para alta potencia y baja potencia respectivamente.
- Con la técnica propuesta es posible la extracción directa de la transconductancia (gm) y la conductancia de salida (G_{ds}) en baja frecuencia y alta frecuencia bajo con distintos puntos de polarización.
- En una señal DC y otra en pulsada existe una variación en la pendiente, esta variación es evidencia de la dispersión de gm y g_{ds} .
- La transconductancia es un factor de ganancia que no solo depende de la frecuencia de operación, sino que el punto de reposo altera ligeramente este factor, se observó que la transconductancia en DC es 5 % mayor a la transconductancia en RF.
- La conductancia de salida es un factor que permite acoplar etapas o bloques por ejemplo en un amplificador, esta conductancia cambia no solo por la frecuencia de operación sino que además el punto de reposo también altera su valor, se observó que la conductancia de salida en RF cambia duplicando el valor de la conductancia de salida en DC.

6.2. Futuras líneas de investigación

A pesar de los esfuerzos de introducir una nueva técnica en el modelado de transistores de microondas FET, todavía resta un largo camino por recorrer. Hemos dejado

en claro la importancia del comportamiento no linealidad, así como de los efectos de segundo orden. Un gran aporte, que sería resaltante incluir, es un modelado de la variación de las propiedades de un transistor de microondas con la temperatura externa de trabajo. También otra línea de investigación a futuro sería modificar la ecuación de voltajes efectivos de modo que deje de ser polinómica y se introduzca una función continua como por ejemplo tangente hiperbólica.

Glosario

ADS	Advance Design System
AP	Amplificador de potencia
AlGaAs	Arseniuro de Galio y Aluminio
BER	Taza de error de bit, es el número de bits de error por unidad de tiempo
CAD	Computer-aided design
C_{dc}	Capacidad de realimentación usada en el modelo de Hans-Olof Viques
C_{ds}	Capacidad Drain-Source
C_{gd}	Capacidad Gate-Drain
C_{gs}	Capacidad Gate-Source
C_{lf}	Capacidad de baja frecuencia “low-frequency”
C_{pd}	Capacidad de Drain-Source correspondiente a un transistor encapsulado
C_{pg}	Capacidad de Gate-Source correspondiente a un transistor encapsulado
C_{pgd}	Capacidad de Gate-Drain correspondiente a un transistor encapsulado
C_{cpdi}	Capacidad parásita Drain-Source
DC	Corriente Directa.
DPD	Digital Pre-Distorsion
Drain	Drenador
FDD	Frequency division duplex
FDMA	Frequency division multiple access
FET	Transistor de Efecto de Campo
GaAs	Arseniuro de Galio
GaN	Nitruro de Galio
Gate	Compuerta
HEMT	High Electron Mobility Transistor
I_{ds}	Corriente drain-source

IMS	International Microwave Symposium
IV	Current-Voltage
LTE	Long-Term evolution o Evolucion a largo plazo
LTM	Long Term Memory Effect
MESFET	Transistor de Juntura Metal – Semiconductor
MIMO	Antena de Múltiple entradas y múltiples salidas
MOSFET	Metal Oxido Semiconductor FET
PCS	Personal Communication System
RC	Resistencia-Capacitor
RF	Radiofrecuencia
RFIC	Circuito integrado de radio frecuencia
S_{11}	Coficiente de reflexión a la entrada con la salida adaptada
S_{12}	Coficiente de transmisión a la entrada con la entrada adaptada
S_{21}	Coficiente de transmisión a la salida con la salida adaptada
S_{22}	Coficiente de reflexión a la salida con la entrada adaptada
STM	Short Term Memory Effect
Source	Surtidor
TDMA	Time-division multiple access
UMTS	Universal Mobile Telecommunications Service
V_{ds}	Voltaje drain-source
V_{gs}	Voltaje gate-source
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access

Reconocimientos

Quiero agradecer a la Universidad Católica San Pablo por haberme acogido como estudiante. A todos los docentes que compartieron sus conocimientos a lo largo de estos años y en especial al Programa Profesional de Ingeniería Electrónica y de Telecomunicaciones que apoyo la publicación y participación de un artículo en Brasil.

