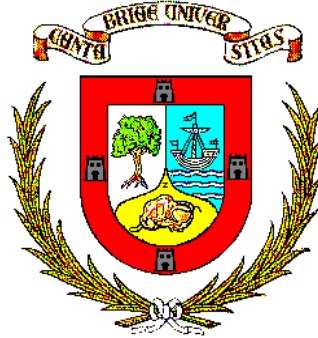


**UNIVERSIDAD DE CANTABRIA**  
**DEPARTAMENTO**  
**INGENIERIA DE COMUNICACIONES**



**TESIS DOCTORAL**

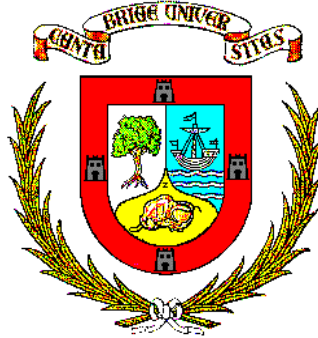
**Metodología para la Extracción Lineal y No-lineal de  
Modelos Circuitales para Dispositivos MESFET y  
HEMT de Media / Alta Potencia**

José M<sup>a</sup> Zamanillo Sainz de la Maza

Santander, Abril 1996



**UNIVERSIDAD DE CANTABRIA**  
**DEPARTAMENTO**  
**INGENIERIA DE COMUNICACIONES**



**TESIS DOCTORAL**

**Metodología para la Extracción Lineal y No-lineal de Modelos Circuitales para Dispositivos MESFET y HEMT de Media / Alta Potencia**

Autor: José M<sup>a</sup> Zamanillo Sainz de la Maza

Directores: Angel Mediavilla Sanchez  
Antonio Tazón Puente

Tesis Doctoral presentada en la  
Universidad de Cantabria  
para la obtención del título de  
Doctor en Ciencias Físicas

Santander, Abril de 1996





## **Certificado de los Directores de Tesis**

D. Angel Mediavilla Sánchez y D. Antonio Tazón Puente, profesores titulares del Area de Teoría de la Señal y Comunicaciones del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria.

HACEN CONSTAR:

Que el trabajo titulado “*Metodología para la Extracción Lineal y No-lineal de modelos Circuitales para Dispositivos MESFET y HEMT de Media / Alta Potencia*” presentado por José M<sup>a</sup> Zamanillo Sainz de la Maza para optar al grado de Doctor en Ciencias Físicas, ha sido realizado en le Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria bajo su dirección y que reúne las condiciones exigidas a los trabajos de Doctorado.

Santander, Abril de 1996

Fdo. Angel Mediavilla Sanchez

Fdo Antonio Tazón Puente



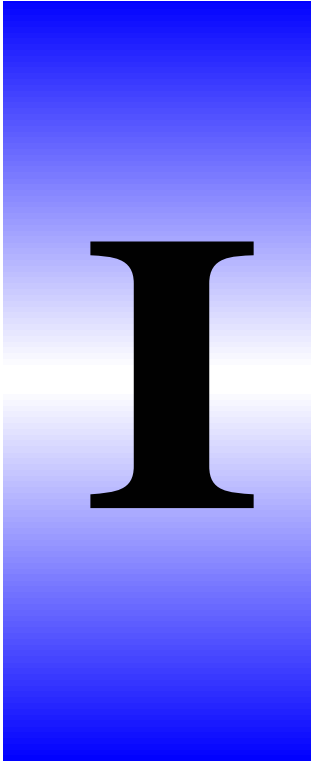
**A mis Padres,  
A mi hermana,  
A Rosa<sup>1/4</sup>**



**“Es tan fácil soñar un libro  
como difícil es escribirlo”.**

**Jean de la Bruyère (1645-1696)**

**Escritor Francés**



# Índice

Certificado de los Directores de la Tesis	VII
Índice	XIII
Abstract	XXI
Resumen	XXII
About Author	XXIII
Notas sobre el Autor	XXIV
Agradecimientos	XXV

## **Introducción General.**

I.1	Introducción.	1
I.2	Estado del arte en el modelado de dispositivos MESFET y HEMT: Tipos de modelado.	5
I.3	El AsGa, el AlGaAs y el InP tecnologías con futuro en aplicaciones de microondas	12
I.4	Organización General de la Memoria.	16
I.5	Referencias.	19

## **Capítulo 1**

### **Modelado Eléctrico de Dispositivos MESFET y HEMT.**

1.1	Introducción.	23
1.2	Propiedades de los Materiales Semiconductores.	26
1.3	Fundamentos Físicos de los Dispositivos Semiconductores.	38
1.3.1	Diodo de Barrera Schottky.	38
1.3.2	Transistores de Efecto Campo.	40

1.3.3	Heteroestructuras.	47
1.3.4	Transistor Bipolar de Heterounión.	48
1.3.5	Transistor HEMT.	49
1.4	Modelado Circuitual Lineal de Transistores MESFET y HEMT	52
1.4.1	Elementos parásitos ó extrínsecos.	57
1.4.2	Modelos intrínsecos de dispositivos MESFET/HEMT.	59
1.4.2.1	Modelo clásico de pequeña Señal o modelo de Vendelin-Dambrine.	62
1.4.2.2	Modelo de Vendelin-Dambrine modificado.	68
1.4.2.3	Modelo de Hans-Olof Vikes.	69
1.4.2.4	Modelo extendido de pequeña Señal o modelo de Berroth & Bosch.	70
1.5	Efectos de segundo Orden en transistores MESFET y HEMT.	72
1.5.1	Dispersión en baja frecuencia.	73
1.5.1.1	Dispersión de la resistencia / conductancia de salida.	73
1.5.1.2	Dispersión de la transconductancia.	76
1.5.2	Fenómenos de conducción sub-umbral.	78
1.5.3	Fenómenos de estimulación óptica.	80
1.5.1	Fenómenos térmicos.	82
1.5.1.1	Fenómenos térmicos debidos a la temperatura ambiente.	83
1.5.1.2	Fenómenos térmicos debidos al punto de polarización.	84
1.6	Modelos de Ruido.	87
1.6.1	Modelo de Gupta.	87
1.6.2	Modelo de Fukui.	89
1.7	Modelado de Gran Señal.	91
1.8	Conclusiones.	94
1.9	Referencias.	95

## Capítulo 2

### Tipos de Medida e Instrumentación necesaria para caracterizar dispositivos activos Microondas.

2.1	Introducción.	101
2.2	Medidas de corriente continua.	104
2.2.1	Determinación de las curvas características I-V de un transistor MESFET/HEMT.	105
2.2.2	Determinación de la tensión de avalancha en DC.	118
2.2.3	Medidas de continua con inyección de corriente por la puerta.	120
2.2.3.1	Determinación de las resistencias de acceso.	121
	Método I. (Método de Kurita y Morita)	121
	Método II.	125
	Método III (Método de Fukui).	132
2.2.3.2	Caracterización de la unión Schottky.	141
2.3	Medidas Pulsadas.	149
2.3.1	Determinación de las características I-V en régimen pulsado.	157
2.3.2	Determinación de la conductancia de salida y transconductancia.	158
2.3.3	Determinación del Breakdown de RF.	160

2.4	Medidas de Radiofrecuencia.	162
2.4.1	Aspectos teóricos de los parámetros de Scattering.	162
2.4.2	Modelos de error para redes de dos puertas - Método de los 12 vectores de error.	163
2.4.3	Medida de parámetros de Scattering.	171
2.4.3.1	Descripción del programa NANACTRL.	174
2.4.3.2	Calibración en medios no-coaxiales. El problema del De-embedding	183
2.4.4	Diseño de Test-Fixtures para calibración TRL.	193
	Diseño TRL 0.5 a 10.5 GHz.	196
	Diseño TRL 0.5 a 19 GHz.	197
	Diseño TRL 0.5 a 22 GHz.	204
2.4.5	Medida de parámetros de Scattering Pulsados.	208
2.4.6	Medida de Dispersión en baja frecuencia.	209
2.4.6.1	Descripción del programa SANACTRL.	212
2.4.6.2	Descripción del banco de medida de baja frecuencia.	214
2.5	Medidas en RF Gran Señal.	220
2.5.1	Medidas de Load-Pull.	220
2.5.2	Medidas de parámetros de Scattering en régimen de Gran Señal.	230
2.5.3	Medidas de potencia $P_{in}/P_{out}$ .	230
2.5.4	Medidas de intermodulación multitono.	234
2.6	Medidas de Ruido.	239
2.6.1	Medidas de Densidad Espectral de Ruido.	241
2.6.2	Medidas de Figura de Ruido.	243
2.6.2.1	Descripción del programa NFMCTRL.	252
2.7	Medidas Térmicas.	256
2.8	Conclusiones.	260
2.9	Referencias.	263

## Capítulo 3

### Métodos de Extracción de Modelos Circuitales Lineales para Dispositivos MESFET y HEMT.

3.1	Introducción.	269
3.2	Métodos de Extracción: El concepto de extracción inteligente.	270
3.3	Extracción de los elementos parásitos.	275
3.3.1	Cálculo de las resistencias extrínsecas	279
3.3.1.1	Métodos de corriente continua.	280
3.3.1.2	Métodos basados en la medida de parámetros de Scattering.	280
	A- Método de Dambrine.	281
	B- Método de Vogel.	291
	C- Método de Golio.	297
	D- Método de Wolff.	298
	E- Método de Tayrani.	301
	F- Método DICOM-I.	305
	G- Método DICOM-II.	311



3.3.2	Cálculo de las autoinducciones parásitas.	322
	A- Método de Dambrine.	322
	B- Método de Wolff.	326
	C- Método de Golio.	327
	D- Método de Tayrani.	329
	E- Método DICOM-I.	333
	F- Método DICOM-II.	336
3.3.3	Cálculo de las capacidades parásitas.	340
	A- Método de Dambrine.	340
	B- Método de Wolff	346
	C- Método de Tayrani.	348
	D- Método de White.	351
	E- Método DICOM.	355
3.3.4	Extracción de las elementos parásitos debidos al encapsulado.	358
3.3.4.1	Metodo DICOMPAK.	358
	A- Método DICOMPAK-I.	359
	B- Método DICOMPAK-II.	361
3.4	Extracción de los elementos intrínsecos.	365
3.4.1	Cálculo de la matriz [Y] intrínseca a partir de la matriz [S] medida.	367
3.4.2	Cálculo de los elementos intrínsecos para el modelo de Vendelin-Dambrine.	369
3.4.2.1	Metodología de Dambrine, Berroth & Bosch.	372
	A- Expresiones exactas.	372
	B- Expresiones aproximadas	377
3.4.2.2	Metodología de Golio.	381
	A- Expresiones exactas.	381
	B- Expresiones aproximadas.	383
3.4.3	Cálculo de los elementos intrínsecos para el modelo de Vendelin-Dambrine modificado.	387
	A- Expresiones exactas para el modelo V-D modificado.	389
	B- Expresiones aproximadas para el modelo V-D modificado.	391
3.4.4	Cálculo de los elementos intrínsecos para el modelo de Vickers.	395
	A- Expresiones exactas para el modelo de Vickers.	395
	B- Expresiones aproximadas para el modelo de Vickers.	398
3.4.5	Cálculo de los elementos intrínsecos para el modelo extendido de Berroth & Bosch.	402
3.4.6	Cálculo de los elementos intrínsecos para dispositivos HEMT utilizando el método DICOM para el modelo clásico de Vendelin-Dambrine.	409
3.5	Figuras de Mérito en GaAs MESFET y HEMT.	416
3.5.1	Producto Ganancia por ancho de Banda $f_T$ .	419
3.5.2	Máxima frecuencia de oscilación $f_{max}$ .	422
3.5.3	Ganancia en transferencia máxima.	424
3.5.3.1	Ganancia en Transferencia Unilateral Máxima $G_{tmax}$ .	424
3.5.3.2	Ganancia en Transferencia Máxima $G_{tmax}$ .	426
3.5.3.3	Máxima ganancia estable MSG.	428
3.5.3.4	Máxima ganancia Eficiente $E_g$ .	430
3.5.4	Ganancia Disponible Unilateral Máxima $G_{aumax}$ (M.A.G.).	431

3.5.5	Ganancia en potencia Unilateral Máxima $G_{pmax}$ .	432
3.5.6	Eficiencia de la potencia añadida PAE.	434
3.6	Extracción Automática multibias de modelos pequeña señal para MESFET y HEMT: El programa XTRMODFET.	436
3.6.1	Funcionamiento del programa de extracción XTRMODFET.	438
3.7	Escalado de los elementos parásitos de los transistores MESFET y HEMT.	455
3.7.1	Escalado de las resistencias de acceso.	455
3.7.2	Escalado de las inducciones de acceso.	462
3.7.3	Escalado de las capacidades parásitas.	466
3.8	Escalado de los elementos intrínsecas $C_{gs}$ , $C_{gd}$ y $C_{ds}$ .	470
3.9	Conclusiones.	482
3.10	Referencias.	485

## Capítulo 4

### Modelado gran señal de Dispositivos HEMT.

4.1	Introducción.	489
4.2	Modelado clásico gran señal de dispositivos HEMT.	494
4.3	Un nuevo modelo de gran señal para dispositivos HEMT: El modelo DICHOM.	495
4.4	Conclusiones.	507
4.5	Referencias.	508

## Capítulo 5

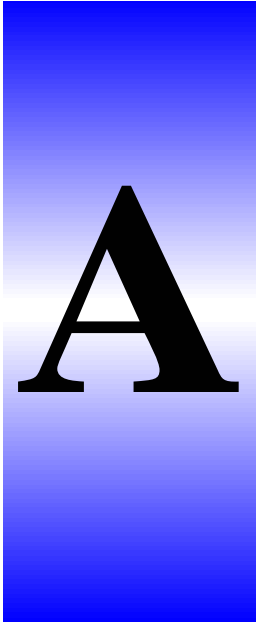
### Medidas y Comprobaciones Experimentales

5.1	Introducción.	511
5.2	Validación de los modelos de MESFET.	512
5.2.1	Transistores de baja potencia. Transistor SIEMENS DIOM9 2*250 $\mu\text{m}$ .	512
5.2.2	Transistores de media potencia. Transistor Texas Instruments 14*85.71 $\mu\text{m}$ .	518
	Transistor GEC MARCONI 10*140 $\mu\text{m}$ .	526
5.2.2	Transistores de alta potencia. Transistor PHILIPS D07AH 20*300 $\mu\text{m}$ .	532
5.3	Validación de los modelos de HEMT	537
5.3.1	Transistores de baja potencia. Transistor PHILIPS D02AH 6*15 $\mu\text{m}$ .	537
5.3.2	Transistores de media potencia. Transistor PHILIPS D05AH 6*50 $\mu\text{m}$ .	543
5.3.2	Transistores de alta potencia. Transistor PHILIPS D07AH 6*150 $\mu\text{m}$ .	548
5.4	Conclusiones	553
5.5	Referencias.	554

## **Capítulo 6**

### **Conclusiones Generales de la tesis: Futuras líneas de investigación**

6.1	Introducción.	555
6.2	Conclusiones.	556
6.3	Futuras Líneas de Investigación.	561
6.4	Referencias.	563
	Glosario	565
	Constantes Físicas	569
	Acrónimos utilizados en la memoria	571
	<b>Referencias Generales de la Tesis.</b>	<b>575</b>



# Abstract

In this thesis a new methodology for the “intelligent” parameter extraction of linear and non-linear model for GaAs MESFET and HEMT devices is shown, besides numerous contributions in the field of Scattering and DC measurements of this kind of devices by means of hardware design and necessary software for the automation of the same have been done. On the other hand a novel Great Signal model for HEMT devices is presented. This model is capable to model the transconductance compression phenomenon and it is easily to built in commercial non-linear simulators like MDS, LIBRA, Microwave HARMONICA, etc. This work has also increased the frequency range for the usual small-signal models by means of calculate “exact” expressions of them. Another novelty contribution of this thesis is to apply for first time these linear models to HEMT transistors, avoiding the lacking of physical meaning values like it occurred up to now. To make possible the validation of non-linear HEMT model, simulations with MDS software and comparisons with experimental measurements made in our laboratory (Scattering, DC, Pulsed and  $P_{in}/P_{out}$ ) have been carried out and there was very good agreement between measured and simulated data. To validate small-signal models referred before, simulations with MMICAD software and comparisons between simulated and experimental scattering measurements using transistors of different sizes from several foundries and technological processes have been made. Lastly I would to say that all this work of investigation has fixed the basis in order to get new non-linear MESFET models by other members of the modelling group, but this is the target of another works.



# Resumen

En la presente tesis se muestra una nueva metodología de extracción “inteligente” de modelos circuitales lineales y no lineales para dispositivos MESFET y HEMT, además de efectuar numerosas aportaciones en el campo de las medidas radioeléctricas de dichos dispositivos mediante diseño del hardware y del software necesario para la automatización de las mismas. Por otro lado se presenta un novedoso modelo de Gran Señal para dispositivos HEMT de potencia que da cuenta del fenómeno de la compresión de la transconductancia y es fácilmente implementable en simuladores no lineales comerciales del tipo de MDS, LIBRA, HARMONICA, etc. Además se ha aumentado el rango de validez frecuencial de los modelos de pequeña señal mediante la obtención de las expresiones “exactas” de los modelos usuales de pequeña señal Vendelin-Dambrine, Vickers, Berroth & Bosch, etc. Otra novedad aportada por este trabajo de tesis ha sido aplicar estos modelos lineales a los transistores HEMT, evitando la obtención valores carentes de significado físico como ocurría hasta ahora. Como validación del modelo no lineal de HEMT se han llevado a cabo numerosas simulaciones del mismo en MDS que han sido comparadas con las medidas experimentales realizadas en nuestro laboratorio (Scattering, DC, Pulsadas y  $P_{in}/P_{out}$ ) poniendo de manifiesto la exactitud del modelo. Para validar los modelos de pequeña señal se han efectuado simulaciones con el simulador lineal MMICAD utilizando transistores de diferentes tamaños procedentes de distintas foundries con objeto de visualizar el comportamiento del dispositivo independientemente del origen del mismo. Por ultimo decir que todo este trabajo de investigación ha sentado las bases para obtener nuevos modelos no lineales de MESFET por parte de otros miembros del grupo de modelado, los cuales han sido objeto de otras tesis doctorales.

# N Notes About the Author

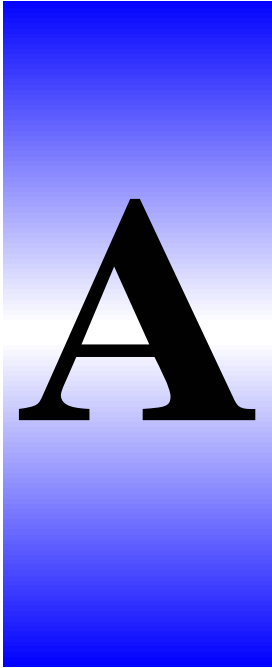


**José Mª Zamanillo** was born in Madrid, Spain, in 1963. He received the "Licenciado" degree in physics from the University of Cantabria, Spain, in 1988. Since then he has been with the Electronics Department firstly, and now he is member of the Engineering Telecommunication Department at the same university, where he is currently an associated professor and is working toward the Doctor degree in physics. His research interests include linear and non-linear modelling of GaAs MESFETs and HEMTs.

# N Notas Sobre el Autor



**José Mª Zamanillo** nació en Madrid, España, en 1963. Recibió el título de Licenciado en Ciencias Físicas por la Universidad de Cantabria, en 1988. Desde entonces ha estado trabajando, primero en el Departamento de Electrónica y actualmente en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones ambos pertenecientes a la misma Universidad, desarrollando labores docentes como profesor asociado y realizando labores de investigación con el objeto de obtener el grado del doctor en físicas. Sus áreas de investigación incluyen el modelado lineal y no lineal de dispositivos MESFET de AsGa y HEMT.



# Agradecimientos

Es innumerable el número de personas que viene a mi memoria a las que tengo que mostrar mi gratitud por brindarme su amistad, apoyo y ayuda de todo tipo, durante los años que he estado trabajando en esta tesis, primero en el extinto Departamento de Electrónica y ahora en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones. Como sería una labor imposible el citaros a todos en unas pocas líneas, os pido disculpas adelantadas por el hecho de que no aparezcáis en esta relación, y quiero deciros que ello no os debe llevar a pensar que no os tengo en cuenta, os tendré presentes siempre en mi corazón.

En primer lugar quisiera expresar mi gratitud hacia el profesor D. José Luis García García por la oportunidad que me brindó en su día para unirme a su grupo de trabajo y poder llevar cabo la tesis que aquí se presenta, por su apoyo y sabio consejo durante todos estos años, mi más sincero agradecimiento.

A Antonio Tazón Puente, como codirector de este trabajo de tesis, por su apoyo de todo tipo, su entusiasmo ilimitado a la hora de emprender nuevas líneas de trabajo, por sus consejos, su excelente labor de supervisión de esta memoria, sus sugerencias y su disponibilidad en todo momento, así como por su amistad personal que trasciende más allá de los límites profesionales, a lo largo de todos estos años, todo mi agradecimiento y amistad.



A Ángel Mediavilla Sánchez, también codirector de este trabajo, por su ayuda, su asistencia teórica sobre todo cuando empezaba a dar mis primeros pasos titubeantes en el mundo del modelado y de las microondas, por sus ideas, por sus críticas tanto constructivas (como de las otras), y por su amistad personal durante todo este tiempo, también todo mi agradecimiento y amistad.

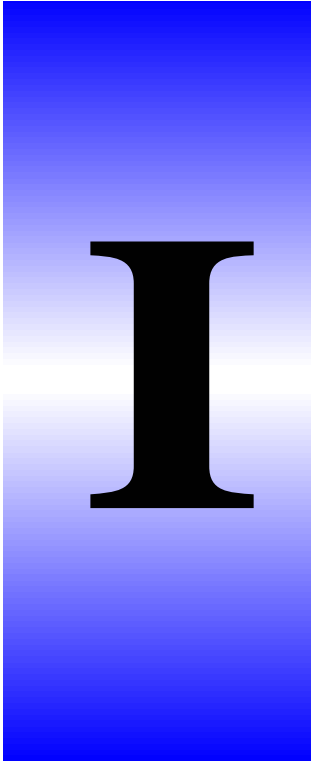
A mis compañeros del grupo de modelado Tomás Fernández y Yolanda Newport por proporcionarme las medidas de resistencias de acceso, unión Schottky y pulsadas el uno, y por las incontables horas de simulación en el simulador MDS, así como su excelente labor en el campo del modelado matemático la otra. A ambos quisiera agradecerles su amistad personal y esas “inyecciones” de moral que nos damos unos a otros en las horas difíciles. Quisiera decirles que un banco con tres sólidas “patas” nunca puede caerse, nos queda todavía mucha labor por delante. Todo mi agradecimiento y amistad a los dos. Gracias Tomás, gracias Yolanda.

A todos los componentes del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, por brindarme en todo momento su amistad, ayuda y esfuerzo por ayudarme a llevar este barco a buen puerto, todo mi agradecimiento y amistad.

A mi familia, por el apoyo incondicional que me han prestado en todo momento, y sobre todo a mi novia Rosa, por esas tardes que no hemos podido salir por encontrarme redactando esta tesis y por la excelente labor de supervisión semántica que ha realizado en esta memoria. Todo mi cariño a ellos.







# Introducción

## General

### I.1 INTRODUCCION

Desde los albores de la civilización, la comunicación ha sido el gran caballo de batalla de la humanidad, baste señalar que sin ella sería imposible haber alcanzado ninguno de los logros en terrenos tan dispares como las artes, las letras ó las ciencias que han llevado el grado de desarrollo de la humanidad hasta donde se encuentra en nuestros días. En los últimos años la comunidad científica ha efectuado enormes esfuerzos para potenciar las comunicaciones en todas sus vertientes. Hasta hace poco tiempo se consideraban como argumentos de ciencia ficción el mantener una conversación telefónica desde un automóvil, acceder a una base de datos en tiempo real situada en el otro extremo del mundo ó mantener una videoconferencia con diferentes interlocutores repartidos por todo el globo terraqueo. Cabe resaltar pues, el enorme avance que ha sufrido el mundo de la comunicación, y en particular el de las telecomunicaciones en los últimos años [1] acortando las distancias entre continentes, y no es extraño que últimamente se hayan acuñado términos como “aldea global” o “autopistas de la información”, para referirse a nuestro planeta y a las redes informáticas que conectan todo el conocimiento de todos los países desarrollados, respectivamente. Este avance no habría sido tan espectacular si no se hubiese progresado paralelamente en la búsqueda de nuevas



tecnologías en cuanto a materiales semiconductores y dispositivos activos se refiere, así como en la integración de los circuitos de microondas.

Si se vuelve la vista atrás en la historia reciente de la evolución de los materiales semiconductores y elementos activos utilizados en la circuitería de microondas [2], se puede observar que los primeros circuitos de este tipo aparecen en los años 60, cuando se comienza a utilizar el Silicio como material semiconductor, y el transistor bipolar de unión BJT como elemento activo de la circuitería de alta frecuencia. En una segunda etapa, a principio de la década de los 70 el Arseniuro de Galio come terreno al Silicio debido su mayor movilidad respecto a este y se empieza a utilizar el transistor GaAs MESFET como elemento activo básico en la circuitería de microondas. A partir de mediados de la década de los 80, aparecen dos materiales muy interesantes: el Arseniuro de Galio y Aluminio (AlGaAs) y el Fosforo de Indio (InP), ambos aunan las propiedades de alta movilidad del AsGa con el de una superior eficiencia eléctrica respecto a éste. De esta manera surge toda una familia de heteroestructuras entre las que destaca el transistor HEMT en todas sus variantes como el dispositivo más utilizado de esta tecnología. Así pues, se puede afirmar que en nuestros días los dos dispositivos activos de mayor popularidad en los diseños de circuitería híbrida y monolítica de microondas son el transistor MESFET de AsGa y transistor HEMT.

Pero, afortunadamente, el avance de la tecnología en la búsqueda de nuevos materiales semiconductores no se detiene aquí , y así pues estudios muy recientes [3] auguran un futuro muy prometedor al Germaniuro de Silicio (SiGe) sobre todo en el ámbito de la telefonía celular hasta frecuencias de 2 GHz. Entre las ventajas que presenta este material destaca su bajo consumo energético y la enorme experiencia que tienen los fabricantes en tecnología de Silicio, y no es de extrañar que foundries de primera línea como HP, PHILIPS ó Triquint Semiconductors dirijan sus esfuerzos de investigación a este nuevo material.

La integración de los circuitos de microondas, aparece en un principio como un intento de emular a los circuitos integrados de baja frecuencia, adquiriendo en poco tiempo personalidad propia. Así pues, se introduce dentro de la misma pastilla de semiconductor todos los elementos electrónicos activos y pasivos que antes eran constitutivos de circuitos híbridos de microondas. Debido a la dificultad añadida de que en la circuitería de microondas el tamaño



de los dispositivos es del orden de la longitud de onda de trabajo, los circuitos monolíticos de microondas también denominados MMIC no han llegado a tan alta escala de integración como sus parientes de baja frecuencia, hallándose ahora en una escala del tipo MSI “Medium Scale of Integración” entre 10 y 100 puertas por chip frente a la VLSI “Very High Scale of Integración” superior a las  $10^5$  puertas por chip que es posible integrar en tecnología de silicio a frecuencias de MHz. Si utilizamos tecnología de AsGa a frecuencia de MHz la integración aumenta hasta el tipo de LSI “Large Scale of Integración” hasta  $10^4$  puertas por chip, pero todavía la tecnología basada en el Arseniuro de Galio debe de evolucionar más para poder alcanzar a la existente en Silicio en cuanto a nivel de integración se refiere.

Las principales ventajas de la circuitería monolítica basada en AsGa frente a la circuitería híbrida a frecuencias de microondas se pueden resumir como sigue:

- Poco peso y reducido tamaño de los mismos; esta cualidad es muy interesante sobre todo para equipos embarcados y de satélite.
- Reducción del coste por unidad cuando se fabrican en grandes series.
- Posibilidad de introducir componentes de baja y alta frecuencia en el mismo chip.

Pero este tipo de circuitería presenta también algún inconveniente como son:

- Aumento de los costes de I+D ante la necesidad de disponer de sofisticadas herramientas CAD de diseño asistido por computador.
- Retrasos en el periodo de fabricación de los MMIC, así como dispersión en el comportamiento eléctrico de los mismos originados ambos por el uso de sofisticadas tecnologías en su proceso de fabricación, que en algunos casos se encuentran en fase experimental.
- Precio prohibitivo para la fabricación de pocas unidades de este tipo de circuitos integrados (chip MMIC).
- Problemas con el encapsulado utilizado sobre todo a altas frecuencias (superiores a los 10 GHz)

- Necesidad de modelos de los componentes muy precisos, que sean capaces de dar cuenta del comportamiento de los mismos, y que además puedan ser introducidos en los simuladores no lineales comerciales utilizados habitualmente para el diseño de este tipo de circuitos.

Aunque, a primera vista, pueda parecer que existen mas inconvenientes que ventajas en el diseño y la utilización de la circuitería monolítica, esto no es totalmente cierto, ya que paulatinamente gracias a los avances tecnológicos de las foundries, al desarrollo de CAD no lineal para el diseño cada vez más sofisticado y a la mejora de los modelos de los componentes, se van salvando estos escollos. Debido a estas razones, no es de extrañar que numerosos autores [4-10] auguren a esta tecnología un prometedor futuro. Una de las dificultades de mayor importancia que aparecen al desarrollar circuitos MMIC es la carencia de modelos que respondan correctamente al comportamiento real de los componentes, así pues, si los diseñadores de sistemas de microondas no dispusiesen de modelos fiables de los dispositivos con los que puedan reproducir el comportamiento de los sistemas que diseñan, tendrían que proceder a la construcción de los mismos, y comprobar su funcionamiento “a posteriori” mediante métodos de prueba y error con el consiguiente incremento de costo del producto acabado. Es precisamente en este punto donde la tarea del modelador de dispositivos adquiere importancia capital, puesto que cuando el diseñador disponga de un “ente” o modelo bien de índole física, matemática, eléctrica o de “caja negra” que sea capaz de predecir el comportamiento del dispositivo de la forma más parecida a su modo de operación real, más sencilla será la tarea del diseñador de sistemas y por tanto se obtendrán productos más competitivos con mejores relaciones calidad/precio. Es por esta razón fundamentalmente que junto a otros trabajos de modelado de índole matemática que se están desarrollando dentro del grupo [11] en esta tesis, se pretenda sentar las bases de como efectuar un modelado “inteligente” de dispositivos MESFET y HEMT desde el punto de vista de circuito eléctrico equivalente, tanto en su vertiente lineal como no lineal. Este tipo de dispositivos presenta un amplio abanico de aplicaciones en el ámbito de las frecuencias de RF, microondas y milimétricas.



## I.2 ESTADO DEL ARTE EN EL MODELADO DE MESFET Y HEMT

Como se verá a lo largo de la memoria para el caso del modelado eléctrico, el proceso del modelado no es tarea fácil, y en un principio el modelador ha de plantearse que tipo de modelado ha de realizar en función de los recursos que disponga (laboratorios de medida, CAD no lineal para la simulación, etc.), así como de las aplicaciones que vaya a dar a su modelo, como pueden ser aplicaciones de pequeña señal, de gran señal, bajo ruido, etc.

Puestos a efectuar una clasificación de las distintas maneras de proceder a modelar los dispositivos activos de microondas [12], éstas se pueden agrupar en tres grandes familias, atendiendo al origen del modelo: empírico, físico o semiempírico. En la tabla I.1 se presenta una comparación entre los tipos de modelado factibles para dispositivos activos en electrónica, en particular para los GaAs MESFET y HEMT que es el caso que aquí nos ocupa.

<b>Clasificación de los Tipos de Modelado</b>						
<b>Origen del Modelo</b>	<b>Empírico</b>				<b>Físico</b>	<b>Semi Empírico</b>
<b>Tipo de Modelado</b>	<b>Eléctrico Parámetros concentrados</b>	<b>Eléctrico Parámetros distribuidos</b>	<b>Caja Negra</b>	<b>Matemático</b>	<b>Físico</b>	<b>Ruido</b>
<b>Implementación en simuladores comerciales</b>	Sencillo	Complicado	Imposible en algunos casos	Complicado	Imposible en la mayoría de los casos	Sencillo
<b>Velocidad de simulación</b>	Media	Lenta	Rápida	Rápida	Lenta	Media
<b>Cálculo de la respuesta</b>	Analítico	Analítico	Analítico/ Numérico	Analítico	Analítico	Numérico
<b>Significado físico de sus componentes</b>	Si poseen significado físico	Si poseen significado físico	No tienen significado físico	No tienen porqué tener significado físico	Si poseen significado físico	Unos poseen significado físico otros no
<b>Ventajas</b>	Fácil comprensión por parte del usuario	Reproduce correctamente dispositivos de canal largo	Velocidad en la simulación	Exactitud de los resultados	Predice fenómenos físicos	Exactitud de los resultados
<b>Inconvenientes</b>	Necesita medidas, DC, [S] y/o pulsadas	Necesita excesivo tiempo de simulación	No se puede modificar parámetros del modelo	El diseñador pierde visión de conjunto	Es necesario conocer a fondo la tecnología	Se necesita efectuar medidas, de Ruido

Tabla I.1 Clasificación de los distintos tipos de modelado mostrando sus ventajas e inconvenientes.



Si el origen del modelo es una función empírica, se puede tener los siguientes tipos de modelado: eléctrico con parámetros concentrados, eléctrico con parámetros distribuidos, tipo caja negra y modelado matemático. Si el origen del modelo es un origen basado en la tecnología de fabricación utilizada (tiempos de difusión, densidad de dopado, etc.) ello da lugar al modelado de tipo físico. Por último, si el origen utiliza una mezcla de funciones empíricas y coeficientes de ajuste a determinar mediante la medida experimental se tiene un modelo de tipo semiempírico. Un ejemplo de este tipo de modelado para el caso de los dispositivos MESFET y HEMT se tiene en los modelos semiempíricos de ruido propuestos por Gupta [13] y Fukui [14] respectivamente, los cuales serán presentados en el capítulo 1.

De la tabla anterior se puede concluir que el modelador ha de tener muy claro el tipo de modelado a efectuar en función de los datos de partida y de las herramientas con que cuente, aunque, a veces, se utilicen técnicas híbridas, esto es, mezcla de distintos tipos de modelado para refinar el comportamiento de algún parámetro en concreto. Así pues, existen algunas no linealidades dentro el modelado de tipo eléctrico como puede ser la fuente de corriente  $I_{ds}$  o la capacidad  $C_{gs}$  como se estudiará en posteriores capítulos, que en su determinación se requieran además de medidas de DC y parámetros de Scattering (funciones empíricas) necesiten la utilización de un programa de optimización que efectúe cálculos de tipo analítico y numérico.

Los modelos de origen empírico y semiempírico son los preferidos por los diseñadores a la hora de ser implementados en los simuladores comerciales del tipo MDS, LIBRA o Microwave HARMONICA debido a la sencillez con que se introduce en este tipo de CAD un modelo circuital, cuyas no linealidades estén definidas por expresiones matemáticas. Dichas expresiones rigen el comportamiento de este tipo de modelos y generalmente suelen ser modificaciones de fórmulas analíticas obtenidas a partir de consideraciones de origen físico. La diferencia fundamental entre este tipo de modelado y el modelado físico estriba en que los parámetros a determinar en las expresiones se obtienen a partir de medidas de índole radioeléctrica (parámetros de scattering, medidas DC y pulsadas), mientras que el modelado físico depende de parámetros propios de la tecnología de fabricación, los cuales generalmente no se encuentran al alcance del modelador de dispositivos.

El modelado eléctrico mediante parámetros distribuidos ofrece mejores resultados para transistores de canal largo, puesto que considera el comportamiento del transistor como la





que se va a seguir en éste trabajo, bien en su vertiente lineal, como en la no lineal. Se ha optado por proceder a un modelado desde el punto de vista eléctrico, por varias razones primordiales:

- La primera es por la sencillez de comprensión por parte del usuario, el cual tiene una “visión” inmediata del circuito equivalente del mismo, y por tanto de su comportamiento.
- La segunda razón es la sencillez y facilidad que presentan los modelos eléctricos a la hora de ser introducidos en los simuladores comerciales existentes en el mercado, bien en su vertiente no lineal HP-MDS, Eesoff-Libra, SPICE, Microwave Harmonica, etc. ó en su vertiente lineal Eesoff-Touchstone, MMICAD, Supercompact, etc.
- La tercera razón es que el modelado eléctrico, generalmente conlleva un número inferior de variables que los modelados de tipo físico, matemático o eléctrico de parámetros distribuidos, y por tanto consume tiempos inferiores de CPU a la hora de ser simulado en el computador.
- La cuarta razón de peso a favor del modelado eléctrico, es que dicho modelo puede obtenerse ecuacionalmente a partir de medidas experimentales efectuadas sobre el propio dispositivo (medidas en DC, pulsada y scattering, principalmente), y además no es necesario conocer parámetros propios de la tecnología de fabricación del dispositivo como sucede en el modelado físico.

Si las expresiones que describen los elementos circuitales del modelo son funciones de tipo lineal, ello dará lugar a un circuito equivalente lineal, o también llamado de pequeña señal, el cual sólo es capaz de responder a señales de entrada de pequeña amplitud, como ocurre en el caso de los parámetros de Scattering. Si las funciones que describen los elementos circuitales del modelo son de tipo no lineal, nos podemos encontrar con dos tipos de modelos, según el origen de las medidas que originan los mismos. Así pues, se ha de distinguir entre el modelo no lineal obtenido a partir de medidas DC y parámetros de scattering (aproximación cuasiestática), el cual solo es capaz de modelar fenómenos de pequeña señal y el modelo no lineal obtenido a partir de medidas pulsadas y parámetros de scattering en un punto de polarización, el cual es capaz de modelar con precisión las consecuencias de utilizar señales de



gran amplitud (gran señal). En la figura I.2 puede apreciarse la diferencia que existe entre la respuesta de pequeña señal y de gran señal de un dispositivo no lineal genérico.

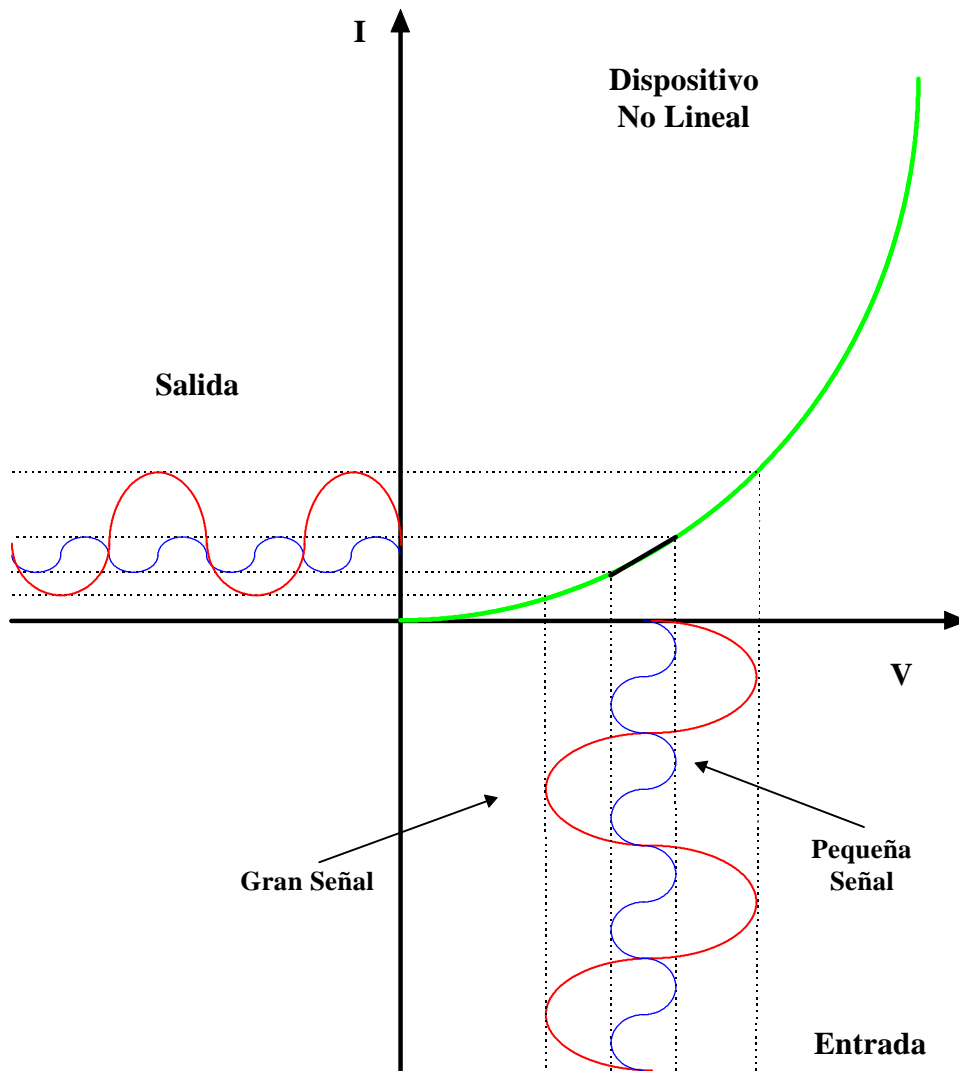
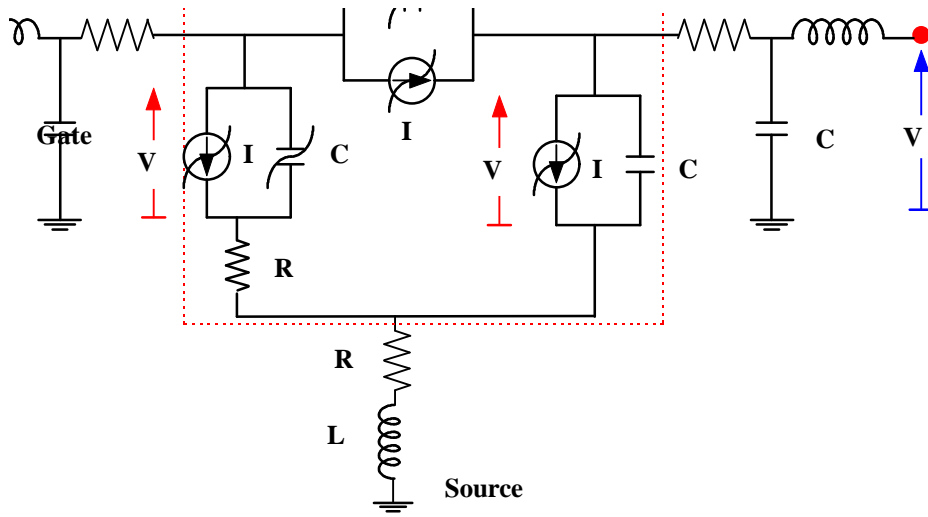


Figura I.2 Comparación entre las respuestas de pequeña señal y de gran señal para un dispositivo no lineal genérico.

En la figura I.3, se puede visualizar la diferencia existente entre los esquemas equivalentes de pequeña y gran señal para dispositivos MESFET/HEMT modelados mediante circuitos de parámetros concentrados.



(a)

Gate



(b)

Figura I.3 Esquema del circuito equivalente eléctrico de un transistor MESFET/HEMT modelado mediante un circuito de parámetros concentrados.

(a) Circuito equivalente Gran Señal.

(b) Circuito equivalente de Pequeña Señal.



A lo largo de este trabajo se mostrarán las técnicas de modelización circuital para los dispositivos GaAs MESFET y HEMT, haciendo hincapié en los modelos lineales, y en el modelo de gran señal de HEMT, los cuales junto con innovaciones introducidas en las técnicas de medida y caracterización de los mismos forman el tema central de esta memoria.

Básicamente, existen dos tipos de modelado matemático, el modelado matemático siguiendo la estructura de un modelo eléctrico y el modelado matemático tipo caja negra o “black box”, el cual puede ser de índole ecuacional o tabular. En cuanto al modelado matemático de tipo eléctrico como el realizado por [16-17] se utiliza principalmente la dependencia con el punto de polarización del comportamiento, en condiciones de pequeña señal, de los elementos que componen el circuito equivalente del transistor para obtener un modelo no lineal mediante la aproximación cuasiestática. Entre los problemas que presenta este tipo de modelo destacan: la dificultad a la hora de introducir el mismo en un simulador no lineal, el hecho de que las curvas características I-V no pasen por el origen de coordenadas para tensiones de drenador nulas y los problemas a la hora de intentar efectuar un escalado del modelo en función del número de dedos del transistor y de su anchura de puerta.

Dentro del modelado matemático tipo caja negra, destaca el trabajo desempeñado por Filicori y Vanini [18-19], así como Y. Newport [11], las bases de dicho modelado consisten en la medida de parámetros de Scattering en un gran rango frecuencial, transformando los mismos a parámetros de admitancia y mediante métodos de integración obtener las corrientes que circulan en todas las puertas del transistor, bajo la aproximación cuasiestática. Este tipo de modelado presenta el doble inconveniente de su dificultad a la hora de ser integrado en simuladores comerciales ya que se trabaja con tablas de valores y su imposibilidad de obtener modelos escalables, ya que ello obligaría a trabajar con una enorme cantidad de datos para toda una familia de transistores. Para evitar estos inconvenientes, en los últimos trabajos de Filicori [30] se desarrollan modelos matemáticos de gran señal utilizando medidas pulsadas.

Por otra parte, el grupo de Microondas del cual soy miembro ha mantenido un estrecho contacto con las más importantes foundries europeas como es el caso de PHILIPS Limeil, GEC-MARCONI, SIEMENS e IAF-Fraunhofer, en el marco del proyecto europeo ESPRIT 6050 MANPOWER “Manufacturable Power MMICs for Microwave Systems Applications”,

así como de los proyectos nacionales CICYT TIC93-0672-C04 “Modelado de MODFET y su aplicación a circuitos monolíticos de microondas” y CICYT TIC92-1020-C02-01 “Modelado no lineal incluyendo ruido y efectos térmicos. Aplicación a dispositivos para comunicaciones en tecnología monolítica”. Gracias a estos proyectos, se ha podido disponer de gran cantidad de transistores MESFET y HEMT de distintos tamaños y tecnologías. Como resultado de este contacto y de la gran cantidad de material susceptible de modelar por nuestra parte se ha adquirido una enorme experiencia en dichas tareas de modelado cuyas técnicas y resultados han sido objeto de estudio por parte de este trabajo de tesis.

### **I.3 El AsGa, el AlGaAs y el InP tecnologías con futuro en aplicaciones de microondas**

Con el ánimo de poner en antecedentes al lector respecto al estado del arte en cuanto a tecnologías y tipos de sustratos utilizados en microondas, es menester comentar que según los informes presentado por Courtois [20] y Mackintosh [21] o los más recientes más reciente de Scheneiderman [22] y De Raedt [23] , las tecnologías que están en expansión son las basadas en el AsGa, InP y la BiCMOS, que han pasado de representar el 1% del mercado mundial de semiconductores en 1.990 al 2% y al 5% respectivamente en lo que va de 1.995. Sobre el AsGa crece el número de diseños monolíticos (MMICs) de día en día, cada vez a más alta frecuencia, desplazando las ya conocidas aplicaciones militares, a aplicaciones de consumo como son: la identificación de personas y vehículos, los radares anticolidión, la recepción directa de TV vía satélite, los teléfonos móviles y las redes locales.

A menores frecuencias (cientos de MHz), las aplicaciones digitales en AsGa probablemente nos reserven agradables sorpresas no imaginables hace pocos años, en relación a su complejidad. Baste señalar que algunas foundries como la norteamericana VITESSE comercializan hoy en día Gate Arrays de MESFETs de AsGa, que han demostrado ser mucho más rápidos en velocidad, de menor consumo y con mejores márgenes de diseño que los creados utilizando tecnologías BiCMOS o CMOS. La aplicación de estos circuitos radica en las telecomunicaciones , comunicaciones de datos y lógicas ultraveloces. Frente a la lógica más rápida existente actualmente la ECL basada en tecnología bipolar, estos circuitos digitales en AsGa presentan la ventaja de su velocidad unida a su de su bajo consumo y alta densidad de

dispositivos por chip. La complejidad que presentan las diferentes tecnologías en cuanto a número de componentes por chip es como sigue:

<b>Tecnología</b>	<b>nº de puertas / chip</b>	<b>Clasificación</b>
CMOS	500.000	VLSI
BiCMOS	400.000	VLSI
AsGa Baja Frecuencia	300.000	VLSI
ECL	60.000	LSI
AsGa Alta Frecuencia	100	MSI
AlGaAs Alta Frecuencia	100	MSI
InP Alta Frecuencia	100	MSI

Tabla I.2 Escalas de integración de las distintas tecnologías en nuestros días.

Nótese el enorme descenso del número de puertas por chip cuando se utiliza tecnología de arseniuro de Galio para aplicaciones de Alta frecuencia, esto es debido en parte a que las reglas de diseño fijadas por las foundries para tecnologías de AsGa con aplicación a las microondas son mucho más estrictas, por el hecho de interconectar los dispositivos mediante líneas de transmisión integradas en el MMIC, así como el hecho de que el tamaño de los componentes a estas frecuencias deba de ser del orden de la longitud de onda.

Por las razones expuestas anteriormente, se espera un enorme crecimiento para el mercado del AsGa a corto plazo, así pues se pasaría de los 280 millones de dólares de ventas en todo el mundo en 1.991 a los 2.600 millones de dólares previstos para 1.996 lo que representaría un volumen del 6 % del mercado total de los circuitos integrados, tal como se muestra en la figura I.4.

Mackintosh en su informe postula que sobre el año 2.000 la tecnología bipolar sobre silicio comenzará su camino hacia la extinción, abriéndose el camino para las aplicaciones digitales de los dispositivos de heterounión HBTs y de los transistores de alta movilidad HEMTs bien en tecnología de InP o de AlGaAs. Aunque debido a la enorme experiencia que se tiene con la tecnología de Silicio es evidente que este cambio no se operará tan rápidamente.

Aunque el futuro del AsGa, del AlGaAs y del InP es muy prometedor sobre todo para aplicaciones de microondas, en los últimos tiempos [22] les ha surgido un serio competidor,



sobre todo en aplicaciones de alta potencia hasta frecuencias de 3 GHz. Dicho competidor es el SiGe el cual comparte propiedades de movilidades similares a las del AsGa pero utilizando tecnología de silicio la cual es más barata y permite una integración a mayor escala. Pero aunque algunas foundries como HP, Telefunken y MA/COM están investigando sobre este nuevo material, se estima que el primer circuito con esta nueva tecnología trabajando a frecuencias de 2-3 GHz no esté disponible hasta dentro de dos o tres años, debido precisamente a la carencia de modelos para los dispositivos en esta nueva tecnología.

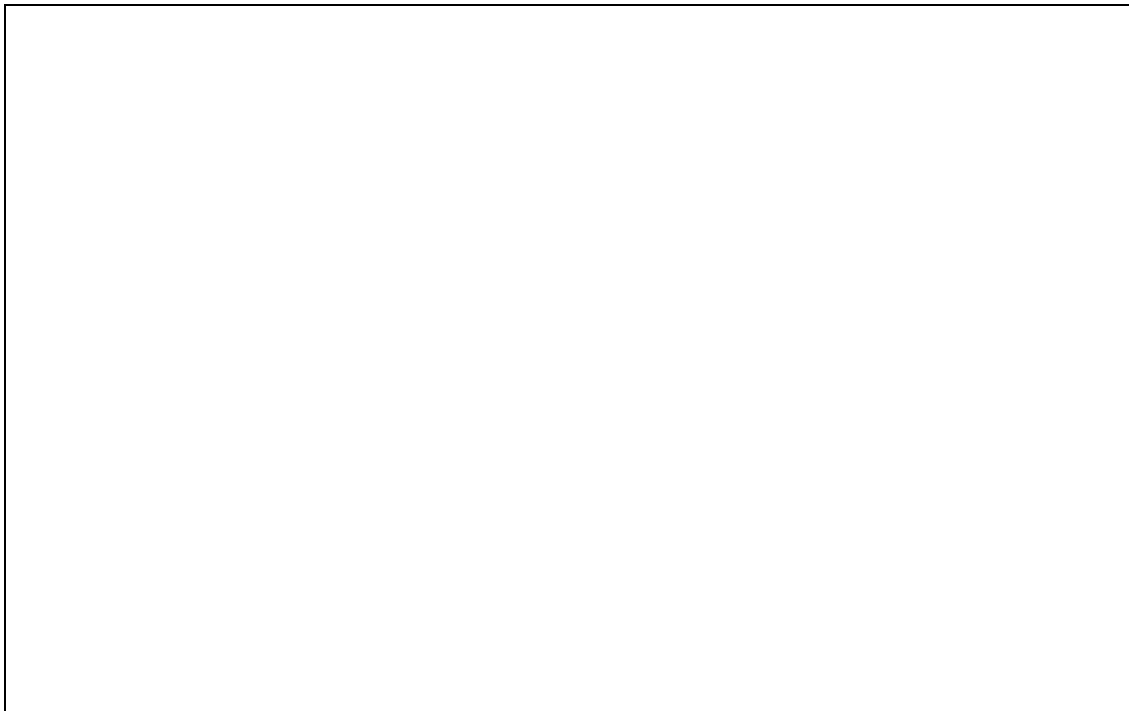


Figura I.4 Evolución del mercado del AsGa en los últimos años.

Aunque, el mercado de los semiconductores se encuentre en manos americanas y japonesas en su mayor parte, en la tabla I.3 se ha pretendido mostrar el gran esfuerzo realizado por gobiernos y empresas privadas de la Unión Europea, para dotar a nuestro continente de una industria de semiconductores capaz de situarse a la altura de nuestras necesidades como consumidores de los mismos. Desafortunadamente, este objetivo hoy por hoy no ha sido alcanzado todavía, pero parece evidente que se logrará a medio plazo.

**Empresas y organismos relacionados con la fabricación de semiconductores en Europa**

País	Compañía	Empresa Matriz	Localización	Tarea y Equipamiento
U.K.	Plessey	GEC-MARCONI	Caswell	Foundry
	MR Semicon	Special Gas Control Holdings	Royston	EquipoMOVPE para crecimiento de cristales
	MCP Electronic Materials Ltd.		Wokingham	Fabricación de obleas y cristales de AsGa, posee reactor MOCVD
	Epitaxial Products International	Fusionada con Shell	St.Mellons Cardiff	Fabricación de obleas.
	Oxley Developments		Ulverstone	Empaquetados
	EPI Materials		Ely	Fabricación de obleas
	Epichem		Liverpool	Organometálicos
	Air Products		Walton on Thames	Organometálicos y gases
	Johnson Mathey Chemicals	Johnson Mathey, USA	Royston	Crecimiento de cristales para MOVPE y MOMBE
	Gas & Equipment		Livingstone	Gases para crecimiento de obleas
	Harwell Microelectronics Center		Didcot	CAD e Implantación Iónica
	Cascade Scientific	Universidad de Brunel	Uxbridge	CAD e Implantación Iónica
	Fulmer CVD		Slought	MBE
	VG Semicon	Fisons Scientific	East Grinstead	MBE
Francia	Philips Microwave	PHILIPS	Limeil	Foundry
	Thomson Composant Microondes	Thomson CSF	Massy	Foundry
	Riber	Instruments SA	Corbeville	Crecimiento epitaxial
	Picogiga		Paris	Crecimiento epitaxial
	Metaux Speciaux		Cedex	Semiconductores de los grupos III-V pero no AsGa.
Alemania	Siemens AG			Foundry
	FhG-IAF		Fraunhofer	Foundry
	Telefunken Elektronik	AEG. Daimler-Benz	Heilbron	Foundry
	Daimler-Benz Research Centre	Daimler-Benz	Ulm	Foundry
	Wacker-Chemitronic		Burghausen	Substratos de todo tipo AsGa, Si y Heteroestructuras.
	Aixtron		Aachen	Crecimiento epitaxial de cristales
	Merck		Munich	Gases para AsGa
	PPM Pure Metals	Amalgamet Canada	Langelsheim	Organometálicos y gases
Suecia	Semitronic AB	Outokumpu	Bromma	Si no-dopado y obleas de AsGa
Dinamarca	Giga	Gigabit Logic	Brondby	Diseño de IC digitales
Holanda	Billiton Precursors	Billiton International Metals	Arhem	Componentes organometálicos.
Austria	AMS			Foundry
Italia	Alcatel-Telettra		Milán	Foundry
España	ATT		Madrid	Encapsulado de chip de Si.

Tabla I.3 Empresas Europeas relacionadas con el mercado de semiconductores.

## **I.4 Organización general de la memoria**

Aunque a primera vista puede resultar “chocante” y poco usual la envergadura de esta memoria, la verdad es que durante los siete años que llevo formando parte del Grupo de Microondas se han realizado gran cantidad de tareas, relacionadas con el modelado de dispositivos y la automatización de los sistemas de medida.

Desde hace algún tiempo, en el seno del grupo se acariciaba la idea de organizar el “saber hacer”, en cuanto a medida y modelado de dispositivos se refiere, en una memoria que pueda ser utilizada como referencia por los futuros investigadores que se incorporen al Grupo y que trabajen sobre este área. Por esta razón, a lo largo de esta memoria se han tratado en profundidad temas que en principio pueden aparecer como triviales a los ojos del investigador experimentado, como puede ser la electrónica física de los dispositivos MESFET/HEMT, o algunos aspectos en cuanto a las metodologías clásicas de extracción de elementos circuitales.

En cuanto al hardware y software que han sido desarrollados para la medida y caracterización de éste tipo de dispositivos, han sido tratados con rigurosidad y gran detalle, mostrándose no sólo su manejo sino sus características técnicas y algoritmos de cálculo. Todas las razones anteriormente aludidas han hecho que la extensión de la memoria haya aumentado hasta el volumen actual.

La distribución de éste trabajo de tesis doctoral comienza con esta introducción general, en la que se muestra el estado del arte del modelado de los dispositivos microondas, diferenciando los modelos de pequeña y gran señal. A continuación, se efectúa un breve comentario sobre la importancia que presenta el mercado de semiconductores en todo el mundo, haciendo hincapié en la industria europea. Tras una introducción de los orígenes físicos de los dispositivos semiconductores, así como una revisión de los circuitos equivalentes lineales que existen en la literatura que será realizada en el capítulo 1, en el capítulo 2 se efectúa una discusión sobre los tipos de medida que es necesario realizar a un dispositivo activo de microondas, resaltando las aportaciones que se han efectuado en este trabajo de tesis como son: el diseño de una fuente de DC de doble canal programable que opera en los cuatro cuadrantes I-V corriente-tensión para la polarización de los transistores, la automatización de

las medidas de Scattering a múltiples puntos de polarización, la automatización y el desarrollo del hardware necesario para determinar las resistencias de acceso y la unión Schottky, el desarrollo de estándares de calibración basados en la técnica TRL para la medida de parámetros de Scattering, medidas térmicas, etc. herramientas sin las cuales nuestra tarea de modelado de los dispositivos MESFET y HEMT sería casi imposible.

En el capítulo 3, se presentan distintos métodos de extracción de modelos de pequeña señal, comparándolos en la medida de lo posible con los modelos clásicos de extracción. Hay que resaltar que incluso las expresiones para el cálculo de los modelos circuitales clásicos de pequeña señal han sido retocadas en el sentido de aumentar el rango de validez frecuencial de los mismos. Así pues, el modelo clásico de Vendelin-Dambrine no es válido más allá de los 10-12 GHz para dispositivos MESFET con las ecuaciones usuales presentadas por Minasian [24], Dambrine [25] y Vendelin [26], en cambio con las modificaciones que se han introducido mediante éste trabajo en ellas se obtiene un excelente comportamiento hasta frecuencias de 30 GHz para el transistor MESFET y de 40 GHz para los dispositivos HEMT.

Además, como novedad, se han aplicado modelos de pequeña señal que sólo se habían mostrado válidos para transistores MESFET a dispositivos HEMT, obteniéndose excelentes resultados en ambos casos. En el caso de los transistores HEMT se ha dotado de una nueva técnica de extracción de resistencias de acceso a partir de medidas de mixtas de DC y Scattering [27]. Otra variación interesante a la extracción de parámetros circuitales es que la metodología de la misma ha sido hábilmente modificada en función del tipo de componente y de las medidas efectuadas. De esta manera el modelador puede seleccionar el tipo de resistencias de acceso a utilizar en el dispositivo: medidas mediante los métodos de DC mostrados en el 2 o extraídas a partir de los métodos de FET frío ( $V_{ds} = 0$ ) que se presentarán en el capítulo 3. Este pequeño ejemplo de variedad de caminos para llegar a una solución válida aplicable a nuestro objetivo de obtención del modelo lineal óptimo a cada punto de polarización, así como las múltiples alternativas en cuanto a variedad de modelos y técnicas de extracción han sido implementadas en un software que realiza las tareas de extracción y modelado lineal de forma totalmente automatizada denominado XTRMODFET (eXTRtracción de MODelos de transistores FET) y además permite efectuar una “optimización inteligente” de los elementos extraídos (intrínsecos y extrínsecos) en el punto de polarización considerado, no

permitiendo la obtención de valores de los elementos carentes de significado físico, como generalmente ocurre utilizando software de extracción comercial tipo GASMAP [28] ó SALSA[29]. Al final de este capítulo, se trata el tema del escalado en función de la anchura de puerta y del número de dedos de los elementos parásitos de los modelos circuitales, así como de los elementos lineales y no lineales que forman parte de los distintos modelos de transistores MESFET y HEMT, validándose dichas reglas de escalado para toda una familia de transistores MESFET, como es el caso de la familia F20 Bath-tub de la foundry GEC-MARCONI, y para una familia de P-HEMT de tecnología D02AH de la foundry PHILIPS.

En cuanto al modelado no lineal, en el capítulo 4, se presenta un novedoso modelo no lineal de gran señal para transistores HEMT, capaz de predecir la compresión de la transconductancia en este tipo de dispositivos, así como otros comportamientos del mismo. Además se fijan las bases para efectuar modelado no lineal a transistores MESFET siguiendo la misma metodología, complementado así otros trabajos realizados en el grupo [5].

En el capítulo 5, se procederá a efectuar la validación de los modelos de los dispositivos presentados a lo largo de la misma en los capítulos 3 y 4, mediante medidas experimentales mostradas en el capítulo 2. Como colofón, en el capítulo 6 se mostrarán las futuras líneas de trabajo de nuestro grupo en el ámbito del modelado de dispositivos, así como las conclusiones generales de la tesis. La memoria finaliza con las secciones de glosario, acrónimos utilizados en la misma, y referencias generales.

## I.5 Referencias

- [ 1 ] - Pierce J.R. & A. Michael Noll, ,  
Editorial Reverté, Barcelona 1995.
- [ 2 ] - Tazón Puente, Antonio  
. Tesis de Doctorado, Santander Junio de 1987.
- [ 3 ] - Schneiderman, Ron. ,  
Microwaves & RF, Vol. 34 no. 14, pp 33-43, October 1995.
- [ 4 ] - Zamanillo J.M., A. Mediavilla, A. Tazón, J.L. García.  
. Unión  
Científica Internacional de Radio URSI, Valencia, Septiembre de 1993.
- [ 5 ] - Fernández, Tomás.  
. Tesis de  
Doctorado, Universidad de Cantabria, Octubre 1995.
- [ 6 ] - Kellner W. . 23<sup>th</sup> European Microwave  
Conference, Workshop Proceedings, pp.12-17, September 1993.
- [ 7 ] - Yuen C., Majid Riaziat, Steve Bandy and George Zdasiuk.  
. Microwave Journal, pp 87-104, August 1988.
- [ 8 ] - Sasaki Y., Noriyuki Tanino and Shigeru Mitsui.  
. 24<sup>th</sup> European Microwave Conference, pp 1622-1627, Cannes,  
September 1994.
- [ 9 ] - Daniel Tom T. & Reza Tayrani.  
. Microwave Journal, pp 76,85, February 1995.
- [ 10 ] - Pascual, J.P. & E. Artal, ,  
Microwaves & RF, Vol. 34 no. 14, pp 83-95, October 1995.
- [ 11 ] - Newport Y.,  
. Tesis Doctoral en Redacción,  
Santander 1996.
- [ 12 ] - Newport Y., J.M. Zamanillo, T. Fernández, A. Mediavilla, A. Tazón,  
. Unión  
Científica Internacional de Radio URSI, actas, pp 85-89, Canarias, Septiembre de 1994.

- [ 13 ] - Gupta M.S., O.Pitzalis, S.E. Rosebaum and P.T. Greiling,  
 , IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.  
 MTT-35, pp. 1208-1218, December 1987.
- [ 14 ] - Fukui H., , IEEE Transactions on  
 Electron Devices, Vol. ED-26, pp.1032-1037, July 1979.
- [ 15 ] - Camacho Peñalosa C., T.M. Martín Guerrero, J.T. Entrambasaguas Muñoz,  
 , Unión  
 Científica Internacional de Radio URSI,actas, pp 1334-1338, Canarias, Septiembre de 1994
- [ 16 ] - Sledzik and Ingo Wolff.  
 . 20<sup>th</sup> European Microwave Conference pp 784-789, 1990.
- [ 17 ] - Sledzik and Ingo Wolff.  
 . International Journal of Microwave and Millimeter Wave Computer Aided  
 Engineering, Vol 2, No. 1 pp 49,60 1992.
- [ 18 ] - Filicori, G. Vannini.  
 , 23<sup>rd</sup>  
 European Microwave Conference Workshop Proceedings, pp.37-40, Sept. 1993.
- [ 19 ] - Filicori, G.Vanini, A.Mediavilla, A.Tazón.  
 , 23<sup>rd</sup> European Microwave Conference Madrid,  
 pp. 454-457, Sept. 1993.
- [ 20 ] - Courtois, B.  
 .  
 Techniques of Informatics & Microelectronics for Computer Architecture TIMA, May 1993 .
- [ 21 ] - Mackintosh, Bis.  
 . Information Engineering Directorate, Jan 1991.
- [ 22 ] - Schneiderman, Ron.  
 ,  
 Microwaves & RF,Vol. 34 no. 14, pp 33-43, October 1995.
- [ 23 ] - De Raedt, Walter.  
 ,  
 Microwaves & RF,Vol. 34 no. 14, pp 65-73, October 1995.
- [ 24 ] - Dambrine, A.Cappy, F. Heliodore, E. Playez.  
 . IEEE Transactions on MTT vol 36, n° 7, July 1988
- [ 25 ] - Minasian.  
 Electronic Letters, 1977,vol  
 13, n°1 8 pp 549-550.

[ 26 ] - Vendelin G.D., M. Omori.

Electronics letters, Vol 11, no. 3, pp 60-61, 1975.

[ 27 ] - Zamanillo J.M., T. Fernández, Y. Newport, A. Mediavilla, A. Tazón.

. Unión Científica Internacional de Radio URSI, Valladolid,  
Septiembre de 1995.

[ 28 ] - Golio J.M., , Software and  
User's Manual, Artech House 1991.

[ 29 ] - Optotek, , User Manual,  
Version 1.0, 1995.

[ 30 ] - Filicori, G. Vanini, A. Mediavilla, A. Tazón.

, 23<sup>rd</sup> European Microwave Conference Madrid,  
pp. 454-457, Sept. 1993.





# 1

# Modelado Eléctrico de Dispositivos MESFET y HEMT

## 1.1 INTRODUCCION

En los últimos años, tanto el análisis lineal como el análisis no lineal de los dispositivos activos utilizados en microondas ha sido uno de los campos más estudiados [1-2]. El interés del análisis lineal se centra sobre todo en la síntesis de amplificadores pequeña señal y amplificadores de bajo ruido. La importancia del análisis no lineal se centra en su utilidad no sólo en el diseño de sistemas cuyo comportamiento es claramente no lineal, como ocurre en el caso de los mezcladores, osciladores y multiplicadores, sino también en dispositivos que por sí mismos presentan un comportamiento no lineal indeseado, en algunas ocasiones, como sucede en el caso de los amplificadores de potencia [3]. Pero, no sólo el análisis ha copado la atención



de los investigadores, si no que el diseño de circuitos monolíticos MMIC “Microwave Monolithic Integrated Circuits” es el caballo de batalla de nuestros días.

Las dos tareas anteriormente mencionadas, análisis y diseño no podrían llevarse a cabo sin la utilización de unos modelos de carácter físico, matemático ó eléctrico que respondan lo mejor posible al comportamiento real del dispositivo que se esté utilizando.

Tanto los modelos de índole física como los modelos matemáticos de tipo *caja negra* presentan inconvenientes a la hora de ser implementados en los simuladores comerciales existentes en el mercado, ya sean del tipo lineal ó no lineal (HP-MDS, Eesoff-Touchstone, Eesoff-Libra, Microwave Harmonica, Supercompact, etc.). Por otro lado, esos modelos suelen ser más complicados, debido a que las ecuaciones que rigen su comportamiento poseen un número mayor de variables que los modelos eléctricos y por tanto consumen tiempos muy superiores de procesado, además de necesitar ordenadores más potentes para sus cálculos. Dichas variables dependen, en su mayor parte, de datos tecnológicos y de diseño (tiempos de difusión, número de capas que componen el dispositivo, geometrías, etc.), información que generalmente no se encuentran al alcance de la persona que realiza el análisis o el diseño, según el caso del dispositivo con el que se está trabajando. Por todas las razones expuestas anteriormente se ha optado en este trabajo por efectuar un modelado de tipo eléctrico tanto en su vertiente lineal como no lineal [4].

Aunque últimamente se están haciendo progresos al utilizar transistores bipolares de heterounión (dispositivos HBT) a frecuencias de microondas, la inmensa mayoría de los diseños utilizan transistores de efecto campo, bien transistores MESFET de AsGa, o bien dispositivos de tipo HEMT debido a su excelente comportamiento en estas frecuencias, y en el caso de los HEMT de su baja figura de ruido. Es precisamente en el estudio y modelado de estos dos últimos tipos de transistores, MESFET y HEMT en los que se va a centrar este trabajo de tesis.

El interés de nuestro grupo en tareas de modelado se ha visto potenciado en los últimos tiempos gracias a encontraros involucrados en tres importantes proyectos de modelado: el primero es un proyecto de modelado de transistores MESFET de media y alta potencia



denominado “Manufacturable Power MMICs for Microwave Systems Applications”, proyecto ESPRIT 6050 MANPOWER. El segundo es un proyecto de modelado de dispositivos HEMT denominado “Modelado de MODFET y su aplicación a circuitos monolíticos de microondas”, proyecto CYCIT-TIC93-0672-C04. El tercero es un proyecto de modelado que incluye ruido y fenómenos térmicos proyecto CICYT TIC92-1020-C02-01 “Modelado no lineal incluyendo ruido y efectos térmicos”. Gracias a los mencionados proyectos, se ha podido establecer un contacto permanente con las más importantes foundries europeas, como: PHILIPS Limeil, IAF-FRAUNHOFER, GEC-MARCONI y SIEMENS. Dicha comunicación con los fabricantes ha sido muy positiva para todas las partes y ha permitido a nuestro grupo trabajar con numerosos transistores de muy distintas tecnologías y topologías, adquiriéndose una notable experiencia en el campo del modelado de dichos dispositivos.

Por otra parte, nuestra participación en tareas de modelado ha permitido establecer importantes relaciones e intercambio de información con otros grupos de modelado de otras universidades, tanto españolas (UPC, UPM y Universidad de Vigo) como extranjeras (Universidad de Limoges, Universidad de Bolonia, University College de Dublin, Universidad de Roma, P.T. de Torino, ENSEA de Paris, etc.)

Antes de comenzar el estudio desde el punto de vista eléctrico de los dispositivos, se procederá a efectuar un estudio somero de las propiedades físicas de éste tipo de semiconductores.

## **1.2 PROPIEDADES DE LOS MATERIALES SEMICONDUCTORES**

A pesar de que William Shockley introdujo en 1.952 el principio del funcionamiento del transistor de efecto campo [5], también llamado Field Effect Transistor (FET), no es hasta dos décadas después, en 1.970 cuando se empieza hablar de la innovación del MESFET como componente en los dispositivos microondas de estado sólido. Esta innovación es tratada por algunos autores como una revolución de las microondas [6], y se debe primordialmente a la aparición de un nuevo material, el arseniuro de galio ó **AsGa**. Dicho semiconductor presenta unas propiedades eléctricas muy interesantes debido a la alta movilidad de sus portadores de tipo **n**, baste decir que la relación entre movilidades entre el **AsGa** y el **Si** es de 6 a 1 en favor del **AsGa**. La movilidad es una propiedad característica del material y representa una medida de la rapidez con que se puede desplazar una carga eléctrica a lo largo de una estructura semiconductor. Así como en el **Si** es relativamente sencillo construir estructuras de tres componentes del tipo Metal-Aislante-Semiconductor (MIS), en el **AsGa** es más sencillo construir uniones de dos componentes del tipo Metal-Semiconductor (MES), como sucede en el caso de la unión Schottky, o de los contactos óhmicos.

Posteriormente, en la década de los 80 aparece un material novedoso el **AlGaAs**, que dará origen a un nuevo avance en el terreno de los dispositivos utilizados en microondas, ya que la movilidad de este nuevo material es superior a la del **AsGa**. Si se efectúa la comparación entre las movilidades del **AlGaAs** y el **Si** la relación entre movilidades es de 10 a 1 en favor del **AlGaAs**.

Es en esta década de los 80, debido a las nuevas técnicas de crecimiento epitaxial y de deposición de metal mediante vapores orgánicos, cuando surgen las heteroestructuras ó heterouniones. Las heteroestructuras se producen al entrar en contacto dos materiales semiconductores con diferentes energías del *Gap*  $E_g$ . Entre ellas destacan: la formada por **GaAs+AlGaAs** y la formada por **InGaAs+AlGaAs**. Dichas heteroestructuras han desembocado en la fabricación de los transistores de heterounión, los de alta movilidad de electrones, más conocidos en el ámbito científico como HBT “Heterojunction Bipolar Transistor” y HEMT “High Electron Mobility Transistor”, respectivamente. Ambos



dispositivos son los equivalentes en la heteroestructura de los BJT “Bipolar Junction Transistor” y de los MESFET “Metal Semiconductor Field Effect Transistor”.

Los semiconductores de mayor importancia en la fabricación de transistores MESFET y HEMT de microondas están formados por estructuras cristalinas sencillas [7]. Los átomos se encuentran enlazados de forma que la estructura se repite indefinidamente en una dirección dada. Para obtener modelos para los enlaces de estos sólidos cristalinos, se debe acudir a la mecánica cuántica, ya que dichos modelos responden a relaciones energía-momento, que pueden ser obtenidas a partir de la resolución de la ecuación de ondas o ecuación de Schrödinger, para cada tipo de material [8].

Para los materiales semiconductores, la solución de la relación energía-momento, o ecuación de Schrödinger predice la existencia de una banda de energía prohibida, comúnmente denominada banda de energía del **gap**, que contiene estados no permitidos, en los que los electrones no pueden existir. Por encima de la banda prohibida, los electrones pueden existir en un número de estados energéticos permitidos. Esta banda de estados permitidos se denomina banda de conducción. Análogamente, por debajo de la banda de energía prohibida existe una banda de estados de energía permitidos denominada banda de valencia. Se pueden considerar algunos aspectos más complicados de la solución a la ecuación de ondas, pero dichos aspectos no tienen importancia en aplicaciones de microondas; en cambio sí la tienen en aplicaciones de optoelectrónica y fotónica. Por ello, a efectos de proceder al estudio de los materiales semiconductores, solamente se tendrá en cuenta el diagrama de bandas de energía, como se muestra en la figura 1.1.



Figura 1.1 Diagrama de bandas de energía para un dispositivo semiconductor no dopado, o semiconductor intrínseco.

En la figura anterior  $E_c$  y  $E_v$  representan la energía más baja de la banda de conducción y la energía más alta de la banda de valencia respectivamente, la energía del gap se representa por  $E_g$  y la energía del nivel de Fermi por  $E_f$ . El concepto de nivel de Fermi, surge de efectuar un estudio estadístico de los portadores de carga. Matemáticamente, el nivel de Fermi es el nivel energético, en el cual la probabilidad de encontrar el electrón es del 50%.

La diferencia energética entre la banda de conducción y la banda de valencia es la llamada energía del gap  $E_g$ . Dicha energía del gap es una de las cantidades más importantes que caracteriza el comportamiento de un material semiconductor. En la tabla 1.1, se muestra la energía del gap para diferentes materiales semiconductores de importancia para la fabricación de dispositivos MESFET y HEMT comparada con la del silicio. Se puede observar que todos los elementos que componen los materiales mostrados en la tabla 1.1 pertenecen a los grupos III y V de la tabla periódica, exceptuando el Si.

Material Semiconductor	Energía del Gap $E_g$ ( eV )	Relación $E_{g, \text{Material}} / E_{g, \text{Si}}$
<b>Ga<sub>0,47</sub> In<sub>0,53</sub> As</b>	0,717	0,640
<b>Si</b>	1,120	1,000
<b>InP</b>	1,340	1,196
<b>GaAs</b>	1,424	1,271
<b>Al<sub>0,47</sub> In<sub>0,53</sub> As</b>	1,447	1,292
<b>Al<sub>0,28</sub> Ga<sub>0,72</sub> As</b>	1,773	1,583
<b>AlAs</b>	2,168	1,936

Tabla 1.1 Energía del Gap para los más importantes materiales semiconductores.

Una estructura formada solamente por material semiconductor en su forma más pura, no es de gran valor para la mayoría de las aplicaciones de microondas. Por esta razón al semiconductor puro, también llamado semiconductor intrínseco, se le añaden cantidades controladas de átomos de otro material, denominadas impurezas, a este proceso se le conoce con el nombre de “*dopado*”. Una vez añadidas las impurezas, se puede comprobar experimentalmente que la conductividad del material varía dramáticamente. Mediante un control exhaustivo del dopado, se puede convertir un material semiconductor en un aislante casi perfecto ó en un excelente conductor. Existen dos tipos de impurezas: las impurezas



donadoras de electrones, y las impurezas aceptoras de electrones. Cuando se introducen impurezas donadoras en un semiconductor intrínseco, éste se convierte en un *semiconductor de tipo n*. El silicio y el selenio se comportan como impurezas donadoras para el AsGa, en cambio el antimonio y el fósforo lo son para el silicio. En los semiconductores de tipo n, se crea un nuevo estado de energía permitida en la zona del gap muy próximo a la banda de conducción, tal como se muestra en la figura 1.2. Si existen pequeños aumentos de energía térmica, estos electrones pueden pasar a la banda de conducción, y contribuir a la corriente de conducción.



Figura 1.2 Diagrama de bandas de un semiconductor de tipo n

Se observa en la figura anterior que el nivel de Fermi en un semiconductor de tipo n, se encuentra muy próximo a la banda de conducción. La relación matemática entre el nivel de Fermi, la banda de conducción y los portadores de carga disponibles, para este tipo de semiconductor es la mostrada en la expresión (1.1).

$$n = N_c \cdot e^{(E_F - E_c)/K \cdot T} \quad (1.1)$$

donde n es la concentración de portadores,  $N_c$  es la densidad de estados de energía disponibles en la banda de conducción que es característica de cada material semiconductor y  $KT$  la energía térmica de la red cristalina. Los valores de  $N_c$  varían en el rango de típico de  $10^{18}$  a  $10^{20} \text{ cm}^{-3}$ , para la mayoría de los semiconductores. Los valores de la densidad de portadores oscilan entre  $10^{14}$  y  $10^{19} \text{ cm}^{-3}$ , para la fabricación de la inmensa mayoría de MESFET y HEMT de microondas. Nótese que en la ecuación 1.1 si el nivel de Fermi se encontrase alejado de la banda de conducción, entonces  $E_F - E_c$  sería un número negativo grande y la exponencial





temperaturas normales de operación ambos tipos de impurezas añadidas al cristal produzcan portadores libres (electrones o huecos) que participan en el proceso de conducción. Así pues para el caso de un semiconductor tipo n se tiene que la densidad de portadores de tipo n es prácticamente igual a la densidad de impurezas donadoras  $N_d$  que se han añadido al semiconductor. Análogamente para un semiconductor de tipo p, se tiene que la densidad de portadores de tipo p es prácticamente igual a la densidad de impurezasceptoras  $N_a$ . Por tanto, se puede controlar el número de portadores de carga que intervienen en la conducción del dispositivo, si se controla la densidad de impurezas en el proceso de fabricación del dispositivo.

Otro tipo de impurezas, unas veces provocadas y otras veces indeseadas, crean los llamados niveles profundos [7, 9,10]. Los niveles profundos son estados de energía próximos al centro de la banda prohibida, que pueden ser ocupados por portadores de carga, bien electrones o huecos. Debido a que los portadores de carga que ocupan dichos niveles profundos no se encuentran disponibles para colaborar en el proceso de conducción, dichos niveles profundos también reciben el nombre de estados trampa o simplemente “traps”. Estas impurezas causan que el nivel de Fermi esté en el centro de la banda del gap, como si se tratase de un semiconductor intrínseco, tal como se muestra en la figura 1.4. Si se tienen en cuenta las ecuaciones (1.1) y (1.2), las concentraciones de electrones y huecos son muy pequeñas en los semiconductores que presentan estados trampa. Los niveles profundos o “traps”, pueden obtenerse a partir de impurezas específicas como el Boro o el Cromo en el AsGa, el Hierro en el InP, o el Oro en el Si. Pero también pueden ser originados por defectos en la estructura cristalina o daños en la misma debido a que el dopado no es perfecto y a que la longitud del semiconductor no es infinita. Otros “traps” pueden aparecer asociados a procesos de fabricación del dispositivo.

La posición de los “traps” en una estructura física dada es variable, es decir los “traps” pueden aparecer en las transiciones entre semiconductores de distinta composición, en la superficie del material, o en el propio sustrato. Esta última posición es la que se ha mostrado en la figura 1.4. La incorporación provocada de estos niveles profundos a un material semiconductor, es uno de los métodos que se utilizan para fabricar materiales semiaislantes.



Figura 1.4 Diagrama de bandas para un semiconductor con exceso de niveles profundos.

Si la densidad de niveles profundos es menor que la densidad de iones dopantes, dichos niveles reducen la concentración de portadores libres. Para un semiconductor de tipo n con niveles profundos para electrones, esta afirmación puede expresarse matemáticamente como:

$$n \approx N_d - N_T \text{ para } N_d \gg N_T \quad (1.3)$$

donde  $N_T$  es la densidad de los estados trampa para los electrones.

Cuando la densidad de niveles profundos es significativa en un semiconductor de tipo n, existe una alta probabilidad de que electrones de la banda de conducción caigan en los estados trampa. El estado trampa representa un nivel energético más deseable para el electrón debido a su energía inferior a la de la banda de conducción. Una vez que el portador reside en un estado trampa, se necesita un intervalo de tiempo (que puede oscilar desde los milisegundos hasta los segundos) para que la partícula reciba la energía necesaria para regresar a la banda de conducción debido al campo aplicado, hasta que al cabo de un tiempo vuelve a caer en un estado trampa, de este vuelve a la banda de conducción y así sucesivamente.

Este fenómeno tiene gran importancia para el comportamiento de los dispositivos semiconductores en microondas debido a que, a frecuencias de microondas, el campo eléctrico cambia de dirección más rápido que la constante de tiempo asociada a los “traps”, dificultando la respuesta del dispositivo a estas frecuencias. Para el caso de un transistor MESFET el fenómeno de los “traps” no influye nada en el comportamiento de DC del dispositivo. Sin embargo, las curvas características del dispositivo sufren un cambio brusco a altas frecuencias por las razones anteriormente mencionadas.



Cuando un electrón libre en la banda de conducción de un semiconductor de tipo n se expone a un campo eléctrico  $E$ , el electrón es acelerado en dirección opuesta al campo. La partícula continua hasta que colisiona con una impureza. Esta colisión recibe el nombre de proceso de scattering “scattering event”. Después del choque, la partícula sale en una dirección aleatoria y vuelve a ser acelerada por el campo eléctrico en dirección contraria al mismo. Este proceso se traduce en un flujo neto de portadores en dirección contraria al vector intensidad de campo eléctrico [7, 9, 10]. La densidad de corriente en un semiconductor dominado por la corriente de los electrones, también denominada densidad de corriente de arrastre, puede ser expresada como:

$$J_{arrastre} = q \cdot n \cdot v \quad (1.4)$$

donde  $q$  es la carga del electrón  $n$  la densidad de electrones libres en la banda de conducción, y  $v$  la velocidad promedio de los portadores en la dirección determinada por el campo eléctrico.

Para pequeñas intensidades de campo eléctrico, el promedio de la velocidad de portadores es proporcional a la intensidad de campo eléctrico, es decir:

$$v = \mu_n \cdot E \quad (1.5)$$

donde  $E$  representa la intensidad de campo eléctrico, y  $\mu_n$  la movilidad de los electrones. Como ya se ha mencionado anteriormente, la movilidad es una propiedad característica del material y representa una medida de con que rapidez se puede desplazar una carga a lo largo de una estructura semiconductor, cuando se le aplica un campo eléctrico. La movilidad es un parámetro que depende de la densidad de dopado. En el AsGa y otros materiales utilizados en la fabricación de dispositivos de microondas, la movilidad de los electrones  $\mu_n$ , es significativamente mayor que la movilidad de los huecos  $\mu_p$ , tal como se muestra para el Si en la figura 1.5.

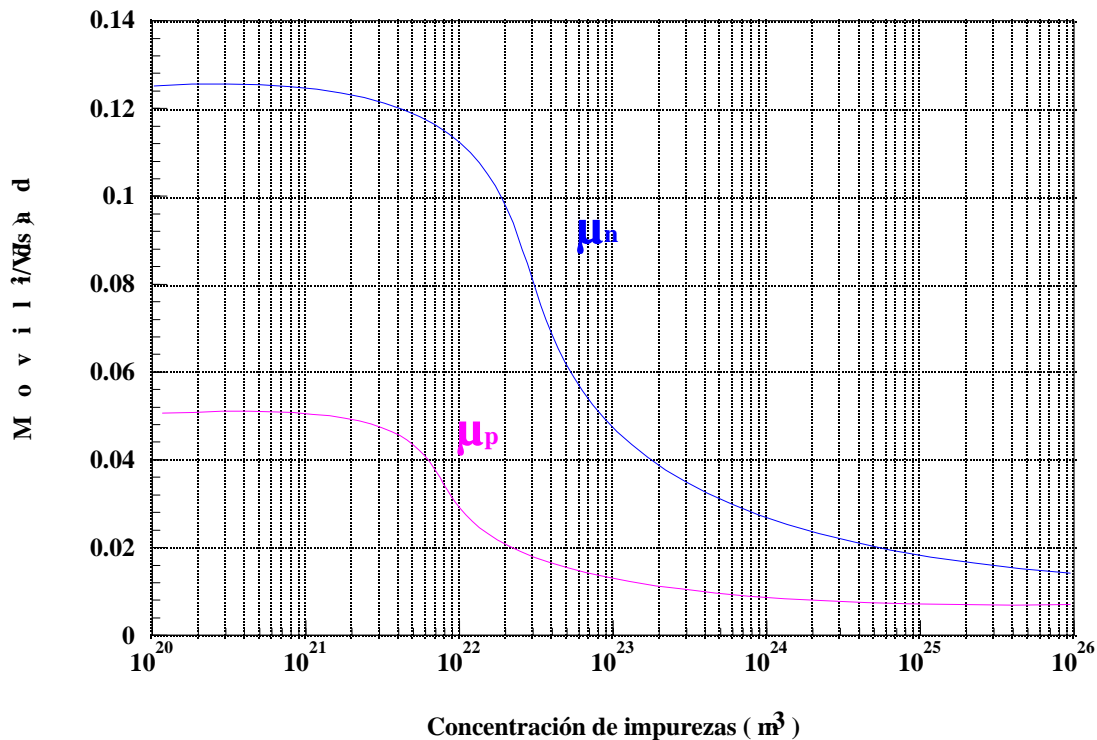


Figura 1.5 Variación de las movilidades de electrones y huecos en función de la densidad de dopado para el Si a una temperatura de 300 K.

Debido a esta diferencia entre movilidades, los materiales de tipo n son mucho más empleados que los materiales de tipo p en la fabricación de dispositivos microondas y por ello, a partir de ahora, la discusión sobre el transporte de portadores de carga se centrará sobre el transporte de electrones en la banda de valencia de un semiconductor de tipo n.

La forma de la figura 1.5 no solo es característica para el Si, sino que también es válida para la mayoría de los materiales semiconductores empleados en microondas, en dicha figura, se puede observar que para bajos niveles de dopado la movilidad no depende en gran manera de la concentración de impurezas del material semiconductor. En cambio, si la concentración aumenta, la movilidad se degrada rápidamente, disminuyendo su valor de una manera drástica. A continuación, en las tablas 1.2 y 1.3 se presenta una comparación de los valores de la movilidad de los electrones  $\mu_n$  para los materiales semiconductores más utilizados en aplicaciones de microondas, bajo la hipótesis baja intensidad de campo eléctrico (inferior a 20 kV/cm) a distintos niveles de dopado.



Material Semiconductor	Movilidad de los electrones $m_n$ ( $\text{cm}^2 / \text{V s}$ )		
	$N_d = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$	$N_d = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$	$N_d = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$
<b>Si</b>	1250	800	230
<b>InP</b>	5995	3815	2125
<b>GaAs</b>	6550	4720	2735
<b>Al<sub>0,47</sub> In<sub>0,53</sub> As</b>	8380	6020	3030
<b>Ga<sub>0,47</sub> In<sub>0,53</sub> As</b>	13460	8875	4065

Tabla 1.2 Valores de la movilidad de los electrones  $\mu_n$  para los distintos semiconductores en función del dopado.

Los valores de la movilidad de los materiales semiconductores formados a partir de elementos de los grupos III y V de la tabla periódica se muestran significativamente superiores a los del Si para todas los niveles de densidad de dopado, es un dato a tener en cuenta que la movilidad del Ga<sub>0,47</sub> In<sub>0,53</sub> As es casi 11 veces superior a la del Si para una densidad de impurezas donadoras de  $10^{16} \text{ cm}^{-3}$  (tabla 1.3), lo cual hace del GaInAs un material muy interesante para aplicaciones de alta frecuencia, en concreto para la fabricación de dispositivos de alta movilidad HEMT.

Material Semiconductor	Relación $m_n / m_{Si}$		
	$N_d = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$	$N_d = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$	$N_d = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$
<b>Si</b>	1.00	1.00	1.00
<b>InP</b>	4.86	4.77	9.24
<b>GaAs</b>	5.25	6.03	11.89
<b>Al<sub>0,47</sub> In<sub>0,53</sub> As</b>	6.78	7.53	13.17
<b>Ga<sub>0,47</sub> In<sub>0,53</sub> As</b>	10.77	11.10	17.67

Tabla 1.3 Relación entre la movilidad de los electrones  $\mu_n$  y la movilidad del Si  $\mu_{Si}$  para los distintos semiconductores utilizados en aplicaciones de microondas en función del dopado.

En la figura 1.6, se muestra la variación de la velocidad de arrastre de los electrones en función del campo eléctrico, para los semiconductores más utilizados en aplicaciones de microondas a temperatura ambiente (300K) [6, 7, 9, 11]. El silicio presenta una velocidad de arrastre alejada de la que tienen los materiales compuestos por elementos de los grupos III y V de la tabla periódica a intensidades de campo inferiores a 20 kV/cm, que es el rango de validez de la expresión (1.5). Si la intensidad de campo aumenta, la velocidad de arrastre se satura

para el Si, pero aparece un pico superior a la velocidad de saturación para los demás materiales. Si se sigue aumentando el campo, los materiales de los grupos III y V, presentan una zona de movilidad diferencial negativa antes de llegar al valor de saturación para la velocidad de arrastre, dicha velocidad de saturación se sitúa en torno a  $10^7$  cm/s para todos los materiales semiconductores.

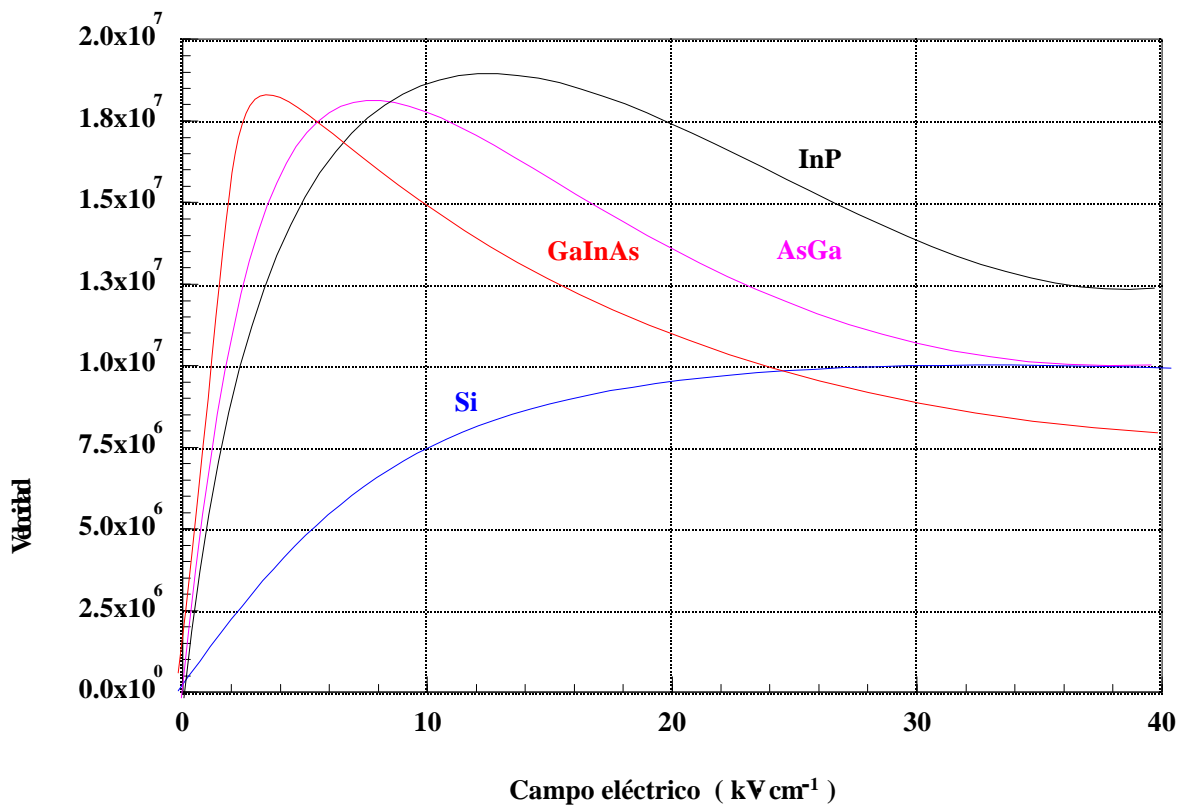


Figura 1.6 Variación de la velocidad de arrastre frente al campo eléctrico aplicado para varios semiconductores de tipo n con una densidad de impurezas donadoras de  $10^{17} \text{ cm}^{-3}$ .

La zona de movilidad diferencial negativa, para el caso del AsGa origina el llamado efecto Gunn, por mediación del cual electrones de la banda de conducción pasan a una segunda banda de conducción donde la movilidad es menor. Al disminuir la movilidad de los electrones, y en virtud de (1.5) también lo hace la velocidad de arrastre, y como queda patente en (1.6) también disminuye la corriente de arrastre. En el caso de un transistor MESFET, este efecto Gunn es el responsable de que disminuya la corriente de drenador.



Si se aumenta el campo eléctrico en el semiconductor, por encima del nivel de saturación de la velocidad de arrastre, el exceso de energía adicional asociado a este campo eléctrico, puede ser tal que supere un valor crítico  $E_{\text{critico}}$ , a partir del que cualquier colisión del portador de carga con la red cristalina, hace que se libere un par electrón-hueco, como queda patente en [6]. En este caso la energía de la colisión puede excitar a un electrón de la banda de valencia y llevarlo a la banda de conducción, este nuevo portador junto con los dos que anteriormente permanecían en la banda de valencia son acelerados nuevamente por el campo eléctrico, y pueden participar en otras colisiones que generen nuevos pares electrón-hueco. El proceso se repite, aumentando el número de portadores, que a su vez generan elevadas corrientes eléctricas, produciendo la ruptura por avalancha del dispositivo y por tanto su destrucción, este fenómeno se denomina “breakdown” de DC. Existe una tensión llamada tensión de breakdown, a partir de la cual se supera la intensidad de campo crítica y se produce la ruptura por avalancha del dispositivo. El proceso de avalancha en sí no se trata de un proceso destructivo para la estructura cristalina del semiconductor, lo que produce la ruptura de la misma son las elevadas intensidades de corriente que se alcanzan. Así pues, si se supera la tensión de breakdown por un corto periodo de tiempo (pulsado el punto de polarización ó mediante excursiones del mismo a alta frecuencia), los portadores del material en cuestión no tienen la suficiente energía para producir la avalancha. Es por esta razón que las características del breakdown de DC de un MESFET o un HEMT son distintas que las características del breakdown de RF. Como se verá en el capítulo 2 ésta es una de las razones de que se emplee la medida pulsada para la caracterización de los dispositivos MESFET y HEMT, ya que se pueden obtener las características I-V del dispositivo, en unas condiciones próximas a las que de RF, [12-16]. En transistores MESFET y HEMT en los que la anchura de la barrera Schottky sea delgada, que posean una alta densidad de electrones libres a un lado de la barrera y una alta densidad de estados permitidos desocupados al otro lado de esta, se produce la llamada ruptura Zenner o breakdown Zenner. Dicha ruptura Zenner se origina cuando un número significativo de portadores atraviesa la unión Schottky por efecto túnel generando una corriente eléctrica que acaba destruyendo la estructura del dispositivo.



### **1.3 FUNDAMENTOS FÍSICOS DE LOS DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES**

Efectuando una clasificación clásica de los dispositivos semiconductores como la propuesta en [9], se pueden distinguir dos grandes grupos: los dispositivos homopolares por un lado y los dispositivos bipolares por el otro. Los dispositivos homopolares, son aquellos en los que sólo interviene un tipo de portadores de carga, bien los electrones, o bien los huecos, generalmente se trata de electrones puesto que éstos poseen mayor movilidad que los huecos, como se ha puesto de manifiesto para el caso del silicio en la figura 1.5.

Entre los dispositivos homopolares, destacan el diodo de barrera Schottky y los transistores de efecto campo, en todas sus variantes JFET, MISFET (o MOSFET) y MESFET. Los dispositivos bipolares son aquellos en los que electrones y huecos intervienen en el funcionamiento de los mismos, dentro de esta familia se encuentra el diodo de unión P-N y el transistor bipolar BJT (Bipolar Junction Transistor).

Un grupo de dispositivos semiconductores que por su importancia merece una clasificación aparte de las mencionadas anteriormente, son los dispositivos de heterounión, o heteroestructuras, dentro de los cuales se encuentran los transistores HBT y los transistores HEMT en sus diferentes variantes: HEMT convencional, P-HEMT (Pseudomorphic HEMT), P-HEMT en tecnología de InP y HEMT de pozo cuántico. A continuación, se comentará muy brevemente el funcionamiento de algunos dispositivos semiconductores, usualmente utilizados en aplicaciones de microondas. Se hará hincapié en los transistores MESFET y los transistores HEMT, puesto que son los dispositivos que se van a estudiar en profundidad a lo largo de esta tesis doctoral.

#### **1.3.1 DIODO DE BARRERA SCHOTTKY**

Una estructura equivalente al diodo de unión P-N en silicio es el diodo de barrera Schottky formado por una unión Metal-Semiconductor como se representa en la figura 1.7 . El flujo de corriente en este tipo de diodos, es debido a los portadores mayoritarios, generalmente electrones, debido a que éstos viajan a velocidades superiores que los huecos. Así pues, la gran mayoría de las uniones Schottky con las que se trabaja son semiconductores de tipo n. Al



no existir efectos de almacenamiento de portadores minoritarios los diodos Schottky presentan un excelente comportamiento hasta frecuencias muy elevadas, superiores a los 100 GHz.

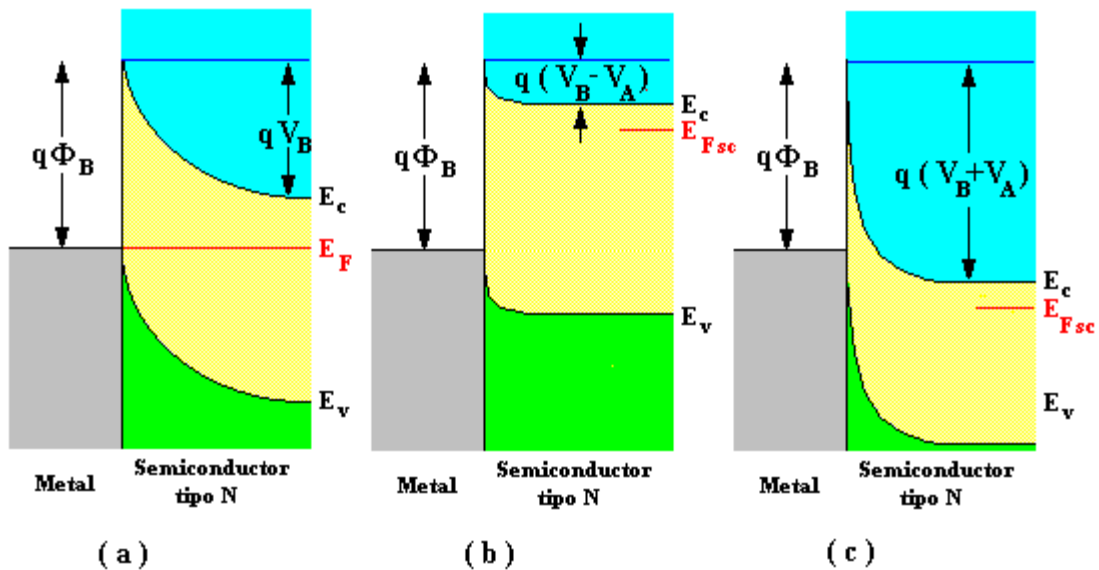


Figura 1.7 Diodo de Barrera Schottky a) Sin polarización b) Directamente polarizado c) Inversamente polarizado.

El modo de operación de los dispositivos de barrera Schottky queda ilustrado en la figura 1.7, en la que se puede observar que el metal juega el papel de un semiconductor  $p^+$  mientras que el semiconductor es de tipo  $n$ . La tensión aplicada  $V_A$  se suma o se resta a la tensión de barrera  $V_B$ , dependiendo si nos encontramos en polarización inversa ó directa, respectivamente. La relación tensión-corriente que gobierna un diodo Schottky es de la forma:

$$I = I_0 \cdot \left( e^{\left( \frac{qV}{n \cdot K \cdot T} \right)} - 1 \right) \quad (1.6)$$

El termino  $I_0$  se puede calcular en función del flujo de electrones que atraviesan la barrera de potencial  $\Phi_B$  vista desde el metal. De esta manera, la emisión termoiónica es el efecto dominante y se puede escribir:

$$I_0 = Area_{Dispositivo} \cdot A^* \cdot T^2 \cdot e^{\left(\frac{-q \cdot \Phi_B}{K \cdot T}\right)} \quad (1.7)$$

donde  $A^*$  es la constante de Richardson de valor  $120 \text{ A cm}^{-2} \text{ K}^{-2}$ ,  $n$  es el factor de idealidad (se considera que se tiene un buen diodo Schottky cuando el valor de  $n$  es próximo a la unidad),  $K$  la constante de Boltzmann de valor  $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J / K}$  y  $T$  la temperatura de la unión en grados Kelvin.

No todos los contactos metal-semiconductor tienen características de diodo, si el semiconductor se encuentra altamente dopado ( $N_A$  ó  $N_D \gg 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  siendo  $N_A$  la densidad de impurezas aceptores y  $N_D$  la de donadoras), el espesor de la barrera es mínimo, y los electrones pueden atravesar la barrera por efecto túnel. Bajo estas condiciones, la corriente puede fluir igualmente bien en ambas direcciones, y se pierde la característica de diodo. A este fenómeno se le denomina contacto óhmico y de hecho es la explicación física para la mayoría de los contactos óhmicos de los dispositivos semiconductores.

### **1.3.2 TRANSISTORES DE EFECTO CAMPO**

Existen tres tipos básicos de transistores de efecto campo: el JFET (Junction Field Effect Transistor), el MISFET o MOSFET (Metal Isolated Semiconductor Field Effect Transistor ó Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) y el MESFET (Metal Semiconductor Field Effect Transistor). Los transistores MOS o MOSFET basados en una tecnología de silicio se usan extensivamente en la industria de circuitos integrados, y sobre todo en la circuitería digital. Los MESFET se basan principalmente en tecnología de arseniuro de galio, y aunque existen MESFET basados en tecnología de Si son poco usados, tal como se muestra en [17]. Los transistores MESFET son utilizados tanto en circuitería analógica como digital a frecuencias de microondas.

El transistor MESFET consta de un sustrato semiaislante de AsGa sobre el que se construyen dos capas de semiconductor, una intrínseca y otra de tipo  $n$ , que constituye el canal del dispositivo. Sobre este sustrato, se crean las metalizaciones de fuente “Source”, drenador “Drain” y puerta “Gate”. La metalización de la puerta forma una barrera Schottky con la capa



de semiconductor tipo **n**. La capa de semiconductor intrínseco ó buffer reduce la difusión de impurezas no deseadas en la capa de semiconductor **n** procedentes del sustrato, lo cual contribuye a la reducción de la figura de ruido del transistor.

Para comprender su funcionamiento, se ha de efectuar la aproximación de canal gradual de Schockley [5], la cual que describe el canal como una zona de anchura no uniforme, como se muestra en la figura 1.8, donde el efecto resistivo de la conducción de canal, se ve modulado por la aplicación de una tensión  $V_{gs}$  entre la Gate y la Source del dispositivo. Dicho en otras palabras, con la diferencia de potencial entre Gate y Source se controla la anchura de canal, y por tanto, el flujo de electrones que lo atraviesan.

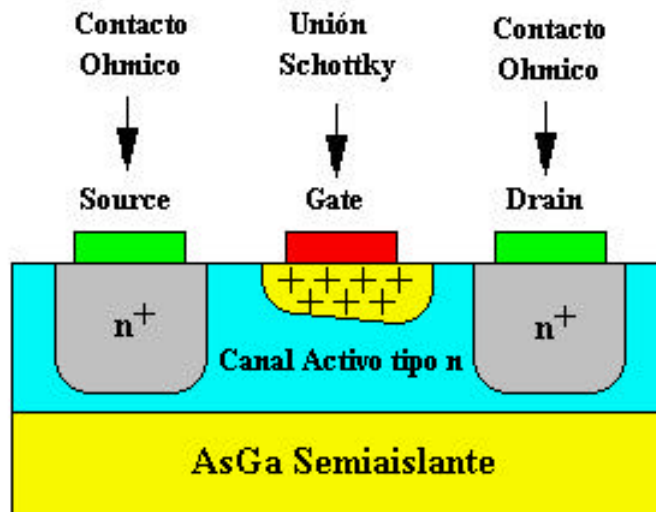


Figura 1.8 Sección típica de un transistor MESFET.

Atendiendo al signo de la tensión umbral  $V_t$ , a partir de la cual el canal del transistor se abre, y éste empieza a conducir, se pueden clasificar los transistores MESFET en dos grupos, el primero llamado *Normally ON* para aquellos transistores que poseen una  $V_t < 0$  y los *Normally OFF* para los que  $V_t > 0$ . Los transistores utilizados en aplicaciones analógicas generalmente son transistores que actúan en la zona de depleción o *Normally ON*, mientras que para aplicaciones de tipo digital se utilizan MESFET que actúan en la zona de enriquecimiento o *Normally OFF*. En los últimos tiempos, ha surgido alguna tecnología como

la ER07AD de PHILIPS en la que es posible mezclar ambos tipos de transistores en la misma oblea pero no suele ser lo usual, [18]. Aunque los transistores *Normally ON* también pueden actuar en la zona de enriquecimiento como se muestra en la figura 1.9, lo usual es que la tensión de control  $V_{gs}$  varíe en la zona negativa, un rango típico para dispositivos de media potencia abarca desde -2 ó -3V hasta los 0V. Como la tensión umbral para los *Normally OFF* es positivo, el rango de variación de la tensión de control  $V_{gs}$  es siempre positivo. Es necesario resaltar que la clasificación anterior también es válida para dispositivos HEMT, como se verá más adelante.

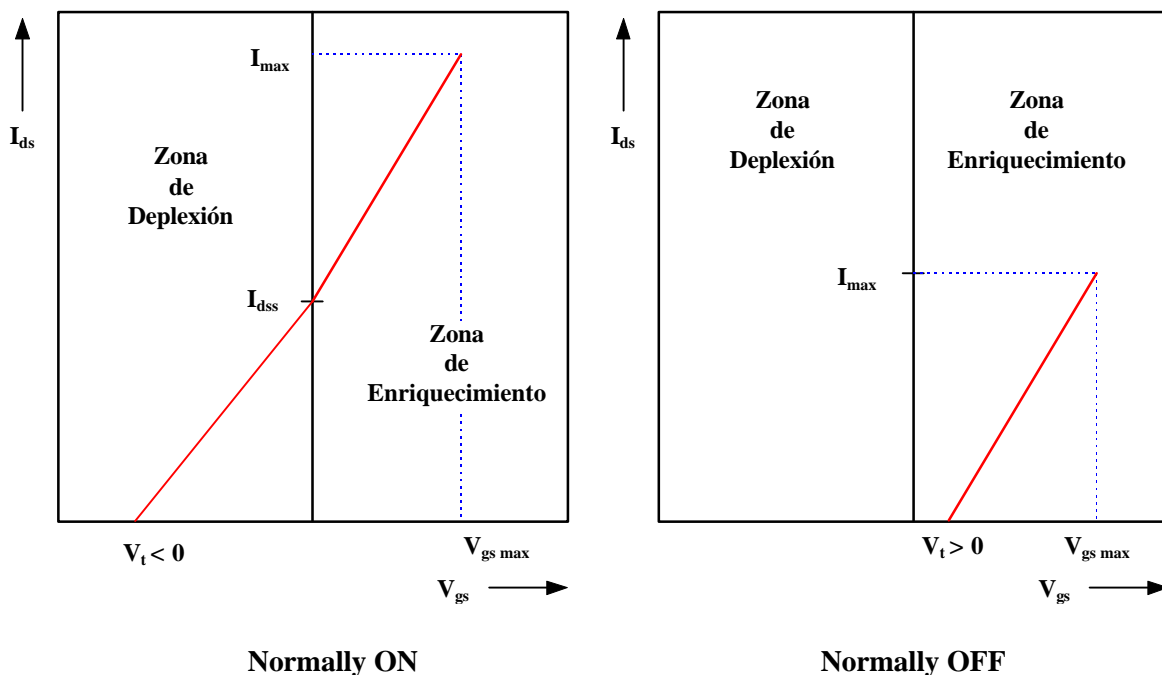


Figura 1.9 Característica de transferencia en régimen de saturación para MESFET de normally-on y normally-off.

En cuanto a los modos de funcionamiento de un dispositivo MESFET, se pueden distinguir tres regiones claras a partir de sus curvas características, como se ilustra en la figura 1.10 para el caso de un transistor de deplexión. La primera zona es la llamada *región de pinch-off o zona de corte*, en la cual el canal del transistor se encuentra totalmente cerrado por no haberse superado la tensión umbral  $V_t$ , y por tanto no circula la intensidad por el terminal de drenador. La segunda zona es la llamada *región lineal*, en la cual pequeñas variaciones de la





puede observar que dentro de la zona de saturación aparece una región denominada zona prohibida, dicha región no debe ser utilizada nunca para polarizar el transistor, puesto que se supera la máxima potencia que es capaz de disipar el dispositivo y éste puede quedar dañado definitivamente.

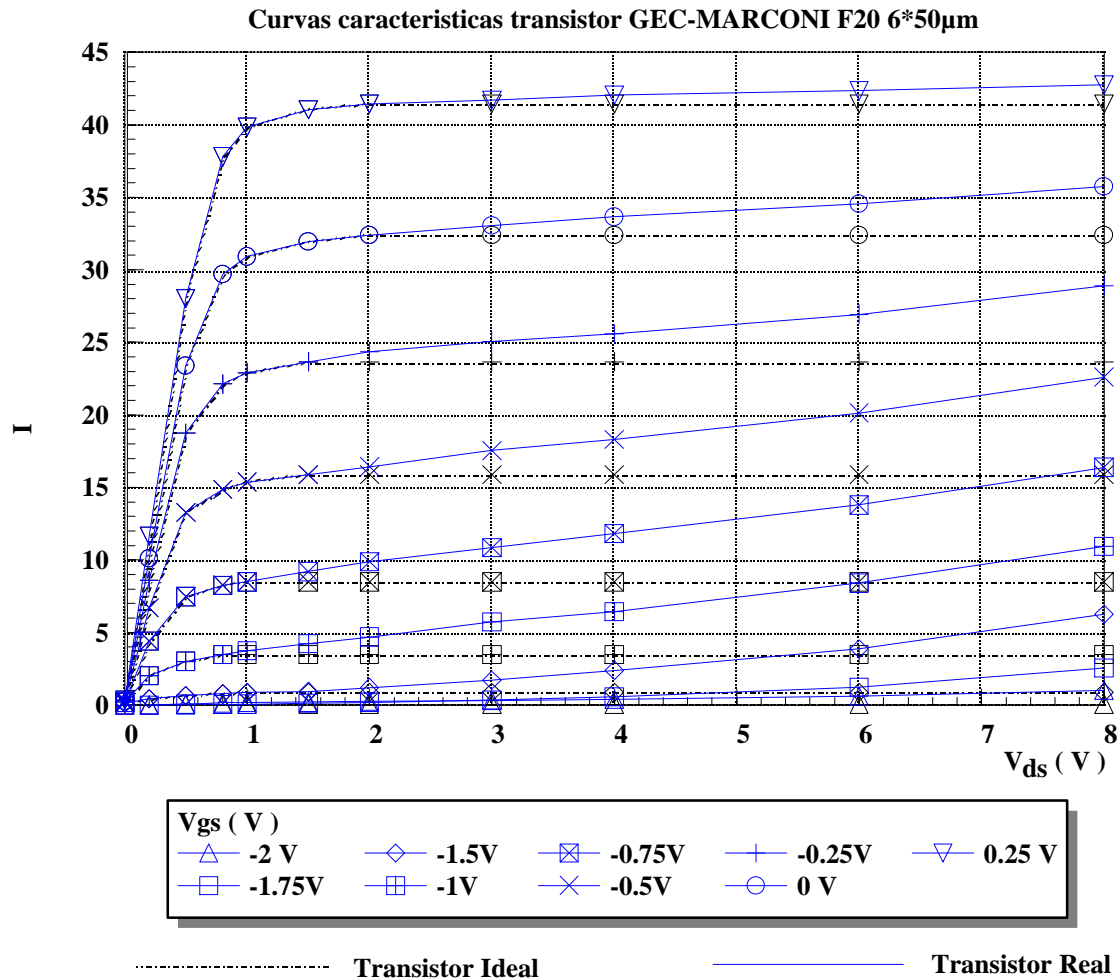


Figura 1.11(a) Gráfica comparativa de la características I-V entre un transistor MESFET de 6\*50µm real y un transistor idealizado.

Los valores máximos de potencia que son capaces de disipar estos transistores varían en función del tipo de tecnología y de fabricante, por ejemplo los transistores MESFET de la foundry PHILIPS de tecnología D07A son capaces de disipar 150mW por mm<sup>2</sup> de area, por lo que el diseñador ha de tener muy en cuenta estos límites de potencia a la hora de seleccionar el punto de trabajo del dispositivo.



Curvas características transistor GEC-MARCONI F20 Bath-tub 10\*140µm 1º RUN

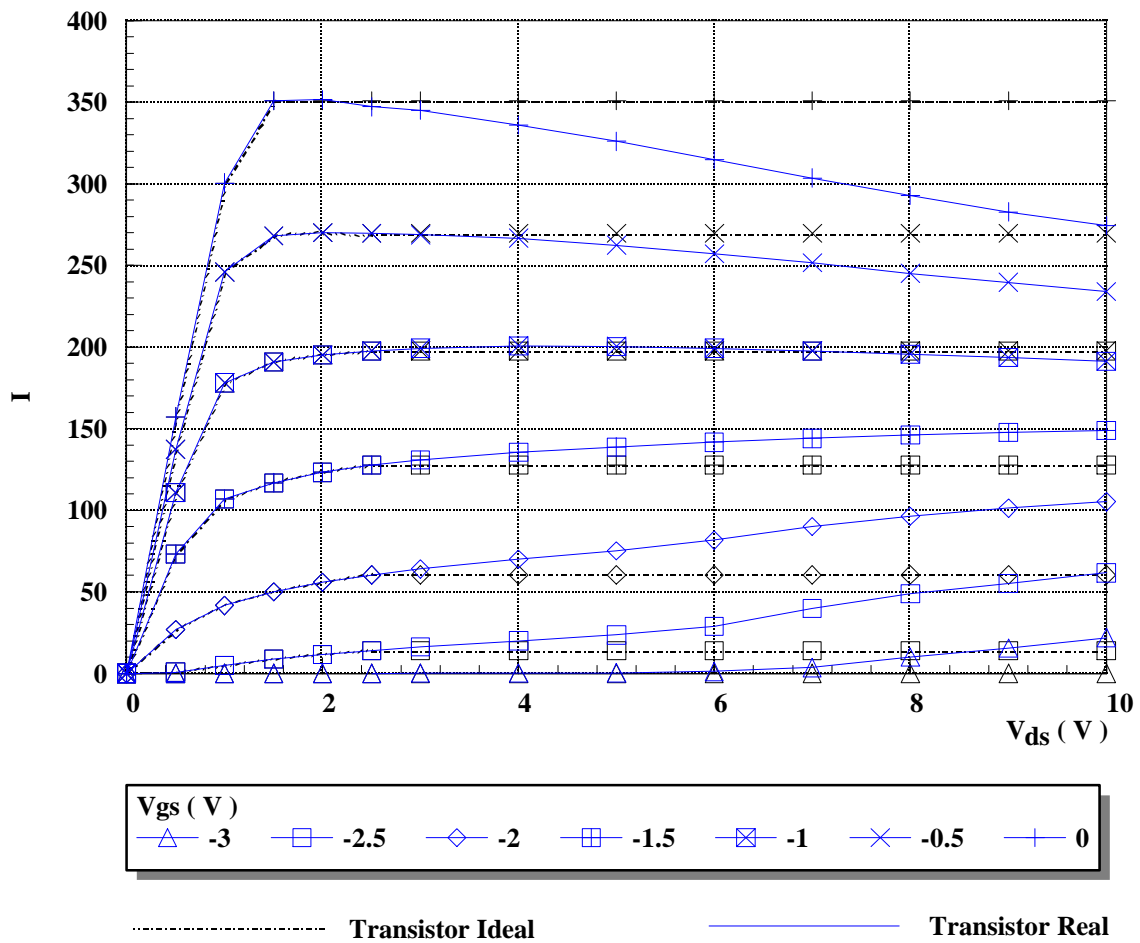


Figura 1.11(b) Gráfica comparativa de la características I-V entre un transistor MESFET de depleción “Normally ON” de media potencia idealizado y uno real.

No existe una región única de trabajo para el transistor MESFET, ya que ésta depende del tipo de aplicación que se le vaya a dar al mismo. De esta manera, pueden encontrarse circuitos que utilicen las diferentes zonas de polarización. Así pues, para el diseño de amplificadores lineales, la región usual de es la zona que aparece limitada entre las líneas discontinuas de la figura 1.10 (zona de saturación), la zona del codo es utilizada en el diseño de los denominados mezcladores de Drain, y la zona del pinch-off es utilizada tanto para el diseño de los denominados mezcladores de Gate, como de los amplificadores en clase C. En



cambio para el diseño de mezcladores de Source se utiliza el centro de las curvas características.

En las figuras 1.11(a) y 1.11(b) se muestran las curvas características reales de dos transistores MESFET, comparándose con la característica ideal en ambos casos. En la primera ilustración se muestran las curvas características de un transistor de baja potencia de  $6 \times 50 \mu\text{m}$  de anchura de puerta y de  $0.5 \mu\text{m}$  de longitud de puerta. Se puede observar que la pendiente de las curvas en la zona de saturación es positiva y no nula como en el caso ideal. Este comportamiento se da en la inmensa mayoría de los transistores MESFET de baja potencia y en los dispositivos HEMT [7, 18].

En la figura 1.11(b), se puede apreciar que la pendiente de las curvas características del transistor de media potencia  $10 \times 140 \mu\text{m}$  comienza siendo positiva para tensiones de  $V_{gs}$  pequeñas, y gradualmente se va haciéndose negativa. Este comportamiento anómalo es debido al denominado efecto térmico o de calentamiento de canal, por el cual se produce un aumento de la resistencia de canal y a los portadores de corriente les es más difícil atravesar el mismo. Es por ello que en la zona de saturación la corriente de drenador  $I_d$  no es constante como sería de esperar en un transistor ideal, sino que disminuye muy lentamente conforme aumenta la tensión  $V_{ds}$ . Una justificación más detallada del efecto térmico basada en la física del semiconductor puede encontrarse en [6].

El nivel de corriente para tensión de puerta nula  $V_{gs} = 0$  recibe el nombre de **corriente de saturación**  $I_{dss}$ , parámetro al cual generalmente los diseñadores suelen referir a los demás niveles de intensidad de Drain correspondiente al punto de polarización considerado en términos de tanto por ciento de dicha corriente ( $\% I_{dss}$ ). La clasificación en regiones de las curvas características de continua que se acaba de mostrar es válida para los demás dispositivos de efecto campo (FET).



### **1.3.3 HETEROESTRUCTURAS**

Las modernas técnicas de crecimiento epitaxial (MBE Molecular Beam Epitaxy) y de deposición de metal por vapores orgánicos (MOCVD Metal Organic Chemical Vapour Deposition) han permitido hacer crecer paredes muy delgadas de material semiconductor con una energía del gap controlada, y por tanto poner en contacto semiconductores con energías del gap diferentes. De esta manera, han surgido varios nuevos tipos de dispositivos semiconductores como son: los transistores bipolares de heterounión HBT, los transistores de alta movilidad de electrones HEMT, los diodos láser y los diodos LED. Estos dos últimos tipos muy utilizados en la actualidad en aplicaciones de optoelectrónica [17]. Las heteroestructuras formadas entre el AsGa y el AlGaAs y entre el InGaAs y AlGaAs son particularmente interesantes para la fabricación de dispositivos HEMT los cuales serán tratados ampliamente a lo largo de este trabajo.

Las heteroestructuras presentan a los ingenieros dos tipos de dificultades bien diferenciadas: una es la de fabricación del dispositivo, y la otra es la de modelado de las mismas. El proceso de fabricación requiere que la densidad de dopado, el espesor de las distintas capas que constituyen el dispositivo y la composición química del material de las mismas deben de ser alteradas de una forma brusca durante todo el proceso de fabricación. Por ello, el dopado, el espesor de las capas y la composición de las mismas deben de ser muy cuidadosamente controladas por parte del fabricante, para poder obtener dispositivos que funcionen correctamente. Por otro lado las heteroestructuras también presentan complejidad en la descripción física del comportamiento del dispositivo. Las discontinuidades de la energía del gap afectan al flujo de corriente y a la distribución del campo eléctrico, como efectos de primer orden. Todo este tipo de fenómenos deben ser tenidos en cuenta para obtener modelos físicos de este tipo de semiconductores.

Los transistores bipolares de heterounión HBT, juegan el papel de los transistores bipolares BJT de silicio, mientras que los dispositivos HEMT son el equivalente en heteroestructura a los transistores MESFET.

### 1.3.3.1 TRANSISTOR BIPOLAR DE HETEROUNION (HBT)

Es conocido por todos que en un transistor del tipo BJT el flujo de portadores del emisor a la base que predomina es el de los portadores mayoritarios del emisor, (esto es electrones en un transistor n-p-n). O dicho en otros términos, la eficiencia  $\gamma$  definida como la razón entre la corriente debida a los portadores mayoritarios y la corriente total que circula a través de la base es próxima al 100%. Generalmente esto se puede llevar a cabo haciendo que la densidad de portadores en el emisor sea al menos 100 veces superior que la de base. Esta condición hace que el BJT no sea un dispositivo deseable para trabajar en altas frecuencias, debido a que, como consecuencia de esta diferencia de dopado, la resistencia de base es bastante alta lo cual, a su vez, hace que exista un gran tiempo de carga de la red RC formada por dicha resistencia y la capacidad de unión, [9]. Este problema deja de existir si se dispone de un emisor que tenga una energía del gap mayor que la de la base.

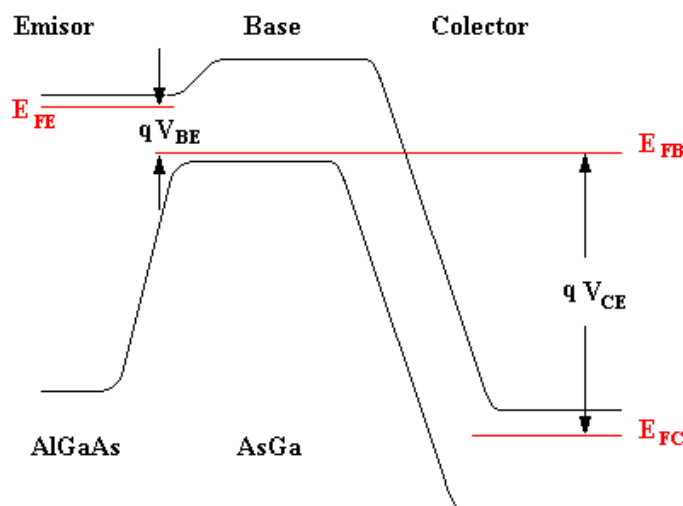


Figura 1.12 Diagrama de bandas de energía de un transistor n-p-n de heterounión.

En la figura 1.12, se puede visualizar un HBT de tipo n-p-n, para esta figura se puede observar que la corriente de huecos no deseada, se elimina virtualmente con la barrera de potencial que los huecos han de atravesar para traspasar el material de estrecha energía del gap de la base al material de ancha energía del gap del emisor, obteniéndose pues dispositivos de alta eficiencia.



### 1.3.3.2 TRANSISTOR HEMT

El transistor HEMT (High Electron Mobility Transistor) surge como otro método de eliminar las limitaciones inherentes de los dispositivos convencionales de efecto campo. La densidad óptima de portadores en el canal de un transistor MESFET es del orden de  $10^{23} \text{ m}^{-3}$ . Debido a las impurezas donadoras, se produce una disminución de la movilidad de los portadores en el canal, lo que degrada el comportamiento del dispositivo. En cambio, en un dispositivo HEMT, el dopado no es tan alto como en el MESFET y los portadores móviles se encuentran constreñidos a moverse en una zona de muy alta movilidad, esta zona recibe el nombre de gas de electrones bidimensional “2-D electron gas”, el nombre de esta zona ha originado que algunos autores denominen al HEMT con las siglas TEGFET (Two Dimensional Electron Gas FET), aunque no es una nomenclatura muy extendida. Otras nomenclaturas que se pueden encontrar en la literatura [7,19,20,21] para designar a los transistores HEMT de alta movilidad son las siguientes: HFET (Heterostructure FET), SDHT (Selectively Doped Heterostructure Transistor) y MODFET (Modulation Doped FET). Todos estos nombres hacen referencia a algún aspecto sobre el comportamiento del dispositivo, bien relativo a su tecnología de construcción, o bien a su funcionamiento eléctrico.

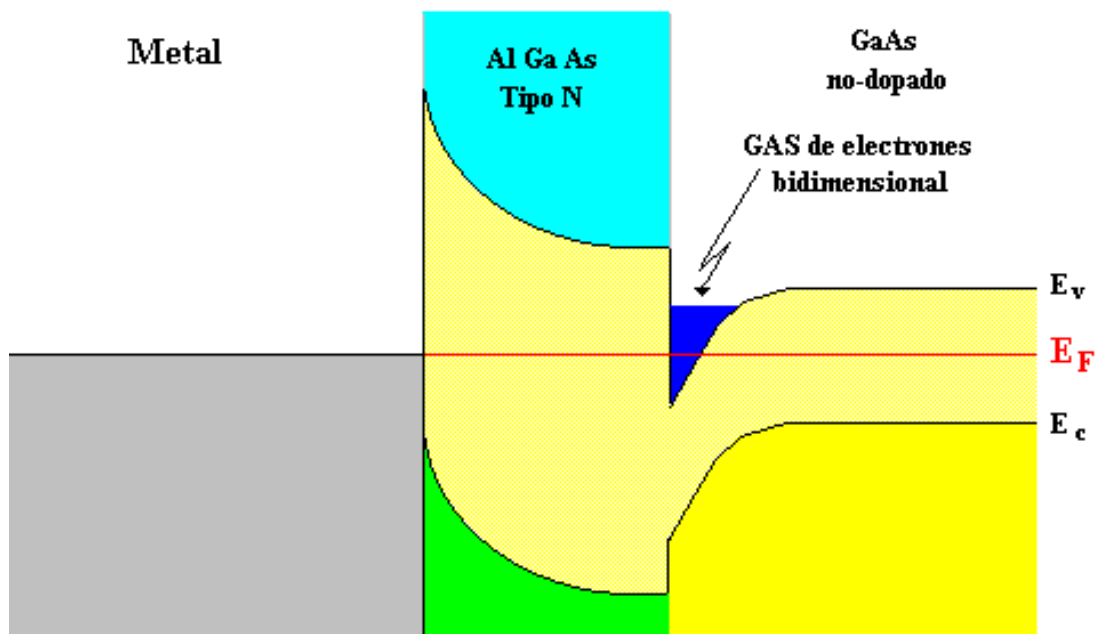


Figura 1.13 Diagrama de bandas del HEMT mostrando el gas bidimensional de electrones

En la figura 1.13, se puede ver un diagrama de bandas típico de este tipo de dispositivos. Puede observarse que los electrones están obligados a moverse en el pozo de potencial formado en el AsGa debido a la diferencia entre las energías del *gap* de los materiales que forman la heteroestructura (AlGaAs y GaAs en este caso). Estos dispositivos han mostrado mejores propiedades que los MESFET de similares dimensiones, y baja potencia, pero, debido a que es un dispositivo que se encuentra en fase experimental para aplicaciones de potencia, como se verá a lo largo de este trabajo, se le prevé un periodo de convivencia con el MESFET a corto y medio plazo [17]. En la figura 1.14, se muestra la composición de una estructura HEMT convencional. Como en el caso del transistor MESFET, puede observarse la existencia de tres electrodos (Source, Gate y Drain) en la superficie de la estructura del semiconductor. Los contactos de Source y de Drain son contactos óhmicos, mientras que el contacto de Gate es una barrera Schottky.

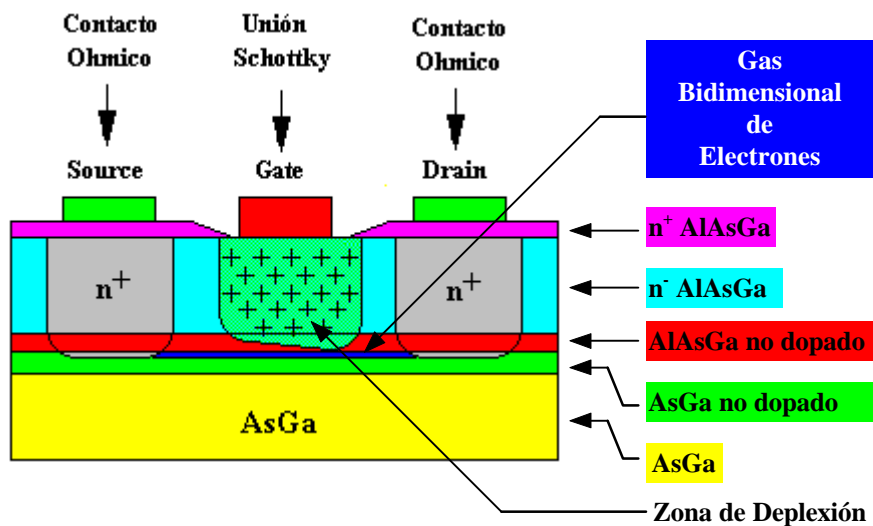


Figura 1.14 Corte esquemático de una estructura HEMT convencional.

Si se compara la estructura del transistor MESFET mostrada en la figura 1.2 con la del transistor HEMT mostrado aquí, se puede observar que esta última es mucho más compleja. Esta complejidad está asociada a las dificultades de fabricación de los mismos, ya que se necesita utilizar tecnología más avanzada que en el caso de los MESFET lo que conlleva a un valor añadido del producto. Pero aún así el transistor HEMT es muy interesante a la hora de



ser utilizado como componente de los diseños a frecuencias de microondas, debido a su baja figura de ruido y a su excelente comportamiento a elevadas frecuencias (60 GHz).

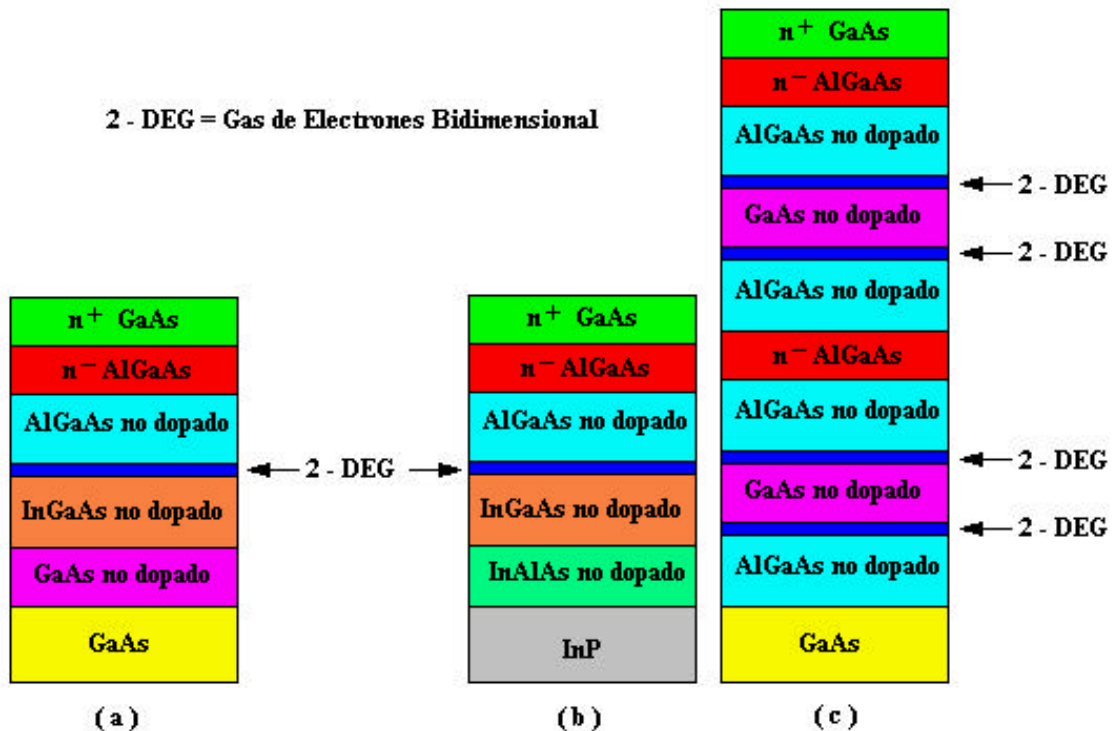


Figura 1.16 Estructuras alternativas de transistores HEMT.

- (a) HEMT pseudomórfico.
- (b) HEMT pseudomórfico basado en tecnología de InP.
- (c) HEMT de pozo cuántico múltiple.

La figura 1.15 (a) muestra las capas que se requieren para fabricar un HEMT pseudomórfico. Se debe resaltar que este tipo de HEMT pseudomórfico o PHEMT es similar al HEMT convencional, pero su diferencia radica en que posee una capa adicional de InGaAs. En la figura 1.15 (b) se muestra la estructura de los HEMT basados en tecnología de fosforo de indio InP, estos dispositivos son interesantes para ciertas aplicaciones en la banda de milimétrica. La figura 1.15 (c) ilustra la distribución de las capas para la fabricación del un dispositivo HEMT múltiple de pozo cuántico, este tipo de dispositivos se utiliza para incrementar la potencia de los mismos, es precisamente por esta razón que éste tipo de transistores HEMT se encuentra en estudio actualmente por parte de las foundries.

## 1.4 MODELADO CIRCITAL LINEAL DE TRANSISTORES MESFET Y HEMT

El modelado lineal ó modelado de pequeña señal es muy importante para el estudio y desarrollo de circuitos activos a frecuencias de microondas, y prueba de ello es la extensa literatura que ha aparecido en los últimos años al respecto [22-37]. Estos modelos lineales, también denominados de pequeña señal, representan el enlace mas sencillo entre los parámetros de scattering y los procesos de tipo eléctrico que transcurren en el dispositivo. Cuando se ha efectuado una correcta extracción de los elementos que componen dicho modelo de pequeña señal, se obtiene un comportamiento excelente de los parámetros de scattering modelados a partir de dichos elementos. Además es posible efectuar una extrapolación del comportamiento del dispositivo, más allá de las posibilidades del equipo de medida. Otra de las ventajas que presenta este tipo de modelos, es la posibilidad de efectuar un escalado de los elementos que componen dicho modelo en función de la anchura de puerta  $W$  y el número de dedos  $F_{num}$  de cada dispositivo para una tecnología de una foundry dada, dato muy importante a la hora de efectuar diseños MMIC. En la figura 1.17, se puede observar con detalle las dimensiones más importantes para un transistor MESFET/HEMT.

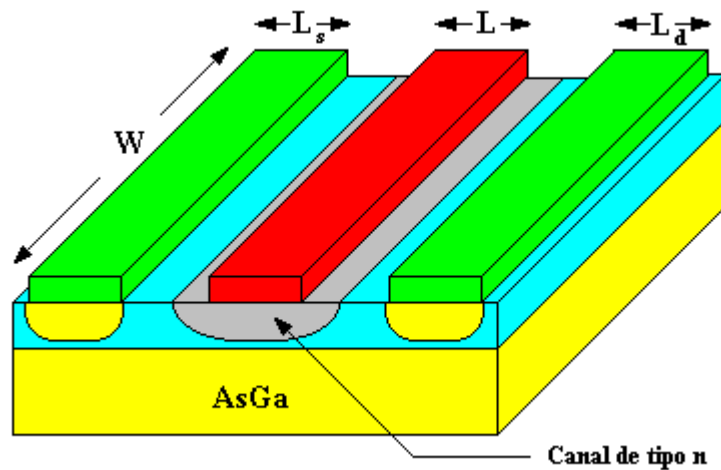


Figura 1.17 Detalle de las dimensiones de interés para un transistor MESFET/HEMT.  $W$  es la anchura de puerta,  $L$ ,  $L_d$  y  $L_s$  la longitud de puerta, drenador y fuente respectivamente.

Atendiendo a la morfología que presenta la puerta del transistor en la máscara o “layout”, es posible clasificar los transistores de la siguiente manera: con puerta en forma de T, o con puerta en forma de  $\Pi$ , tal como se muestra en la figura 1.18.

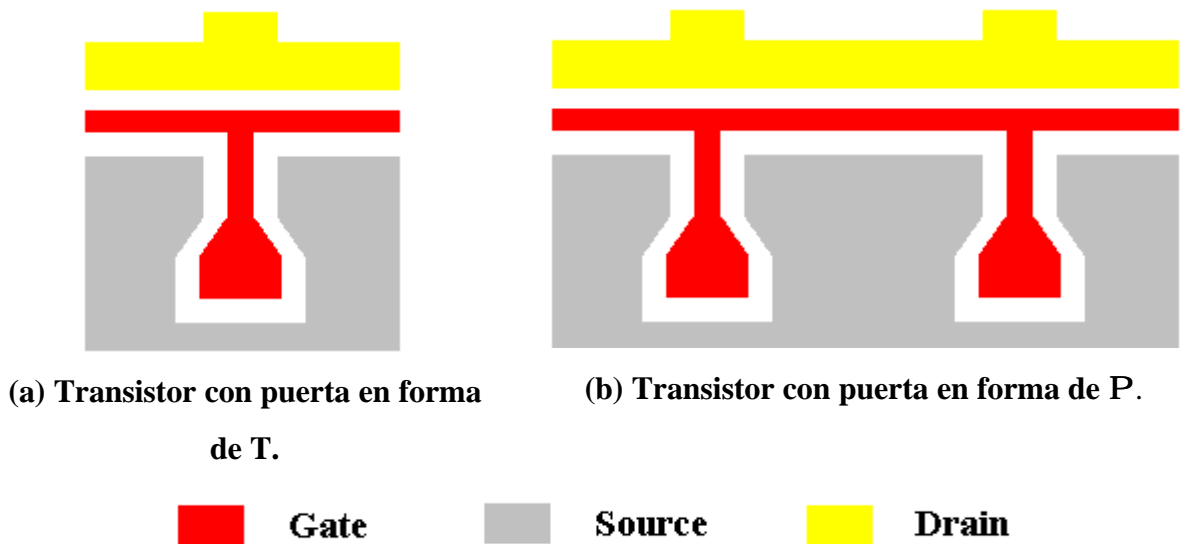


Figura 1.18 Clasificación de los transistores MESFET/HEMT en función de la morfología de la puerta.

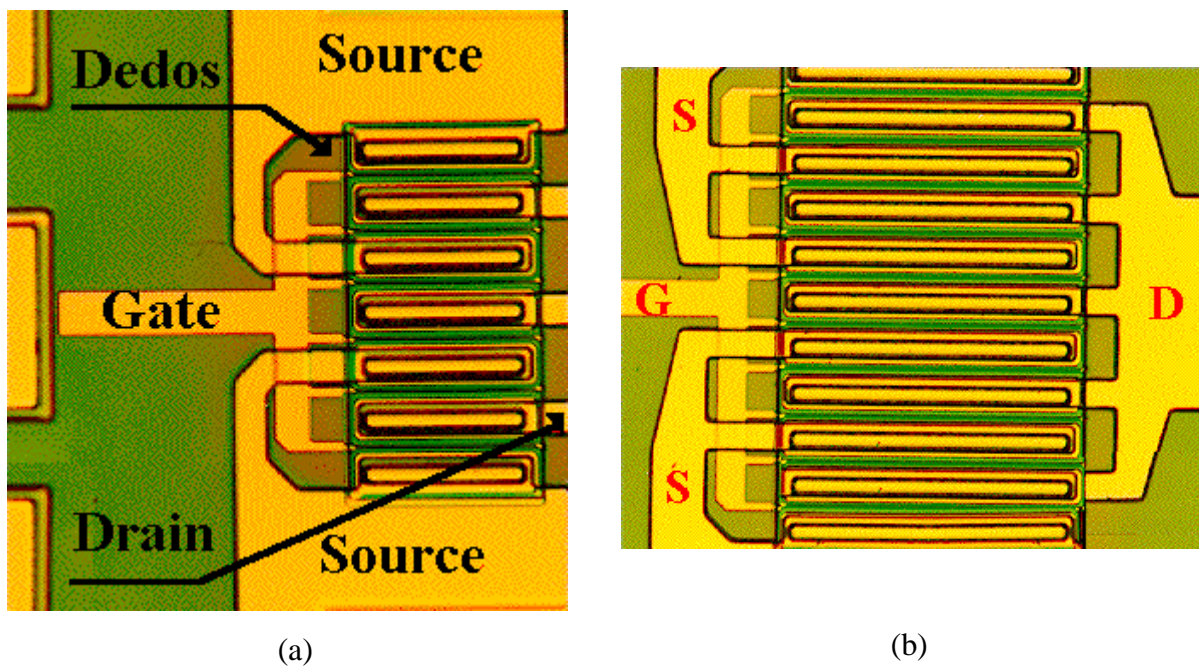


Figura 1.19 Microfotografías correspondientes a dos transistores F20 Bath-tub de la Foundry GEC-MARCONI, mostrando en detalle la morfología de los mismos (nótese la forma en  $\Pi$  de la Gate).

(a) Transistor de media potencia A1 de  $6 \times 120 \mu\text{m}$ .

(b) Transistor de alta potencia D2 de  $10 \times 200 \mu\text{m}$ .



Los dispositivos MESFET/HEMT con puerta en forma de T (generalmente de 1 solo dedo), son utilizados en aplicaciones de baja potencia, ya que la anchura de puerta es menor que en los transistores con puerta en forma de  $\Pi$  y por tanto estos últimos son capaces de soportar mayores niveles de potencia. Es por esta razón que la mayoría de los transistores que se han estudiado en esta tesis poseen la Gate en forma de  $\Pi$ , como los dos transistores mostrados en las microfotografías de la figura 1.19.

La estructura básica de un transistor MESFET es la mostrada en la figura 1.20, dicha estructura también puede ser utilizada para modelar dispositivos de tipo HEMT, ofreciendo excelentes resultados para ambos dispositivos (MESFET y HEMT) en un rango de frecuencias que abarca desde pocos MHz hasta frecuencias de 30-40 GHz para el caso de los MESFET y hasta 60 GHz en el caso de los HEMT.

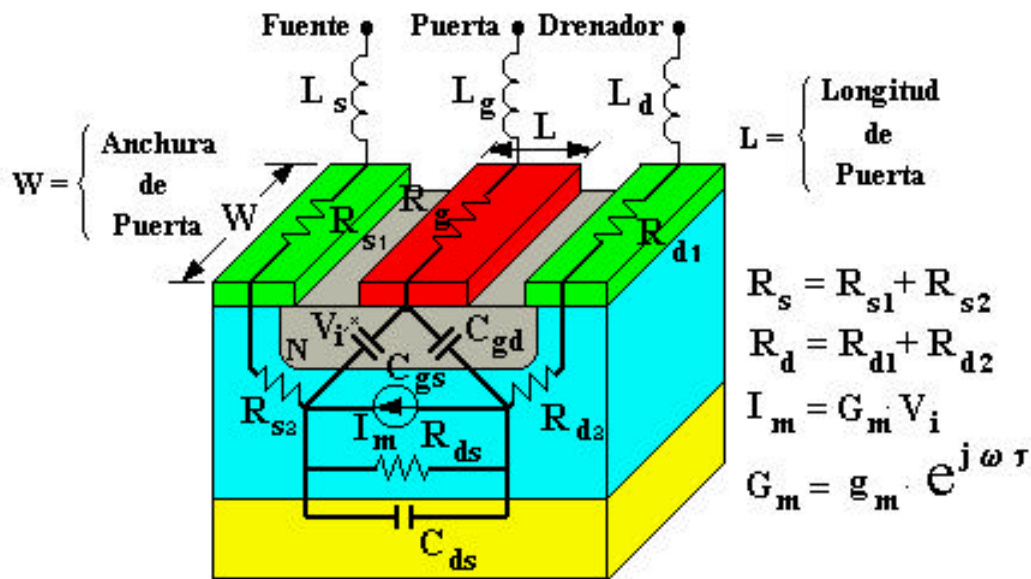


Figura 1.20 Modelo de pequeña señal para dispositivos MESFET/HEMT mostrando el origen físico de los elementos.

A lo largo de este capítulo se irán introduciendo otras topologías que se adaptarán en mayor o menor grado al comportamiento del dispositivo, en función del tipo de transistor, y



del fabricante del mismo. Todas estas diferentes topologías están basadas en la estructura ó celda básica presentada en la figura anterior, que es conocida en la literatura como modelo de Vendelin [22], aunque en este trabajo de tesis se denominará modelo de Vendelin-Dambrine, debido a las aportaciones efectuadas por G. Dambrine [26] en cuanto a la metodología de extracción del mismo.

En el modelo propuesto, se distinguen claramente dos tipos de elementos: los elementos intrínsecos ( $C_{gd}$ ,  $C_{gs}$ ,  $C_{ds}$ ,  $R_i$  y  $R_{ds}$ ) y los elementos extrínsecos o parásitos ( $R_s$ ,  $R_d$ ,  $R_g$ ,  $L_s$ ,  $L_g$ ,  $L_d$ ,  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$ ). Los extrínsecos son independientes del punto de polarización en que se encuentre el transistor, mientras que, los intrínsecos varían según el punto de polarización.

El modelo anterior es valido para dispositivos que no se encuentren encapsulados, bien en chip, o bien sobre un test fixture. Para extender los modelos de pequeña señal a los dispositivos encapsulados, en este trabajo de tesis se ha optado por introducir un modelo de cápsula formado por cinco elementos parásitos adicionales, que dan perfecta cuenta del comportamiento de la cápsula, tal como se muestra en la figura 1.21.

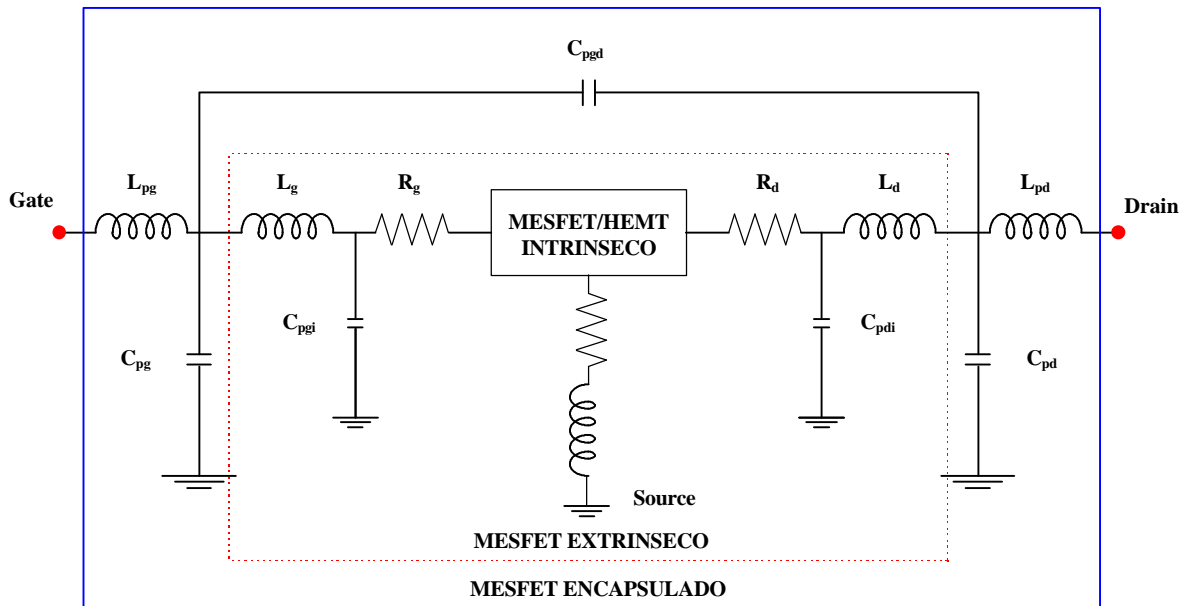


Figura 1.21 Elementos parásitos de un transistor MESFET/HEMT encapsulado, con la Source a masa.

Los elementos que modelan la cápsula del transistor son  $L_{pg}$ ,  $L_{pd}$ ,  $C_{pg}$ ,  $C_{pd}$  y  $C_{pgd}$ . Precisamente, debido a estos elementos parásitos adicionales, el comportamiento frecuencial de los dispositivos encapsulados se degrada a frecuencias más bajas que el deterioro sufrido por el mismo dispositivo sin cápsula. Aunque no es muy usual encontrarse en la literatura con modelos de cápsula para este tipo de dispositivos, se puede hallar alguna referencia [38], que trata el problema.

La tónica general de los modeladores suele ser la inclusión de los efectos parásitos introducidos por la cápsula en los parámetros extrínsecos debidos a los parásitos del chip, y así evitar el inconveniente de usar un modelo para la cápsula. Esta acción no deja de ser una aproximación, que enmascara el proceso de extracción y además desvirtúa el significado físico de los elementos extrínsecos propios del chip.

A la hora de proceder a la extracción matemática de modelos circuitales para dispositivos encapsulados, se presenta el inconveniente de que se deben efectuar medidas adicionales para obtener los valores de los elementos parásitos de la cápsula de forma unívoca, [38] tal como se mostrará en el capítulo 3, (nótese que se dispone de cinco nuevas incógnitas que se han de determinar) siendo además necesario el efectuar una posterior optimización de los resultados para minimizar los errores en la determinación de dichos valores. En definitiva el modelado de los dispositivos encapsulados es bastante más complejo que el de los dispositivos sin encapsular y, desgraciadamente, no abunda la literatura referente a ello, siendo éste uno más de los temas novedosos que ha aportado este trabajo de tesis al campo del modelado circuital de dispositivos MESFET y HEMT.

Seguidamente, se comentará el significado físico de los elementos extrínsecos ó parásitos de los dispositivos MESFET y HEMT que se acaban de presentar. Dichos elementos parásitos son comunes a todas las topologías intrínsecas que se van a presentar a lo largo de este capítulo.



### **1.4.1 Elementos parásitos ó extrínsecos:**

Dentro de los elementos parásitos ó extrínsecos al transistor, se ha de distinguir entre los elementos parásitos debidos a la propia construcción ó tecnología con la que se ha fabricado el dispositivo y los elementos parásitos ajenos al dispositivo, como pueden ser los introducidos por la cápsula para dispositivos encapsulados ó por los hilos de soldadura cuando se ha efectuado la medida del dispositivo sobre un test fixture.

#### **a) Inducciones de encapsulado $L_{pg}$ , $L_{pd}$ .**

Estas inductancias parásitas son debidas primordialmente a los hilos de oro soldados por termocompresión o ultrasonidos “*bond-wire*” que unen el dispositivo en chip a la cápsula, ó al test fixture y, por tanto, solo dependen de la longitud de dichos hilos. En caso que se esté estudiando un dispositivo en chip dichas inducciones parásitas no existen por lo que no deben de ser consideradas.

#### **b) Capacidades de encapsulado $C_{pg}$ , $C_{pd}$ , $C_{pgd}$ .**

Estas capacidades parásitas son originadas por el efecto capacitivo formado entre la cápsula y el substrato del dispositivo en chip. Por está razón su valor solo depende del tipo de cápsula que se emplee para encerrar el dispositivo. Estas capacidades usualmente toman valores del orden de 1 a 100 fF. Cuando se está caracterizando un dispositivo que carece de cápsula, dichas capacidades no deben de ser consideradas, puesto que no existen.

#### **c) Inducciones de acceso $L_s$ , $L_g$ , $L_d$ .**

El origen de estas inductancias parásitas son los contactos metálicos formados por la deposición de metal sobre la superficie del dispositivo. Debido a que estos contactos solo dependen del tipo de mascara o “*lay-out*” empleado en el diseño del dispositivo, su valor es esencialmente el mismo para dispositivos MESFET que para transistores HEMT. Para dispositivos de baja potencia, es decir cuya intensidad de saturación sea inferior a los 100 mA  $L_g$  y  $L_d$  presentan valores típicos que oscilan entre 1 y 20 pH, en cambio para dispositivos de

media-alta potencia los valores de  $L_g$  y  $L_d$  varían entre 20 y 100 pH. Podemos afirmar pues que  $L_g$  y  $L_d$  poseen una dependencia con el tamaño del FET y por tanto son objetivo a escalar, como se verá más adelante. La inductancia de Source  $L_s$  es generalmente más baja y su valor típico oscila entre 1 y 10 pH, pudiéndose obtener valores más bajos en dispositivos que utilicen la técnica de “*bias-hole*” para efectuar los contactos de masa.

#### **d) Resistencias de acceso $R_s$ , $R_g$ , $R_d$ .**

Las resistencias parásitas  $R_s$  y  $R_d$  se originan por la acumulación de dos efectos resistivos: el primero es debido a la resistencia formada por los contactos óhmicos de Source y Drain, el segundo es debido a la resistencia existente entre la capa dopada y los electrodos de puerta y drenador respectivamente. La resistencia de puerta es debida sólo a la metalización sobre el contacto de Gate. Los valores de  $R_s$  y  $R_d$  varían según el tipo de dispositivo típicamente entre 1 y 15  $\Omega$ , mientras que  $R_g$  suele variar entre 0.5 y 8  $\Omega$ . Aunque, a partir de las medidas, se puede visualizar una pequeña variación de los valores de  $R_g$ ,  $R_d$  y  $R_s$  con el punto de polarización, generalmente para los propósitos de modelado se suelen tomar constantes con la polarización [22-26] sin cometer un excesivo error.

#### **e) Capacidades de empaquetado $C_{pgi}$ , $C_{pdi}$ .**

Estas capacidades parásitas son originadas por el efecto capacitivo formado entre el dispositivo y el substrato del dispositivo en chip por lo que también se denominan capacidades del “*pad*”. Estas capacidades toman valores típicos de 1 a 20 fF, dependiendo del tipo de dispositivo, por lo que hay autores que debido a este pequeño valor no los suelen tener en cuenta a la hora de efectuar el modelado del transistor.



### **1.4.2 Modelos Intrínsecos de dispositivos MESFET/HEMT:**

Seguidamente, se introducirán los distintos modelos intrínsecos de pequeña señal para los transistores MESFET y HEMT que se han manejado a lo largo de este trabajo de tesis.

Los modelos que se van a presentar, son modelos que en un principio eran válidos solamente para transistores MESFET y en un rango restringido de frecuencias (típicamente hasta 10-12 GHz). Por ello, una de las aportaciones de este trabajo ha sido la puesta a punto de dichos modelos, mejorando las ecuaciones de extracción de los elementos por un lado y los métodos de medida por el otro, tal como se mostrará en detalle en los capítulos 2 y 3.

Como resultado, se ha verificado que dichos modelos son perfectamente válidos tanto para transistores MESFET como para dispositivos HEMT en un rango de frecuencias que abarca desde los cientos de MHz hasta los 40 GHz. El límite frecuencial de los 40 GHz es el límite frecuencial superior del analizador de redes HP8510C del que se ha dispuesto para efectuar las medidas experimentales, y que por tanto ha sido utilizado para efectuar las extracciones. Aunque es previsible que los resultados de estos modelos sean extrapolables a frecuencias más elevadas.

En la figura 1.22, se ha mostrado la comparación entre medidas y el modelo de Vendelin-Dambrine utilizándose las ecuaciones clásicas y el mismo modelo empleando las ecuaciones exactas que serán presentadas en este trabajo. El transistor que aparece en dicha figura es un transistor HEMT pseudomórfico de  $6 \times 15 \mu\text{m}$  de la foundry PHILIPS y la frecuencia máxima de barrido es de 30 GHz.

Al igual que toda la familia de transistores de efecto de campo FET cuyo funcionamiento se basa en el control de la conducción de la región de canal por medio de un campo eléctrico, en el caso del MESFET la anchura de canal se controla por la región de vaciamiento de la barrera Schottky inversamente polarizada. Si se intenta sintetizar todos los efectos reflejados en los modelos publicados, ello daría lugar a un circuito equivalente muy complicado, que requeriría un gran tiempo de cálculo y poca manejabilidad en su utilización.

Es por esto que el circuito que se ha elegido es un circuito sencillo, que como ya se ha comentado anteriormente, sirva como referencia para un posterior modelado no lineal [4].

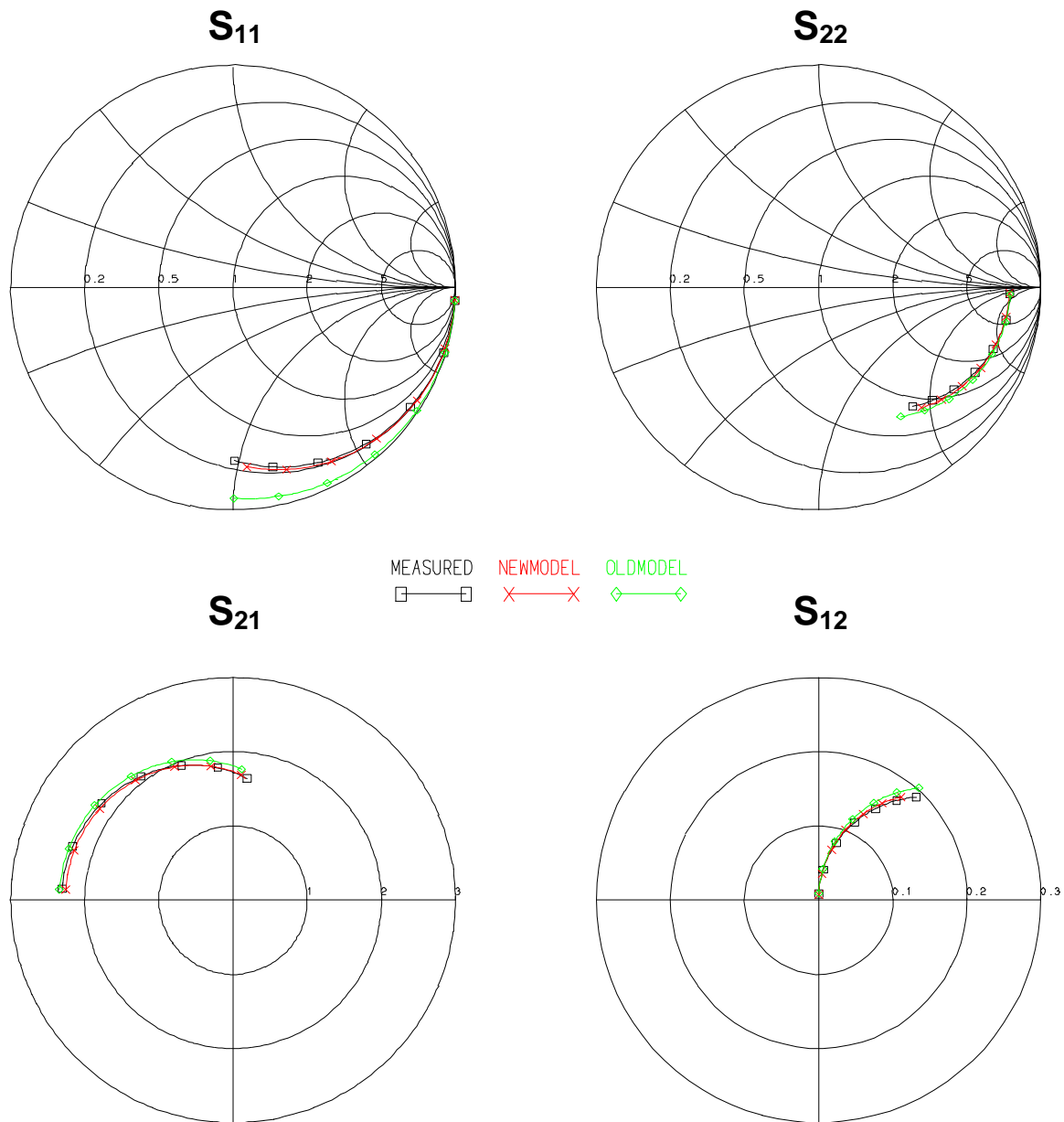


Figura 1.22 Comparación entre medidas (MEASURED), modelo convencional de Vendelin-Dambrine (OLDMODEL) y las ecuaciones exactas propuestas en este trabajo (NEWMODEL) para un transistor HEMT de 6\*15 $\mu$ m de la foundry PHILIPS. La frecuencia máxima de barrido es de 30 GHz.



El funcionamiento de un transistor MESFET en régimen de pequeña señal, consiste en excitar al transistor con una señal continua más una alterna de amplitud mucho menor, tal como se muestra en la figura 1.23. Bajo este régimen de funcionamiento, se puede aproximar la no linealidad por la tangente a la misma. Este hecho representa una situación particular para la que el modelo del transistor se transforma en un circuito equivalente que incluye tan sólo elementos lineales. Como se puede apreciar en la figura 1.20, dichos elementos son válidos sólo en regiones próximas al punto de polarización. Si se aumenta la amplitud de la señal de entrada, se provoca que el dispositivo trabaje en régimen de gran señal, las aproximaciones efectuadas dejan de tener validez y por tanto es necesario efectuar otro tipo de modelado que de cuenta del comportamiento fuertemente no lineal del dispositivo y éste es el modelado de gran señal.

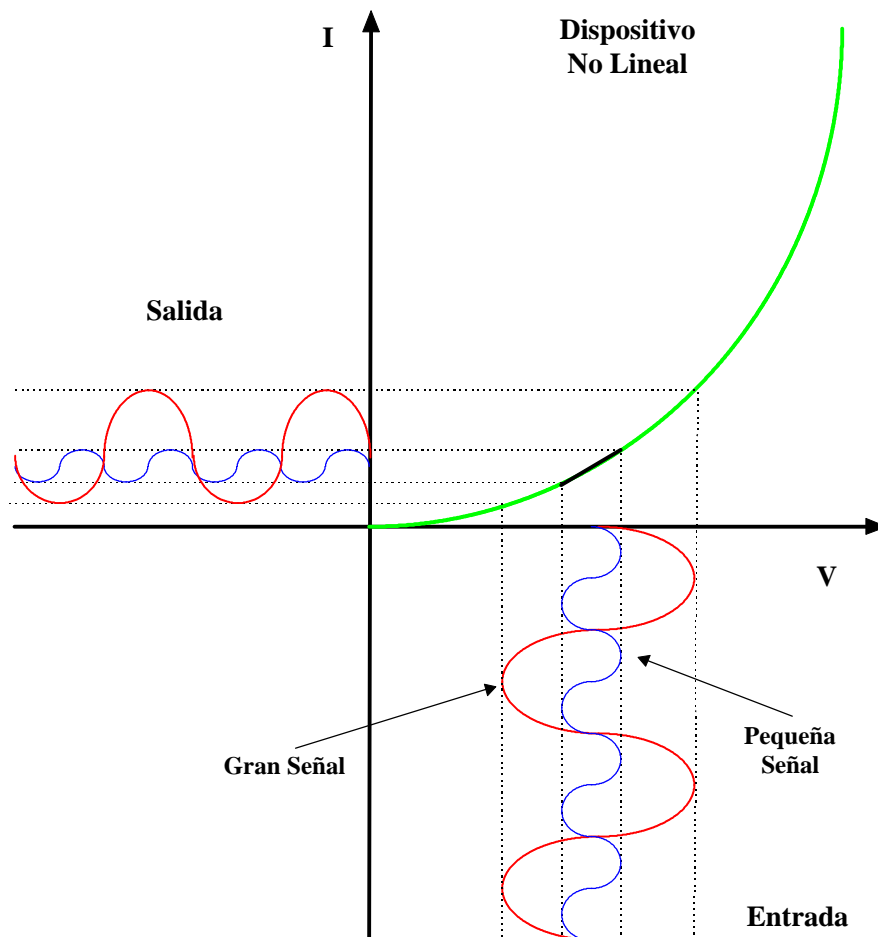


Figura 1.23 Comparación entre la excitación de pequeña señal y de gran señal a un dispositivo no lineal.



Atendiendo al tipo de topología circuital utilizada, se puede efectuar la siguiente clasificación para los modelos de pequeña señal:

- Modelo de Vendelin-Dambrine clásico.
- Modelo de Vendelin-Dambrine modificado
- Modelo de Han-Olof Vikes.
- Modelo extendido de pequeña señal ó modelo extendido de Berroth y Bosch.

Aunque, en la bibliografía, se haga referencia en algunas ocasiones a otros modelos lineales diferentes de los citados anteriormente, dichos modelos son una variación de las topologías que se acaban de presentar. La diferencia entre los modelos que habitualmente se hace referencia en la literatura y los que aquí se presentan, radica en las expresiones que definen los elementos del circuito equivalente, en el rango de validez de las mismas, ó de ambas. Así distintos autores como G. Dambrine en [26] , M. Golio en [7] ó M. Berroth y R. Bosch en [29] proponen ecuaciones distintas para el cálculo de los elementos intrínsecos del modelo clásico de Vendelin-Dambrine, poseyendo todas ellas limitaciones en frecuencia, debido a las aproximaciones realizadas. Todas estas diferencias, así como nuevas ecuaciones sin estas limitaciones frecuenciales, serán propuestas para todos los modelos presentados en este trabajo de tesis y se tratarán exhaustivamente en el capítulo 3, por lo que aquí solamente se introducirán los distintos modelos.

#### **1.4.2.1 Modelo clásico de pequeña señal o modelo de Vendelin-Dambrine**

El modelo denominado Vendelin-Dambrine clásico, cuyo origen físico ha sido mostrado en la figura 1.20, posee el circuito equivalente presentado en la figura 1.24. Este modelo ha tenido una amplia difusión por parte de modeladores y diseñadores, y no es extraño encontrar referencias en la literatura que se refieran a él simplemente como “modelo de pequeña señal”. Como en esta tesis se va a trabajar con otros modelos de pequeña señal y, con el ánimo de no crear ambigüedades, se seguirá la clasificación mostrada en la sección anterior.



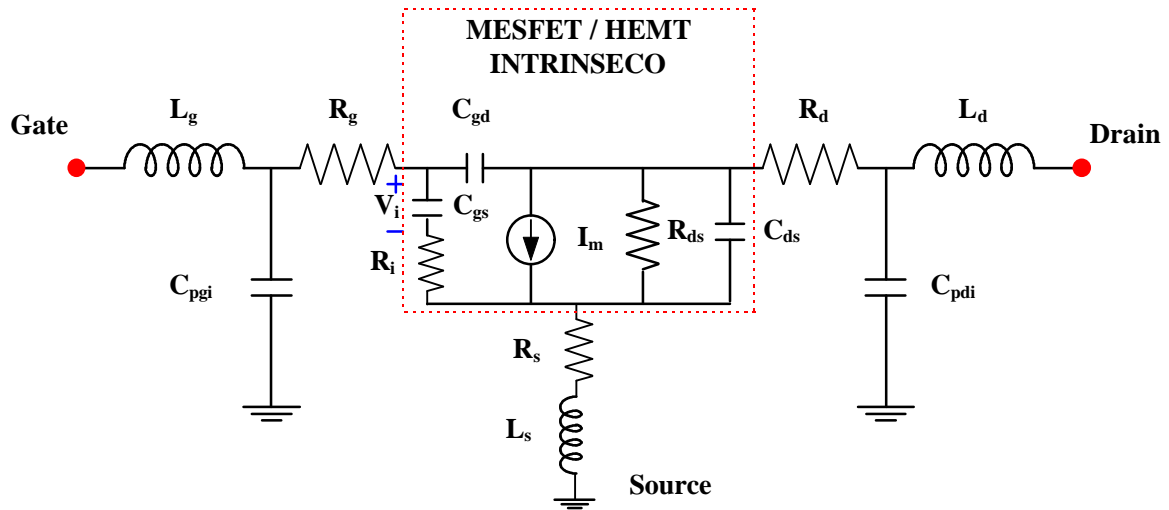


Figura 1.24 Modelo clásico de transistor MESFET-HEMT en régimen de pequeña señal, también denominado modelo de Vendelin-Dambrine. La relación existente entre la fuente de corriente  $I_m$  y la transconductancia  $g_m$  y el tiempo de tránsito  $\tau$  viene dada por la expresión:  $I_m = G_m \cdot V_i$  donde  $G_m = g_m \cdot e^{-j\omega\tau}$ .

El modelo clásico de Vendelin-Dambrine se compone de 7 elementos intrínsecos, ( $C_{gs}$ ,  $R_i$ ,  $C_{gd}$ ,  $g_m$ ,  $\tau$ ,  $R_{ds}$  y  $C_{ds}$ ) además de los parásitos mencionados anteriormente (8 en el caso de los parásitos en chip y 13 si se trata de un transistor encapsulado). A continuación, se revisará el significado físico de los componentes intrínsecos del modelo lineal clásico o modelo de Vendelin-Dambrine del transistor MESFET.

#### a) Capacidades intrínsecas $C_{gs}$ , $C_{gd}$ y $C_{ds}$ .

Debido a que la carga sufre una redistribución en la zona de carga espacial, causado por los cambios de tensión entre Gate y Source por un lado, y entre Gate y Drain por el otro, se pueden definir dos capacidades muy importantes para el funcionamiento de los dispositivos MESFET y HEMT, dichas capacidades son:  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$ .

La definición general de capacidad viene dada por:

$$C = \frac{dQ}{dV} \quad (1.8)$$

donde Q representa la carga total que interviene en el proceso y V la tensión aplicada. Esta definición es muy sencilla de utilizar en dispositivos de dos terminales como ocurre en el caso de los condensadores plano paralelos y a en los semiconductores basados en las uniones p-n y Schottky. Debido a que en los dispositivos MESFET y HEMT solo existe una zona de carga espacial en la que se encuentran solapadas las capacidades Gate-Source y Gate-Drain, ambas capacidades representan la capacidad total bajo la puerta, y por tanto han de definirse con sumo cuidado.

Así pues, la capacidad entre Gate y Source puede definirse como:

$$C_{gs} = \left. \frac{dQ_g}{dV_{gs}} \right|_{V_{gd} = \text{constante}} \quad (1.9)$$

donde  $Q_g$  representa la carga existente bajo la Gate. Análogamente la capacidad entre Gate y Drain puede definirse como:

$$C_{gd} = \left. \frac{dQ_g}{dV_{gd}} \right|_{V_{gs} = \text{constante}} \quad (1.10)$$

Debido a que, generalmente, el terminal de Source se encuentra conectado a masa en operación normal tanto para dispositivos MESFET como HEMT, se puede redefinir la capacidad  $C_{gs}$  como:

$$C_{gs} = \left. \frac{dQ_g}{dV_{gs}} \right|_{V_{ds} = \text{constante}} \quad (1.11)$$



que es la forma habitual de encontrárnosla en la literatura. De ésta manera se puede escribir, que la capacidad total bajo la puerta  $C_g$ , suponiendo que Drain y Source están cortocircuitados ( $C_{ds} = 0$ ) es:

$$C_g = \frac{dQ_g}{dV_{ds}} = \left. \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gd}} \right|_{V_{gs} = \text{constante}} + \left. \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{ds} = \text{constante}} \quad (1.12)$$

La capacidad  $C_{ds}$  se introduce en el circuito equivalente, para tener en cuenta la capacidad debida a la geometría que existe entre los electrodos de Gate y Source. Esta capacidad generalmente no se hace dependiente del punto de polarización, aunque como se verá posteriormente para algún tipo de transistores HEMT si es interesante hacerla depender de la tensión  $V_{ds}$ , ya que la dependencia con la tensión  $V_{gs}$  es casi nula.

Un valor típico de  $C_{gs}$  para los transistores MESFET y HEMT es de 1pF/mm de anchura de puerta, mientras que las capacidades  $C_{gd}$  y  $C_{ds}$  suelen ser un orden de magnitud inferiores a  $C_{gs}$ , esto es 0.1pF/mm de anchura de puerta.

### **b) Transconductancia $g_m$ .**

La transconductancia, o ganancia intrínseca del FET representa una medida del cambio incremental en la corriente de salida  $I_{ds}$  para un cambio dado de la tensión de entrada  $V_{gs}$ . Matemáticamente se puede definir como:

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{gso}, V_{dso} = \text{constantes}} \quad (1.13)$$

La transconductancia posee una gran dependencia con la geometría del dispositivo, es directamente proporcional a la anchura de puerta  $W$  e inversamente proporcional a la longitud de puerta  $L$ . Experimentalmente se puede comprobar que la transconductancia de los HEMT es significativamente superior a la transconductancia de los MESFET cuando se trata de la misma geometría. Además la transconductancia es la gran responsable de la ganancia intrínseca

del transistor y por tanto su valor es fundamental a la hora del ajuste del parámetro de scattering  $S_{21}$ .

### c) Conductancia de salida $G_{ds}$ .

La conductancia de salida  $G_{ds}$ , representa una medida del cambio incremental en la corriente de salida  $I_{ds}$  para un cambio dado de la tensión de salida  $V_{ds}$ . Matemáticamente se puede definir como:

$$G_{ds} = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right|_{V_{gs0}, V_{ds0} = \text{constantes}} \quad (1.14)$$

Dicha conductancia de salida tiene una fuerte dependencia en el rango frecuencial bajo. A frecuencias del orden del KHz se produce el fenómeno llamado dispersión baja frecuencia, que será estudiado en detalle posteriormente en este mismo capítulo, y cuya importancia es capital para el modelado de gran señal.

Algunos autores prefieren hablar en términos de la resistencia de salida  $R_{ds}$  cuya relación con la conductancia de salida viene dada por:

$$R_{ds} = \frac{1}{G_{ds}} \quad (1.15)$$

### d) Tiempo de tránsito ó retraso de transconductancia $t$ .

Debido a que la transconductancia es incapaz de responder instantáneamente a las variaciones de tensión en la Gate, se introduce el tiempo de tránsito  $\tau$  como el retraso que sufre esta respuesta. Físicamente, el tiempo de tránsito representa el tiempo que tarda en redistribuirse la carga después de una variación de la tensión de Gate, es por ello que en algunas ocasiones por claridad en la notación cuando se habla de retraso de transconductancia, es conveniente definir la “transconductancia retrasada”  $G_m$  de la siguiente forma:



$$G_m = g_m \cdot e^{-j\omega t} \quad (1.16)$$

De esta forma, la fuente de corriente lineal  $I_m$  se calcula aplicando la ley de Ohm.

$$I_m = G_m \cdot V_i \quad (1.17)$$

En este circuito de pequeña señal el conjunto formado por la transconductancia, la conductancia de salida y el tiempo de tránsito  $\tau$  modelan la fuente de corriente  $I_{ds}$ .

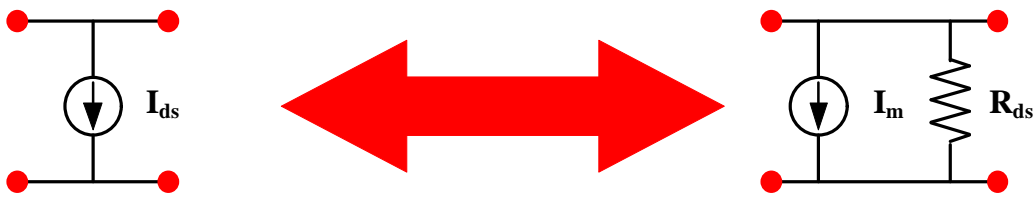


Figura 1.25 Modelización de la fuente de corriente  $I_{ds}$  por una fuente de corriente lineal  $I_m$  en paralelo con la resistencia de salida  $R_{ds}$ .

Los valores típicos del tiempo de tránsito  $\tau$  tanto para MESFET como HEMT oscilan entre 1 y 5 ps, decreciendo cuando disminuye la anchura de puerta  $W$  y el número de dedos  $F_{num}$ . Debido a que los HEMT son transistores de alta movilidad, los valores de  $\tau$  para estos dispositivos son un ligéramente inferiores que para los MESFET del mismo tamaño.

#### e) Resistencia de carga $R_i$ .

La resistencia de carga  $R_i$ , junto con la resistencia de salida  $R_{ds}$  (o su inverso, la conductancia de salida  $G_{ds}$ ) representan los efectos resistivos del canal. Dicha resistencia  $R_i$  posee gran influencia en el ajuste de la parte real de  $S_{11}$ , pero en la gran mayoría de los dispositivos dicho ajuste es suficientemente bueno considerando solamente la resistencia parásita de Gate  $R_g$ . En estos casos,  $R_i$  es difícil de extraer y su significado físico es cuestionable. Por tanto, para algunos transistores, lo más sencillo es hacer  $R_i = 0$  obteniéndose buenos resultados.

### 1.4.2.2 Modelo de Vendelin-Dambrine modificado

El modelo denominado Vendelin-Dambrine modificado [35] es el mostrado en la figura 1.26, y se compone de 8 elementos intrínsecos, además de los 8 elementos extrínsecos comunes a todas las topologías. Se puede observar que, en el mismo, la resistencia intrínseca o resistencia de carga  $R_i$  se ha sustituido por la conductancia  $G_{gs}$ , en un intento de mejorar el comportamiento del modelo del diodo en cuanto a la unión Schottky. Además, se le ha añadido una conductancia en paralelo  $G_{gd}$  con el condensador  $C_{gd}$  para mejorar el comportamiento del dispositivo en la zona de avalancha o “breakdown”, siendo los demás elementos los componentes del modelo clásico de pequeña señal que ha sido presentado en la sección anterior.

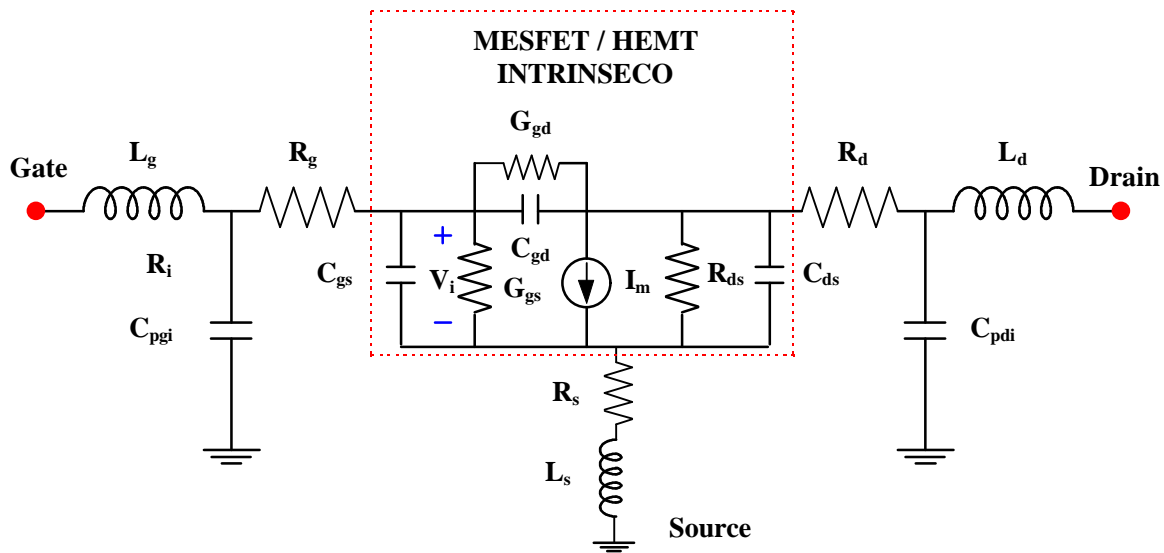


Figura 1.26 Modelo Vendelin-Dambrine Modificado para el transistor MESFET-HEMT en régimen de pequeña señal. La relación existente entre la fuente de corriente  $I_m$  y la transconductancia  $g_m$  y el tiempo de tránsito  $\tau$  viene dada por la expresión:

$$I_m = G_m \cdot V_i \text{ donde } G_m = g_m \cdot e^{-j\omega\tau}.$$

### 1.4.2.3 Modelo de Hans-Olof Vikes

El modelo propuesto por Hans-Olof Vikes [34] es el mostrado en la figura 1.27. Se puede observar que en el mismo se ha introducido un condensador de realimentación  $C_{dc}$  entre la puerta y la fuente de corriente  $I_m$ . Además dicha fuente de corriente controlada por tensión no depende solamente de la tensión en el condensador  $C_{gs}$ , sino en el conjunto  $C_{gs} + R_i$ . Vikes en su comunicación justifica estos cambios aduciendo a razones de índole física por un lado, y de mejor ajuste del modelo a los parámetros de scattering por el otro. La capacidad de realimentación  $C_{dc}$  físicamente resulta de que la densidad de carga no es uniforme a lo largo del canal, tanto para transistores MESFET como para HEMT. Además, al añadir la capacidad  $C_{dc}$  se fuerza a que los valores modelados del parámetro de scattering  $S_{12}$  ajusten mejor los valores de  $S_{12}$  medidos a frecuencias elevadas. El hecho de que el control de tensión se realice a través del conjunto  $C_{gs} + R_i$  lo hace por un lado para ser coherente con el convenio utilizado por Curtice en el modelo de gran señal, y por otro, por que ello fuerza al tiempo de tránsito  $\tau$  a tener en cuenta todos los retrasos producidos en la puerta.

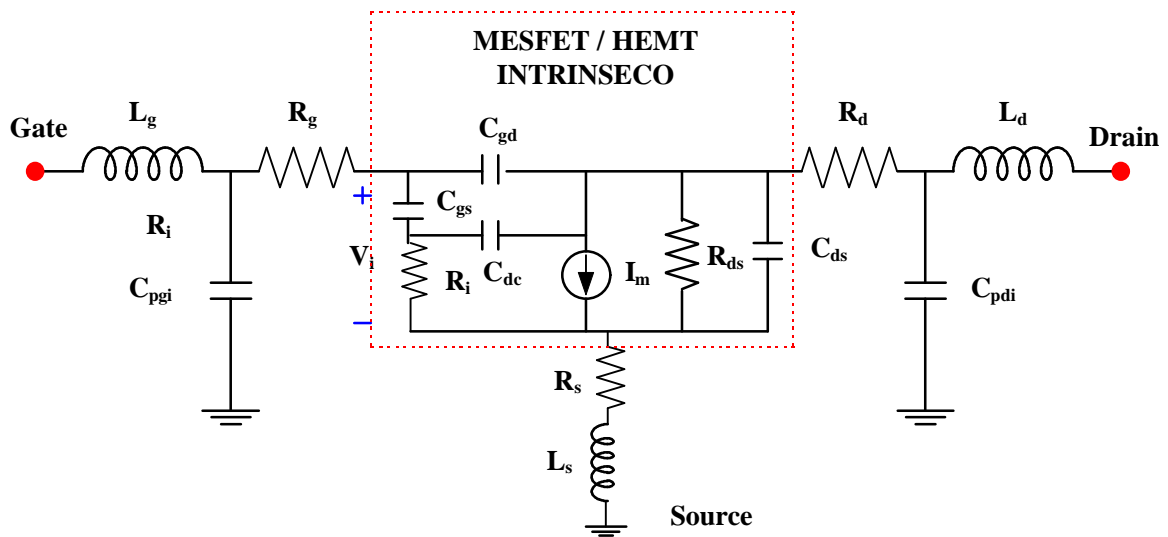


Figura 1.27 Modelo de Hans-Olof Vikes para el transistor MESFET/HEMT en régimen de pequeña señal. La relación existente entre la fuente de corriente  $I_m$  y la transconductancia  $g_m$  y el tiempo de tránsito  $\tau$  viene dada por la expresión:

$$I_m = G_m \cdot V_i \text{ donde } G_m = g_m \cdot e^{-j\omega\tau} .$$



### 1.4.2.4 Modelo extendido de Pequeña Señal ó modelo de Berroth y Bosch

El modelo extendido de pequeña señal propuesto por Berroth y Bosch [37] es el mostrado en la figura 1.28, y está compuesto de 10 elementos intrínsecos. Se puede observar que en el mismo se ha añadido por la resistencia  $R_{fs}$ , en un intento de mejorar el comportamiento del modelo en cuanto a la unión Schottky. Además se le ha añadido al condensador  $C_{gd}$  una resistencia en serie  $R_{gd}$  y otra en paralelo  $R_{fd}$  para mejorar el comportamiento del dispositivo en la zona de avalancha o “breakdown”.

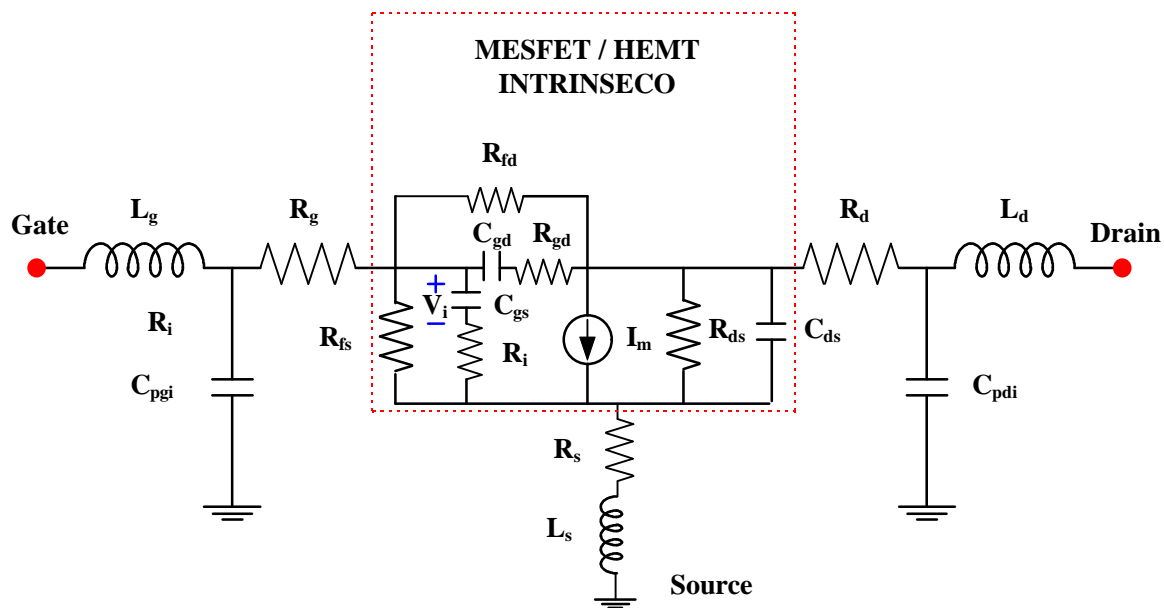


Figura 1.28 Modelo extendido de Berroth y Bosch para el transistor MESFET/HEMT en régimen de pequeña señal. La relación existente entre la fuente de corriente  $I_m$  y la transconductancia  $g_m$  y el tiempo de tránsito  $\tau$  viene dada por la expresión:

$$I_m = G_m \cdot V_i \text{ donde } G_m = g_m \cdot e^{-j\omega\tau}.$$

Por otro lado, Berroth y Bosch justifican la introducción de las resistencias de realimentación  $R_{fs}$  y  $R_{fd}$  como un intento de modelar las resistencias diferenciales Gate-Source y Gate-Drain cuando se polariza el transistor con valores positivos de la tensión de Gate.

Como se verá en detalle en el capítulo 3 la incorporación de las resistencias  $R_{fs}$  y  $R_{fd}$  obliga al modelador a efectuar medidas adicionales de parámetros de scattering a baja



frecuencia (en torno a 50 MHz), ya que si no se dispondría de un sistema con más incógnitas que ecuaciones, y no se podrían calcular todos los elementos intrínsecos del circuito.

Antes de comenzar a revisar temas como las reglas de escalado para los elementos de los modelos lineales, modelos de ruido, o modelos de gran señal de dispositivos MESFET y HEMT, merece la pena detenerse en el estudio de los llamados “efectos de segundo orden”, algunos de los cuales, como el efecto térmico, ya ha hecho su aparición a lo largo de este capítulo. Estos efectos tienen gran importancia a la hora de desarrollar modelos no lineales, y de su posterior validación con las medidas experimentales.

## **1.5 EFECTOS DE SEGUNDO ORDEN EN TRANSISTORES MESFET/HEMT**

En las secciones anteriores, se ha estudiado el funcionamiento básico de los dispositivos MESFET/HEMT, pero existe una serie de fenómenos de índole física que fuerzan al dispositivo a alejarse del comportamiento “normal”, apareciendo entonces comportamientos anómalos que el modelador ha de tener en cuenta a la hora de entregar modelos susceptibles de ser utilizados en posteriores diseños. Aunque ya se ha comentado alguno de estos efectos anteriormente, como el caso del efecto térmico de calentamiento de canal, merece la pena hacer un estudio en profundidad de estos efectos anómalos conocidos en la literatura como *efectos de segundo orden* [7]. En algunas ocasiones, como ocurre en los fenómenos de dispersión baja frecuencia de la transconductancia y conductancia de salida, los efectos anteriormente mencionados, pueden afectar a las predicciones de primer orden echando por tierra todos los esfuerzos del modelador, si este no los tiene en cuenta.

Los efectos de segundo orden que más relevancia tienen a la hora de realizar un modelado, ya sea de tipo lineal o no lineal de los dispositivos MESFET/HEMT, son los siguientes:

- Fenómenos de dispersión de Baja 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.



### **1.5.1 Dispersión de baja frecuencia**

Algunas de las características de los transistores MESFET/HEMT cambian su valor dramáticamente a frecuencias extremadamente bajas, (del orden del KHz). Así pues, se produce una fuerte variación en los valores de la resistencia de salida  $R_{ds}$  (o de su inverso  $G_{ds}$ ) y de la transconductancia  $g_m$ , como se ha mostrado en numerosas publicaciones [39-43].

La dispersión de baja frecuencia es importante en aplicaciones como mezcladores a FET frío ( $V_{ds} = 0$ ), amplificadores en clase C, detectores y en general, para todas las aplicaciones en las que se haga trabajar al transistor en un margen de frecuencias que abarque desde DC hasta RF, debido al gran cambio de la impedancia de salida que sufren estos dispositivos en baja frecuencia. Para aplicaciones a frecuencias de microondas estos efectos dispersivos, se producen muy por debajo de la banda de interés y es prácticamente imposible la aparición de los mismos.

#### **1.5.1.1 Dispersión de la resistencia/conductancia de salida.**

Este es el fenómeno dispersivo de baja frecuencia más importante que acontece a los dispositivos MESFET/HEMT, dicho efecto consiste en que la conductancia de salida en RF  $G_{dsRF}$  puede tener valores que excedan el doble o el triple que los valores poseídos por la conductancia de salida de DC  $G_{dsDC}$  produciéndose el tránsito de valor  $G_{dsDC}$  hacia  $G_{dsRF}$  a frecuencias que oscilan entre 100 Hz y 15 KHz en función del tipo de transistor. Este hecho ha podido ser constatado por la experiencia de nuestro grupo de investigación y ha quedado reflejado en diversas comunicaciones [39-43]. La conductancia de salida  $G_{ds}$  (o su inverso  $R_{ds}$ ), juega un papel primordial a la hora de ajustar la impedancia de salida del transistor y por tanto en el ajuste del parámetro de scattering  $S_{22}$ .

El fenómeno físico responsable de este fenómeno de dispersión, es la existencia de los estados trampa o “traps” introducidos con anterioridad en este mismo capítulo. Dichos estados trampa capturan a los portadores de carga temporalmente con intervalos variables entre los segundos y los milisegundos, o entre los Hz y los KHz en términos de frecuencia. Por esta razón, dichos portadores capturados no pueden participar en los procesos de conducción a

frecuencias de microondas. Ello produce una disminución de la corriente de drenador, y se traduce en una disminución de la impedancia de salida.