Agradezco a mi Asesor de tesis el Dr. Guillermo Rafael Valdivia por su constante motivación y guía en todo este proceso que no finaliza ya que continuará teniendo en mí un servidor para seguir investigando en este campo del modelado de transistores de microondas. Se me es complicado poner en palabras el infinito agradecimiento a Guillermo que como persona ha sido constante fuente de motivación.

Al hacer una mirada atrás vienen muchos nombres a mi mente, compañeros de estudios, jurados y docentes que motivaron a concluir esta tesis. A mis padres que a la distancia me impulso a seguir, a mi hermano que llevo siempre en el corazón y a un gran compañero de la vida por el soporte indirecto pero muy valioso que sin duda jamas olvidare.

A. Anexo

A.1. Test Fixture

Un Test Fixture es un dispositivo utilizado para caracterizar distintas familias de transistores. El transistor recibe las señales en DC y Pulsadas por sus terminales Gate y Drain. En los dispositivos de alta frecuencia cada elemento conductor cambia la fase a través de su longitud. Con un Test Fixture esto no sucede ya que los conectores se acoplan mediante una calibración en carga, corto circuito y circuito abierto al transistor. Gracias a sus conectores SMA pueden ser visto los resultados en otros equipos de RF. Para la validación de modelos es un dispositivo muy usado ya que estas medidas son las que se contrastan con los modelos. Los modelos deben asemejarse a los resultados de un Test Fixture.

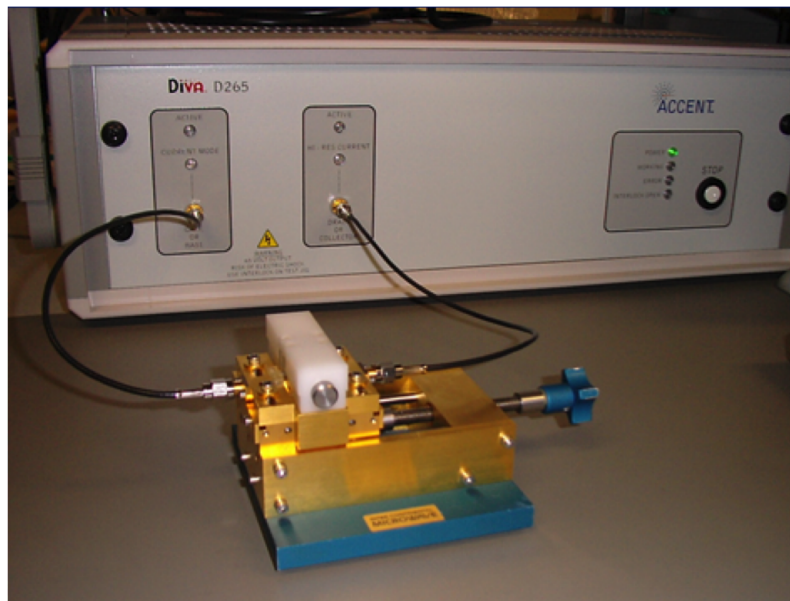


Figure A.1.: Test Fixture Diva 256 de Accent Optical Technologies

A.2. *fminsearch*

Esta función de MATLAB encuentra los mínimos de la función multivariable sin restricciones utilizando el método derivative-free.

A.2.1. Descripción

`fminsearch` encuentra el mínimo de una función escalar de varias variables, a partir de una estimación inicial. Esto se conoce generalmente como optimización no lineal sin restricciones.

$x = \text{fminsearch}(\text{fun1}, x0)$ comienza en el punto $x0$ y encuentra un mínimo local x de la función descrita en `fun1`. $x0$ puede ser un escalar, vector o matriz.