Se han efectuado medidas experimentales de la resistencia de salida  $R_{ds}$  a una numerosa colección de transistores utilizando el banco de baja frecuencia BAMEDBF, así como con el banco de medida pulsada TR105, ambos diseñados por nuestro grupo, obteniéndose excelentes resultados [44-45]. En el capítulo 2, se describirá detalladamente la manera de operar de los dos equipos de medidas, así como los resultados experimentales obtenidos con los mismos. Por ello, no se hará referencia aquí a su funcionamiento, y solamente se mostrarán algunos de los resultados obtenidos con el banco de medida de baja frecuencia. A continuación, se efectuará una representación gráfica de dichos valores experimentales obtenidos para un transistor comercial encapsulado, en concreto para el NEC72084. Dicha gráfica aparece en la figura 1.29 y proporciona una idea de la enorme variación que sufre la resistencia de salida con la frecuencia. Se puede comprobar que estos resultados concuerdan perfectamente con los resultados expuestos por otros autores [7,42] para diferentes dispositivos.

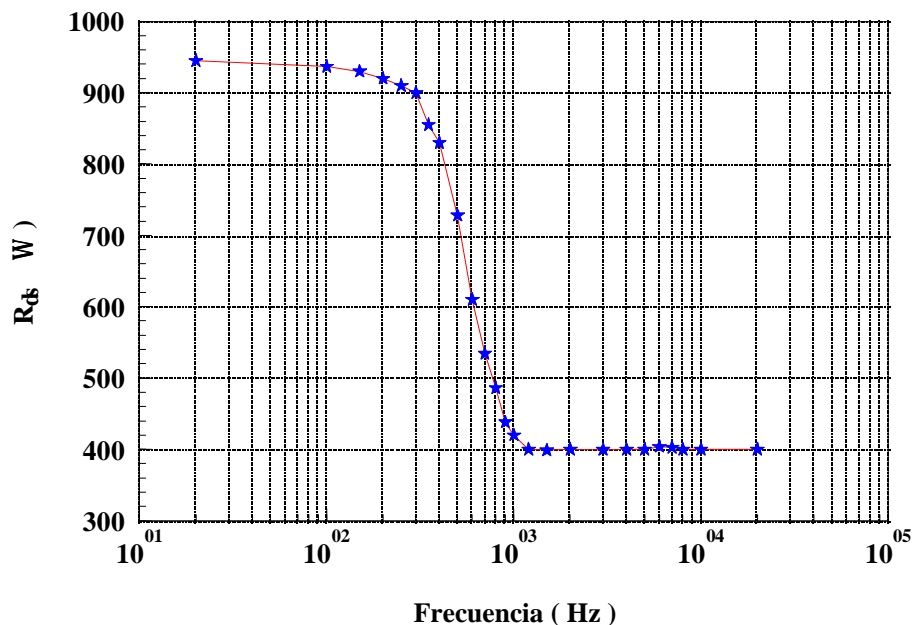


Figura 1.29 Dispersión de baja frecuencia de la resistencia de salida  $R_{ds}$  para un transistor encapsulado NEC72084.



Si se procede a calcular la conductancia de salida  $G_{ds}$ , a partir de los valores experimentales anteriormente descritos, y se representan éstos frente a la frecuencia, se obtiene una gráfica como la presentada en la figura 1.30.

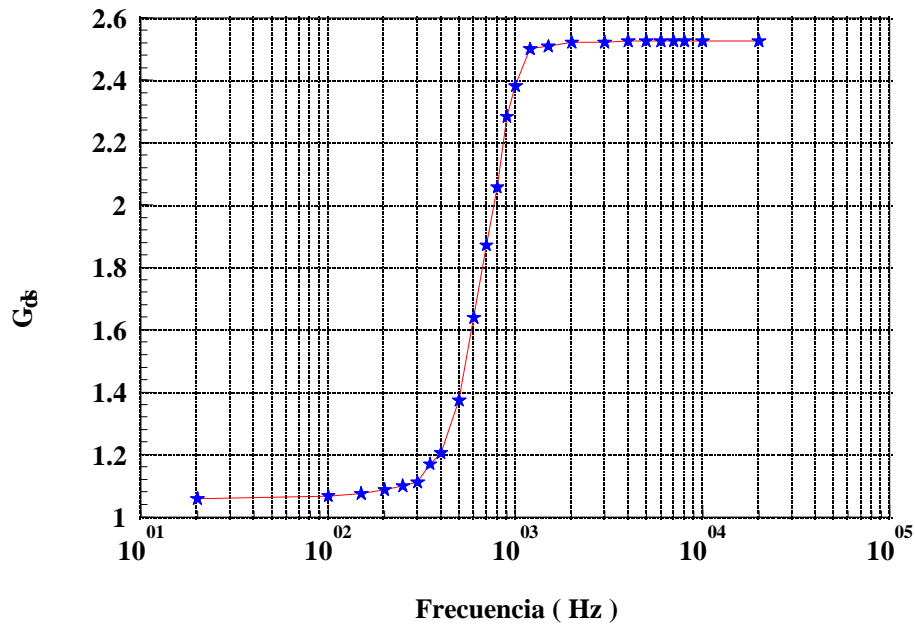


Figura 1.30 Dispersión de baja frecuencia de la conductancia de salida  $G_{ds}$  para un transistor encapsulado NEC72084.

Para modelar este fenómeno de dispersión de la conductancia, algunos autores como Camacho-Peñalosa [39], proponen añadir una red RC en paralelo con la fuente de corriente, tal como se muestra en la figura 1.31.

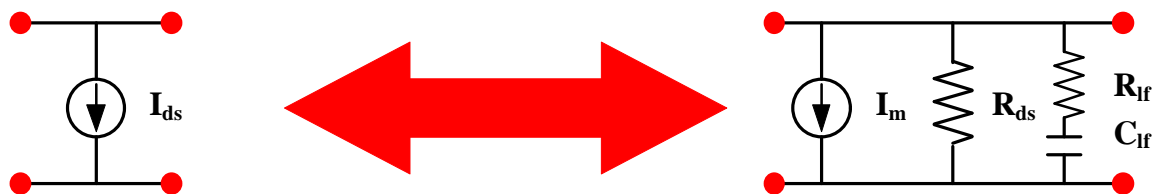


Figura 1.31 Rama RC propuesta por Camacho-Peñalosa para modelar el problema de la dispersión de baja frecuencia de la conductancia de salida.

Una vez seleccionado el punto de trabajo del transistor, el valor de la resistencia de la red RC, que denominaremos en lo que sigue como  $R_{if}$  “low-frequency” habrá de seleccionarse de manera que el paralelo entre  $R_{if}$  y  $R_{ds}$ , ajuste lo mejor posible al valor del parámetro de scattering  $S_{22}$ , responsable de la impedancia de salida del transistor. El valor del condensador  $C_{if}$  también debe ser fijado cuidadosamente, para que no interfiera en el comportamiento del modelo. Así pues,  $C_{if}$  ha de poseer un valor tal que se comporte como un circuito abierto en DC, y como un cortocircuito a frecuencias de microondas. Debido a la doble dependencia de  $R_{if}$  y  $C_{if}$  con la frecuencia y con el punto de trabajo, su rango de variación es muy grande [46]. La resistencia  $R_{if}$  toma valores típicos del orden de los  $M\Omega$ , mientras que el condensador  $C_{if}$  generalmente toma valores del orden de los  $\mu F$ . Es sencillo comprobar que a la frecuencia de microondas la impedancia del condensador es un cortocircuito, ya que:

$$Z_{c_{if}} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{if}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10^{-6} \cdot 1.8 \cdot 10^9} = 8.84 \cdot 10^{-5} \Omega \quad (1.18)$$

### **1.5.1.2 Dispersión de la transconductancia.**

Este fenómeno dispersivo, consiste en que la transconductancia de RF  $G_{mRF}$  puede tener valores entre el 5 y 25% inferiores que los valores poseídos por la conductancia de salida de DC  $G_{mDC}$  produciéndose el tránsito de valor  $G_{dsDC}$  hacia  $G_{dsRF}$  a frecuencias que oscilan entre 1 y 100 KHz en función del tipo de transistor. Este hecho ha quedado reflejado en diversas comunicaciones [47,48]. La figura 1.32 muestra este comportamiento dispersivo para un transistor encapsulado comercial NEC72084, a varios puntos de polarización, manteniendo la tensión  $V_{gs}$  constante medido con el banco de baja frecuencia BAMEDBF.

La transconductancia  $g_m$ , juega un papel primordial a la hora de ajustar ganancia intrínseca del transistor y por tanto en el ajuste del parámetro de scattering  $S_{21}$ . El origen físico de este fenómeno de dispersión se encuentra en la existencia de estados superficiales ó impurezas próximas a la banda de conducción entre las uniones de Gate-Source por un lado y de Gate-Drain por el otro. Dichas impurezas pueden colaborar en el transporte de portadores, aumentando o disminuyendo el mismo en función de que se trate de impurezas aceptoras o donadoras, variando el valor de la corriente de Drain y por tanto valor de la transconductancia.



Brazil [49] propone el circuito mostrado en la figura 1.33 para evitar los dos fenómenos dispersivos anteriormente mencionados, como se puede ver, además de una red RC similar a la propuesta por Camacho [39] como la que ya ha sido comentada anteriormente, se introduce una segunda fuente de corriente para modelar la disminución de la transconductancia de salida en función de la frecuencia.

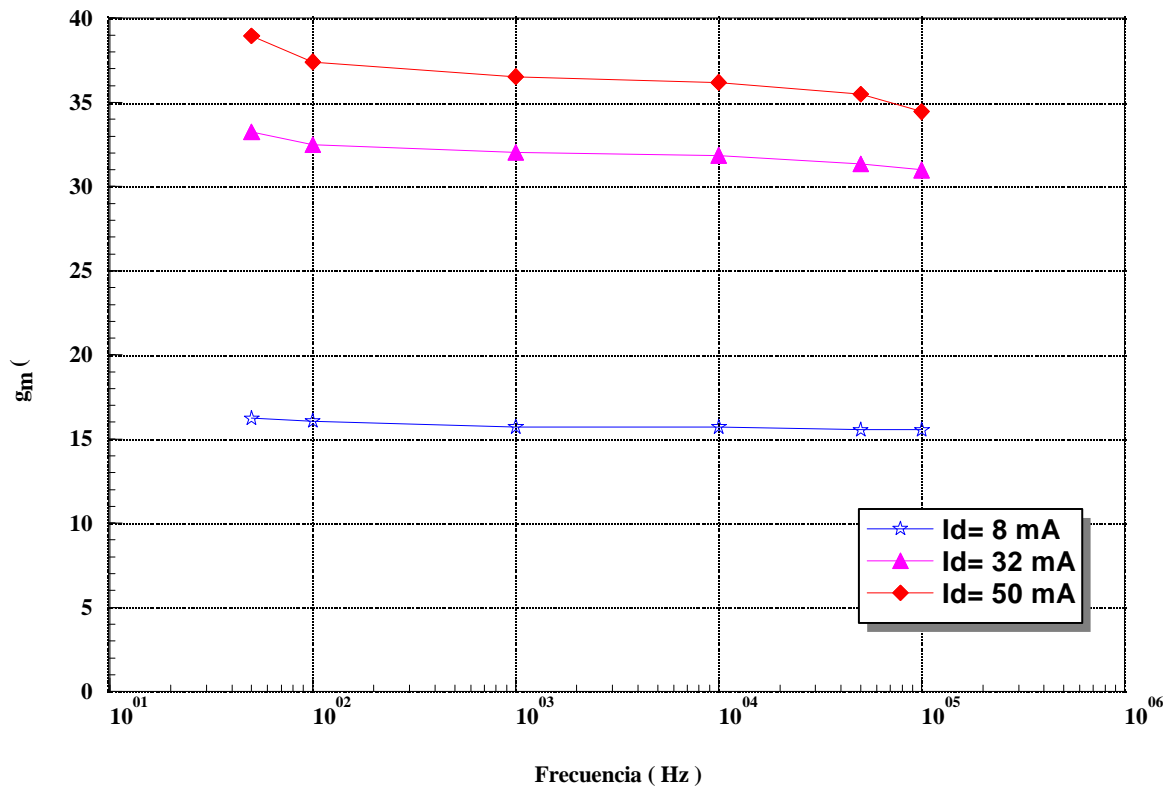


Figura 1.32 Variación de la transconductancia con la frecuencia, para el transistor comercial encapsulado NEC72084, a distintos puntos de polarización.

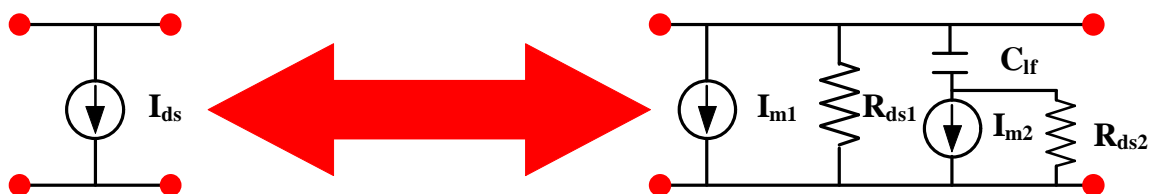


Figura 1.33 Rama propuesta por Brazil para modelar el problema de la dispersión de baja frecuencia de la conductancia de salida y de la transconductancia.



### **1.5.2 Fenómenos de conducción sub-umbral.**

Cuando se polariza el dispositivo en un punto cercano a la tensión de pinch-off o de estrangulamiento de canal, aparecen una serie de fenómenos de índole física que contribuyen a que el estrangulamiento de canal se produzca de una forma más gradual que la predicha por la mayoría de los modelos. Este fenómeno puede tener gran interés en aplicaciones digitales y para ciertas topologías de mezcladores.

La figura 1.34 muestra la característica corriente-tensión medida para un MESFET de depleción, también muestra las características predichas por una expresión cuadrática, que es la expresión habitual en modelado. La corriente Drain-Source se halla dibujada en función del tanto por ciento de la corriente de saturación  $I_{dss}$  (recuérdese que  $I_{dss}$  es la corriente que circula por Drain cuando  $V_{gs} = 0$ , para un transistor de depleción) y ha sido calculada mediante la siguiente expresión:

$$\left(\% I_{dss}\right) = \frac{I_d}{I_{dss}} \cdot 100 \quad (1.19)$$

La tensión Gate-Source se ha dibujado en función del tanto por ciento de tensión aplicada entre pinch-off y 0 V, calculada mediante la expresión:

$$\left(\% \left(V_{gs} - V_T\right)\right) = \frac{\left(V_{gs} - V_T\right)}{\left(-V_T\right)} \cdot 100 \quad (1.20)$$

En la figura 1.34, se muestra el excelente ajuste que presentan las medidas de corriente de Drain por la expresión cuadrática, salvo para aquella zona de tensiones de Gate muy cercanas a la tensión de estrangulamiento o de pinch-off.

Los fenómenos de conducción sub-umbral, no suelen ser observados cuando se tiene el transistor polarizado en una tensión de puerta superior a la tensión umbral  $V_T$ , como sucede en



la mayoría de las aplicaciones analógicas y digitales los dispositivos MESFET y HEMT, por ello no se ha profundizado en su estudio en esta memoria de tesis.

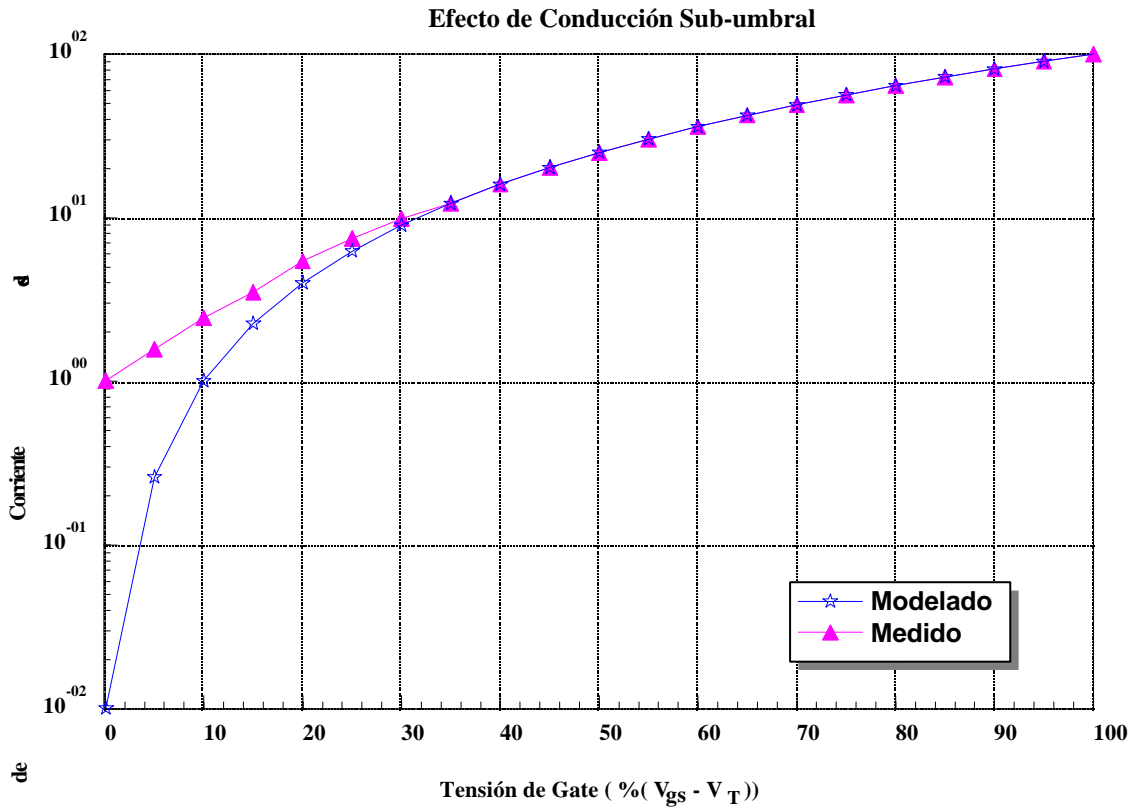


Figura 1.34 Comparación entre la corriente de Drain medida y modelada en función de la tensión Gate-Source. La curva se muestra en escala semilogarítmica para ilustrar el fallo del modelo a la hora de describir los fenómenos de conducción sub-umbral.

### **1.5.3 Fenómenos de estimulación óptica.**

Cuando los fotones de suficiente energía inciden sobre el semiconductor, se generan pares electrón hueco en el material. Estos portadores contribuyen a la carga, el campo eléctrico y la distribución de corriente a lo largo del semiconductor. Cuando el dispositivo iluminado se trata de un transistor MESFET ó de un HEMT, las características de dichos dispositivos varían significativamente [7,61]. Esta propiedad, que en principio puede parecer como un inconveniente, puede ser aprovechada por algunas aplicaciones como conmutación, mezclado o fotodetección. Las ventajas que ofrecen los sistemas fotónicos de este tipo incluyen alto aislamiento entre circuitos y bajo nivel de interferencia de otras señales electromagnéticas.

Cuando un dispositivo MESFET o HEMT es iluminado repentinamente por luz de una apropiada longitud de onda, se producen simultáneamente dos tipos de respuestas eléctricas a dicha estimulación óptica: una respuesta lenta que puede variar de milisegundos hasta segundos y otra, muy rápida, aparentemente instantánea. La respuesta lenta afecta solamente al FET expuesto a iluminación no modulada o cuya modulación este por debajo de los 10 KHz. En contraste, la respuesta rápida se produce bajo condiciones de iluminación modulada o no modulada. El efecto principal de la luz no modulada sobre las características de DC del dispositivo es el de incrementar la corriente de Drain. Este incremento de corriente es más significativo en la zona de pinch-off. En la figura 1.35, se representa la tensión de pinch-off en función de la potencia óptica suministrada por un láser para un transistor MESFET comercial de  $0.5 \times 200 \mu\text{m}$  de la foundry MOTOROLA. La tensión de pinch-off para el transistor de la figura en ausencia de estimulación óptica es de  $-1.1 \text{ V}$ , mientras se incrementa la potencia óptica la tensión umbral se desplaza a valores más negativos. La resistencia de salida y la transconductancia en condiciones de DC también se ven afectadas cuando se ilumina el transistor bajo luz no modulada. La transconductancia  $g_{mDC}$  aumenta bajo condiciones de iluminación cuando el dispositivo se encuentra polarizado en las cercanías del pinch-off, pero decrece para valores superiores de la tensión de Gate. En cambio, la resistencia de salida  $R_{ds}$  disminuye cuando se ilumina el transistor mediante luz no modulada. Las características de RF también se ven afectadas por la iluminación. Así pues, la resistencia de salida  $R_{ds}$  y la capacidad de entrada  $C_{gs}$  aumentan bajo esta condición de iluminación [50].



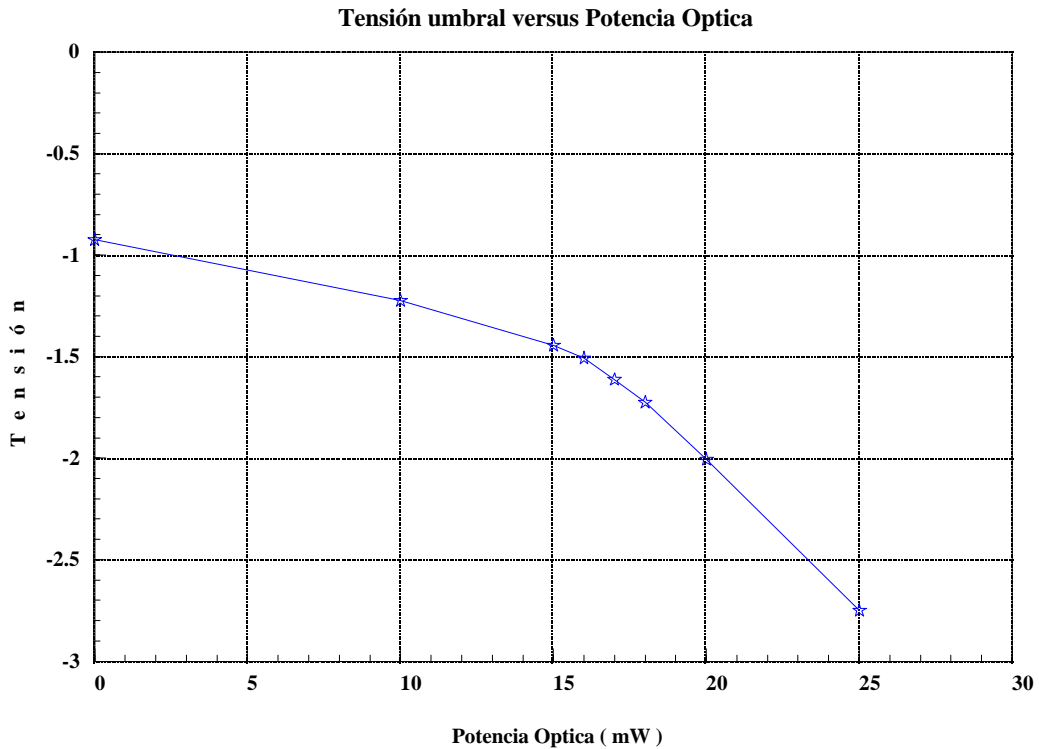


Figura 1.35 Variación de la tensión umbral  $V_T$  en función de la potencia óptica suministrada para un transistor MESFET de depleción.

La transconductancia también cambia en condiciones de iluminación, como se puede apreciar en la figura 1.36 para un transistor bajo tres condiciones de iluminación: oscuridad, iluminación láser no modulada e iluminación láser modulada. Al igual que para las características de DC, la transconductancia de RF  $g_{mRF}$  aumenta para tensiones cercanas al pinch-off y disminuye conforme aumenta la tensión de Gate.

Las características bajo condiciones de iluminación de luz modulada a frecuencias de RF son cualitativamente similares a las mostradas para la luz sin modular, pero cuantitativamente hablando son diferentes a éstas. Así pues, la estimulación de transistores MESFET y HEMT mediante luz láser modulada aumenta la corriente de DC  $I_{ds}$  en cantidades significativamente superiores a como lo hace la luz sin modular para el mismo dispositivo [7].

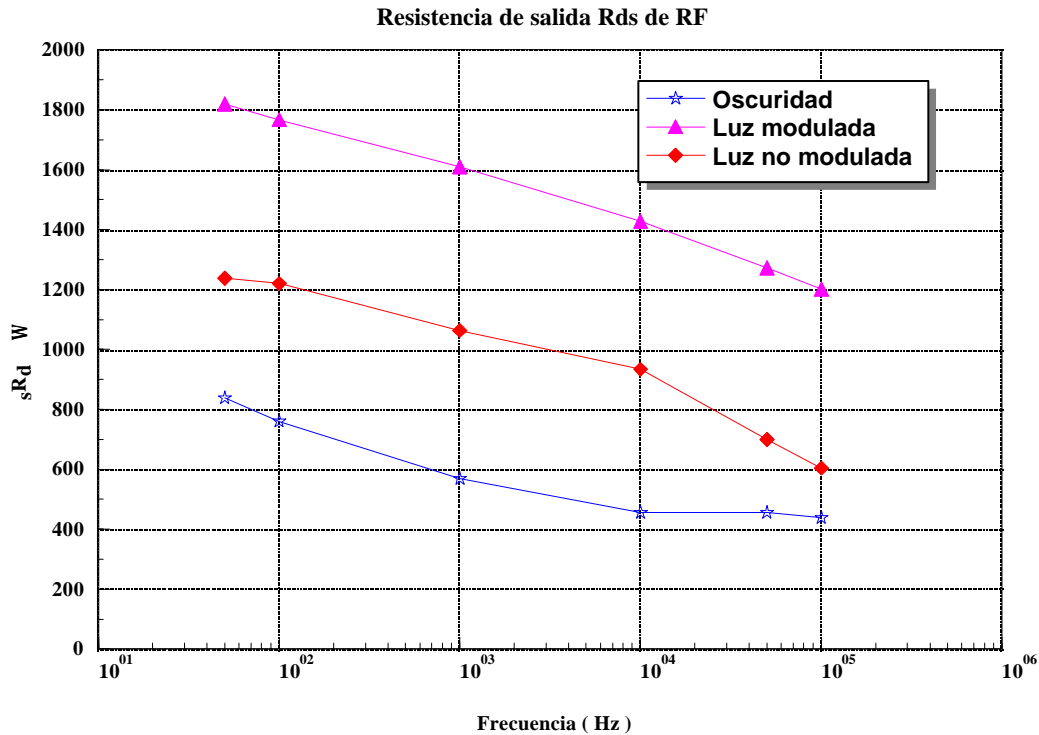


Figura 1.36 Variación de la resistencia de salida  $R_{ds}$  en función de oscuridad, iluminación modulada a 100 KHz e iluminación no modulada.

### 1.5.4 Fenómenos térmicos

Dentro de los efectos de segundo orden de los dispositivos MESFET y HEMT, merecen especial atención los efectos de origen térmico. Debe distinguirse entre fenómenos térmicos de origen externo al transistor y de fenómenos térmicos de origen interno producidos por el auto calentamiento del transistor “self-heating”. La influencia de la temperatura en los transistores MESFET y HEMT se manifiesta de diferentes maneras, destacando las siguientes:

- Variación del nivel de corriente de Drain en las curvas características I-V y de las pendientes de las zonas lineal y de saturación de las curvas características. Dicha variación se traduce en una variación de los valores de la transconductancia  $g_m$  y de la conductancia de salida  $G_{ds}$ .
- Variación del valor de la tensión de estrangulamiento de canal o “pinch-off”.



### 1.5.4.1 Fenómenos térmicos debidos a la temperatura ambiente

Así como la dependencia térmica de las resistencias parásitas del transistor y la tensión umbral con la temperatura han sido estudiadas ampliamente en la literatura [51-52], hoy por hoy no existe un modelo circuitual térmico que de cuenta de todos los efectos de los dispositivos MESFET y HEMT con la temperatura, aunque ya se han dado unos primeros pasos [53-54].

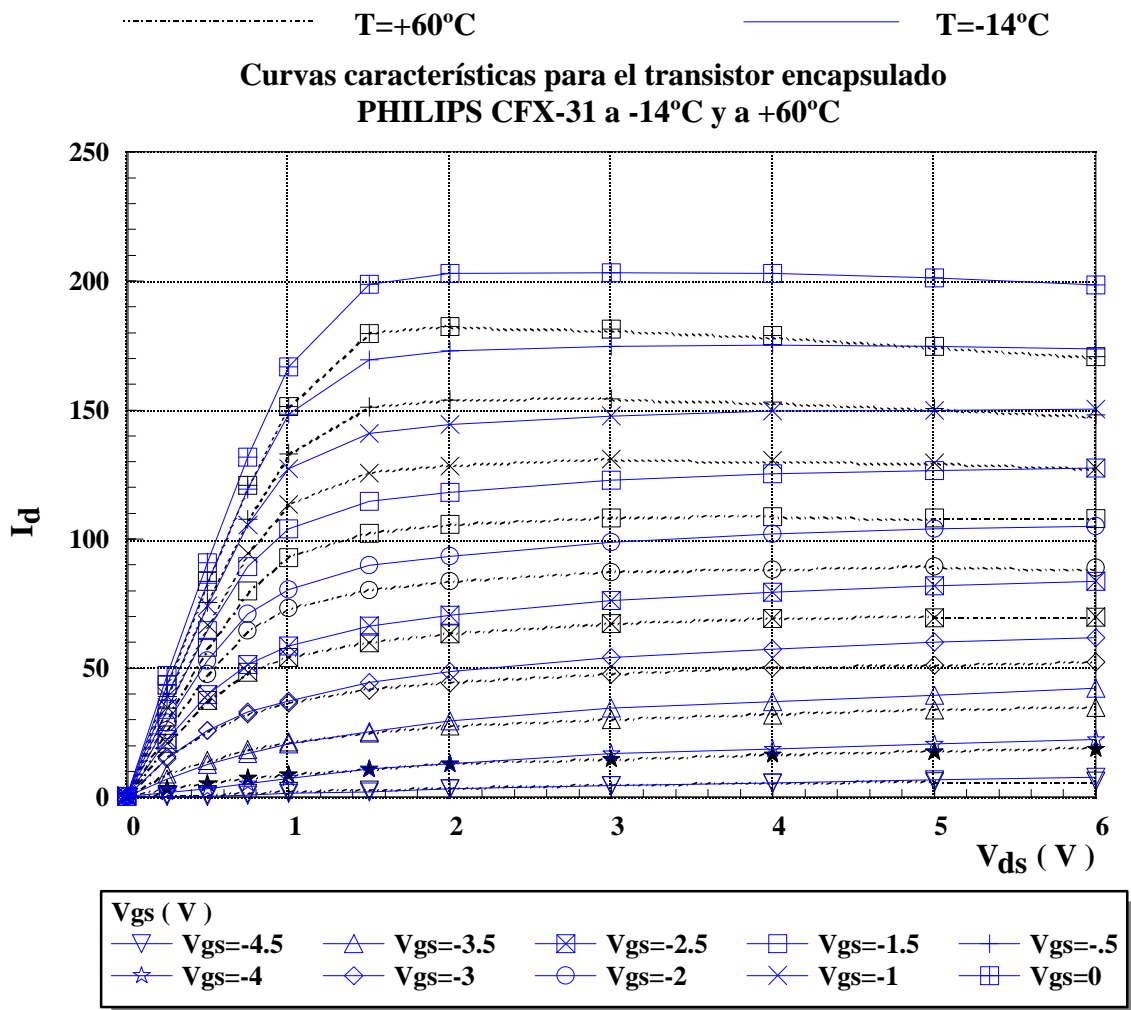


Figura 1.37 Comparación de las características I-V del transistor CFX-31 medido a las temperaturas  $T_1 = -14^\circ\text{C}$  y  $T_2 = +60^\circ\text{C}$ .

Desde el punto de vista de modelado circuital térmico, el efecto de la temperatura externa se traduce en nuevas ecuaciones que recalculan los parámetros de ajuste de las expresiones no lineales del modelo elegido [55]. Como ilustración de la variación de las curvas I-V a la que anteriormente se ha hecho referencia, en la figura 1.37 se muestra la medida de las mismas para un transistor encapsulado comercial PHILIPS CFX-31 efectuadas utilizando nuestra propia cámara térmica, según las técnicas de medida que se describirán en el capítulo 2.

#### **1.5.4.2 Fenómenos térmicos debidos al punto de polarización**

Los fenómenos térmicos debido al punto de polarización aparecen tanto en las medidas de DC, como en las medidas pulsadas, pero las causas en ambos tipos de medida son diferentes, y por ello serán tratadas a continuación.

Por el mero hecho de polarizar el transistor en un punto determinado, se produce un aumento de choques entre los portadores de carga que atraviesan el canal debido al aumento de la energía cinética promedio de los mismos, que se traduce a su vez en un aumento de la resistencia de canal  $R_c$ , dificultando a los portadores de carga la travesía del canal. Es por esta razón que se produce una disminución en la corriente de drenador en el transistor, y el flujo de corriente no es constante como lo sería en un transistor ideal, a este fenómeno se le conoce en la literatura bajo los nombres de: efecto térmico, autocalentamiento o “self-heating” agudizándose más conforme aumenta el tamaño y por consiguiente la potencia del transistor. En la figura 1.11 de la sección 1.3.2 se ha mostrado una gráfica comparativa de las curvas características I-V de un transistor de potencia medidas en el laboratorio frente a las curvas del transistor ideal.

Cuando se efectúa la medida de las características pulsadas de un dispositivo MESFET/HEMT a partir de un punto de reposo, puede demostrarse que para puntos de polarización para los cuales la potencia de DC del transistor es nula dichas características pulsadas son diferentes [60]. En la figura 1.38 puede verse este fenómeno para un transistor comercial encapsulado PHILIPS CFX-31 medido a la temperatura ambiente (30°C) en dos puntos de polarización fríos ( $V_{ds}=0$ ). En dichos puntos la potencia disipada es nula, en



concreto a  $V_{gs} = 0$ ,  $V_{ds} = 0$  y a  $V_{gs} = -2$ ,  $V_{ds} = 0$ . Dicha gráfica pone de manifiesto la apreciable diferencia entre los niveles de corriente de los dos puntos de polarización y, por tanto, se puede afirmar que existe una dependencia de las curvas características I/V del transistor con las tensiones de polarización  $V_{gs}$  y  $V_{ds}$  no dependiendo del nivel de potencia del punto de reposo.

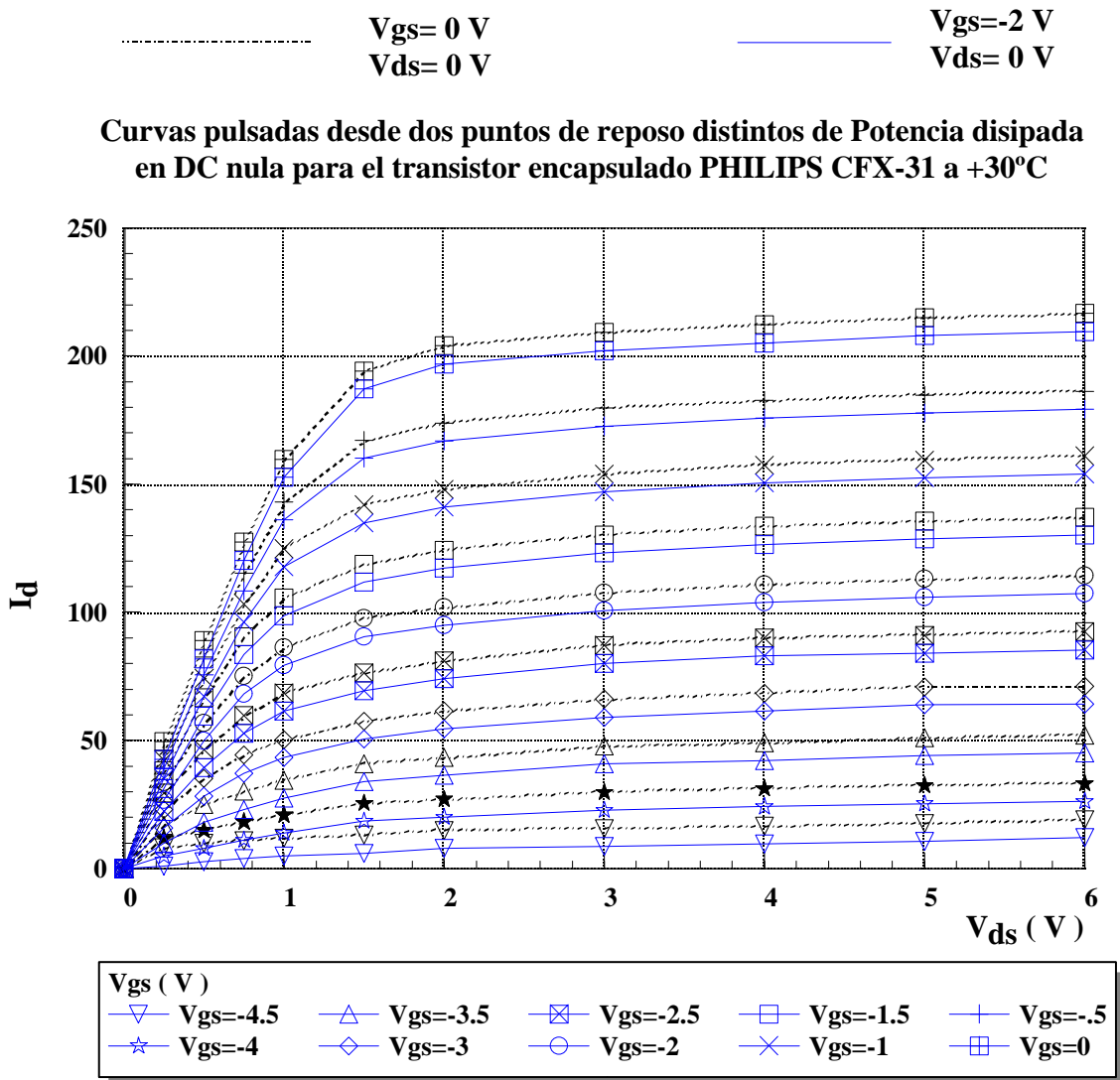


Figura 1.38 Comparación de las curvas características pulsadas medidas en dos puntos de potencia disipada en DC nula para un transistor comercial PHILIPS CFX-31.



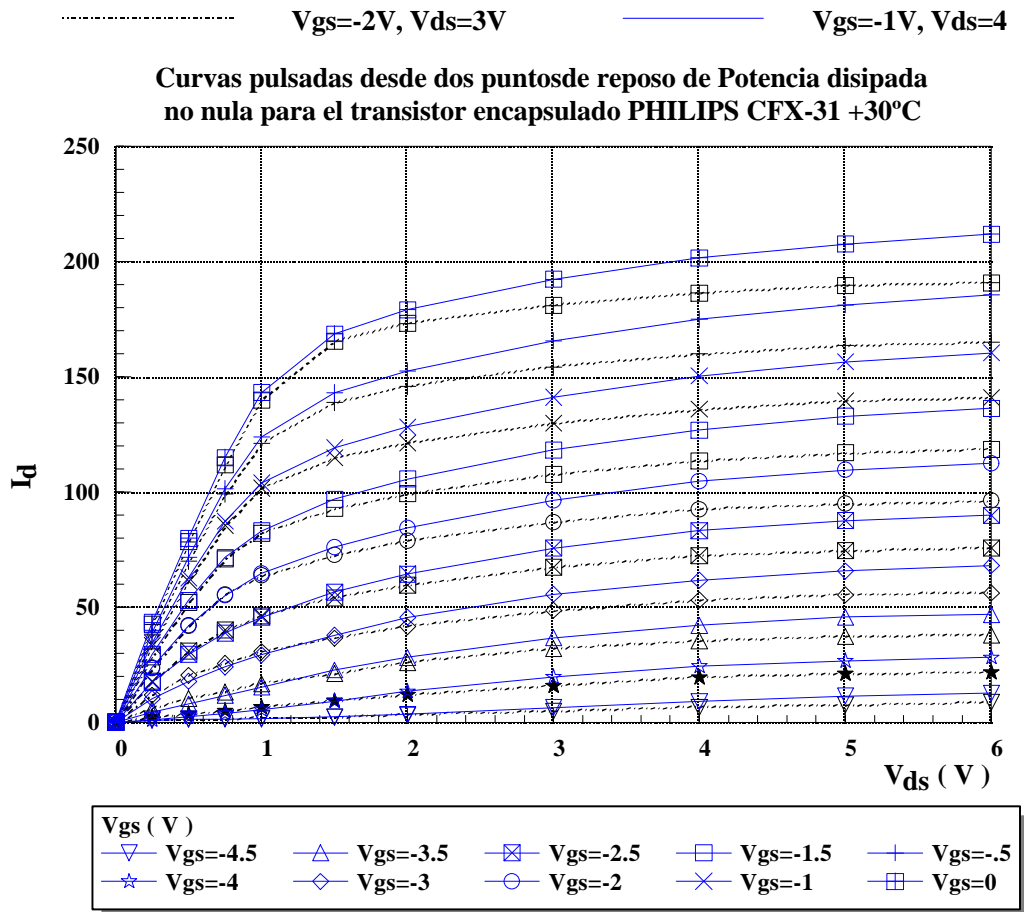


Figura 1.39 Comparación de las curvas características pulsadas medidas en dos puntos de distinta potencia disipada en DC, ( $V_{gs} = -2V, V_{ds} = 3V$ ) y ( $V_{gs} = -1V, V_{ds} = 4V$ ) para un transistor comercial PHILIPS CFX-31.

En la figura 1.39 se muestran las medidas pulsadas del PHILIPS CFX-31 medido a la temperatura ambiente (30°C) en dos puntos de polarización distintos en los que la potencia promedio disipada en el punto de polarización no es nula. En concreto a  $V_{gs} = -2, V_{ds} = 3$  y a  $V_{gs} = -1, V_{ds} = 4$ . Dicha gráfica pone de manifiesto la apreciable diferencia entre los niveles de corriente de los niveles y formas de las distintas curvas obedecen no solo a la variación de la forma del canal como resulta de las tensiones aplicadas, sino que también depende de la potencia promedio disipada en dicho punto de polarización [56].



## 1.6 MODELOS DE RUIDO

Aunque no es propósito de esta tesis el desarrollo de modelos de ruido, por coherencia con el resto de temas tratados en el capítulo, a continuación se mostrarán dos de los modelos eléctricos empíricos de ruido de mayor difusión para dispositivos GaAs MESFET y HEMT, aunque sin entrar en la justificación teórica de los mismos. Un modelo empírico de ruido se constituye de un circuito o esquema equivalente, así como una serie de expresiones analíticas que deben ser ajustadas mediante medidas experimentales de los parámetros de ruido tal y como se mostrará en el capítulo 2.

### 1.6.1 Modelo de Gupta

En el desarrollo del modelo de ruido para dispositivos MESFET y HEMT presentado por Gupta [57], solamente intervienen 5 elementos intrínsecos: la resistencia total  $R_T$  definida como  $R_T = R_g + R_s + R_i$ , la capacidad Gate-Source  $C_{gs}$ , la fuente de corriente  $I_{ds}$  definida como  $I_m = G_m \cdot V$ , donde  $G_m = g_m \cdot \exp(-j \cdot \omega \cdot \tau)$ , la resistencia de salida  $R_{ds}$  y la fuente de ruido blanco  $I_{noise}$  correspondiente a una densidad espectral de potencia de ruido  $S_{i0}$  tal como se muestra en la figura 1.40.

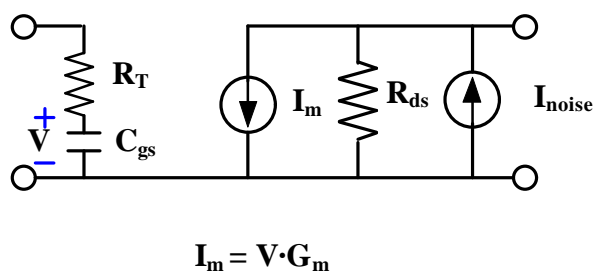


Figura 1.40 Modelo de ruido de Gupta para dispositivos MESFET/HEMT

Todos los componentes circuitales, excepto la fuente de ruido blanco, se obtienen a partir de medidas de parámetros de Scattering, tal como se verá en el capítulo 3, mientras que la fuente de ruido blanco se determina a partir de medidas de la potencia de ruido utilizando las

técnicas de medida que se estudiarán en el capítulo 2. La densidad espectral de ruido  $S_{io}$  cuyas unidades son  $A^2/Hz$  viene dada por:

$$S_{io}(f_L) = \frac{P_{noise} \cdot (R_r + R_{ds})^2}{B_N \cdot R_{ds}^2 \cdot R_r} \quad (1.21)$$

donde  $P_{noise}$  es la potencia de ruido,  $B_N$  es el ancho de banda efectivo de ruido,  $R_{ds}$  es la resistencia de salida del transistor y  $R_r$  es la resistencia de carga utilizada en la medida del ruido (generalmente  $50 \Omega$ , coincidente con la impedancia de entrada del instrumento de medida)

Si la frecuencia a que se efectúa la medida de ruido es lo suficientemente alta (superior al GHz), los efectos del ruido de baja frecuencia  $1/f$  se pueden despreciar, y entonces se puede afirmar que la densidad espectral de potencia de ruido es independiente de la frecuencia. Por otro lado, dicha densidad espectral  $S_{io}$  depende del punto de polarización, por lo que el modelo de Gupta solo es aplicable al punto de polarización en que se hallan medido la corriente de ruido y los parámetros de Scattering necesarios para extraer los demás elementos del circuito. Si la frecuencia de operación es significativamente menor que el producto ganancia por ancho de banda del transistor, se puede afirmar que:

$$w_0^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_T^2 \ll 1 \quad (1.22)$$

bajo las condiciones anteriormente efectuadas, [57] y con el circuito equivalente mostrado en la figura 1.40, la conductancia de entrada  $G_{in}$  y la susceptancia de entrada  $B_{in}$  vienen dada por:

$$G_{in} = \frac{w^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_T}{1 + w^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_T^2}$$

$$B_{in} = \frac{w \cdot C_{gs}}{1 + w^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_T^2} \quad (1.23)$$

Utilizando el circuito equivalente de la figura 1.40 conjuntamente con la definición de densidad espectral de potencia de ruido  $S_{io}$ , se obtiene el valor de la resistencia de ruido  $R_n$  mediante la siguiente expresión:



$$R_n = S_{i0}(f_L) \cdot \left( \frac{1 + w^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_T^2}{4 \cdot K \cdot T \cdot G_m^2} \right) \quad (1.24)$$

los valores óptimos de la conductancia, susceptancia y admitancia de entrada vienen dados por las expresiones:

$$\begin{aligned} G_{opt} &= \sqrt{G_{in}^2 + \frac{G_{in}}{R_n}} \\ B_{opt} &= -B_{in} \\ Y_{opt} &= G_{opt} + j \cdot B_{opt} \end{aligned} \quad (1.25)$$

La figura de ruido viene expresada de la siguiente forma:

$$F_{min} = 1 + 2 \cdot R_n \cdot G_{in} + 2 \cdot \sqrt{R_n \cdot G_{in} + R_n^2 \cdot G_n^2} \quad (1.26)$$

como puede observarse, tanto  $F_{min}$  como  $R_n$  e  $Y_{opt}$  dependen de la frecuencia, y pueden ser calculados fácilmente aplicando las expresiones anteriores. hay que recordar que el rango de validez de los mismos se encuentra limitado por las condiciones de polarización con las que se haya efectuado la medida de la densidad espectral de potencia de ruido  $S_{i0}$ .

### **1.6.1 Modelo de Fukui**

En el desarrollo del modelo de ruido para dispositivos MESFET y HEMT presentado por Fukui [58], el circuito equivalente de ruido del transistor es más parecido en cuanto a su topología al modelo clásico de Vendelin-Dambrine para transistores MESFET/HEMT que ha sido presentado en secciones anteriores, que el modelo de Gupta que se acaba de introducir, tal como se muestra en la figura 1.41. Es por esta razón, junto a la ausencia de la fuente de ruido por lo que el modelo de Fukui ha tenido mayor difusión que el modelo de Gupta dentro de la comunidad científica. Además una vez determinados los elementos del circuito (intrínsecos y extrínsecos), la relación de éstos con los parámetros de ruido se realiza mediante unas constantes empíricas a determinar por ajuste matemático.

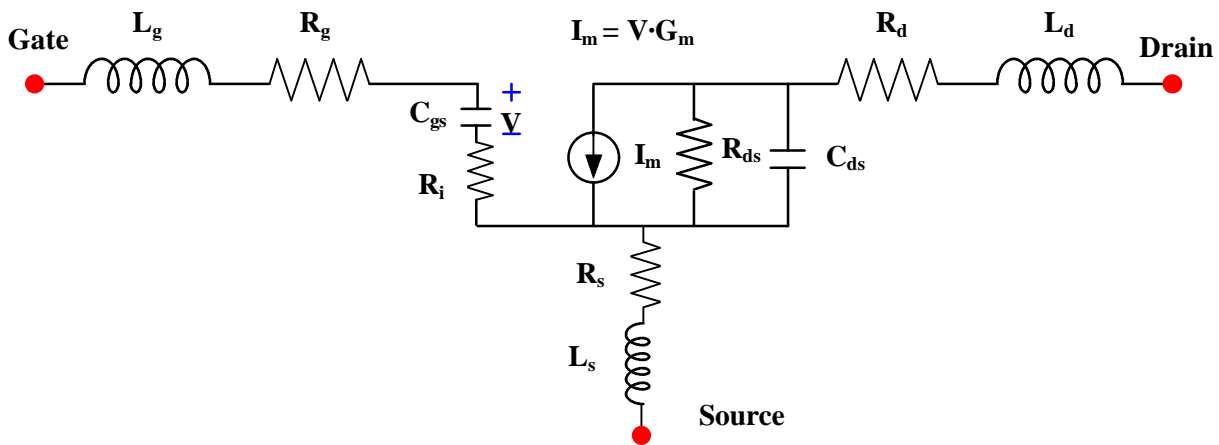


Figura 1.41 Modelo de ruido de Fukui para dispositivos MESFET/HEMT.

Las relaciones de los parámetros de ruido con los elementos que componen el circuito equivalente son las siguientes:

$$F_{min} = 1 + K_1 \cdot f \cdot C_{gs} + \sqrt{\frac{R_g + R_s}{G_m}} \quad (1.27)$$

$$R_n = \frac{K_2}{G_m} \quad (1.28)$$

$$R_{opt} = \frac{K_3}{f} \cdot \left( \frac{1}{4 \cdot G_m} + R_s + R_g \right) \quad (1.29)$$

$$X_{opt} = \frac{K_4}{f \cdot C_{gs}} \quad (1.30)$$

donde  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$  son factores empíricos de ajuste y  $f$  es la frecuencia de medida. En la tabla 1.4, pueden apreciarse los valores típicos de dichos factores de ajuste en un rango frecuencia de medidas que oscila entre 1 y 26.5 GHz para puntos de polarización cuya intensidad de drenador sea del orden de  $I_{dss} / 2$ .

<b>Valores típicos de los factores empíricos de ajuste <math>K_1</math>, <math>K_2</math>, <math>K_3</math> y <math>K_4</math>.</b>				
Rangos:	$0.01 < K_1 < 0.05$	$1 < K_2 < 5$	$5 < K_3 < 50$	$100 < K_4 < 200$

Tabla 1.4 Valores típicos de los parámetros de ajuste utilizados en el método de Fukui cuando el dispositivo MESFET/HEMT está medido en un rango frecuencial de 1 a 26.5 GHz en puntos de polarización cuya intensidad de drenador es del orden del 50% de  $I_{dss}$ .

Aunque existen numerosos modelos de ruido de índole física como el de Pucel [59], su complejidad, unido a su dependencia de la geometría del transistor hacen que su manejo por parte de diseñadores y modeladores no esté muy extendido, por lo que este tipo de modelos no serán tratados a lo largo de la tesis.

## **1.7 MODELADO DE GRAN SEÑAL**

Aunque existen otras formas de modelar el comportamiento no lineal de los dispositivos GaAs MESFET y de los HEMT, como ya se ha apuntado en la introducción general de la presente memoria (modelado físico, matemático, caja negra, etc.), la gran mayoría de los simuladores comerciales, ya sean de índole lineal como TOUCHSTONE ó MMICAD, o de carácter no lineal como MDS, LIBRA ó HARMONICA, utilizan un modelo de tipo eléctrico para describir el comportamiento de todos los elementos activos. Dicho esquema eléctrico ha de ser capaz de responder al comportamiento del transistor a partir de medidas de tipo eléctrico realizadas en el laboratorio. Alguno de estos tipos de medidas como son las medidas de DC y Scattering se encuentran al alcance de la gran mayoría de los laboratorios de investigación. Pero existen otros tipos de medidas, como son las medidas pulsadas, que generalmente no se encuentran tan disponibles por parte de los laboratorios como las citadas anteriormente. Sea como fuere, utilizando medidas de DC y de Scattering, medidas pulsadas, o las tres a la vez, es posible identificar los distintos elementos que componen el circuito eléctrico equivalente de los dispositivos MESFET y HEMT como se mostrará en los capítulos 3 y 4. En la figura 1.42, se muestra de forma genérica, el circuito equivalente no lineal de un transistor MESFET/HEMT, pudiéndose diferenciar en su composición entre elementos lineales y elementos no lineales.

Los elementos circuitales parásitos resistencias e inducciones de acceso que han sido introducidos anteriormente para el caso del modelado lineal, se considera que poseen un comportamiento independiente de la frecuencia de trabajo y de la polarización del dispositivo, aunque, como se verá en capítulos sucesivos, esto no es totalmente cierto. Pero con el ánimo de no complicar excesivamente el modelo la afirmación anterior supone un buen punto de partida para efectuar el modelado no lineal.

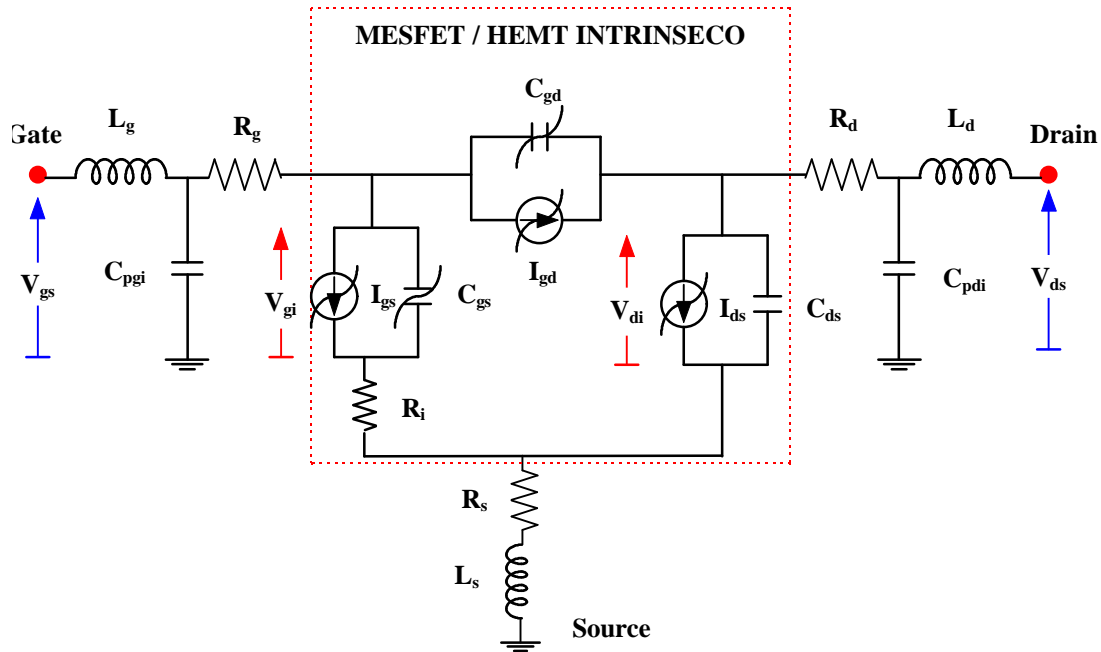


Figura 1.42 Esquema eléctrico no lineal utilizado en el modelado de MESFET y HEMT.

Las no linealidades más importantes son las fuentes de corriente y las capacidades correspondientes a la unión Gate-Source y Gate-Drain por un lado  $I_{gs} = I_{gs}(V_{gs})$ ,  $C_{gs} = C_{gs}(V_{gs})$ ,  $I_{gd} = I_{gd}(V_{gd})$  y  $C_{gd} = C_{gd}(V_{gd})$  y la fuente de corriente correspondiente a la unión Drain-Source  $I_{ds} = I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$  que depende de las tensiones aplicadas en ambos terminales Gate y Drain supuesto el terminal de Source a masa por otro. Si se efectúa la aproximación de pequeña señal comentada en secciones anteriores, esto es, introducir al dispositivo una señal de RF de pequeña amplitud en el circuito no lineal anterior, se obtiene el circuito genérico de pequeña señal mostrado en la figura 1.43.

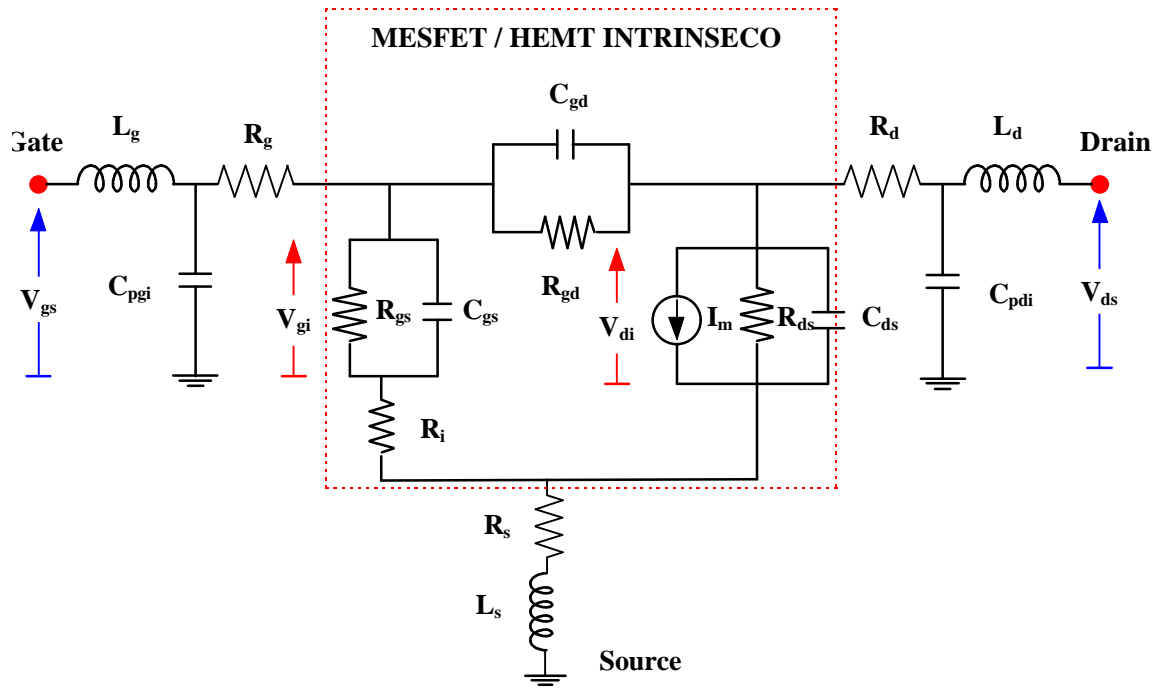


Figura 1.43 Circuito genérico lineal utilizado en el modelado de MESFET y HEMT.

A partir del circuito genérico anterior, pueden obtenerse todos los circuitos de pequeña señal presentados anteriormente: clásico, modificado, Olof-Vickes y Berroth & Bosch. Si se compara este circuito genérico linealizado con el circuito no lineal presentado en la figura 1.34, puede observarse que para las no linealidades  $I_{gs}$ ,  $C_{gs}$ ,  $I_{gd}$ ,  $C_{gd}$  e  $I_{ds}$ , los condensadores son sustituidos por el valor de la función no lineal evaluado en el punto de polarización en que se encuentre el dispositivo ( $V_{gs}, V_{ds}$ ), mientras que las fuentes de corriente son sustituidas por la derivada de la función no lineal respecto a  $V_{ds}$  ó  $V_{gs}$ . Como la fuente no lineal de corriente  $I_{ds}$  depende de las dos tensiones de Gate y de Drain, su linealización se traducirá en dos elementos lineales, por un lado de su dependencia de  $V_{ds}$  se obtiene la conductancia de salida  $G_{ds}$  (o su inverso  $R_{ds}$ ) y por otro de su dependencia con  $V_{gs}$  se obtiene la fuente lineal de corriente  $I_m$  definida como:  $I_m = G_m \cdot V_i$  donde  $G_m = g_m \cdot e^{-j\omega t}$ . Donde  $g_m$  representa la derivada con respecto a  $V_{gs}$  de la fuente no lineal que, a su vez, ha de coincidir con la derivada de la fuente  $I_m$  linealizada y  $\tau$  es el tiempo de tránsito. Por las razones que se acaban de señalar, el circuito linealizado sólo es valido en un punto de polarización, hipótesis que ya habia sido adelantada cuando se introdujo el circuito de pequeña señal a partir del origen físico de sus elementos en secciones anteriores.



## **1.8 Conclusiones**

En este capítulo, se ha efectuado una introducción desde el punto de vista macroscópico y de la electrónica física de los dispositivos más importantes susceptibles de ser utilizados en aplicaciones de microondas y de telecomunicación. Además se ha hecho hincapié en los dispositivos MESFET y HEMT, mostrando los modelos circuitales de pequeña señal más usuales en la literatura y comentando el significado físico de todos sus elementos, tanto intrínsecos como extrínsecos.

Se ha dejado para capítulos posteriores el estudio en profundidad de las medidas de los dispositivos, incluyendo problemas de de-embedding, así como la justificación matemática de las diferentes topologías circuitales y el estudio de modelos no lineales de gran señal. Se ha pretendido familiarizar al lector con una serie de conceptos básicos para la comprensión y el posterior estudio de las técnicas avanzadas de modelado que se expondrán a lo largo de este trabajo de tesis. Por otra parte, se ha justificado la existencia de algunos efectos anómalos como son: los estados trampa, los efectos térmicos del canal y los estados superficiales.

Además, se han estudiado los efectos de segundo orden de los transistores MESFET/HEMT, entre los que cabe destacar los fenómenos de dispersión en baja frecuencia de la conductancia de salida y transconductancia, también se han tratado los efectos de conducción sub-umbral, los efectos ópticos, y los efectos térmicos debidos tanto a la temperatura exterior, como a la variación de la temperatura interna del dispositivo debido al punto de polarización o “self-heating”.

Posteriormente, se han introducido dos modelos semi empíricos de ruido como son el modelo de Gupta y el modelo de Fukui sin profundizar en su estudio. Por último, se ha presentado el modelo no lineal de gran señal para dispositivos MESFET y HEMT, relacionándose este con los diferentes modelos lineales introducidos a lo largo de este capítulo.



## 1.9 Referencias

- [ 1 ] - Anholt and S. Swirhun. *Measurements and Analysis of GaAs MESFET's Parasitics Capacitances* . IEEE Transactions on MTT, vol 39, n-7, pp 1247-125 July 1991 .
- [ 2 ] - Bandler, R.M. Biernacki, S.H. Chen, J. Song S. Ye Qi-jun Zhang. *Analytically Unified DC/Small-Signal/Large-Signal Circuit Desing* . IEEE Transactions on MTT, vol 39 n-7, July 1991 .
- [ 3 ] - Gonzalez, Guillermo. *Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design*, Editorial Prentice-Hall, New Jersey 1.984.
- [ 4 ] - Newport, J.M. Zamanillo, T. Fernández, A. Mediavilla, A.Tazón. *Discusión de los Métodos de Modelado MESFET Gran Señal a partir de Medidas Pequeña Señal* Unión Científica Internacional de Radio URSI, Canarias, Septiembre de 1994.
- [ 5 ] - Schockley, W. *A unipolar field transistor*. Proc. IRE, nº40 pp1365, 1.952
- [ 6 ] - Tazón Puente, Antonio. *Estudio del comportamiento no lineal de dispositivos activos Microondas*. Tesis de Doctorado, Santander Junio de 1987.
- [ 7 ] - Golio. *Microwave MESFET's and HEMT's*. Artech House 1.991 .
- [ 8 ] - Alonso E. y E. J. Finn . *FISICA:Volumen III, Fundamentos Cuánticos y Estadísticos*. Editorial Fondo Educativo Interamericano S.A., Mexico 1.980.
- [ 9 ] - Snowden. *Semiconductor Device Modelling*. Editorial Springen-Verlag 1.989.
- [ 10 ] - Soares. *GaAs MESFET Circuit Design*. Editorial Artech House 1.988 .
- [ 11 ] - Chen, D. K. Arch, *The Influence of Electric Field and Mobility Profile on GaAs MESFET Characteristics*. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 36, No 2, pp 269-280, 1989.
- [ 12 ] - Fernández Ibañez, Tomás. *Diseño de un sistema experimental automático para la caracterización DC y pulsada de transistores de Alta Frecuencia*. Tesina de Licenciatura, Santander, Octubre 1.991.
- [ 13 ] - Fernández, J.M. Zamanillo, Y. Newport, A. Mediavilla, A.Tazón. *Descripción de los Fenómenos que Intervienen en la caracterización Pulsada para el modelado No lineal de transistores GaAs MESFET*, Unión Científica Internacional de Radio URSI, Canarias, Septiembre de 1994.

- [ 14 ] - Fernández, Y. Newport, J. M. Zamanillo, A. Tazón, A. Mediavilla. *Modelling of Operating Point Non Linear Dependence of  $I_{ds}$  Characteristics from Pulsed Measurements in MESFET Transistors*. 23<sup>rd</sup> European Microwave Conference, pp.518-521, Sept. 1993.
- [ 15 ] - Fernández, Y. Newport, J.M. Zamanillo, A.Mediavilla, A.Tazón. *Obtención de un Modelo Universal para MESFET a partir de Medidas DC, parámetros S y Pulsadas*. Unión Científica Internacional de Radio URSI, Valencia, Septiembre de 1993.
- [ 16 ] - Fernández, Y. Newport, J.M. Zamanillo, A.Tazón, A. Mediavilla. *Une Caracterisation Precise Non Lineaire de la Dependance du Point de Repos des Courves Pulsees I/V des Transistors TEC*. 8<sup>eme</sup> Journées Nationales Microondes, Brest, Mayo de 1993
- [ 17 ] - Courtois, B. *CAD and Testing of IC's and Systems. Where are we going ?*. Techniques of Informatics & Microelectronics for Computer Architecture TIMA, May 1.993 .
- [ 18 ] - PHILIPS Microwave Limeil GaAs Foundry and ASIC Design Centre. *ER07AD DESIGN MANUAL*. Version 1.1A, May 1.992.
- [ 19 ] - Ikossi-Anastasiou, A. Ezis and K. Rai. *Temperature Dependence of Annealed AlGaAs/GaAs MODFET Ohmic Contacts*. IEEE Transactions on Electron Devices, vol 35, pp. 1786-1792, Nov. 1988.
- [ 20 ] - Sledzik and Ingo Wolff. *A New Approach to Nonlinear Modelling and Simulation of MESFET's and MODFET's*. 20<sup>th</sup> European Microwave Conference pp 784,789, 1.990.
- [ 21 ] - Sledzik and Ingo Wolff. *Large-Signal Modelling and Simulation of GaAs MESFET's and HFET's*. International Journal of Microwave and Millimeter Wave Computer Aided Engineering, Vol 2, No. 1 pp 49,60 1.992.
- [ 22 ] - Vendelin G.D., M. Omori. *Circuit model for the GaAs MESFET valid to 12 GHz*. Eletronics letters, vol 11, no. 3,pp 60-61, 1.975.
- [ 23 ] - Minasian. *Simplified GaAs MESFET model to 10 GHz*. Electronic Letters, 1977,vol 13, n°1 8 pp 549-550.
- [ 24 ] - Fukui. *Determination of the basic device parameters of GaAs MESFET*. Bell Systems Teach pp. 711-797 1.979.
- [ 25 ] - Curtice. *A MESFET Model for Use in the Design of GaAs Integrated Circuits*. IEEE Trans. MTT-28, N°5, pp.448-456, May 1980.
- [ 26 ] - Dambrine, A.Cappy, F. Heliodore, E. Playez. *A new method for deteminig the FET small-signal equivalent circuit*. IEEE Transactions on MTT vol 36, n° 7, July 1.988.



- [ 27 ] - Feng, A. Hintz. *Simulation of Submicrometer GaAs MESFET's using a full Dynamic Transport Model*. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol 35, No. 9, pp. 1419-1431, 1988.
- [ 28 ] - Kondoh, Hiroshi. *FET Power performance prediction using a linearized device model*. IEEE MTT-Symposium pp 569-572, 1989.
- [ 29 ] - Berroth and Roland Bosch. *Broad-Band Determination of the FET Small-Signal Equivalent Circuit*. IEEE Transactions on MTT, vol 38, n-7 pp 891-895, July 1990.
- [ 30 ] - Anholt and S. Swirhun. *Equivalent-Circuit Parameter Extraction for Cold GaAs MESFET's*. IEEE Transactions on MTT, vol 39, n-7, July 1991 .
- [ 31 ] - Anholt and S. Swirhun. *Measurements and Analysis of GaAs MESFET's Parasitic Capacitances*. IEEE Transactions on MTT, vol 39, n-7, pp 1247-125 lju:y 1991 .
- [ 32 ] - Bandler, R.M. Biernacki, S.H. Chen, J. Song S. Ye Qi-jun Zhang. *Analytically Unified DC/Small-Signal/Large-Signal Circuit Desing* . IEEE Transactions on MTT, vol 39 n-7, July 1991
- [ 33 ] - Jastrzebski and Antony Davies. *Extraction of linear and non-linear MESFET models*. EMC- 1991, pp 945-952.
- [ 34 ] - Vikes, Hans-Olof. *Determination of intrinsic FET parameters using circuits partitioning approach*. IEEE Transactions on MTT, February 1991
- [ 35 ] - Zamanillo Sainz de la Maza, José M<sup>a</sup>. *Medida de parámetros de Scattering en dispositivos microondas y modelización lineal de transistores MESFET*. Tesina de Licenciatura, Santander, Febrero de 1992.
- [ 36 ] - Zamanillo, A. Mediavilla, A. Tazón, J.L. García. *Extracción Automática de Modelos Lineales de transistores MESFET en AsGa*, Unión Científica Internacional de Radio URSI, Málaga, Septiembre de 1992.
- [ 37 ] - Berroth and Roland Bosch. *High-Frequency Equivalent Circuit of Ga-As FET's for Large-Signal Applications*. IEEE Transactions on MTT, vol 39, n22 pp 224-229, Feb. 1991 .
- [ 38 ] - Ladvánszky J. *On Package Modelling*. 24<sup>th</sup> European Microwave Conference pp 1638-1643. Cannes, September 1994.
- [ 39 ] - Camacho-Peñalosa and C.S. Aitchinson. *Modelling frequency dependence of output impedance of a microwave MESFET at low frequencies*. Electronic Letters 6<sup>th</sup> June 1985, vol 21 n°12 pp 528-529.

- [ 40 ] - 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 , Vol 41, Nº 10, October 1.994 .
- [ 41 ] - Minasian. *Modelling the MESFET output nonlinearity*. Electronic Letters, 1979, n 215 pp 515-516.
- [ 42 ] - Reynoso-Hernández, J. Graffeuil. *Output Conductance Frequency Dispersion and Low-Frequency Noise in HEMT's and MESFET's*. IEEE Trans. MTT, Vol 37, pp. 1478-1481, Sept. 1989.
- [ 43 ] - Fernández, A. Mediavilla, A. Tazón, J.L. García. *Low Frequency Dispersion Measurements for Nonlinear Microwave MESFET Modelling*. GaAs'92 European Gallium Arsenide Symposium. ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, April 1992.
- [ 44 ] - Quintanilla, M<sup>a</sup> Reyes. *Automatización del Banco de Baja Frecuencia para Caracterización de Transistores MESFET*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad de Cantabria.1993.
- [ 45 ] - Fernández, Y. Newport, J. M. Zamanillo, A. Tazón, A. Mediavilla. *Modelling of Operating Point Non Linear Dependence of  $I_{ds}$  Characteristics from Pulsed Measurements in MESFET Transistors*, 23<sup>th</sup> European Microwave Conference, pp.518-521, Sept. 1993.
- [ 46 ] - Fernández, A. Mediavilla, Y. Newport, A.Tazón y J. M. Zamanillo. *Project ESPRIT 6050 MANPOWER Report-2*. April 1.993
- [ 47 ] - Ladbroke, S. R. Blight. *Low-frequency dispersion of Transconductance in GaAs MESFET's with Implications for other Rate-Dependent Anomalies*. IEEE Trans. Electron Devices, Vol 35, pp. 257-267, Mar. 1988.
- [ 48 ] - Kawasaki, J. Kasahara. *Low-Frequency Dispersion of Transconductance in GaAs JFET's and MESFET's with an Ion Implanted Channel Layer*. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol 37, pp. 1789-1795, Aug 1990.
- [ 49 ] - Brazil. *A Universal Large-Signal Equivalent Circuit Model for the GaAs MESFET*. 21<sup>th</sup> European Microwave Conference, pp. 921-926, Sept. 1991.
- [ 50 ] - Gautier J.L., D. Pasquet and P. Pouvil, *Optical effects on the Static and Dynamic Characteristics of a GaAs MESFET*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol MTT-33, pp. 819-822, September 1985.



- [ 51 ] - Ikossi-Anastasiou K., A. Ezis and K Rai, *Temperature Dependence of Annealed AlGaAs/GaAs MODFET Ohmic Contacts*, IEEE Transactions on Electronic Devices Vol 35, pp 1786-1792, Nov 1988.
- [ 52 ] - Liang C.J., H. Wong, R. H. Multikainen, R.M. Foukas, N.W. Cheung, M. Sokoloich and S.K. Cheung, *Temperature Dependence of GaAs MESFET Threshold Voltages*, Journal Scientific Technologies, Vol. B6, pp 1773-1778.
- [ 53 ] - Anholt R.E. and Stanley E. Swirthun, *Experimental Investigation of the Temperature Dependence of GaAs FET Equivalent Circuits*, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 39, pp 2020-2036, Sep. 1992.
- [ 54 ] - Selmi L. and Ricco, *Modeling Temperature Effects in the DC I-V Characteristics of GaAs MESFET's*, Transactions on Electron Devices, Vol. 40, pp 237-277, Feb. 1993.
- [ 55 ] - Rodriguez-Tellez J. and B. P. Stothard. *Simulation of Temperature and Bias Dependences of  $I$  and  $V_t$  of GaAs MESFET Devices*. IEEE Trans. Electron Devices, Vol 40, pp. 1730-1735, Oct. 1993.
- [ 56 ] - Fernández, Y. Newport, J. M. Zamanillo, A. Tazón, A. Mediavilla. *Modelling of Operating Point Non Linear Dependence of  $I_{ds}$  Characteristics from Pulsed Measurements in MESFET Transistors*, 23<sup>th</sup> European Microwave Conference, pp.518-521, Sept. 1993.
- [ 57 ] - Gupta M.S., O.Pitzalis, S.E. Rosebaum and P.T. Greiling, *Microwave Noise Characteristics of GaAs MESFETs: Evaluation by On-Wafer Low-Frequency Output Noise Current Measurements*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-35, pp. 1208-1218, December 1987.
- [ 58 ] - Fukui H., *Optimal Noise Figure of Microwave GaAs MESFETs*, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-26, pp.1032-1037, July 1979.
- [ 59 ] - Pucell R.A., H.A. Haus and H. Statz, *Signal and Noise Properties of Gallium Arsenide Microwave Field Effect Transistors*, Advances in Electronics and Electron Physics, Vol. 38, New York Academic Press, pp 195-265.
- [ 60 ] - Fernández, Tomás. *Estudio del Comportamiento Dinámico y modelado gran señal de dispositivos GaAs MESFET para Comunicaciones en Tecnología Monolítica*. Tesis de Doctorado, Universidad de Cantabria, Octubre 1995.
- [ 61 ] - Rossek S.J., and C.E. Free, *Optical control of Microwave signals using GaAs FETs*, Electronics & Communication Engineering Journal, pp. 21-30, February 1994.



# 2 Tipos de Medida e Instrumentación Necesarias para Caracterizar Dispositivos Activos Microondas

## 2.1 INTRODUCCION

Existe una relación muy importante entre los modelos de los dispositivos, las técnicas de extracción de parámetros y las medidas realizadas sobre ellos. La bondad y la precisión de éstas contribuyen directamente al buen comportamiento del modelo, incluso para modelos de índole física, los cuales necesitan información sobre la geometría y propiedades de los materiales de que está compuesto el dispositivo, características todas ellas de índole microscópica. La longitud de puerta y la densidad de dopado son ejemplos de parámetros típicos necesitados en un modelo físico. Los tipos de medida a realizar en el caso de que se haya optado por efectuar un modelado físico ofrecen mucha mayor dificultad que los que





deben de realizarse para desarrollar un modelo de tipo empírico o eléctrico. Siendo esta una de las razones por las que se ha optado por éste último tipo de modelado en este trabajo de tesis.

Ejemplo de la complejidad anteriormente aludida es la medida de la longitud de puerta en un FET, la cual se debe realizar mediante un microscopio electrónico, además de tener que retirar previamente las capas externas utilizadas para pasivar el dispositivo, siendo pues esta medida una medida destructiva para el dispositivo. Otro ejemplo de esta complejidad consiste en la determinación de los niveles de densidad de dopado, estos han de efectuarse en la foundry durante el proceso de construcción del dispositivo. Como se puede apreciar, este tipo de técnicas solo son accesibles para las foundries y en general no se encuentran disponibles para el diseñador de circuitos. En cambio, para efectuar un modelado de tipo empírico o eléctrico, se ha de contemplar al dispositivo desde un punto de vista macroscópico, siendo las medidas a realizar de tipo eléctrico y por tanto mucho más sencillas de efectuar en un laboratorio si se dispone de la instrumentación adecuada.

A la hora de proceder a efectuar el modelado eléctrico de un transistor MESFET o HEMT de microondas, es condición indispensable el realizar distintos tipos de medidas sobre el dispositivo, con la máxima precisión posible y de una manera automática. Dichas mediciones servirán de punto de partida a las herramientas extractoras diseñadas al efecto en este trabajo de tesis, que se encargarán de la obtención del modelo circuital de los dispositivos y se tratarán ampliamente en los capítulos siguientes.

Existen otros tipos de medidas a realizar sobre los dispositivos MESFET y HEMT, como ocurre en el caso de las medidas de potencia  $P_{in}/P_{out}$  o en el caso de las medidas de intermodulación que son utilizadas no para modelar el dispositivo, si no como medidas que han de validar el modelo de gran señal obtenido mediante otras técnicas. Si se efectúa una clasificación sobre el tipo de medidas de índole radioeléctrico que pueden realizarse sobre los dispositivos MESFET y HEMT, estas pueden organizarse de la siguiente manera:



### **1- Medidas de Continua (DC).**

- Determinación de características I-V.
- Caracterización de la tensión de avalancha o “breakdown” en DC.
- Determinación de las resistencias de acceso.
- Caracterización de la unión Schottky.

### **2- Medidas Pulsadas.**

- Determinación de características I-V en régimen pulsado.
- Determinación de la conductancia de salida y la transconductancia.
- Caracterización de la tensión de avalancha o “breakdown” de RF..

### **3- Medidas de Radiofrecuencia (RF).**

- Medidas de Parámetros de Scattering.
- Medidas de Parámetros de Scattering Pulsados.
- Medidas de Baja Frecuencia.

### **4- Medidas de Gran Señal.**

- Medidas de Load-Pull
- Medidas de Parámetros de Scattering en gran Señal.
- Medidas  $P_{in}/P_{out}$  incluyendo contenido de armónicos.
- Medidas de intermodulación (medidas multitono).

### **5- Medidas de ruido.**

- Medidas de Densidad Espectral de Ruido.
- Medidas de Figura de Ruido.

### **6- Medidas térmicas.**

- Determinación de características I-V.
- Determinación de características I-V en régimen pulsado.
- Medidas de Parámetros de Scattering en función de la temperatura.



En este trabajo de tesis se han efectuado aportaciones clave en el proceso de las medidas en los apartados de medidas en DC y de parámetros de Scattering, así como la automatización de las mismas. Además se han diseñado herramientas que simplifican en gran manera las medidas anteriormente mencionadas. Entre estas herramientas, destaca el diseño de un prototipo de fuente de DC automática controlable por ordenador que opera en los cuatro cuadrantes I-V (tensión-corriente). Por otro lado también se han diseñado y construido dos test-fixture con sus correspondientes estándares de calibración TRL operativos hasta frecuencias de 20 GHz, para poder efectuar medidas de parámetros de Scattering de dispositivos encapsulados o en chip, a los que previamente se haya efectuado la soldadura de los hilos de bonding a las líneas de acceso. En otros trabajos de tesis realizados en el grupo [1] se han efectuado aportaciones muy interesantes a las medidas pulsadas, las medidas de potencia, las medidas de baja frecuencia y las medidas térmicas de los transistores MESFET y HEMT. Todo ello ha dado lugar a un sistema automático de caracterización, medida, extracción de parámetros y modelado de dispositivos MESFET y HEMT. Dejándose las medidas de Load-Pull y de ruido para futuras líneas de trabajo a desarrollar por nuestro grupo de trabajo a corto y medio plazo.

Como norma general muy a tener en cuenta, las medidas efectuadas con cualquier tipo de dispositivo activo o pasivo a frecuencias de microondas, han de ser sistemáticas, muy fiables y repetitivas, procurando minimizar todos los posibles errores en el proceso. La no observación de la regla anterior nos puede conducir a resultados catastróficos si las medidas efectuadas van a ser utilizadas para la obtención de modelos circuitales de los dispositivos, o para la validación de los mismos.

## **2.2 MEDIDAS DE CORRIENTE CONTINUA**

Una de las razones fundamentales de realizar medidas en continua radica en la simplicidad, y la gran cantidad de información que puede obtenerse a partir de las mismas. Ejemplos de ello son: la medida de las curvas características I-V del transistor MESFET/HEMT, la determinación del punto de pinch-off del dispositivo, la determinación de las resistencias de acceso, la caracterización de la unión Schottky y de la tensión de avalancha o “breakdown” del dispositivo.



### 2.2.1 Determinación de las Características I-V de un transistor MESFET/HEMT

La manera de obtener las curvas características de un transistor es relativamente sencilla, solamente se necesita efectuar un barrido de tensión en el drenador manteniendo la tensión de puerta constante y la fuente a masa, e ir variando las tensiones de control en la puerta del dispositivo hasta llegar a saturarlo. La instrumentación necesaria para efectuar este tipo de medidas de forma automática se muestra en la figura 2.1.

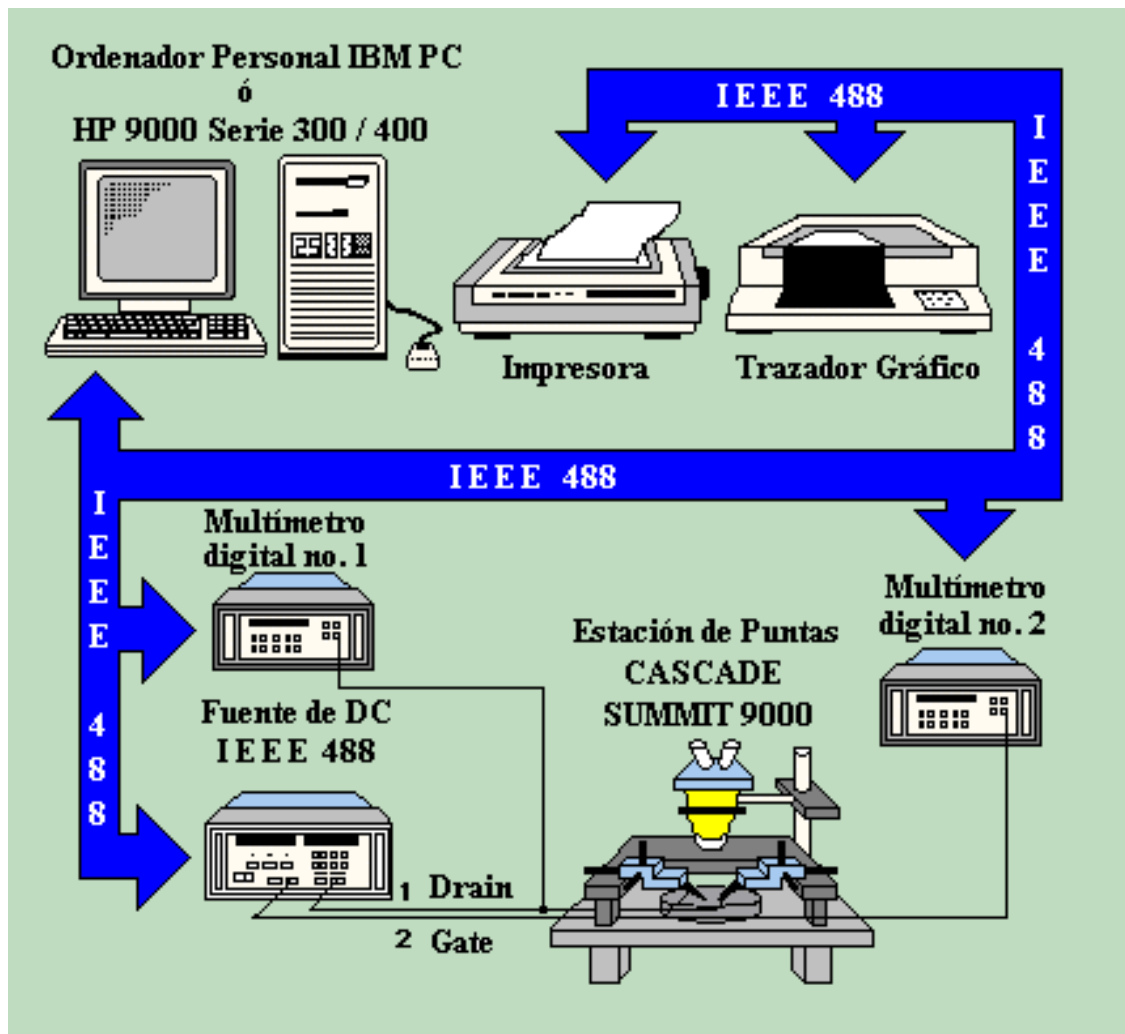
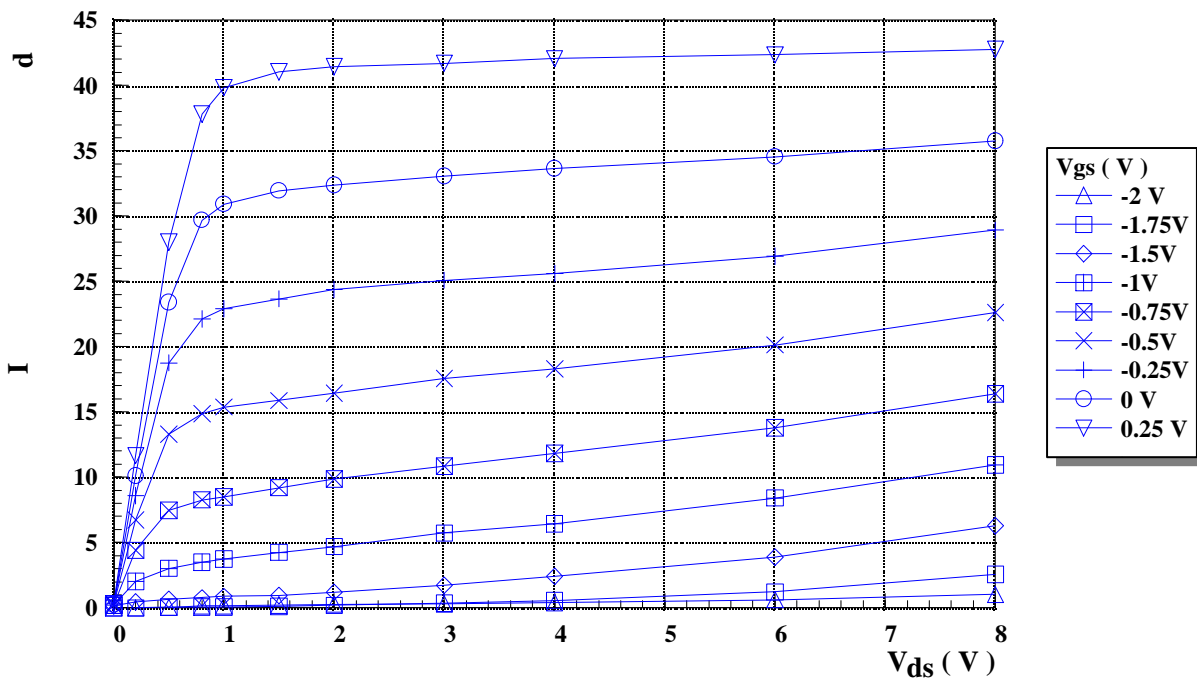


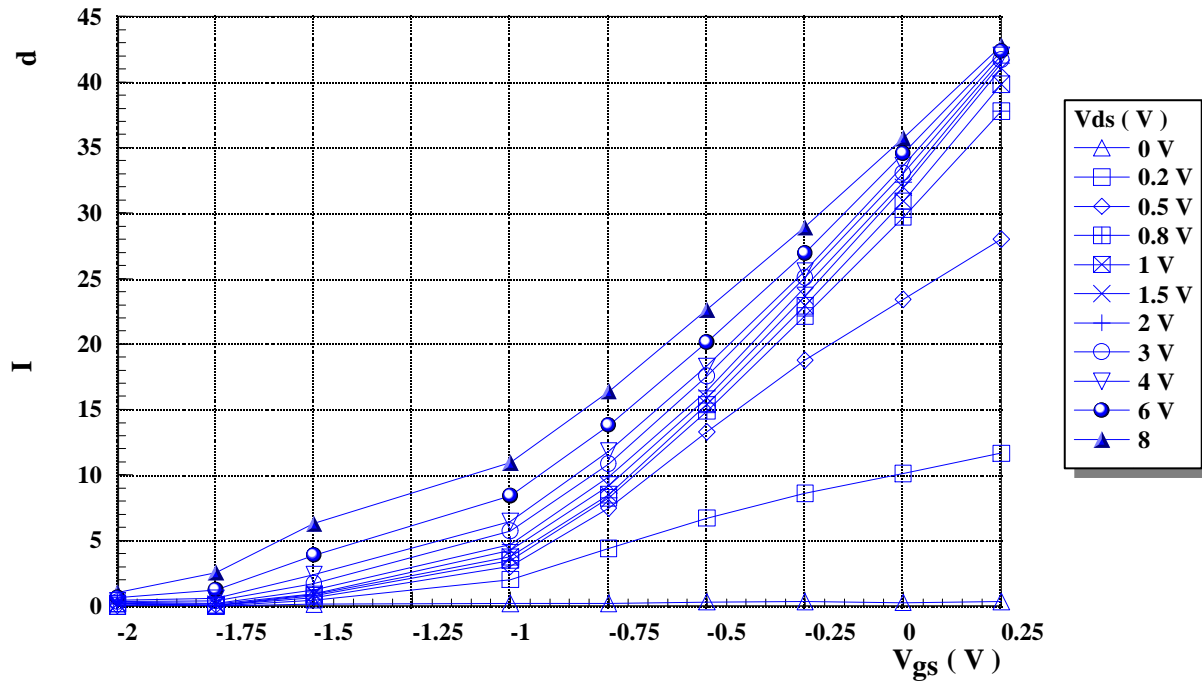
Figura 2.1 Diagrama de bloques del sistema automatizado de medidas en DC desarrollado.

Las fuentes de DC y los multímetros se escogen en función del rango de tensiones y corrientes determinado por las características del dispositivo a medir. En las figuras 2.2 (a) y (b) se muestran las curvas características de un transistor MESFET F20 de  $6 \times 50 \mu\text{m}$  de la foundry GEC-MARCONI y presentan la corriente que circula entre Drain y Source en función de las tensiones aplicadas entre Drain-Source y Gate-Source respectivamente para un transistor MESFET de  $6 \times 50 \mu\text{m}$  de longitud de puerta. Estas medidas han sido efectuadas en un sistema automatizado similar al de la figura 2.1. Si el rango de tensiones de puerta es lo bastante amplio, se puede llegar a determinar gráficamente la tensión de estrangulamiento de canal, o de “pinch-off” como el punto de corte de todas curvas de la figura 2.2 (b) cuando se representa la intensidad de drenador  $I_d$  frente a la tensión de puerta  $V_{gs}$  con  $V_{ds}$  como parámetro. Para el transistor representado en dicha figura, la tensión de estrangulamiento de canal o pinch-off es  $V_{gs} = -2\text{V}$ . Si el rango de variación de la tensión de drenador es lo suficientemente amplio, se puede llegar a introducir el dispositivo en zona de avalancha ó “breakdown”, y destruir el dispositivo durante la medida. Por esta razón, es muy conveniente poseer algún dato sobre los rangos máximos de polarización del dispositivo suministrados por la foundry, y en su defecto el efectuar alguna medida manual que ayude a fijar los rangos máximos de medida para el dispositivo que se desee caracterizar.



(a)





(b)

Figura 2.2 Curvas características I-V de un MESFET F20 de 6\*50  $\mu\text{m}$  de la foundry GEC-MARCONI medido con el sistema automatizado mostrado en la figura 2.1.

Para dispositivos típicos de media potencia con aplicaciones en el rango de microondas, la tensión máxima de drenador generalmente no excede los 20 V y la intensidad de corriente de drenador no supera los 500 mA. En estos casos, en el Laboratorio de Microondas de nuestro Departamento, se utiliza una fuente de DC comercial, en concreto la fuente modelo HP6622A de firma Hewlett Packard, capaz de suministrar 1 A de intensidad con una variación de tensión de 0 a +20 V.

Cuando se desea medir dispositivos de baja potencia ( $V_{\text{dsmax}} = 5 \text{ V}$  e  $I_{\text{dss}} = 50 \text{ mA}$ ), no es posible utilizar este tipo de fuente, debido a que el rango de intensidades en zona baja es tan pequeño que se roza la precisión de la fuente, obteniéndose unas curvas características con el típico “rizado” en la zona de saturación, tal como se muestra en la figura 2.3, para un transistor HEMT de baja potencia. Además, cuando se desea medir dispositivos de gran potencia, (esto es:  $V_{\text{dsmax}} = 20 \text{ V}$  e  $I_{\text{dss}} \geq 2000 \text{ mA}$ ), tampoco se puede utilizar este tipo de

fuente debido a que nunca se llega a saturar el transistor, por no suministrar la intensidad suficiente para ello.

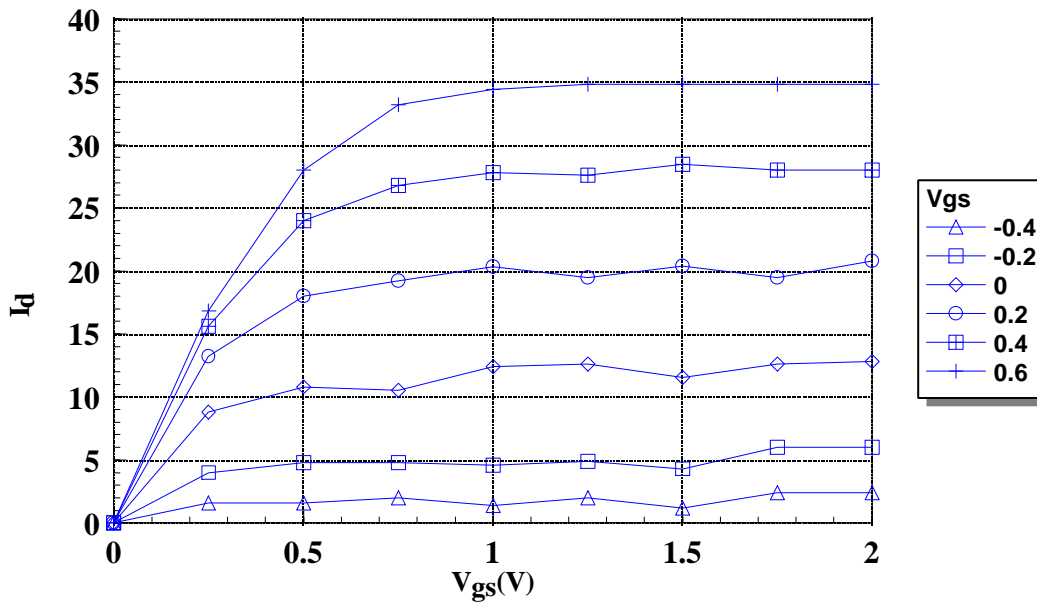


Figura 2.3 Medidas de las curvas características I-V realizadas con la fuente comercial HP6622A para un transistor HEMT de depleción de baja potencia de  $2 \times 50 \mu\text{m}$  con los dedos en T de la Foundry IAF-Fraunhofer.

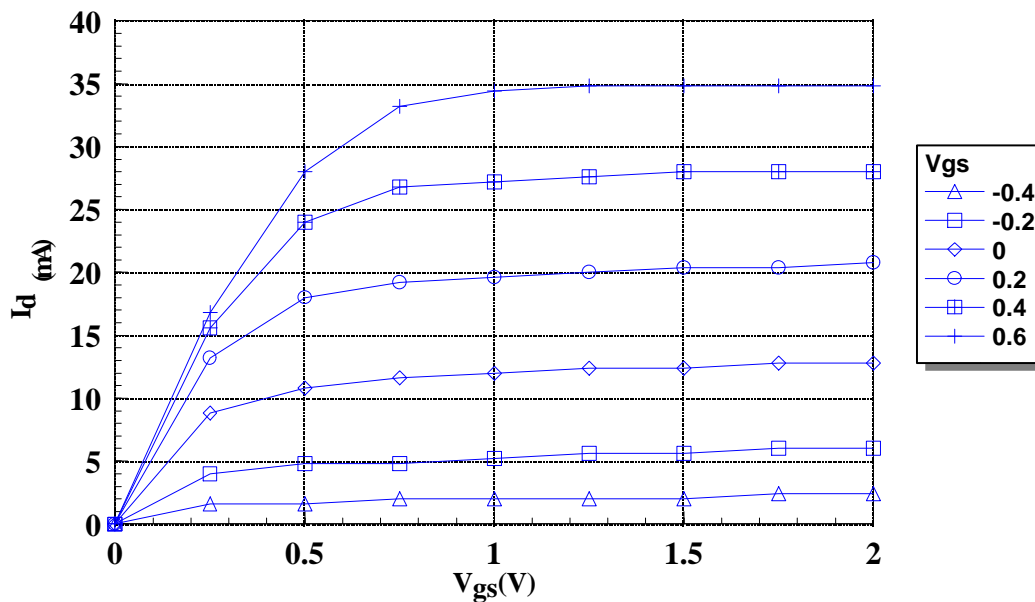


Figura 2.4 Medida de las curvas características I-V realizadas con la fuente AUREL-2 para un transistor HEMT de depleción de baja potencia de  $2 \times 50 \mu\text{m}$  con los dedos en T de la Foundry IAF-Fraunhofer.

Otro inconveniente presentado por este tipo de fuente comercial es que dicha fuente solo es capaz de suministrar tensiones de una sola polaridad, bien positivas o bien negativas si se invierte la polaridad, lo cual representa un problema añadido a la hora de medir las curvas características de un transistor HEMT de depleción, (recuérdese que el rango de variación de tensiones oscila desde valores negativos a valores positivos de la tensión de puerta).

Las razones anteriormente aludidas, junto con la necesidad de poseer una fuente doble con control de corriente para el canal de Gate y que fuese operar en los cuatro cuadrantes I-V, esto es que la fuente sea capaz de actuar como fuente ó sumidero de intensidad (condición necesaria para efectuar medidas con inyección de corriente por la puerta “en frío”, es decir a  $V_{ds} = 0$ ) hicieron surgir la necesidad de disponer de una nueva fuente de DC que reúna todas estas características. De esta manera, se ha diseñado la fuente programable AUREL-2, cuyas especificaciones se muestran en la tabla 2.1 y su funcionamiento detallado aparece en [2].

<b>Canal de Gate</b>		<b>Canal de Drain</b>	
<b>Control por Tensión</b>		<b>Control por Tensión</b>	
Rango de Tensión	-7 V a +3V	Rango de Tensión	-2 V a +20V
Rango de Intensidad	-200 mA a +200 mA	Rango de Intensidad	-200 mA a +2000 mA
<b>Control por Inyección de Intensidad</b>		<b>Control por Inyección de Intensidad</b>	
Rango de Tensión	0 V a +8 V	Rango de Tensión	No disponible
Rango de Intensidad	0 mA a +200 mA	Rango de Intensidad	No disponible

Tabla 2.1 Características técnicas de la fuente de DC programable AUREL-2.

Esta fuente presenta la ventaja de poder efectuar medidas “en caliente” actuando como una fuente de tensión doble para los canales de Gate y Drain. Además, permite efectuar medidas “en frío” funcionando como fuente de corriente en el canal de Gate, dejando el canal de Drain a masa ( $V_{ds} = 0$ ) sin tener que cambiar de fuente de tensión. Por otra parte, se ha desarrollado un programa software que efectúa la medida de las características I-V de los dispositivos de una manera rápida, fiable y totalmente automatizada. Para el transistor



mostrado en la figura 2.4, se han tenido que efectuar dos medidas utilizando la fuente HP6622A una para cada zona de diferente polaridad en el canal de Gate, mientras que con la fuente AUREL-2 solamente se ha efectuado una medida.

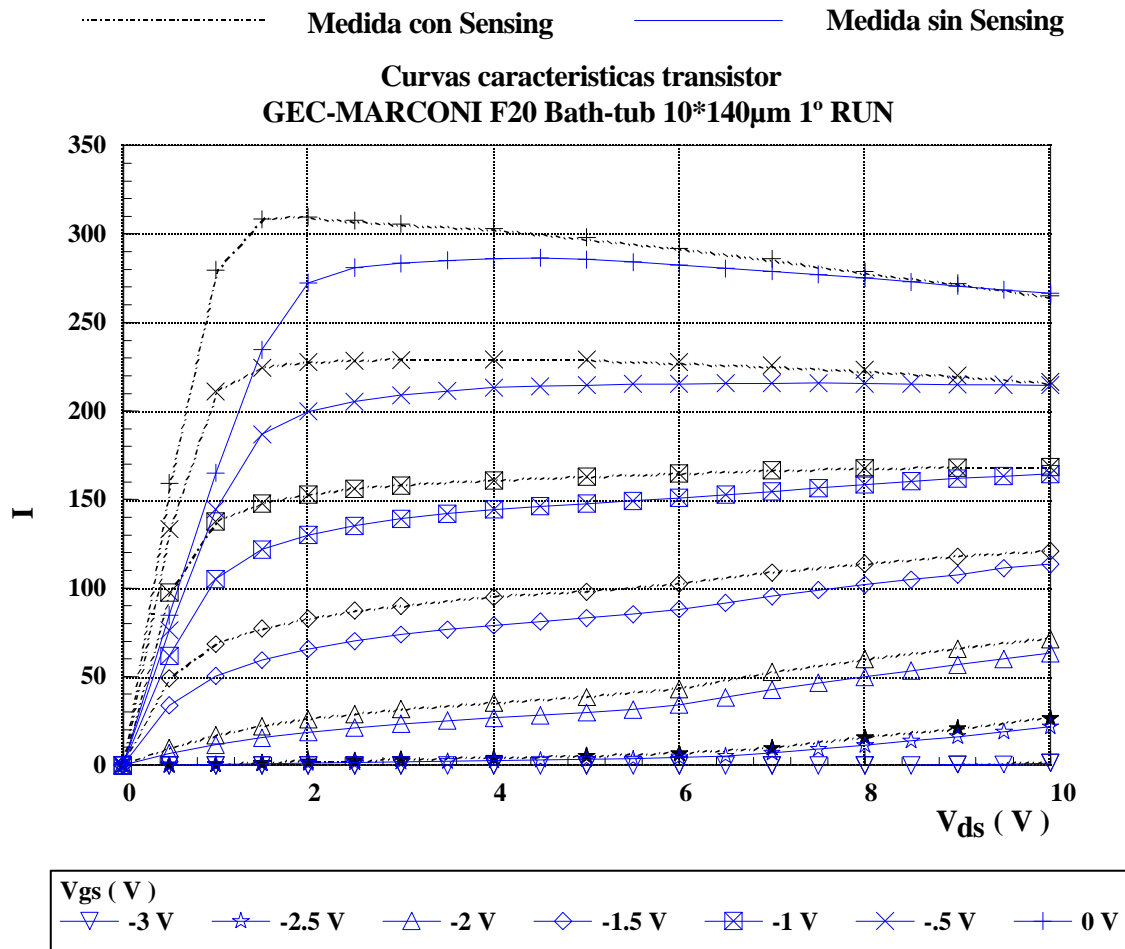


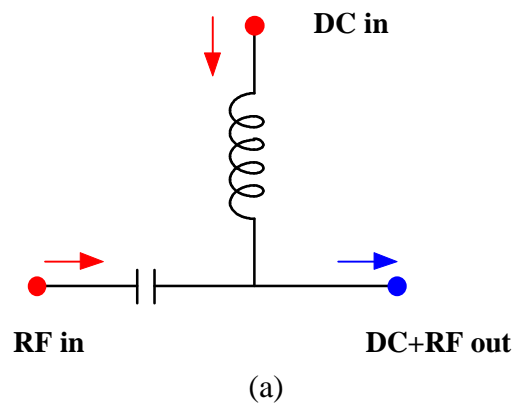
Figura 2.5 Comparación entre las medidas de las curvas características I-V realizadas con sensing y sin sensing para un transistor MESFET de potencia de 10\*140 µm de la Foundry GEC-MARCONI.

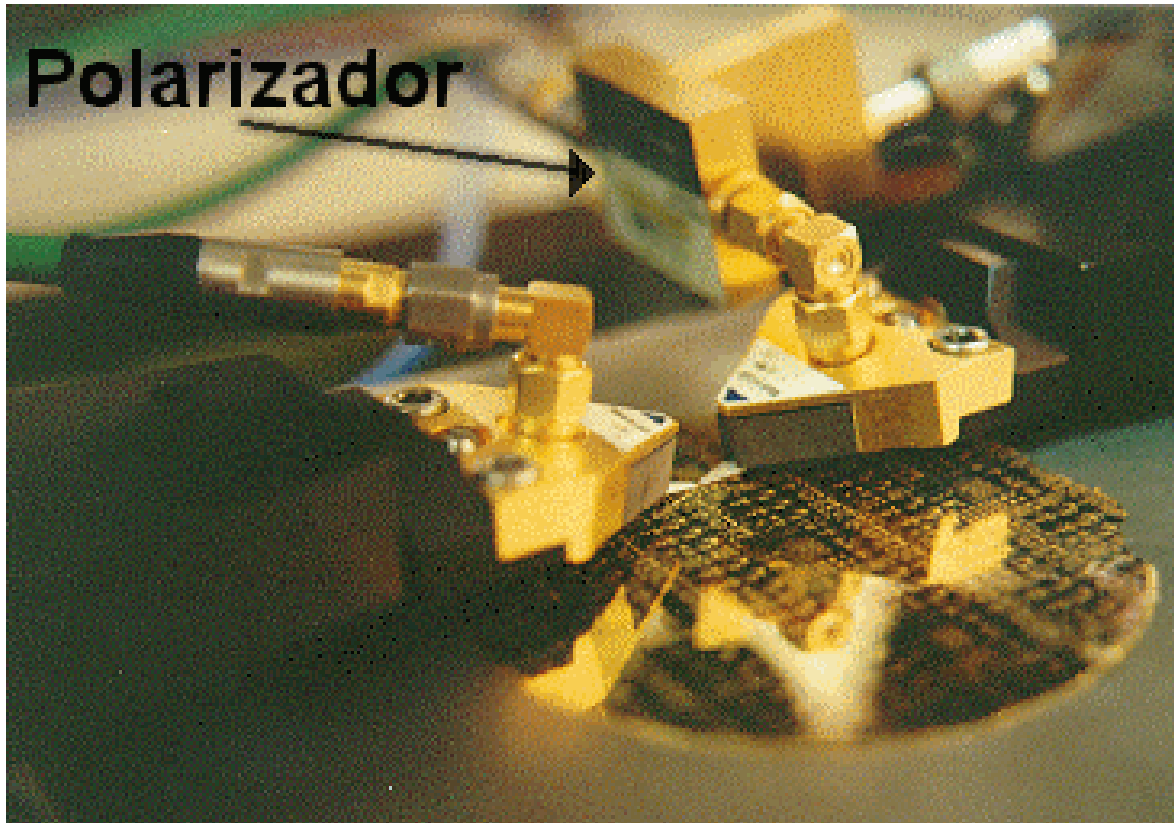
Un error muy frecuente a la hora de efectuar la medida de las curvas características de DC de transistores MESFET/HEMT de alta potencia es no tener en cuenta la caída de tensión existente en los cables que llevan la polarización al dispositivo debido a la resistencia de los mismos. Dicha caída puede contabilizarse en varias décimas de voltio debido a los grandes niveles de intensidad que circulan por los cables de alimentación, esas diferencias de tensión son muy importantes sobre todo en la zona lineal del transistor, ya que la lectura de la corriente



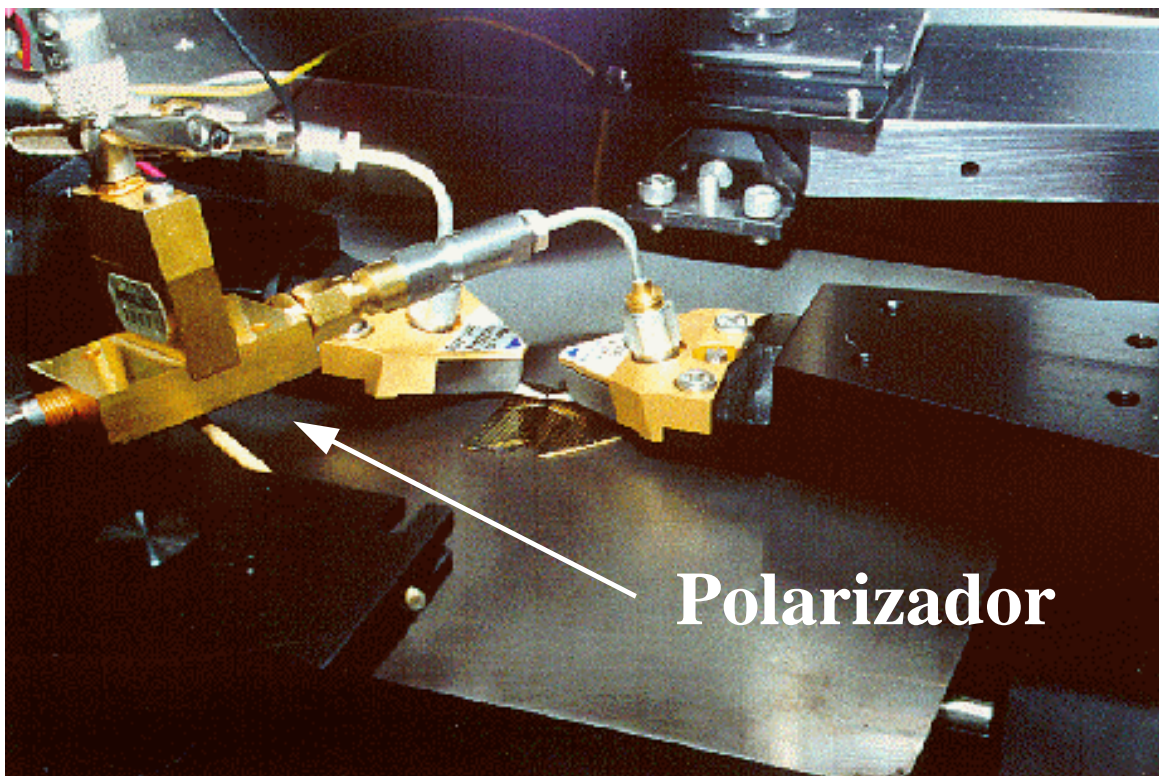
de drenador no se corresponde con la tensión los medidores indican que existe en el drenador. Todo esto se traduce en la obtención de unas curvas de DC falseadas tal como se muestra en la figura 2.5. Para evitar la adición de esta resistencia en serie debida a los cables de alimentación, la fuente de DC debe incorporar además un sistema de “sensing” que sea capaz de corregir la tensión en el extremo del cable que llega al dispositivo, de manera que la tensión indicada por el voltímetro interno de la fuente sea la existente en el extremo de dicho cable. Por ello cuando se ha efectuado el diseño del prototipo de fuente de DC AUREL-2 se le ha dotado de un mecanismo de este tipo. Aunque se utilice el “sensing”, durante la medida de dispositivos de media y alta potencia en oblea, se debe descontar la resistencia introducida por las puntas de polarización, (un valor típico de  $0.25 \Omega$ ) ya que de no hacerlo se incurre en un error, debido a las altas corrientes de que circulan por ellos.

Cuando se efectúa la medida de las curvas características de un transistor MESFET/HEMT ya sea encapsulado o en chip, es necesario medirlo en las condiciones más próximas a su futuro funcionamiento dentro de un sistema de microondas, es decir con impedancias de acceso a sus dos puertos de  $50 \Omega$ . Para ello es necesario la utilización de polarizadores, también conocidos en la literatura como “Bias-Tee”, que desempeñan la doble función de adaptar la entrada y la salida del transistor además de evitar posibles oscilaciones del dispositivo. En la figura 2.6 (a) puede verse el esquema eléctrico genérico de uno de estos polarizadores. En las fotografías de las figuras 2.6 (b) y 2.6 (c) puede verse uno de estos polarizadores, en concreto el modelo HP11612A, situado sobre la punta coplanar en el drenador de un transistor en chip. Los polarizadores desempeñan una tarea fundamental en la medida simultánea de las características de DC y parámetros de Scattering, como se verá posteriormente.





(b)



(c)

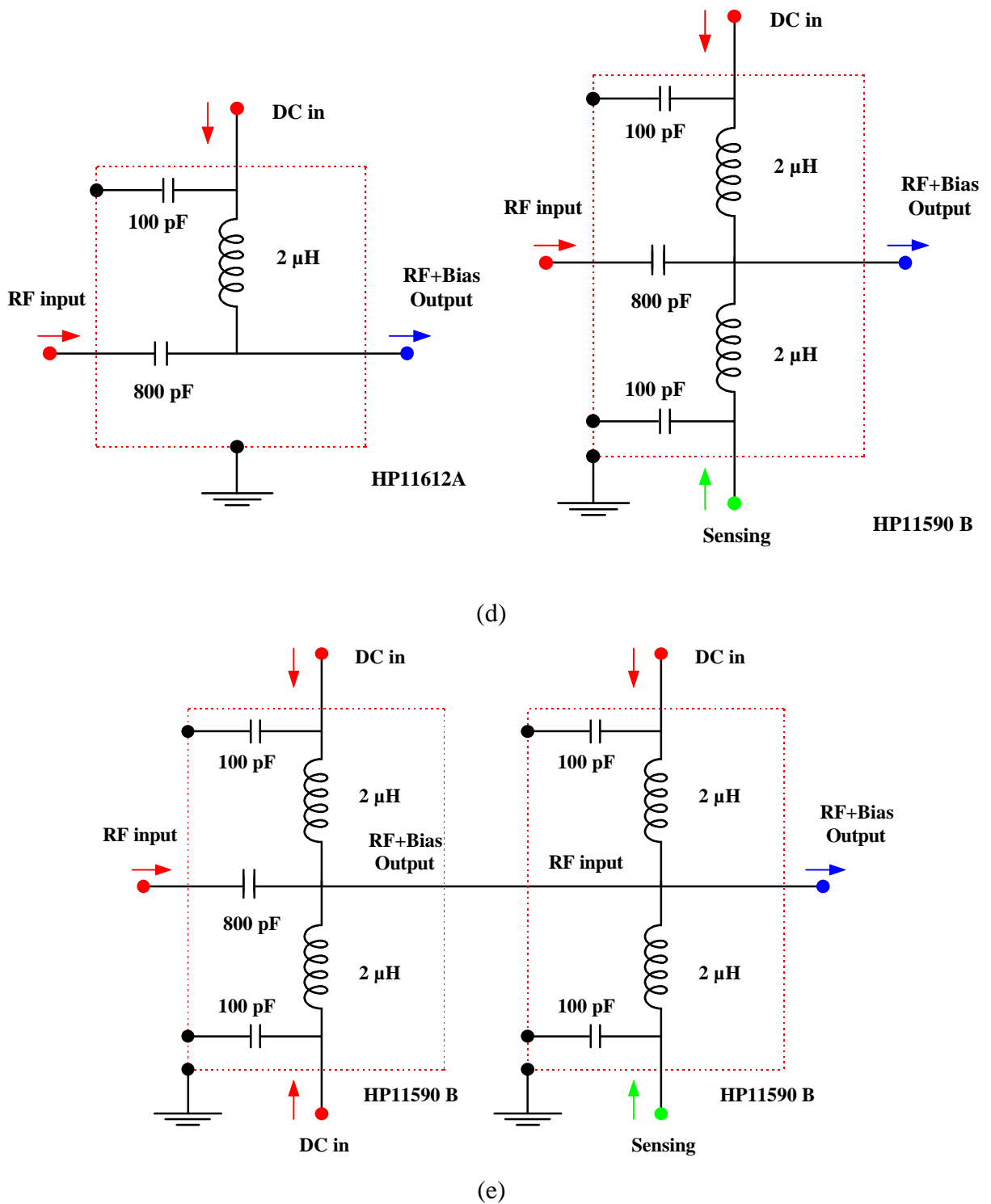


Figura 2.6 (a) Esquema eléctrico de un polarizador o “Bias-Tee”.  
 (b) Fotografía del sistema de medida “on-wafer” CASCADE SUMMIT 9000 detallando la posición del polarizador situado sobre la punta coplanar en el drenador de un transistor en chip.

- (c) Fotografía del polarizador situado sobre la punta coplanar en el drenador de un transistor en chip, mostrando la conexión del sensing.
- (d) Esquema eléctrico de los polarizadores HP11612A y HP11590B.
- (e) Esquema eléctrico de la manipulación de los polarizadores HP11590B para obtener un polarizador de 1.5 A con sensing.

Dependiendo del rango frecuencial a medir, así como de la potencia del dispositivo, los polarizadores habitualmente utilizados en las medidas que se presentan en este trabajo de tesis son los siguientes:

- Los polarizadores comerciales HP11612A permiten efectuar medidas de parámetros de Scattering hasta 26.5 GHz, cuando se desee medir dispositivos de baja y media potencia, es decir, cuya intensidad de saturación no supere los 0.5 A.

- Los polarizadores HP11590B hábilmente manipulados, permiten efectuar medidas de parámetros de Scattering hasta 18 GHz, cuando se desee medir dispositivos de alta potencia, cuya intensidad de saturación no supere los 3 A.

- Los polarizadores POLGATE y POLDRAIN están diseñados expreso para permitir efectuar medidas pulsadas con el banco de medida pulsada TR105, siendo capaces de soportar corrientes de 3 A sin perturbar el paso de los pulsos a través de los mismos, por lo cual son utilizados para medir dispositivos de cualquier potencia.

En la figura 2.6 (d) se muestra el esquema eléctrico de los polarizadores comerciales HP11612A y HP11590B. La resistencia que introducen los polarizadores HP11612A, es de  $0.5 \Omega$  por lo cual debe ser tomada en cuenta a la hora de polarizar dispositivos que den corrientes altas, ya que este modelo de polarizadores carece de toma de sensing para corregir dicho efecto. Debido a sus bajas pérdidas de retorno (0.8 dB), a su amplio ancho de banda 45 MHz-26.5 GHz, su reducido peso (37 g) y sus conectores APC-3.5 mm, estos polarizadores son los preferidos a la hora de proceder a efectuar medidas sobre oblea “on wafer” con la estación de puntas. Otro modelo comercial, que también es muy utilizado, es el modelo HP11590B, este modelo es más robusto que el mencionado anteriormente, y además presenta un acceso adicional de DC que puede ser utilizado como toma de sensing para corregir la



resistencia que presentan internamente del orden de  $3 \Omega$ . Este modelo HP 11590B presenta por contra el inconveniente de poseer conectores APC-7 mm y por tanto la frecuencia mas alta a que pueden ser utilizados es de 18 GHz, con el consiguiente aumento de peso y además solo soporta 0.5 A de corriente con sensing o 1A si se prescinde del mismo. Pero aunque en un principio este tipo de polarizador puede parecer poco interesante a la hora de ser utilizado en las medidas de dispositivos MESFET y HEMT, presenta una enorme ventaja frente a otros, si se tiene en cuenta que son fácilmente manipulables por parte del usuario. Esto es, si se elimina el condensador de entrada al acceso de RF de uno de estos polarizadores, se pueden interconectar en cascada uno o más de ellos aumentando considerablemente la corriente máxima que puede circular a través de ellos. Esta característica es muy interesante sobre todo a la hora de medir dispositivos de alta potencia, puesto que no existen polarizadores comerciales capaces de soportar las corrientes necesarias para saturar dichos transistores. Baste decir que si se procede a manipular un polarizador de este tipo de la manera anteriormente mencionada y se interconecta en cascada con otro, tal como se muestra en la figura 2.6 (e) se puede llegar a tener un polarizador que soporta intensidades de 1.5 A con una toma de sensing, o de 2 A si se renuncia al sensing y se corrige por software la resistencia introducida por el mismo. Añadiendo un tercer polarizador manipulado en cascada al sistema, se obtiene un nuevo polarizador capaz de soportar intensidades de 2.5 A con toma de sensing y de 3 A sin el mismo, dichos valores generalmente son suficientes para saturar cualquier transistor de potencia.

Los dos tipos de polarizadores anteriormente mencionados se utilizan tanto en medida de parámetros de Scattering como de DC, no recomendándose su utilización para efectuar medidas pulsadas, debido a que debido a la red LC existente en su interior se comporta como un filtro y proceden a efectuar un “recorte” de los pulsos. Por ello para efectuar medidas pulsadas se han diseñado unos polarizadores denominados POLGATE para el polarizador de Gate y POLDRAIN para el de Drain utilizando tecnología microstrip en fibra de vidrio que evitan este comportamiento indeseable por parte de los mismos. En las figuras 2.7 (a) y 2.7 (b) puede verse un esquema eléctrico de dichos polarizadores, y en la figura 2.7 (c) un detalle de la disposición del circuito híbrido (componentes discretos + microstrip) utilizado en la construcción de los mismos. Ambos polarizadores, poseen cuatro accesos, tres de entrada y uno de salida.



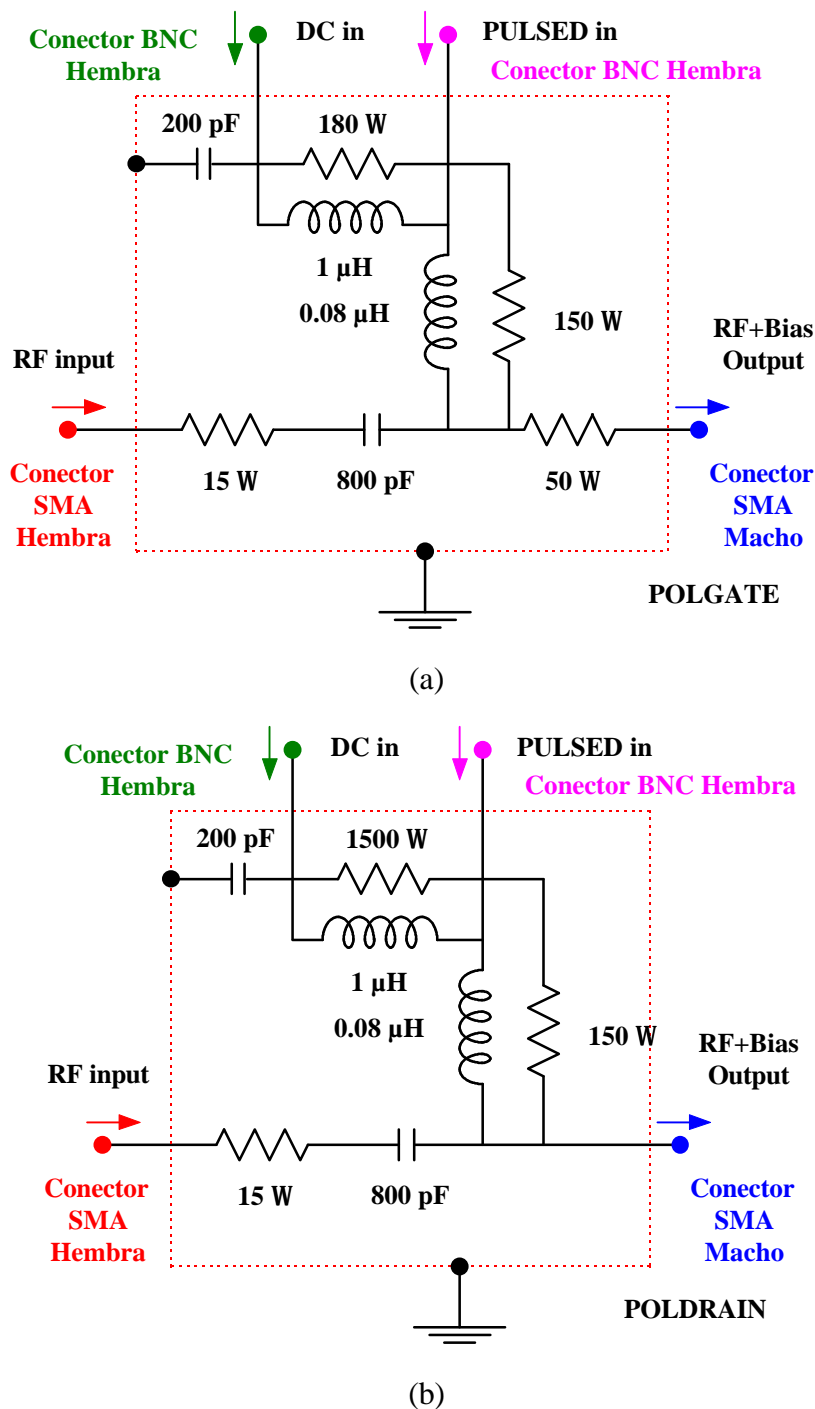


Figura 2.7 (a) Esquema eléctrico de los polarizadores POLGATE.  
 (b) Esquema eléctrico de los polarizadores POLDRAIN.

El acceso de la RF se realiza mediante un conector SMA hembra modelo R-125501 de la firma RADIAL el acceso de la DC y la pulsada se realiza mediante sendos conectores BNC estándar debido a que, como se verá en la siguiente sección, la frecuencia de los pulsos es del



orden del GHz (el periodo del tiempo de subida de los pulsos es del orden del ns, como se verá posteriormente), el conector de salida es un conector SMA macho modelo R-125500 de la firma RADIAL. En el polarizador de Gate, se ha introducido una resistencias de  $50 \Omega$  en serie con la línea microstrip para mejorar la adaptación de dicho terminal y no se produzcan oscilaciones indeseadas del transistor cuando se efectúa la medida, aunque esta modificación del polarizador no afecta al funcionamiento usual del transistor, puesto que éste no consume por Gate, cuando se efectúen medidas de inyección de corriente por Gate, se debe de tener en cuenta el valor de la caída de tensión en dicha resistencia y debe de ser descontado por software del valor de la medida. Tanto en el polarizador de Gate como en el de Drain se han introducido diversas resistencias en paralelo con las autoinducciones para que puedan absorber posibles reflexiones producidas por el tren de pulsos en el circuito. Es precisamente ésta, una de las razones por la cual no se utilizan estos polarizadores para medidas de Scattering, junto con las elevadas pérdidas de la fibra de vidrio a frecuencias de microondas.

Para medidas en radiofrecuencia, es preferible utilizar los polarizadores comerciales aludidos anteriormente. Cuando se utilizan POLGATE y POLDRAIN en la medida pulsada se cierra el acceso de RF de ambos mediante una carga adaptada SMA con el objeto de evitar reflexiones indeseadas en dicho acceso. Efectuando numerosas medidas en régimen pulsado, se ha demostrado que la utilización de dichos polarizadores mejoran notablemente la realización de las mismas, evitando la oscilación de los dispositivos. De esta manera, se impide la destrucción de gran numero de transistores durante la realización de las mismas.



### **2.2.2 Caracterización de la tensión de avalancha en DC**

La utilización de un transistor MESFET o HEMT en aplicaciones de potencia se encuentra limitada primordialmente por la máxima tensión que puede soportar entre la Gate y Drain ( $V_{gdB}$ ). Esta avalancha es el resultado de la existencia de un elevado campo eléctrico en la zona de Drain, cuando el transistor se encuentra saturado. Dicho campo eléctrico hace que en una primera fase los portadores alcancen la velocidad de saturación, constante para cada tipo de semiconductor. Como dicha velocidad de saturación no puede superarse, el exceso de energía asociado al aumento de campo eléctrico, se transfiere a la red cristalina en forma de colisiones entre los portadores y una vez superado un valor crítico de la energía acumulada se generan pares electrón-hueco. La colisión entre portadores hace que electrones de la banda de valencia pasen a la banda de conducción, dejando nuevos huecos en la banda de valencia. Así pues: electrones, pares electrón-hueco y los nuevos huecos generados en la banda de valencia, contribuyen a generar nuevos pares electrón-hueco en la red cristalina en un proceso rápido similar al de una avalancha de nieve (de ahí el nombre de avalancha o breakdown). Debido al alto valor de la corriente  $I_{dg}$  que circula por el transistor, y si se mantiene el mismo durante un cierto intervalo de tiempo (en general del orden de  $10^{-3}$  s) se acaba destruyendo el dispositivo, produciéndose el fenómeno de avalancha, ruptura o breakdown de DC. Debido a que el proceso de avalancha, no es en si destructivo si se mantiene durante un corto intervalo de tiempo (inferior a  $10^{-3}$  s), el fenómeno de avalancha en RF se da a tensiones superiores a las de continua, generalmente la tensión a que se produce la avalancha en RF supera en 2 ó 3V el valor de la tensión de avalancha en DC.

La medida de la tensión de avalancha o tensión de breakdown en DC de un dispositivo MESFET/HEMT puede ser efectuada midiendo la corriente de DC a que circula a través del terminal de Drain, cuando se incrementa la tensión  $V_{ds}$ , manteniendo la tensión de puerta  $V_{gs}$  constante. Cuando la tensión  $V_{ds}$  supera la tensión de “breakdown”  $V_{dsBreak-down}$ , la corriente fluye a través de la unión de puerta inversamente polarizada, creciendo de una manera exponencial en función de la tensión aplicada  $V_{ds}$ , tal como se muestra en la figura 2.8. La medida de esta tensión de breakdown no es sencilla cuando se utilizan técnicas de DC, puesto que un pequeño aumento de la tensión de drenador puede acabar destruyendo el dispositivo y por ello el paso en tensión  $V_{ds}$  debe de ser muy fino. En la figura 2.8 se ha tomado un paso de



0.125 V con una limitación en corriente de 60 mA. Aún así se corre el riesgo de destruir el dispositivo, por ello para este tipo de medidas es mejor utilizar técnicas de medida pulsada como se mostrará más adelante en este capítulo.

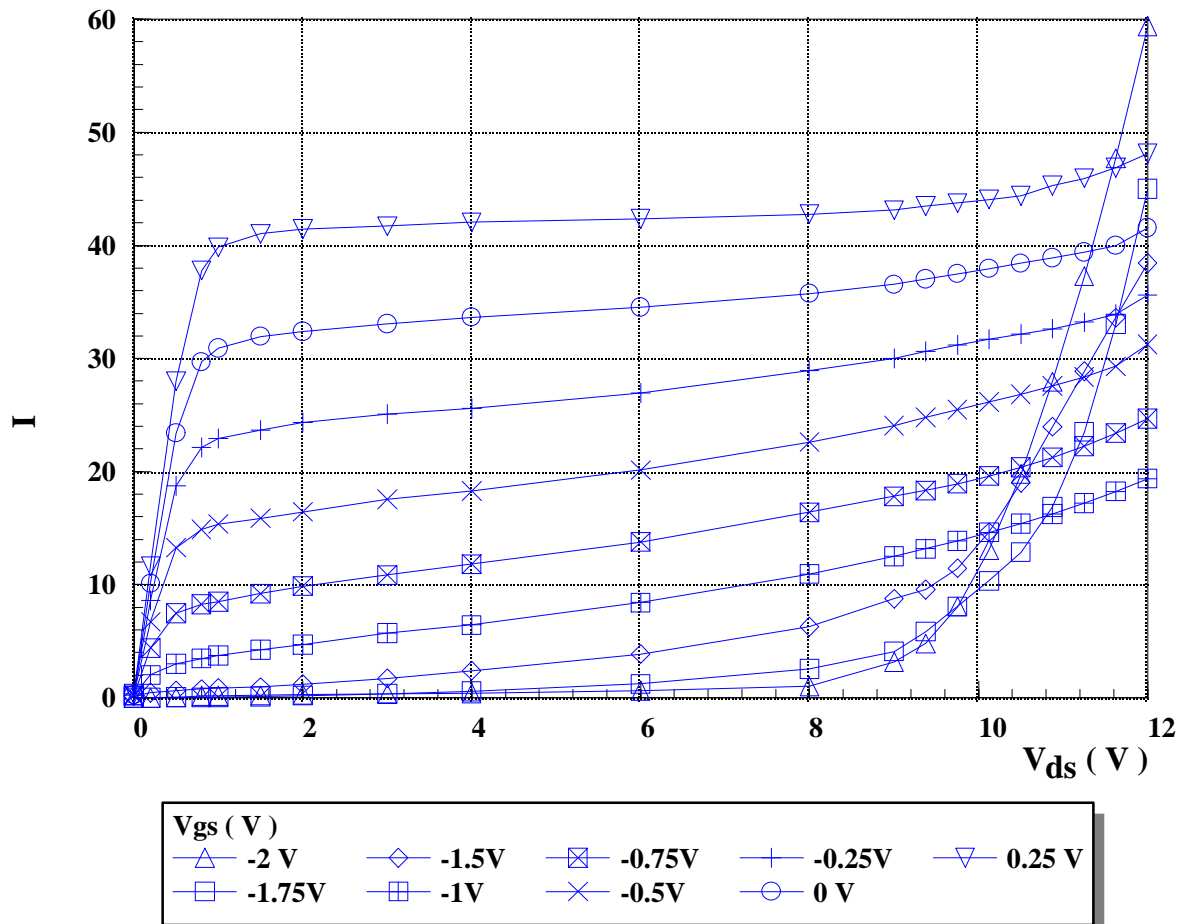


Figura 2.8 Curvas características I-V de un transistor MESFET F20 de 6\*50 μm de la foundry GEC-MARCONI mostrando el efecto de breakdown en DC.

### 2.2.3 Medidas de continua con inyección de corriente por la puerta

Dentro de las medidas que requieren de una inyección de corriente por la puerta del FET destacan: la determinación de las resistencias de acceso y la caracterización de la unión Schottky existente entre Gate y Source.

El circuito utilizado para el desarrollo de este tipo de medidas, es el resultado de particularizar el circuito equivalente no lineal de los dispositivos MESFET y HEMT presentado en el capítulo anterior al caso de una señal de continua. Bajo dicha aproximación las autoinducciones se comportan como cortocircuitos y los condensadores como circuitos abiertos, resultando el circuito equivalente mostrado en la figura 2.9. Dicho esquema presenta como elementos las tres resistencias de acceso, así como las fuentes de corriente no lineales que dan cuenta de las tres corrientes que pueden circular en el transistor, estas son: la corriente de canal  $I_{ds}$ , la corriente de avalancha  $I_{dg}$ , y la corriente de la unión Schottky  $I_{gs}$ . La fuente no lineal de corriente  $I_{ds}$  se obtiene a partir de las características I-V de DC o de pulsada, la fuente  $I_{dg}$  a partir de las medidas de avalancha vistas en la sección anterior, en cuanto a la corriente  $I_{gs}$  y a las resistencias de acceso ( $R_g$ ,  $R_d$  y  $R_s$ ) se determinan a partir de las medidas de la unión Schottky y de dichas resistencias, tal como se muestra a continuación

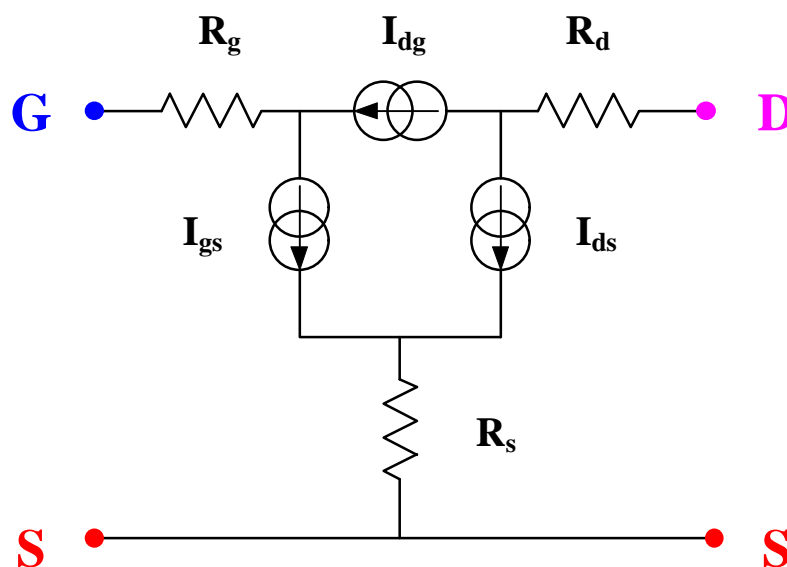


Figura 2.9 Esquema eléctrico del transistor MESFET/HEMT bajo condiciones de DC.

### **2.2.3.1 Determinación de las resistencias de acceso.**

Para realizar estas medidas existen distintas metodologías que han sido ya utilizadas en la literatura [1]. En el caso que aquí nos ocupa, lo que se ha efectuado es un compendio de tres de estos métodos, con el objeto de obtener una convergencia de los resultados obtenidos para cada uno de ellos. Además se ha añadido una innovación interesante en todos ellos, consistente en efectuar el control de la Gate del transistor mediante inyección de corriente y se han implementado todos los métodos anteriormente aludidos en un programa de control, que además de efectuar la medida de una forma automática compara los resultados obtenidos con cada uno de ellos, de una forma inteligente. Por otro lado se han diseñado las fuentes de polarización necesarias para poder efectuar la polarización según los criterios de cada método. Desde el punto de vista de DC, las mejores mediciones se efectuarán cuando se someta al transistor a polarizaciones similares a las que tendrá que soportar cuando se encuentre en funcionamiento normal. Teniendo en cuenta esta premisa, se puede efectuar una distinción entre métodos que alimentan todos los terminales del transistor durante la realización de las medidas y métodos que dejen algún terminal sin conectar cuando se efectúan las mismas.

#### **Método I - Método de Kurita y Morita**

El método que se va a presentar está inspirado en el propuesto por Kurita y Morita [61]. La ventaja que presenta esta técnica frente a las demás técnicas de medida que se estudiarán en las secciones siguientes, consiste en que todos los terminales se encuentran alimentados durante el proceso de medida y el transistor se encuentra en una situación más próxima a su funcionamiento en futuros diseños. De esta manera, se obtienen unos valores de las resistencias  $R_s$  y  $R_d$  más cercanos a los valores reales del dispositivo. El uso de esta técnica, presenta el inconveniente de que no es posible calcular el valor de  $R_g$ , el cual debe ser determinado por otros métodos.

Para determinar  $R_s$  se inyecta corriente de valor constante por la Gate, efectuando simultáneamente un pequeño barrido en tensión en el terminal de Drain, con el terminal de Source a masa. Para obtener valores de  $R_s$  que no sean tan dependiente de la intensidad que se inyecta por la Gate, se repite el proceso para varias intensidades, típicamente los valores de  $I_g$



varían entre 5 y 15 mA, no utilizándose valores de corriente superiores a estos para no dañar el dispositivo. Como valor final de la resistencia  $R_s$  se toma la pendiente de las rectas obtenidas para los distintos valores de la intensidad de puerta, tal como muestra la figura 2.12 (a). En la figura 2.10 (a) se muestra el montaje y en la 2.10 (b) el circuito equivalente del transistor bajo estas condiciones de polarización.

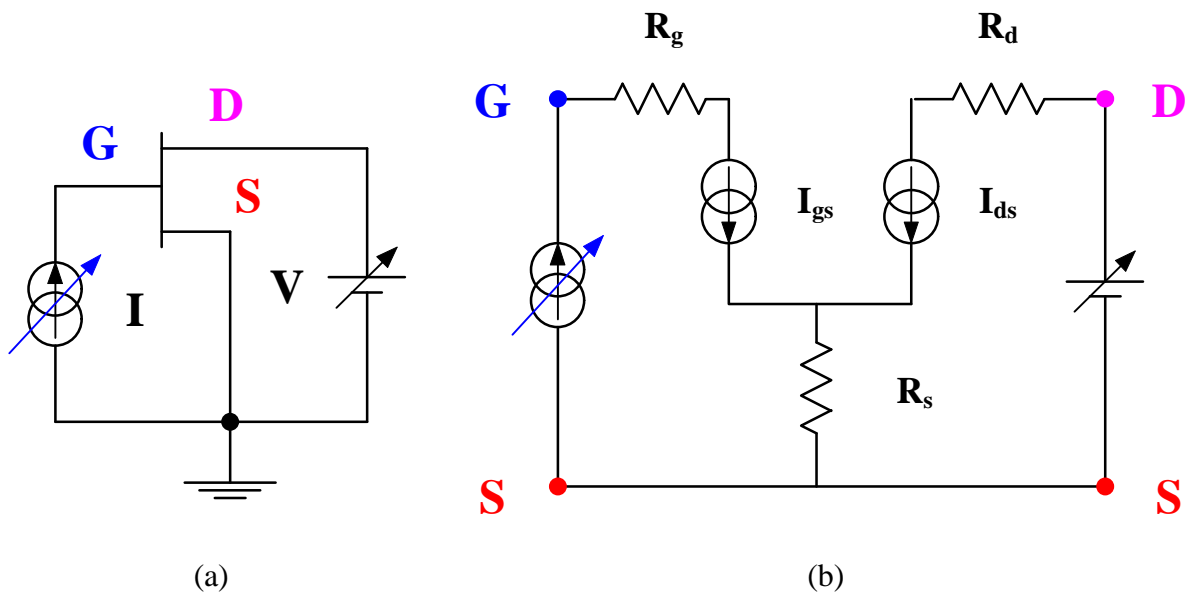


Figura 2.10 (a) Montaje para la medida de la resistencia  $R_s$  utilizando el método I.  
 (b) Circuito equivalente del transistor bajo las condiciones de medida de  $R_s$ .

El fundamento teórico de la medida se basa en la ecuación que gobierna la corriente de un diodo Schottky que es del tipo:

$$V_{Diodo} = V_t \cdot \ln\left(\frac{I_{Diodo}}{I_{Diodo-Saturado}}\right) \quad (2.1)$$

analizando el circuito de la figura 2.10 se puede calcular la diferencia de la tensión  $V_{gs}$  como:

$$V_{gs} = V_t \cdot \ln\left(\frac{I_g}{I_{gsat}}\right) + (R_g + R_s) \cdot I_g + R_s \cdot I_d \quad (2.2)$$



De la expresión (2.2) se concluye que manteniendo constante la corriente de Gate  $I_g$ , la pendiente de la curva  $I_d$  en función de  $V_{gs}$  es inversamente proporcional al valor de la resistencia  $R_s$ , con lo que se puede afirmar que:

$$R_s = \frac{\Delta V_{gs}}{\Delta I_d} \Big|_{I_g = cte} \quad (2.3)$$

Para medir la resistencia  $R_d$  se utiliza un montaje análogo al usado en la medida de  $R_s$ , la única diferencia es que aquí se han intercambiado las posiciones de Source y Drain. Así pues se inyecta una corriente constante por la Gate efectuando un barrido en tensión en el terminal de Source con Drain a masa, tal como muestran las figuras 2.11 (a) y 2.11 (b).obteniéndose una gráfica con diferentes rectas (una para cada valor de corriente de Gate inyectado  $I_g$ ) como la mostrada en la figura 2.12 (b). De los valores de la pendiente de dichas rectas se obtiene el valor de la resistencia  $R_d$ .

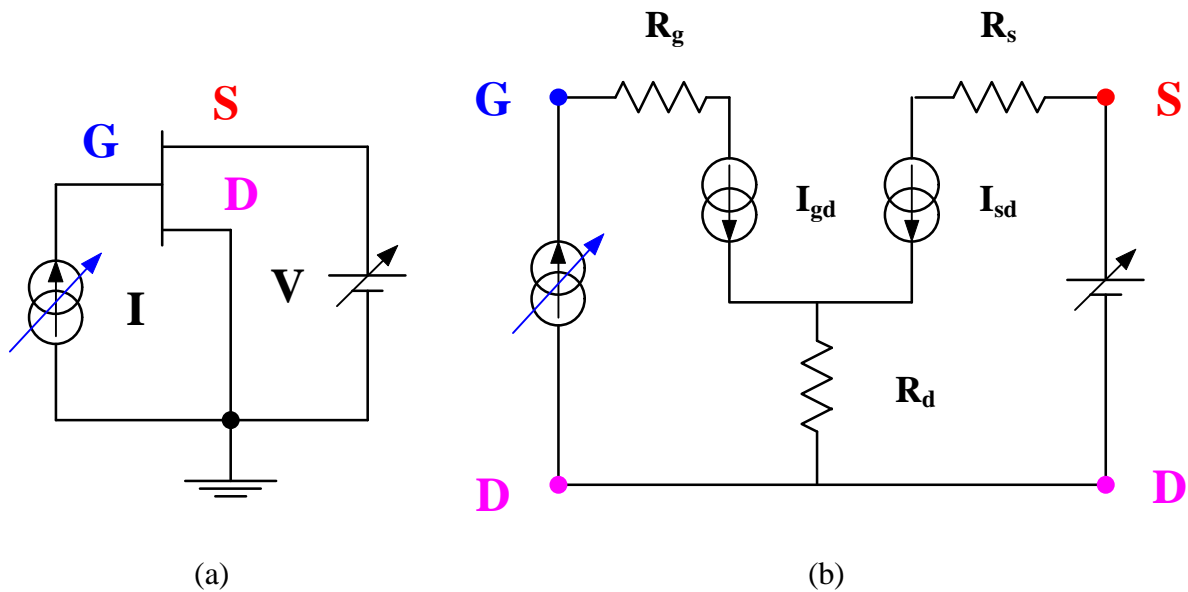


Figura 2.11 (a) Montaje para la medida de la resistencia  $R_s$  utilizando el método I.  
 (b) Circuito equivalente del transistor bajo las condiciones de medida de  $R_s$ .

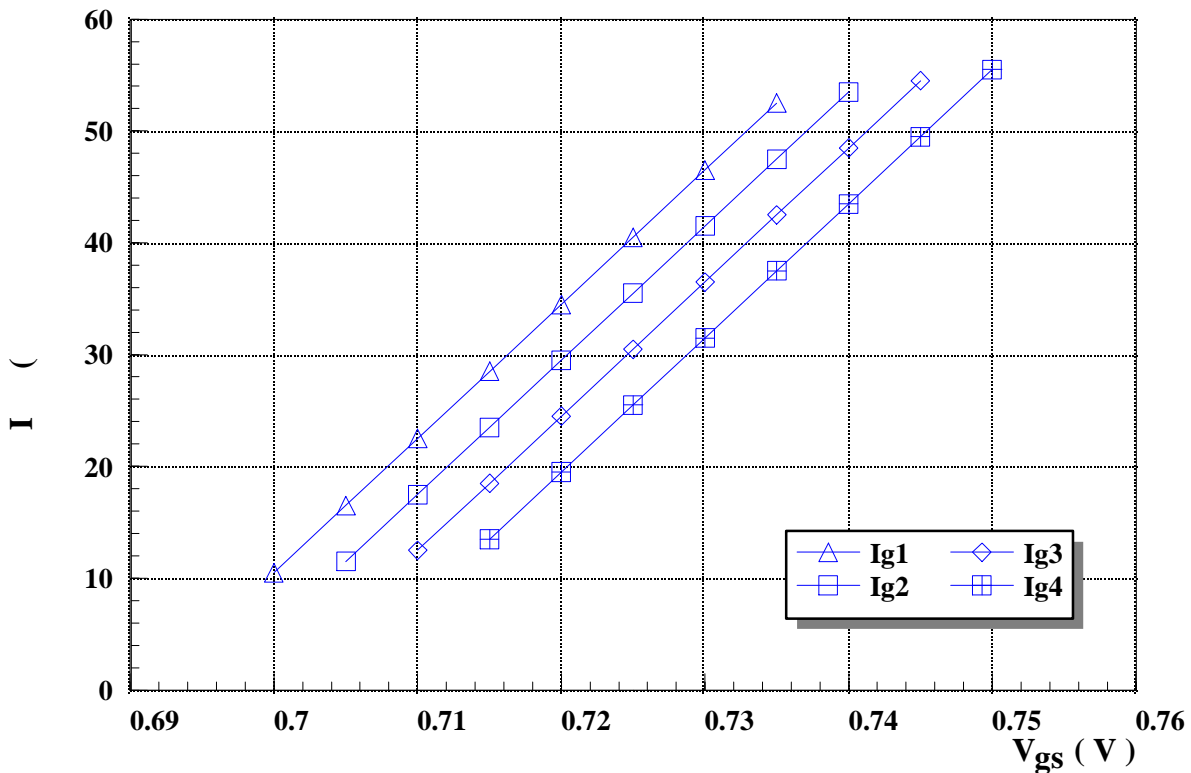
ds

Razonando análogamente al caso del cálculo de  $R_s$ , se puede afirmar que:

$$R_d = \left. \frac{\Delta V_{gd}}{\Delta I_s} \right|_{I_g = cte} \tag{2.4}$$

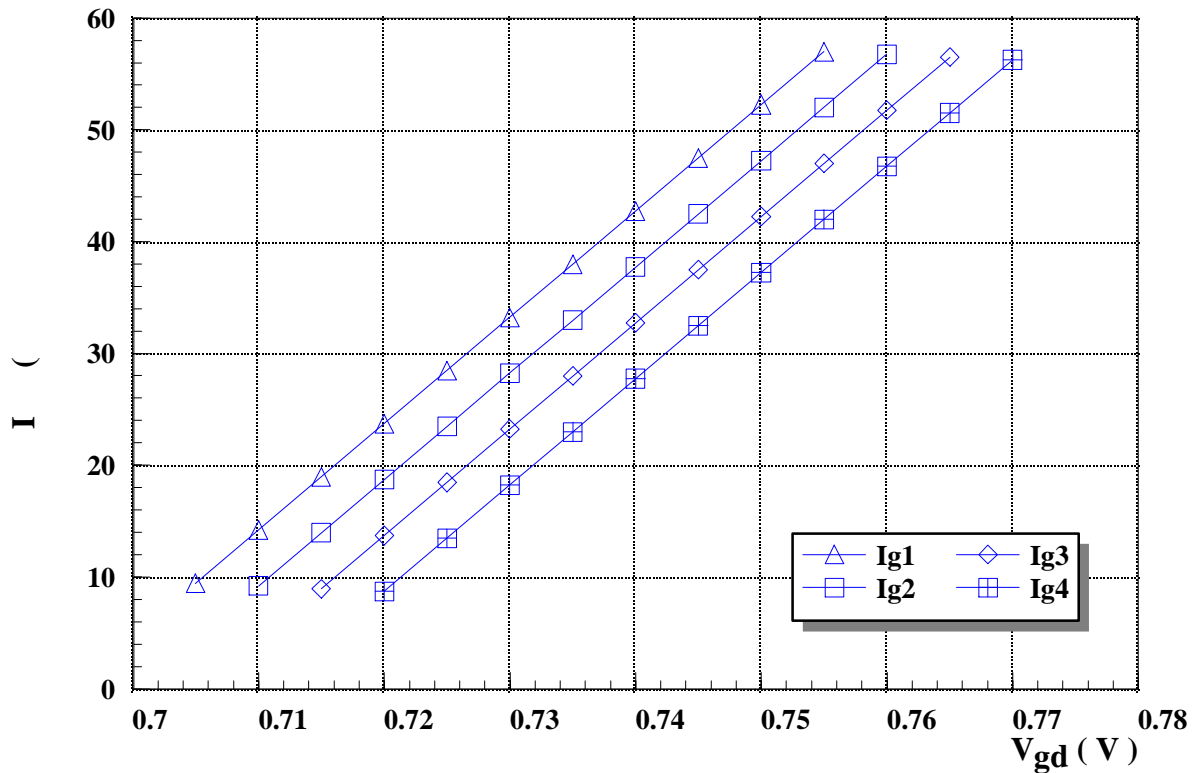
Desafortunadamente este método no proporciona un valor de la resistencia  $R_g$ , el cual debe obtenerse mediante otros métodos, bien de DC como los presentados a continuación, o bien de RF a partir de medidas de parámetros de Scattering con el FET polarizado en frío ( $V_{ds} = 0$  e  $I_g > 0$ ) tal como se verá en el capítulo siguiente, pero a cambio los valores de  $R_s$  y  $R_d$  obtenidos, son más fiables que los obtenidos por los demás metodos de DC.

En las figuras 2.12 (a) y 2.12 (b) se han representado las curvas a partir de las cuales se han obtenido los valores de  $R_s$  y  $R_d$  utilizando el método I para el transistor en chip F20 Bath-tub B2 10\*140  $\mu\text{m}$  de la foundry GEC-MARCONI.



(a)





(b)

Figura 2.12 Medida de las resistencias de acceso  $R_s$  y  $R_d$  para el transistor en chip F20 Bath-tub B2  $10 \times 140 \mu\text{m}$  de la foundry GEC-MARCONI, mediante el método I.

(a) Medida de  $R_s$

(b) Medida de  $R_d$

## Método II

Este método permite obtener los valores de las tres resistencias de acceso  $R_s$ ,  $R_d$  y  $R_g$  a partir de tres configuraciones distintas de polarización del transistor, como son:

- Source a masa y Drain en circuito abierto.
- Drain a masa y Source en circuito abierto.
- Drain y Source a masa.



Para cada una de estas tres configuraciones se inyectan una serie de valores constantes por la Gate, leyéndose los valores de tensión y corriente en la unión Schottky. Para las tres configuraciones el comportamiento de la corriente de Gate  $I_g$  frente a la tensión Gate-Referencia  $V_{gref}$  no difiere de la curva característica de una unión Schottky directamente polarizada. Por otra parte, es razonable suponer que inyectando los valores de  $I_g$  apropiados (entre 10 y 15 mA) la resistencia del diodo Schottky es despreciable frente a  $R_g$ .

El primer paso al aplicar esta metodología es partir de una configuración en la que Source este a masa y Drain se encuentre en circuito abierto, tal como se muestra en la figura 2.13 (a). Dicho montaje se corresponde con un esquema eléctrico como el mostrado en la figura 2.13 (b). Si se inyecta una corriente constante  $I_g$  y se desprecia la resistencia del diodo frente a la resistencia de puerta, se puede escribir que:

$$V_{gs} \Big|_{\text{Drain Abierto}, I_g = cte} = R_g \cdot I_g + R_s \cdot I_g \tag{2.5}$$

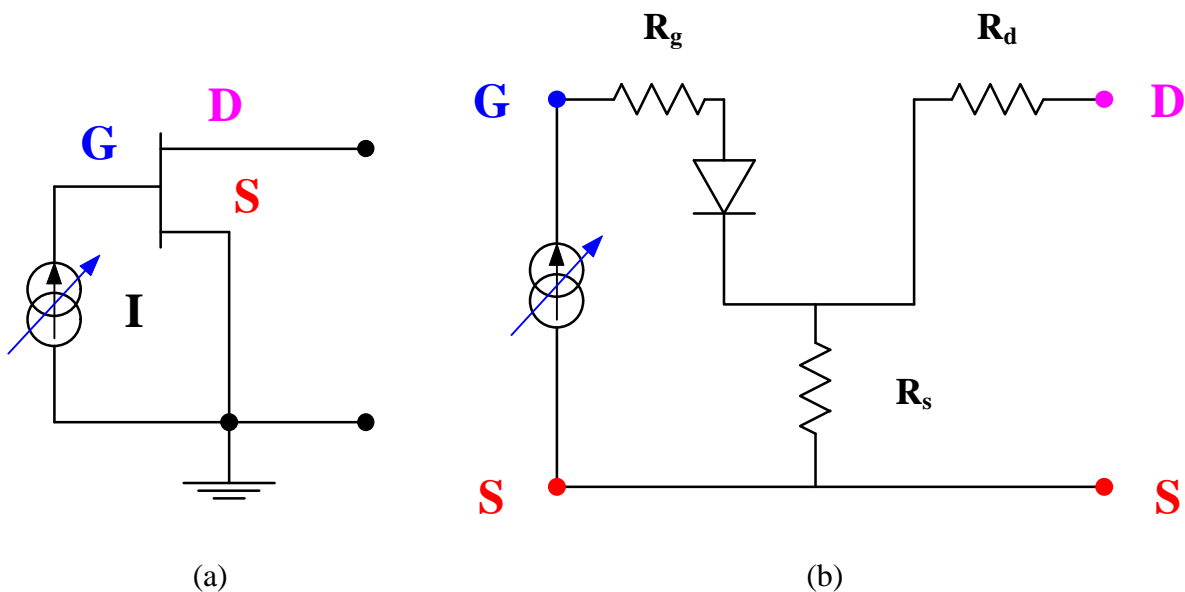


Figura 2.13 (a) Montaje con Source a Masa y Drain en circuito abierto.  
 (b) Circuito equivalente del transistor bajo las condiciones anteriores.



Si se considera la configuración con Source en circuito abierto y Drain a masa tal como se muestra en la figura 2.14 (a), cuyo esquema eléctrico aparece en la figura 2.14 (b).

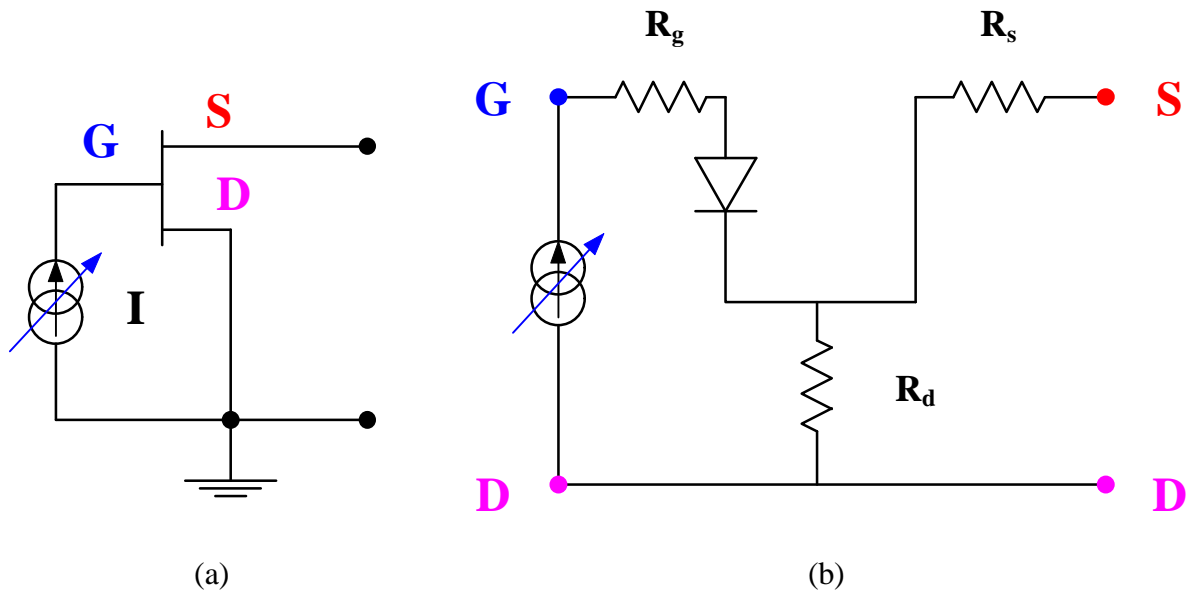


Figura 2.14 (a) Montaje con Drain a Masa y Source en circuito abierto.  
(b) Circuito equivalente del transistor bajo las condiciones anteriores.

Procediendo de una manera análoga al caso anterior se puede afirmar que:

$$V_{gd} \Big|_{\text{Source Abierto}, I_g = cte} = R_g \cdot I_g + R_d \cdot I_g \quad (2.6)$$

restando la expresión (2.6) de la (2.5) se tiene que:

$$V_{gs} \Big|_{\text{Drain Abierto}, I_g = cte} - V_{gd} \Big|_{\text{Source Abierto}, I_g = cte} = (R_s - R_d) \cdot I_g \quad (2.7)$$

Si se llama  $\Delta R_2 = (R_s - R_d)$  resulta:

$$\Delta R_2 = \frac{V_{gs} \Big|_{\text{Drain Abierto}, I_g = cte} - V_{gd} \Big|_{\text{Source Abierto}, I_g = cte}}{I_g} \quad (2.8)$$

Finalmente, se procede a efectuar el montaje en el que Source y Drain cortocircuitados a masa tal como aparece en la figura 2.15 (a), cuyo esquema se muestra en la figura 2.15 (b)

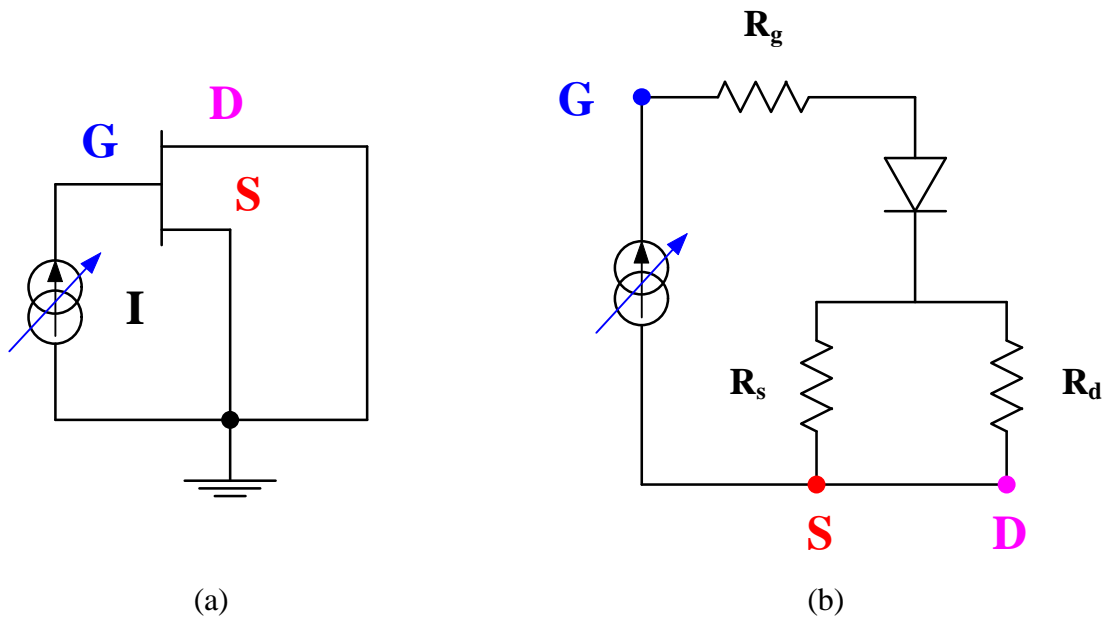


Figura 2.15 (a) Montaje con Source y Drain a Masa.  
(b) Circuito equivalente del transistor bajo las condiciones anteriores.

Se inyecta intensidad por Gate de valor  $I_g$  al igual que en los casos anteriores y se procede a la medida de la tensión existente entre Gate y masa, de esta manera a partir del circuito de la figura 2.14 se puede obtener que:

$$V_{gs} \Big|_{\text{Drain y Source a masa, } I_g = cte} = R_g \cdot I_g + \frac{R_d \cdot R_s}{R_d + R_s} \cdot I_g \quad (2.9)$$

despejando en la ecuación (2.5) y sustituyendo en (2.9) se tiene que:

$$\frac{V_{gs} \Big|_{\text{Drain Abierto, } I_g = cte} - V_{gs} \Big|_{\text{Drain y Source a masa, } I_g = cte}}{I_g} = R_s - \frac{R_d \cdot R_s}{R_d + R_s} \quad (2.10)$$

Si se denomina  $\Delta R_2$  a:



$$\Delta R_1 = \frac{V_{gs} \Big|_{\text{Drain Abierto}, I_g = cte} - V_{gs} \Big|_{\text{Drain y Source a masa}, I_g = cte}}{I_g} \quad (2.11)$$

si se desarrolla  $\Delta R_1$  en función de  $\Delta R_2$  se obtiene la siguiente ecuación de segundo grado:

$$R_s^2 - 2 \cdot \Delta R_1 \cdot R_s + \Delta R_1 \cdot \Delta R_2 = 0 \quad (2.12)$$

resolviendo la ecuación anterior, se obtiene:

$$R_s = \Delta R_1 \pm \sqrt{(\Delta R_1)^2 - \Delta R_1 \cdot \Delta R_2} \quad (2.13)$$

Para saber cual de los dos signos es el que posee significado físico, para obtener el valor de  $R_s$ , se hace la suposición de que  $\Delta R_2 = 0$ , con lo que  $R_s = \Delta R_1 \pm \Delta R_2$ , como  $R_s \neq 0$  la única solución posible es la que conlleva el signo (+), por tanto se puede afirmar que:

$$R_s = \Delta R_1 + \sqrt{(\Delta R_1)^2 - \Delta R_1 \cdot \Delta R_2} \quad (2.14)$$

una vez determinada  $R_s$ , es sencillo obtener  $R_d$ , despejando en la expresión (2.5):

$$R_d = R_s - \Delta R_2 \quad (2.15)$$

Si se trabaja en la zona lineal de las características I-V para las configuraciones mostradas anteriormente, este método permite obtener una estimación del valor de la resistencia  $R_g$ , que si bien no es un valor muy exacto, puede ser tomado como referencia para futuras extracciones y optimizaciones del mismo. Para ello se efectúa un ajuste lineal de los valores de intensidad y tensión medidos bajo las configuraciones de Drain y de Source en circuito abierto. En las figuras 2.16 (a) y 2.16 (b), se indica esta zona de operación sobre las características de un transistor en chip GEC-MARCONI de 10\*140  $\mu\text{m}$  de anchura de puerta. El inverso de la pendiente de dicho ajuste, permite obtener:

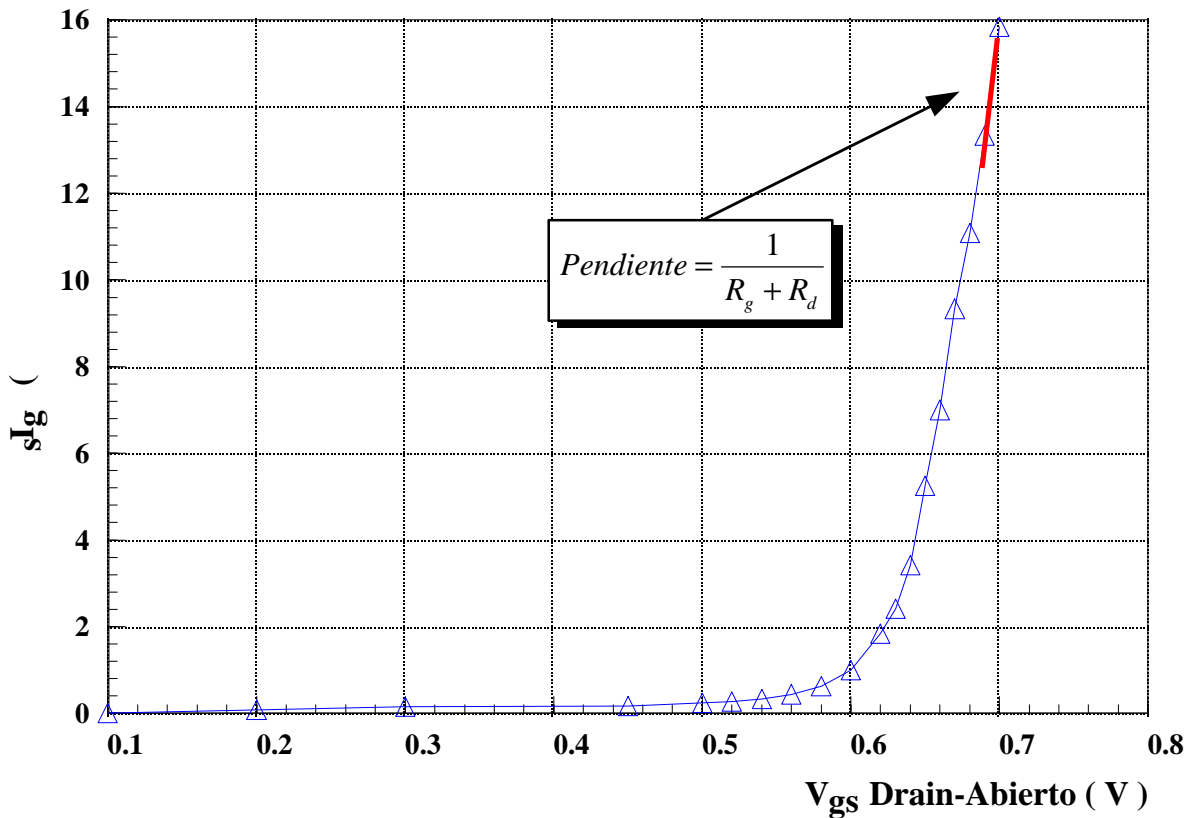
- $R_g + R_s$  para el caso de la configuración de Drain en circuito abierto (figura 2.16 (a)).



- $R_g + R_d$  para el caso de la configuración de Source en circuito abierto (figura 2.16 (b)).

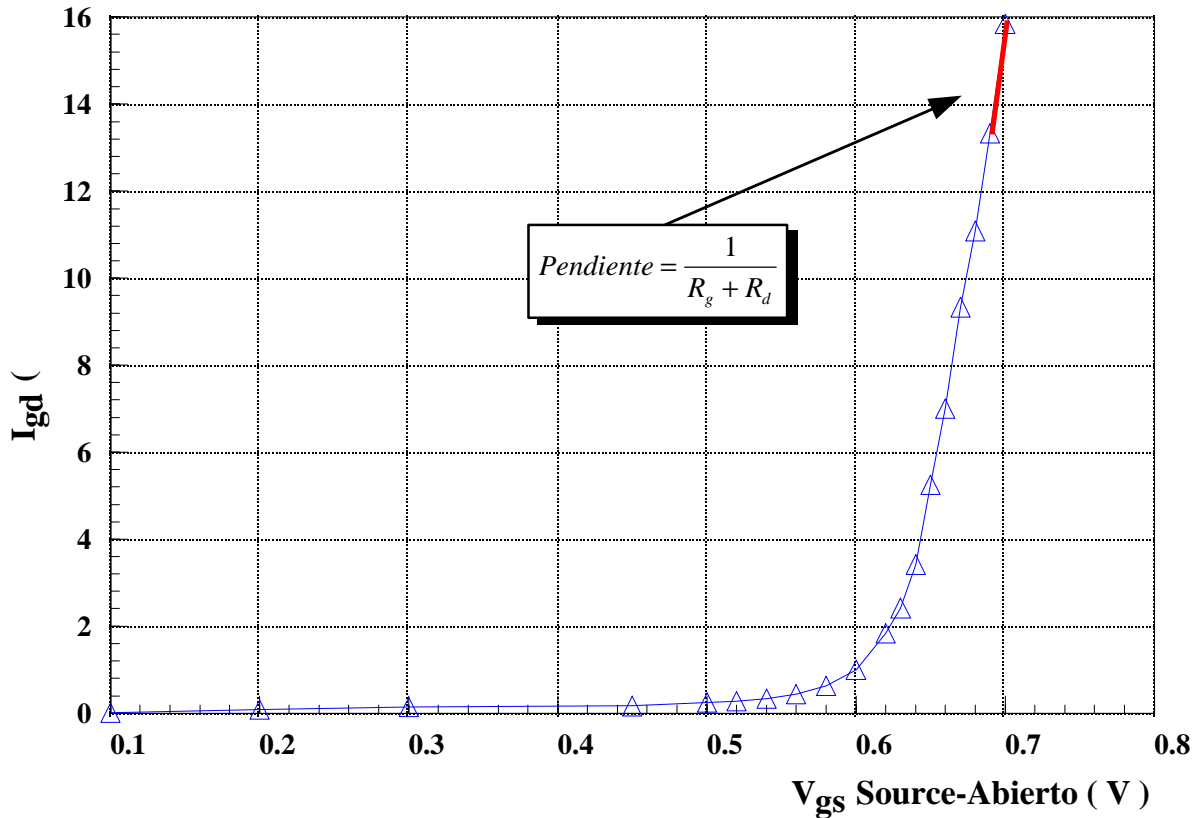
De esta manera a partir de los valores de  $R_s$  y  $R_d$  obtenidos por este método, o por otro cualquiera, se puede determinar el valor de la resistencia de puerta  $R_g$ . Puesto que el valor de  $R_g$  es dependiente de la configuración que se utilice para su cálculo, se debe de tener en cuenta tanto el montaje de Drain en circuito abierto, como el de Source en circuito abierto. Así pues si se denomina  $S_1 = R_g + R_s$  y  $S_2 = R_g + R_d$ , se obtiene un valor más real de la resistencia  $R_g$  a partir de la expresión:

$$R_g = \frac{S_1 + S_2 - R_s - R_d}{2} \tag{2.16}$$



(a)





(b)

Figura 2.16 Zona de trabajo en la característica del diodo Schottky para obtener una estimación del valor de la resistencia de Gate  $R_g$ .

(a) Configuración con Source a masa y Drain en circuito abierto.

(b) Configuración con Drain a masa y Source en circuito abierto.

La bondad del método que aquí se acaba de presentar, depende básicamente de dos factores:

- La medida debe efectuarse en la zona lineal de las curvas  $I_g$  frente  $V_g$ , para poder afirmar que la suposición que se ha efectuado de que la resistencia del diodo Schottky es despreciable frente al valor de la resistencia de Gate. Valores típicos de  $I_g$  en los que esta suposición es cierta, son aquellos valores superiores a 10 mA.
- La fuente de corriente utilizada en la inyección de corriente en Gate, debe de ser muy repetitiva, puesto aunque se utilizan 3 configuraciones distintas, las medidas han de tomarse para un valor constante de  $I_g$  en los tres casos.

### **Método III - Método de Fukui**

El método que aquí se va a presentar se encuentra fuertemente influido por el presentado por Fukui [3], en cuanto a las configuraciones utilizadas para efectuar las diferentes medidas, pero se diferencia de éste en que no se obtienen los valores de las resistencias de acceso y de canal, por mera aplicación de la ley de Ohm, si no que se realizan diversos ajustes lineales y optimizaciones mediante subrutinas matemáticas desarrolladas al efecto que evitan además, la dispersión de los resultados que se obtiene aplicando el método clásico. Además, como ya se ha comentado con anterioridad el control sobre la Gate se efectúa mediante inyección de corriente, y no mediante un barrido de tensión como recomienda Fukui.

El método de Fukui permite obtener los valores de las tres resistencias de acceso  $R_s$ ,  $R_d$  y  $R_g$ , además de la tensión de estrangulamiento de canal o pinch-off  $V_p$  y de una estimación de la resistencia de canal  $R_c$ , a partir de las tres configuraciones distintas de polarización del transistor, vistas en el método anterior, es decir:

- Source a masa y Drain en circuito abierto.
- Drain a masa y Source en circuito abierto.
- Drain y Source a masa.

Para cada una de estas tres configuraciones se inyectan una serie de valores constantes por la Gate y por tanto utilizan propiedades de la unión Schottky directamente polarizada, leyéndose los valores de tensión y corriente en la unión. Con una configuración en la que la Source se encuentre en circuito abierto y el drenador a masa, tal como se muestra en la figura 2.17 (a) y cuyo esquema equivalente se muestra en la figura 2.17 (b) se procede a inyectar corriente por la Gate partiendo de un valor nulo y llegando a valores de  $I_g$  entorno a 15 mA.

Para cada una de estas intensidades de corriente se mide la tensión entre Gate y Drain. Si se efectúa una representación gráfica de  $I_{gd}$  frente a  $V_{gd}$  se obtiene un conjunto de rectas paralelas, cuya pendiente se denominará  $m_1$ . Así pues:



$$m_1 = \frac{\Delta I_g}{\Delta V_{gd}} \quad (2.17)$$

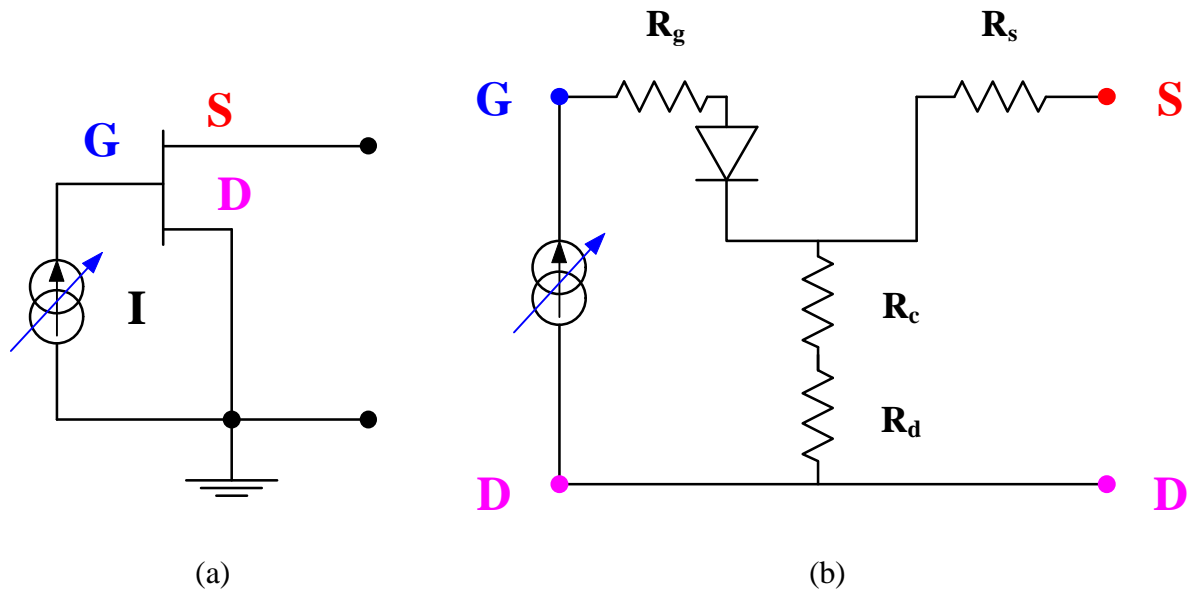


Figura 2.17 Esquema para la aplicación del método de Fukui modificado con inyección de corriente por la Gate.

(a) Montaje con Drain a Masa y Source en circuito abierto.

(b) Circuito equivalente del transistor bajo las condiciones anteriores, teniendo en cuenta la resistencia de canal  $R_c$ .

Del circuito de la figura 2.17, se tiene que:

$$\frac{1}{m_1} = R_g + R_d + R_c \quad (2.18)$$

El paso siguiente en la aplicación de este método, es montar una configuración en la que la Drain se encuentra en circuito abierto y el Source a masa, tal como se muestra en la figura 2.18 (a) y cuyo circuito equivalente para dichas condiciones de polarización se muestra en la figura 2.18 (b). Con un montaje de este tipo, se inyectan distintas corrientes de valor constante por el terminal de Gate y se mide la tensión entre Gate y Source para cada una de ellas. Si se efectúa una representación gráfica de  $I_{gs}$  frente a  $V_{gs}$  se obtiene un conjunto de rectas paralelas, cuya pendiente se denominará  $m_2$ . Así pues:





$$m_2 = \frac{\Delta I_g}{\Delta V_{gs}} \quad (2.19)$$

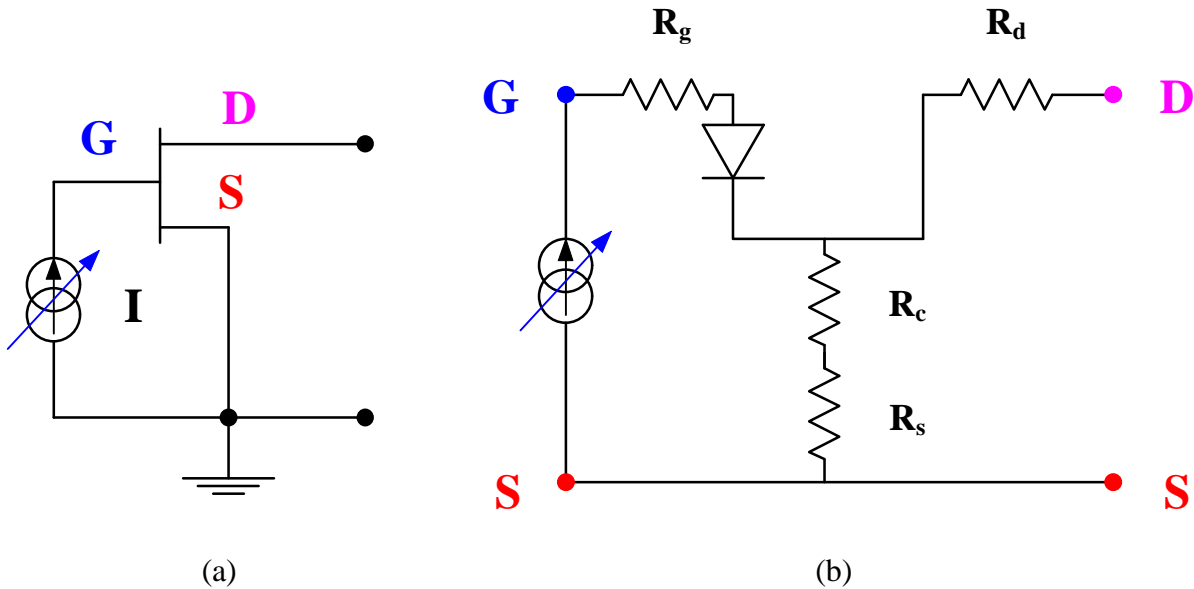


Figura 2.18 Esquema para la aplicación del método de Fukui modificado con inyección de corriente por la Gate.

(a) Montaje con Source a masa y Drain en circuito abierto.

(b) Circuito equivalente del transistor bajo las condiciones anteriores, teniendo en cuenta la resistencia de canal  $R_c$ .

Del circuito de la figura 2.18, se tiene que:

$$\frac{1}{m_2} = R_g + R_s + R_c \quad (2.20)$$

Seguidamente se efectúa el montaje de una configuración en la que la Drain se encuentre en circuito abierto y el Source a masa, tal como se muestra en la figura 2.19 (a) y cuyo esquema equivalente se muestra en la figura 2.19 (b).

Al igual que en los casos anteriores, se inyectan diferentes corrientes de valor constante por el terminal de Gate y se mide la tensión entre Gate y masa para cada una de ellas. Si se

efectúa una representación gráfica de  $I_{gs}$  frente a  $V_{gs}$  se obtiene un conjunto de rectas paralelas, cuya pendiente se denominará  $m_3$ . Así pues:

$$m_3 = \frac{\Delta I_g}{\Delta V_{gsd}} \quad (2.21)$$

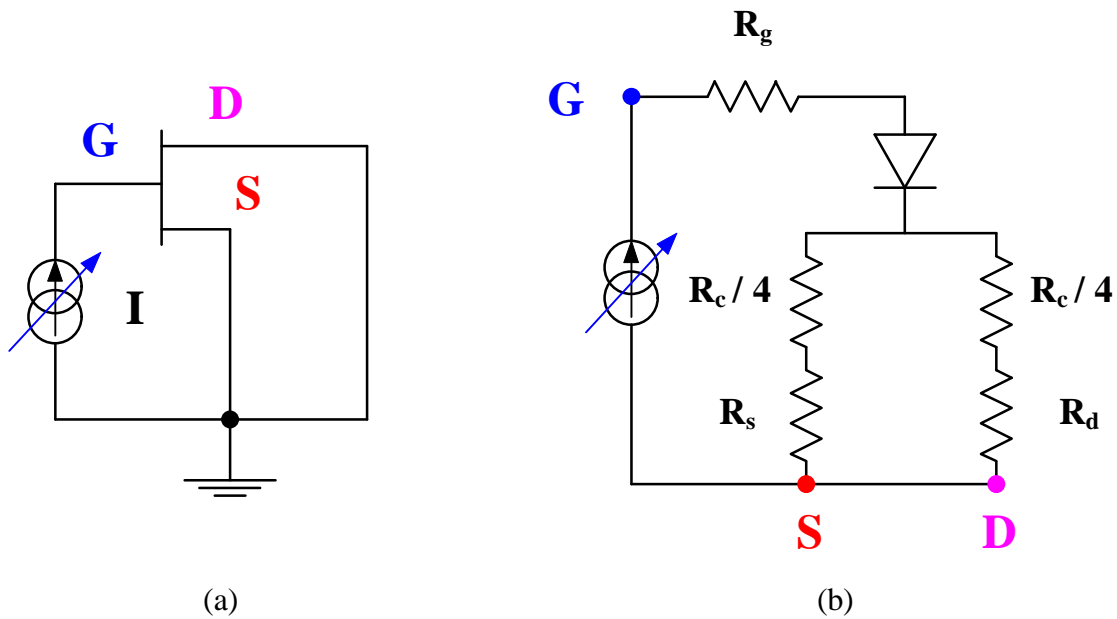


Figura 2.19 Esquema para la aplicación del método de Fukui modificado con inyección de corriente por la Gate.

(a) Montaje con Source y Drain a masa.

(b) Circuito equivalente del transistor bajo las condiciones anteriores, teniendo en cuenta la resistencia de canal  $R_c$ .

Del circuito de la figura 2.19, se tiene que:

$$\frac{1}{m_3} = R_g + \left[ \left( R_d + \frac{R_c}{4} \right) // \left( R_s + \frac{R_c}{4} \right) \right] \quad (2.22)$$

operando en la expresión anterior se tiene:

$$\frac{1}{m_3} = R_g + \left[ \frac{\left( R_d + \frac{R_c}{4} \right) \cdot \left( R_s + \frac{R_c}{4} \right)}{\left( R_d + \frac{R_c}{4} \right) + \left( R_s + \frac{R_c}{4} \right)} \right] \quad (2.23)$$

restando (2.20) de (2.18) se tiene:

$$\frac{1}{m_1} - \frac{1}{m_2} = R_d - R_s \quad (2.24)$$

las expresiones (2.23) y (2.24) forman parte de un sistema de cuatro ecuaciones con cuatro incógnitas que quedará formado con dos expresiones más que se obtendrán a partir de la medida que se va a presentar a continuación. De su resolución se obtienen los valores de  $R_g$ ,  $R_d$ ,  $R_s$  y  $R_c$ . Además dicha medida va a permitir la obtención de la tensión de pinch-off.

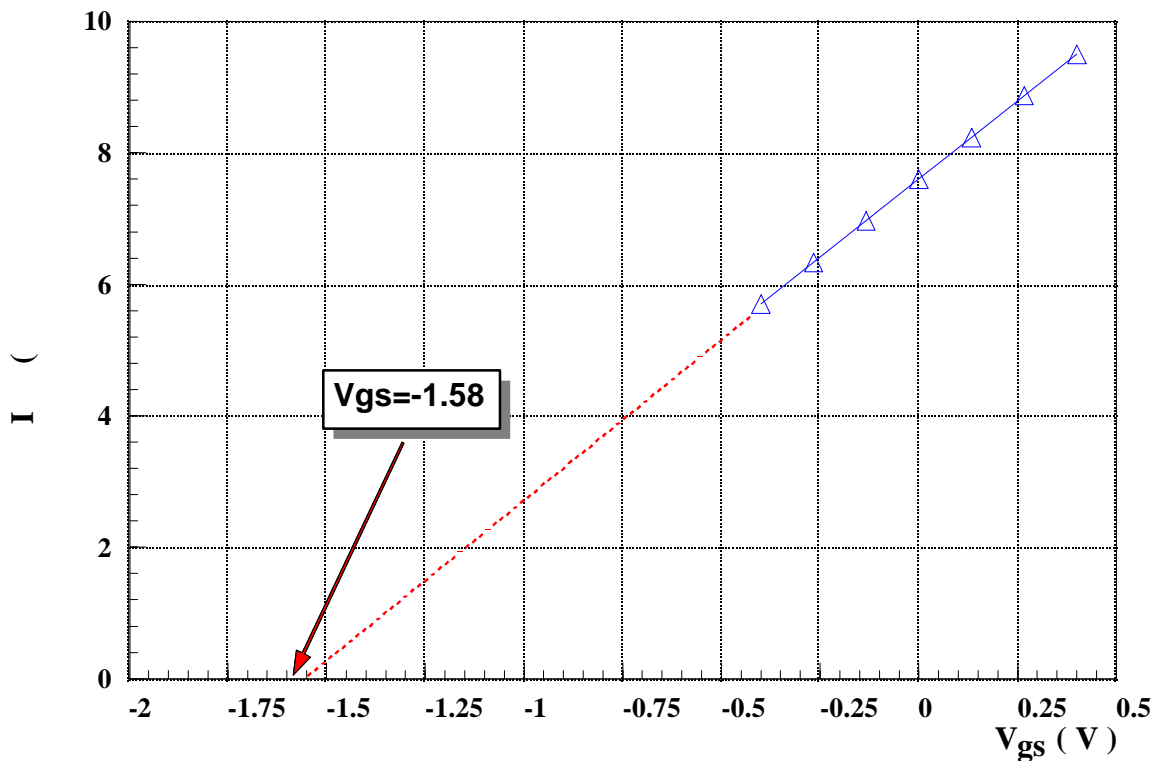


Figura 2.20 Estimación por extrapolación de un valor de la tensión de pinch-off  $V_p$ .



El montaje que se debe realizar para poder efectuar esta medida es similar al utilizado en la medida de las curvas características del transistor, procediéndose a medir la corriente  $I_{ds}$  en función de las tensiones  $V_{gs}$  y  $V_{ds}$ , pero en este caso, el rango de variación de la tensión de Drain no debe sobrepasar los 80 mV, para poder afirmar que el transistor se encuentre operando en la zona lineal de las curvas características  $I_{ds} = I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ . Así pues se obtiene una gráfica como la presentada en la figura 2.20 para el transistor comercial encapsulado PHILIPS CFX-31. A partir de la extrapolación de la recta que aparece en dicha gráfica, se puede obtener una estimación inicial de la tensión de estrangulamiento de canal a la que se denominada  $V_{p1}$ .

De la medida anterior, también se obtiene la resistencia total existente entre Drain y Source  $R_{dsTOT}$  como:

$$R_{dsTOT} = \frac{V_{ds}}{I_d} = R_s + R_d + R_{cc}(V_{gs}) \quad (2.25)$$

donde  $R_{cc}$  es la resistencia de canal bajo la Gate, en la zona lineal, su dependencia con la resistencia de canal  $R_c$  viene dada por la expresión:

$$R_{cc}(V_{gs}) = \frac{R_c}{1 - \sqrt{\frac{\Phi - V_{gs}}{\Phi + V_p}}} \quad (2.26)$$

donde  $\Phi \cong 0.75$  V es el potencial de contacto de la unión Schottky. Llamando  $D$  al denominador de la expresión anterior resulta:

$$D = 1 - \sqrt{\frac{\Phi - V_{gs}}{\Phi + V_p}} \quad (2.27)$$

Para obtener el valor correcto de la tensión de pinch-off  $V_p$ , se introduce el valor obtenido de la extrapolación  $V_{p1}$  como valor inicial en la expresión (2.26), cuyo resultado es introducido en la ecuación (2.25) y se mediante algoritmos de optimización desarrollados al efecto dentro del programa CONTINUA se calcula el valor óptimo de  $V_p$  para que la recta de

la ecuación (2.25) posea un coeficiente de correlación lo más próximo a la unidad. La ecuación de la recta obtenida para el valor óptimo de la tensión de pinch-off evaluada en los puntos  $D=0$  y  $D=1$ , permitirán calcular el valor de la resistencia de canal  $R_c$  y de la suma de las resistencias  $R_d+R_s$ , tal como se muestra en las expresiones (2.28) y (2.29).

$$\text{Si } D = 0 \Rightarrow R_{dsTOT} = \frac{V_{ds}}{I_d} = R_d + R_s \text{ pues } R_{cc} = 0 \quad (2.28)$$

$$\text{Si } D = 1 \Rightarrow R_{dsTOT} = \frac{V_{ds}}{I_d} = R_d + R_s + R_c \quad (2.29)$$

Las expresiones (2.28) y (2.29) junto con (2.23) y (2.24) forman el sistema de cuatro ecuaciones con cuatro incógnitas (2.30), a partir de cual quedan determinadas de forma unívoca las tres resistencias de acceso  $R_g$ ,  $R_d$  y  $R_s$ , así como la resistencia de canal  $R_c$ .

$$\begin{aligned} \frac{1}{m_1} - \frac{1}{m_2} &= R_d - R_s \\ \frac{1}{m_3} &= R_g + \left[ \frac{\left( R_d + \frac{R_c}{4} \right) \cdot \left( R_s + \frac{R_c}{4} \right)}{\left( R_d + \frac{R_c}{4} \right) + \left( R_s + \frac{R_c}{4} \right)} \right] \end{aligned} \quad (2.30)$$

$$\text{Si } D = 0 \Rightarrow R_{dsTOT} = \frac{V_{ds}}{I_d} = R_d + R_s \text{ pues } R_{cc} = 0$$

$$\text{Si } D = 1 \Rightarrow R_{dsTOT} = \frac{V_{ds}}{I_d} = R_d + R_s + R_c$$

Para finalizar la presentación de los métodos de medida de resistencias de acceso I,II y III que aquí se han introducido, en la tabla 2.2 pueden visualizarse los resultados obtenidos por unos y otros para un transistor comercial encapsulado de baja potencia PHILIPS CFX-31, y para un transistor en chip de media potencia GEC-MARCONI F20 Bath-tub de  $10*140\mu\text{m}$  de anchura de puerta.