$x = \text{fminsearch}(\text{fun1}, x0, \text{opciones})$ minimiza con los parámetros de optimización especificados en las opciones de estructura. Puede definir estos parámetros utilizando la función `optimset`. `fminsearch` utiliza estos campos de estructura opciones:

Display	'off' no muestra salidas; 'iter' en cada iteración; 'notificar' si la función no converge
FunValCheck	Compruebe si los valores de la función objetivo son válidas.
MaxFunEvals	Número máximo de evaluaciones que la función permite
Maxiter	Número máximo de iteraciones permitido
OutputFcn	Especifica funciones del usuario que la optimización llama en cada iteración.
PlotFcns	Grafica varias medidas de progreso mientras el algoritmo se ejecuta.
TolFun	La tolerancia de terminación en el valor de la función, un escalar positivo.
TolX	Tolerancia de terminación de x , un escalar positivo.

Table A.1.: Campos de estructura opciones.

A.3. Ecuacion Ids de voltajes efectivos con Cobra

$$Id = (\text{beta} \times (\text{veff}^p) \tanh(\text{alpha} \times Vdsi \times (1 + \text{zeta} \times \text{veff}))) \quad (\text{A.1})$$

Donde:

$$vgst = (Vgsi - (1 + \text{beta}^2) \text{vto} + \text{gamma} \times Vdsi)$$

$$\text{veff} = 0.5 \left(vgst + \sqrt{vgst^2 + \text{delta}^2} \right)$$

$$p = \left(\frac{\text{lambda}}{1 + \text{miu} \times Vdsi^2 + \text{psi} \times \text{veff}} \right)$$

$$Vdsi = Vdiq + Vdi_{diff} (\alpha_1 - \alpha_2 Vdi_{diff}) + Vgi_{diff} (\alpha_3 - \alpha_4 Vgi_{diff} + \alpha_5 Vgi_{diff}^2)$$

$$Vgsi = Vgiq + Vgi_{diff} (\alpha_6 - \alpha_7 Vgi_{diff}) + Vdi_{diff} (\alpha_8 - \alpha_9 Vdi_{diff} + \alpha_{10} Vdi_{diff}^2)$$

$$Vdi_{diff} = Vdpul - Vdi$$

$$Vgi_{diff} = Vgpul - Vgi$$

A.4. Ecuaciones de conductancia de salida y transconductancia

A.4.1. En DC

A.4.1.1. Conductancia de salida

$$gds_{DC} = \frac{\partial Ids}{\partial Vdi_{DC}}$$

Donde:

$$Vdi_{DC} = Vdsi = Vdiq$$

A.4.1.2. Transconductancia

$$gm_{DC} = \frac{\partial Ids}{\partial Vgi_{DC}}$$

Donde:

$$Vgi_{DC} = Vgsi = Vgiq$$

A.4.2. En pulsada

A.4.2.1. Conductancia de salida

$$gds_{RF} = \frac{\partial Ids}{\partial Vdi_{RF}}$$

Donde:

$$V di_{RF} = V dpul$$

A.4.2.2. Transconductancia

$$gm_{RF} = \frac{\partial Ids}{\partial V gi_{RF}}$$

Donde:

$$V gi_{RF} = V gpul$$

Bibliography

- [ARS⁺99] I. Angelov, N. Rorsman, J. Stenarson, M. Garcia, and H. Zirath. An empirical table-based fet model. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, 47(12): 2350–2357, Dec 1999.
- [AZ92] I. Angelov and H. Zirath. New empirical nonlinear model for hemt devices. *Electron. Lett.*, 28(2): 140–142, January 1992.
- [Ble13] A. Bleicher. Millimeter waves may be the future of 5g phones. *IEEE Spectrum*, 2013.
- [Bra91] Thomas J. Brazil. A universal large-signal equivalent circuit model for the gaas mesfet. *21st European Microwave Conference*, pages 921–926, Sep 1991.
- [BRVB07] R. Brady, G. Rafael-Valdivia, and T. Brazil. Large-signal fet modeling based on pulsed measurements. *IEEE MTT-S Int.*, pages 593–596, June 2007.
- [CA07] A. M. Conway and P. M. Asbeck. Virtual gate large-signal model of gan hfets. *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Jun. 2007.
- [Cas09] Luis Miguel Cruz Castillo, editor. *Electrónica: Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos*, chapter 6. Robert L. Boylestad, Louis Nashelsky, 2009.
- [CB97] V. I. Cojocar and T. J. Brazil. A scalable general-purpose model for microwave fet's including dc/ac dispersion effects. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 45(12): pp. 2248–2255, Dec 1997.
- [CCP85] C.S. Aitchinson C. Camacho-Peñalosa. Modelling frequency dependence of output impedance of a microwave mesfet at low frequencies". *Elect. Letts.*, 21(12): 538–539, 1985.
- [CD94] Choi and Mukunda B. Das. Origin of the frequency dependent output conductance in microwave gaas mesfet' s with buried p layer. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 41, October 1994.
- [CE85] W.R. Curtice and M. Etteberg. A non-linear gaas model for use in the design of output circuit s for power amplifiers. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-33: 1383–1394, 1985.

-
- [CPA85] Camacho-Peñalosa and C.S. Aitchinson. Modelling frequency dependence of output impedance of a microwave mesfet at low frequencies. *Electronic Letters*, 21: 528–529, June 1985.
- [CR79] H.A.Willing C. Raucher. Simulation of nonlinear microwave fet performance using a quasi-static model. *IEEE Trans. MIT-27*, (10), October 1979.
- [CTH84] J. Graffeuil C. Tsironis and F. Henze. Low frequency noise in gaas mesfets. *Proc. Int. Svm. GaAs und Related Compounds*, 1984.
- [Cur80] W. R. Curtice. A mesfet model for use in the design of gaas integrated circuits. *IEEE Trans Microwave Theory Tech.*, MTT-28: 448–456, 1980.
- [DCW03] L. Dunleavy, W. Clausen, and T. Weller. Pulsed iv for nonlinear modeling. *Microwave Journal*, March 2003.
- [dlM96] Jose M. Zamanillo Sainz de la Maza. *Metodología para la Extracción Lineal y No-lineal de Modelos Circuitales para Dispositivos MESFET y HEMT de Media / Alta Potencia*. PhD thesis, Universidad de Cantabria, Abril 1996.
- [GC74] J. Graffeuil and J. Caminade. Low frequency noise in gaas schotky gate fets. *Electron. Lett. vol. 10, no. 13. pp. 266-267*, 1974.
- [Gol91a] J. Michael Golio. Microwave mesfets and hemts. *Motorola, Tempe, Arizona, Artech House*, 1991.
- [Gol91b] J. Michael Golio. *Microwave MESFET's and HEMT's*. Artech House, 1991.
- [JCP03] Nuno Borges Carvalho José Carlos Pedro. *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*. Artech House, 2003.
- [JMDC86] J. Graffeuil. J. M. Dieudonne, M. Pouysegur and J. L Cazaux. Correlation between low frequency noise and low temperature performance of two dimensional electron gaas fet's. *IEEE Trans. Electron Derices*, ED-33: 572–575, 2986.
- [Kaw90] J. Kasahara Kawasaki. Low-frequecy dispersion of transconductance in gaas jfet's and mesfet's with an ion implanted channel layer. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 37: 1789–1795, August 1990.
- [KM83] T. Kacprzak and A. Materka. Compact dc model of gaas fets for large signal computer calculation. *IEEE. Solid-State Circuits*, SC-18: 211–213, April 1983.
- [KM85] S. M Liu. M. B. Das. W. Kopp. and H. Morkoc. Noise behavior of 1 um gate length modulation doped fet's from 10e2 to 10e8 hz. *Electron Derice Lett. vol. EDL-6, pp. 453-455*, 1985.