<b>Transistor PHILIPS CFX-31</b>			
	<b>Método I</b>	<b>Método II</b>	<b>Método III</b>
<b>R<sub>g</sub> (W)</b>	-----	4.9612	6.1515
<b>R<sub>d</sub> (W)</b>	2.478	2.6706	1.3326
<b>R<sub>s</sub> (W)</b>	2.045	2.3331	2.2492
<b>R<sub>c</sub> (W)</b>	-----	-----	1.0112
<b>V<sub>p</sub> (V)</b>	-----	-----	-3.3
<b>Transistor GEC MARCONI F20 Bath-tub 10*140µm</b>			
	<b>Método I</b>	<b>Método II</b>	<b>Método III</b>
<b>R<sub>g</sub> (W)</b>	-----	3.2503	4.3612
<b>R<sub>d</sub> (W)</b>	1.0906	1.2312	0.8943
<b>R<sub>s</sub> (W)</b>	0.8944	0.9486	1.2437
<b>R<sub>c</sub> (W)</b>	-----	-----	1.2563
<b>V<sub>p</sub> (V)</b>	-----	-----	-3.2

Tabla 2.2 Resultados obtenidos por los tres métodos de medida por inyección de corriente por la Gate presentados para los transistores PHILIPS CFX-31 y GEC-MARCONI 10\*140 µm.

De los tres métodos de medida de resistencias de acceso aquí presentados, dos de ellos (métodos I y II) ofrecen resultados muy semejantes, mientras que con el tercero se obtienen unos resultados que difieren de los anteriores. Esta diferencia es debida a que el método III considera la resistencia de canal  $R_c$ , la cual no ha sido considerada por los otros dos métodos, y por ello los resultados de  $R_s$  y  $R_d$  son inferiores a los obtenidos utilizando los métodos I y II.

El método más adecuado para la obtención de las resistencias de acceso, es el método I, ya que dicho método que mantiene alimentados todos los terminales durante la medida y por tanto las condiciones de medida son más parecidas al funcionamiento real del transistor. Por otro lado, dicho método concuerda con los métodos de extracción de resistencias basados en la medida de parámetros de Scattering [S] que serán estudiados en el siguiente capítulo. El hecho de poseer resultados obtenidos por diferentes métodos permite efectuar estudios comparativos con los que se intenta obtener unos valores que se ajusten lo mejor posible al comportamiento del modelo no lineal del transistor. En ello juega un papel fundamental el hardware y el

software CONTINUA, ya que no solo es capaz de controlar el hardware que se ha diseñado para medir con las distintas configuraciones, sino que es capaz de ajustar y optimizar los resultados de una forma totalmente automática.

En la tabla 2.3, se muestran los valores de las resistencias de acceso obtenidos para un transistor encapsulado comercial NEC NE72084,  $R_g$  en este caso ha sido obtenida a partir del método II, mientras que  $R_s$  y  $R_d$  lo han sido a partir del método I.

<b>Resistencias de Acceso</b>		
$R_g (\Omega) = 3.73$	$R_s (\Omega) = 2.71$	$R_d (\Omega) = 0.89$

Tabla 2.3 Resultados de las resistencias obtenidas para el transistor encapsulado comercial NEC NE72084.

Estas estimaciones de las resistencias de acceso obtenidas a partir de métodos basados en medidas en DC son buenas en el caso de los MESFET, pero no lo son tanto en el caso de los HEMT, como recientemente hemos puesto de manifiesto en diversas publicaciones [4-5]. En dispositivos HEMT se producen resultados que sobrestiman el valor de la resistencia de puerta, y por tanto del todo inaceptables, cuando se quiere modelar el dispositivo. Cuando se polariza inversamente la Gate de un transistor HEMT, el flujo de electrones se encuentra confinado dentro del gas de electrones bidimensional [48], y por tanto la resistencia de puerta tiene un valor inferior al que proporciona el método de Fukui, o por los demás métodos de continua vistos hasta ahora. Este fenómeno se estudiará en detalle cuando se trate el tema de la extracción de parámetros en el capítulo siguiente.



### 2.2.3.2 Caracterización de la unión Schottky.

La fuente de corriente de la unión Schottky se mide inyectando corriente por el terminal de Gate, manteniendo el terminal de Drain en circuito abierto, y el montaje es análogo al que se necesita para medir la resistencia  $R_s$  con los métodos II y III mostrado en las figuras 2.14 (a) y 2.18 (a). Para dispositivos MESFET la corriente  $I_{gs}$  generada cuando la puerta esta polarizada directamente es una función directa de la tensión aplicada en la puerta, tal como se muestra en la figura 2.21(a) y 2.21(b). Cuando se aplican tensiones positivas pequeñas en la puerta, esta se comporta como un diodo ideal directamente polarizado, cuya corriente viene dada por la expresión:

$$I_g = I_{ns} \cdot \left( e^{\alpha_s \cdot V_g} - 1 \right) \quad (2.31)$$

ó en términos de la tensión aplicada:

$$V_g = I_g \cdot (R_g + R_s) + \frac{1}{\alpha_s} \cdot \ln \left( \frac{I_g}{I_{ns}} + 1 \right) \quad (2.32)$$

donde  $I_{ns}$  representa la intensidad de saturación inversa,  $I_g$  es la corriente que circula por la puerta y el factor  $\alpha_s$  tiene dimensiones de  $V^{-1}$  y viene dado por:

$$\alpha_s = \frac{q}{n \cdot K \cdot T} \quad (2.33)$$

expresión en la que:

**n** representa el factor de idealidad.

**K** representa la constante de Boltzmann cuyo valor es de ( $K = 1.380 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$ ).

**T** representa la temperatura del dispositivo en grados Kelvin.

**q** representa la carga del electrón ( $q = -1.602 (10^{-19} \text{ C})$ ).





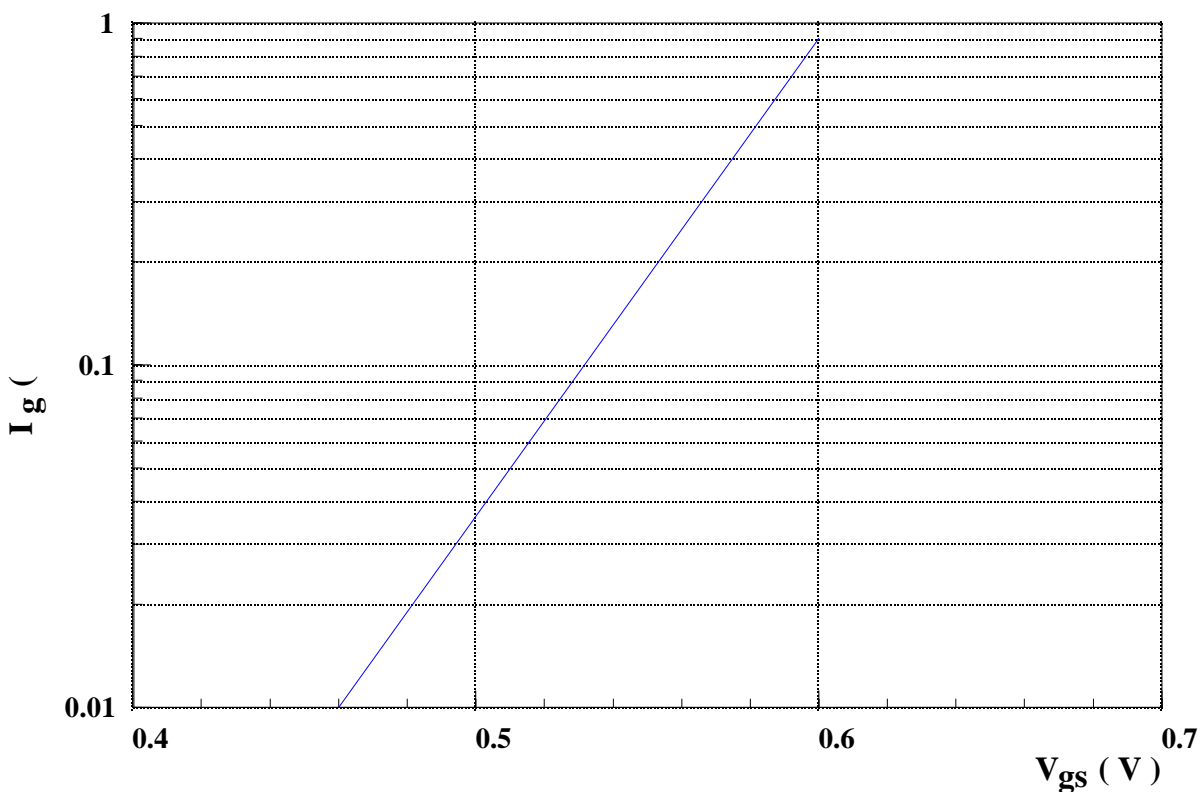
Si se trabaja en una zona de la curva característica en la que  $I_g$  es lo suficientemente pequeña, el término  $I_g \cdot (R_g + R_s)$  se puede despreciar resultando:

$$V_g \cong \frac{1}{a_s} \cdot \ln\left(\frac{I_g}{I_{ns}} + 1\right) \tag{2.34}$$

En la figura 2.21 (b) puede verse la característica típica de diodo de la unión Schottky directamente polarizada, la cual es relativamente sencilla ajustar a una ecuación de tipo diodo como la presentada en la expresión (2.34) y a partir de ella obtener fácilmente los valores de los parámetros  $\alpha$  e  $I_{ns}$  como se verá a continuación. El ajuste matemático se efectúa a través de las siguiente expresión:

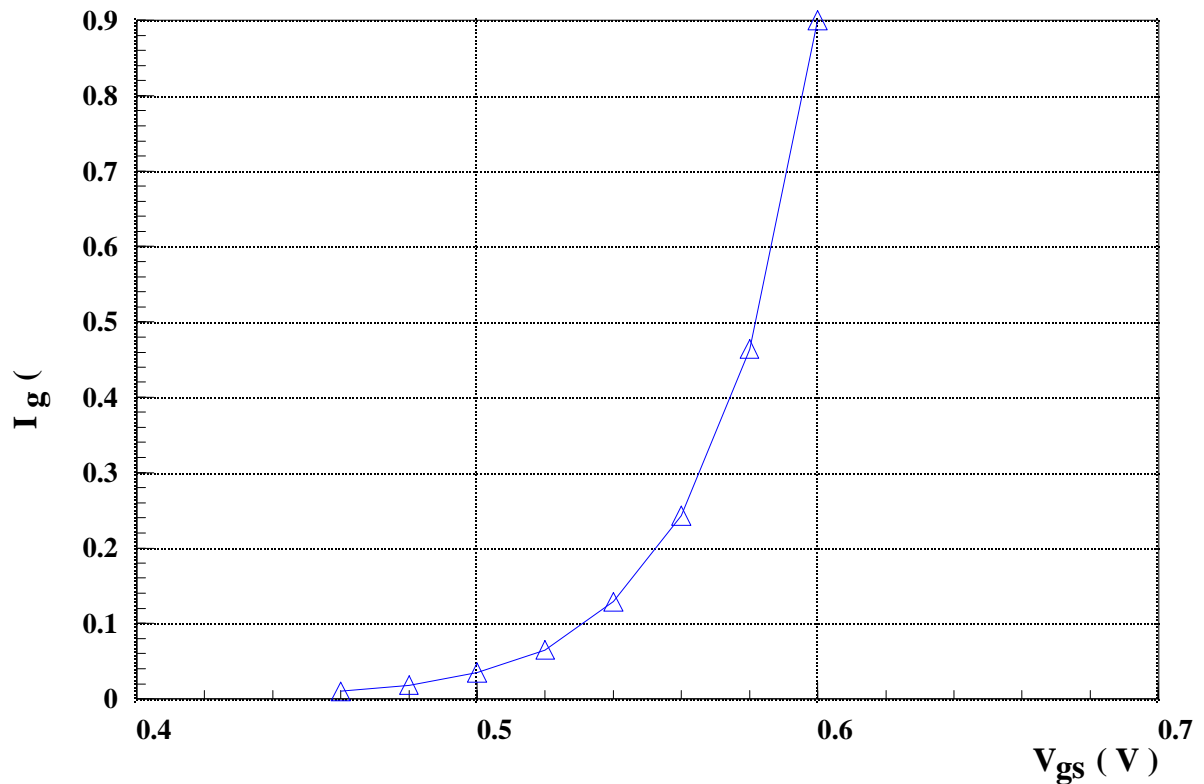
$$\begin{bmatrix} N & \sum V_{gsi} \\ \sum V_{gsi} & \sum V_{gsi}^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \ln(I_{ns}) \\ a_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum I_{gi} \\ \sum V_{gsi} I_{gi} \end{bmatrix} \tag{2.35}$$

donde N representa el número de medidas efectuado.



(a)





(b)

Figura 2.21 Medida de la unión Schottky para el transistor F20 Bath-tub B2 10\*140 μm de la foundry GEC-MARCONI.

- (a) Medida de la unión Schottky, escala semilogarítmica.
- (b) Medida de la unión Schottky, escala lineal.

Operando en la expresión (2.35) se tiene que:

$$\mathbf{a}_s = \frac{\left[ \sum V_{gsi} I_{gsi} - \left( \frac{\sum V_{gsi} \cdot \sum I_{gsi}}{N} \right) \right]}{\sum V_{gsi}^2 - \left( \frac{\sum V_{gsi}}{N} \right)^2} \quad \ln(I_{ns}) = \frac{\left[ \sum V_{gsi} - \left( \frac{\sum V_{gsi}}{N} \right) \cdot \mathbf{a}_s \right]}{N} \quad (2.36)$$

En un diodo ideal la relación I<sub>gs</sub> frente V<sub>gs</sub> se mantiene constante en escala semilogarítmica para varias tensiones de puerta, tal como se muestra en la figura 2.21 (a) para el transistor de potencia B2 de 10\*140 μm. Los resultados obtenidos de las medidas de

resistencias de acceso y unión Schottky para dicho transistor, así como para el dispositivo encapsulado NEC NE72084 se encuentran en la tabla 2.4.

<b>Fuente de corriente no lineal <math>I_{gs}</math></b>	
<b>Transistor GEC MARCONI F20 Bath-tub 10*140 <math>\mu\text{m}</math></b>	
$I_{ns} \text{ (A)} = 1.934 \cdot 10^{-12}$	$\alpha \text{ (V}^{-1}\text{)} = 32.69$
<b>Transistor NEC NE72084</b>	
$I_{ns} \text{ (A)} = 1.034 \cdot 10^{-9}$	$\alpha \text{ (V}^{-1}\text{)} = 27.71$

Tabla 2.4 Resultados de la medida de la unión Schottky para los transistores: GEC-MARCONI B2 10\*140  $\mu\text{m}$  y NEC NE78084.

Para realizar las medidas de las resistencias de acceso, se han diseñado dos fuentes de alimentación dobles, desarrolladas según las especificaciones necesarias tanto para hacer posible el control de las mismas desde un ordenador personal, como para fijar las tensiones e intensidades comprendidas en los rangos de medida necesarios para cada método. Ambas fuentes se encuentran controladas por tensión, debido a la utilización de convertidores digitales-analógicos (D/A) comerciales, en concreto se han utilizado convertidores D/A modelo HP59580B de la firma Hewlett Packard, los cuales fijan un nivel de tensión a partir de las ordenes que reciben desde una computadora HP 300/400 serie 9000, o de un ordenador IBM-PC compatible que posea una tarjeta de comunicaciones IEEE-488. La primera de ellas es una fuente de intensidad controlada por tensión de doble canal que denominaremos FA-1 (fuente de alimentación 1) y la segunda se trata de una fuente de tensión controlada por tensión también de doble canal, denominada FA-2 (fuente de alimentación 2), las dos fuentes se han integrado en el mismo mueble o “rack” para facilitar las tareas de medida. La fuente FA-1 posibilita efectuar las medidas de  $R_s$  y  $R_d$  utilizando el método I, así como las medidas de  $R_s$ ,  $R_d$  y  $R_g$  haciendo uso de los métodos II y III. Además, posee dos rangos de utilización (A y B), el rango A permite inyectar intensidades comprendidas entre 0 y 20 mA, mientras que el rango B maneja intensidades que varían entre 0 y 100 mA. Teniendo en cuenta que la fuente incorpora 1000 puntos de muestreo en cada uno de los rangos, se puede afirmar que la sensibilidad de la misma es de 0.02 mA/mV (mA de salida / mV de la tensión de control) para el rango A y de 0.1 mA/mV para el rango B. La lectura de la tensión y de la intensidad suministrada por la fuente FA-1 se efectúa a través de dos tomas auxiliares dispuestas al



efecto, la primera devuelve el valor real de tensión que existe entre terminales, y la segunda devuelve un valor de tensión proporcional a la corriente que circula a través de los terminales, estas dos tomas auxiliares van a estar presentes en todos los modelos de fuente que van a ser presentados a continuación, y por ello no se va a volver a hacer referencia a los mismos.

La fuente FA-2 también presenta dos rangos de variación de la tensión que fija en sus terminales, así pues en el rango A oferta tensiones comprendidas entre 0 y 1 V, mientras que en rango B las tensiones varían entre 0 y 5 V. De esta manera la sensibilidad de FA-2 puede cifrarse en 0.1 mV/mV (mV de salida / mV de control) para el rango A y de 0.05 mV/mV para el rango B. Las especificaciones técnicas más importantes de las fuentes FA-1 y FA-2 se encuentran en la tabla 2.5

<b>CARACTERISTICAS TECNICAS DE LAS FUENTES FA-1 Y FA-2</b>					
<b>Cambio de Configuración: Conmutador de mercurio programable electrónicamente</b>					
<b>Configuraciones en régimen de inyección de corriente por Gate mediante FA-1:</b>					
<b>Drain Abierto y Source a Masa</b>					
<b>Source Abierto y Drain a Masa</b>					
<b>Drain y Source a Masa.</b>					
<b>Drain a FA-2 y Source a Masa</b>					
<b>Source a FA-2 y Drain a Masa</b>					
<b>FUENTE FA-1</b>			<b>FUENTE FA-2</b>		
<b>Fuente de Intensidad</b>			<b>Fuente de Tensión</b>		
<b>Canal</b>	<b>Rango Bajo</b>	<b>Rango Alto</b>	<b>Canal</b>	<b>Rango Bajo</b>	<b>Rango Alto</b>
Gate	0 a 20 mA	0 a 100 mA	Drain	0 a 1 V	0 a 5 V
<b>Precisión</b>			<b>Precisión</b>		
<b>Canal</b>	<b>Rango Bajo</b>	<b>Rango Alto</b>	<b>Canal</b>	<b>Rango Bajo</b>	<b>Rango Alto</b>
Gate	0.02 mA	0.1 mA	Drain	1mV	5 mV

Tabla 2.5 Características de las fuentes de medida de resistencias de acceso FA-1 y FA-2.

Tanto la fuente FA-1 como la fuente FA-2, cambian de configuración mediante un conmutador de mercurio de cinco posiciones, de tal forma que el usuario puede situar al transistor en cualquiera de las configuraciones de los métodos de medida de resistencias que se acaban de tratar, haciendo uso del software CONTINUA el cual controla todo el proceso de medida, incluido las posiciones del conmutador.

Para poder efectuar última medida del método III, aquella que efectúa un barrido de tensión en Gate, mientras se fija una tensión en Drain, se ha diseñado una tercera fuente, la fuente FA-3, consistente en una fuente de tensión de dos canales, controlada por tensión. El canal de Gate de la fuente FA-3 ofrece unos niveles de tensión que van desde -4 hasta +1 V, y 100 mA de corriente máxima, valor más que suficiente para los rangos de intensidad que puede manejar el transistor en Gate para cualquiera de las medidas, siendo su precisión de 0.5mV/mV (mV de salida / mV de control). El canal de Drain suministra tensiones comprendidas entre -1 y +4 V, entregando una corriente máxima de 200 mA, su precisión es la misma que en el canal de Gate 0.5 mV/mV. Las características técnicas de la fuente FA-3 se muestran en la tabla 2.6.

<b>CARACTERISTICAS TECNICAS DE LA FUENTE FA-3</b>		
<b>Fuente de Tensión de doble canal controlada por tensión</b>		
<b>Canal</b>	<b>Rangos</b>	<b>Intensidad máxima</b>
Gate	-4 a +1 V	100 mA
Drain	-1 a +4 V	200 mA
<b>Canal</b>	<b>Precisión</b>	
Drain	5 mV	
Gate	5 mV	

Tabla 2.6 Características técnicas de la fuente de tensión de doble canal FA-3.

Para efectuar las medidas de la unión Schottky se ha tenido que desarrollar una nueva fuente de intensidad controlada por tensión que proporcione el rango de corrientes necesario para efectuar este tipo de medidas, además de ofrecer una alta precisión en las mismas. La fuente FA-4 construida según las directrices anteriores presenta las siguientes características: se permite al usuario escoger entre dos rangos de medida: el rango A que proporciona intensidades comprendidas entre 0 y 1 mA, con una precisión de 1 $\mu$ A/mV ( $\mu$ A de salida / mV de control), y el rango B que suministra intensidades entre 0 y 10 mA, con una precisión de 10 $\mu$ A/mV. Las especificaciones técnicas de esta fuente FA-4 se encuentran en la tabla 2.7.

El funcionamiento del sistema de medida automatizado que controla todo el proceso es relativamente sencillo, el programa CONTINUA desarrollado en HP BASIC es el encargado de gestionar todo el proceso de medida. Una vez seleccionado por parte del usuario el tipo de medida que se desea realizar, el software ordena a los convertidores D/A modelo HP59501B



uno por canal de cada fuente que fijen los niveles de tensión de control necesarios para que las fuentes de alimentación que aquí se han presentado fijen la tensión o la intensidad según el caso deseadas en el terminal seleccionado del dispositivo. Una vez polarizado el transistor en el punto seleccionado se procede a la lectura de la tensión y de la tensión proporcional a la intensidad que circula por el terminal que se esté considerando de las tomas auxiliares que posee cada canal de las fuentes. Dicha información es digitalizada bien mediante un convertidores D/A, o bien mediante multímetros digitales como el HP3421A, los cuales traslada la información al bus IEEE-488 y de éste pasa al ordenador de control.

El proceso anterior es completamente transparente para el usuario, por lo cual la persona que efectúe las medidas solo debe seguir las instrucciones mostradas en el programa CONTINUA. De esta forma se pueden efectuar un gran número de medidas a diversidad de dispositivos, con lo cual se pueden hacer estudios comparativos de las resistencias de acceso y de la unión Schottky para transistores de diferentes geometrías pertenecientes a la misma familia. Este aspecto es muy interesante sobre todo a la hora de proporcionar reglas de escalado de las resistencias de acceso para transistores de diferentes tamaños.

<b>CARACTERISTICAS TECNICAS DE LA FUENTE FA-4</b>		
<b>Fuente de Intensidad de un solo canal controlada por tensión</b>		
<b>Canal</b>	<b>Rango Bajo</b>	<b>Rango Alto</b>
Gate	0 a 1 mA	0 a 10 mA
<b>Canal</b>	<b>Precisión Rango Bajo</b>	<b>Precisión Rango Alto</b>
Gate	1 $\mu$ A	10 $\mu$ A

Tabla 2.7 Especificaciones técnicas de la fuente FA-4.

En la figura 2.22, se muestra una fotografía del sistema completo de medida automatizada de resistencias de acceso y unión Schottky que se acaba de describir. En la parte izquierda de la fotografía puede verse el chasis o “rack” que contiene las fuentes FA-1 y FA-2. A continuación aparece el “rack” que contiene las fuentes FA-3 y FA-4, y junto a este se pueden visualizar el conjunto de convertidores D/A y A/D necesarios para situar los niveles de tensión de control y efectuar la captura de los datos, respectivamente.

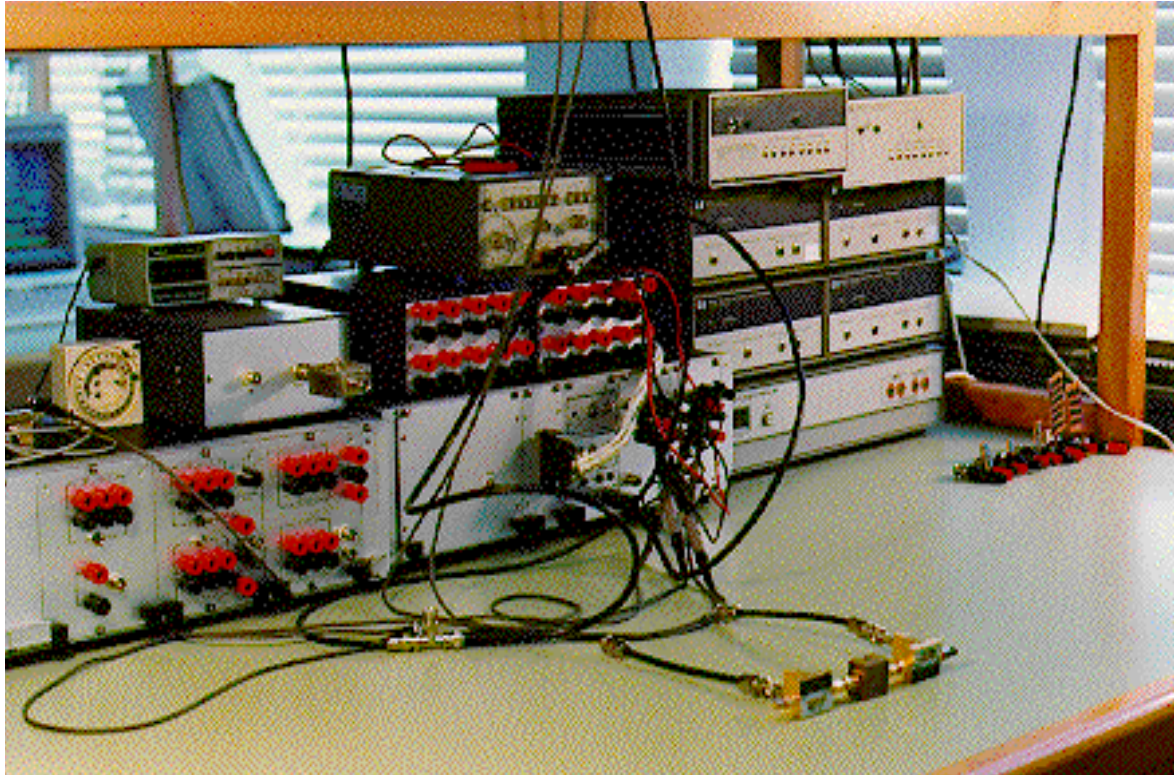


Figura 2.22 Fotografía del banco automatizado de medida en DC con el que se han realizado las medidas de resistencias de acceso y de la unión Schottky.

En primer plano, se muestra el portador o “carrier” donde se encuentra el transistor a caracterizar, dicho portador se encuentra conectado a dos polarizadores HP11612A tanto en el terminal de Gate como en el de Drain, para evitar que puedan producirse oscilaciones indeseadas del dispositivo durante el proceso de medida.

### **2.3 MEDIDAS PULSADAS**

Como ya se ha comentado en el capítulo 1, a la hora de efectuar una caracterización de índole macroscópica de los dispositivos MESFET y HEMT, aparecen los efectos de segundo orden. Para evitar estos problemas cruciales, gran cantidad de autores han propuesto sistemas de medida pulsada con pulsos cortos durante largos ciclos de trabajo [30-32]. Una de las aplicaciones más interesantes de las medidas pulsadas en Gate y en Drain es el estudio de los efectos térmicos y los estados trampa “traps” en dispositivos MESFET y HEMT. Además los métodos de modelización basados en la utilización de las características estáticas, las características pulsadas I/V y los parámetros de Scattering, a la hora de ser implementados en un simulador no lineal obtienen mejores resultados, que los modelos que no tienen en cuenta las medidas pulsadas. La mayoría de los sistemas de medida pulsada que existen actualmente, consumen gran cantidad de tiempo en ser calibrados, son difíciles de inicializar, requieren de ciertos instrumentos de alto coste y de la aplicación de sofisticados algoritmos matemáticos para conseguir realizar la medida de una forma precisa. En particular, los sistemas basados en sondas de efecto Hall poseen una importante dependencia no lineal con la temperatura de trabajo. Estas han sido las razones primordiales que nos han llevado a desarrollar un banco de medida pulsada totalmente automatizado, denominado Banco de Medida Pulsada TR105. No es menester de este trabajo de tesis efectuar un estudio exhaustivo del mismo por hallarse efectuado este en otros trabajos de tesis que se han desarrollado en el Departamento [1], pero debido a que el objetivo de este capítulo es mostrar la diversidad de técnicas de medida utilizadas para el modelado de transistores MESFET/HEMT, y a la gran importancia que poseen las medidas pulsadas en el proceso de modelado gran señal se comentará brevemente alguna de sus generalidades técnicas más importantes.

Conjuntamente con los parámetros de Scattering, las medidas pulsadas se utilizan en la obtención de un modelo de gran señal, a un punto de polarización, tal como se mostrará en profundidad dentro del capítulo dedicado al modelado no lineal. Además es una herramienta muy eficaz para medir el comportamiento del breakdown en RF cuyas características son totalmente diferentes a las presentadas por el breakdown de DC [33], estudiado en la sección anterior. Una buena caracterización del breakdown de RF permite utilizar el dispositivo en radiofrecuencia, más allá de lo predicho por DC. Para aplicaciones de potencia se suele utilizar





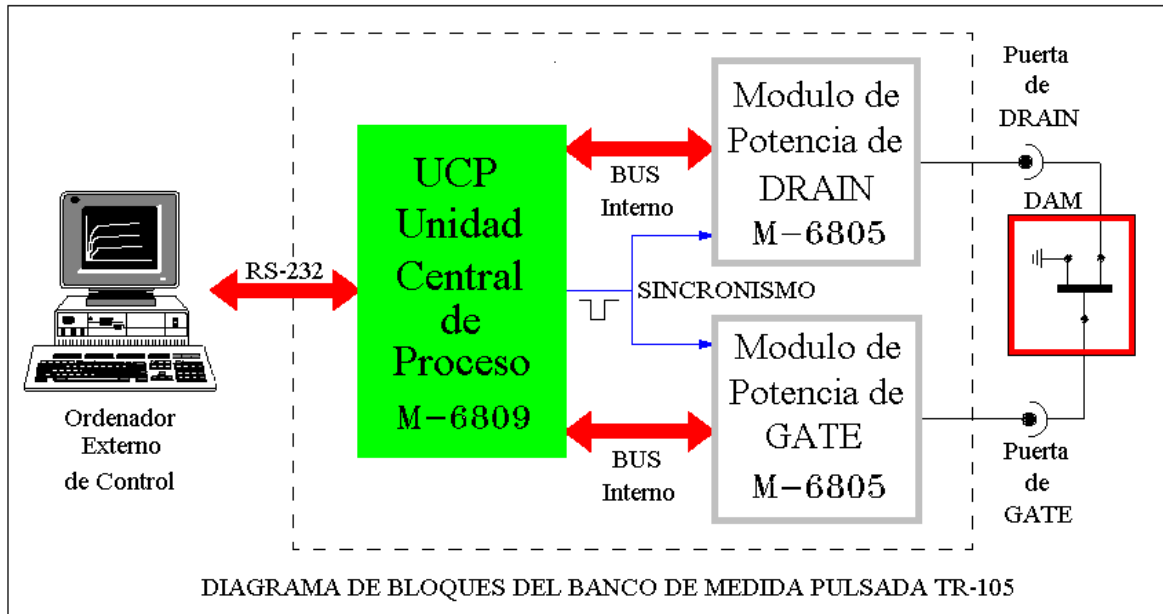
las medidas pulsadas en los terminales de Drain y Source para determinar las características de avalancha del diodo Gate-Drain sin dañar el dispositivo.

Para efectuar una caracterización completa de dispositivos de tres terminales, se ha diseñado un sistema de medida pulsada sencillo, preciso, fácil de manejar y que sea capaz de trabajar en los cuatro cuadrantes. El sistema permite aplicar simultáneamente pulsos negativos en Drain y pulsos positivos en Gate con un retraso dinámico entre ellos, para evitar la destrucción del transistor. Además, el sistema aplica pulsos superpuestos sobre un nivel de DC, siendo por tanto capaz de obtener las características dinámicas a partir de un cierto punto de reposo. Los pulsos se aplican con una repetición del orden de los KHz y con una duración variable entre 300 ns y 2  $\mu$ s. Los tiempos de subida y de bajada no presentan problema debido a que son controlados por los microprocesadores internos del sistema y son del orden del ns. En la tabla 2.8 se muestran las características básicas del banco de medida pulsada TR105. El terminal de Drain puede generar tensiones entre -5 y +35 V, tanto en modo DC como en modo pulsado, con unos rangos de corriente de +/- 2 A. El terminal de Gate es capaz de suministrar tensiones comprendidas entre +/- 10 V e intensidades de +/-200 mA. En la figura 2.23 (a) se muestra el diagrama de bloques de la configuración del sistema de medida.

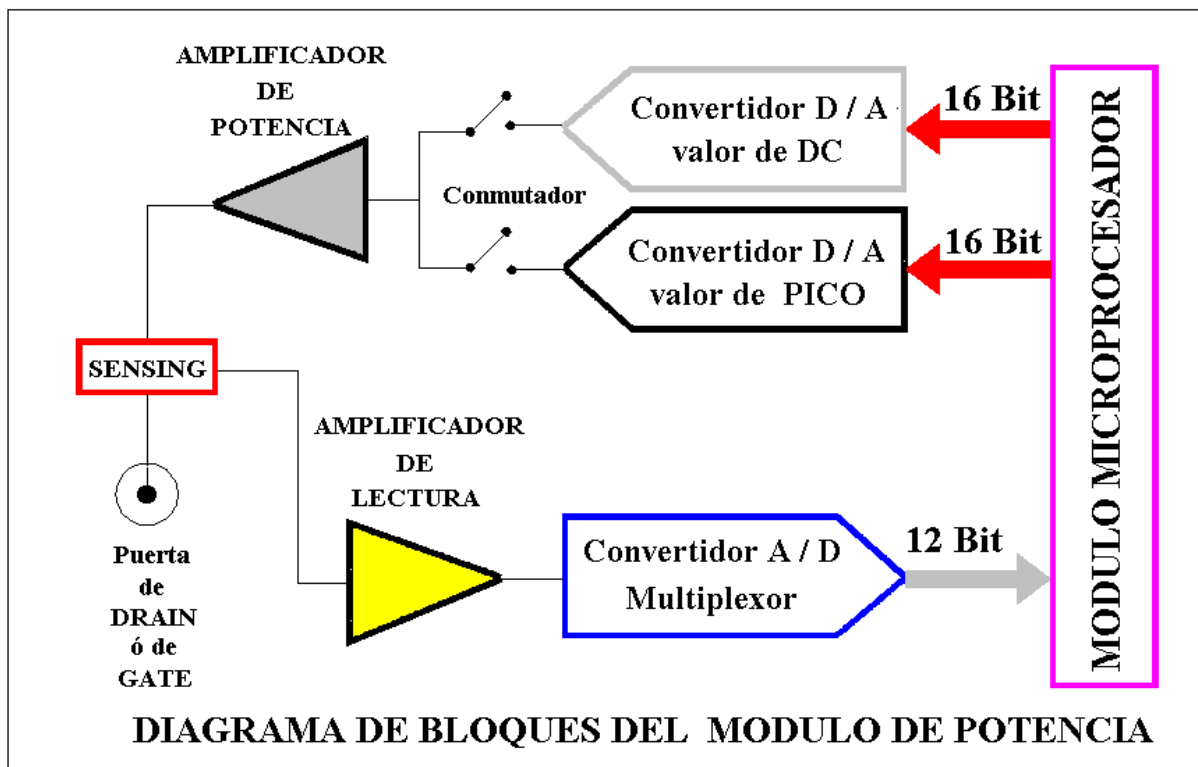
<b>CARACTERISTICAS TECNICAS DEL SISTEMA DE MEDIDA PULSADA TR105</b>			
Frecuencia de repetición: KHz			
Anchura de pulso: Variable de 300 ns a 2 $\mu$ s			
Tiempo de subida: Controlado internamente por $\mu$ P con una ventana de 50 ns			
<b>Tensión</b>		<b>Intensidad</b>	
<b>Precisión en la medida 16 Bit</b>		<b>Precisión en la medida 12 Bit</b>	
Rango de Gate	-10 V a + 10V	Rango de Gate	-200 mA a +200 mA
Rango de Drain	-5 V a + 35V	Rango de Drain	-2 A a +2 A
<b>Incertidumbre en la medida</b>			
		<b>Rango Bajo</b>	<b>Rango Alto</b>
Drain	1.06 mV / Bit	0.1 mA / Bit	0.7 mA / Bit
Gate	0.3 mV / Bit	0.02 mA / Bit	0.1 mA / Bit

Tabla 2.8 Características del sistema de medida pulsada TR105.





(a)



(b)

Figura 2.23 Diagrama de bloques del banco de medida pulsada TR105.

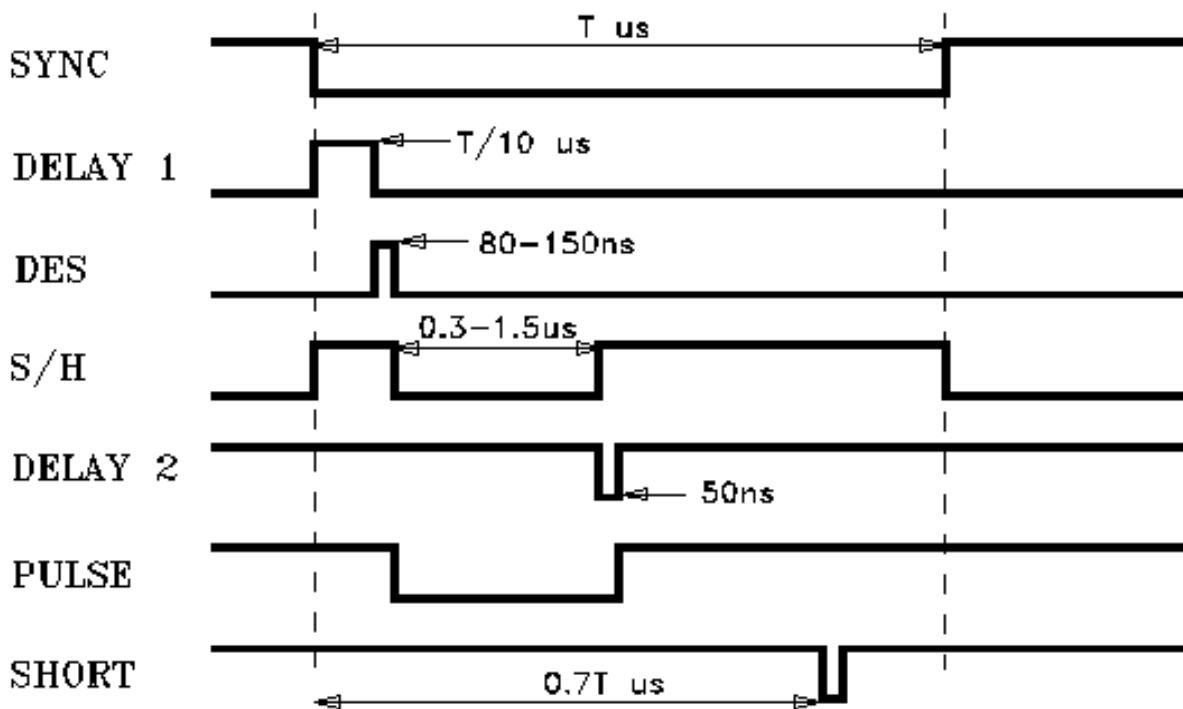
(a) Diagrama de bloques del sistema completo.

(b) Diagrama de bloques del módulo de potencia.

El corazón del sistema es un microprocesador 6809 y su función es la de controlar el puerto serie RS-232 conectado a un ordenador externo que es el que realiza dicha medida. Por otra parte el banco es capaz de medir realizando un promedio de 2, 4, 8 ó 16 medidas e incluye en su programación interna EEPROMS y subrutinas de autocero capaces de eliminar errores indeseados que aparecen cuando el valor de pico es alto, además el procesador interno evita problemas de sobredisparo desplazando la ventana de muestreo. Los módulos de potencia están basados en microprocesadores 6805 y su diagrama de bloques se muestra en la figura 2.23 (b) . Los “settings” de tensión trabajan con una resolución de 16 bit en cada canal, esto implica una resolución de 1.06 mV/bit en el canal de Drain y de 0.3 mV/bit en el canal de Gate.

La lectura de intensidad se realiza con una precisión de 12 bit en los rangos alto y bajo, ello implica resoluciones de 0.02 mA/bit en el rango bajo o de 0.1 mA/bit en el rango alto del canal de Gate, y 0.1 mA/bit en el rango bajo o 0.7 mA/bit en el rango alto del canal de Drain.

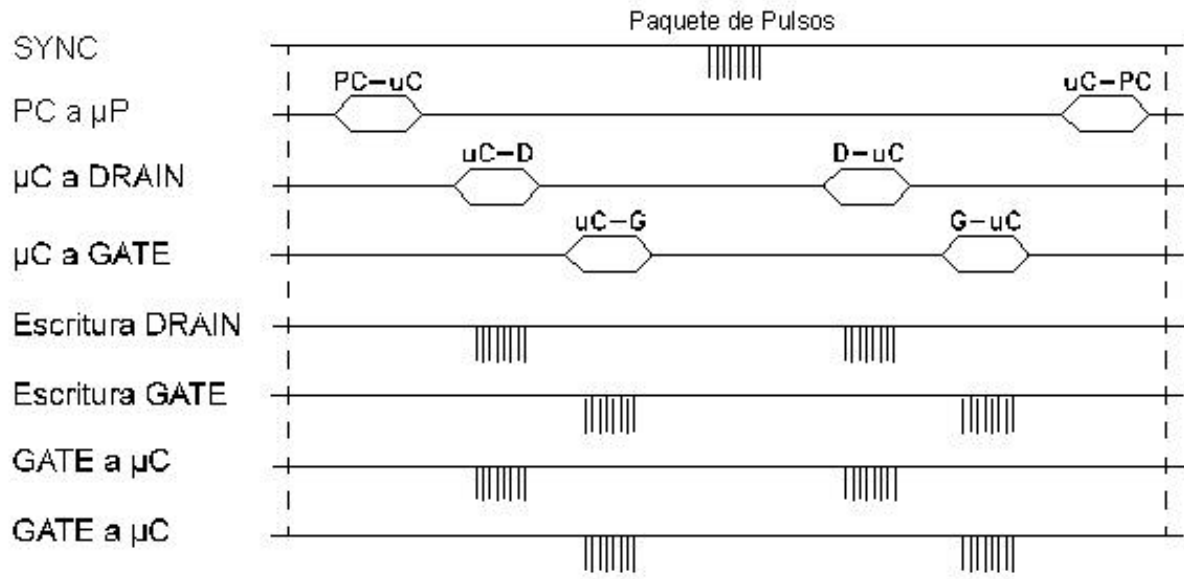
## SECUENCIA DE MEDIDA DEL MODULO DE POTENCIA



(a)



## COMUNICACION ENTRE MICROPROCESADORES



### Secuencia de Medida

(b)

Figura 2.24 (a) Secuencia de la medida en cada módulo de potencia.

(b) Diagrama temporal de la comunicación entre los microprocesadores internos que posee el banco de medida pulsada TR105.

En la figura 2.24 (a) se muestra la secuencia de la medida en el módulo de potencia, detallando las formas de ondas de las señales de control, mientras que en la figura 2.24 (b) se muestra el diagrama de comunicación entre los distintos microprocesadores que posee el sistema de medida pulsada TR105 en su interior.

Es interesante resaltar que se han tenido en cuenta dos aspectos fundamentales para el correcto desarrollo de las medidas pulsadas de dispositivos MESFET y HEMT al realizar el diseño del sistema de medida pulsada TR105, dichos aspectos son los siguientes:

- Se ha utilizado un tiempo de subida de los pulsos  $T_R = 50$  ns, (tal como se muestra en la figura 2.25), ya que su inverso da una frecuencia de 20 MHz, con lo que se asegura que el transistor ha superado con creces la frecuencia que marca la transición de la dispersión en baja

frecuencia de la conductancia de salida y transconductancia, (recuérdese que esta frecuencia es del orden de los KHz).

- Los pulsos están espaciados siguiendo el criterio de que:

$$\frac{W}{T} \ll 10^{-3} \Rightarrow T \gg 10^3 \cdot W \quad (2.36)$$

con lo cual el valor promedio de la tensión aplicada al dispositivo es aproximadamente el valor de la tensión de base. Es por ello que la frecuencia de los mismos es del orden de los KHz.

$$\langle V \rangle = \sum_{t=0}^T V_i(t) \approx V_{Base} \quad (2.37)$$

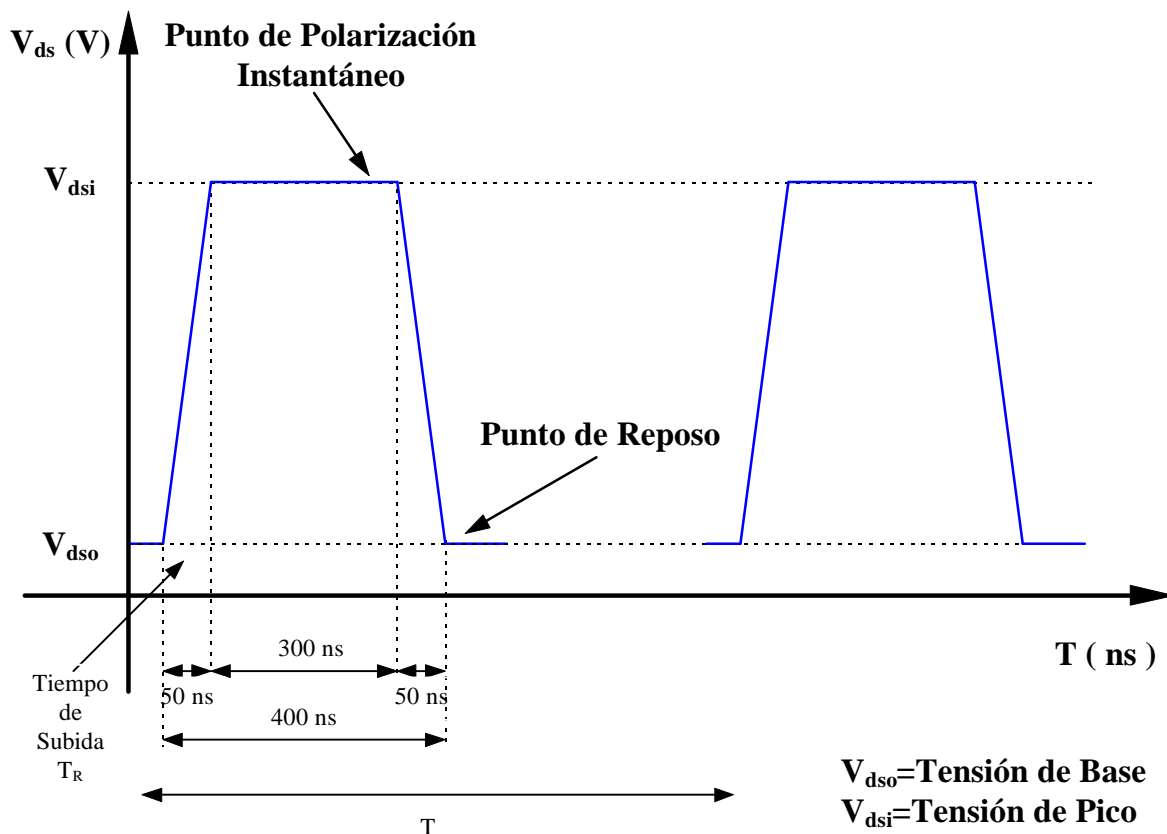


Figura 2.25 Detalle de los pulsos generados por el banco de medida pulsada TR105.



Si se aumentase la frecuencia de los pulsos, el valor promedio de la tensión aplicada, superaría con creces la tensión de base, con lo cual se sacaría al transistor de su punto de reposo, obteniéndose unas características pulsadas que no se corresponden al punto de reposo que se ha fijado de antemano.

$$\langle V \rangle = \sum_{t=0}^T V_i(t) \gg V_{Base} \quad (2.38)$$

En la figura 2.26, puede verse una fotografía del sistema de medida pulsada TR105, mostrando los polarizadores POLGATE y POLDRAIN, cuyas características técnicas han sido introducidas en secciones anteriores.

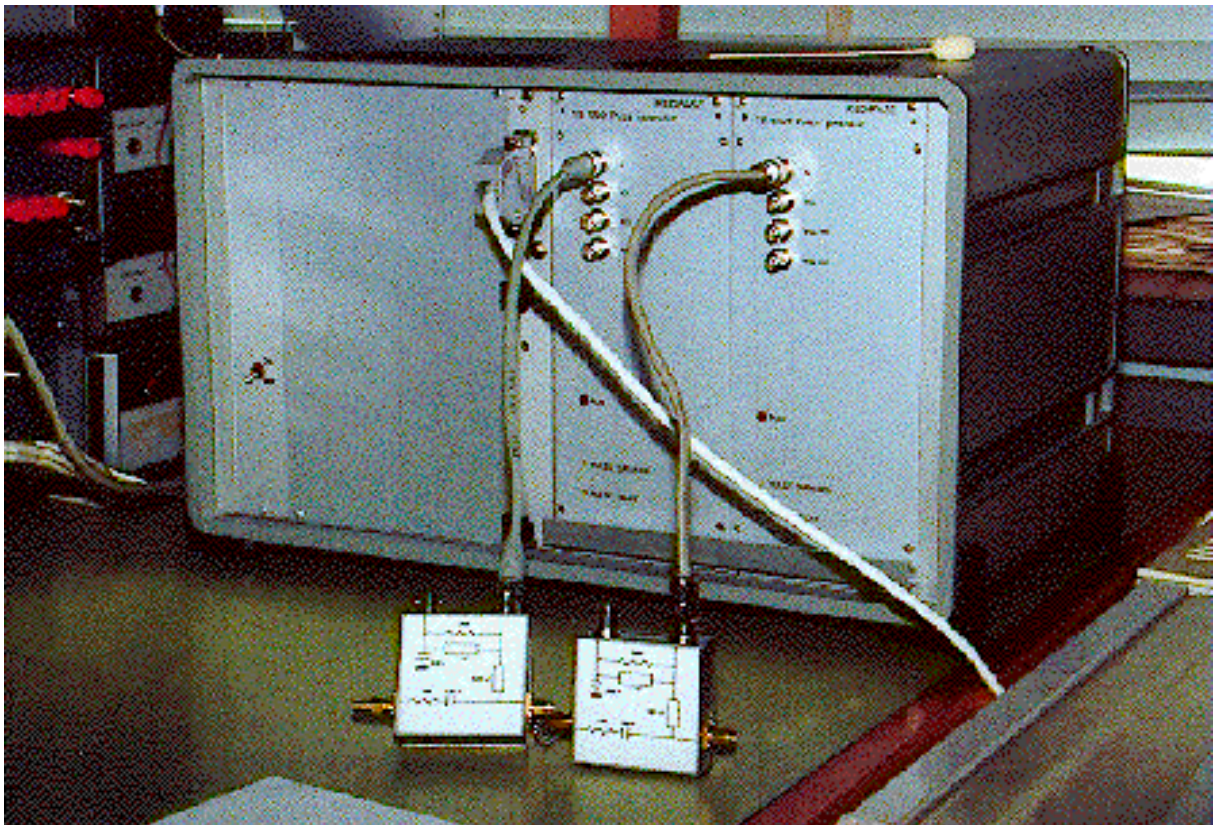


Figura 2.26 Aspecto del sistema de medida pulsada TR105. En primer plano aparecen los dos polarizadores POLGATE y POLDRAIN que se han diseñado para evitar oscilaciones indeseadas a la hora de efectuar medidas pulsadas de los dispositivos MESFET y HEMT.

Para realizar las tareas de control, se ha desarrollado un software que gestiona el banco de medida pulsada [1]. Dicho software, denominado PULSADA, completa el sistema automatizado de medida pulsada, cuyo esquema se muestra en la figura 2.27. El programa está desarrollado en lenguaje Quickbasic™ y se ejecuta bajo entorno MS-DOS™ en un ordenador IBM-PC o compatible. Dicho software es el encargado de realizar el control y la captura de los datos procedentes del sistema TR105, además de realizar las tareas de calibración del sistema y permitir almacenar los resultados en ficheros de texto ASCII, utilizables desde otras aplicaciones. Actualmente, se está trabajando en una versión mejorada del mismo desarrollada en lenguaje Visual Basic™ que sigue la filosofía de programa amigable para el usuario o “friendly-user”, dicho programa es ejecutable bajo entorno Windows™, y por tanto aprovecha todas las capacidades gráficas de este sistema operativo. El sistema de medida pulsada así configurado, es capaz de llevar a cabo medidas en DC, medidas pulsadas multibías y medidas multibías incrementales.

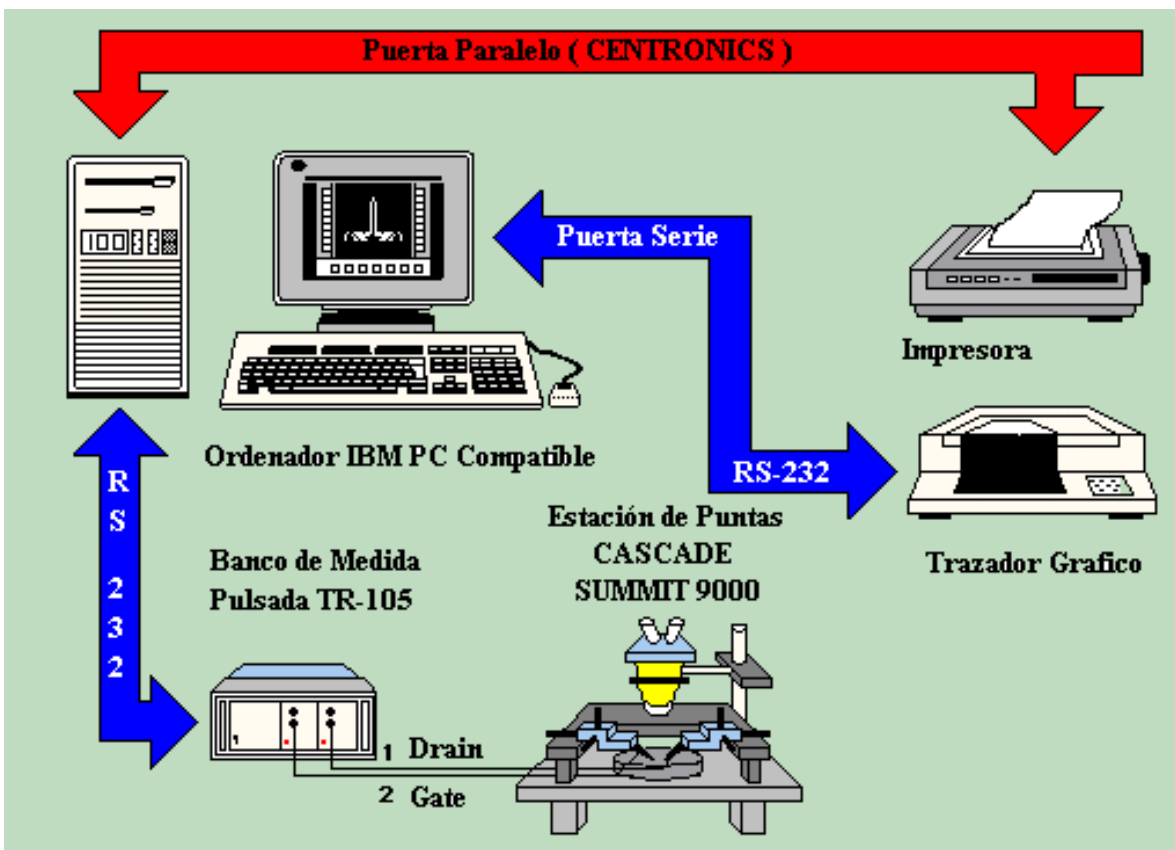


Figura 2.27 Diagrama de bloques del sistema automatizado de medida pulsada desarrollado.

### 2.3.1 Determinación de las características I-V en régimen pulsado.

Para determinar las curvas características I-V en régimen pulsado de un dispositivo MESFET/HEMT, previamente se selecciona un punto de polarización. Una vez polarizado el transistor se lanzan pulsos de gran amplitud y corta duración en Gate y en Drain, pudiéndose generar de esta forma las curvas características pulsadas. Si se varía el punto de reposo respecto del cual se lanzan los pulsos, se produce también un cambio en la pendiente de las curvas características pulsadas.

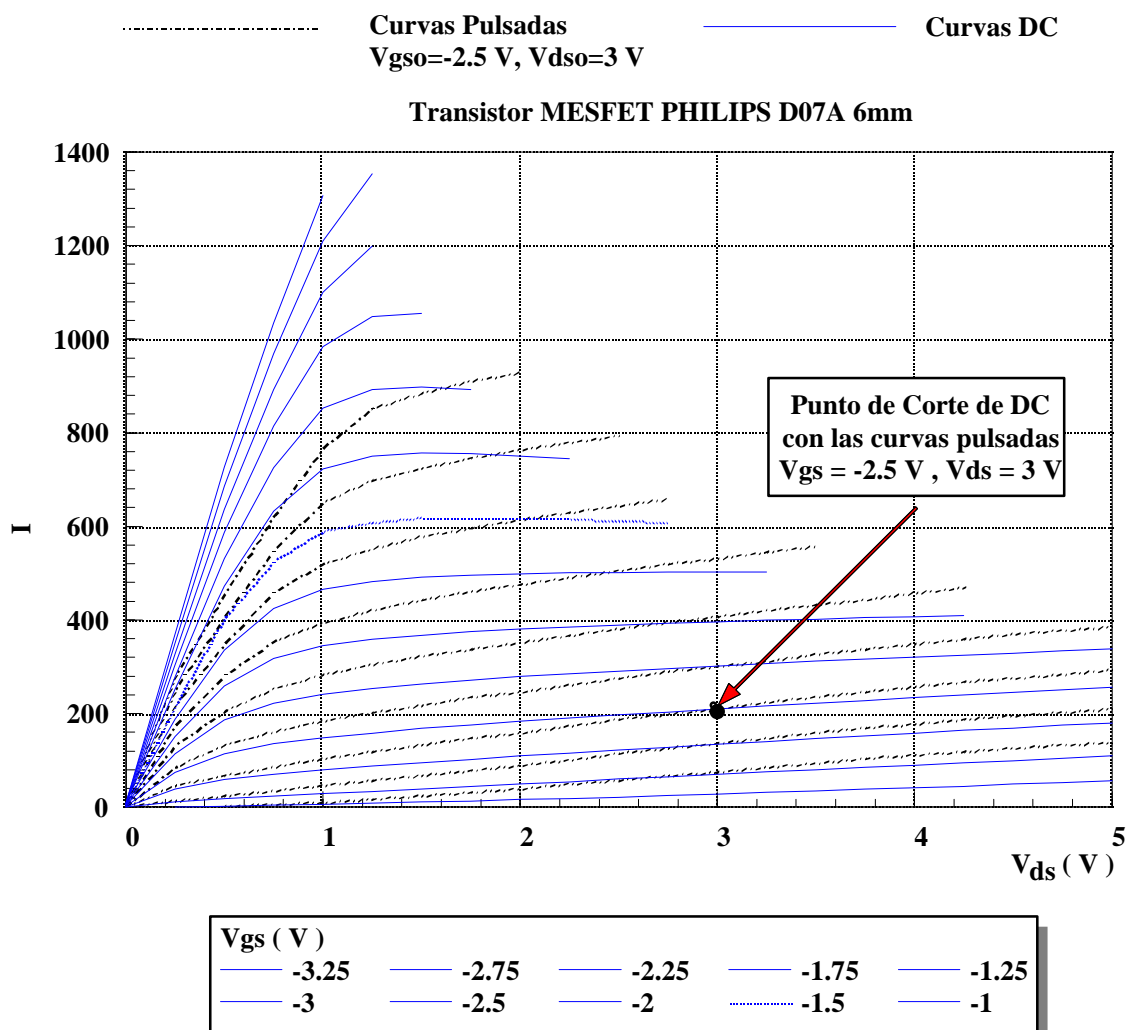


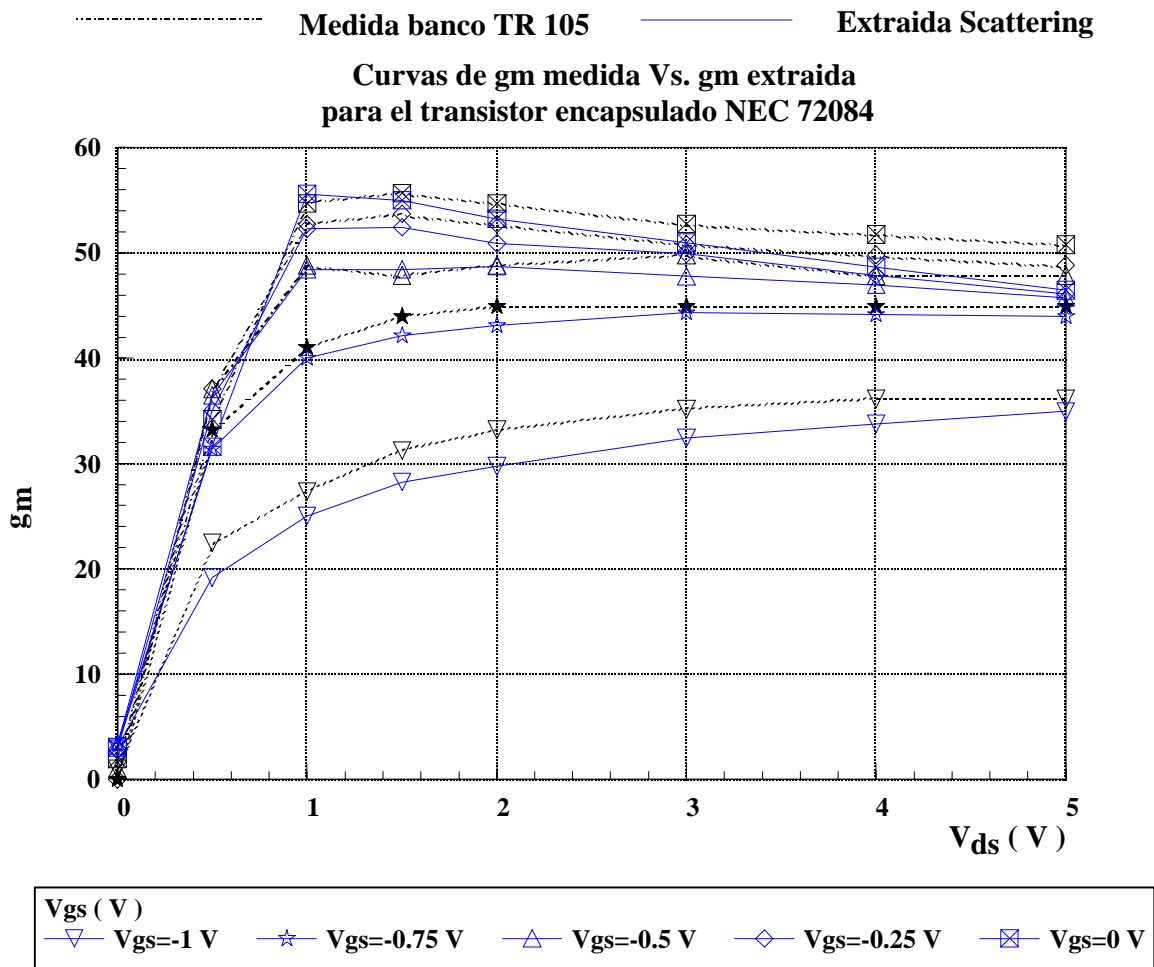
Figura 2.28 Comparación entre características de DC y características pulsadas para el transistor PHILIPS-PML D07A de 20\*300  $\mu\text{m}$ .



En la figura 2.28, se han superpuesto las curvas características de DC y pulsadas efectuadas desde el punto de reposo  $V_{gs} = -2.5 \text{ V}$   $V_{ds} = 3 \text{ V}$  para un transistor MESFET de muy alta potencia PHILIPS PML de  $20 \times 300 \mu\text{m}$  de longitud de puerta. Como se puede apreciar, las curvas se cortan en el punto de reposo. El tiempo empleado por el sistema TR105 en realizar la medida de DC y la pulsada no ha superado el minuto, mientras que sistemas comerciales emplean tiempos superiores a los 30 minutos para realizar el mismo tipo de medidas.

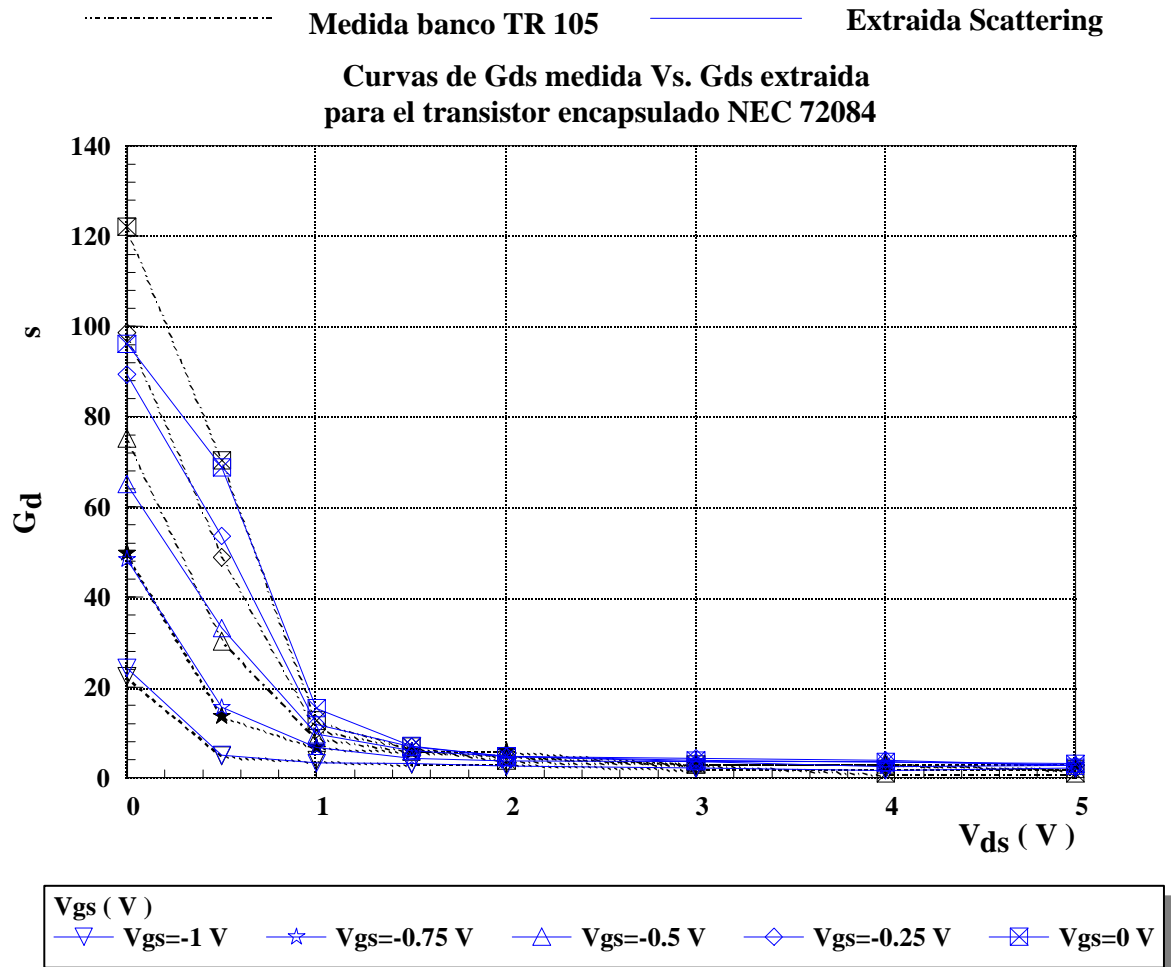
### 2.3.2 Determinación de la conductancia de salida y la transconductancia.

Otra aplicación de las medidas pulsadas muy interesante a la hora de efectuar tareas de modelado de dispositivos MESFET/HEMT, consiste en la medida incremental de las conductancia de salida  $G_{ds}$  y la transconductancia  $g_m$ .



(a)





(b)

Figura 2.29 (a) Comparación entre los valores de  $G_m$  medidos y extraídos de medidas de parámetros de Scattering en baja frecuencia, para el transistor NEC 72084.  
 (b) Comparación entre los valores de  $G_{ds}$  medidos y extraídos de medidas de parámetros de Scattering en baja frecuencia, para el transistor NEC 72084.

Para la medida de la transconductancia se polariza el transistor en un punto, se lanza un pequeño pulso en Gate y se calcula la pendiente, de esta forma se conoce el valor de  $g_m$  para dicho punto de polarización. Si se repite el procedimiento para todos los puntos de polarización, se obtienen las curvas mostradas en la figura 2.29 (a) con línea discontinua. Para la medida de la conductancia de salida, se procede de forma totalmente análoga, pero lanzando los pilsos desde el terminal de Drain, las curvas obtenidas en este caso son las mostradas con trazo discontinuo en la figura 2.29 (b).

La justificación teórica de lo anterior parte de la definición de transconductancia, y de la conductancia de salida, mostradas en las expresiones (2.39) y (2.40)

$$g_m = \left. \frac{dI_d}{dV_{gs}} \right|_{V_{ds}=cte} \quad (2.39)$$

$$G_{ds} = \left. \frac{dI_d}{dV_{ds}} \right|_{V_{gs}=cte} \quad (2.40)$$

Si la anchura del pulso es lo suficientemente pequeña, se puede sustituir la derivada por un incremento resultando:

$$g_m = \left. \frac{\Delta I_d}{\Delta V_{gs}} \right|_{V_{ds}=cte} \quad (2.41)$$

$$G_{ds} = \left. \frac{\Delta I_d}{\Delta V_{ds}} \right|_{V_{gs}=cte} \quad (2.42)$$

En las figuras 2.29 (a) y 2.29 (b), se muestra sendas gráficas comparativas entre los valores de  $g_m$  y  $G_{ds}$  medidos directamente con el banco de medida pulsada TR105 por un lado y por el otro los valores de los mismos extraídos a partir de parámetros [ S ] en baja frecuencia (hasta 0.5 GHz, para despreciar el efecto de las inducciones parásitas) utilizando técnicas que se estudiarán en el siguiente capítulo, para el transistor encapsulado comercial NEC 72084. Hay que resaltar la excelente concordancia que existe entre las medidas incrementales y los valores extraídos.

### **2.3.3 Determinación del de breakdown de RF**

La medida de la zona de avalancha en condiciones de RF es realizada de forma totalmente automática, como una opción más del programa PULSADA [1]. Dicho software incorpora una serie de protecciones, en cuanto al valor máximo de corriente que se debe dejar circular en los terminales de Gate y Drain, ya que de no hacerlo así se correría el riesgo de



destruir el dispositivo. De esta forma a partir del máximo valor de corriente de Gate fijado por el usuario, el programa vigila que en ningún momento se sobrepase dicho límite. En las figuras 2.30 (a) y 2.30 (b) se muestran las medidas del breakdown de RF correspondiente a un transistor F20 Bath-tub de la foundry GEC-MARCONI de  $10 \times 140 \mu\text{m}$ , en el que se han fijado los límites de corriente en  $I_d = 250 \text{ mA}$  e  $I_g = -7 \text{ mA}$ . En la figura 2.30 (c) se compara el valor del breakdown medido en condiciones de DC y pulsada.

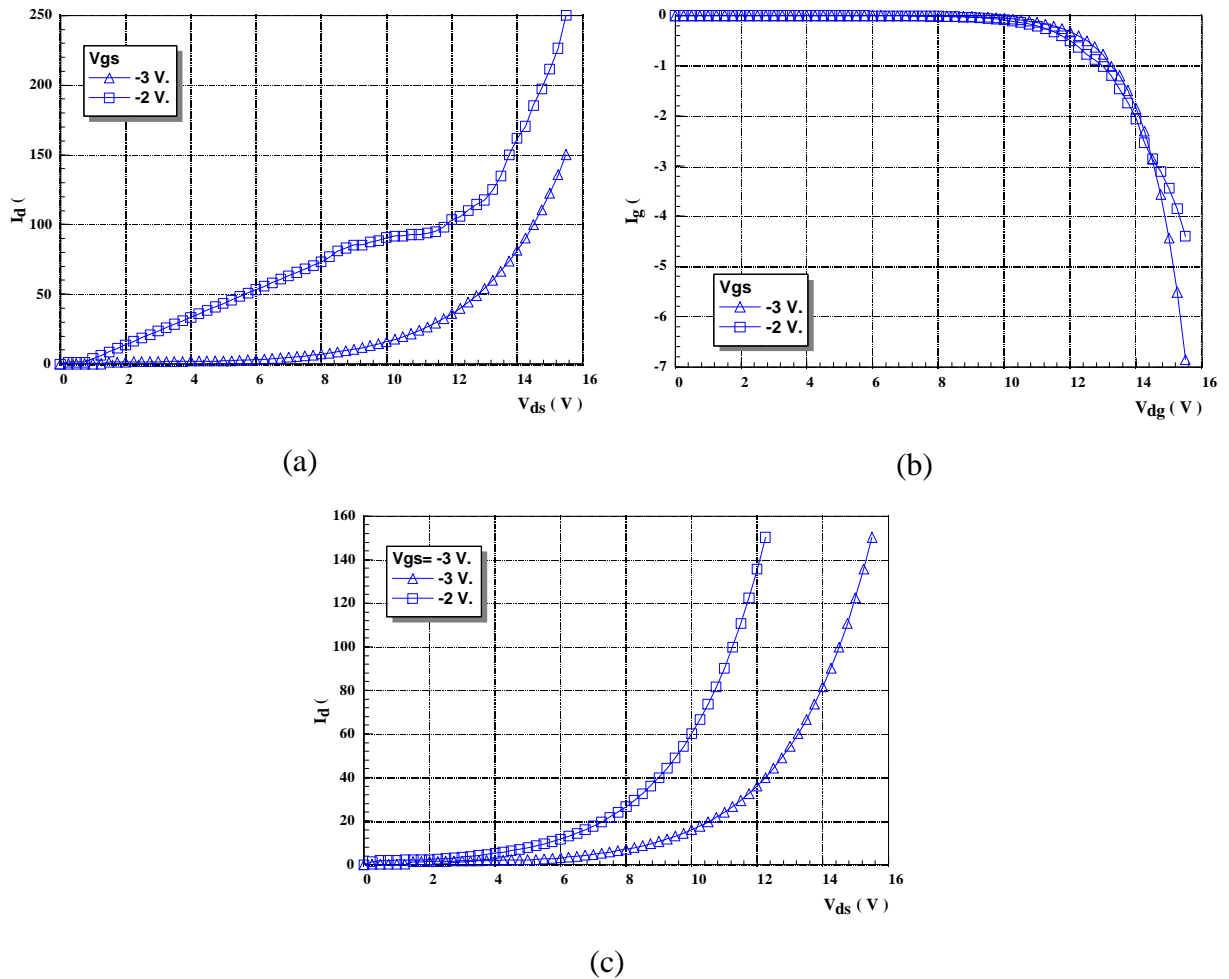


Figura 2.30 Medidas del breakdown medido en régimen pulsado, limitando el valor máximo de corriente en Gate y en Drain para el transistor GEC-MARCONI  $10 \times 140 \mu\text{m}$ .

(a) Medida de la corriente  $I_d$ .

(b) Medida de la corriente  $I_g$ .

(c) Comparación entre los valores del breakdown de DC y de RF.

## **2.4 MEDIDAS DE RADIOFRECUENCIA**

Las medidas de continua, por si solas, son insuficientes para caracterizar completamente dispositivos de microondas. Los valores de los elementos del modelo de pequeña señal deben determinarse a partir de medidas en radiofrecuencia (RF). Además, existen elementos del circuito que poseen una interesante dependencia frecuencial como ocurre con la transconductancia y la conductancia de salida (dispersión baja frecuencia), que solo pueden ser tenidos en cuenta si se efectúan medidas de RF además de las de DC anteriormente mencionadas. Las medidas de radiofrecuencia típicas por excelencia para la caracterización de dispositivos MESFET y HEMT son: por un lado la medida de parámetros de Scattering y por otro la medida de la intermodulación, cuando se introducen dos tonos de frecuencias conocidas  $f_1$  y  $f_2$ . Las medidas pulsadas también son muy utilizadas para estimar el comportamiento que poseerá el dispositivo en el rango de microondas, además de permitir obtener las propiedades de avalancha.

Antes de comenzar a revisar los métodos existentes para efectuar medidas en radiofrecuencia y microondas, es conveniente revisar los aspectos teóricos presentados por los parámetros de Scattering debido a la gran importancia que presentan en la medida de todos los dispositivos de microondas ya sean de tipo activo como los aquí tratados, o de tipo pasivo.

### **2.4.1 Aspectos Teóricos de los Parámetros de Scattering**

Los parámetros de Scattering, o “parámetros de dispersión” fueron definidos por K. Kurokawa [6] en 1965 para una red de dos puertas, de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \Rightarrow \text{Coeficiente de reflexion a la entrada con la salida adaptada} \\ S_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \Rightarrow \text{Coeficiente de transmision a la entrada con la entrada adaptada} \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \Rightarrow \text{Coeficiente de transmision a la salida con la salida adaptada} \\ S_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \Rightarrow \text{Coeficiente de reflexion a la salida con la entrada adaptada} \end{aligned} \tag{2.43}$$



Con los cuatro parámetros anteriores  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  y  $S_{22}$  se tiene completamente caracterizada una red de dos puertas. Procedimiento de una manera análoga se puede generalizar esta definición a redes de N puertas [23].

#### **2.4.2 Modelos de error para redes de dos puertas- Método de los doce vectores de error**

Para efectuar la medida de las características de alta frecuencia de un dispositivo de microondas ya sea activo o pasivo, se necesita un sistema capaz de realizar esta función, bien de forma manual ó automatizada. Estos aparatos, que proporcionan básicamente los parámetros de Scattering de cualquier dispositivo, son los Analizadores de Redes, por ello merece la pena analizar brevemente su funcionamiento. Básicamente, existen tres tipos de analizadores de redes: el escalar automático, el vectorial automático y el de seis puertas. Aunque el grupo de Microondas ha diseñado un analizador de redes de 6 puertas totalmente automatizado, en fechas recientes [7], de estos tres tipos de analizadores el estudio que aquí se va a efectuar se centrará única y exclusivamente en el analizador de redes vectorial automático, y en concreto en el modelo HP8510C de la firma Hewlett Packard, disponible en el Laboratorio de Microondas del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria que es el instrumento utilizado usualmente para la medida de los parámetros de Scattering de los dispositivos MESFET y HEMT.

Los analizadores de redes vectoriales automáticos son instrumentos capaces de caracterizar un dispositivo con toda precisión midiendo los cuatro parámetros de Scattering en módulo y fase. Además, son capaces de corregir los errores de medida que se producen en el hardware del analizador mediante el proceso de calibración, que ha de realizarse con anterioridad a la medida. Este tipo de aparato es capaz de almacenar los parámetros de Scattering y representarlos gráficamente de la forma que haya seleccionado el usuario. En concreto el HP8510C presenta, además, la ventaja de ser programable por el usuario desde un ordenador externo [8-13] y utilizar los datos obtenidos del proceso de medida en programas de extracción y de simulación como se verá en próximos capítulos. Los pasos seguidos por el analizador de redes automático una vez puesto en funcionamiento son los siguientes:



•El primer paso es sincronizar el generador de frecuencia y el analizador de redes a la frecuencia de trabajo y enviar la señal hacia la unidad de test.

•El segundo paso consiste en seleccionar el parámetro de Scattering que va a ser medido, en módulo y fase enviando la información a la CPU interna para realizar los cálculos pertinentes.

•El tercer, y último paso, consiste en la corrección de los datos medidos (previamente los errores del sistema y de las condiciones de medida han sido determinados y almacenados en la memoria del ordenador mediante el ya mencionado proceso de calibración) y la presentación en pantalla de los resultados.

El analizador de redes mide los parámetros de Scattering de una red de dos puertas conectada a él. Un diagrama de bloques muy simplificado del analizador de redes vectorial automático se muestra en la figura 2.31. El sistema recoge la información de las señales de entrada y la salida en la unidad de test, que se encuentra bajo el control de un ordenador, y éste selecciona la señal transmitida (de la puerta 1 a la puerta 2 o de la puerta 2 a la puerta 1) o la señal reflejada (en la puerta 1 o en la puerta 2).

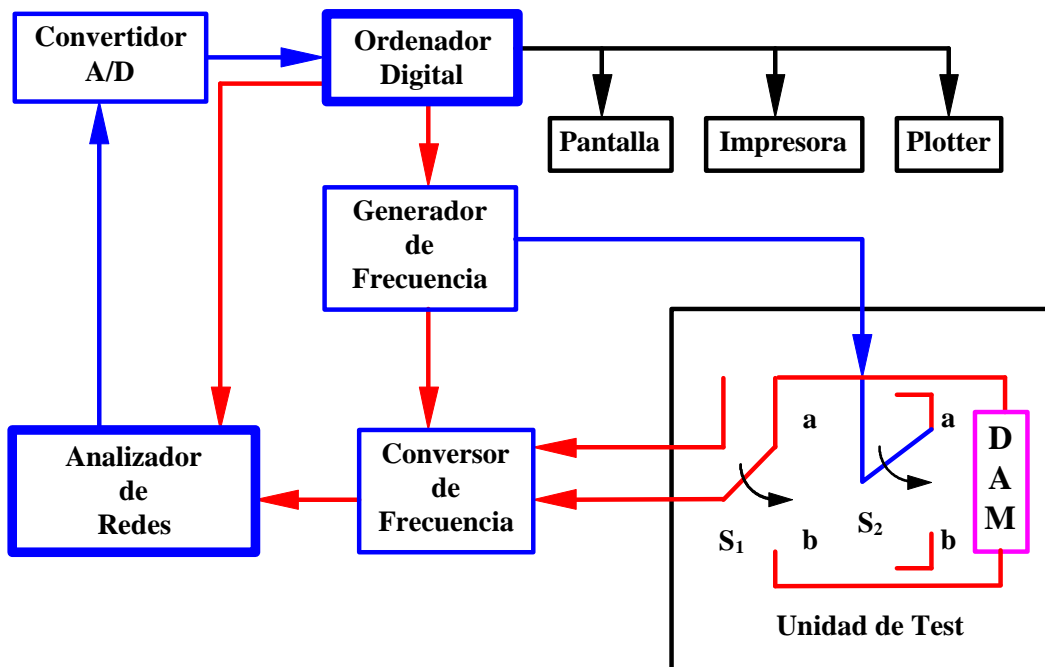


Figura 2.31 Diagrama de bloques de un analizador de redes vectorial automático.



En la unidad de test de un analizador de redes se pueden observar claramente el efecto de los conmutadores sobre la medida que se realiza, tal como muestra Salah en [14]. Los principales conmutadores “switches”, como se ve en la figura 2.32 son el conmutador de fuente y el conmutador de detección,  $S_2$  y  $S_1$ , respectivamente, en la figura 2.31. La función del conmutador de fuente es conducir la señal hacia la puerta elegida por el usuario, es decir, es el encargado de proporcionar la señal incidente hacia el dispositivo. Por otro lado, el conmutador de detección recoge la señal reflejada o transmitida, según se esté midiendo en reflexión o en transmisión y la envía al detector. Tanto estos conmutadores, como la frecuencia de la señal de la fuente, son controlados por el ordenador interno del analizador de redes vectorial automático. Dos convertidores analógico-digitales trasladan la información en magnitud y fase de las relaciones existentes entre la unidad de test y la señal de referencia hacia la CPU interna del analizador de redes. Éste, además de controlar todas las funciones importantes de los componentes de microondas de la unidad de test, también puede almacenar los errores propios del sistema (dependientes de la frecuencia) y realizar los cálculos matemáticos pertinentes para deducir la medida correcta.

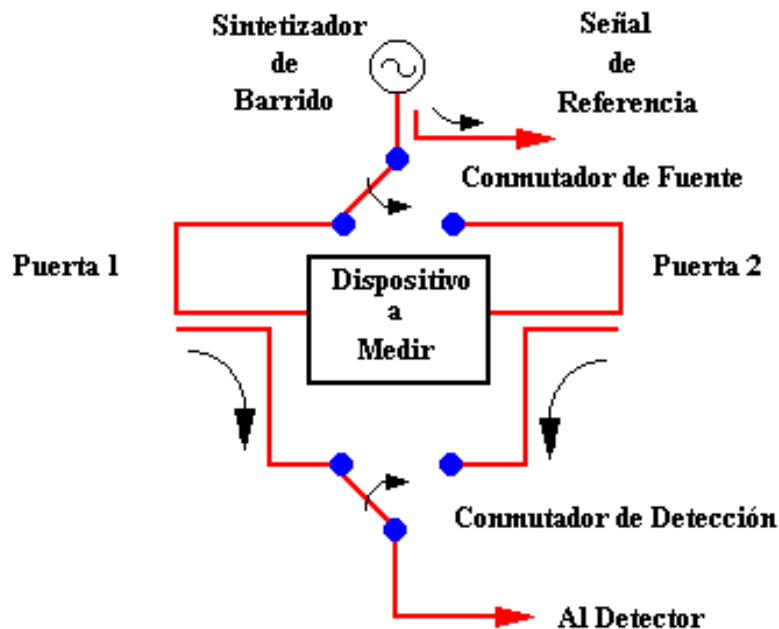


Figura 2.32 Esquema de la unidad de test de un analizador de redes vectorial automático.



El proceso de calibración de un analizador de redes vectorial automático consiste en la caracterización de una serie de términos de error producidos por las siguientes causas, que denominaremos *efectos sistemáticos*:

- La existencia de pequeñas diferencias de impedancia característica, “desadaptaciones” entre las distintas líneas, divisores, acopladores, conmutadores, etc.
- El hecho de que los acopladores direccionales tengan una directividad finita.
- Las variaciones de ganancia y de fase, que se producen en las líneas internas del analizador al variar la frecuencia de barrido suministrada por el oscilador de barrido sintetizado.

Una vez conocidas las principales fuentes de error intrínsecas al propio funcionamiento del analizador de redes, estas pueden ser simuladas con certeza. Una técnica sencilla para representar dichos efectos, es suponer que el analizador de redes se comporta como un analizador de redes ideal (sin errores), más una red de error como se muestra en la figura 2.33

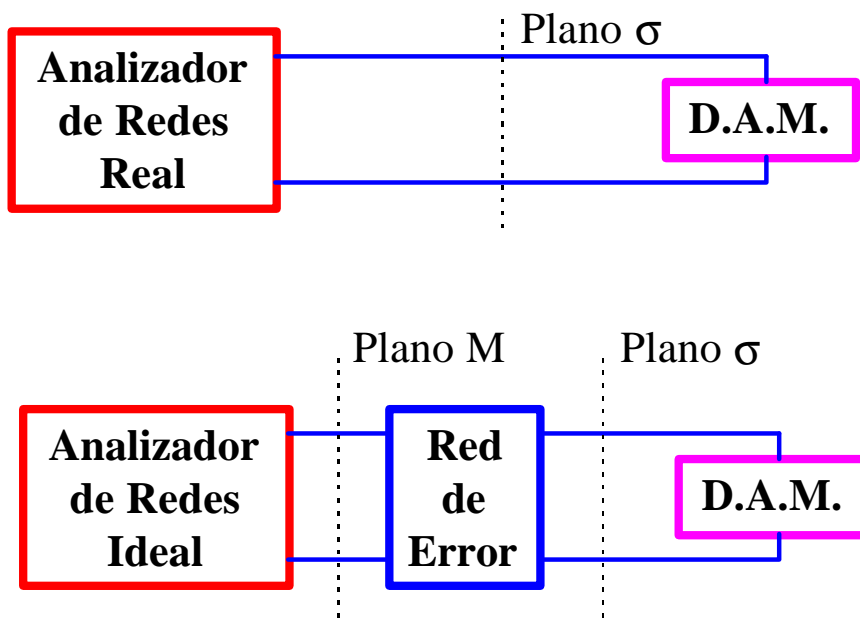


Figura 2.33 Esquema de modelo de analizador de redes real, simulado a partir de un analizador de redes ideal más una red de error.

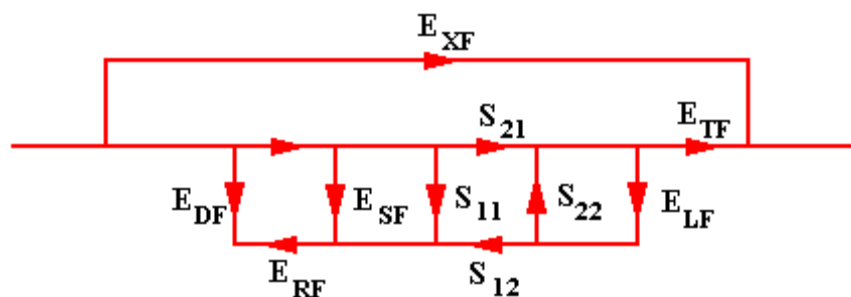
Plano M  $\Rightarrow$  Plano de Medida

Plano  $\sigma$   $\Rightarrow$  Plano situado en los extremos del dispositivo a medir.



Si se considera el analizador de redes, como ideal la medida efectuada por éste, se efectúa en el plano de medida  $M$ , tal como se muestra en la figura 2.33. Para poder deducir solamente la medida debida al *Dispositivo a Medir* (D.A.M.), se debe sustraer el efecto producido por la red de error del sistema. Para eliminar dicha red de error, es necesario realizar medidas de patrones o estándares de calibración, cuyas características son conocidas a priori (cortocircuitos, circuitos abiertos, cargas adaptadas, etc.). De esta manera, se produce una traslación del plano de referencia  $M$ , situado en los límites del analizador de redes ideal, a otro plano diferente denominado plano  $\sigma$  el cual se encuentra situado en los límites físicos del analizador de redes real. Este proceso de traslación del plano de referencia desde los límites del analizador de redes ideal a los límites del analizador de redes real, es lo que se conoce generalmente con el nombre de *Proceso de Calibrado ó Calibración*. Existen diversas maneras de modelar esta red de error en la literatura como se muestran en [14-15]. Entre ellas cabe destacar el método de los 10 vectores de error y el método de los 12 vectores de error. A continuación se procederá a estudiar el *Método de los Doce Vectores de Error* por ser el utilizado por el analizador de redes HP8510C [16].

Se acaba de introducir el concepto de efectos sistemáticos. Dichos efectos se pueden determinar completamente como la diferencia entre la medida real y la medida teórica esperada de los estándares de calibración. Seguidamente, se presentará el método de los 12 vectores de error para una red de dos puertos desde un punto de vista puramente fenomenológico, sin entrar en la parte de formulación matemática del mismo que puede encontrarse en [15]. Una vez caracterizados los errores sistemáticos, pueden ser determinados resolviendo el siguiente diagrama de flujo mostrado en las figuras 2.34 (a) y 2.34 (b).



(a)

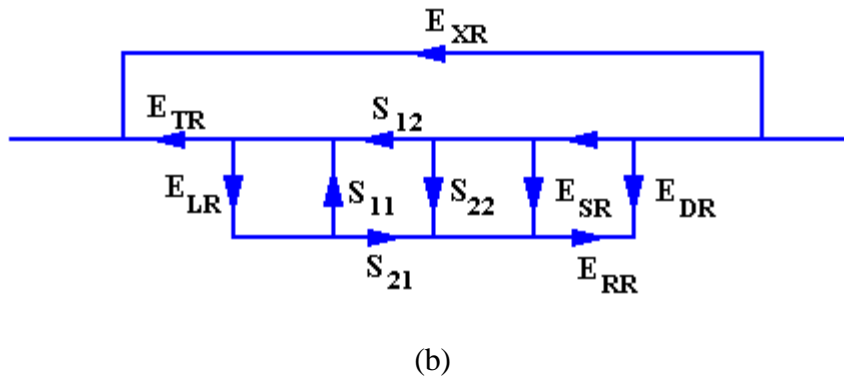


Figura 2.34 (a) Modelo de los doce términos de error para una red de dos puertas, el subíndice F “forward” indica propagación directa de la puerta 1 a la puerta 2.

(b) Modelo de los doce términos de error para una red de dos puertas, el subíndice R “reverse” indica propagación directa de la puerta 2 a la puerta 1.

En la figura anterior puede observarse dos modelos diferentes, dependiendo de la posición del conmutador de fuente. De esta manera tendremos un modelo para el sentido directo F “forward”, en el que la señal fluye de la puerta 1 a la puerta 2 del analizador y otro para el sentido inverso R “reverse” en el que la señal fluye en sentido contrario. El significado físico de los parámetros de error que aparecen en el modelo es el siguiente:

### $E_{DF}$ y $E_{DR}$

Este término, tanto en modo inverso como en modo directo, refleja la incapacidad que poseen los acopladores direccionales internos del analizador de redes, para separar absolutamente las señales incidente y reflejada. En otras palabras, debido a que la directividad de los acopladores direccionales es finita, y por tanto poseen un cierto error. Además este término tiene en cuenta las desadaptaciones existentes en la puerta de entrada del analizador. Una buena o mala caracterización de este término afectará en mayor ó menor cantidad a la medida real del circuito en reflexión.



### **$E_{SF}$ y $E_{SR}$**

Este término, tanto en propagación inversa como en propagación directa, representa la desadaptación de cada una de las puertas, respecto a la impedancia de referencia del analizador de redes. La señal reflejada por el dispositivo a medir, se vuelve a reflejar de nuevo si el coeficiente de reflexión del dispositivo a medir es lo suficientemente alto. Esta reflexión doble influye en el término de error aumentándolo, conforme mayor sea el valor del coeficiente de reflexión del dispositivo a medir.

### **$E_{RF}$ y $E_{RR}$**

Este término, tanto en modo inverso como en modo directo, representa las variaciones de ganancia y fase, internas al analizador, que se producen al variar la frecuencia de barrido. Las causas de estas variaciones suelen ser cables mal adaptados y que el convertidor de armónicos no se trata de un dispositivo ideal, el valor de este término de error es proporcional al valor del coeficiente de reflexión del dispositivo a medir.

### **$E_{TF}$ y $E_{TR}$**

Este término, tanto en modo inverso como en modo directo, refleja las variaciones de ganancia y fase que se producen en el proceso interno de transmisión al variar la frecuencia que proporciona el sintetizador o el oscilador de barrido empleado por el analizador. Las causas de este término de error son las mismas que las del término anterior: cables mal adaptados y errores en el convertidor de armónicos. En cambio, el valor de este término de error es una función del coeficiente de transmisión del dispositivo a medir.

### **$E_{LF}$ y $E_{LR}$**

Este término, representa la desadaptación existente en la puerta contraria a la que se esté tomando como referencia, tanto en modo inverso como en modo directo. Es decir, un alejamiento de la impedancia de dicha puerta respecto de la impedancia de referencia del analizador de redes, provocará reflexiones no deseadas, de modo que la señal, que en un



principio se transmitía a través del dispositivo a medir, se refleja y vuelve de nuevo a la primera puerta, pudiendo interferir con la onda incidente en dicha puerta.

### **$E_{XF}$ y $E_{XR}$**

Este término, representa las pérdidas internas de una puerta a otra, bien en modo directo como inverso. Así pues, cuando se efectúan medidas en transmisión, ocurre que aparte de la transmisión a través del dispositivo a medir, existe una transmisión interna entre las puertas 1 y 2 del analizador. Como el valor de este término de error es muy pequeño, al realizar el proceso de calibrado, puede ser confundido con el valor del ruido interno del sistema, con lo cual se obtiene un valor de este parámetro que no es del todo real.

A la hora de efectuar el proceso de calibrado del analizador de redes, el propio analizador realiza el cálculo de los términos de error de una manera automática y totalmente transparente para el usuario del mismo.

Una vez introducidos los conceptos teóricos de la medida de parámetros de Scattering para redes de dos puertas, se pasará a estudiar la medida de los dichos parámetros para el caso particular de los transistores MESFET y HEMT desde un punto de vista eminentemente práctico.



### **2.4.3 Medida de Parámetros de Scattering**

Las medidas de parámetros de Scattering a diferentes frecuencias son utilizadas para la caracterización de dispositivos activos en régimen de pequeña señal a un punto de polarización previamente fijado. Para obtener información sobre el comportamiento de gran señal del dispositivo es necesario efectuar medidas de tipo “Load-Pull” o de contenido de armónicos, como se verá en secciones siguientes. Típicamente, los parámetros de Scattering correspondientes a un punto de polarización son utilizados para determinar un único conjunto de soluciones de los elementos que componen el modelo de pequeña señal. Con esta información, se efectúan extracciones a múltiples puntos de polarización obteniéndose así la dependencia de los componentes del circuito de pequeña señal con la polarización. Este proceso de extracción será estudiado detenidamente en el capítulo siguiente.

Normalmente, se realizan entre 60 y 80 medidas de parámetros de Scattering a distintos puntos de polarización “bias”, utilizando el dispositivo MESFET/HEMT como una red de dos puertas con la Source a masa. La tensión entre Gate y Source se varía desde puntos cercanos a la tensión de estrangulamiento de canal, hasta puntos cercanos a la polarización directa de la unión Schottky. La variación de la tensión entre Drain y Source abarca desde la tensión nula, hasta valores próximos a la avalancha del dispositivo aunque por conveniencia, a la hora de la reconstrucción de las curvas I-V del dispositivo conviene que la densidad de puntos de polarización aumente en la zona del codo, disminuya en la zona de saturación y aumente nuevamente conforme se produzca el acercamiento a la zona de avalancha. Este aumento de la densidad de puntos en las zonas conflictivas, es necesario para asegurar la convergencia del algoritmo optimizador cuando se intente ajustar las curvas características del transistor a una ecuación no lineal para fuente de corriente. En la tabla 2.9, se muestran rangos típicos para dispositivos de baja, media y alta potencia.

Para realizar este tipo de medidas es necesario disponer de un sistema de medida mixto DC + Scattering totalmente automatizado como el mostrado en la figura 2.35. Ante la necesidad de poseer un sistema de medida de este tipo, durante este trabajo de tesis, se ha desarrollado un sistema automatizado cuyo núcleo central reside en un software de control que gestiona todas las tareas de medida denominado **NANACTRL** “Network ANalyzer



ConTRLol". En este tipo de sistemas automatizados de medida de parámetros de Scattering, el ordenador controla el analizador de redes, las fuentes de DC, los multímetros digitales y los convertidores A/D y D/A. Así pues, en nuestro caso se ha utilizado un analizador de redes vectorial modelo HP8510C, el cual operando en modo remoto controla a su vez un oscilador de barrido sintetizado HP8341B y una unidad de test HP59313A, tal como se muestra en la figura 2.35.

<b>Transistores MESFET</b>							
<b>Deplexión</b>				<b>Enriquecimiento</b>			
	Rango Vgs	Rango Vds	Pinch-off Breakdown		Rango Vgs	Rango Vds	Pinch-off Breakdown
Baja Potencia	-3 V a 0.5 V	0 V a 5 V	$V_p = -3$ V $V_b = 6$ V	Baja Potencia	+0.175 V a 0.8 V	0 V a 5 V	$V_p = 0.1$ V $V_b = 6$ V
Media Potencia	-3.5 V a 0.5 V	0 V a 8 V	$V_p = -3.5$ V $V_b = 9$ V	Media Potencia	+0.250 V a 1.0 V	0 V a 8 V	$V_p = 0.2$ V $V_b = 8$ V
Alta Potencia	-3.5 V a 0 V	0 V a 12 V	$V_p = -3.5$ V $V_b = 14$ V	Alta Potencia	+0.5 V a 1.25 V	0 V a 12 V	$V_p = 0.5$ V $V_b = 12$ V
<b>Transistores HEMT</b>							
<b>Deplexión</b>				<b>Enriquecimiento</b>			
	Rango Vgs	Rango Vds	Pinch-off Breakdown		Rango Vgs	Rango Vds	Pinch-off Breakdown
Baja Potencia	-2 V a 0.5 V	0 V a 4 V	$V_p = -2.5$ V $V_b = 5$ V	Baja Potencia	+0.175 V a 1.25 V	0 V a 4 V	$V_p = 0.1$ V $V_b = 5$ V
Media Potencia	-3 V a 0.5 V	0 V a 6 V	$V_p = -3.5$ V $V_b = 7$ V	Media Potencia	+0.250 V a 1.5 V	0 V a 6 V	$V_p = 0.2$ V $V_b = 7$ V
Alta Potencia	-3 V a 0 V	0 V a 9 V	$V_p = -3.5$ V $V_b = 10$ V	Alta Potencia	+0.5 V a 1.5 V	0 V a 8 V	$V_p = 0.5$ V $V_b = 9$ V

Tabla 2.9 Rangos típicos de polarización para dispositivos MESFET y HEMT.

Como dispositivo de polarización DC, el sistema puede ser configurado según las necesidades del usuario, permitiendo seleccionar entre fuentes de polarización programables vía protocolo IEEE-488 ó RS-232 comerciales (como por ejemplo la HP6622A), o bien utilizar nuestro prototipo de fuente de alimentación de doble canal AUREL-2, cuyas características técnicas ya han sido introducidas en la sección de medidas de corriente continua. A continuación, se describirá el funcionamiento y las características principales del programa NANACTRL [23-24].



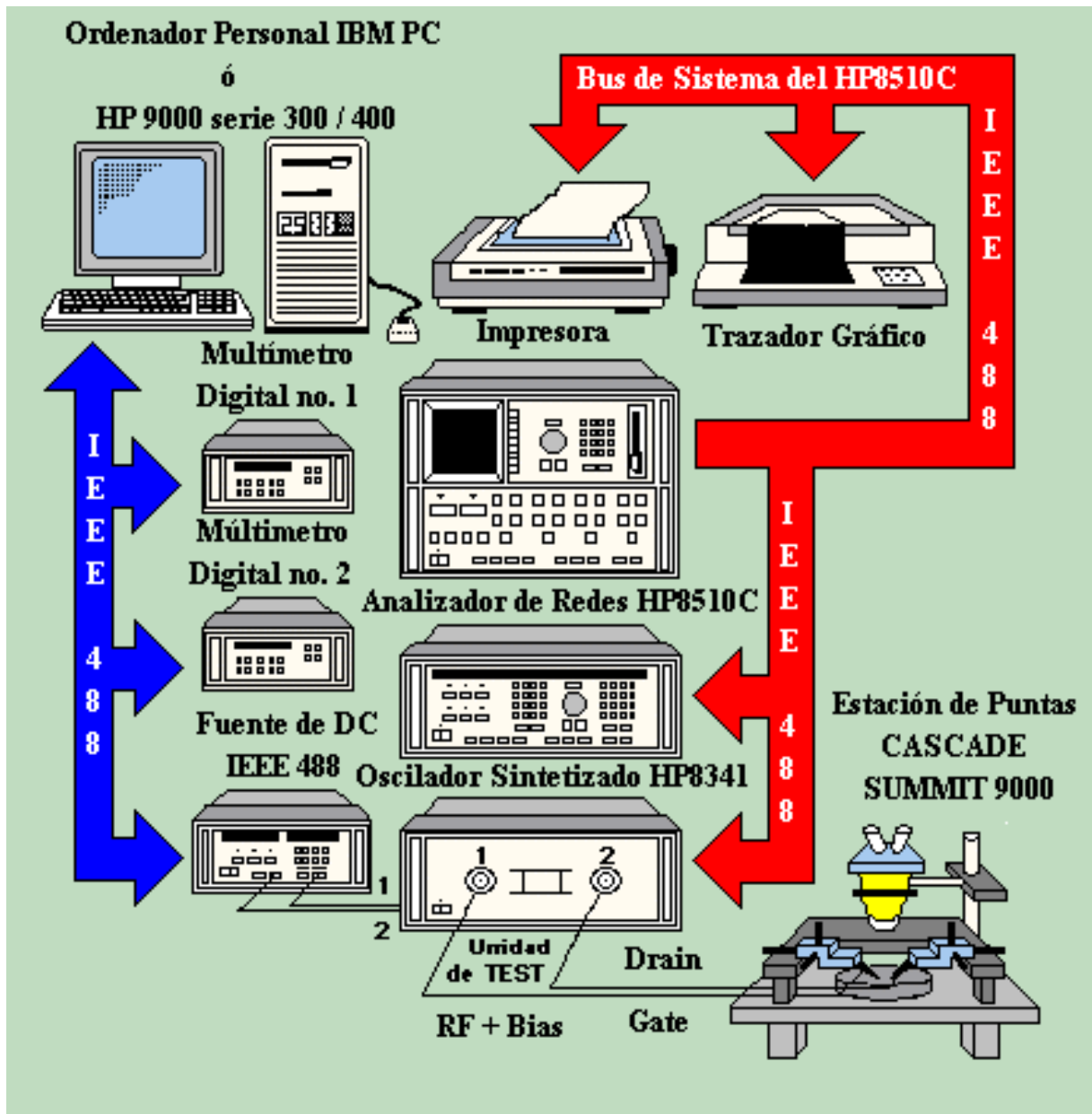


Figura 2.35 Configuración de medida DC + Scattering automatizada desarrollada.



### **2.4.3.1 Descripción del programa NANACTRL**

Aunque la adquisición del hardware necesario para el desarrollo de un sistema automatizado como el mostrado en la figura 2.35 se encuentra al alcance de la mayor parte de los laboratorios de microondas, hoy por hoy, el software que gestiona el sistema debe de ser desarrollado por el usuario ante la carencia de programas comerciales específicos que desempeñen este cometido. Esta ha sido una de las razones primordiales del desarrollo de NANACTRL, otra ha sido la necesidad de disponer de un programa abierto, esto es, fácilmente modificable que permita la incorporación de nuevos módulos de programación capaces de desarrollar nuevas tareas que en principio no hayan sido consideradas y, por último, era necesario disponer de un software que fuese capaz de controlar tanto fuentes de alimentación comerciales como los prototipos que han sido desarrollados por nosotros.

El código fuente del programa se ha desarrollado en HP BASIC [18-20] y es necesario utilizar un ordenador HP 9000 serie 300/400 o un IBM-PC o compatible que incorpore una tarjeta especial para la ejecución del mismo. En el caso de utilizar como plataforma una computadora IBM-PC o compatible, es necesario adquirir la tarjeta hardware adicional denominada “HP Measurement Coprocessor” [21-22] que contiene la CPU de un ordenador HP 300, así como los periféricos necesarios para controlar el bus IEEE-488, lo cual encarece el precio del ordenador de control. Para reducir gastos, actualmente se encuentra en fase de desarrollo una nueva versión del programa que utiliza una tarjeta de comunicaciones GP-IB (IEEE-488) de bajo coste y que es operativo en una computadora IBM-PC o compatible bajo el entorno Windows™ de Microsoft.

El programa NANACTRL ha sido desarrollado según la filosofía de entorno amigable para el usuario o “friendly user” al igual que el resto del software que se presenta en este trabajo de tesis. Además, NANACTRL ha sido organizado de manera que su manejo sea autoexplicativo para el usuario, y posee abundantes menús de ayuda y teclas de función que favorecen su utilización. Una vez arrancado el programa, éste chequea el puerto IEEE-488, así como el puerto RS-232 en busca de todos los aparatos de medida y periféricos que se encuentren conectados y a la identificación de los mismos. Si alguno de los aparatos conectados a los puertos de comunicación no estuviese operativo, inmediatamente se genera



un código de error que indica al usuario la posible solución a este inconveniente. Si se ha pasado la fase de chequeo satisfactoriamente, entonces se inicia el diálogo entre nuestro ordenador de control y la CPU interna del analizador de redes HP8510C. El modelo de analizador de redes posee dos buses IEEE-488 a los que pueden conectarse los dispositivos de salida (impresora y trazador gráfico “plotter”): uno, de control, conectado físicamente al ordenador externo y otro, de sistema, donde deben de conectarse los dispositivos de salida, cuando se utiliza el analizador en modo manual. Es por esta razón que el programa interpela al usuario que tipo de periféricos de salida quiere utilizar; si los conectados físicamente al bus de sistema, o los conectados al bus de control.

Una vez determinados los periféricos que se desea utilizar, NANACTRL pregunta el Cal-Set de trabajo, que es el conjunto de coeficientes matemáticos que han sido calculados durante el proceso de calibración utilizando el método de los 12 vectores de error y, posteriormente, almacenados en una memoria EEPROM del analizador de redes. Una vez seleccionado el Cal-Set de trabajo, se muestra en pantalla la información sobre tipo de medida que se puede realizar: frecuencias de trabajo mínima y máxima, Cal-Set seleccionado, tipo de parámetros de Scattering medibles, según el tipo de calibración que se haya realizado previamente, impedancia característica, etc. Seguidamente, se selecciona la frecuencia inicial, final y el paso frecuencial con que se quiere que aparezcan los parámetros de Scattering en el fichero de resultados, dicho intervalo frecuencial debe ser menor o igual que el que se haya fijado en la calibración del HP8510, ya que el programa efectúa una interpolación numérica, para que los datos de la medida coincidan con los requerimientos frecuenciales del usuario. Por otro lado NANACTRL permite la medida de un sólo parámetro de Scattering, de dos parámetros o los cuatro a la vez durante el mismo barrido.

Otra prestación muy interesante del programa es la corrección de retrasos en las líneas de acceso al dispositivo que se este midiendo. Estos retrasos son introducidos generalmente por la utilización de líneas de acceso de mayor o menor longitud que las definidas en la calibración. Para ello, deberán dar datos como el tipo de linea de transmisión en que se este midiendo, constante dieléctrica del medio, datos geométricos sobre el tipo de conductor utilizado, longitud en mm del retraso introducido, etc.



Todas las prestaciones mencionadas hasta ahora son válidas en la medida de circuitos pasivos o para dispositivos activos sin polarizar. Para poder efectuar la polarización de los dispositivos activos, NANACTRL permite al usuario seleccionar entre dos tipos de fuentes de DC de doble canal: una comercial modelo HP6622A y otra diseñada por nosotros AUREL-2, cuya descripción ya ha sido efectuada en el apartado de medidas en continua. Además, a la hora de polarizar el dispositivo, el usuario puede escoger entre polarizar internamente a través de la unidad de test del HP8510 o a través de polarizadores como los HP11612A ó los HP11590B los cuales ya han sido tratados con anterioridad. Si se selecciona la opción de polarización a través de la unidad de test, el programa tiene en cuenta la resistencia interna de esta unidad que es de  $2.8 \Omega$ , siendo una función no lineal de la temperatura. Por ello antes de efectuar la medida real del transistor se debe efectuar una pequeña calibración de dicha resistencia mediante la medida de la caída de tensión en ciertas resistencias patrón, con lo que se determina con gran precisión el valor de la resistencia introducida por la unidad de test a la temperatura existente en ese momento en el laboratorio. Debido a este proceso adicional de calibración, como a la limitación en corriente de la unidad de test (0.5 A), generalmente, se utilizan los polarizadores independientes mencionados en secciones anteriores.

Al polarizar dispositivos MESFET ó HEMT, sobre todo si son de potencia, es interesante poder efectuar un recorte a valores de potencia constante, cuando se efectúa la medida de las curvas de DC, ya que de no hacerlo así, se correría el peligro de destruir el dispositivo. Para evitar este problema, NANACTRL incorpora dos tipos de mecanismos para proteger tanto el dispositivo a caracterizar, como el equipo de medida. El primero es el recorte por máxima potencia disipada en DC y el segundo es el fijar una corriente máxima de drenador, a partir de la cual no se sigue efectuando el proceso de medida.

El programa permite además variar el número de puntos de polarización del transistor entre 1 y 2500 puntos, los cuales pueden ser espaciados con paso fijo, o variable, con lo cual se incrementa el número de puntos en las zonas conflictivas de las curvas características de DC como son la zona del codo y la zona de avalancha. Por otro lado, el usuario también puede controlar el tiempo que desea tener polarizado el transistor en un punto, antes de pasar al siguiente, y si fuese necesario “enfriar” el mismo durante la medida, esto es, bajar las tensiones de Gate y Drain a cero antes de proseguir con el siguiente punto de polarización. De esta



forma, se impide que la medida quede enmascarada por efectos de calentamiento del dispositivo. Si, además, se utiliza la fuente AUREL-2, pueden realizarse medidas de parámetros de Scattering en “frío” inyectando corriente por la Gate del transistor ( $V_{ds} = 0$  e  $I_g > 0$ ), sin tener que cambiar la fuente de alimentación. Dichas medidas son muy importantes a la hora de extraer los valores de los elementos parásitos del transistor, tal como se verá en el capítulo siguiente.

Una configuración de este tipo es capaz de obtener los parámetros de Scattering del dispositivo a múltiples puntos de polarización en un breve intervalo de tiempo. Así pues, para una medida de 80 puntos de polarización con un rango frecuencial de 1 a 30 GHz, el sistema que se ha desarrollado emplea unos 30 minutos. El programa es capaz de realizar la medida de DC y Scattering simultáneamente, presentado los resultados en ficheros ASCII MS-DOS que pueden ser utilizados en aplicaciones comerciales como son los simuladores HP-MDS™, Touchtone™ ó MMICAD™ por citar algunos. Cuando se efectúan medidas de los parámetros de Scattering a múltiples puntos de polarización, se genera además un fichero con los datos de tensión e intensidad medidos en los terminales de Gate y Drain, tal como se muestra en la figura 2.36. La información especial sobre el dispositivo (fabricante, proceso de fabricación, tamaño del dispositivo, punto de polarización, etc.) se almacena en la cabecera del fichero de parámetros de Scattering para ser posteriormente utilizada durante los procesos de extracción de parámetros y modelado del dispositivo, tal como se muestra en la figura 2.37.

El programa también incorpora subrutinas de dibujo que permiten visualizar los resultados (parámetros de Scattering y curvas características) mediante las representaciones gráficas más usuales, como pueden ser: representaciones en carta de Smith, diagrama polar y cartesianas (en escala lineal y logarítmica). Además, NANACTRL incluye la posibilidad de efectuar volcados numéricos y gráficos tanto sobre impresora, como sobre plotter.

! UNIVERSIDAD DE CANTABRIA -GRUPO DE INGENIERIA DE COMUNICACIONES  
 ! Manufacturer: PHILIPS LIMEIL Manufacturing Process: D02AH  
 ! Device Dimensions: 4\*15 microns Date: 25 Oct 1994 Time: 15:31:48  
 ! Primary Sweep: Vgs Vgsnum=7 Vdsnum=9  
 ! NO Power limitation during measurements

Vgs(V)	Vds(V)	Ig(mA)	Id(mA)
-.25	0	0	2
-.25	.5	0	7.6
-.25	1	0	8.4
-.25	1.5	0	9.2
-.25	2	0	10
-.25	2.5	0	10.4
-.25	3	0	11.2
-.25	3.5	0	11.6
-.25	4	0	12.4
0	0	0	2
0	.5	0	12
0	1	0	14.4
0	1.5	0	15.2
0	2	0	15.6
0	2.5	0	16
0	3	0	16.8
0	3.5	0	17.2
0	4	0	17.6
.25	0	0	2
.25	.5	0	14.4
.25	1	0	19.6
.25	1.5	0	20.8
.25	2	0	21.2
.25	2.5	0	21.6
.25	3	0	22
.25	3.5	0	22.4
.25	4	0	22.8
.5	0	0	.8
.5	.5	0	14.8
.5	1	0	24
.5	1.5	0	25.6
.5	2	0	26.4
.5	2.5	0	26.8
.5	3	0	27.2
.5	3.5	0	27.6
.5	4	0	28

Figura 2.36 Formato de fichero de texto tipo ASCII MS-DOS generado por el programa NANACTRL correspondiente a la medida de las curvas características I-V de un transistor PHILIPS-PML HEMT de 4\*15  $\mu\text{m}$ .



! 25 Oct 1994 15:18:33 Fichero original: \HPTEMPOR\P-HEMT\4X15\HEM10407.S2P:DOS,C

! Manufacturer : PHILIPS LIMEIL

! Manufacturing Process : D02AH

! Device Dimensions : 4\*15 microns

! Bias Conditions : Vds = 3V Vgs = 0V

! Id = 16.8 mA Ig = 0 mA

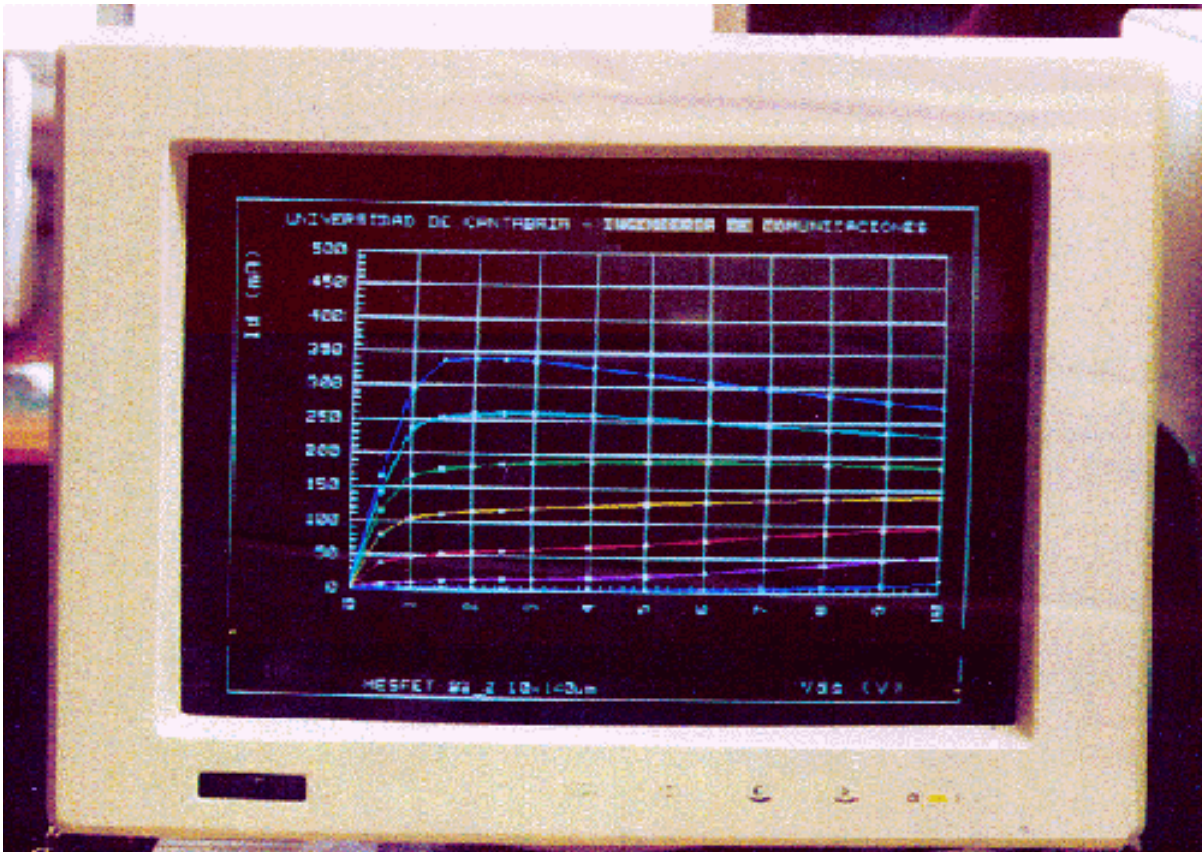
# GHZ S MA R 50

! Freq	S11		S21		S12		S22	
! GHz	Mod	Deg	Mod	Deg	Mod	Deg	Mod	Deg
1.000	1.000	-3.5	2.302	+176.4	.009	+87.1	.853	-2.2
1.500	.999	-5.3	2.306	+174.7	.013	+86.7	.852	-3.3
2.000	.999	-7.0	2.302	+173.0	.017	+85.0	.849	-4.4
2.500	.998	-8.8	2.299	+171.5	.022	+83.4	.851	-5.5
3.000	.998	-10.5	2.295	+169.6	.026	+83.1	.850	-6.4
3.500	.997	-12.4	2.299	+168.0	.031	+80.6	.849	-7.4
4.000	.994	-14.1	2.290	+166.1	.035	+79.0	.848	-8.6
4.500	.993	-15.8	2.279	+164.4	.039	+77.4	.845	-9.5
5.000	.991	-17.5	2.270	+163.1	.043	+76.3	.845	-10.5
5.500	.991	-19.2	2.271	+161.6	.047	+75.6	.844	-11.6
6.000	.992	-20.8	2.270	+160.0	.051	+74.7	.841	-12.9
6.500	.991	-22.8	2.262	+158.0	.056	+73.9	.844	-13.5
7.000	.987	-24.5	2.264	+156.6	.060	+72.5	.832	-14.4
7.500	.984	-26.0	2.243	+154.5	.065	+70.2	.834	-15.5
8.000	.980	-27.8	2.212	+153.2	.068	+69.0	.834	-16.4
8.500	.979	-29.5	2.230	+152.3	.072	+68.5	.828	-17.6
9.000	.980	-31.2	2.232	+149.9	.076	+67.0	.831	-18.7
9.500	.974	-32.9	2.207	+148.8	.080	+65.3	.828	-19.2
10.000	.973	-34.7	2.236	+146.8	.084	+64.6	.814	-20.7
10.500	.971	-36.3	2.167	+145.3	.089	+62.9	.830	-21.4
11.000	.967	-37.8	2.203	+144.5	.094	+61.0	.818	-21.8
11.500	.965	-39.4	2.162	+141.1	.096	+59.6	.811	-23.1
12.000	.961	-41.0	2.144	+140.5	.100	+58.2	.821	-24.3
12.500	.958	-42.8	2.140	+139.1	.104	+56.8	.807	-24.8
13.000	.956	-44.8	2.151	+137.0	.106	+56.0	.806	-26.6
13.500	.954	-46.4	2.123	+136.0	.112	+54.8	.807	-26.8
14.000	.950	-47.7	2.137	+134.2	.116	+52.0	.798	-27.8
14.500	.946	-49.3	2.075	+132.0	.117	+51.1	.799	-28.6
15.000	.942	-50.8	2.076	+131.0	.122	+49.4	.795	-29.2
15.500	.935	-52.5	2.036	+129.5	.122	+48.0	.782	-30.4
16.000	.932	-54.6	2.052	+128.3	.126	+48.0	.790	-32.0
16.500	.934	-56.3	2.042	+126.9	.132	+47.4	.781	-32.0
17.000	.932	-56.9	2.085	+124.6	.136	+44.5	.781	-32.8
17.500	.924	-58.5	2.004	+121.7	.137	+42.6	.774	-33.0
18.000	.914	-60.8	1.975	+121.3	.139	+42.3	.764	-34.8

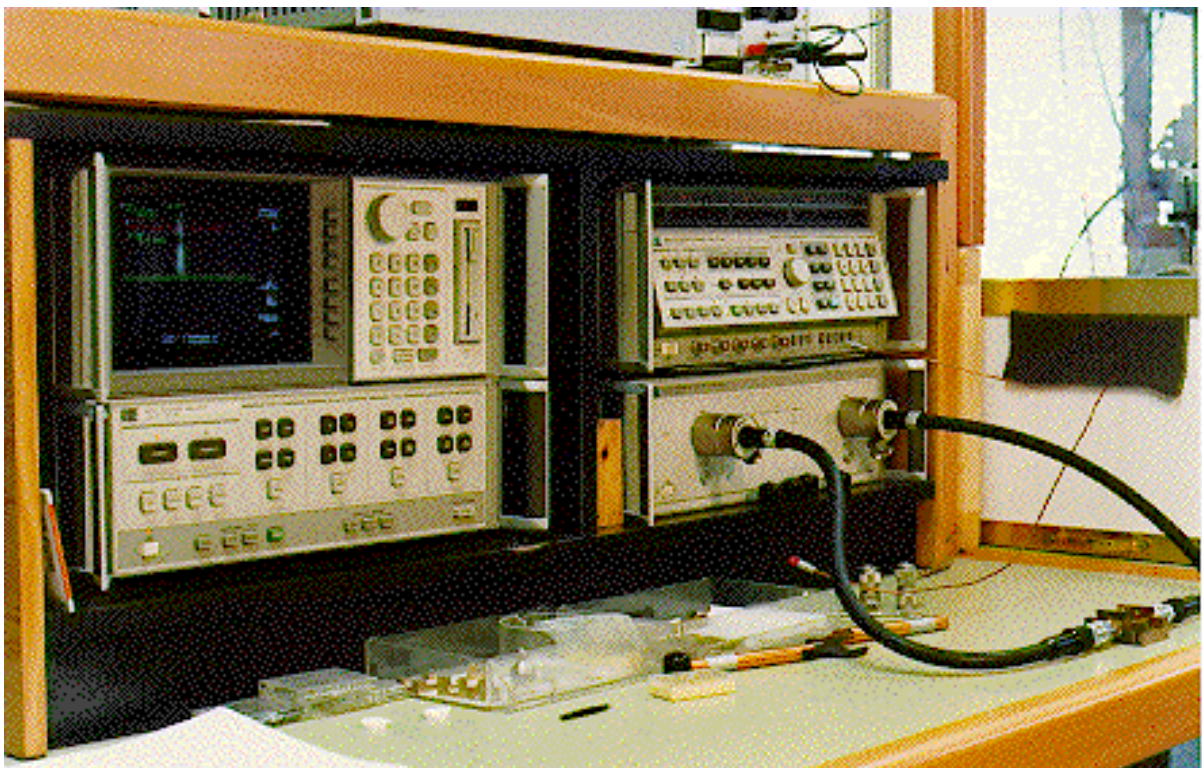
Figura 2.37 Formato de fichero de texto tipo ASCII MS-DOS compatible con MDS-Touchstone generado por el programa NANACTRL correspondiente a la medida de parámetros de Scattering de un transistor HEMT PHILIPS 4\*15 µm.







(a)



(b)







(c)

Figura 2.38 Fotografía del sistema de medida automático DC + Scattering desarrollado.

- (a) Fotografía de la pantalla de NANACTRL mostrando las curvas características I-V de un transistor MESFET B2 de  $10*140\mu\text{m}$  de la foundry GEC-MARCONI.
- (b) Fotografía del analizador de redes vectorial HP8510C.
- (c) Fotografía del sistema de medida DC + Scattering completo.

A la vista de lo expuesto hasta ahora, se puede afirmar que se ha desarrollado una potente herramienta de trabajo encaminada a la medida sistemática de parámetros de Scattering a muchos puntos de polarización. En la figura 2.38 (a), puede verse una pantalla del programa NANACTRL mostrando las curvas características I-V de un transistor MESFET B2 de  $10*140\mu\text{m}$  de la foundry GEC-MARCONI.

La única limitación frecuencial que existe en la actualidad para efectuar la medida de parámetros de Scattering, viene dada por la calidad del equipo. Así pues, algunos fabricantes



como Hewlett Packard o Wiltron ofrecen modelos de analizadores de redes que pueden efectuar medidas hasta frecuencias de 110 GHz. Todas las medidas que aparecen en este trabajo de tesis, se encuentran limitadas por que la configuración de analizador de redes HP8510C del que se dispone en nuestro grupo de trabajo, abarcando un ancho de banda que abarca desde los 45 MHz hasta los 40 GHz. Una fotografía de dicho analizador de redes se muestra en la figura 2.38 (b). En la figura 2.38 (c) se muestra una vista panorámica del sistema de medida automático DC + Scattering que se ha desarrollado en el contexto del presente trabajo, cuyas características técnicas y de control han sido introducidas a lo largo de esta sección.



### **2.4.3.2 Calibración en medidos no-coaxiales. El problema del De-embedding**

El mayor problema que se encuentra al efectuar medidas de parámetros de Scattering en líneas microstrip, o en cualquier otro medio, es la necesidad de separar los efectos propios del medio de transmisión en que se encuentra montado el dispositivo “embedded”, de las características propias del dispositivo que se quiera medir. Es decir, el observador no es capaz de discriminar que parte de las medidas corresponden al medio de propagación y que parte al dispositivo a medir. Por ello, la perfección de las medidas dependerá de la calidad de los patrones o estándares de calibración que se utilicen, cuya respuesta es conocida de antemano y debe ser acorde con la obtenida a la hora de efectuar la medidas. Por otro lado la precisión de dichas medidas depende en gran manera de la capacidad que se posea para calibrar el sistema y de la calidad del proceso de de-embedding del dispositivo en el test-fixture, o estación de puntas donde se realice la medida.

Existe una gran cantidad de técnicas de calibración para analizadores de redes , entre ellas cabe mencionar las siguientes: full two port, OSL (Open-Short-Load), SOLT (Short-Open-Line-Thru),TRL (Thru-Reflect-Line) y LRM (Line-Reflect-Match). Siendo las más idóneas para la medida, por su simplicidad a la hora de escoger los estándares la técnica TRL para dispositivos en test-fixture y la LRM para dispositivos en chip “on-wafer”.

Una de las grandes ventajas de la técnica TRL es que ofrece un gran ancho de banda de medida [25-27] con la utilización tres estándares de calibración: el paso o “thru”, el “reflect” y la “line”. El “thru” se supone de longitud nula y libre de pérdidas, (idealmente la longitud es cero, en la realidad se trata de una longitud no nula previamente conocida respecto a la cual se refieren el resto de los estándares). El estándar “reflect” se utiliza para posibilitar la medida de altos coeficientes de reflexión en ambas puertas. La “line” se utiliza para establecer un retraso conocido respecto al plano de referencia de la medida. Es por esta razón que dicha “line” ha de tener longitud diferente a la del “thru” y se ha de suponer libre de reflexiones.

La técnica de calibración LRM ofrece resultados similares a la técnica TRL, pero cuando se trata de medidas “on wafer” presenta propiedades mejores que la técnica TRL [28], siempre y cuando se disponga de cargas adaptadas de calidad en la banda en que se desea



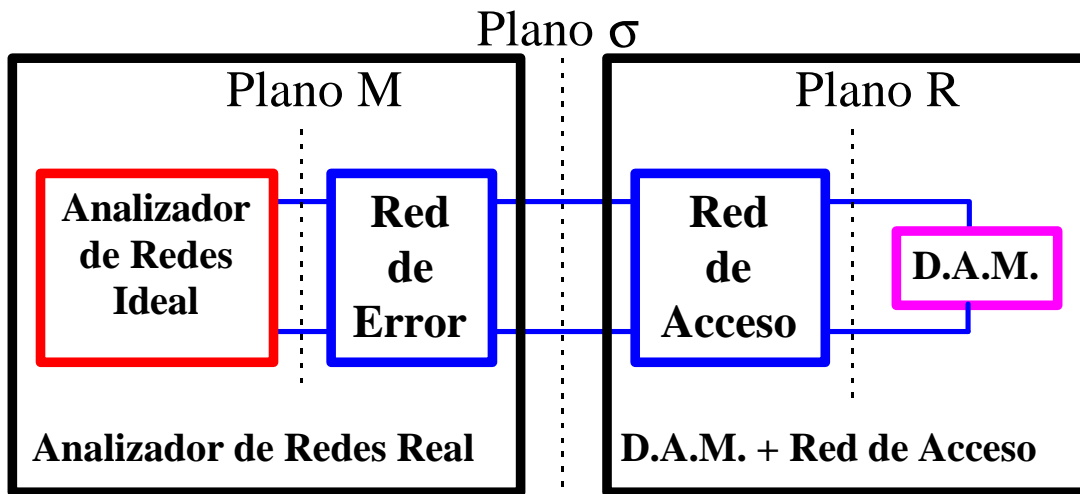
efectuar la calibración. Para una red de dos puertas, ambas técnicas TRL y LRM ofrecen calibración en un gran ancho de banda, siendo capaces de resolver con precisión el cálculo de los doce términos de error introducidos con anterioridad y poder así cuantificar el efecto de las desadaptaciones y pérdidas de señal en el sistema de medida.

Como es bien conocido, a frecuencias de microondas el comportamiento de las líneas de acceso a un dispositivo es totalmente distinto del que presentarían en baja frecuencia, puesto que la impedancia no es constante a lo largo de la línea, ya que es una función de la longitud eléctrica y por tanto dependiendo del plano en que se efectúe la medida, esta va a tener valores distintos. Si además del efecto anterior, se tiene en cuenta que en alta frecuencia existen discontinuidades de las líneas de campo en las transiciones de un medio a otro, por ejemplo coaxial-microstrip y viceversa, las medidas que se efectúen van a estar enmascaradas por los circuitos de conexión interpuestos entre el analizador y el dispositivo a medir. En la sección anterior se mostró con detalle el proceso de calibrado de un analizador de redes, y de como se produce una traslación de los planos de referencia del plano de medida  $M$  al plano de medida  $\sigma$ , una traslación similar va a ser producida por los dos efectos mencionados anteriormente (desadaptaciones y discontinuidades) durante el proceso de de-embedding en el cual el plano  $\sigma$  del dispositivo + líneas de acceso se desplazará a un plano  $R$  en los extremos del transistor a medir, tal como aparece en el esquema de la figura 2.39.

Así pues, el dispositivo a medir se encuentra embutido “embedded” en el circuito de conexión y una vez procedido a la calibración del analizador, se tiene un sistema que mide correctamente en el plano de referencia del dispositivo más las líneas de acceso. Para evaluar los valores de los parámetros introducidos por la red de conexión, se ha de efectuar la medida de un conjunto de patrones o estándares cuyas características de alta frecuencia son conocidas de antemano. De esta manera es posible calcular los valores “limpios” de los parámetros del dispositivo que se desea medir, sin más que sustraer los valores de los parámetros introducidos por la red de conexión de los parámetros de Scattering “falseados” medidos por el analizador de redes. Este proceso de deducción de las características del circuito de conexión, y posteriormente del circuito a medir, es conocido habitualmente como de-embedding. De forma gráfica equivale a trasladar el plano de medida, desde donde se encontraba después de haber



realizado el calibrado del analizador, (plano  $\sigma$ ), hasta un nuevo plano situado justamente en el plano del dispositivo a medir (plano R).



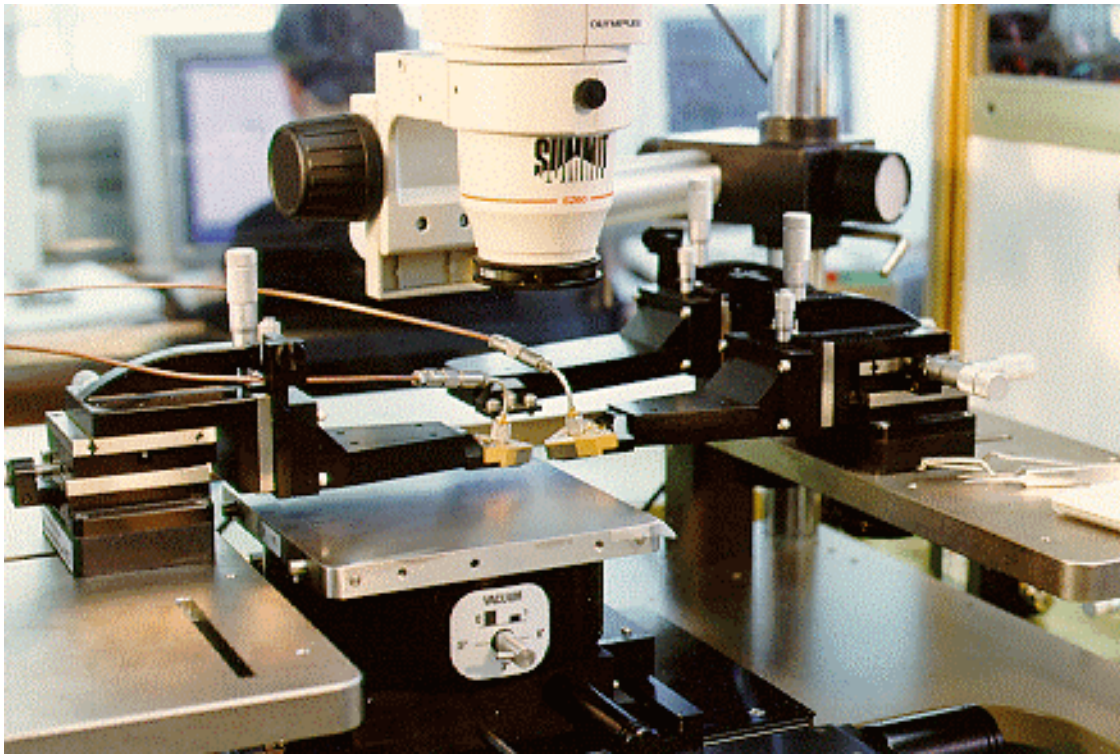
Plano M  $\Rightarrow$  Plano de Medida

Plano  $\sigma$   $\Rightarrow$  Plano situado en los extremos del dispositivo a medir + Red de acceso.

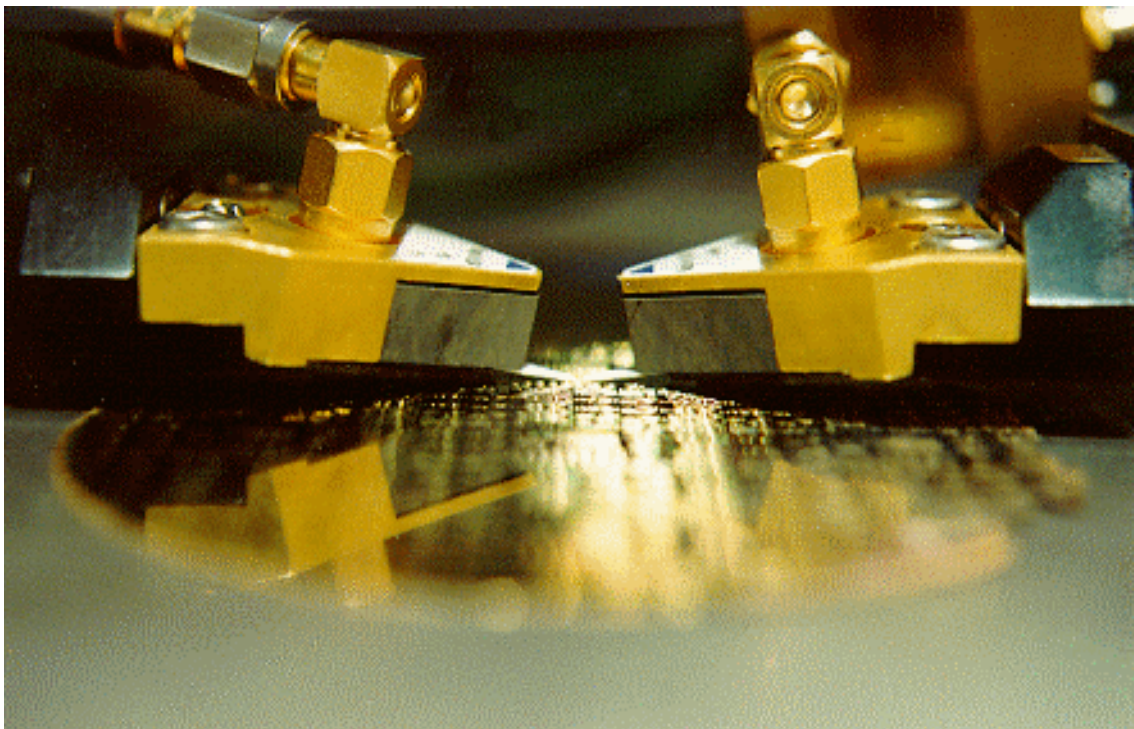
Plano R  $\Rightarrow$  Plano situado en los extremos del dispositivo a medir.

Figura 2.39 Diagrama simplificado del proceso de De-embedding.

Cuando se procede a la medida de un dispositivo en una estación de puntas, generalmente es el fabricante el que suministra los estándares de calibración y el plano de referencia de la medida queda configurado por el extremo de cada punta de prueba. Por esta razón, se pueden efectuar medidas de parámetros de Scattering muy precisas y libres de errores con una configuración automatizada como la presentada anteriormente. Para efectuar la medida de los dispositivos en oblea “on wafer”, el Grupo de Microondas dispone de un sistema comercial modelo SUMMIT 9000 de la firma CASCADE MICROTTECH, con sus correspondientes patrones de medida hasta 40 GHz, mostrado en la figura 2.39 (a). En la figura 2.39 (b) se muestra un primer plano de la posición de las sondas de prueba coplanares sobre una oblea de transistores MESFET F20 Bath-tub de la foundry GEC-MARCONI. Además este tipo de medidas “on wafer”, carecen de la degradación frecuencial que ofrecen las medidas en “test-fixture”, debido a la ausencia de encapsulado.



(a) Estación de puntas CASCADE MICROTECH SUMMIT 9000.



(b) Detalle de las sondas coplanares sobre un transistor en oblea.

Figura 2.40 Fotografías de la estación de puntas comercial utilizada para efectuar la medida de todos los dispositivos “on wafer” que se presentan en este trabajo de tesis.

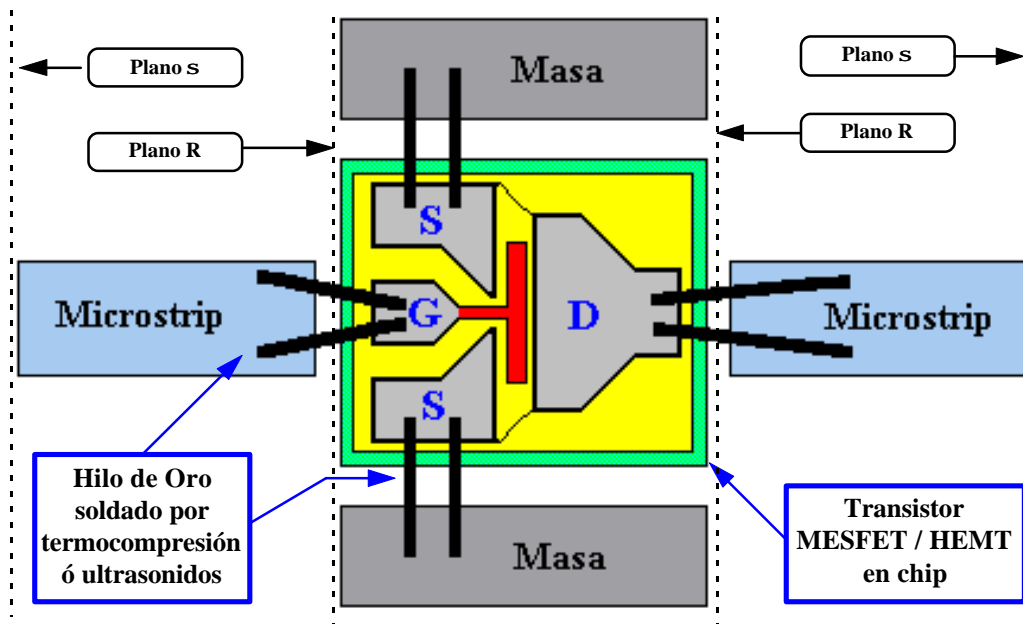
Cuando se efectúan medidas de dispositivos discretos, bien “en chip”, o bien encapsulados, es necesario la utilización de un test-fixture que sirva a la vez de soporte del dispositivo, y de los estándares de calibración para el mismo. Para eliminar los efectos del test-fixture sobre la medida del dispositivo, se pueden utilizar técnicas sofisticadas de de-embedding y de descuento de líneas de acceso, o bien por calibración con estándares en el propio test-fixture. El proceso de de-embedding es realizado por el propio analizador de redes de forma automática a partir de los estándares que se han de medir previamente, en el caso de que los estándares empleados no incluyan los efectos de las líneas de acceso el programa NANACTRL del que ya se ha hablado con anterioridad, incorpora una serie de subrutinas matemáticas que descuentan los retrasos y las pérdidas introducidas, corrigiendo la medida de forma automática al realizar la misma a partir de datos sobre la geometría del test-fixture y del tipo de sustrato utilizado en su construcción.

Físicamente hablando, el problema del de-embedding es diferente al problema del calibrado, ya que en el primer caso se trata de caracterizar una serie de parámetros reales, introducidos por la red de acceso del dispositivo a medir en forma de parámetros de Scattering, mientras que en el segundo se construye una red de errores totalmente empírica, de forma que los errores introducidos por el analizador de redes queden totalmente compensados. Pero metodológicamente hablando, ambos problemas son similares, ya que en ambos casos se ha de calcular un conjunto de parámetros de Scattering, mediante la medida de patrones o estándares de calibración conocidos, y sustraer dichos resultados de los parámetros medidos en un principio.

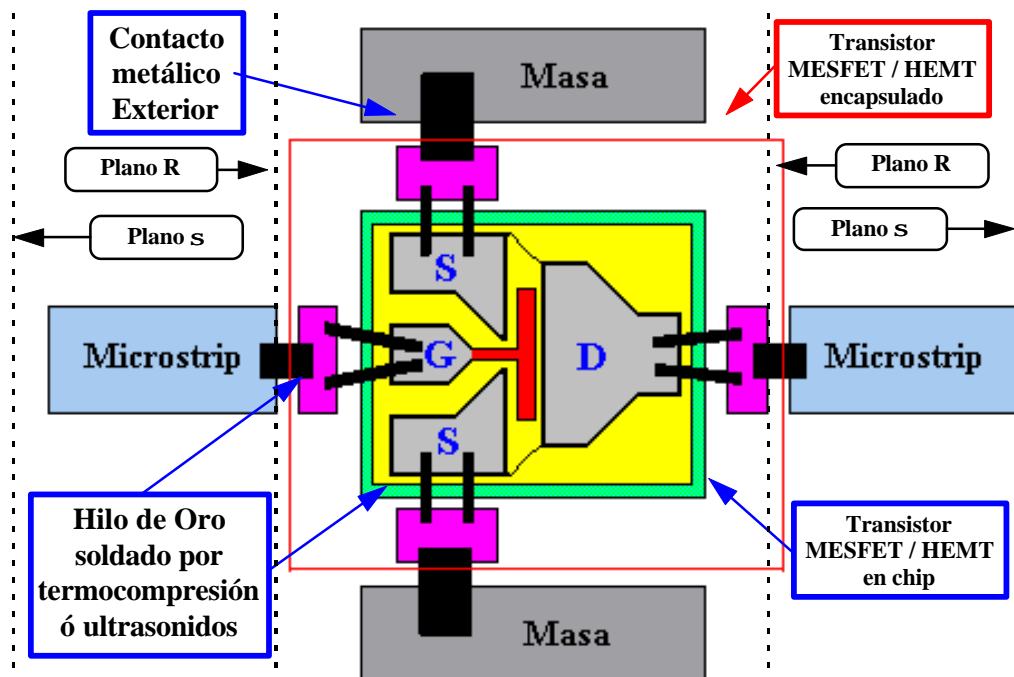
Como se acaba de ver, tanto el proceso de de-embedding, como el proceso de calibrado, necesitan de una serie de patrones de calibración para poder ser determinados totalmente, generalmente se buscan unos estándares de calibración que sean similares a la red de acceso del dispositivo, de esta manera se pueden realizar ambos procesos De-embedding + Calibrado simultáneamente. Este proceso se denomina *Calibrado Total* o simplemente, *Calibrado* y cuando se hace referencia al proceso de calibrado, generalmente se supone que se está tratando del calibrado total (Calibrado de Errores + De-embedding).



Cuando se plantea el caso de medir dispositivos MESFET/HEMT discretos, bien sean en chip o encapsulados, es necesaria la utilización de un test-fixture, en dicho fixture el transistor se encuentra “embutido” en un circuito de conexión formado por dos líneas microstrip de acceso, una para la puerta y otra para el drenador, permaneciendo la fuente a masa, tal como se muestra en las figuras 2.41 (a), 2.41 (b) y 2.41 (c).

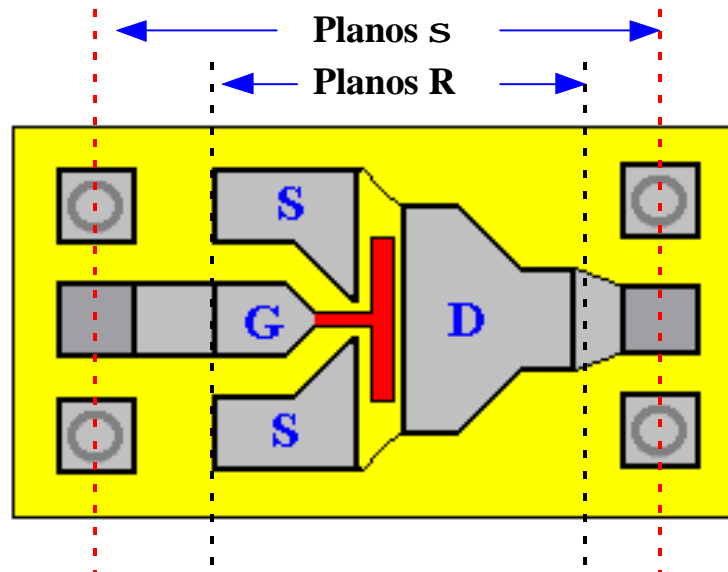


(a)



(b)





(c)

- Figura 2.41 (a) Esquema de un transistor MESFET/HEMT en chip, junto la red microstrip de acceso. Nótese que los accesos y la masa del transistor en chip están soldados directamente por hilos de oro termocomprimidos o soldados por ultrasonidos, con los cual se evitan los efectos parásitos del encapsulado.
- (b) Esquema de un transistor MESFET/HEMT en encapsulado, junto la red microstrip de acceso. En este caso los accesos y la masa del transistor en chip están soldados directamente por hilos de oro termocomprimidos o soldados por ultrasonidos a un contacto metálico “patillaje”, y éste, a su vez, a las líneas microstrip
- (c) Esquema de un transistor MESFET/HEMT en oblea, para ser medido en estación de puntas. Nótese la posición de los “pads” para situar en ellos las sondas coplanares de tres terminales del tipo G-S-G (Ground-Signal-Ground).

La figura 2.41 (a) muestra el esquema de un dispositivo MESFET/HEMT en chip, en la que se puede apreciar que las conexiones de puerta y drenador a las líneas microstrip de acceso, así como la conexión de Source a masa se efectúa directamente utilizando finísimos hilos de oro (de 15 o 25  $\mu\text{m}$ ) soldados por termocompresión o por ultrasonidos, utilizando una máquina como la mostrada en la fotografías de la figuras 2.42 (a) y 2.42 (b). Además puede observarse la posición de los planos de medida antes y después de efectuar el de-embedding,

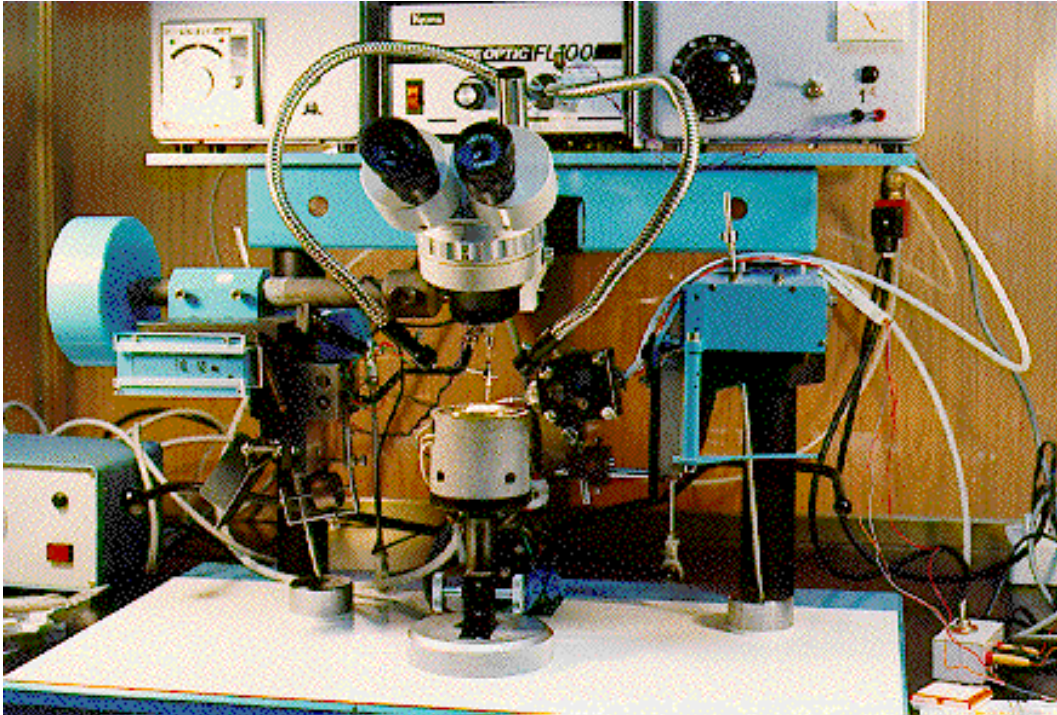


plano  $\sigma$  y plano M respectivamente. Si se utiliza este tipo de configuración, no existe el efecto de los parásitos debidos al encapsulado, es decir los condensadores  $C_{pg}$ ,  $C_{pd}$  y  $C_{pgd}$ . En cambio, sí se ha de tener en cuenta las inducciones  $L_{pg}$  y  $L_{pd}$  mostrados en la figura 1.22 del capítulo anterior, que en este caso no son asumibles al empaquetado, sino a la inducción por unidad de longitud que presentan los hilos de oro soldados en los accesos al dispositivo. Estos elementos parásitos, además de los usuales propios del chip ( $R_g$ ,  $R_d$ ,  $R_s$ ,  $L_g$ ,  $L_d$ ,  $L_s$ ,  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$ ) han de ser tenidos en cuenta a la hora de efectuar la extracción de parámetros del circuito equivalente de pequeña señal tal como se mostrará en el capítulo 3.

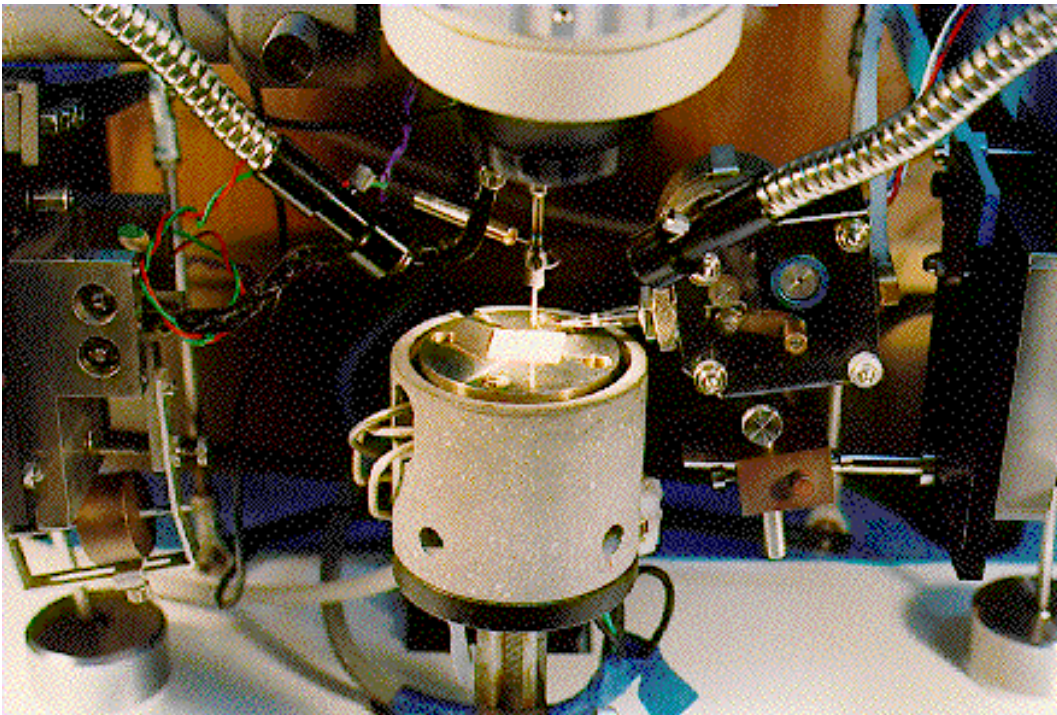
En la figura 2.41 (b) se aprecia el esquema de un transistor encapsulado, detallándose las soldaduras internas de los contactos internos a los contactos metálicos exteriores “patillaje”, cuando se efectúan medidas con esta configuración han de tenerse en cuenta todos los elementos parásitos mencionados anteriormente. Debido a estos efectos parásitos propios de la cápsula, este tipo de dispositivos han de utilizarse en un rango frecuencial inferior a dispositivos de las mismas características en chip.

En la figura 2.41 (c) se muestra el esquema de un dispositivo en chip con “pads” unidos a la línea microstrip de acceso construida en el propio sustrato para poder ser medido utilizando una estación de puntas. Las puntas a utilizar en este caso para las medidas de RF son sondas coplanares de 3 contactos (G-S-G), aunque para la medida de dispositivos Dual-Gate, se deben utilizar puntas de 5 contactos (G-S-G-S-G), la duplicación de los contactos de tierra en las puntas, contribuye a reducir el ruido y las posibles oscilaciones del dispositivo por falsos contactos durante el proceso de medida. De todas la medidas que se pueden efectuar en RF a los dispositivos MESFET/HEMT, es precisamente esta última la que mejores resultados ofrece, ya que permite medir los parámetros de Scattering hasta frecuencias muy elevadas con “limpieza” (sin resonancias ni ruido) obteniéndose medidas más precisas que con las dos configuraciones presentadas anteriormente. Precisamente por esta razón las medidas “on wafer” son las favoritas de los investigadores que trabajan en modelado de dispositivos.





(a) Vista general de la máquina de termocompresión



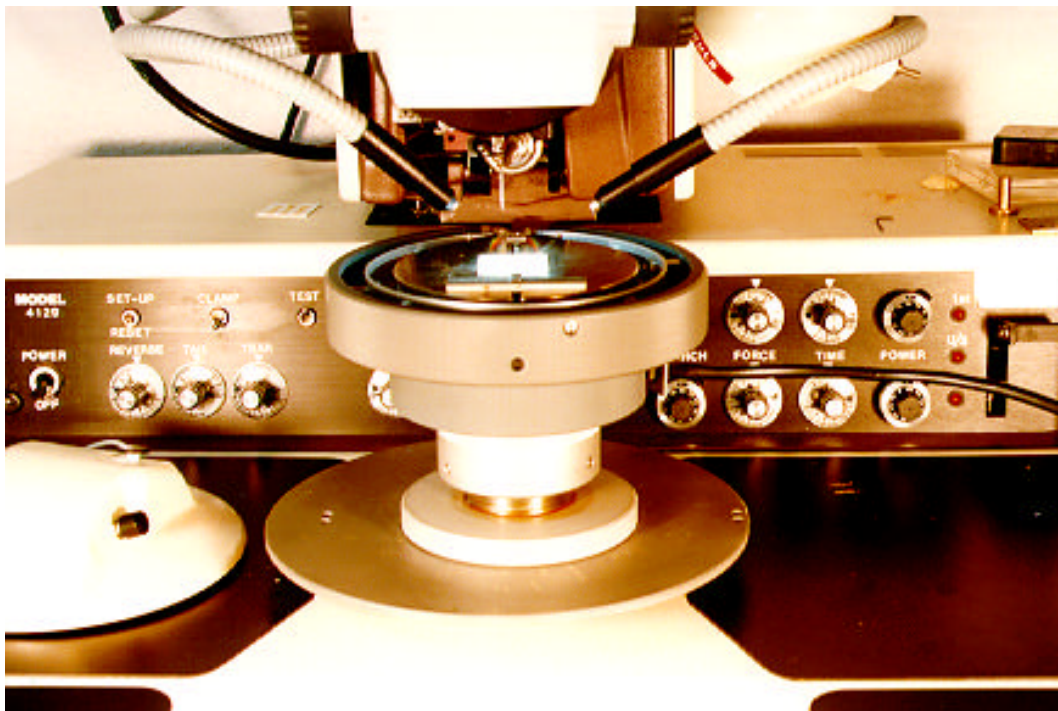
(b) Primer plano del soporte de los dispositivos a termocomprimir.

Figura 2.42 Fotografía de la máquina de termocompresión utilizada para efectuar la soldadura de los hilos de oro “bond-wire” del transistor en chip a las alúminas de acceso del test-fixture.





(c) Vista general de la máquina de ultrasonidos.



(d) Primer plano del soporte de los dispositivos a soldar por ultrasonidos.

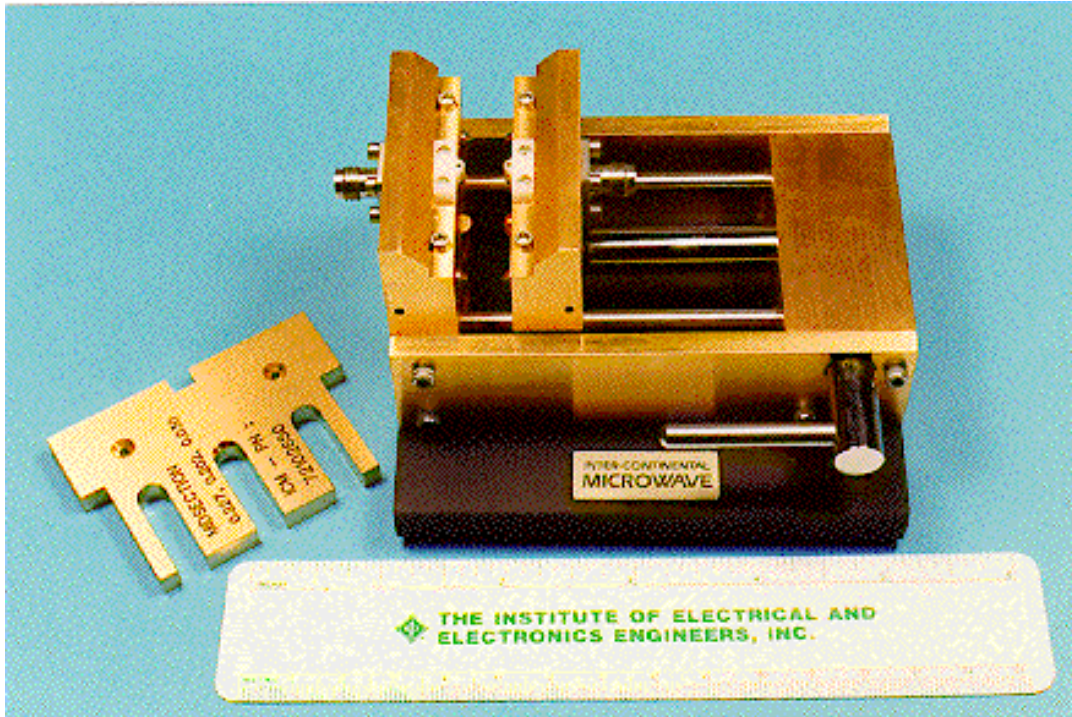
Figura 2.42 Fotografía de la máquina de ultrasonidos utilizada para efectuar la soldadura de los hilos de oro “bond-wire” del transistor en chip a las alúminas de acceso del test-fixture.

#### **2.4.4 Diseño de test-fixtures para calibración TRL**

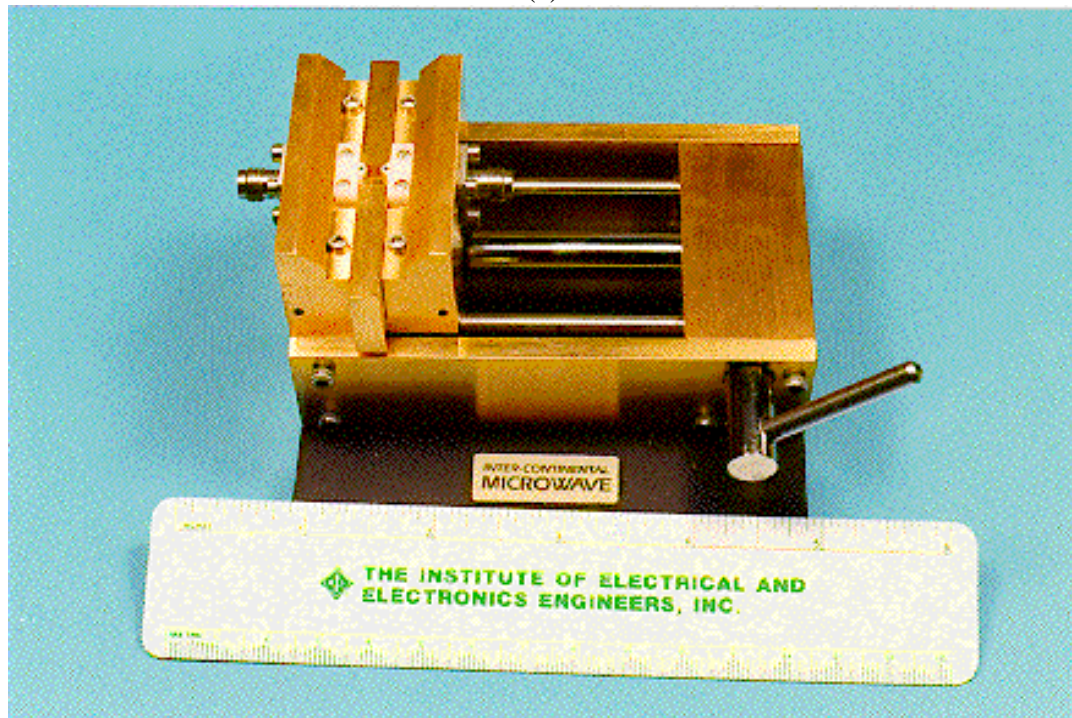
El mayor problema a la hora de caracterizar un dispositivo de microondas, ya sea activo o pasivo, reside en medir con exactitud su matriz de parámetros de Scattering [S] en un ancho de banda lo suficientemente amplio, para lo cual se ha de efectuar el proceso de calibrado del analizador de redes [26]. Anteriormente, se ha apuntado la importancia que posee la técnica de calibración TRL en medidas no-coaxiales, es por esta razón que dicha técnica ha sido la candidata para construir un conjunto de patrones o estándares que permitan realizar la operación de calibrado de una manera sencilla. En este apartado, se van a tratar los criterios de diseño aplicados en la obtención de test-fixtures adaptados a la medida mediante técnica de calibración TRL, de transistores MESFET de AsGa y HEMT encapsulados, o en chip.

Si el dispositivo que se desea caracterizar es un dispositivo encapsulado, éste debe encontrarse en un “test-fixture” con líneas microstrip de acceso de  $50 \Omega$  en Gate y en Drain además de utilizar los polarizadores mencionados en secciones anteriores, para evitar oscilaciones indeseadas. La utilización de un test-fixture de este tipo, evita el tener que cambiar el transistor de soporte dependiendo si se van a efectuar medidas de DC, de RF ó de ambas a la vez. Aunque existen test-fixtures comerciales que ofrecen buenos resultados hasta altas frecuencias, su alto precio unido a la imposibilidad de medir dispositivos de grandes dimensiones en los mismos, así como el no poder reutilizar del transistor medido en un futuro diseño, puesto que éste se encuentra soldado al portador, llevan a los investigadores a diseñar sus propios test-fixtures tal como se verá más adelante dentro de esta misma sección. En las figuras 2.43 (a) y 2.43 (b), puede apreciarse un test-fixture comercial, en concreto el de la firma INTERCONTINENTAL MICROWAVE, utilizado para caracterizar dispositivos encapsulados, pudiéndose utilizar dentro de un rango frecuencial que abarca desde la DC a los 40 GHz. Al margen de disponer test-fixtures comerciales para la medida de dispositivos discretos como el que se acaba de presentar, ha surgido la necesidad dentro del grupo de trabajo de diseñar test-fixtures según nuestras propias necesidades “home made test-fixtures” que permitan efectuar la medida de dispositivos cuyas dimensiones no sean estándar, por ejemplo, dispositivos encapsulados preadaptados, o transistores de potencia de grandes dimensiones (de hasta 12 mm de longitud de puerta).





(a)



(b)

Figura 2.43 (a) Fotografía del soporte central o “carrier” y de una de las secciones intermedias “midsections” del test fixture comercial INTERCONTINENTAL MICROWAVE.

(b) Fotografía que muestra la situación de la midsection sobre el carrier.

Otra característica que han de tener estos test-fixture, es que, los dispositivos medidos han de poder reutilizarse en posteriores diseños. Por ello, dentro de este trabajo de tesis, se han diseñado varios test-fixtures nuevos utilizando sustratos de distintas constantes dieléctricas, siguiendo esta filosofía. Así pues, se han desarrollado dos fixtures utilizando sustrato cerámico, (alúmina) uno en la banda de 0.5 a 10.5 GHz y el otro en la de 0.5 a 19.5 GHz que serán presentados a continuación. También se ha desarrollado otro de estos fixtures utilizando un sustrato plástico, (CuClad) cuyo rango de utilización abarca de los 0.5 hasta los 22 GHz.

Los dos test-fixtures desarrollados en alúmina están orientados especialmente a la medida de dispositivos encapsulados, aunque también pueden ser utilizados para la medida de dispositivos en chip previamente soldados al soporte y unidos a las líneas de acceso. Además, ambos test-fixtures presentan la novedad de que cuando se desea medir un transistor encapsulado, este no es fijado al soporte o carrier por soldadura, sino por un sistema de presión, con lo cual el dispositivo a caracterizar puede ser reutilizado en el propio diseño. Para efectuar las medidas de parámetros [S] de transistores utilizando la técnica de calibración TRL anteriormente mencionada, se ha juzgado conveniente escoger un límite superior de frecuencia no demasiado elevado como para introducir problemas de medida externos a la propia calibración, pero tampoco demasiado pequeño como para que las ventajas de la técnica TRL no puedan hacerse patentes. Como además la transición coaxial-microstrip utilizada, tipo SMA modelo R-125501 de la firma RADIALL, permite una máxima frecuencia de trabajo en torno a los 22-23 GHz, por ello se ha optado por un límite superior de 20 GHz, con lo que se asegura el buen funcionamiento de todos los componentes. El sustrato escogido ha sido alúmina 0.635 de constante dieléctrica  $\epsilon_r = 9.9$ . La impedancia de las líneas microstrip es de 50  $\Omega$ , que coincide con la impedancia característica del sistema de medida. La conexión entre el test-set del analizador de redes y el test-fixture se puede efectuar de dos formas diferentes: la primera, directamente mediante cables de 3.5 mm SMA, OSM ó K-compatibles y, la segunda, utilizando cables de acceso de 7 mm con una transición 7mm-SMA. Las dos opciones en el rango frecuencial de trabajo ofrecen excelentes resultados. En este segundo caso, el rango frecuencia de medida queda reducida a 18 GHz, debido a que es la frecuencia máxima que soportan los conectores de 7 mm. Siguiendo las especificaciones recomendadas por Hewlett-Packard [26] se han construido dos juegos de estándares de calibración, cubriendo las bandas de 0.5 a 10.5 GHz y de 0.5 a 19.5 GHz, respectivamente .



## Diseño TRL 0.5 a 10.5 GHz

Como es prácticamente imposible encontrar una línea de retraso “line” que cubra toda la banda que se desea medir, es necesario utilizar dos “lines”. El primero será denominado LINEBF por ser el responsable de cubrir el rango de baja frecuencia y el segundo se denominará LINEHF por hacer lo propio con el rango de alta frecuencia. En este primer diseño, se utiliza como LINEBF una alúmina de 23.7 mm de longitud y como LINEHF una alúmina de 15 mm. El “thru” o línea de paso tiene una longitud de 10 mm y el “reflect” una longitud de 15 mm, componiéndose de dos líneas microstrip de 5 mm cada una terminadas en circuito abierto y una separación entre ambas de 5 mm tal como se muestra en la figura 2.44.

Utilizando el “line” de 23.7 mm la diferencia ente longitudes entre el “line” y el “thru” es:  $\Delta l = l_{\text{LINE}} - l_{\text{THRU}} = 13.7 \text{ mm}$ , como dicha frecuencia debe de ser  $\lambda / 4$  a la frecuencia central de utilización del fixture  $f_0$ , se tiene que  $\lambda = 54.8 \text{ mm}$ . Sabiendo que:  $I = \frac{I_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{ref}}}}$  y que para la alúmina  $\epsilon_r = 9.9$  e impedancia de línea  $Z_0 = 50 \Omega$  la constante dieléctrica de referencia vale  $\epsilon_{\text{ref}} = 6.5$ , se obtiene que  $\lambda_0 = 142.37 \text{ mm}$ , de donde se puede obtener fácilmente la frecuencia central  $f_0$ , siendo esta  $f_0 = \frac{300}{142.37} = 5.88 \text{ GHz}$ . Teniendo en cuenta las especificaciones fijadas por Hewlett Packard en [26], la frecuencia superior de la banda no puede superar en más de ocho veces la frecuencia inferior de la misma, por que de hacerlo se supera el desfase máximo recomendado para la frecuencia superior respecto de la frecuencia central que es de  $160^\circ$ , siendo el desfase mínimo recomendado para la frecuencia inferior respecto a la frecuencia central de  $20^\circ$ , de no observar dichas especificaciones se cometerían graves errores al efectuar la medidas. Entonces,  $f_2 = 8 \cdot f_1$  y como la frecuencia central viene dada por  $f_0 = (f_1 + f_2) / 2$  resulta que  $f_1 = 47 \text{ MHz}$  y  $f_2 = 3.74 \text{ GHz}$ .

Con este LINEBF podemos asegurar que es posible efectuar medidas con precisión y repetitividad desde 500 MHz a 3.5 GHz. Para calcular el ancho de banda que proporciona el LINEHF cuya longitud es de 15 mm ( $\Delta l = 5 \text{ mm}$ ), se sigue un razonamiento análogo al anterior y se obtiene que para este line  $f_1 = 1.30 \text{ GHz}$  y  $f_2 = 10.45 \text{ GHz}$ . Por tanto con el TRL



formado por el “thru” de 10 mm, un “reflect” con dos líneas de acceso de 5 mm terminadas en circuito abierto y de 15 mm de longitud total y dos “line”, uno LINEBF de 23.7 mm y otro LINEHF de 15mm, es posible efectuar una calibración en el rango de 500 MHz a 10 GHz. Un esquema de las líneas microstrip que se deben utilizar en este TRL se muestra en la figura 2.44.

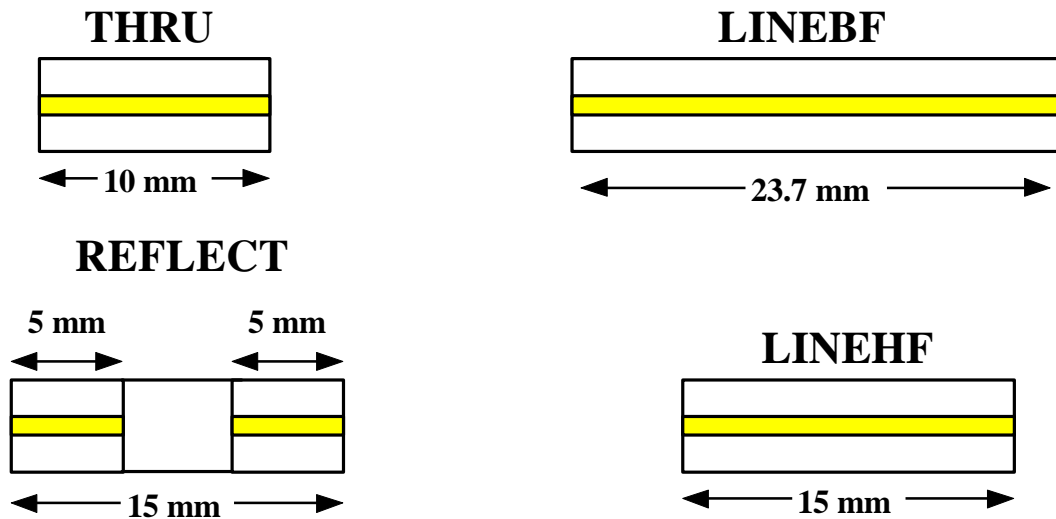


Figura 2.44 Líneas microstrip a utilizar en el TRL 0.5-10 GHz.

### Diseño TRL 0.5 a 19 GHz

Ante la imposibilidad de poder disponer de una alúmina de 23.5 mm de longitud que es la requerida para cubrir el límite de frecuencia de 20 GHz, se ha tenido que utilizar alúmina de 23.7 mm reduciendo el límite superior en frecuencia a 19 GHz. En este caso, se utiliza un “thru” de 20 mm, un “reflect” de 25 mm con dos líneas de acceso de 10 mm, y dos “line” uno de 23.7 mm como LINEHF y otro de 34 mm como LINEBF, tal como se muestran en la figura 2.45. Si se repiten los cálculos efectuados en el apartado anterior, se obtiene que ancho de banda de este TRL es el comprendido entre las frecuencias  $f_1 = 46.69$  MHz y  $f_2 = 19.36$  GHz. Por ello, a efectos de calibración se ha utilizado el TRL en un rango de 500 MHz a 19 GHz, siendo este TRL el más utilizado para efectuar la medida de dispositivos encapsulados, en este trabajo de tesis.



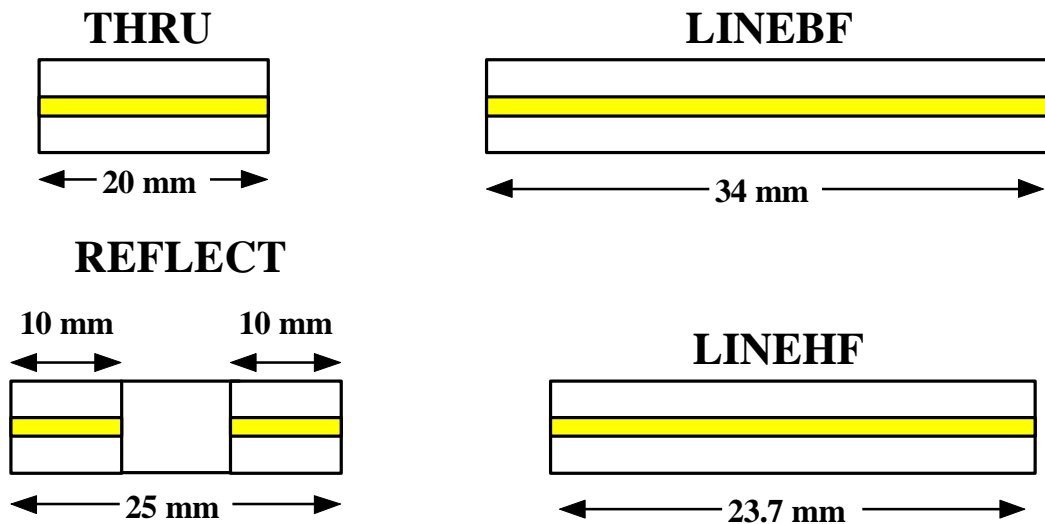


Figura 2.45 Líneas microstrip a utilizar en el TRL 0.5-20 GHz.

Una vez seleccionadas las longitudes de las líneas microstrip a utilizar en el TRL de calibración, solo resta diseñar test-fixture propiamente dicho, es decir, el soporte para el TRL que permita efectuar las medidas de una forma sencilla. Como criterios fundamentales de diseño, se han escogido la buena repetitividad de las medidas y la minimización de los efectos parásitos de la transición coaxial-microstrip, así como el minimizar los recorridos de la señal de RF a masa.

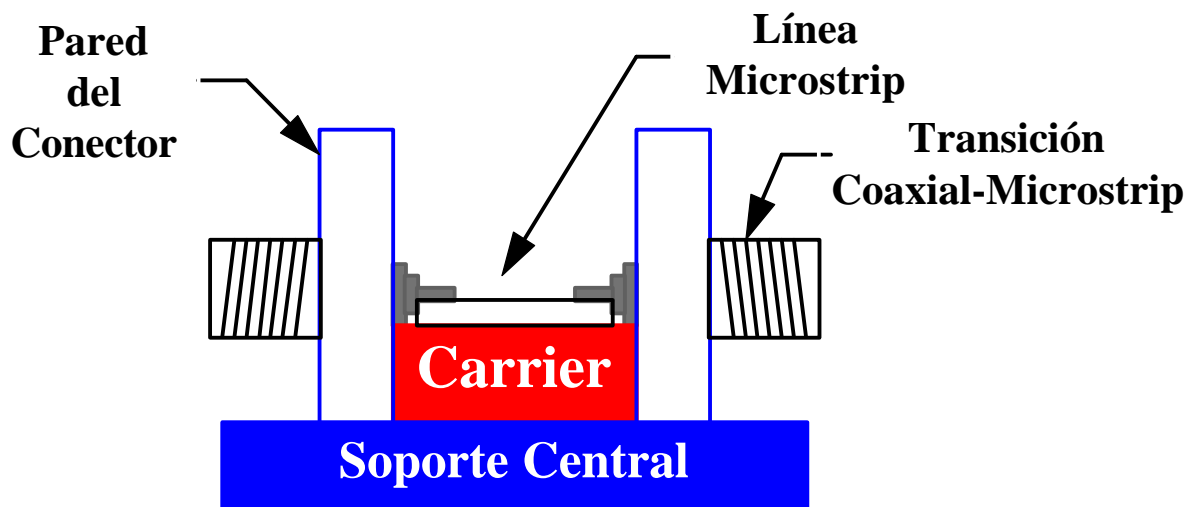
El sistema consta pues, de las siguientes partes diferenciadas:

- Dos piezas móviles que soportan la transición coaxial-microstrip.
- Cuatro piezas intercambiables que sirven de soporte a los patrones de calibración, denominadas habitualmente como “midsections” o “carriers”.
- Cuatro piezas intercambiables que sirven de soporte a los distintos dispositivos encapsulados a medir según el tipo de fabricante y encapsulado, (PHILIPS, NEC, MA/COM y MITSHUBISHI).
- Un soporte central que fija todo el sistema.
- Diferentes parejas de vástagos de nylon, una para cada tipo de transistor que aseguran el contacto eléctrico con de Gate y Source con las líneas microstrip de acceso.
- Diferentes parejas de aletillas de latón para fijar la Source a masa.

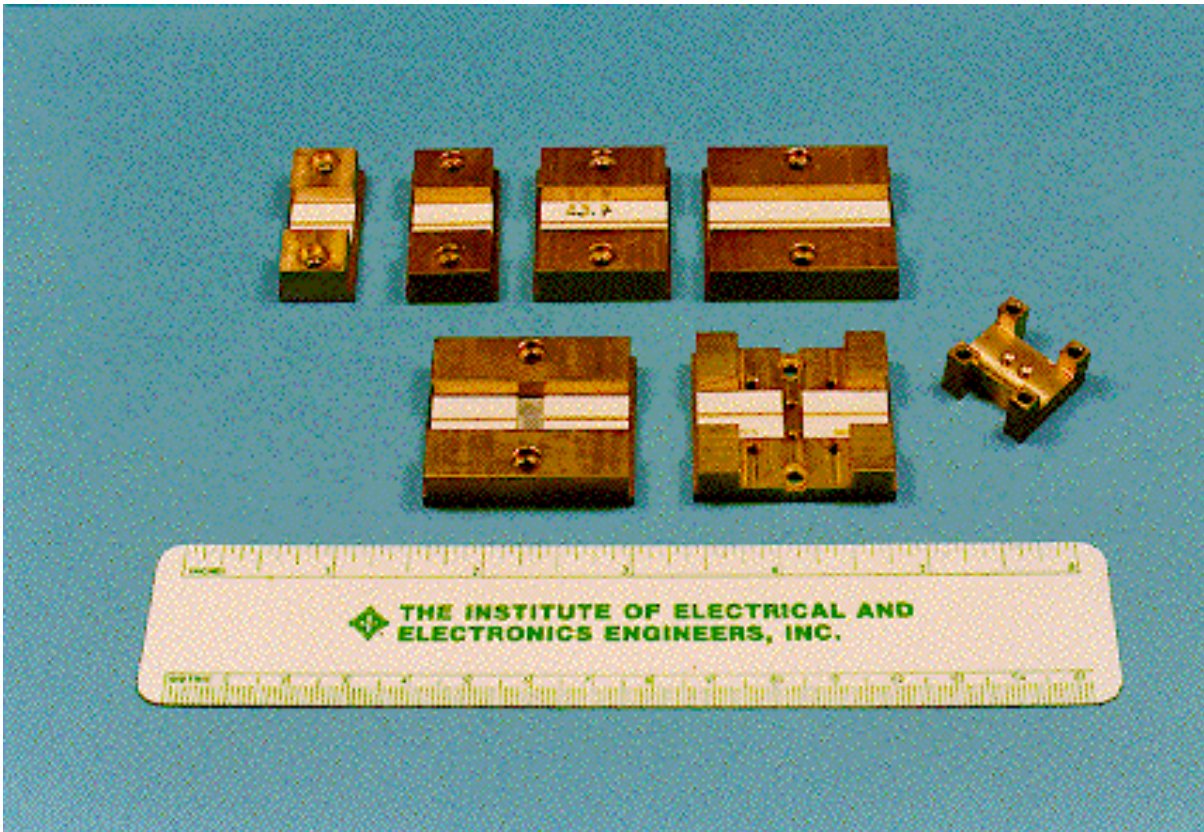


- Diferentes cubiertas, una para cada tipo de transistor que sirven de soporte para los vástagos de nylon.

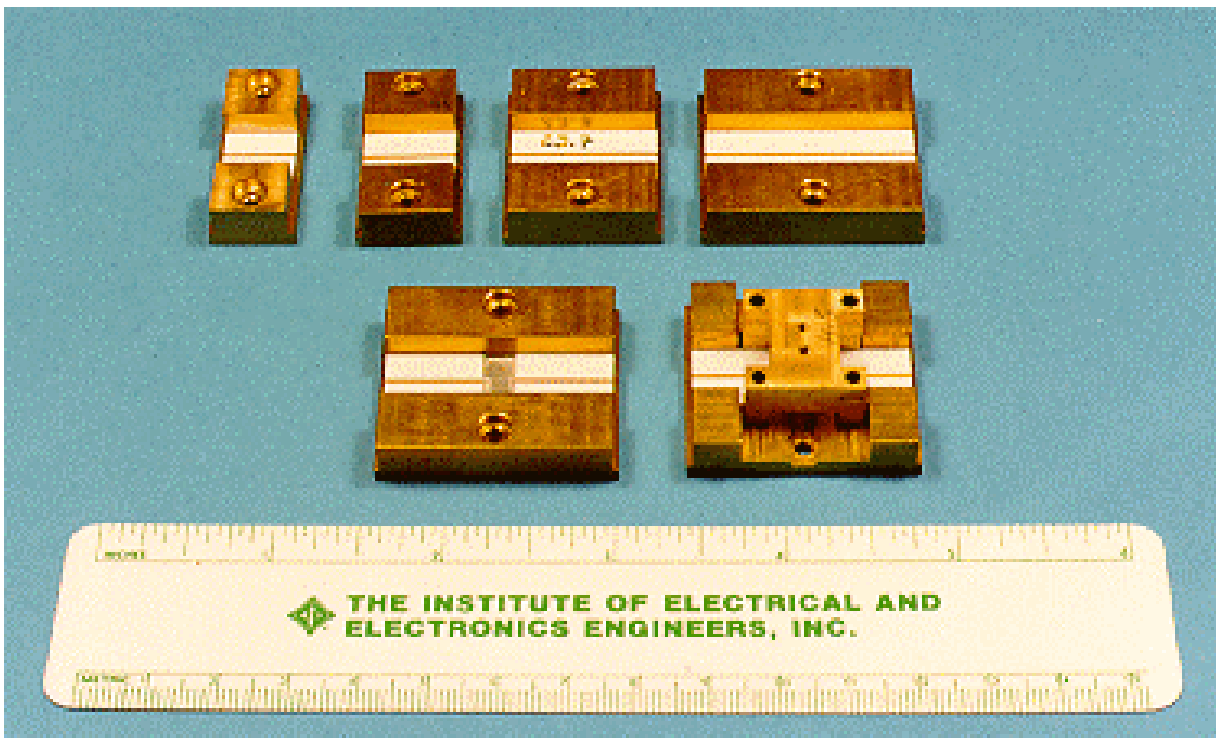
El material seleccionado para la construcción de las piezas anteriormente descritas ha sido el latón, posteriormente dorado con un baño de oro de 18 k de 6  $\mu\text{m}$  de espesor. En la figura 2.46 (a) se muestra una figura muy esquemática de como se asegura el contacto eléctrico de la transición coaxial-microstrip. Las fotografías del sistema despiezado y totalmente montado se encuentran en las figuras 2.46 (b) y 2.46 (c). El conjunto debe montarse cada vez que se efectúa un paso de calibración o medida. El montaje se efectúa situando y fijando mediante unos tornillos el carrier al soporte central, procurando que el conector central “pin” quede correctamente situado sobre la línea microstrip, y controlando simultáneamente que se efectúe un perfecto contacto de masa. Por último, se fija el conjunto con unos tornillos que sujetan las paredes al soporte central y a la vez aseguran un correcto contacto eléctrico.



(a)

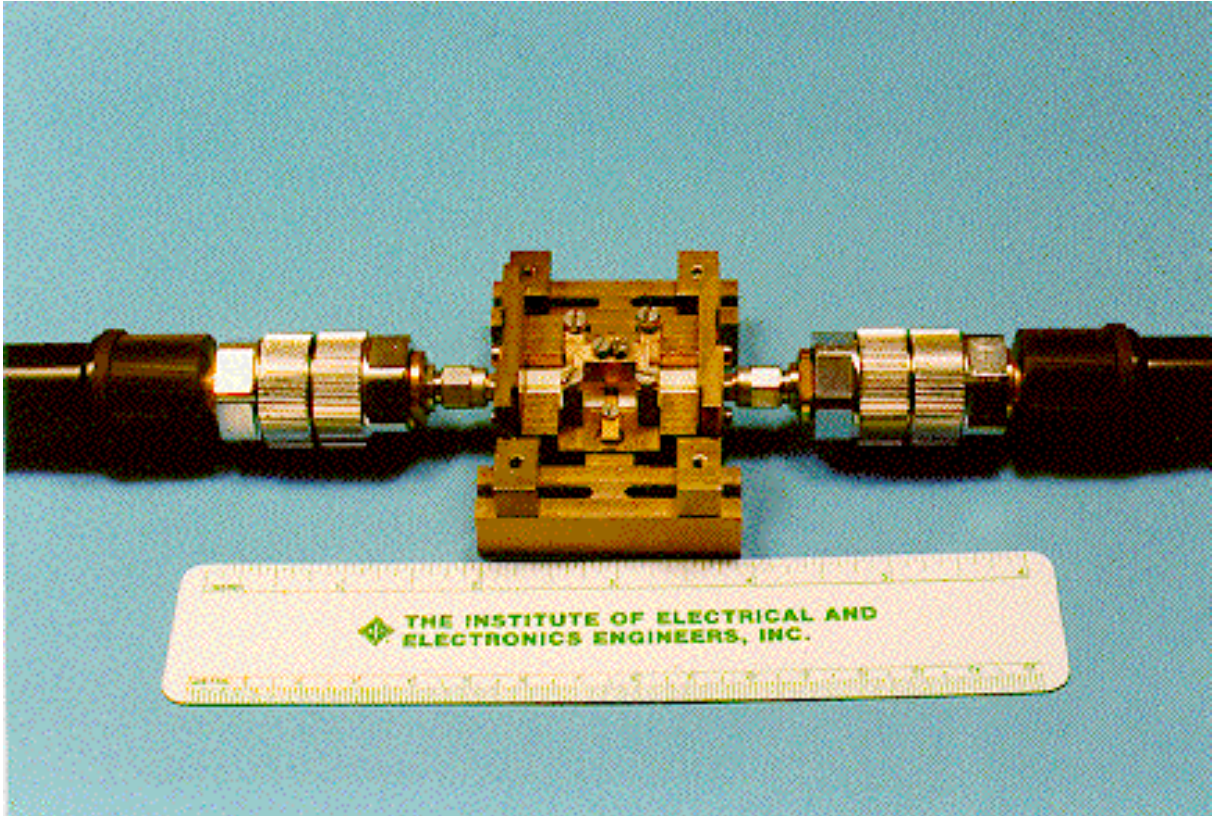


(b)



(c)





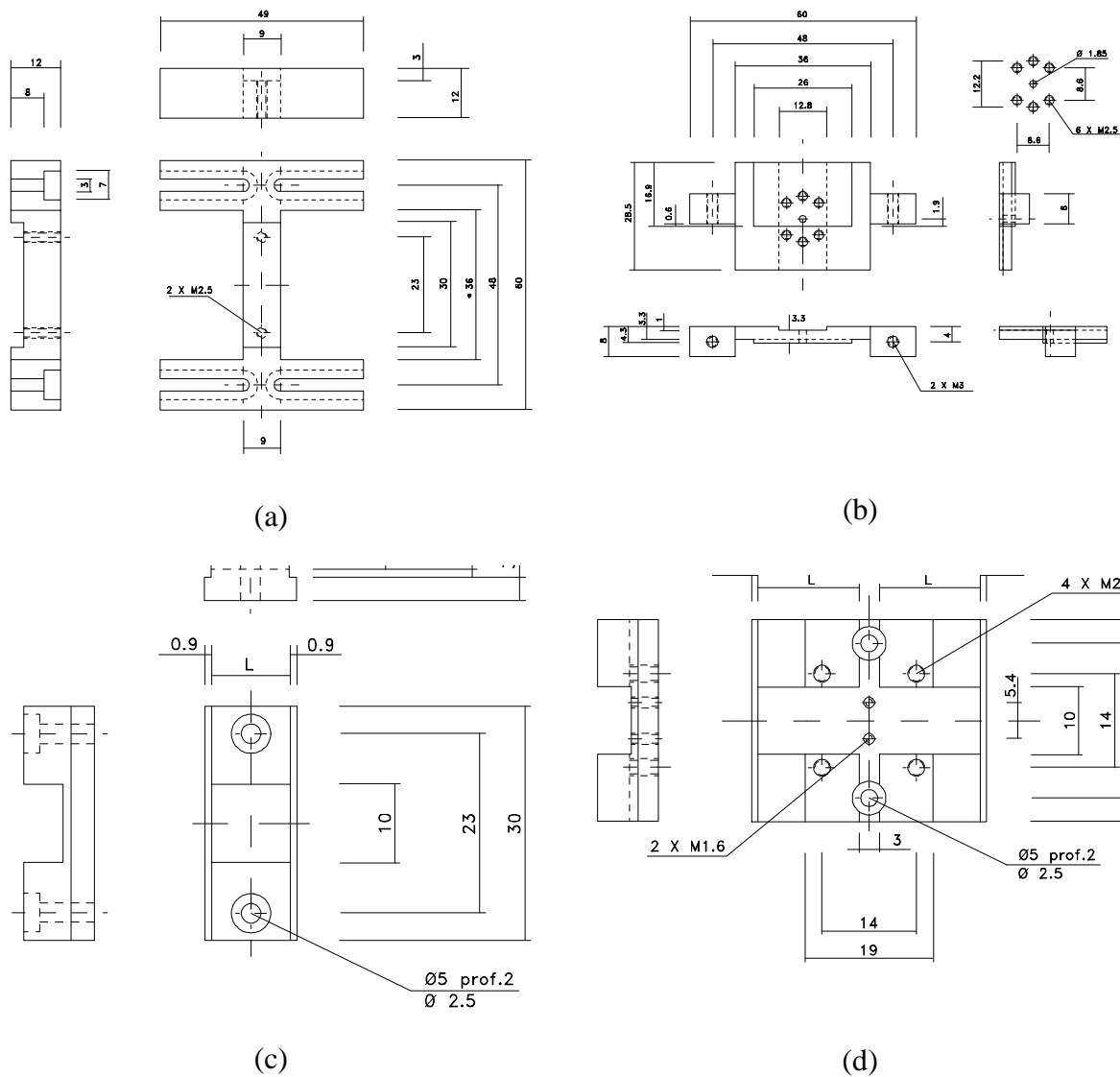
(d)

- Figura 2.46 (a) Esquema de los contactos entre los diferentes componentes del test-fixture.  
(b) Fotografía del despiece de las “midsection”, y de la cubierta.  
(c) Fotografía del despiece de las “midsection”, y de la cubierta colocada sobre el soporte de la parte inferior derecha.  
(d) Fotografía del sistema totalmente montado, mostrando los cables de acceso de 7mm, con la transición APC7-3.5 mm correspondiente.