- [Lad88] S. R. Blight Ladbroke. Low-frequency dispersion of transconductance in gaas mesfet's with implications for other rate-dependent anomalies. *IEEE Trans. Electron Devices*, 35: 257–267, March 1988.
- [Lla06] Ricardo Alarcon Llamas. *Diseño y fabricación de amplificadores de microondas de bajo ruido para su aplicación en radioastronomía*. PhD thesis, Universidad Politécnica de Cartagena, Enero 2006.
- [Met89] Meta-Software, Campbell, CA. *HSPICE User's Manual*, version h8907 edition, 1989.
- [Mol11a] Andreas F. Molisch. *Wireless Communications*, volume 2, chapter GSM - Global System for Mobile Communications, pages 587–620. Wiley, second edition, May. 2011.
- [Mol11b] Andreas F. Molisch. *Wireless Communications*, volume 2, chapter WCDMA/UMTS, pages 635–553. Wiley, second edition, May 2011.
- [Mol11c] Andreas F. Molisch. *Wireless Communications*, volume 2, chapter 3GPP Long-Term Evolution, pages 665–698. Wiley, second edition, May. 2011.
- [OJ07] T. Reveyrand O. Jardel, F. DeGroot. An electrothermal model for algan/gan power hemts including trapping effects to improve large-signal simulation results on high vswr. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 55(12): 2660–2669, Dec. 2007.
- [RG12] Simon Rogers and Mark Girolami. *A First Course in Machine Learning*. CRC Press, 2012.
- [RHdCMSdVP09] Reynoso-Hernández, María del Carmen Maya-Sánchez, and Juan Luis del Valle-Padilla. *Advances in Linear Modeling of Microwave Transistors*. IEEE Microwave Magazine, April 2009.
- [RHJ89] J. A. REYNOSO-HERNANDEZ and J.GRAFFEUIL. Output conductance frequency dispersion and low-frequency noise in hemt's and mesfet's. *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, 37(9), November 1989.
- [RVBB06] G. Rafael-Valdivia, R. Brady, and T. Brazil. Single function drain current model for mesfet/hemt devices including pulsed dynamic behavior. *IEEE MTT-S*, 2006.
- [SW92] H. Sledzik and I. Wolff. Large signal modeling and simulation of gaas mesfets and hfets. *Int. Journal of Mic. M. W. Comp. Aided Eng.*, 2(1): 49–60, 1992.

-
- [Tec] Accent Optical Technologies. *Dynamic I(V) Analyzer, Applications Manual*. DIVA, issue 1.0. edition.
- [TF] A. Tazón T. Fernández, A. Mediavilla. Modelling of operating point non linear dependence of ids characteristics from pulsed measurements in mesfet transistors.
- [TF99] A. Tazon y A. Mediavilla T. Fernandez, J.A. Garcia. Accurately modeling the drain to source current in recessed gate p-hemt devices. *IEEE Electron Devices Letters*, 20(11): 557–559, November 1999.
- [TFG92] A. Tazón T. Fernández, A. Mediavilla and J.L. García. Low frequency dispersion measurements for nonlinear microwave mesfet modelling. *GaAs'92 European Gallium Arsenide Symposium*, April 1992.
- [TFM93] A. Tazón T. Fernández, Y. Newport and A. Mediavilla. Extracting advanced large signal mesfet models from dc, ac and pulsed i/v measurements. *MOP'93, Sindelfingen, Germany*, pages 472–475, May 1993.
- [Tra78] H. Trandue. Substrate and interface effects in gaas fet's. *Rev. Phys. Appl.*, 13: 655–659, 1978.
- [VC98] T. Brazil V.I. Cojocar. Improved prediction of the intermodulation distortion characteristics of mesfets and hemts via a robust nonlinear device model. *IEEE MTT-S Digest*, pages 749–752, 1998.
- [Woo14a] John Wood. *Behavioral Modeling And Linearization of RF Power Amplifiers*, chapter 2. John Wood, 2014.
- [Woo14b] John Wood. *Behavioral Modeling And Linearization of RF Power Amplifiers*, chapter 1. John Wood, 2014.
- [YBM] K. Yuk, G. Branner, and D. McQuate. A wideband multiharmonic empirical large-signal model for high-power gan hemts with self- heating and charge trapping effects,. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, 57(12).