A la hora de efectuar la medida de un transistores encapsulados se han de situar los contactos de Gate y Drain correctamente sobre la línea microstrip, así como el contacto de Source directamente a masa. El contacto de masa se realiza mediante unas pequeñas “aletillas” metálicas que se atornillan al “carrier”, que fijan los dos accesos de la Source. El contacto de Gate y de Drain se efectúa utilizando la cubierta metálica, ésta posee dos orificios en los que se introduce unos finos vástagos de nylon que aprietan las patillas del transistor contra las líneas microstrip de acceso, ajustándose la presión de los mismos mediante dos pequeños tornillos tal como se muestra en la figura 2.46 (d). Estas cubiertas para los transistores han sido diseñadas

de forma que no existan resonancias indeseadas en todo el rango frecuencial en que se va utilizar el test-fixture. Para alojar el circuito, cada carrier tiene mecanizado un canal rectangular de dimensiones transversales 3x3.5 mm, que en realidad consiste en un tramo de guía de onda en corte para el modo TE<sub>10</sub>, asegurando de esta manera la propagación del modo cuasi-TEM de la línea microstrip.

En el conjunto de esquemas presentados en la figura 2.47, puede apreciarse el despiece total de todos los componentes del los dos test-fixture sobre alúmina que se acaban de presentar.



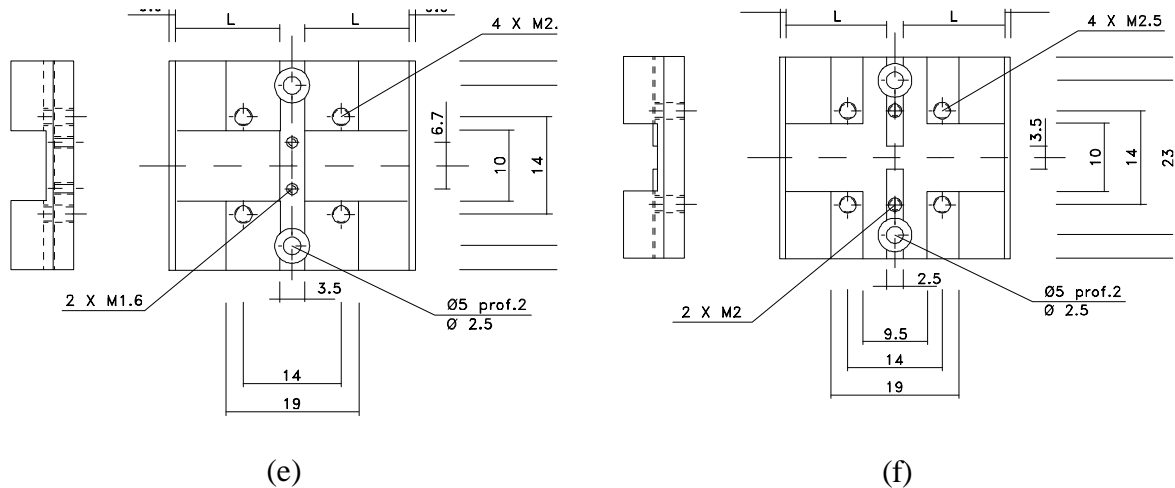


Figura 2.47 Planos de los test fixtures 1-10.5 GHz y 0.5-20 GHz desarrollados en alúmina.

- (a) Detalle del soporte o “carrier”.
- (b) Detalle de las piezas laterales que soportan los conectores.
- (c) Sección intermedia o “midsection”, de diferentes longitudes en los que se integran el thru y los line.
- (d) Plataforma para los transistores MA/COM.
- (e) Plataforma para transistores encapsulados PHILIPS.
- (f) Plataforma para transistores encapsulados MITSHUBISHI.

Efectuando una calibración de 3.5 mm, utilizando los estándares suministrados Hewlett Packard, se han medido las pérdidas de inserción y las pérdidas de retorno de los “thru” correspondientes a ambos TRL, mostrándose los resultados en las figuras 2.48 (a) y 2.48 (b) para el thru de 10 mm y en las figuras 2.48 (c) y 2.48 (d) para el thru de 20 mm. Así pues, para el paso de 10 mm, puede observarse para el caso más desfavorable el valor de las pérdidas de retorno es de -28 dB, mientras que el las pérdidas de inserción no supera los -0.9 dB. Para el paso de 20 mm los valores del valor más desfavorable son de -25 dB y -1.1 dB respectivamente. Con estos resultados, se puede concluir que se han diseñado dos test fixtures que permiten efectuar la medida de dispositivos en chip y encapsulados, hasta frecuencias de 20 GHz. Además, en el caso de la medida de dispositivos encapsulados, estos pueden ser reutilizados en el desarrollo de posteriores diseños, ya que no es necesario efectuar la soldadura de los terminales del transistor a las líneas de acceso y a masa.

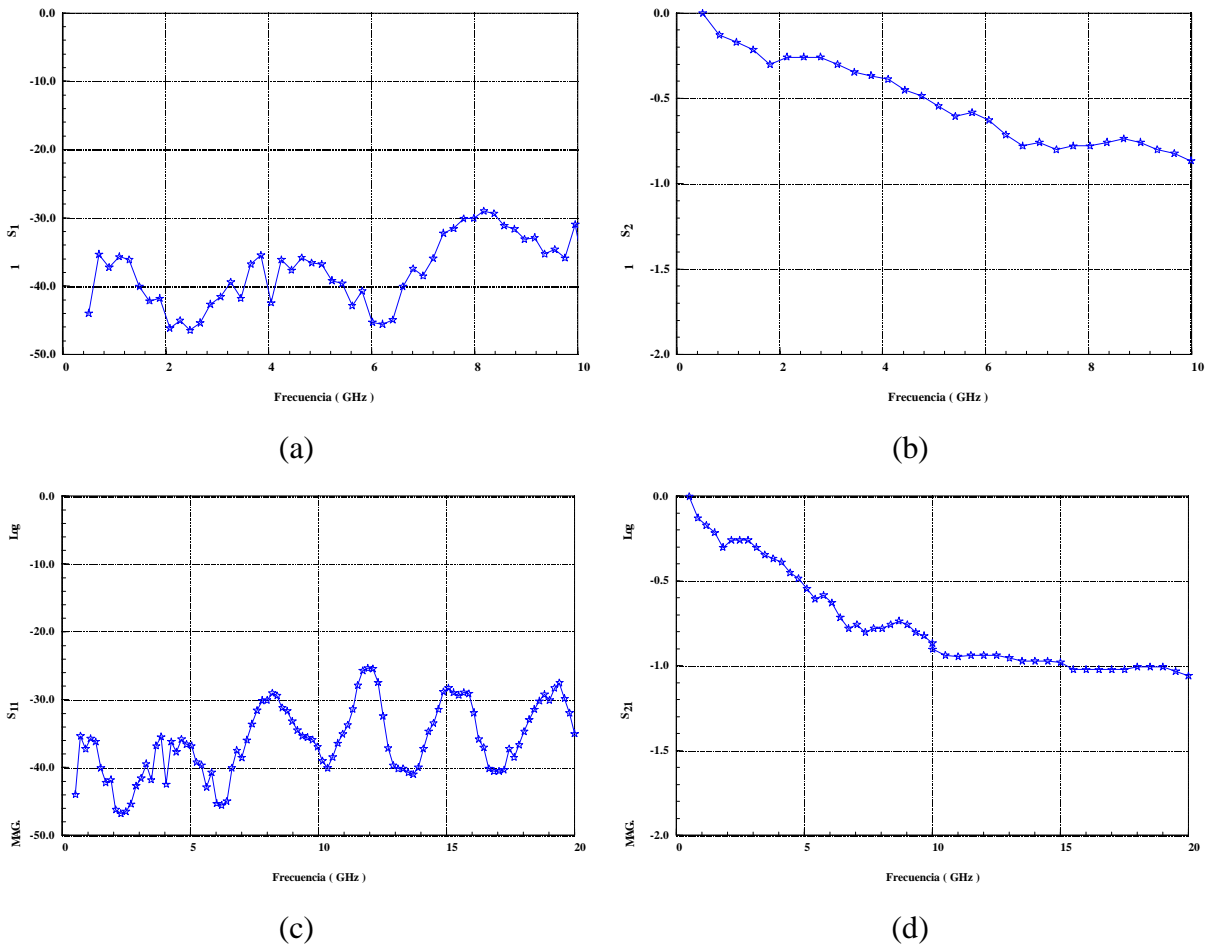


Figura 2.48 Gráficas de las pérdidas de retorno y pérdidas de inserción introducidas por los “thru” de 10mm y 20mm.

- (a) Pérdidas de Retorno de “thru” de 10 mm.
- (b) Pérdidas de Inserción del “thru” de 10 mm.
- (c) Pérdidas de Retorno de “thru” de 20 mm.
- (d) Pérdidas de Inserción del “thru” de 20 mm.

### Diseño TRL 0. 5-22 GHz

Debido a que el grupo de trabajo se ha visto involucrado en el desarrollo de un sistema VSAT de transmisión de datos utilizando el satélite HISPASAT, y ante la falta de modelos ó medidas de parámetros de Scattering por parte de los fabricantes de los componentes electrónicos, utilizados en el diseño de los convertidores superior e inferior de dicho sistema VSAT, nos vimos forzados a diseñar un nuevo sistema de calibración TRL de ancha banda que



por un lado utilizase el sustrato que se va a implementar en el diseño, y por otro permita la caracterización de componentes activos (transistores, diodos, varactores, etc) y pasivos (resistencias y condensadores en chip). De esta forma ha surgido la necesidad de desarrollar un TRL que abarque la banda de 0.5-22 GHz y que utilice sustrato plástico CuClad, de constante dieléctrica  $\epsilon_r = 2.17$ . Otro de los requisitos impuestos a este TRL ha sido que la calibración con el mismo sea sencilla, rápida y repetitiva. Puesto que todos los estándares van a ir integrados en la misma caja de latón cuyas dimensiones internas son de 1x2 pulgadas, hace que se utilice el mínimo número de estándares posibles. El conector pasamuros SMA hembra utilizado para acceder a la línea microstrip, ha sido el modelo R 125 462 de la firma RADIALL

En la figura 2.49 (a), puede verse la máscara del TRL propiamente dicho. Esta figura muestra el “reflect”, las línea de paso “thru”, la línea “line”, los cuales han sido calculados siguiendo las mismas premisas que en los casos anteriores. Para aprovechar el espacio al máximo, se ha introducido un soporte o “carrier” para transistores encapsulados o en chip en la misma caja que contiene el TRL. Con la idea de mejorar las masas, se han creado dos “isletas” próximas a las líneas microstrip de acceso en las que se suelda las patillas de Source de un transistor en encapsulado, o los hilos de “bonding” si se trata de un transistor en chip, en las que se efectúa un taladro y se conectan a masa a través de el “bias hole”. De no efectuar estos agujeros para conectar las “isletas” con el plano de masa, debido a las altas frecuencias de trabajo y a los parásitos introducidos por el encapsulado del transistor o por los hilos de “bonding”, pueden aparecer resonancias que desvirtúen las medidas efectuadas.

Una de las ventajas que presenta este “test-fixture”, es la velocidad en el proceso de calibración del analizador de redes, ya que como todos los componentes se encuentran en la misma caja, y no se debe desmontar el estándar como sucedía en el caso de los dos TRL mostrados anteriormente. Como inconveniente se debe indicar que es difícil reutilizar los dispositivos caracterizados, ya que éstos se encuentran soldados al mismo.

En la figura 2.49 (b) se muestra el soporte diseñado para medir la impedancia de entrada de dispositivos de dos terminales que posean uno de ellos conectados a masa. Se han implementado líneas de acceso de diferentes longitudes, para poder acomodar dispositivos de diferentes tamaños (resistencias y condensadores de las series R15 y R18, diodos, varactores,





etc.). A la hora de efectuar la medida con este útil es necesario proceder al descuento de la longitud eléctrica introducida por las diferentes dimensiones de las líneas de acceso, éste proceso es realizado automáticamente durante la medida por el programa NANACTRL introducido anteriormente. En la figura 2.49 (c) se muestran los cuatro portadores como el referido en la figura 2.49 (a), para caracterizar dispositivos de dos puertas.

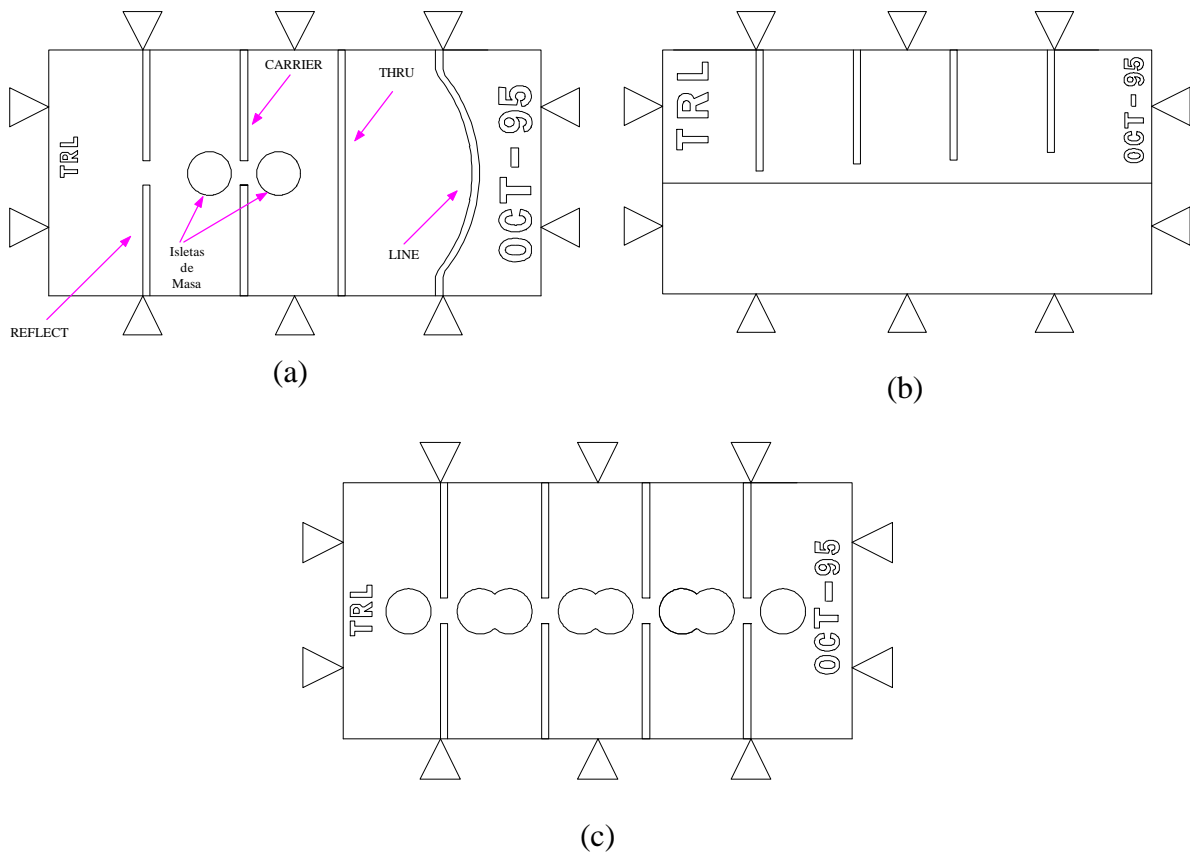
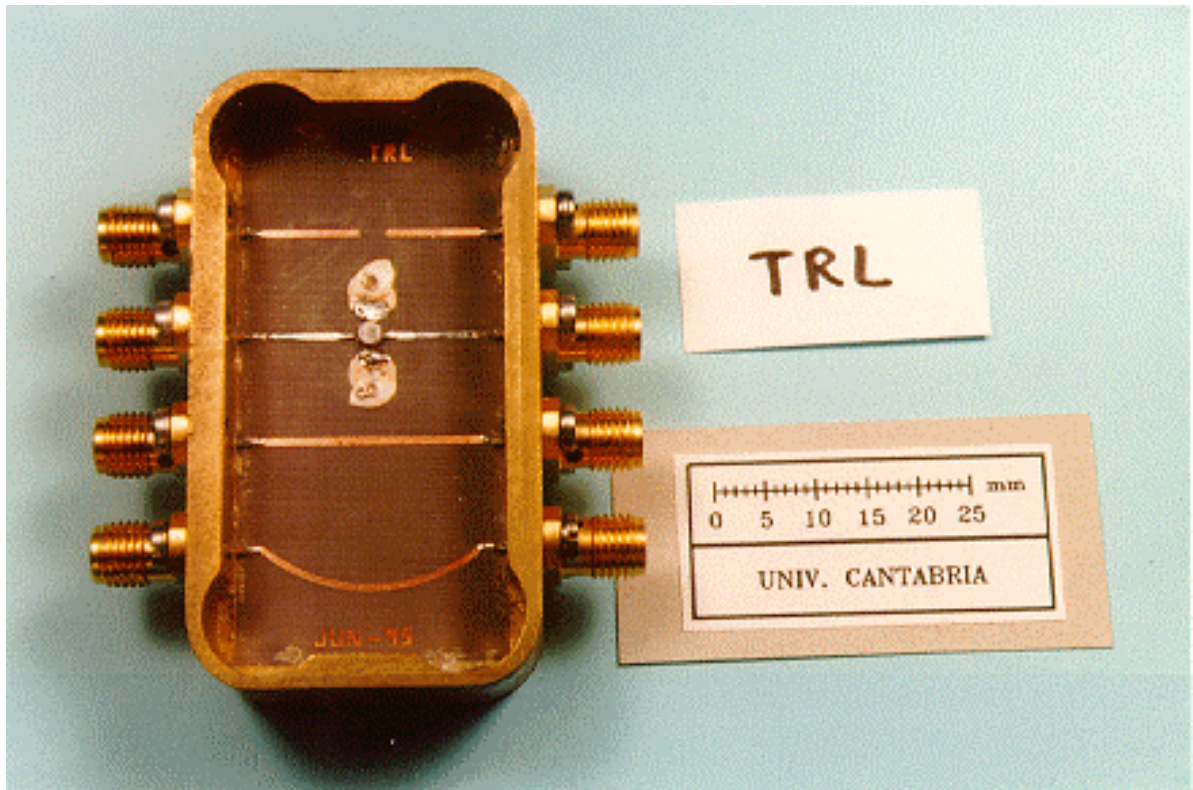


Figura 2.49 Planos de las máscaras correspondientes al TRL 0.5-22 GHz desarrollado en CuClad, los “corner” indican la línea de corte del sustrato.

- (a) Plano del TRL mostrando un portador para soldar los transistores.
- (b) Útil de medida de dispositivos de una puerta.
- (c) Útil de medida de los transistores, mostrando las “isletas” utilizadas para asegurar la masa de la Source.

En la figura 2.50 se muestra una figura del TRL totalmente montado, cuya mascara ha sido mostrada en la figura 2.49 (a).





(a)

Figura 2.50 Fotografía del TRL de calibración 0.5 - 22 GHz desarrollado.

Efectuando una calibración coaxial estándar de 3.5 mm, se ha procedido a cuantificar las pérdidas de inserción y de retorno para éste fixture. Los resultados pueden visualizarse en las figuras 2.51 (a) y 2.51 (b) para la línea de paso. Así pues, para dicho “thru”, puede observarse para el caso más desfavorable el valor de las pérdidas de retorno es de -25 dB, mientras que el las pérdidas de inserción no supera los -1.3 dB. Resultados más que aceptables para los propósitos con que se ha diseñado este fixture de calibración, si se tiene en cuenta la baja constante dieléctrica del sustrato con el que se ha construido el mismo.

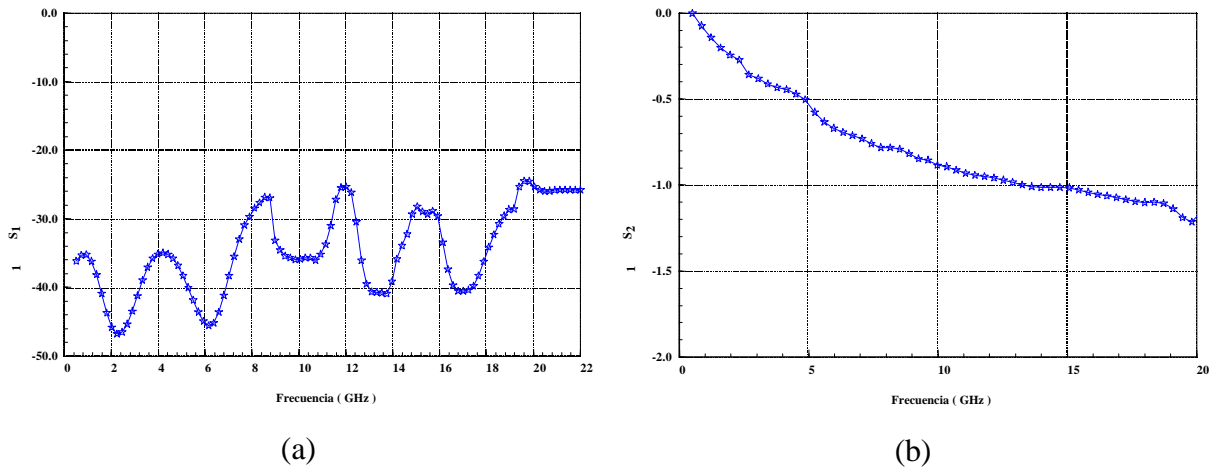


Figura 2.51 Medidas de las pérdidas de retorno y de inserción para el “thru” perteneciente al TRL de 0.5- 22 GHz que se acaba de presentar.

(a) Pérdidas de Retorno.

(b) Pérdidas de inserción.

#### 2.4.5 Medidas de Parámetros de Scattering Pulsados

Es conocida la gran relevancia que poseen las medidas pulsadas, a la hora de evitar los estados trampa o “traps” y conocer el funcionamiento gran señal del transistor, así como la enorme importancia que tiene la medida de parámetros de Scattering en el momento de proceder a la modelización de dispositivos MESFET/HEMT. Las dos razones anteriormente aludidas han hecho surgir recientemente el interés por los parámetros de Scattering Pulsados. Este tipo de medida consiste en añadir el nivel de RF a la tensión de “pico” de polarización del dispositivo, en Gate o en Drain, tal como se muestra en la figura 2.52 y proceder a la medida de los parámetros de Scattering en ese punto de polarización.

La medida de parámetros de Scattering Pulsados presenta el problema añadido de sincronizar la captura de datos por parte de analizador de redes vectorial en el momento que el “pico” de tensión está activo. Así pues para un pulso de 500 ns la captura de parámetros de Scattering por parte del analizador se ha de producir durante 250 ns, tal como se muestra en la figura 2.52. Aunque existen bancos comerciales de este tipo, como el de Hewlett Packard, la mayoría de los laboratorios que quieren disponer de una herramienta de este tipo, tienen que



diseñarse su propio sistema de medida [34], debido al alto precio de los equipos y a la complejidad de los mismos. Por otro lado, la información obtenida a partir de este tipo de medidas no difiere mucho de la obtenida a partir de las medidas pulsadas convencionales, a no ser para la caracterización de las capacidades no lineales del FET a partir de la RF pequeña señal que viaja sobre el pulso, pero ello no justifica la enorme inversión a realizar, ya que dichas capacidades pueden ser obtenidas a partir de medidas de parámetros de Scattering convencionales, tal como se verá en capítulos sucesivos. No obstante, la medida de parámetros de Scattering en régimen pulsado, es una de las futuras líneas de trabajo por parte del grupo de trabajo.

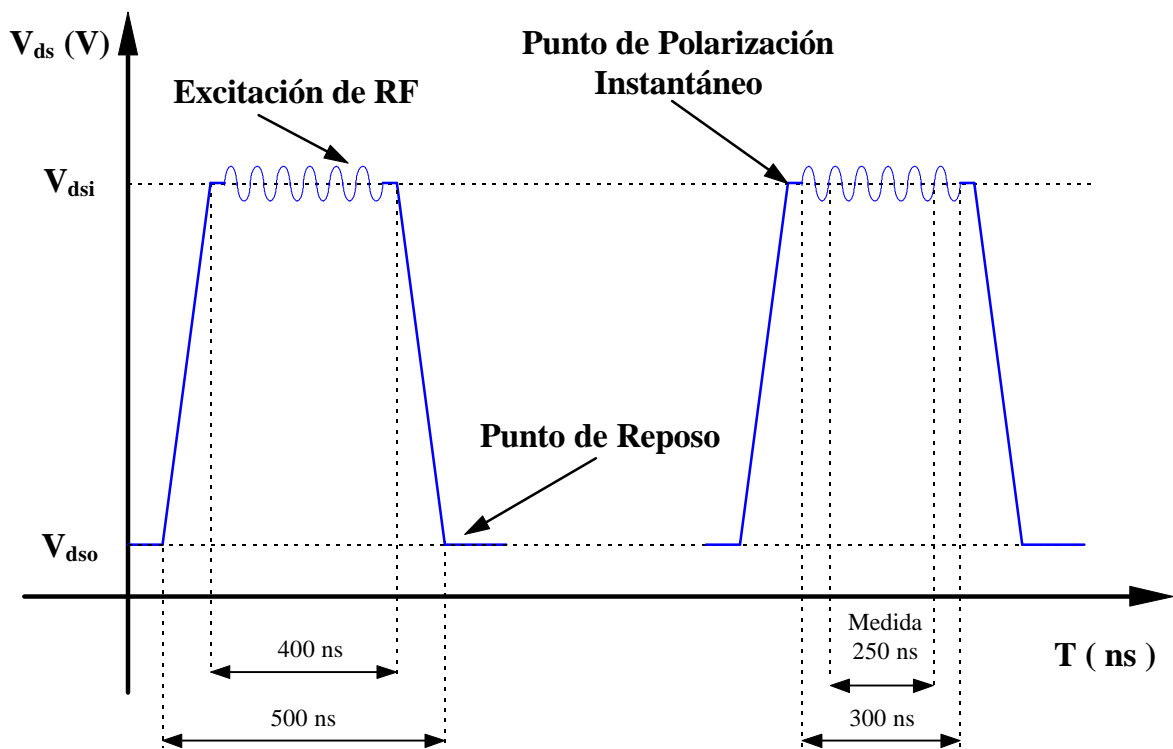


Figura 2.52 Principio de las medidas de Parámetros de Scattering Pulsados.

#### 2.4.6 Medidas de Dispersión en baja frecuencia

La medida de la variación frecuencial de la conductancia de salida  $G_{ds}$  y la transconductancia  $g_m$  introducidos en el capítulo anterior como efectos de segundo orden, se puede efectuar con una configuración automatizada como la mostrada en la figura 2.53.

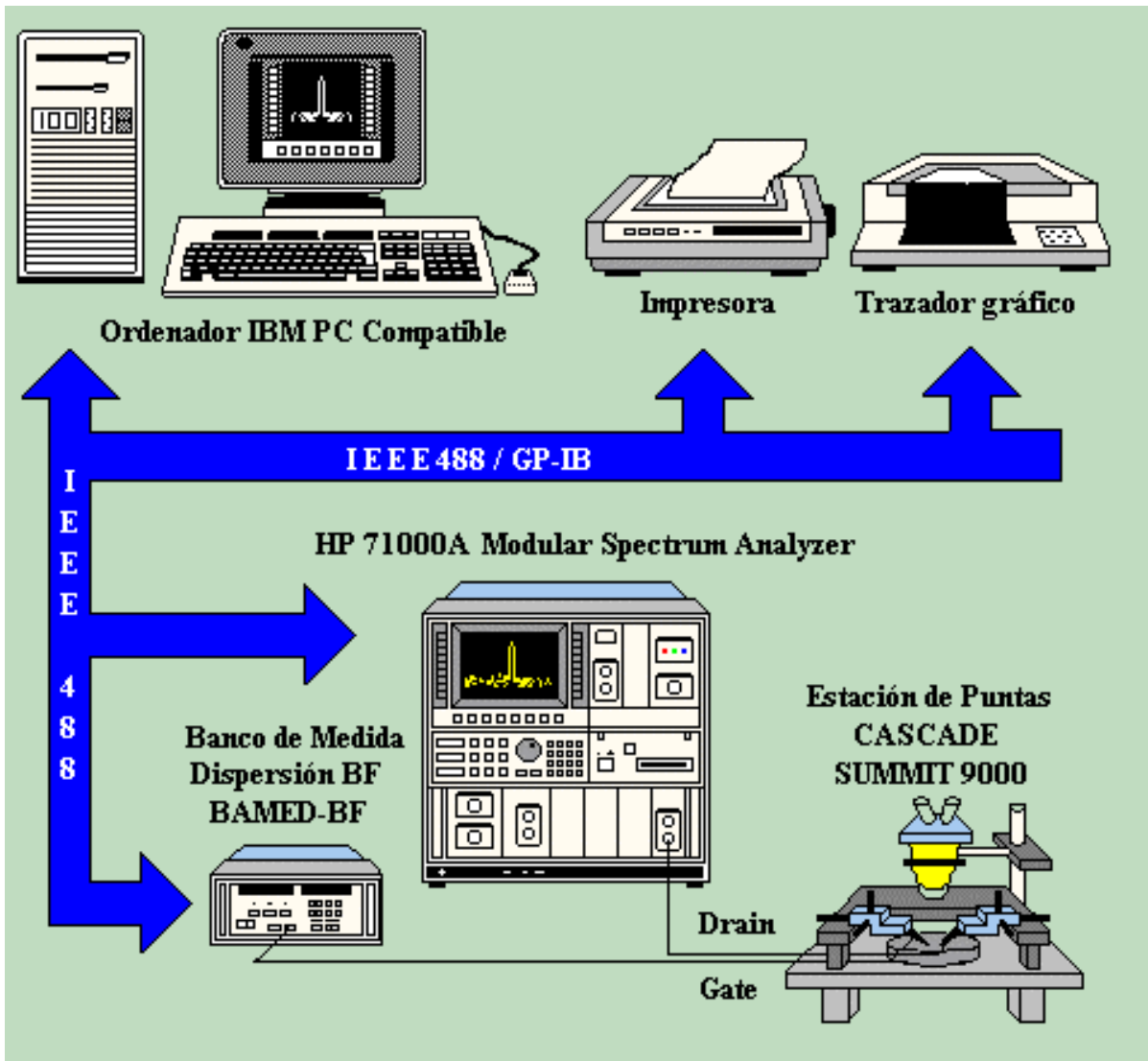


Figura 2.53 Diagrama de bloques del sistema automatizado de medida de dispersión en baja frecuencia desarrollado.

Una precaución adicional a tener en cuenta cuando se realizan medidas de dispersión en baja frecuencia es la utilización de polarizadores o “Bias-Tee” para evitar oscilaciones indeseadas del dispositivo. Para monitorizar los resultados se ha optado por utilizar un analizador de espectros modular de gran espectro frecuencial, ya que con este sistema de medida se pueden efectuar medidas en el dominio de la frecuencia desde pocos KHz hasta 26 GHz. Aunque no es necesario utilizar un analizador de espectros de características tan avanzadas para visualizar los resultados de las medidas a estas frecuencias, se ha incorporado el analizador de espectros modular HP71000A, por utilizarse en otro tipo de medidas de

caracterización de dispositivos MESFET/HEMT y por encontrarse disponible en nuestro laboratorio. Por otra parte, utilizando dicho analizador no se duplica ni la instrumentación ni el software de control del mismo. Para facilitar aún más la tarea de medida con el analizador de espectros, la captura de los datos del analizador de espectro se realiza desde el programa de control SANACTRL (Spectrum ANALyzer ConTRoL) desarrollado al efecto, durante esta tesis, el cual es operativo bajo entorno Windows™.

La ventaja primordial que presenta el uso de los analizadores de espectros modulares, frente a los analizadores de espectros convencionales, es la capacidad de aceptar distintas configuraciones en función de las necesidades del usuario. En nuestro caso, de todas las configuraciones posibles de los analizadores de espectro de la serie 70000 de la firma Hewlett Packard se ha utilizado la configuración HP71210C, dicha configuración se compone de los siguientes elementos:

- Unidad Central HP70001A.
- Oscilador Local HP70900B.
- Secciones de frecuencia intermedia HP70902A y HP70903A.
- Generador de frecuencia de referencia de precisión HP70310A.
- Display HP7004A.
- Sección de RF HP70908B.

Todos los elementos anteriores se encuentran integrados en la unidad central, la cual se encarga internamente del control del resto de los módulos que componen el analizador de espectro HP71210C, por lo que a la hora de efectuar el control de la instrumentación desde el ordenador solo será necesario un cable GP-IB que conecte la CPU de unidad central con la CPU del ordenador de control. En la figura 2.54 se muestra una fotografía del analizador de espectros modular Hewlett Packard modelo HP71210C utilizado en este tipo de medidas.

En cuanto al hardware encargado de la captura y/o del control de la instrumentación se ha optado por escoger, la tarjeta GP-IB para bus EISA modelo HP82335B de la firma Hewlett-Packard, por su excelente relación calidad/precio, y su sencilla instalación en el PC, ya





que no necesita software adicional para su funcionamiento. El analizador de espectro se conecta directamente al bus IEEE-488, mientras que los periféricos de salida, impresora y trazador gráfico pueden estar interconectados al sistema, bien directamente al bus IEEE-488, puesto que el protocolo que rige este bus es capaz de soportar hasta 14 periféricos distintos conectados a él, o bien conectados a los puertos serie y paralelo del ordenador personal, en este caso la impresora se suele conectar al puerto paralelo y el trazador gráfico o plotter al puerto serie del PC. En el primer caso es el propio software de control el encargado de enviar los datos de salida al periférico correspondiente, mientras que en el segundo caso es el propio entorno Windows<sup>™</sup> el encargado de realizar dicha tarea.

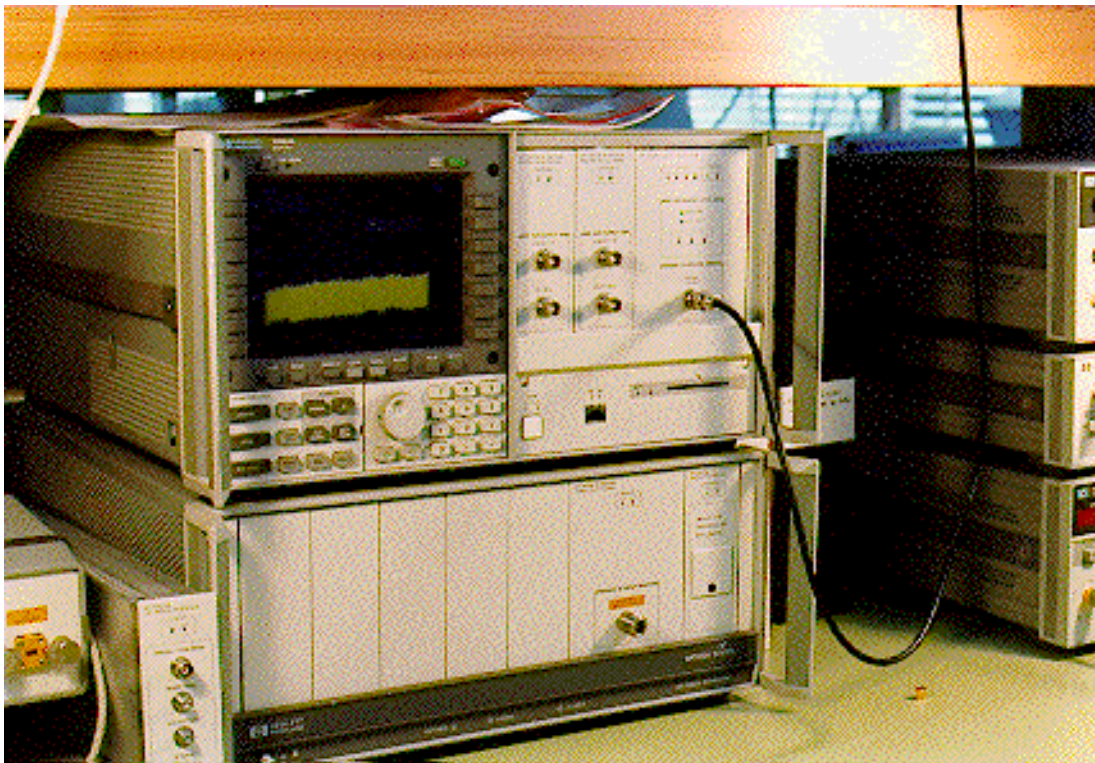


Figura 2.54 Fotografía del analizador de espectro modular programable HP71210C, utilizado para efectuar medidas en el dominio de la frecuencia.

#### **2.4.6.1 Descripción del programa SANACTRL**

El programa de control SANACTRL ha sido desarrollado como una herramienta de trabajo en la tarea de medidas que involucren la utilización del analizador de espectros. Una de

las ventajas que presenta este software de control es que ha sido desarrollado según la filosofía de entorno amigable para el usuario o user-friendly bajo el entorno Windows™ de Microsoft, con lo cual el programa en si mismo es autoexplicativo y no es necesario, la utilización de manuales adicionales para su uso. Otra novedad interesante, es su comportamiento como instrumento virtual, en otras palabras, se ha intentado respetar al máximo que el aspecto de la pantalla de trabajo sea lo más parecido posible al panel frontal del analizador de espectros, de esta manera el usuario “pulsa” las teclas del analizador sobre la pantalla del ordenador mediante el ratón con lo que el paso del control manual al control automatizado requiere muy poco tiempo y esfuerzo por parte del usuario. Además, este software permite el almacenamiento de los datos medidos en ficheros de texto tipo ASCII, que pueden ser posteriormente procesados por parte de cualquier software comercial de los numerosos existentes en el mercado. El programa posee subrutinas gráficas propias, con las que se pueden generar gráficas de tipo XY, que pueden ser exportadas a otras aplicaciones, o almacenadas en disco en formato bitmapped. La conexión física entre el ordenador y el analizador de espectro se realiza mediante el protocolo IEEE-488 (GP-IB), aunque no se descarta una utilización del puerto serie para controlar más instrumentos de medida simultáneamente. En la figura 2.55 se muestra un aspecto de la pantalla del Programa SANACTRL durante la medida de un VCO a 990 MHz.

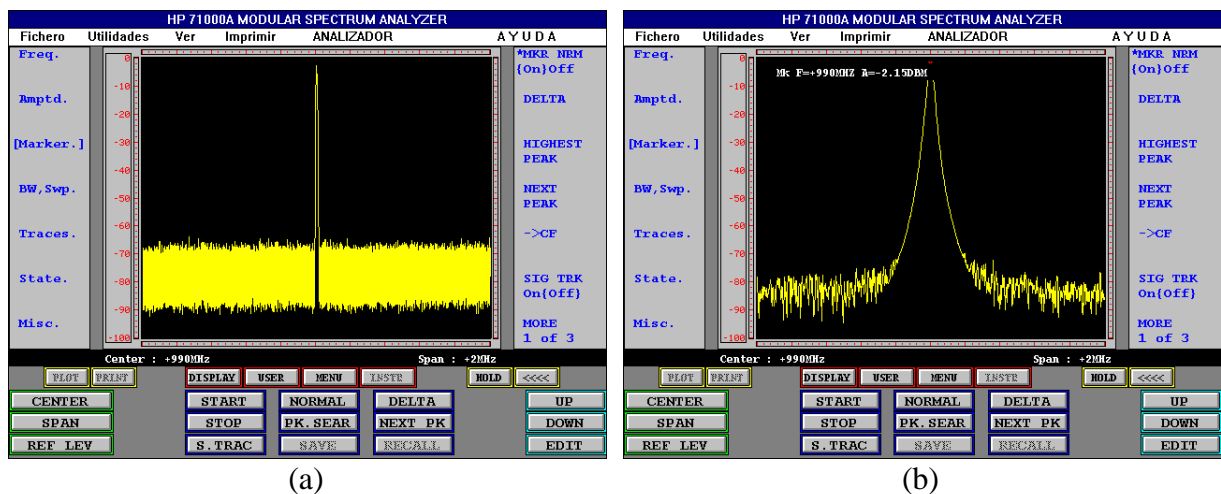


Figura 2.55 Aspecto de la pantalla del programa SANACTRL durante la medida de un oscilador a 990 Mhz.

(a) Ventana de 200 MHz. (b) Ventana de 2 MHz



El programa ha sido desarrollado en lenguaje HP-Instrument Basic for Windows™, presentando el único inconveniente de no ser compilable, por ello se está trabajando sobre una nueva versión del mismo compilada sobre Visual Basic™ que esperamos que este disponible en poco tiempo. Si a todas las ventajas del software SANACTRL mencionadas anteriormente añadimos que el programa cuenta con múltiples ventanas de ayuda que el usuario puede consultar en cualquier momento, podemos concluir que se ha creado una herramienta potente, versátil y de fácil utilización con la que se pueden realizar todo tipo de medidas en el dominio de la frecuencia hasta una frecuencia máxima de 26 GHz. La descripción detallada de los menús desenrollables o de “pull-down”, así como de otras prestaciones de SANACTRL, pueden encontrarse en [37-38]. Aunque el programa SANACTRL es un programa de propósito general, se le ha dotado de un subprograma llamado BFCTRL que controla el banco de medida de baja frecuencia que se va a presentar a continuación, con lo que las medidas de dispersión de baja frecuencia se realizan de una manera muy sencilla y totalmente automatizada por parte del mismo. Dicho subprograma BFCTRL puede utilizarse en modo autónomo, si no se desea utilizar el analizador de espectros para monitorizar las posibles oscilaciones.

#### **2.4.6.2 Descripción del banco de medida de baja frecuencia**

Dada la enorme variación que sufre la impedancia de salida de los dispositivos MESFET y HEMT con la frecuencia, como se ha visto en el capítulo anterior cuando se han tratado los efectos de segundo orden, el modelador debe conocer con la mayor exactitud posible dicha variación, para poder plasmar estos efectos en el modelo no lineal.

Cuando se efectúan medidas de dispersión de baja frecuencia, generalmente se utilizan, generadores comerciales de baja frecuencia, cuyo rango de oscilación puede variar desde DC a cientos de KHz ó MHz, con amplitudes de la onda senoidal típicamente comprendidas entre 50 y 250 mV, para no saturar el dispositivo. Por otro lado, es necesario el uso de un dispositivo que permita efectuar la medida de impedancias a frecuencias comprendidas desde pocos Hz hasta cientos de KHz, y que además permitan superponer un nivel de DC necesario para polarizar el transistor. Como, desafortunadamente, dentro de este rango de frecuencias no existen analizadores de redes, que permitan introducir el nivel de DC necesario, ni polarizadores que realicen la misma función, ha surgido la necesidad de crear nuestra propia



herramienta de trabajo, para poder efectuar este tipo de medidas. Dicha herramienta es el Banco Automatizado de Medida de Baja Frecuencia denominado BAMED-BF [35-36], cuyo panel frontal se muestra en la figura 2.56. El sistema completo se gestiona desde un ordenador externo por medio del subprograma de control denominado BFCTRL, al cual ya se ha hecho referencia anteriormente.

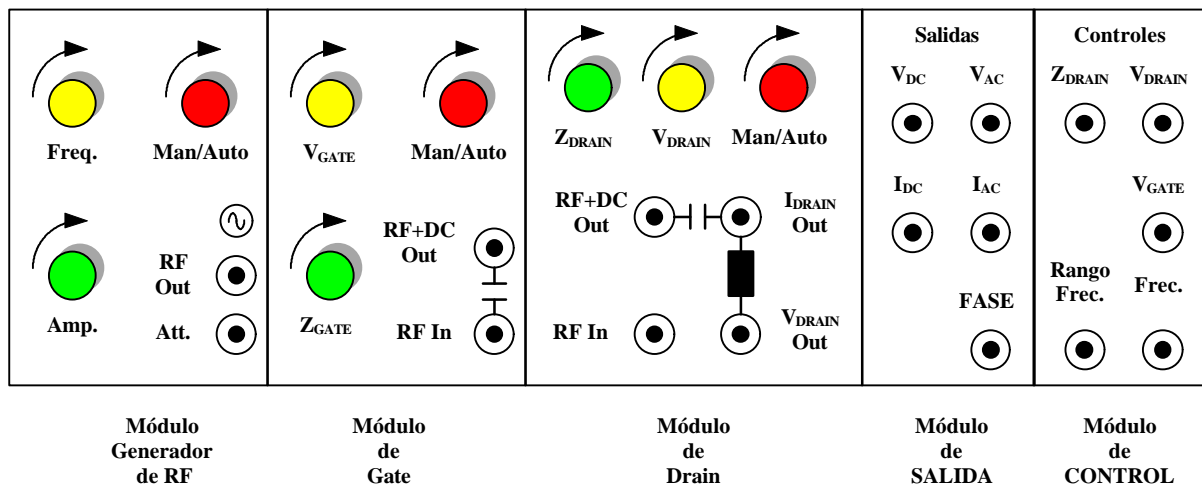


Figura 2.56 Aspecto del panel frontal del banco de medida de baja frecuencia BAMED-BF.

El instrumento de medida BAMED-BF es un sistema modular formado por los siguientes componentes:

- Módulo Generador de RF.
- Módulo de Gate.
- Módulo de Drain.
- Módulo de Medida.
- Módulo de Control.

El módulo de Generador de RF es una alternativa a la utilización de generadores comerciales de radiofrecuencia, el ancho de banda frecuencial de este módulo generador de RF está comprendido entre los 20 Hz y los 102 KHz, encontrándose dividido en dos rangos: uno bajo de 20 Hz a 1.7 KHz y otro alto 1.6 KHz a 102 KHz para conseguir una mayor sensibilidad frecuencial a la hora de efectuar la sintonización de la frecuencia deseada.. Por otra

parte, la amplitud de la onda senoidal puede ser variada desde 0 V hasta 1.5 V en dos rangos: el rango bajo varía de 0 a 300 mV, mientras que el rango alto varía entre 300 mV y 1.5 V. La impedancia de salida del módulo generador de RF es de 50  $\Omega$ . El módulo puede ser operado de forma manual o en forma remota desde el programa de control BFCTRL, por medio de un interruptor MANUAL/REMOTE integrado en el mismo.

El módulo de Gate se compone de una fuente de alimentación de DC con un rango que oscila entre +1 y -9 V. Este módulo incorpora, además, una entrada de RF, utilizada para introducir una señal de radiofrecuencia que puede ser tanto la del módulo generador comentado anteriormente como la de otro generador de RF comercial. Por el conector de salida se obtiene la señal de DC + RF necesaria para polarizar y excitar el acceso de Gate del transistor. Para proteger la fuente de DC de la señal de RF existe un condensador de desacoplo encargado de ello, por otro lado el módulo de Gate contiene una resistencia conmutable en su interior de forma que cuando se polariza el transistor la fuente de DC presenta una impedancia de 50  $\Omega$  para que no se produzcan oscilaciones indeseadas a la hora de la medida, mientras que cuando se conecta el generador de RF la impedancia presentada es de 5 K $\Omega$  de modo que el camino hacia la fuente de continua presente una impedancia lo suficientemente alta a la señal de alterna y ésta no puede dañar la fuente de DC.

El módulo de Drain se compone de una fuente de alimentación de DC con un rango que oscila entre 0 y +9 V, siendo capaz de suministrar una corriente de 400 mA este módulo incorpora además una entrada de RF, al igual que en el módulo anterior. Por el conector de salida se obtiene la señal de DC + RF necesaria para polarizar y excitar el acceso de Drain del transistor. Este módulo cuenta con los mismos medios de protección que los comentados para el módulo de Gate, además de poseer dos salidas auxiliares que permiten monitorizar en todo momento la tensión e intensidad de RF que se aplica al terminal de Drain del transistor.

El módulo de salida se compone de cinco conectores de salida que ofrecen los distintos valores de DC variables entre 0 y 10 V, que son proporcionales a los distintos parámetros que se pueden medir con el banco. Cada uno de estos valores es capturado por un convertidor A/D, en concreto el modelo HP59591B ó mediante multímetros digitales como el HP3421A,



los cuales trasladan la información al bus IEEE-488 y de éste pasa al ordenador de control, de una manera análoga a como se efectúa la lectura de datos en las fuentes de DC que se han diseñado para medir las resistencias de acceso y la unión Schottky, como ya se ha visto en secciones anteriores. Estos valores se pueden visualizar en la tabla de equivalencias 2.10.

<b>Tabla de Equivalencia Tensión-Parámetro a medir</b>		
<b>Párametro</b>	<b>Tensión de Salida</b>	<b>Rangos</b>
$V_{dsDC}$	$V_{dsDC}$	0 a 9 V
$I_{dsDC}$	$V(I_{dsDC})=R \cdot I_{dsDC}$	Como $R= 25 \Omega$ entonces: 0 V $\Leftrightarrow$ 0 mA 10 V $\Leftrightarrow$ 400 mA
Fase	$V(\Phi)$	0 V $\Leftrightarrow$ -90° 10 V $\Leftrightarrow$ +90°
$V_{dsAC}$	$V(V_{dsAC})$	0 V $\Leftrightarrow$ 10 mV 10 V $\Leftrightarrow$ 300 mV
$I_{dsAC}$	$V(I_{dsAC}) = R_{LOAD} \cdot I_{dsAC}$	Si $R_{LOAD}= 50 \Omega$ entonces: 0 V $\Leftrightarrow$ 0 mA 10 V $\Leftrightarrow$ 0.2 mA  Si $R_{LOAD}= 480 \Omega$ entonces: 0 V $\Leftrightarrow$ 0 mA 10 V $\Leftrightarrow$ 0.2 mA

Tabla 2.10 Tabla de equivalencias Tensión-Valor del parámetro a medir del módulo de salida.

El módulo de control, es el encargado de gestionar la operación en modo remoto del banco de medida BAMED-BF mediante el software BFCTRL. El control de la polarización del transistor se efectúa fijando tensiones de control comprendidas entre 0 y 10 V en los terminales  $V_{gcontrol}$  y  $V_{dcontrol}$  respectivamente mediante sendos convertidores D/A modelo HP59501B. Para efectuar el control de rango de frecuencia si se utiliza como generador el módulo generador de RF, se utiliza un conmutador que opera sobre el conector de control, de forma que si existe cortocircuito el rango operativo es el rango bajo, mientras que si existe un circuito abierto se selecciona el rango alto. El control sobre la amplitud de la señal de RF se efectúa mediante un atenuador variable con un margen dinámico de 60 dB controlado mediante tensiones comprendidas entre 0 y 10 V. Por último el control sobre la impedancia presentada por la fuente de DC en el terminal de Drain se efectúa mediante un relé que conmuta la impedancia entre 50 y 480  $\Omega$ . En la tabla 2.11 se presentan las especificaciones de este banco de medida de baja frecuencia BAMED-BF.



<b>Características del Banco de medida de baja frecuencia BAMED-BF</b>				
<b>Cambio de Impedancia canales d Drain y Gate: Conmutador electrónico.</b>				
<b>Tipo de Operación: Manual o Remota según posición conmutador panel frontal.</b>				
<b>Generador de RF</b>			<b>Fuente de DC</b>	
<b>Generador de RF de doble canal</b>			<b>Fuente de Tensión Doble</b>	
<b>Canal</b>	<b>Rango Bajo</b>	<b>Rango Alto</b>	<b>Canal</b>	<b>Rangos</b>
Frecuencia	20 a 1700 Hz	1.6 a 102 KHz	Gate	-9 a +1 V $I_{gmax} = 100$ mA
Ampliud Gate	0 a 300 mV eff.	0 a 1.5 V eff.	Drain	0 a +9 V $I_{dmax} = 400$ mA
<b>Precisión</b>			<b>Precisión</b>	
<b>Canal</b>	<b>Rango Bajo</b>	<b>Rango Alto</b>	<b>Canal</b>	<b>Rangos</b>
Frecuencia Gate	0.168 Hz / mV	10.140 Hz / mV	Gate	1mV / mV
Ampliud Gate	30 mV / V	0.15 V / V	Drain	0.9 mV / mV

Tabla 2.11 Especificaciones técnicas del banco de medida en baja frecuencia BAMED-BF.

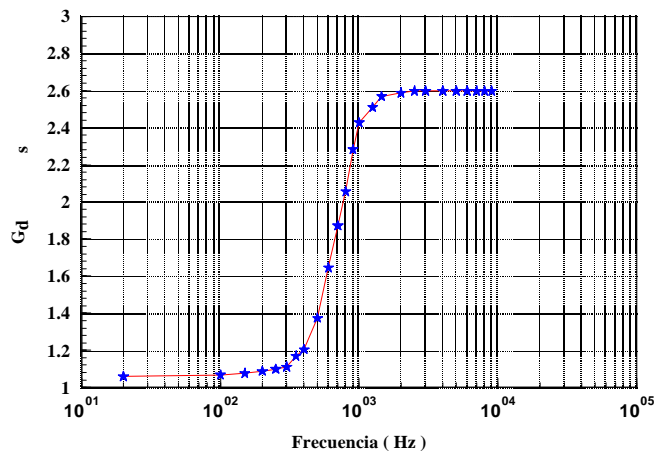
Para medir la conductancia de salida de un transistor MESFET o HEMT utilizando el banco de medida de baja frecuencia BAMED-RF se procede a conectar el módulo de Gate a la Gate del transistor y el módulo de Drain al terminal de Drain del transistor para polarizar el mismo en el punto deseado, seguidamente se conecta el generador de RF a la entrada marcada como “RF in” del módulo de Drain con lo que se inyecta radiofrecuencia al terminal de Drain del dispositivo. En este momento se procede a efectuar la lectura de la tensión e intensidad de alterna en el terminal de Drain. Mediante el software de control se calcula el desfase entre ambas, la impedancia de salida del transistor y la conductancia de salida  $G_{ds}$  del mismo.

Utilizando la técnica que se acaba de comentar se obtiene la típica gráfica de variación de la conductancia de salida con la frecuencia mostrada en la figura 2.57 (a) para un transistor NEC 72084 en el punto de polarización  $V_{gs} = -0.5$  V  $V_{ds} = 4$  V.

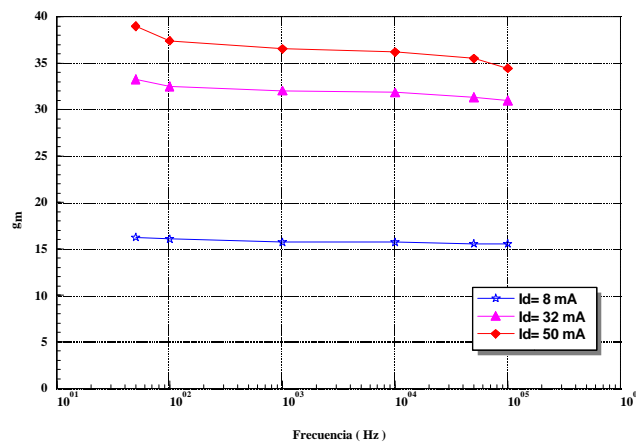
Para medir la transconductancia de un transistor MESFET o HEMT utilizando el banco de medida de baja frecuencia BAMED-RF se procede a conectar el módulo de Gate al terminal de Gate del transistor y el módulo de Drain al terminal de Drain del transistor para polarizar el mismo en el punto deseado, seguidamente se conecta el generador de RF a la entrada marcada como “RF in” del módulo de Gate con lo que se inyecta radiofrecuencia al terminal de Gate del dispositivo. En este momento se procede a efectuar la lectura de la tensión e intensidad de



alterna en el terminal de Drain , así como de la tensión de AC de Gate. Utilizando el software de control se calcula el desfase entre la tensión de Gate y la intensidad de Drain, procediendo a calcular posteriormente el valor de  $g_m$ . En la figura 2.57 (b) se muestra la variación de la  $g_m$  con la frecuencia para el transistor comercial NEC NE72084, obtenida a tres puntos de polarización.



(a)



(b)

Figura 2.57 Resultados de las medidas de dispersión baja frecuencia para el transistor comercial encapsulado NEC72084.

- (a) Variación de la conductancia de salida  $G_{ds}$ .
- (b) Variación de la transconductancia  $g_m$ .

## 2.5 MEDIDAS EN RF GRAN SEÑAL

Las medidas de gran señal son una herramienta indispensable para el modelador de dispositivos MESFET/HEMT ya sea a la hora de obtener el modelo de gran señal ya sea a la hora de tener que validar el mismo. Dentro de este tipo de medidas cabe destacar las siguientes: las medidas “Load-Pull”, las medidas de parámetros de Scattering en régimen de gran señal, las medidas de contenido en armónicos multitono y las medidas potencia de entrada, potencia de salida, también denominadas  $P_{in}/P_{out}$ .

### 2.5.1 Medidas de Load-Pull

Las medidas de Load-Pull, o de “carga y tira” suelen ser la técnica más empleada a la hora de efectuar la caracterización en régimen de gran señal de dispositivos MESFET y HEMT de microondas, además de servir para validar el comportamiento de modelos circuitales no lineales de los mismos. Aunque presenta desventajas, como son su complicación en el diseño y un ancho de banda en la medida menor que el presentado por las medidas de parámetros de Scattering. Este tipo de medida son comúnmente utilizadas para determinar el comportamiento de transistores ó incluso de amplificadores ya diseñados, permitiendo calcular figuras de mérito como  $P_{in}/P_{out}$ , la máxima potencia añadida  $P_{add}$ , etc. Un circuito equivalente muy simplificado de la medida Load-Pull se muestra en la figura 2.58.

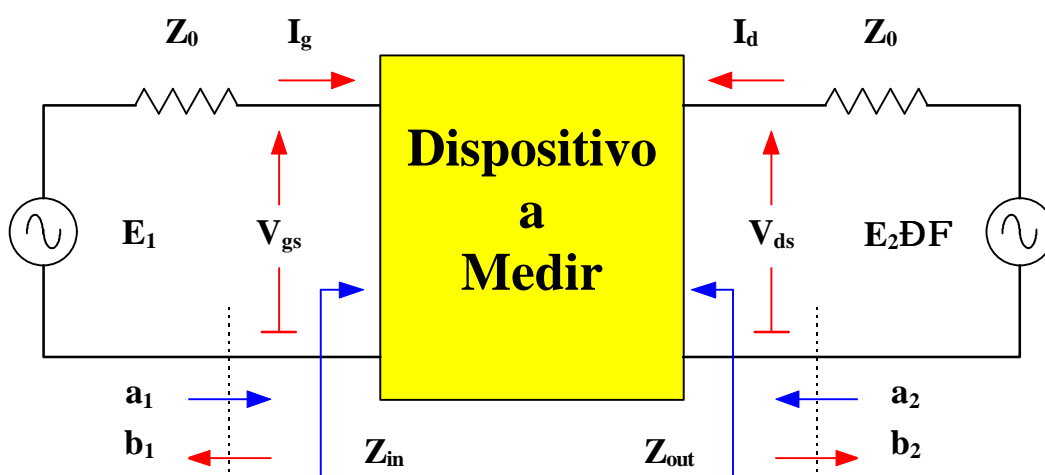


Figura 2.58 Circuito equivalente de un banco de medida Load-Pull.

Por definición, las ecuaciones verificadas por el circuito son:

$$\begin{aligned} \Gamma_1 = S_{11} &= \frac{b_1}{a_1} \Bigg|_{a_2=0} \quad \text{Donde } a_1 = \frac{V_{gs} + Z_0 \cdot I_g}{2 \cdot \sqrt{Z_0}} \text{ y } b_1 = \frac{V_{gs} - Z_0 \cdot I_g}{2 \cdot \sqrt{Z_0}} \\ \Gamma_2 = S_{22} &= \frac{b_2}{a_2} \Bigg|_{a_1=0} \quad \text{Donde } a_2 = \frac{V_{ds} + Z_0 \cdot I_d}{2 \cdot \sqrt{Z_0}} \text{ y } b_2 = \frac{V_{ds} - Z_0 \cdot I_d}{2 \cdot \sqrt{Z_0}} \end{aligned} \quad (2.44)$$

Suponiendo que se aplican valores eficaces de la tensión  $E_1$ , las relaciones de potencia en la puerta 1 resultan:

$$\begin{aligned} P_{in} &= |a_1|^2 = \frac{|E_1|^2}{8 \cdot Z_0} \\ P_{ref} &= |b_1|^2 = |\Gamma_1|^2 \cdot |a_1|^2 \\ P_{diss} &= P_{in} - P_{ref} = |a_1|^2 - |b_1|^2 = |a_1|^2 \cdot (1 - |\Gamma_1|^2) = \frac{\text{Re}[V_{gs} \cdot I_g^*]}{2} \end{aligned} \quad (2.45)$$

donde  $P_{in}$  representa la potencia incidente,  $P_{ref}$  la potencia reflejada y  $P_{diss}$  la potencia disipada, todas ellas referidas a la puerta 1. Para la puerta 2 se tiene que:

$$P_{out} = |b_2|^2 = |\Gamma_2|^2 \cdot |a_2|^2 = |\Gamma_2|^2 \cdot \frac{|E_2|^2}{8 \cdot Z_0} \quad (2.46)$$

donde  $P_{out}$  es la potencia de salida.

La forma de operar de un banco de Load-Pull es la siguiente: dada una potencia incidente  $P_{in}$  en la puerta 1 se fija una potencia  $|a_2|^2$  en la puerta 2, si se varía progresivamente el desfase  $\Phi$  para cada valor de potencia en la puerta 2, es posible trazar círculos sobre  $\Phi$  para cada valor de potencia en la puerta 2 denominados “círculos complejos de potencia”, como los mostrados en la figura 2.59. Variando los valores de las potencias en ambas puertas, así como el desfase entre ambas, se determina, por ejemplo, la máxima potencia añadida  $P_{add}$ , definida como:



$$P_{add} = P_{out} - P_{dis} = |\Gamma_2|^2 \cdot \frac{|E_2|^2}{8 \cdot Z_0} - \frac{|E_1|^2}{8 \cdot Z_0} \cdot (1 - |\Gamma_1|^2) \quad (2.47)$$

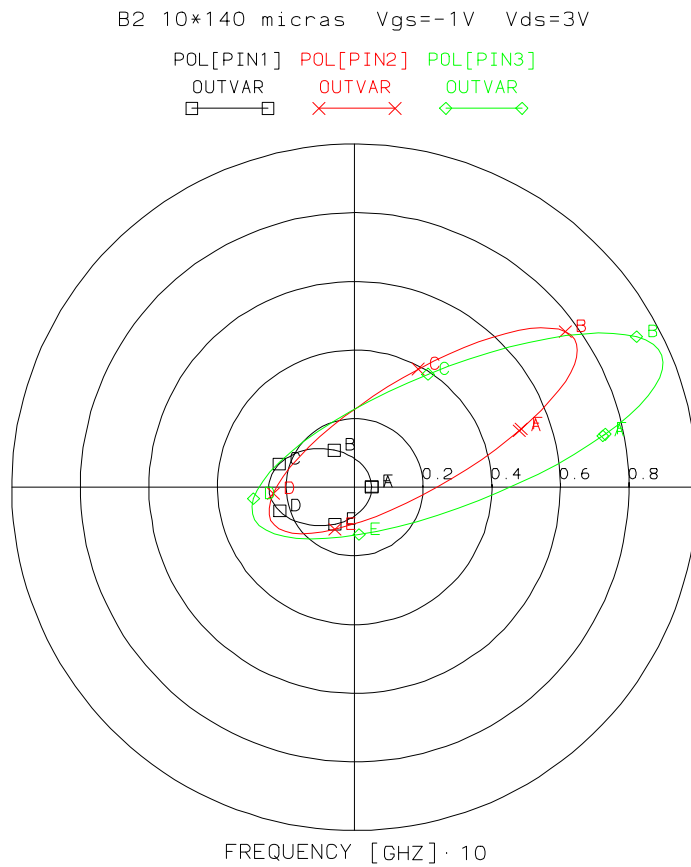


Figura 2.59 Simulación de los círculos de potencia compleja de un banco de Load-Pull para el transistor GEC-MARCONI F20 Bath-tub de 10\*140  $\mu\text{m}$  a 10 GHz para tres niveles distintos de potencia de entrada, la proyección del punto de máxima excursión sobre el eje real proporciona el valor de la  $P_{add}$ .

A partir de la expresión (2.47) se puede definir la eficiencia de la potencia añadida, comúnmente denotada por PAE como:

$$PAE = \frac{\text{Potencia Añ adida}}{\text{Potencia de DC}} = \frac{P_{add}}{P_{DC}} = \frac{P_{out} - P_{dis}}{V_{ds} \cdot I_d} \quad (2.48)$$

$$PAE(\%) = \frac{P_{add}}{P_{DC}} \cdot 100$$



Puesto que  $E_1$ ,  $E_2$ ,  $\Phi$  son cantidades controlables externamente y además se conocen los valores de  $\Gamma_1$  y  $\Gamma_2$ . Es sencillo proceder a calcular las impedancias de entrada y salida del dispositivo, así como los valores de las corrientes y tensiones en los terminales. Sumando por un lado  $a_1$  y  $b_1$  de (2.46), se tiene:

$$V_{gs} = \sqrt{Z_0} \cdot (a_1 + b_1) \quad (2.49)$$

Restando  $b_1$  de  $a_1$  en (2.44) se llega a:

$$I_g = \sqrt{Z_0} \cdot (a_1 - b_1) \quad (2.50)$$

Sumando  $a_2$  y  $b_2$  de (2.44), se tiene:

$$V_{ds} = \sqrt{Z_0} \cdot (a_2 + b_2) \quad (2.51)$$

Restando  $b_2$  de  $a_2$  en (2.44) se llega a:

$$I_d = \sqrt{Z_0} \cdot (a_2 - b_2) \quad (2.52)$$

A partir de las expresiones anteriores, se tiene:

$$Z_{in} = \frac{V_{gs}}{I_g} = \frac{a_1 + b_1}{a_1 - b_1} \quad (2.53)$$

$$Z_{out} = \frac{V_{ds}}{I_d} = \frac{a_2 + b_2}{a_2 - b_2} \quad (2.54)$$

Las medidas Load-Pull sitúan el dispositivo a medir dentro de una circuitería que permite efectuar una sintonía en la impedancia con la que se carga el dispositivo (por las razones que se acaban de mostrar), bien sea en la puerta de Gate o en la puerta de Drain. El sistema de medida ha de permitir la monitorización simultánea de la impedancia que ha sido sintonizada y la respuesta del dispositivo, bajo dichas condiciones de carga. El lugar

geométrico de las impedancias obtenido para un valor constante del parámetro considerado, (potencia de salida, potencia añadida, impedancia de salida, etc.), se dibuja en la Carta de Smith en forma de contornos cerrados. Los contornos de Load-Pull se determinan a cada frecuencia, es por ello que para efectuar una caracterización de banda ancha, se deben efectuar medidas de Load-Pull a varias frecuencias dentro de la banda de interés. Una dificultad adicional a este tipo de medidas es que las impedancias presentadas al dispositivo a todas las frecuencias afectan al comportamiento del parámetro considerado constante durante la medida de Load-Pull.

Aunque la medida de Load-Pull ha sido utilizada durante bastantes años [39-42], ante la carencia de sistemas de medida Load-Pull comerciales en el mercado, el equipo de medida generalmente es diseñado por el propio usuario y posee un alto coste. Además existen distintas variaciones de estos sistemas de medida, pudiéndose clasificar en dos grandes grupos: los sistemas de medida Load-Pull de carga pasiva o tradicionales y los sistemas de medida Load-Pull de carga activa. En ambos sistemas se debe utilizar para la medida un analizador de redes que posea un Test-Set de cuatro accesos, lo cual encarece notablemente el costo del equipo.

Inicialmente, los sistemas de Load-Pull de carga pasiva han utilizado ajustes mecánicos, para efectuar la sintonía de la impedancia de carga y por tanto son muy difíciles de automatizar. Actualmente, mediante el uso de técnicas de sintonía electrónica pueden ser automatizados. Las técnicas más utilizadas para realizar la sintonía mecánica tradicional son: sintonizadores deslizantes por tornillo “slide-screw tuners” [39], sintonizadores dieléctricos en línea de aire “dielectric slug tuned air lines” [40] y sintonizadores microstrip “microstrip tuning” [41]. La figura 2.60 ilustra una configuración Load-Pull de carga pasiva. Se suministra una señal de gran amplitud procedente de un amplificador por tubo de ondas progresivas (TWT). El sintonizador de entrada se utiliza para optimizar la impedancia de entrada, de forma que se asegure la máxima transferencia de potencia al dispositivo a medir, el sintonizador de salida es el que se utiliza para variar la impedancia de carga. El comportamiento en ganancia y en potencia, así como la impedancia vista por el dispositivo son determinadas por el analizador de redes vectorial. La polarización se introduce, bien a través del test-fixture de medida, o bien a través de polarizadores o “Bias-Tee” incorporados al sistema. La automatización de este tipo de sistemas no es tarea sencilla, ya que incluye el



control de sofisticados servomotores y motores paso a paso que efectúen la sintonía mecánica del sistema.

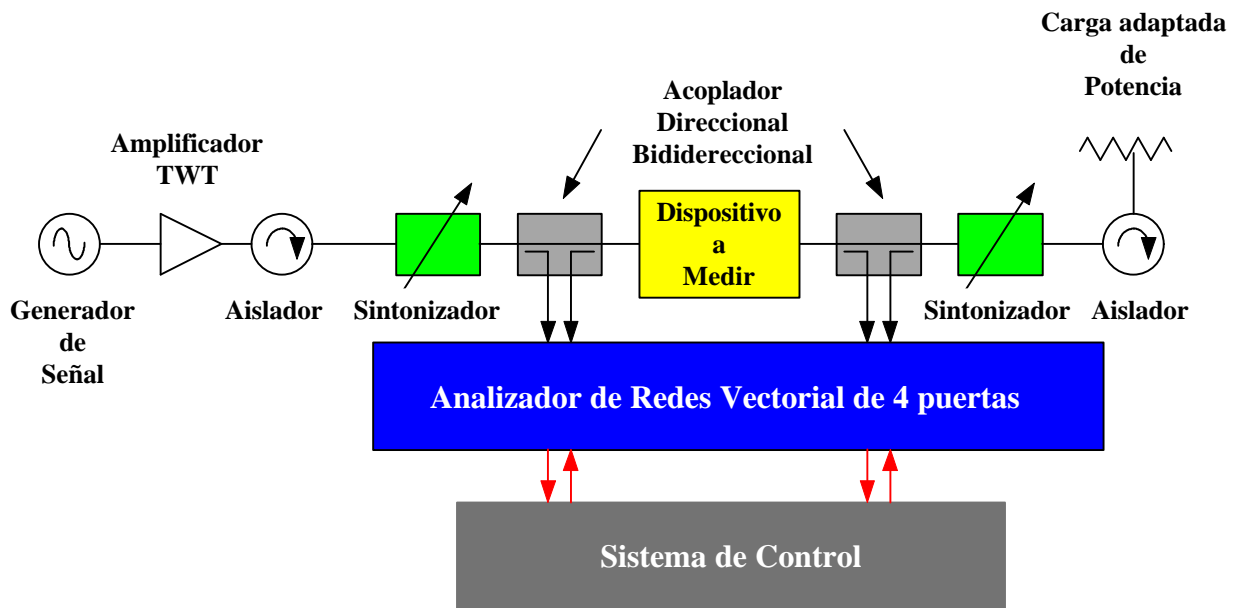


Figura 2.60 Diagrama de bloques de un sistema de medida Load-Pull de carga pasiva.

Este método tiene una serie de limitaciones relacionadas con el sintonizador de salida, debido a que no presenta la misma carga a todos los armónicos. Además, la precisión de las medidas depende de la calibración de dicho sintonizador de salida. Asimismo, este tipo de sintonizadores deben presentar un gran abanico de coeficientes de reflexión al dispositivo para que el proceso de calibración sea repetitivo y fiable (idealmente de 0 hasta 1). Otro inconveniente radica en que dichos sintonizadores son difíciles de obtener en altas frecuencias, (especialmente entre 12 y 18 GHz).

Una alternativa a estos sistemas de carga pasiva, es el sistema de Load-Pull de carga activa, este sistema aplica dos señales de RF al dispositivo. La amplitud y la fase de dichas señales son controlables por separado por el usuario, de esta manera no es necesario utilizar sintonizadores. Los sistemas de medida de Load-Pull basados en carga activa evitan la mayoría de los problemas asociados con los sistemas de Load-Pull de carga pasiva. En la figura 2.61 se muestra un esquema de una configuración de Load-Pull activo. La mayor ventaja que presenta un sistema de este tipo es que el coeficiente de reflexión de la carga no está limitado en

magnitud. Así pues, mediante un ajuste independiente de los atenuadores de entrada del sistema, se puede sintetizar virtualmente, cualquier coeficiente de reflexión en la carga. El sistema puede ser automatizado para facilitar el proceso de medida. La configuración mostrada en la figura 2.61 es simétrica y presenta la ventaja de que el dispositivo bajo test ve un sistema cargado con  $50 \Omega$  a todos los armónicos de la señal aplicada. El oscilador sintetizado genera un señal de microondas que es posteriormente amplificada por el amplificador TWT, generando pues una señal de gran amplitud que es dividida en dos señales una para cada puerta del dispositivo a medir. El nivel de potencia y la fase de las dos ondas incidentes en las puertas opuestas del transistor es controlado por dos atenuadores y un desfasador. Mediante un medidor de potencia se controla la potencia de entrada y utilizando dos acopladores direccionales bidireccionales uno para cada puerta se puede tener una muestra de la señal incidente y reflejada en el dispositivo a medir, a la entrada del analizador de redes vectorial, con unos niveles de potencia que no dañen el mismo. Los filtros paso-bajo se utilizan para eliminar las componentes armónicas no deseadas de las ondas reflejadas.

Los aisladores, se utilizan a lo largo de todo el sistema, para evitar las oscilaciones indeseadas y mantener el equilibrio del banco (calibración), durante el proceso de medida. La calibración de este tipo de Load-Pull activo, se puede realizar utilizando los estándares usuales del analizador de redes a niveles de potencia moderados. Las medidas procedentes de un banco de medida Load-Pull, pueden ser utilizadas directamente en el diseño de amplificadores de potencia, o bien utilizarse como ya se ha dicho anteriormente, en la validación de modelos de gran señal. Existen otros modelos de dispositivos de medida Load-Pull de carga activa, como los que utilizan reflectómetros de seis puertas en vez de una unidad de test de cuatro accesos tal como se muestra en [43-44]. Estos dispositivos ofrecen resultados similares a los que se obtienen con el uso de sistemas de Load-Pull activos como el que se acaba de presentar, pero poseen el inconveniente de que el proceso de calibración que utilizan es tedioso y complicado de efectuar por parte del usuario, siendo esta una de las razones de por que su uso no ha sido muy extendido por parte de la comunidad científica.



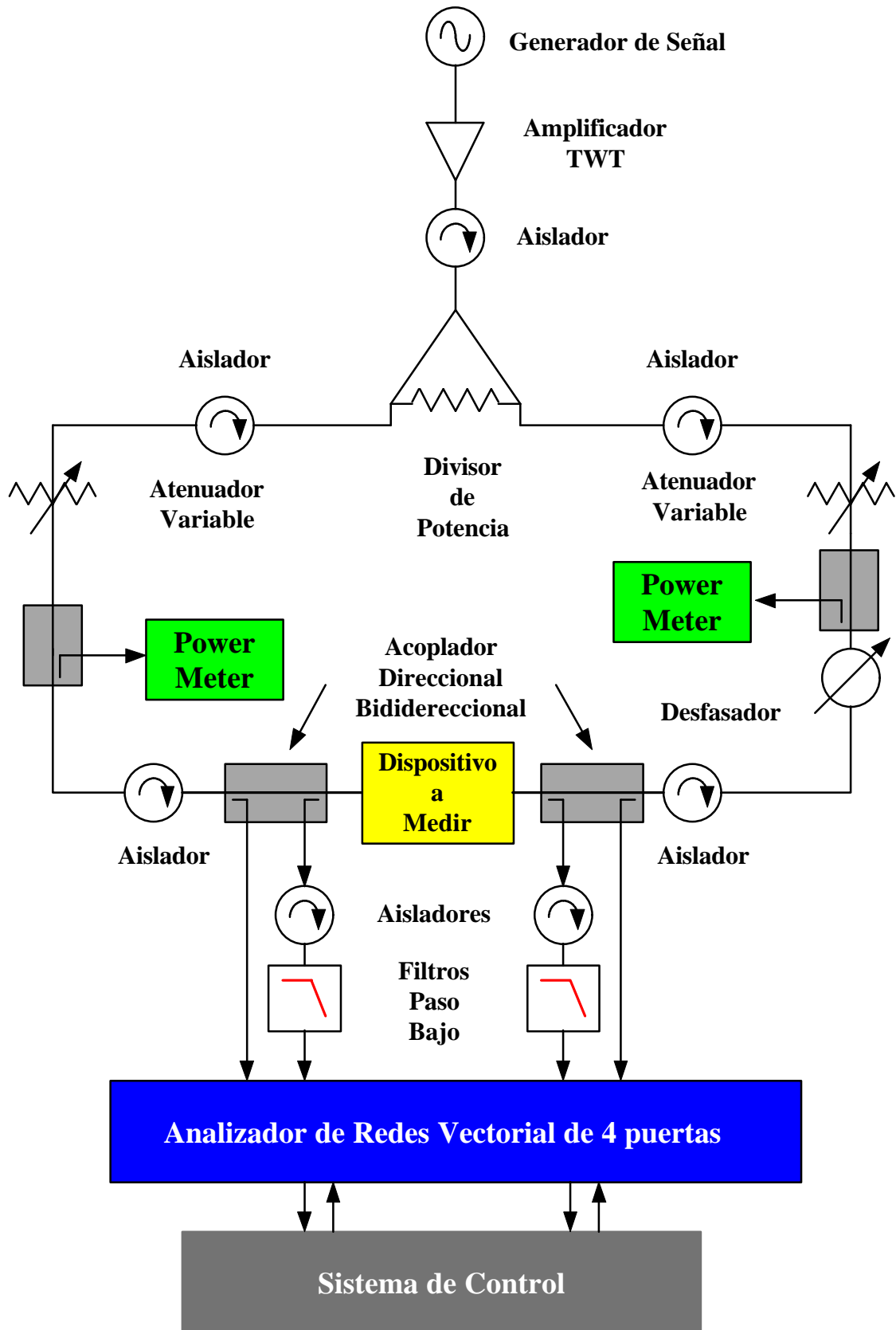
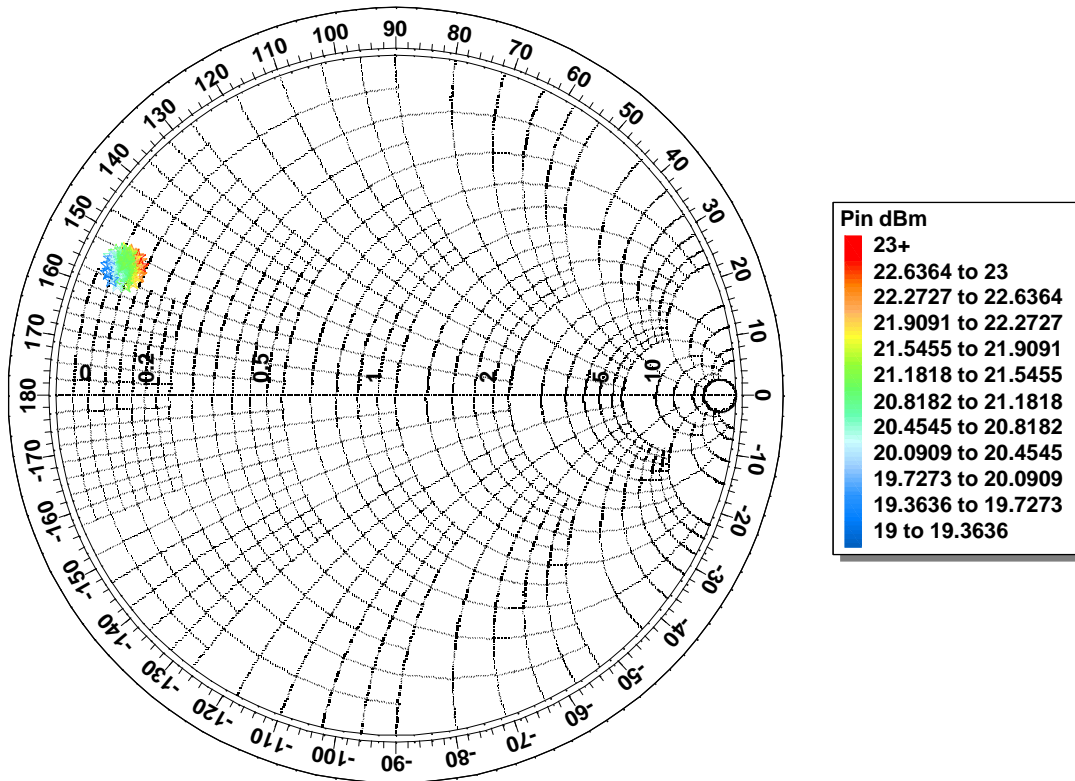
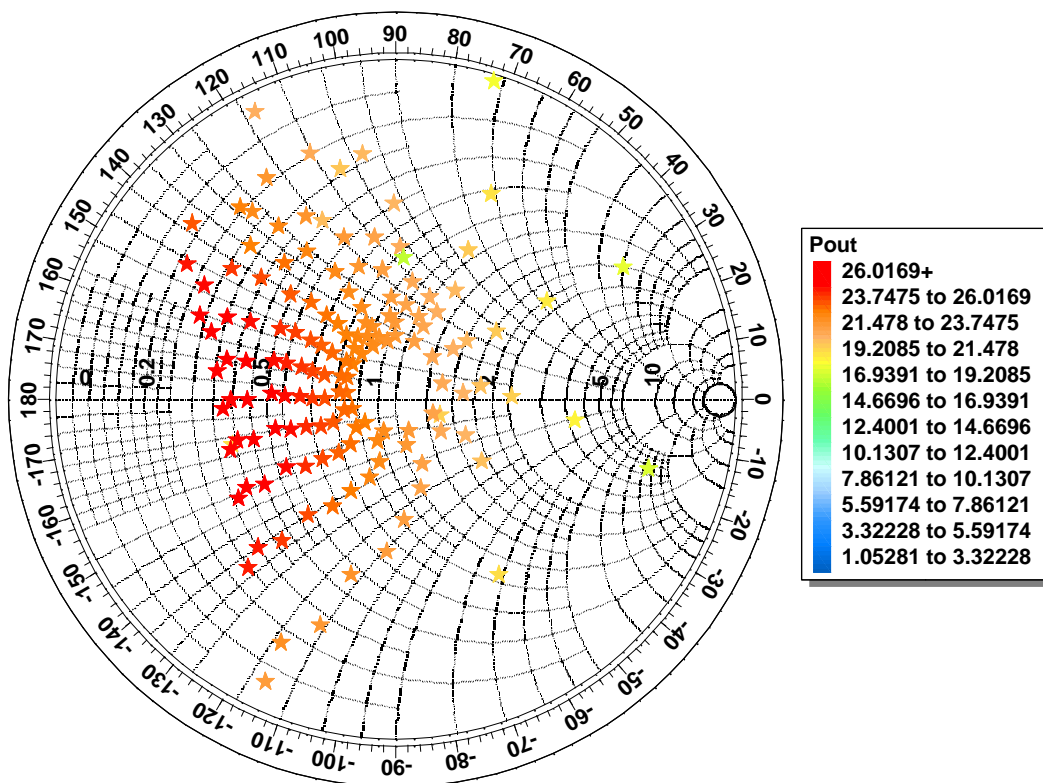


Figura 2.61 Diagrama de bloques de un sistema de medida Load-Pull Activo.

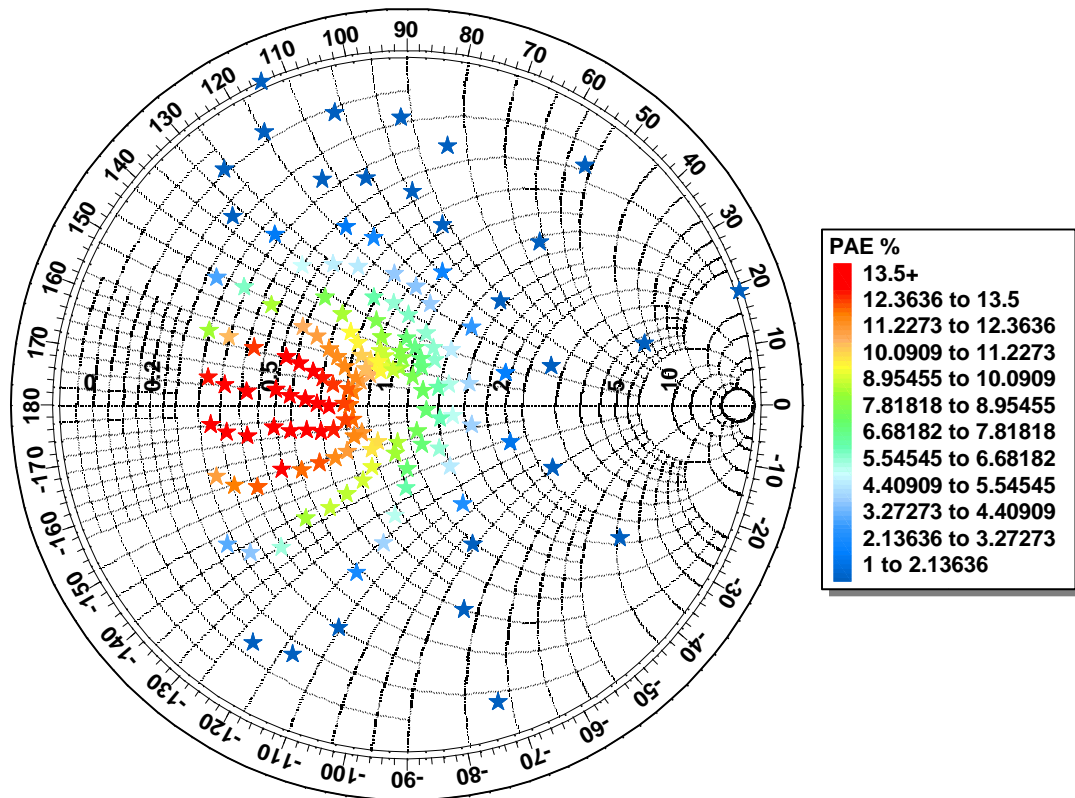


(a) Impedancia de Entrada vs. Potencia de Entrada  $P_{in}$ .



(b) Impedancia de Salida vs. potencia de Salida  $P_{out}$





(c) Impedancia de Salida vs. eficiencia de la potencia de salida (PAE).

Figura 2.62 Medidas Load-Pull para el transistor B2 GEC-MARCONI de  $10 \times 140 \mu\text{m}$ , efectuadas a la frecuencia de 14.25 GHz,  $V_{gs} = -1\text{V}$ ,  $V_{ds} = 8\text{V}$  (50% de  $I_{dss}$ ).

En las figuras 2.62 (a), 2.62 (b) y 2.62 (c) se muestran las medidas Load-Pull efectuadas a un transistor B2 GEC-MARCONI de  $10 \times 140 \mu\text{m}$  a la frecuencia de 14.25 GHz, polarizado en el punto  $V_{gs} = -1\text{V}$ ,  $V_{ds} = 8\text{V}$  correspondiente a 50% de  $I_{dss}$ . En la figura 2.61 (a) se muestra la impedancia de entrada, y mientras que en la escala cromática se ha representado la potencia incidente en el terminal de Gate  $P_{in}$ . Análogamente, en las figuras 2.61 (b) y 2.61 (c) se puede visualizar la impedancia de salida del transistor frente a la potencia de salida en el terminal de Drain  $P_{out}$  y la eficiencia de la potencia añadida PAE en %, respectivamente. Estas medidas de Load-Pull han sido realizadas dentro del proyecto europeo 6050 MANPOWER [63] utilizando un banco de Load-Pull de carga activa y han permitido validar los modelos de gran señal desarrollados por nuestro grupo de trabajo.



## **2.5.2 Medidas de Parámetros de Scattering en régimen de Gran Señal**

Otra técnica de medida muy unida a la de Load-Pull que es también utilizada en la caracterización de dispositivos en régimen de gran señal, es la medida de parámetros de Scattering en gran señal [46]. Dicha medida es similar a la medida de los parámetros de Scattering en pequeña señal, pero en este caso los niveles de potencia que se necesitan, son muy superiores. Al igual que las medidas de Load-Pull, los datos obtenidos solo son utilizables a los niveles de potencia empleados en la medida de los mismos. Para poder efectuar este tipo de medidas se necesita un analizador de redes con una unidad de test o Test-Set capaz de soportar elevados niveles de potencia, que generalmente no se encuentran en el mercado, por ello el investigador debe fabricarse su propio Test-Set en la mayoría de los casos a partir de Test-Set comerciales hábilmente modificados. Quizás esta es una de las razones de por que este tipo de medidas no han sido muy extendidas.

## **2.5.3 Medidas de potencia Pin/Pout**

La medida de potencia de entrada frente a la potencia de salida, también conocida como medida  $P_{in}/P_{out}$  aparece como una alternativa a las medidas de Load-Pull y a los parámetros de Scattering en régimen de gran señal, además de presentar las ventajas de no necesitar una instrumentación tan sofisticada y de ser mucho más simple de efectuar que las anteriores, tal como se expondrá a continuación.

Para efectuar este tipo de medida previamente se debe efectuar una calibración de las pérdidas introducidas por todo el sistema: cables, atenuadores, transiciones, etc. Una vez estimadas las pérdidas introducidas por el acceso de entrada (Gate) y por el de salida (Drain), se procede a aplicar en la entrada del dispositivo a medir una señal conocida e incrementar paulatinamente el nivel de potencia, leyendo la potencia de salida en cada caso y descontando las pérdidas introducidas por los accesos. Tanto el proceso de medida como el de descuento de las pérdidas se realiza de una manera automática mediante el software POWERCTRL que se ha desarrollado al efecto. Dicho software, en realidad es un subprograma que puede ser cargado desde el programa de propósito general SANACTRL del que ya se ha hablado anteriormente, POWERCTRL transfiere la información concerniente a las potencias de entrada



y salida al programa principal, para su procesado y posterior almacenamiento en fichero. Aunque se pueden incluir elementos de sintonía para optimizar la transferencia de potencia entrada-salida, generalmente no se hace uso de estos, debido a que en este trabajo las medidas se han efectuado “a posteriori” para validar modelos de transistores y nuevas técnicas de extracción de parámetros. La medida se suele realizar bien en test-fixture si el transistor a estudiar se trata de un componente discreto, o bien en la propia oblea “on wafer” utilizando una estación de sondas coplanares. En la figura 2.63, aparece un diagrama de bloques del sistema de medida  $P_{in}/P_{out}$  utilizado por el grupo.

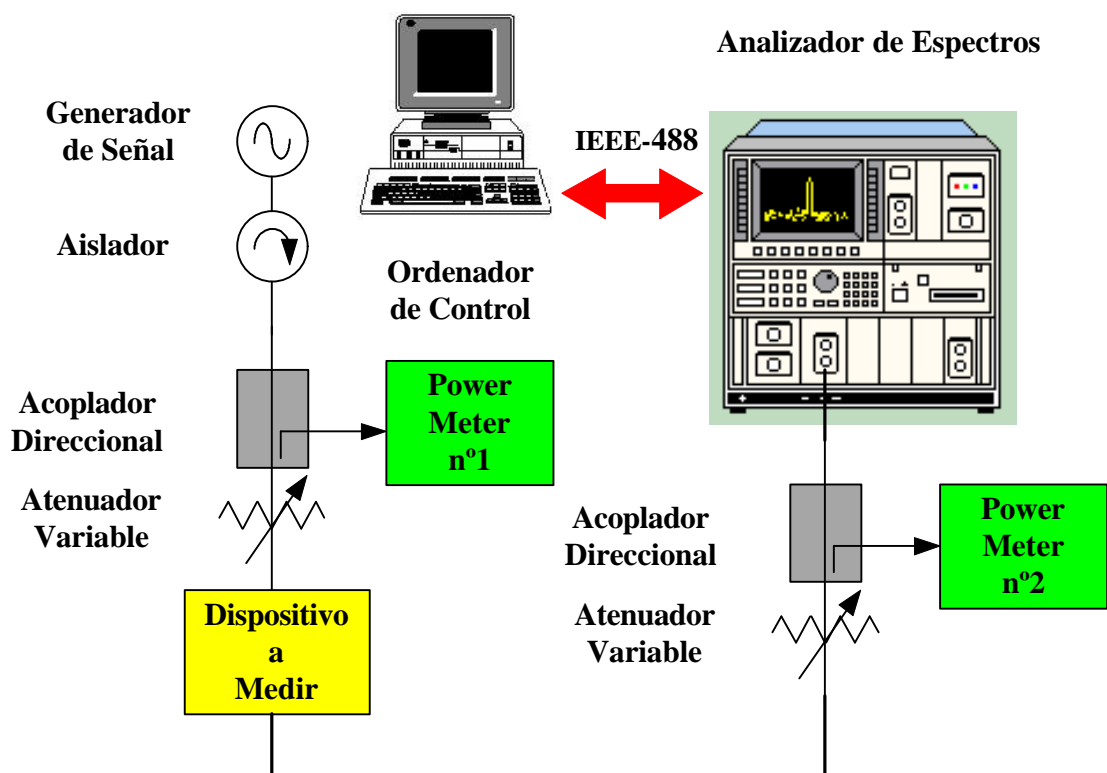


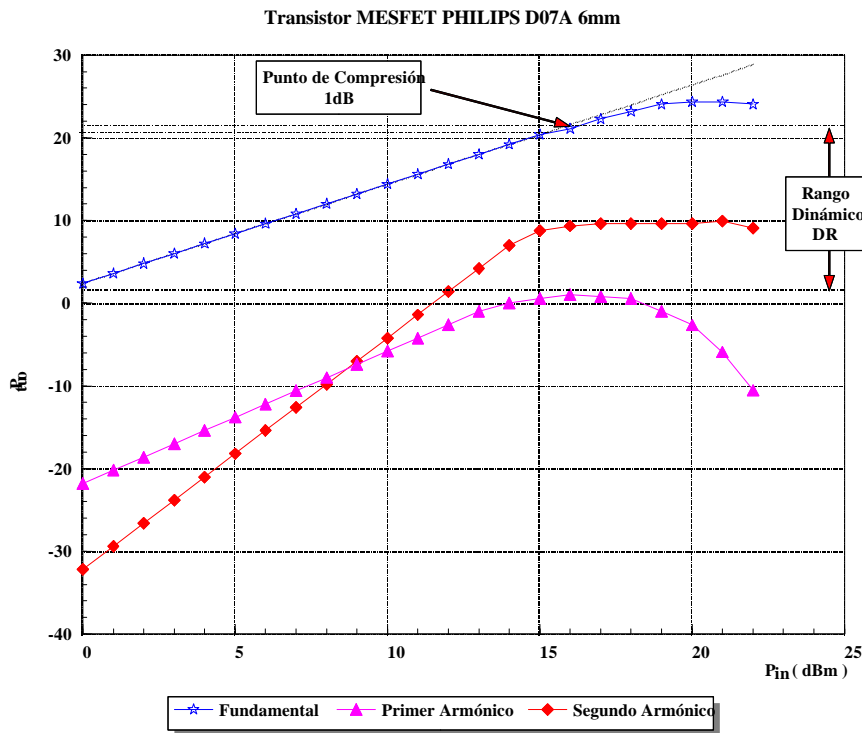
Figura 2.63 Diagrama de bloques del sistema de medida  $P_{in}/P_{out}$  desarrollado.

Puesto que el transistor MESFET o HEMT es un dispositivo netamente no lineal, cuando se introduce una señal de RF de la potencia adecuada por el acceso de Gate, el transistor responde con señales a la frecuencia fundamental, así como a los armónicos generados por el mismo. Los resultados, generalmente se presentan en un diagrama X-Y en el que la variable Y es la potencia de salida a cada componente frecuencial de la señal de salida “armónico” como una función de la potencia de entrada. En la figura 2.64 (a) se muestra la

medida  $P_{in}/P_{out}$  para un transistor PHILIPS D07A de  $20 \times 300 \mu\text{m}$  de anchura de puerta, la línea discontinua representa la ganancia en pequeña señal. Partiendo de este tipo de medida es muy sencillo calcular una de las figuras de mérito del transistor de gran importancia para el diseñador de circuitos, como es el punto de compresión 1 dB, denominado  $G_{1dB}$ . Otra de las figuras de mérito que se puede obtener a partir de esta medida es el rango dinámico DR o “dynamic range” del transistor, definido como el rango en el que el transistor presenta ganancia en potencia lineal, y se halla comprendido entre la potencia mínima detectable a la salida  $P_{out-min}$  y la potencia de compresión 1 dB. Definiendo la ganancia en potencia  $G_p$  como:

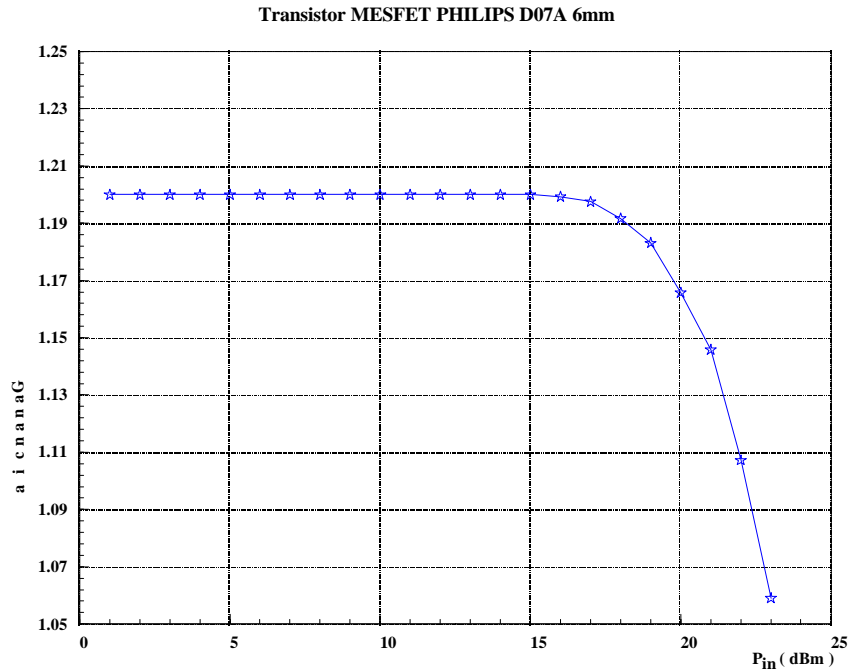
$$G_p = \frac{P_{out}}{P_{in}} \tag{2.55}$$

En la figura 2.64 (a), se muestran tanto el punto de compresión 1 dB, como el rango dinámico del transistor de alta potencia PHILIPS-PML  $20 \times 300 \mu\text{m}$ .



(a)





(b)

Figura 2.64 Resultados de la medida de potencia introduciendo una señal de 1.80 GHz, para un transistor MESFET PHILIPS-PML 20\*300  $\mu\text{m}$  de alta potencia cargado con 50  $\Omega$  y polarizado en clase AB (15% de  $I_{dss}$ ), en el punto  $V_{gs} = -2.5 \text{ V}$   $V_{ds} = 3 \text{ V}$ .

- (a) Potencia de salida frente a potencia de entrada  $P_{in}/P_{out}$ .
- (b) Resultados de la medida de la Ganancia en Potencia  $G_p$ .

Otra forma de representar los resultados de una medida  $P_{in}/P_{out}$  es la de representar la ganancia en potencia del transistor frente a la potencia de entrada. En la figura 2.64 (b), se muestra la gráfica de la ganancia en potencia para el mismo transistor de potencia de la gráfica 2.64 (a).

### 2.5.4 Medidas de intermodulación multitono

Como en el caso de la técnica de medida de  $P_{in}/P_{out}$  que se acaba de mostrar, la medida de contenido de armónicos a partir de dos tonos se suelen efectuar “a posteriori” para comprobar si las técnicas de extracción y los modelos desarrollados responden en condiciones multiportadora generando los productos de intermodulación adecuados [45]. El sistema que va a ser introducido a continuación, todavía no ha sido utilizado en nuestro laboratorio, por no ser uno de los objetivos de este trabajo de tesis. Pero dado que el modelado que prediga los productos de intermodulación entra dentro de una línea futura de trabajo, se ha creído oportuno tratarlo en este apartado. Para efectuar este tipo de medida se debe aplicar en la entrada del dispositivo a medir dos señales a las que denominaremos  $S_1$  y  $S_2$ , tal como se muestra en la figura 2.65, separadas en frecuencia y de igual amplitud, a la vez que se va incrementando el nivel de potencia, y se procede a la medida de la potencia de salida. La medida se puede realizar bien en test-fixture, o bien en la propia oblea “on wafer” utilizando una estación de sondas coplanares.

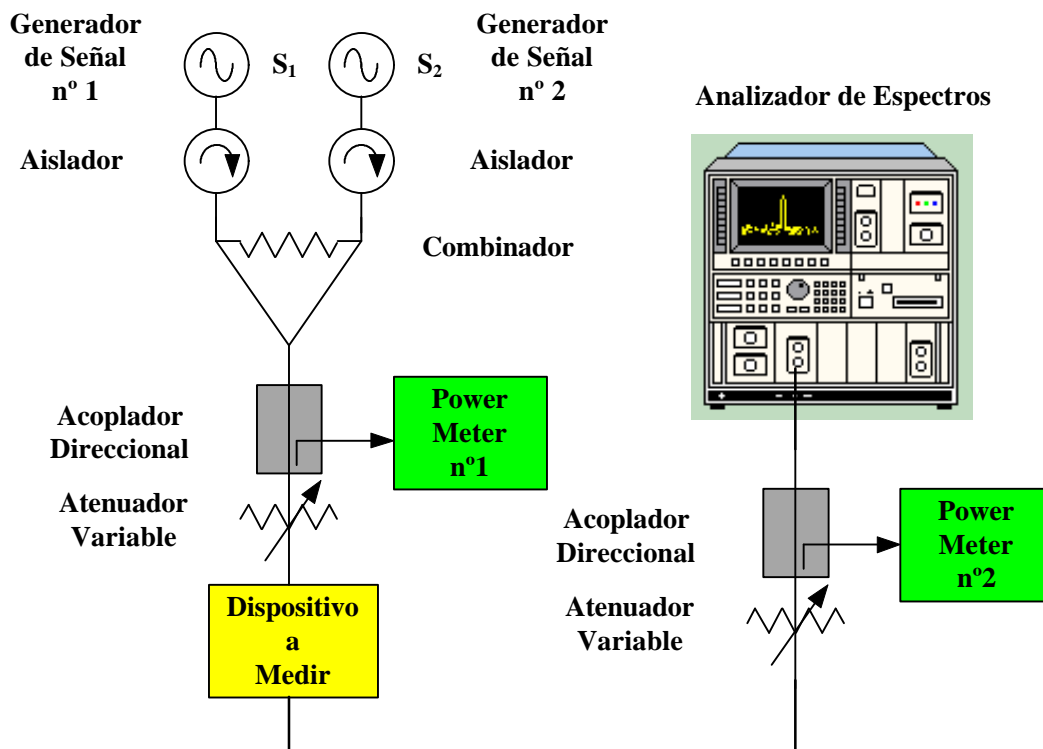


Figura 2.65 Diagrama de bloques de un sistema de medida de intermodulación.



Uno de los mayores problemas que presenta esta técnica de medida es conseguir que las dos señales  $S_1$  y  $S_2$  tengan exactamente la misma amplitud, y que sus frecuencias sean muy próximas, por lo que para ello se deben utilizar dos osciladores sintetizados, que previamente deben de ser calibrados para poder asegurar que los niveles de amplitud y potencia de cada señal son los correctos. Generalmente, las dos señales de microondas  $S_1$  y  $S_2$  están espaciadas frecuencialmente entre 2 y 20 MHz. Los aisladores se utilizan junto a los generadores de señal con el doble propósito de proteger a los mismos, y a la vez asegurar la pureza espectral de las señales de entrada. Además, si no existe un buen aislamiento entre ambos generadores de señal, y debido a la proximidad entre ambos, estos pueden interferir entre sí inutilizando la medida. Las señales son combinadas y se aplican al dispositivo a caracterizar, se utiliza un analizador de espectros para medir la magnitud de las componentes espectrales de la onda de salida. Los atenuadores variables situados a la entrada y a la salida se utilizan para reducir el efecto de las pérdidas en el sistema de medida, y por tanto deben ser calibrados antes de la medida. La polarización se lleva al dispositivo mediante “Bias-Tee” o polarizadores, que se encargan de sumar la señal de DC con la señal de microondas y de aislar la continua del resto del sistema. Los dos medidores de potencia “powermeter” suministran una lectura de la potencia real existente en ambas puertas del dispositivo. La única calibración que se debe efectuar en este sistema de medida es la determinación de todas las pérdidas existentes a lo largo del recorrido de la señal. Tanto si la medida se realiza en test-fixture como si se realiza en la estación de puntas, se debe situar una línea de paso en vez del dispositivo a medir, para poder determinar con precisión las pérdidas introducidos por los mismos. A la hora de efectuar la medida, se debe tener en cuenta que los niveles de potencia de las señales de entrada, así como su magnitud, deben ser exactamente iguales. La magnitud del fundamental y las intermodulaciones de segundo y tercer orden, se determinan a partir del analizador de espectros. Una vez que se han determinado los niveles de potencia a la entrada y en la salida del dispositivo, se incrementa el nivel de potencia en ambos generadores  $S_1$  y  $S_2$  repitiéndose el proceso de medida. Inicialmente, los niveles de potencia empiezan con valores muy bajos y se van incrementando hasta alcanzar niveles ligeramente superiores al punto de compresión 1 dB de la ganancia del dispositivo a medir. Cuando se aplican dos señales sinusoidales  $S_1$  y  $S_2$  simultáneamente a un dispositivo MESFET o HEMT, la tensión de entrada  $V_i(t)$  vendrá dada por la siguiente expresión:



$$V_i(t) = A \cdot \cos(2 \cdot \boldsymbol{p} \cdot f_1 \cdot t) + A \cdot \cos(2 \cdot \boldsymbol{p} \cdot f_2 \cdot t) \quad (2.56)$$

puesto que el transistor MESFET/HEMT es un dispositivo no lineal, se tiene que la tensión de salida  $V_o(t)$  puede ser representada por la siguiente serie de potencias.

$$V_o(t) = \boldsymbol{a}_1 \cdot V_i(t) + \boldsymbol{a}_2 \cdot V_i(t)^2 + \boldsymbol{a}_3 \cdot V_i(t)^3 \quad (2.57)$$

de esta manera la señal de salida contiene componentes a continua, y a las frecuencias:  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $2f_1$ ,  $2f_2$ ,  $3f_1$ ,  $3f_2$ ,  $f_1 \pm f_2$ ,  $2f_1 \pm f_2$  y  $2f_2 \pm f_1$ . Las frecuencias  $2f_1$  y  $2f_2$  son el segundo armónico,  $3f_1$  y  $3f_2$  son el tercer armónico,  $f_1 \pm f_2$  son el producto de intermodulación de segundo orden (ya que la suma de los coeficientes de  $f_1$  y  $f_2$  es 2), mientras que  $2f_1 \pm f_2$  y  $2f_2 \pm f_1$  son los productos de intermodulación de tercer orden. El espectro de entrada y salida de estas señales se muestra en la figura 2.66.

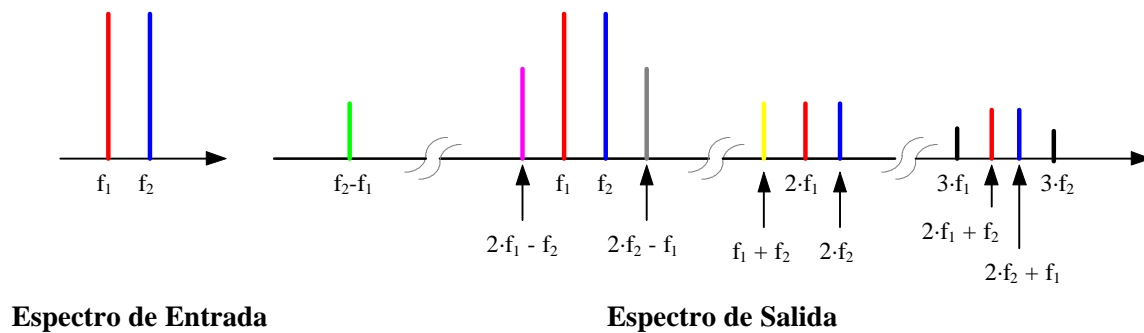


Figura 2.66 Espectro de entrada y salida correspondiente a la medida de intermodulación con dos señales de frecuencias próximas  $f_1$  y  $f_2$ .

En la figura 2.66, se puede observar que los productos de intermodulación de tercer orden se encuentran muy próximos a las frecuencias fundamentales  $f_1$  y  $f_2$  cayendo dentro del ancho de banda de amplificación del transistor, produciendo distorsión a la salida. Si se mide la potencia de salida de los productos de intermodulación de tercer orden y se representa frente a la potencia de entrada del fundamental  $f_1$  resulta el gráfico de la figura 2.67. El punto de intercepción de tercer orden llamado IP3 “intercept point order 3”, se define como el punto donde se cortan las curvas de potencia del fundamental  $P_{f1}$  y del producto de intermodulación de orden 3,  $P_{2f1-f2}$ , suponiendo el comportamiento lineal del transistor. Obsérvese que la



pendiente de  $P_{f_1}$  es 1 y que la de  $P_{2f_1-f_2}$  es 3, esto es debido a que la potencia del producto de intermodulación de tercer orden es proporcional al cubo de la amplitud  $A$  de la señal sinusoidal. Aunque la potencia del punto de intercepción de tercer orden  $P_{IP3}$  es un nivel teórico, dicha cantidad es utilizada habitualmente para estimar los productos de intermodulación de tercer orden a diferentes niveles de potencia. Para la serie de potencias de tres términos de la expresión (2.63) se puede demostrar analíticamente y experimentalmente que el punto de intercepción de tercer orden se encuentra aproximadamente 10 dB por encima del punto de compresión 1 dB de la ganancia. Esto es:

$$P_{IP3}(dBm) = P_{1dB}(dBm) + 10dB \quad (2.58)$$

También puede demostrarse que:

$$2 \cdot P_{2f_1-f_2} = 3 \cdot P_{f_1} - 2 \cdot P_{IP3} \quad (2.59)$$

análogamente:

$$P_{f_1} - P_{2f_1-f_2} = \frac{2}{3} \cdot (P_{IP3} - P_{2f_1-f_2}) \quad (2.60)$$

A partir de aquí se define el rango dinámico libre de espúreos  $DR_f$  “spureous free dynamic range” como el rango  $P_{f_1}$ - $P_{2f_1-f_2}$  cuando  $P_{2f_1-f_2}$  es igual al mínimo detectable de la señal de salida  $P_{out-min}$ .

$$DR_f = \frac{2}{3} (P_{IP3} - P_{out-min}) \quad (2.61)$$

Los resultados de este tipo de medida se presentan gráficamente mostrando la potencia de salida a cada producto de intermodulación como una función de la potencia de entrada. En la figura 2.67 se muestran estos resultados utilizando dos tonos de frecuencias  $f_1 = 1.80$  GHz y  $f_2 = 1.82$  GHz, para un transistor MESFET PML 20\*300  $\mu\text{m}$  de muy alta potencia de la foundry PHILIPS polarizado en clase AB en el punto  $V_{gs} = -2.5$  V  $V_{ds} = 3$  V (15% de  $I_{dss}$ ), por ello el rango de potencias de entrada es elevado variando entre 0 y +20 dBm. El nivel de





potencia especificado en el eje X es la potencia debida a una sola señal de entrada. La potencia total suministrada cuando se introducen las dos señales de entradas es el doble de la presentada aquí, es decir 3 dB superior a la misma. El tiempo necesario para simular en un ordenador la respuesta de dos tonos en un sistema de  $50 \Omega$  es mucho menor que el empleado por el mismo simulador para obtener los contornos de Load-Pull. De todo esto se concluye que la medida multitono en un sistema de impedancia característica de  $50 \Omega$  aquí presentado, representa una herramienta potente, rápida y eficiente, razones por las que ha sido extensamente utilizada para la validación de modelos no lineales y de las técnicas de extracción empleadas para obtener modelos que contemplen la intermodulación como objetivo. Además, este tipo de medidas son imprescindibles para caracterizar cualquier componente no lineal que forme parte de los actuales sistemas de comunicaciones.

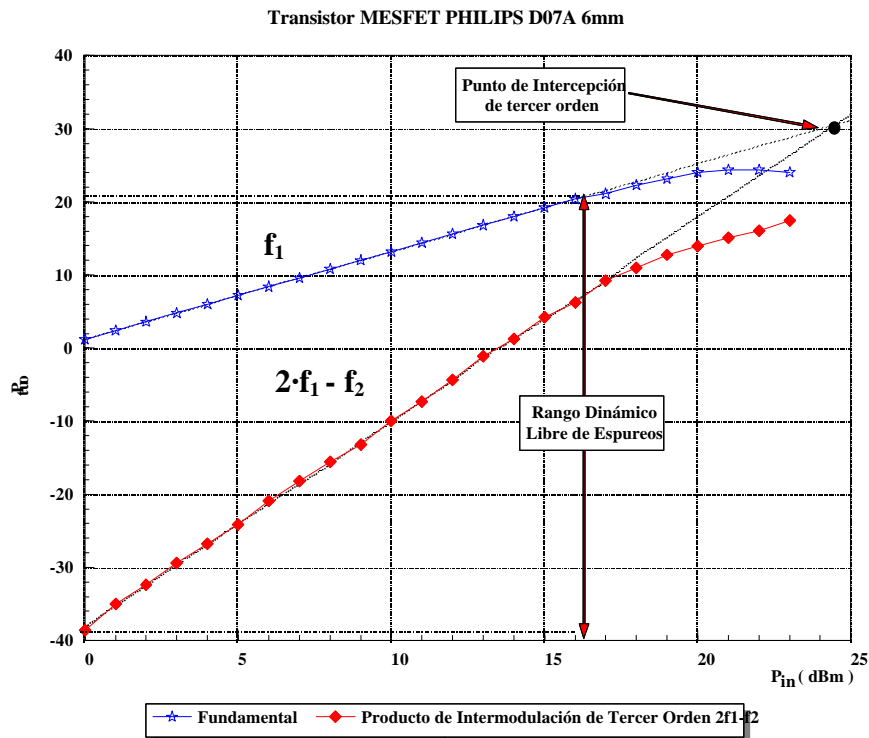


Figura 2.67 Resultados experimentales del contenido de armónicos utilizando dos tonos de frecuencias  $f_1 = 1.80$  GHz y  $f_2 = 1.82$  GHz, para un transistor MESFET PHILIPS-PML  $20 \times 300 \mu\text{m}$  de muy alta potencia cargado con  $50 \Omega$  y polarizado en clase AB (15% de  $I_{dss}$ ), en el punto  $V_{gs} = -2.5$  V  $V_{ds} = 3$  V.



## **2.6 MEDIDAS DE RUIDO**

Debido a que los sistemas receptores de microondas diseñados en los últimos años cada vez deben de procesar señales muy débiles, es muy importante tener caracterizado el ruido generado por el propio sistema, ya que éste tiende a enmascarar dichas señales. Una sencilla clasificación de los tipos de ruido existentes en componentes de microondas, atendiendo por un lado a sus orígenes y a su comportamiento por el otro se muestra en la tabla 2.12.

<b>Clasificación de los tipos de ruido</b>	
<b>Origen</b>	
Ruido Térmico	Es el ruido producido por la agitación térmica (energía cinética) de los portadores de carga y es proporcional a la temperatura de los portadores y al ancho de banda considerado ( $K \cdot T \cdot B$ ).
Ruido Shot	Es el ruido producido por la naturaleza cuantizada y aleatoria del flujo de corriente.
<b>Comportamiento</b>	
Ruido Flicker ó 1/f	Es aquel cuya densidad espectral de potencia varía con el inverso de la frecuencia, en los dispositivos MESFET y HEMT es el ruido predominante en baja frecuencia ( $< 1 \text{ GHz}$ )
Ruido Blanco	Es aquel cuya densidad espectral de potencia se mantiene constante en el ancho de banda de interés, en los dispositivos MESFET y HEMT es el ruido predominante a frecuencias elevadas ( $> 1 \text{ GHz}$ )
Ruido Rosa	Es aquel cuya densidad espectral de potencia permanece constante utilizando una escala logarítmica de la frecuencia.

Tabla 2.12 Clasificación de los tipos de ruido existentes en dispositivos de microondas.

Aunque el estudio de las medidas de ruido no es uno de los objetivos del presente trabajo, es interesante tratarlo en este momento dado que es una de nuestras futuras líneas de acción por parte de nuestro grupo. No obstante, ya se han dado algunos pasos en este sentido, como la automatización de las medidas de figura de ruido. Dos de los parámetros de mayor interés para la caracterización del ruido generado por un sistema son: la densidad espectral de corriente de ruido y la figura de ruido. La medida de la densidad espectral de ruido generalmente es utilizada cuando se desea determinar el ruido introducido por un transistor utilizando alguno de los modelos empíricos de ruido que existen en la literatura [47-50]. Por

otro lado, la medida de la figura de ruido, no solo permite determinar el ruido generado por un transistor, si no que permite determinar el ruido generado por el sistema completo, o por cualquier componente o subsistema del mismo (preamplificador, mezclador, amplificador de FI, mezclador, etc.). Esta razón, junto a la adquisición por parte del grupo de un sistema comercial de medida de figura de ruido modelo HP8970U ha hecho que nos decantásemos por este tipo de medidas en vez de la medida de la densidad espectral del ruido, aunque por coherencia con los objetivos del capítulo y como método alternativo a la medida de la figura de ruido las medidas de densidad espectral de ruido serán presentadas a continuación.

Para poder utilizar los modelos empíricos de ruido presentados en el capítulo anterior, se deben efectuar una serie de medidas que proporcionen información sobre los parámetros de ruido de cada modelo. Así pues, si se utiliza el modelo de Gupta [47], es necesario conocer la densidad espectral de corriente de ruido. Esta corriente se determina indirectamente, mediante la medida previa de la densidad espectral de potencia de ruido en el terminal de Drain, con los terminales de Gate y Source cortocircuitados a masa. Una vez conocidas la resistencia de salida  $R_{ds}$ , obtenida a partir de los parámetros de Scattering y la impedancia del equipo de medida  $R_r$  la densidad espectral de potencia de ruido puede ser evaluada mediante la expresión:

$$S_{io}(f_L) = \frac{P_{noise} \cdot (R_r + R_{ds})^2}{B_N \cdot R_{ds}^2 \cdot R_r} \quad (2.62)$$

Este método es frecuentemente utilizado para determinar el modelo de ruido para transistores en oblea “on wafer” debido a que este tipo de medida solo requiere medida de potencia, la cual se puede efectuar mediante instrumentación no muy costosa y de una manera rápida. El modelo empírico propuesto por Fukui [48-49] y modificado posteriormente por Dambrine [50] que fue presentado en el capítulo 1 requiere la medida de los parámetros de ruido: coeficiente de reflexión óptimo  $\Gamma_{opt}$ , resistencia de ruido  $R_n$  y figura de ruido mínima  $F_{min}$ . La medida directa de estos parámetros requiere la utilización de un equipo más sofisticado (medidor de figura de ruido) y consume más tiempo que la medida descrita anteriormente, y por ello requiere de una automatización del proceso, para que la medida sea efectiva.



### 2.6.1 Medidas de Densidad Espectral de Ruido

El equipo de medida de densidad espectral de potencia de ruido  $S_{i0}$  en el terminal Drain de un dispositivo MESFET o HEMT se muestra en la Figura 2.68. La instrumentación para realizar dicha medida consiste en un filtro paso banda, un amplificador, un medidor de potencia y un analizador de espectros.

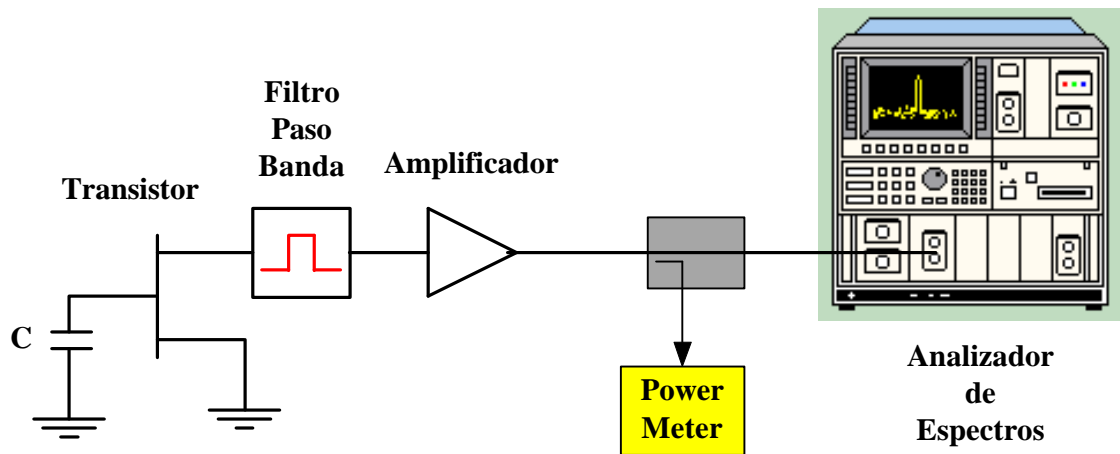


Figura 2.68 Sistema de medida de la potencia espectral de ruido de un dispositivo en el terminal de Drain. Nota: El valor del condensador C en la Gate se escoge lo suficientemente grande para que  $1/C\omega$  se comporte como un cortocircuito en el rango de medida.

Como la potencia de ruido  $P_{noise}$  de los dispositivos MESFET y HEMT posee valores muy pequeños (del orden de  $10^{-20}$  W/Hz), se necesita un amplificador de muy alta ganancia y muy baja figura de ruido, para amplificar la potencia de ruido hasta niveles fácilmente detectables por el medidor de potencia y el analizador de espectros, y que además no incorpore ruido adicional al sistema. Debido a esto, una buena parte de la potencia de ruido medida es debida al amplificador, debiendo de ser sustraída a la hora de procesar los datos.

Otro de los factores importantes en la medida del ruido es el ancho de banda efectivo de ruido  $B_N$ , ya que la mayor parte del contenido espectral del ruido, se corresponde al ruido

blanco, la potencia de ruido medida es proporcional al ancho de banda efectivo de ruido. Este ancho de banda está limitado mediante la ventana frecuencial de medida “span” del analizador de espectros y sobre todo por la anchura del filtro paso banda. El ancho de banda efectivo de ruido se define como el ancho de banda que presenta un filtro ideal de orden infinito que deja pasar la misma cantidad de ruido blanco. Una buena aproximación a este filtro ideal supone utilizar un filtro Butterworth de quinto orden, con el que se comete un error del 2% que se puede considerar como aceptable. La potencia de ruido medida en estas condiciones incorpora al ruido generado por el dispositivo, el ruido generado por el amplificador, además esta potencia de ruido se ve afectada por pérdidas en el filtro, pérdidas en las puntas de prueba o en el test-fixture, pérdidas en los cables de acceso y pérdidas por desadaptaciones en la interconexión de los distintos bloques. Por ello el ruido generado por estos componentes externos al dispositivo debe de ser determinado, mediante la calibración del sistema y posteriormente ha de ser removido. Debido a que se trata de un circuito en cascada se pueden utilizar las siguientes expresiones para la Figura de Ruido y la Ganancia.

$$F_{Sistema} = F_{Puntas} + \left( \frac{F_{Amplificador} - 1}{G_{Puntas}} \right) + \left( \frac{F_{Filtro} - 1}{G_{Puntas} \cdot G_{Amplificador}} \right) + \dots \quad (2.63)$$

$$G_{Sistema} (dB) = G_{Puntas} + G_{Amplificador} + G_{Filtro} + \dots \quad (2.64)$$

donde  $F_{Sistema}$  y  $G_{Sistema}$  representan la figura de ruido y la ganancia del sistema incluyendo toda la circuitería externa (puntas de RF, amplificador, cables de interconexión, etc.)

Así pues la potencia de ruido se calculará mediante la expresión:

$$P_{noise} = \frac{P_{Medida}}{F_{Sistema} \cdot G_{Sistema}} \quad (2.65)$$

donde  $P_{noise}$  es la potencia de ruido medida en el terminal de Drain y  $P_{Medida}$  es la potencia medida en el “powermeter”. La potencia espectral de ruido generalmente se expresa normalizada al ancho de banda de 1 Hz, ello se efectúa dividiendo por el ancho de Banda efectivo de ruido  $B_N$ .

### **2.6.2 Medidas de Figura de Ruido**



El concepto de figura de ruido tal como lo conocemos hoy en día fue introducido en 1944 por Friis [48] como el cociente entre la relación señal ruido a la entrada y a la salida de un dispositivo, tal como se muestra en la expresión:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{S_i/N_i}{G_a \cdot S_i / (N_a + G_a \cdot N_i)} = \frac{N_a + G_a \cdot N_i}{G_a \cdot N_i} \quad (2.66)$$

donde  $S_i$  y  $N_i$  representan los niveles de señal y ruido a la entrada del dispositivo,  $S_o$  y  $N_o$  son los niveles de señal y ruido a la salida del mismo,  $N_a$  es el ruido añadido por el dispositivo y  $G_a$  es la ganancia disponible “available” de dicho dispositivo. Posteriormente, la IRE (organismo precursor de IEEE) adoptó la temperatura  $T_0$  de 290 °K como la temperatura estándar para la determinación de la figura de ruido, resultando:

$$F = \frac{N_a + K \cdot T_0 \cdot B_N \cdot G_a}{K \cdot T_0 \cdot B_N \cdot G_a} \quad (2.67)$$

donde  $K$  es la constante de Boltzmann y  $B_N$  el ancho de banda efectivo de ruido. Siendo esta, la expresión comúnmente utilizada en la definición de la figura de ruido.

El modelo empírico propuesto por Fukui [49-50] y posteriormente modificado por Dambrine [51] requiere la medida de los parámetros de ruido coeficiente de reflexión óptimo  $\Gamma_{opt}$ , resistencia de ruido  $R_n$  y figura de ruido mínima  $F_{min}$ . Dichos parámetros deben de ser conocidos por lo menos a una frecuencia para el punto de polarización dado. A partir de estos datos el modelo predice los parámetros de ruido como una función de la frecuencia para el punto de polarización dado. Como ya es sabido la figura de ruido varia dependiendo de la admitancia conectada a la entrada del dispositivo según la expresión:

$$F(Y_g) = F_{min} + \frac{R_n}{G_g} \cdot \left[ (G_g - G_{opt})^2 + (B_g - B_{opt})^2 \right] \quad (2.68)$$

donde:



$F_{\min}$  = Valor mínimo de  $F$  respecto de  $Y_{\text{Entrada}}$  .

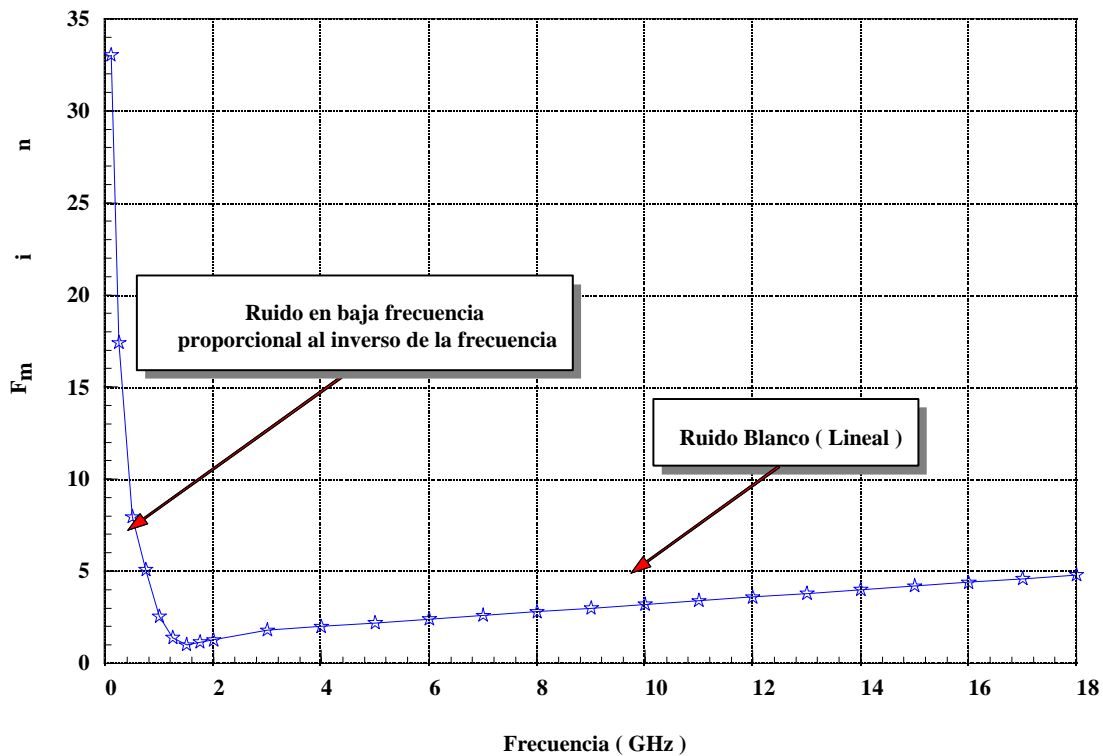
$R_n$  = Resistencia Equivalente de Ruido.

$Y_{\text{Entrada}}$  = Admitancia conectada a la entrada del dispositivo.

$Y_{\text{opt}} = G_{\text{opt}} + j B_{\text{opt}}$  es el valor de la admitancia conectada a cual  $F = F_{\min}$ .

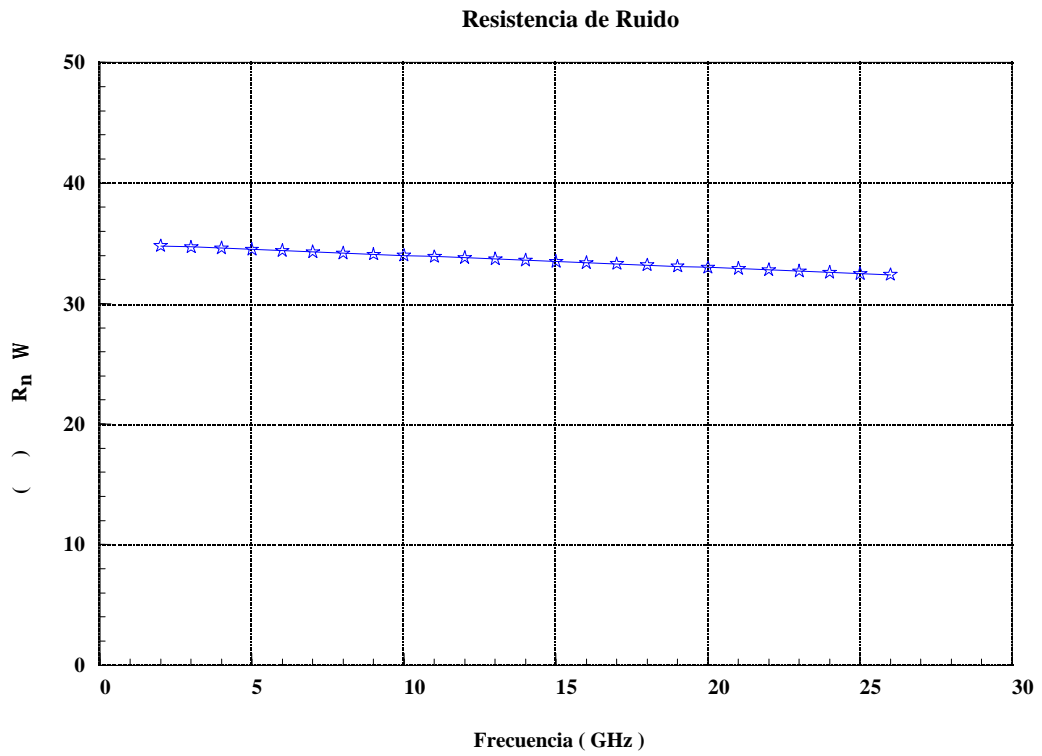
La evolución de  $F_{\min}$  ,  $R_n$  y  $Z_{\text{opt}}$  con la frecuencia se muestran en las figuras 2.69 (a), 2.69 (b) y 2.69 (c) para un transistor típico. En la figura 2.69 (a) puede verse claramente la doble variación que sufre la figura de ruido mínima con la frecuencia, así pues hasta frecuencias cercanas al GHz el ruido predominante es el llamado “ruido de baja frecuencia” en el cual la densidad espectral de potencia, (y por tanto la figura de ruido) es proporcional al inverso de la frecuencia y por tanto  $F_{\min}$  disminuye con la frecuencia, a partir de 1 GHz el ruido predominante es el llamado “ruido blanco” de origen térmico, que es el responsable de que la figura de ruido aumente con la frecuencia.

Figura de Ruido Mínima

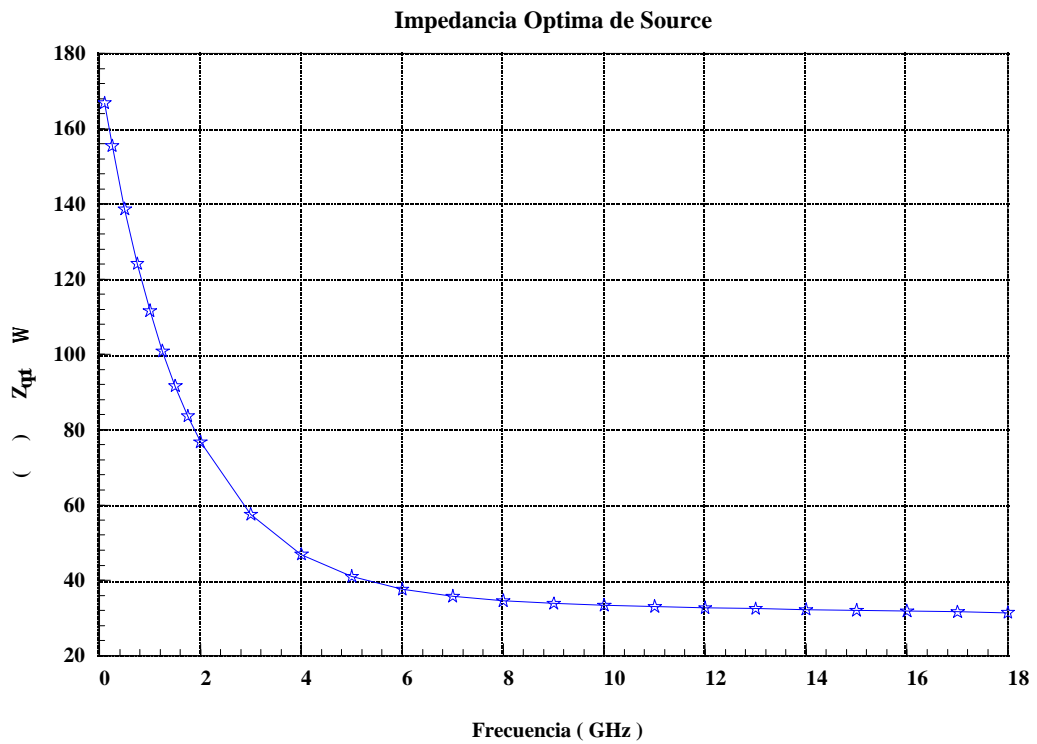


(a)





(b)



(c)

Figura 2.69 Evolución de los parámetros de ruido con la frecuencia.





Un método para medir directamente  $Y_{opt}$ ,  $F_{min}$  y  $R_n$  consiste en monitorizar la figura de ruido del dispositivo ajustando la admitancia de Source mediante un tuner hasta que en el medidor de figura de ruido aparezca la figura de ruido mínima. En este momento, la figura de ruido es  $F_{min}$  y la admitancia de Source es  $Y_{opt}$ .  $R_n$  puede calcularse resolviendo la expresión (2.68). Este método es sencillo y ofrece buenos resultados siempre y cuando se tenga perfectamente caracterizados todos los componentes del circuito de medida (cableado, amplificador, filtro, etc.) y sus efectos sean removidos respecto la medida. Aunque este método matemáticamente es correcto, sufre alguna limitación sobre todo en cuanto a precisión se refiere. La búsqueda manual de la figura de ruido mínima puede ser imposible en algunos casos, ya que el sintonizador debe de presentar un gran abanico de admitancias, lo cual no siempre es posible y además a la hora de automatizar el proceso, el sintonizador se controla digitalmente mediante servomotores paso a paso, y por tanto solo se alcanzan estados discretos de admitancia que pueden coincidir o no con la  $Y_{opt}$  del dispositivo a caracterizar.

Otro método capaz de caracterizar estos parámetros de ruido que además evita las limitaciones anteriormente mencionadas aumentando la precisión de la medida mediante la utilización de una aproximación indirecta ha sido presentado por Froelich en [52-53] y posteriormente modificado por numerosos autores [54-56]. Dicho método consiste en efectuar la medida de la figura de ruido del dispositivo a cuatro o más valores de admitancia de Source, ninguno de los cuales coincide con  $Y_{opt}$ . Estos valores de figura de ruido medidos ( $F_1$ ,  $F_2$ ,  $F_3$ ,  $F_4$ , etc.) a distintos valores de admitancias de Source ( $Y_1$ ,  $Y_2$ ,  $Y_3$ ,  $Y_4$ , etc.) son introducidos en la ecuación (2.74), obteniéndose un sistema de ecuaciones, a partir del cual es relativamente sencillo determinar los valores de  $Y_{opt}$ ,  $F_{min}$  y  $R_n$ , utilizando métodos numéricos. Cuando se utilizan más de cuatro medidas, es necesario usar también métodos de corrección de error, como los mostrados en [57] para encontrar la solución óptima.

El equipo básico para la medida de los parámetros de ruido, tanto si se utiliza el método directo, como si es utilizado el método indirecto, se muestra en la figura 2.70 (a). La fuente de ruido genera dos tipos de potencia de ruido, correspondientes a las temperaturas de ruido  $T_c$ , temperatura fría “cold” y  $T_h$  temperatura caliente “hot”. Conocidos estos niveles de potencia, un medidor de figura de ruido detecta la potencia de ruido y determina la figura de ruido para el circuito que existe entre la fuente de ruido y el medidor. Dependiendo de la



frecuencia de medida, de la aplicación que se le vaya a dar al dispositivo y de las limitaciones del equipo es necesario utilizar un amplificador, un filtro paso banda y un mezclador. En algunas situaciones, estos componentes son necesarios para convertir el ruido a una frecuencia detectable por el medidor de figura de ruido. El aislador que precede al sintonizador mantiene constante la impedancia de Source y por tanto la impedancia de entrada al amplificador de bajo ruido y alta ganancia (LNA), esto es necesario, puesto que los cambios de impedancia en el sintonizador afectan en gran manera a la impedancia de entrada del LNA y por tanto a la medida de la figura de ruido. Se deben de definir dos planos de referencia (plano A y plano B en la figuras 2.70 (a) y 2.70 (b)) para efectuar la calibración del sistema de medida. Así pues todos los componentes a la derecha del plano B se considera que forman parte del medidor de figura de ruido, y son calibrados como parte de este. Con esta definición, el equipo mide la figura de ruido en cascada  $F_{Cascada}$  de todos los componentes que se encuentran entre los planos A y B. La circuitería a la derecha y a la izquierda del dispositivo, puede ser caracterizada independientemente en términos de la ganancia y de su figura de ruido  $G_A$ ,  $F_A$  y  $G_B$ ,  $F_B$  respectivamente. La figura de ruido en cascada de los componentes que se encuentran entre los planos A y B viene dada por:

$$F_{Cascada} = F_A + \frac{F_{Transistor} - 1}{G_A} + \frac{F_B - 1}{G_1 \cdot G_{Transistor}} \quad (2.69)$$

La figura de ruido del dispositivo  $F_{Transistor}$ , se obtiene a partir de esta expresión, suponiéndose conocida la ganancia del transistor a la frecuencia de trabajo  $G_{transistor}$ .

En la figura 2.70 (b) se presenta a nivel de diagrama de bloques el sistema de medida de figura de ruido comercial HP8970U. El ancho de banda de medida que ofrece este sistema es muy amplio siendo su límite inferior de 10 MHz y su límite superior de 26.5 GHz, además la fuente de ruido, el mezclador, el amplificador de frecuencia intermedia y el medidor de figura de ruido se encuentran integrados dentro del mismo instrumento de medida facilitando de manera notable la tarea de la caracterización de la figura de ruido del dispositivo a medir. En la figura 2.71 se muestra una fotografía del sistema completo.

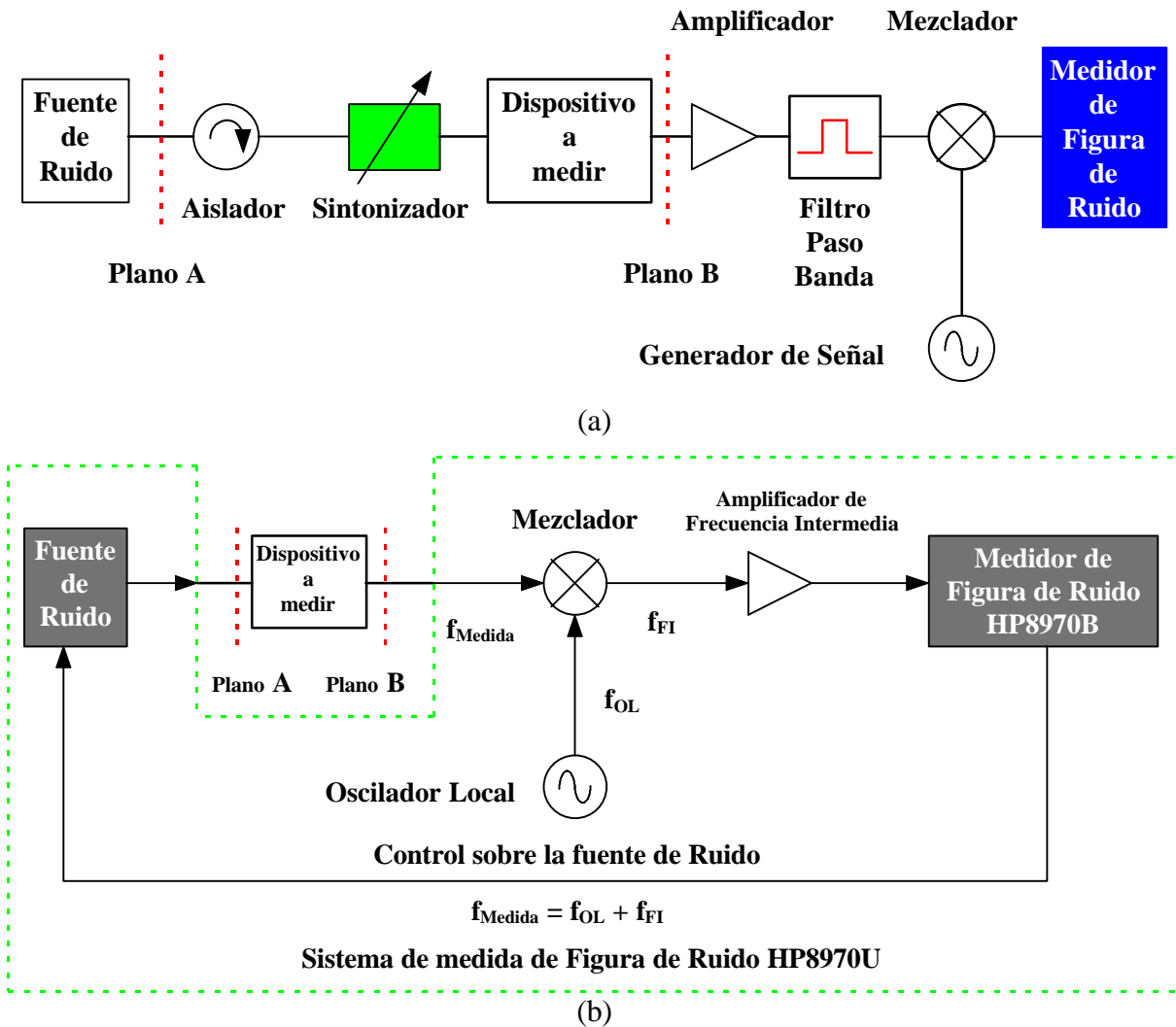


Figura 2.70 Diagrama de bloques del sistema de medida directa de figura de ruido.

(a) Sistema de medida tradicional.

(b) Sistema de medida utilizado por el medidor de figura de ruido de tecnología digital HP8970B. (\*)

(\*) Nótese que en el sistema de medida HP8970U se integran: la fuente de ruido, el oscilador local, el mezclador, el amplificador de frecuencia intermedia y el medidor de figura de ruido como parte del mismo aparato, no requiriéndose aparatos adicionales para proceder a efectuar la medida de la figura de ruido.





Figura 2.71 Fotografía del sistema de medida de figura de ruido digital HP8970U.

La fuente de ruido utilizada por este sistema contiene un diodo de estado sólido polarizado inversamente en la región de avalancha, mediante inyección de corriente para mejorar la estabilidad de la misma [58]. Todo el sistema de medida: fuente de ruido, (incluyendo la fuente de corriente que polariza el diodo en la región de avalancha), amplificador oscilador local, etc. se encuentra controlado por un procesador interno que además gestiona todas las tareas de captura de datos y calibración del mismo. Dicho procesador mantiene en memoria las tablas de calibración de ENR “Excess Noise Ratio”, definida como:

$$ENR = 10 \cdot \log \left( \frac{T_{ne} - T_0}{T_0} \right) \quad (2.70)$$

donde  $T_0$  es la temperatura de medida estándar (290°K) y  $T_{ne}$  es la temperatura efectiva de ruido definida por:



$$T_{ne} = T_a \cdot (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.71)$$

siendo  $\Gamma$  el coeficiente de reflexión de la fuente de ruido y  $T_a$  la temperatura de ruido definida como:

$$T_a = \frac{P_a}{K \cdot B_N} \quad (2.72)$$

donde  $P_a$  es la potencia disponible por el generador,  $K$  la constante de Boltzmann y  $B_N$  es el ancho de banda efectivo de ruido (ancho de banda donde se realiza la medida)

La tabla de ENR es necesaria para poder controlar la fuente de ruido para cada frecuencia a diferentes temperaturas de ruido, en particular para realizar la medida a temperatura fría  $T_c$  también denominada  $T_{off}$  por ser la temperatura de la fuente de ruido cuando no existe polarización y a temperatura caliente  $T_h$  que suele denominarse también  $T_{on}$  por coincidir con la temperatura en grados Kelvin cuando de la fuente de ruido se encuentra polarizada,. Para la mayoría de las medidas de figura de ruido, la temperatura fría coincide con la temperatura física de la fuente de ruido, y esta a su vez generalmente coincide con la temperatura ambiente de laboratorio. Los medidores de figura de ruido tradicionales (como el utilizado en la figura 2.70 (a)) asumen que la temperatura fría es de 290 K (16.8 °C). El sistema HP8970U utiliza un valor seleccionado por el usuario (el valor de defecto es de 296.5 K, es decir 23.3 °C) cuando calcula la temperatura equivalente de ruido  $T_e$  y la figura de ruido  $F$ . La figura de ruido en cascada de los componentes que se encuentran entre los planos A y B viene dada por:

$$F_{Cascada} = F_{Transistor} + \frac{F_{Sistema\_de\_medida} - 1}{G_{Transistor}} \quad (2.73)$$

La figura de ruido medida por el sistema HP8970U es  $F_{Cascada}$ , a partir de esta expresión y si no se ha efectuado calibración previa del sistema, se efectúa un cálculo manual para determinar la figura de ruido del dispositivo  $F_{Transistor}$ , suponiéndose conocida la ganancia del transistor a la frecuencia de trabajo  $G_{transistor}$  a partir de otro sistema de medida, o a partir de



simulaciones. Si se ha efectuado previamente el proceso de calibración del sistema, simplemente conectando la fuente de ruido directamente al sistema de medida, el sistema HP8970U mide el valor de  $F_{\text{Sistema\_de\_medida}}$  y lo almacena en memoria RAM. Cuando se conecta el dispositivo a medir (D.A.M.) entre la fuente de ruido y el sistema, este es capaz de determinar  $F_{\text{Cascada}}$ , la ganancia del dispositivo  $G_{\text{Transistor}}$  y utilizar la expresión (2.69) para calcular directamente la figura de ruido del transistor  $F_{\text{Transistor}}$ .

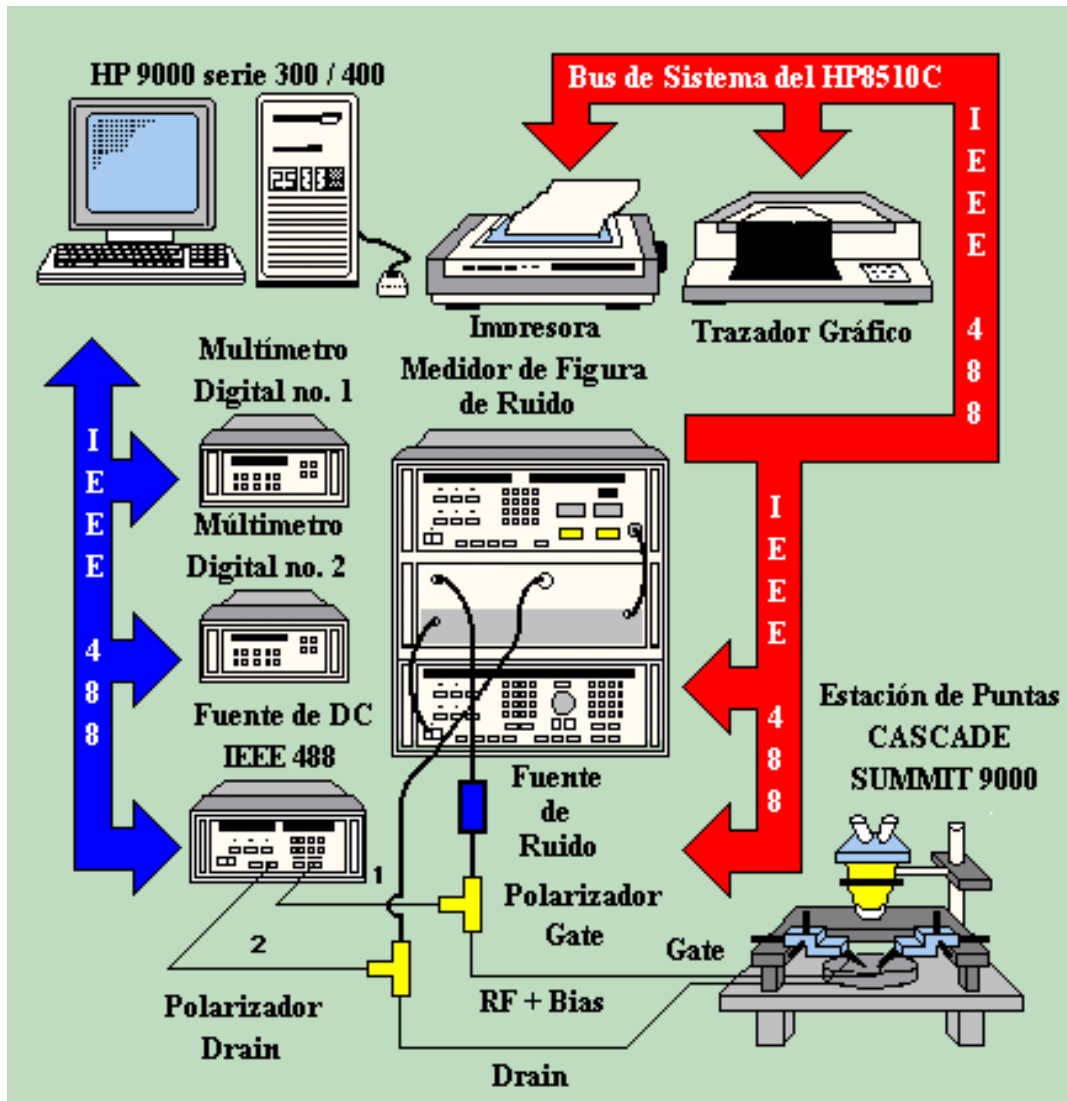


Figura 2.72 Esquema del sistema de medida automatizado de parámetros de ruido que ha sido desarrollado. Nótese la presencia de los polarizadores para llevar la polarización al dispositivo a medir y evitar oscilaciones indeseadas del mismo durante el proceso de medida.

El manejo por parte del usuario del sistema de medida de figura de ruido HP8970U requiere un gran esfuerzo por parte de éste ya que para realizar operaciones que en principio pueden parecer sencillas, es necesario hacer uso de incontables códigos de control y funciones especiales. Todo ello hace que la medida con el sistema se realice de una forma tediosa, poco amigable y a base de utilizar el manual del mismo constantemente para conocer el código de control que se debe utilizar en cada momento. Con estas ideas “in mente” surgió la necesidad de desarrollar un sistema automatizado para efectuar la medida del ruido. Un esquema del sistema automatizado completo puede visualizarse en la figura 2.72 para el caso en que el dispositivo a medir se trate de un transistor en oblea. El sistema automatizado de medida se encuentra gestionado por el programa de control denominado NFMCTRL (Noise Figure Meter ConTRLol), el cual es capaz de efectuar el control simultáneo de las fuentes de polarización del dispositivo y del sistema HP8970U, así como las tareas de adquisición y post-procesado de la medida de los parámetros de ruido. Por otro lado al automatizarse el proceso de medida de figura de ruido, los errores sistemáticos de la medida pueden ser evitados mediante la utilización de la misma calibración del sistema durante todo el proceso de medida, además de simplificar enormemente el proceso de medida, y permitir efectuar un estudio mas detallado de la variación de los parámetros de ruido con la frecuencia .

### **2.6.2.1 Descripción del programa NFMCTRL**

El programa NFMCTRL simplifica enormemente la tarea de la medida de los parámetros de ruido de los dispositivos MESFET/HEMT o de cualquier otro dispositivo electrónico, ya que por un lado efectúa el control de todos los aparatos necesarios para la medida como es el sistema de medida de ruido HP8970U, así como las fuentes de polarización bien sean comerciales o bien de diseño propio que ya han sido presentadas a lo largo de este capítulo, y por otro procesa la información descontando el ruido introducido por el sistema de medida, además de presentar los resultados gráficamente. Dicho software es operativo en ordenadores HP9000 serie 200/300, aunque no se descarta una actualización del mismo a corto plazo que será operativa bajo entorno Windows<sup>™</sup> en ordenadores del tipo IBM-PC o compatible. El programa facilita el uso del medidor de figura de ruido, determinando el modo de medida más adecuado en cada caso, así como los parámetros auxiliares que necesita cada uno de estos modos, haciendo uso del medidor más transparente para el usuario al no necesitar



introducir los códigos y las funciones especiales en que se basa su funcionamiento en forma manual. Al igual que el resto de programas que se han desarrollado para controlar otros dispositivos NFMCTRL esta organizado siguiendo la filosofía de programa amigable para el usuario ó “friendly-user”, de forma que su utilización es prácticamente autoexplicativa, además se ha dotado el mismo con subrutinas matemáticas de corrección de errores, así como de posibilidades gráficas y de almacenamiento de resultados en ficheros de datos. Con todo ello se ha pretendido crear una herramienta potente y de fácil manejo que permita efectuar medidas de parámetros de ruido con relativamente poco esfuerzo por parte del usuario.

Una vez se ejecuta el programa NFMCTRL, este chequea el bus IEEE-488 en busca de dispositivos conectados al mismo, así como el puerto RS-232, con lo cual se configura automáticamente en función de la instrumentación detectada, pudiéndose en todo momento redefinir la configuración deseada por el usuario. Si por alguna razón algún dispositivo imprescindible para la medida no se hallase conectado el programa muestra un error y advierte al usuario cual es el dispositivo que no responde. Los tipos de configuración de equipo soportados por NFMCTRL se muestran en la tabla 2.13.

<b>Configuración del equipo de medida de ruido soportable por NFMCTRL</b>		
<b>Tipos de Unidad de Test</b>	<b>Tipos de Fuente de Ruido</b>	<b>Banda de Utilización</b>
HP 8971B	HP 346A/B ó similar	10 MHz-18 GHz
HP 8971C	HP 346C ó similar	10 MHz-26.5 GHz
Unidad de Test No Disponible	HP R347/B ó similar	26.5 GHz-40 GHz
	HP Q347B ó similar	33 GHz-50 GHz
<b>Tipos de Oscilador Local Principal</b>		<b>Tipos de Oscilador Local Secundario</b>
HP 8350B		HP 8350B
HP 8671/72B		HP 8671/72B
HP 8673B/C/G		HP 8673B/C/G
HP 8340/41B		HP 8340/41B
Diferente de los Anteriores pero controlable vía GP-IB (IEEE-488).		Diferente de los Anteriores pero controlable vía GP-IB (IEEE-488).
Diferente de los Anteriores pero controlable manualmente		Diferente de los Anteriores pero controlable manualmente

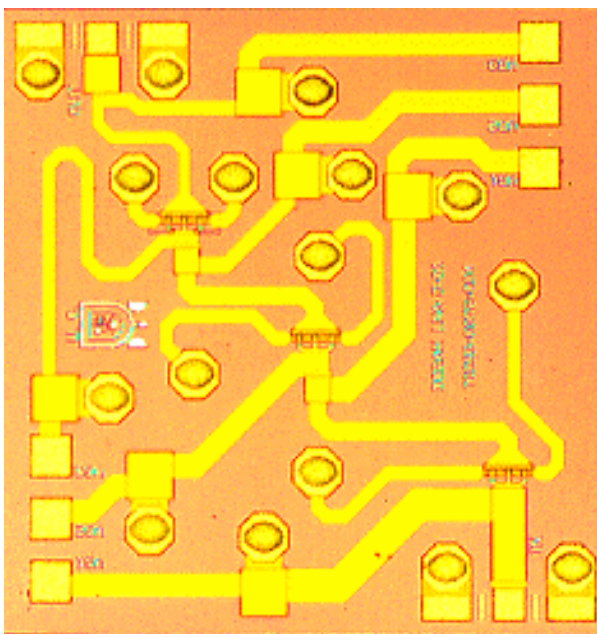
Tabla 2.13 Tipos de configuración de equipo soportados por NFMCTRL.

Seguidamente, se pide al usuario que introduzca el tipo de fuente de ruido necesaria para efectuar el proceso de calibración, la cual debe de coincidir con alguno de los modelos

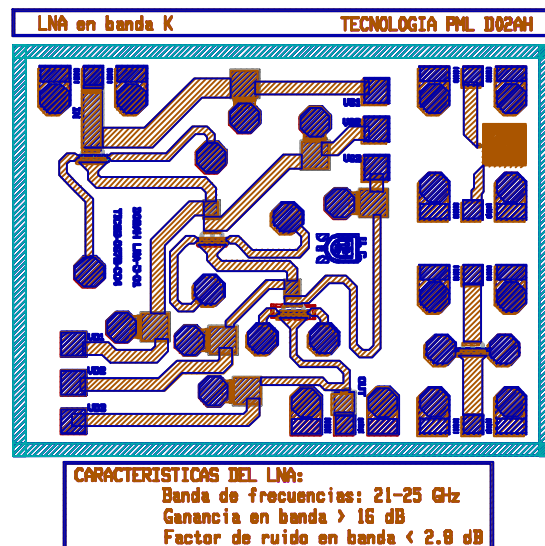




listados en la tabla anterior. Una vez seleccionado el tipo de fuente se produce a la carga de la tabla de ENR correspondiente al tipo de fuente seleccionado, si la fuente de ruido a utilizar fuese de otro fabricante, habría que introducir los valores de la tabla de ENR correspondientes en un fichero de texto el cual será leído por NFMCTRL para proceder a la posterior calibración de la misma. El programa es capaz de efectuar medidas de tres tipos diferentes de dispositivos: amplificador, mezclador y convertidor de frecuencia. Para medir los parámetros de ruido de los transistores se considera a los mismos como amplificadores, para ello se pide al usuario que seleccione la banda frecuencial donde se va a realizar la medida, así como la manera de efectuar dicha medida por parte de la unidad de test. De esta manera, se puede seleccionar la realización de la medida bien en banda lateral doble, o bien en banda lateral única. Si se elige la segunda opción el barrido es más lento pero más preciso. Una vez efectuada la medida se almacenan los datos en un fichero, pudiéndose seleccionar las unidades de los parámetros a almacenar y el formato numérico o gráfico con que se van a presentar los resultados en la pantalla del ordenador de control. Una descripción detallada del funcionamiento del programa, incluyendo diagramas y posibles configuraciones puede encontrarse en [59].

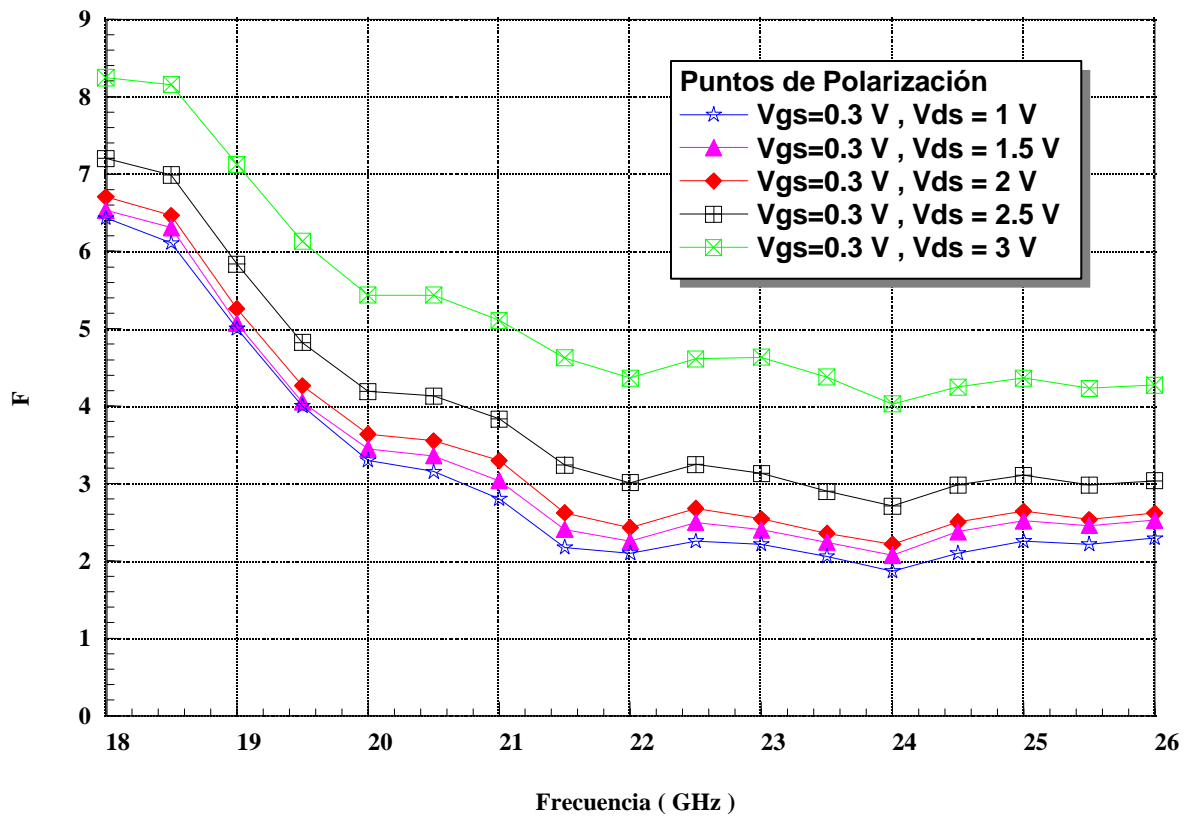


(a)



(b)





(c)

Figura 2.73 (a) Microfotografía del amplificador multietapa medido.  
 (b) Lay-out del amplificador multietapa medido.  
 (c) Medida de la figura de ruido en función de la frecuencia variando la polarización de los transistores que lo componen.

A continuación se mostrará un ejemplo de aplicación del programa de medida NFMCTRL al caso de la medida de la figura de ruido de un amplificador multietapa en tecnología monolítica, cuya microfotografía y “lay-out” se muestran en las figuras 2.73 (a) y 2.73 (b), respectivamente. Dicho amplificador ha sido diseñado en el grupo [64] y está constituido por transistores P-HEMT de 6\*15 μm proceso D02AH de la foundry PHILIPS-PML. En la figura 2.73 (b) se muestra el resultado de la medida de figura de ruido para el amplificador multietapa en la banda de 18 a 26 GHz, variando la polarización de los transistores que componen el mismo. Se puede observar que el mejor resultado se obtiene polarizando los tres transistores del amplificador en el punto  $V_{gs} = 0.3 \text{ V}$  y  $V_{ds} = 1 \text{ V}$ .

## **2.7 MEDIDAS TERMICAS**

El avance tecnológico sufrido en los últimos años ha hecho que se utilicen dispositivos GaAs MESFET y HEMT en aplicaciones tan diversas como pueden ser los equipos embarcados en satélite, o la telefonía celular portátil. Por ello a la hora de suministrar modelos a diseñadores y foundries de dichos dispositivos, se ha de tener controlado el efecto que los cambios de temperatura ambiente puede tener sobre el comportamiento de los mismos. Con esta idea dentro del Grupo de Microondas ha surgido la necesidad de efectuar medidas de dispositivos MESFET y HEMT a distintas temperaturas. De esta manera se ha construido un prototipo de cámara térmica, el cual combina una celda de efecto Peltier junto con un congelador para incluir en su interior el sistema de medida, ofreciendo un rango medible desde  $-40^{\circ}\text{C}$  hasta  $+60^{\circ}\text{C}$ , una descripción detallada del mismo y de la consecuencia de la temperatura sobre el comportamiento de los dispositivos MESFET y HEMT ha sido presentada recientemente por nuestro grupo [60].

Un esquema del equipo automatizado de medida térmica se muestra en la figura 2.74. Con este equipo y dado que se utiliza el banco de medida pulsada TR-105 introducido en secciones anteriores se pueden efectuar tanto medidas de curvas características y pulsadas de transistores MESFET y HEMT, así como medidas de la conductancia de salida y de la transconductancia de los mismos, para dispositivo sobre test-fixture. No se han efectuado medidas de parámetros de Scattering con esta configuración por aparecer problemas para mantener constante la temperatura del test fixture mientras se realiza la calibración del analizador de redes. Estos problemas quedaran salvados con la construcción del tercer prototipo de cámara térmica, el cual permitirá introducir la estación de puntas comercial CASCADE MICROTECH SUMMIT 9000 dentro de la cámara térmica, y además se podrán efectuar medidas de dispositivo “on wafer”, tanto en DC, como en pulsada y parámetros de Scattering. Este tercer prototipo, que actualmente se halla en fase de desarrollo presenta además la ventaja de ser totalmente automático, es decir, tanto el control de las tensiones de polarización como el control de la temperatura de medida se realizan de forma automática mediante el ordenador vía bus RS-232 y no se fija la temperatura de medida en forma manual como se venía haciendo hasta ahora.



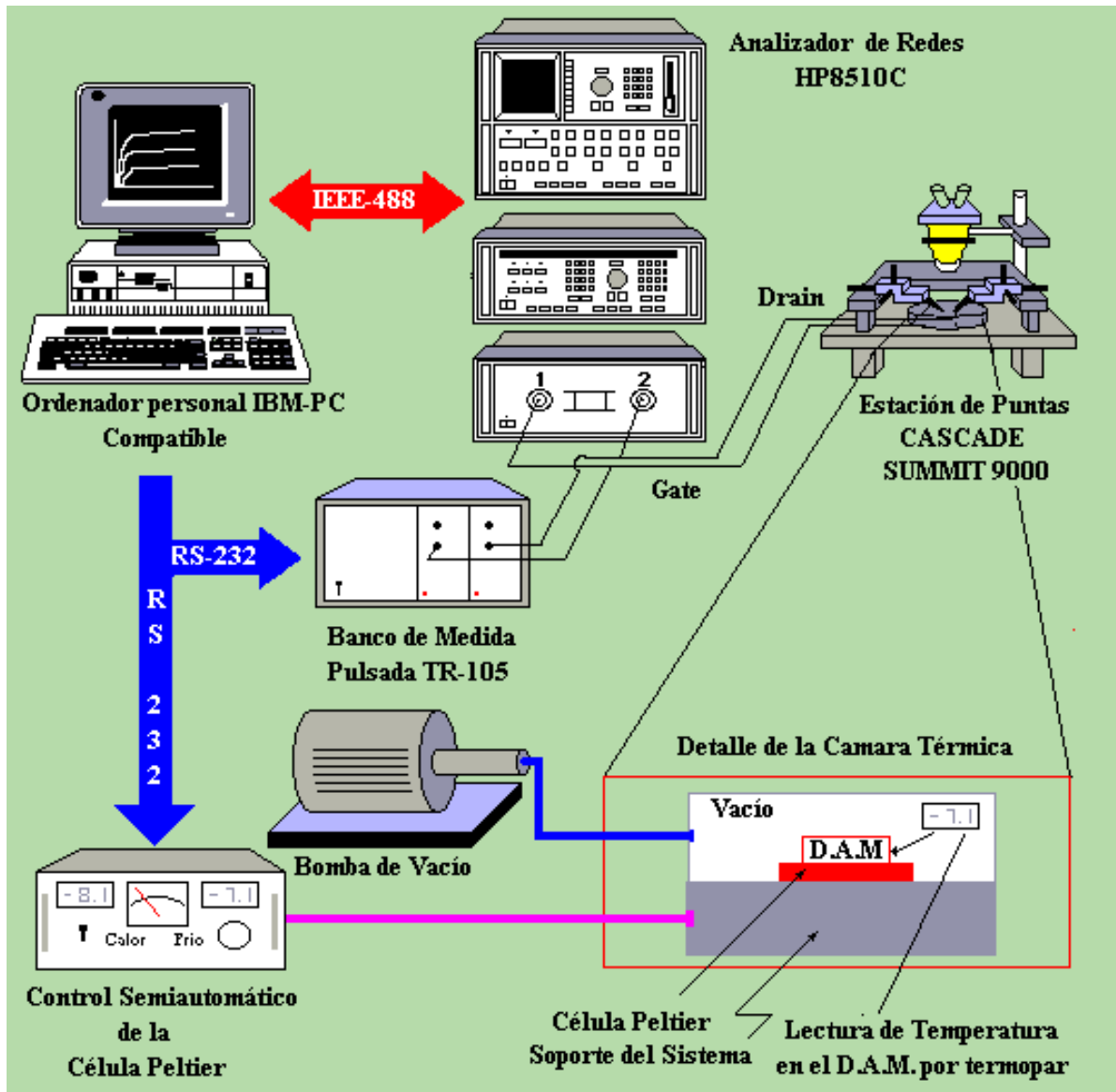


Figura 2.74 Esquema del sistema semiautomático de medidas térmicas desarrollado.

En la figura 2.75 (a), se puede visualizar la variación que sufren las curvas características de un transistor encapsulado comercial modelo CFX-31 de la foundry PHILIPS a las temperaturas de  $-14^{\circ}\text{C}$  y de  $+60^{\circ}\text{C}$ . Nótese que la variación de corriente puede llegar hasta 20 mA en la zona de saturación, así como de la variación de la pendiente en esta misma zona. Como se puede observar, estos efectos no son despreciables. Por lo tanto, deben ser tenidos en cuenta a la hora de proceder al modelado del dispositivo. En la figura 2.75 (b), se muestra la variación de las curvas pulsadas medidas en el punto de reposo  $V_{gs} = -2\text{ V}$ ,  $V_{ds} = 3\text{ V}$  para el transistor comercial encapsulado CFX-31 mencionado anteriormente a las

temperaturas de 0°C y +60°C respectivamente. Como se puede apreciar la influencia de la temperatura en este caso tampoco es despreciable.

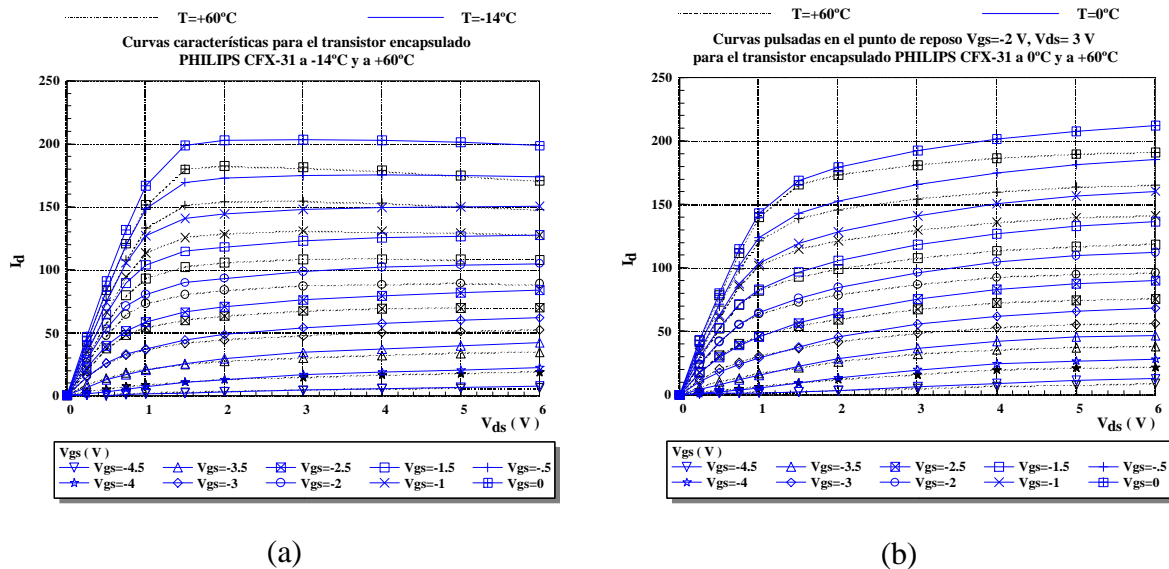


Figura 2.75 Variación de las curvas características de un transistor MESFET PHILIPS CFX-31.

(a) Características de DC medidas a  $-14^\circ$  y  $+60^\circ$ .

(b) Características pulsadas, medidas en el punto ( $V_{gs} = -2 \text{ V}$ ,  $V_{ds} = 3 \text{ V}$ ) a las temperaturas de  $0^\circ\text{C}$  y  $+60^\circ\text{C}$ .

En la figuras 2.76 (a), 2.76 (b), 2.76 (c) y 2.76 (d) se muestra la variación sufrida por los parámetros de Scattering del transistor PHILIPS CFX-31 polarizado en el punto  $V_{gs} = -0.5 \text{ V}$ ,  $V_{ds} = 3 \text{ V}$  a las temperaturas de  $-14^\circ\text{C}$  y  $+50^\circ\text{C}$ . Aunque la temperatura influye a todos los parámetros de Scattering, la variación más notable se produce en modulo del parámetro  $S_{21}$  (ganancia en pequeña señal) tal como se muestra en la figura 2.76 (d). Como se puede apreciar el módulo de los parámetros de Scattering disminuye conforme aumenta la temperatura externa, lo cual está en concordancia con los resultados expuestos por Anholt [62].

Una de las futuras líneas de trabajo es el modelado térmico de dispositivos en chip, y en oblea, ello será posible en cuanto el nuevo prototipo de camara térmica sea operativo. En ese momento se podrá efectuar la comparación de los parámetros de Scattering medidos a



diferentes temperaturas, para dispositivos “on wafer” y así estudiar la variación de todos elementos intrínsecos y extrínsecos al transistor con la temperatura.

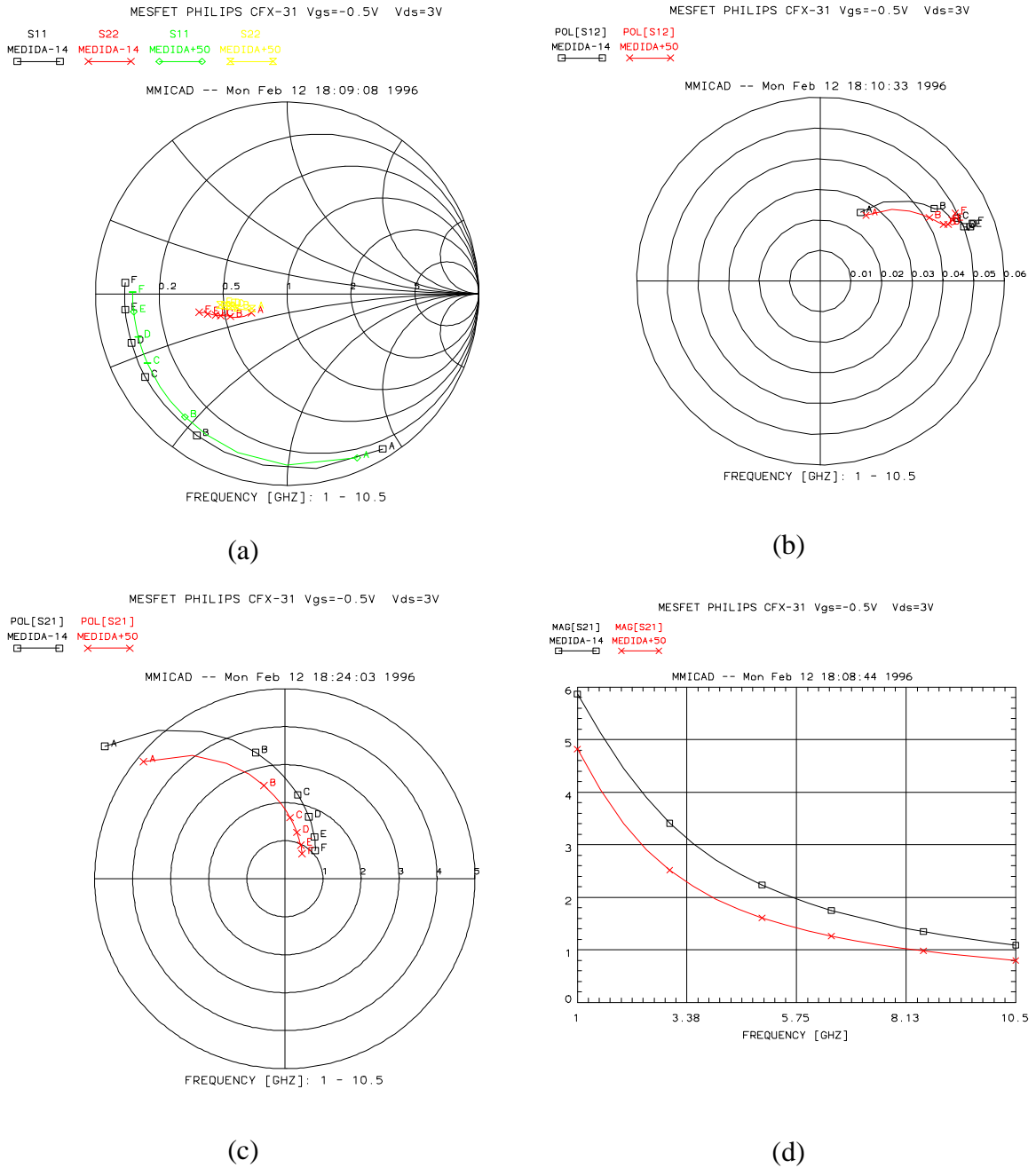


Figura 2.76 Variación de los parámetros de Scattering para el transistor encapsulado PHILIPS CFX-31 a las temperaturas de  $-16^{\circ}C$  y  $+50^{\circ}C$ .

(a)  $S_{11}$  y  $S_{22}$  (b)  $S_{12}$  (c)  $S_{21}$  (d)  $MAG[S_{21}]$

## **2.8 Conclusiones**

En este capítulo se ha efectuado una revisión de los métodos más usuales utilizados en la medida de dispositivos MESFET y HEMT utilizados a frecuencias de microondas. Se ha hecho especial hincapié en las novedades presentadas por este trabajo de tesis, sobre todo en la automatización de las medidas de DC, medidas de resistencias de acceso, unión Schottky, parámetros de Scattering, medidas pulsadas, medidas  $P_{in}/P_{out}$ , medidas de dispersión de baja frecuencia, medidas de figura de ruido y para finalizar de las medidas térmicas de dichos dispositivos.

Se ha comenzado el capítulo introduciendo las medidas en continua, como son: la determinación de curvas características I-V, la caracterización de las tensiones de “pinch-off” y de “breakdown” en DC, la determinación de las resistencias de acceso y la caracterización de la unión Schottky. Presentándose resultados de dichas técnicas de medida para diversos transistores MESFET y HEMT. Además, se han diseñado potentes herramientas de trabajo, que simplifican en gran manera las técnicas de medida aludidas anteriormente, entre ellas destaca la fuente de alimentación de doble canal AUREL-2 con su correspondiente software de control. La mayor ventaja presentada por la fuente es que es capaz de actuar en los cuatro cuadrantes I-V, pudiendo operar como fuente de tensión, fuente de corriente, o sumidero de corriente según las necesidades del usuario. A continuación, se han introducido como utilizar los polarizadores o “Bias-Tee”, para evitar oscilaciones indeseadas del transistor y se ha indicado como manipular un modelo comercial para obtener mayores prestaciones en corriente, a la hora de proceder a polarizar dispositivos de alta potencia. Por otro lado, se ha diseñado un juego de polarizadores POLGATE y POLDRAIN para ser utilizados cuando se efectúan medidas pulsadas, que evitan los problemas presentados por los polarizadores comerciales en este tipo de medidas.

Seguidamente se han introducido las medidas con inyección de corriente por la Gate del transistor utilizando las fuentes de alimentación programables FA-1, FA-2, FA-3 y FA-4 desarrolladas para efectuar las mismas. Así mismo, por un lado se ha efectuado un estudio comparativo de los tres métodos de determinación de resistencias de acceso que se han presentado, y por otro de la caracterización de la unión Schottky.



En cuanto a medidas pulsadas, se ha presentado otra herramienta de trabajo muy útil, como es el sistema de medida pulsada de alta velocidad TR105, este equipo trabajando conjuntamente con el software PULSADA que se ha desarrollado es capaz de efectuar medidas de curvas características I-V tanto en DC como en régimen pulsado, amén de efectuar medidas incrementales de la conductancia de salida y la transconductancia del dispositivo.

Antes de introducir las técnicas de medida en radiofrecuencia, se ha efectuado una revisión de los problemas que conlleva la calibración de los analizadores de redes, haciendo especial hincapié en el problema del “de-embedding” . Para evitar dicho problema a la hora de efectuar la medida de dispositivos discretos, bien encapsulados, o bien en chip se han diseñado tres test-fixures, dos de ellos sobre alúmina que permiten efectuar medidas de parámetros de Scattering en las bandas de 1-10 GHz el uno y de 0.5-20 GHz el otro, y el tercero sobre CuClad cubriendo la banda de 0.5-22 GHz.

Respecto a las medidas de parámetros de Scattering, también se ha efectuado la aportación de otra herramienta de trabajo que simplifica en gran manera dicha tarea. Esta herramienta es el programa de medida NANACTRL, el cual es capaz de gestionar simultáneamente las tareas de polarización del dispositivo utilizando fuentes de alimentación comerciales o nuestro prototipo AUREL-2 por un lado, y de medida con el analizador de redes vectorial HP8510C por el otro.

Las medidas de Scattering pulsados serán abordadas en un futuro próximo por nuestro grupo de trabajo, por ello solo se ha efectuado una introducción cualitativa de las mismas. Se han presentado también las medidas de dispersión en baja frecuencia, utilizando el sistema automatizado desarrollado BAMED-BF el cual está gestionado por el software SANACTRL y el subprograma BFCTRL, presentándose resultados para un transistor comercial.

Posteriormente, se han introducido las medidas en gran señal, comenzando por las medidas de Load-Pull, de las cuales se ha hecho una pequeña introducción teórica. Como el grupo carece de un banco de medidas Load-Pull, (aunque el diseño de un banco de este tipo entra dentro de los objetivos futuros a tratar por el grupo de trabajo), las medidas de Load-





Pull que han sido presentadas han sido realizadas en el Instituto IMST de Alemania dentro del marco del proyecto europeo ESPRIT 6050 MANPOWER. También se ha introducido muy brevemente la filosofía de las medidas de Scattering en gran señal a un nivel teórico, ya que desafortunadamente se carece del equipo necesario para efectuar dichas mediciones. Por otro lado, se han tratado las medidas  $P_{in}/P_{out}$  utilizando un solo tono, usadas para validar los modelos de gran señal y determinar el punto de compresión 1dB y las medidas de intermodulación empleando dos tonos, utilizadas no solamente para validar modelos no lineales, sino para determinar el punto de intercepción de tercer orden, así como el rango dinámico libre de espúreos. Se han aplicado ambas técnicas al caso de un transistor real, obteniéndose una excelente concordancia entre ellas.

Para finalizar, se han presentado las diferentes técnicas de medida de los parámetros de ruido, haciendo especial hincapié en las medidas de figura de ruido, introduciendo el sistema automatizado de medida de figura de ruido que se ha desarrollado, incluyendo el programa de medida de figura de ruido NFMCTRL, el cual simplifica de una forma notable dichas técnicas de medida. Por último se ha hablado de las medidas térmicas, mostrando la última versión del prototipo de cámara térmica que se ha diseñado al efecto y presentando medidas térmicas DC, pulsadas y de parámetros de Scattering para un transistor encapsulado comercial.

Con todo lo expuesto anteriormente, se puede afirmar que se han creado una serie de herramientas de medida “hardware” y “software”, que facilitan enormemente todo tipo de medidas utilizables tanto en la caracterización de dispositivos MESFET y HEMT, como en la validación de los modelos de pequeña y gran señal que se hallan desarrollado, con lo cual quedan cumplidos con creces los objetivos de este capítulo.



## 2.9 Referencias

- [ 1 ] - Fernández, Tomás. *Estudio del Comportamiento Dinámico y modelado gran señal de dispositivos GaAs MESFET para Comunicaciones en Tecnología Monolítica*. Tesis de Doctorado, Universidad de Cantabria 1995.
- [ 2 ] - Zamanillo, A. Mediavilla, A. Tazón, J.L. García. *Control Automático de la Instrumentación para la medida simultánea de Parámetros de Scattering y de las características I/V de transistores MESFET de Alta Frecuencia*. Unión Científica Internacional de Radio URSI, Valencia, Septiembre de 1993.
- [ 3 ] - Fukui. *Determination of the basic device parameters of GaAs MESFET*. Bell Systems Teach pp. 711-797 1979.
- [ 4 ] - Zamanillo J.M., T.Fernández, Y. Newport, A. Mediavilla, A.Tazón,. *Modelado Lineal de Transistores P-HEMT y GaAs MESFET incluyendo la dependencia con el punto de polarización de sus elementos*. Unión Científica Internacional de Radio URSI, Valladolid, Septiembre de 1995.
- [ 5 ] - Zamanillo J.M., T. Fernández, Y. Newport, A. Mediavilla, A.Tazón. *Improved Wideband Linear Modelling of P-HEMT & GaAs MESFET Devices including Bias dependence of their elements*. Microwaves & RF, February 1995.
- [ 6 ] - Kurokawa. *Power waves and the Scattering matrix*. IEEE Transactions Microwave Theory Tech., vol. MTT-13, n-2, March 1965
- [ 7 ] - Mediavilla A., J.M. Zamanillo and J.A. Teixeira, *Sistema Automático Vectorial de medida del Coeficiente de Reflexión en la Banda 2.45 GHz para la empresa CIMˆDOR*, Universidad de Cantabria, Mayo 1995.
- [ 8 ] - Hewlett Packard. *HP8510B Network Analyzer 45 MHz to 40 GHz*. Technical data, 1 Feb 1988 .
- [ 9 ] - Hewlett Packard. *HP8510C Keyword Dictionary*. Manual, 1 June 1-991
- [ 10 ] - Hewlett Packard. *HP8510C Network Analyzer 45 MHz to 50 GHz*. Technical data, 1 August 1991 .
- [ 11 ] - Hewlett Packard. *HP8510C On site Service Manual*. Manual, 1 August 1991 .
- [ 12 ] - Hewlett Packard. *HP8510C Test Set and Accesories*. Manual, 1 June 1-991
- [ 13 ] - Hewlett Packard. *S-parameters Desing..* Product Note 154. April 1, 1972.



- [ 14 ] - Salah. *Explicit formulas for error correction in microwave measuring sets with switching-dependent port mismatches*. IEEE Transactions Instrumental Measurement vol IM-28 n°1, pp 67-71 March 1979.
- [ 15 ] - Ruiz Dou, Jose Luis. *Técnicas de Corrección de errores para la medida de parámetros de Scattering*. Tesina de Magister, Santander, Septiembre 1989 .
- [ 16 ] - Pradell Lluís. *Diseño de amplificadores de bajo ruido en banda milimétrica*. Tesis doctoral. E.U. Politécnica de Barcelona 1989 .
- [ 17 ] - Hewlett Packard. *Specifying calibration standards for the HP8510 network analyzer*. Product Note 8510-5A. Feb. 1, 1987.
- [ 18 ] - Hewlett Packard. *BASIC Language Reference*. Volumes 1 & 2 August 1989.
- [ 19 ] - Hewlett Packard. *HP8510C Operating and Programming Manual*. Manual, 1 Aug.1991
- [ 20 ] - Hewlett Packard. *Introductory Operating Guide for the HP8510A vector network analyzer with HP-9000 series 200/300 desktop computer (BASIC)* HP-IB Programming Note. February 1, 1986. Hewlett Packard. *BASIC / DOS file transfers for the BASIC language processor*. Application Note 82300B 1989.
- [ 21 ] - Hewlett Packard. *Installing and Using HP BASIC in MS-DOS environment*. Nov. 1990.
- [ 22 ] - Hewlett Packard. *Integrating HP BASIC with MS-DOS Applications*. November 1990.
- [ 23 ] - Zamanillo Sainz de la Maza, José M<sup>a</sup>. *Medida de parámetros de Scattering en dispositivos microondas y modelización lineal de transistores MESFET*. Tesina de Licenciatura, Santander, Febrero de 1992.
- [ 24 ] - Zamanillo J.M., A. Mediavilla, A. Tazón, J.L. García. *Control Automático de la Instrumentación para la medida simultánea de Parámetros de Scattering y de las características I/V de transistores MESFET de Alta Frecuencia*. Unión Científica Internacional de Radio URSI, Valencia, Septiembre de 1993.
- [ 25 ] - Herman, C.I.C Pao, G.L. Lan and J.C. Chen. *Millimeter-Wave De-embedding using extended TRL (ETRL) approach*. IEEE MIT-Symposium pp 1033-1036 1990.
- [ 26 ] - Hewlett Packard. *Applying the HP8510 TRL calibration for non coaxial measurements*. Product Note 8510-8. Feb. 1, 1987.
- [ 27 ] - Rubin. *De-embedding mm-Wave MIC's with TRL*. Microwave Journal, pp 141-150, June 1990.
- [ 28 ] - Lautzenhiser S., A. Davidson and K. Jones, *Improve Accuracy of On-Wafer Tests Via LRM Calibration*, Microwaves & RF, pp. 105-109, January 1990.



- [ 29 ] - Hewlett Packard. *On wafer measurements using the HP8510 Network and CASCADE MICROTACH Wafer Probes*. Product Note 8510-6, 1986.
- [ 30 ] - Paagi, P. H. Williams and J. M. Borrego. *Nonlinear GaAs MESFET Modeling Using Pulsed Gate Measurements*. IEEE MIT Symposium. Digest, pp. 229-231, 1988.
- [ 31 ] - Platzker, A. Palevsky, S. Nash, W. Struble and Y. Tajima. *Characterization of GaAs Devices by a Versatile Pulsed I-V Measurement System*, IEEE MIT-S Digest, pp. 1137-1140,1990.
- [ 32 ] - Fernández, Y. Newport, J. M. Zamanillo, A. Tazón, A. Mediavilla. *Modelling of Operating Point Non Linear Dependence of  $I_{ds}$  Characteristics from Pulsed Measurements in MESFET Transistors*, 23<sup>th</sup> European Microwave Conference, pp.518-521, Sept. 1993.
- [ 33 ] - Wemple S:H., W.C. Niehaus, H.M. Cox, J.V. DiLorenzo and W.O. Schlosser, *Control of Gate-Drain Avalanche in GaAs MESFETs*, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. DE-278, pp 1013, June 1980.
- [ 34 ] - Teyssier, Jean-Pierre. *Caractérisation en impulsions des transistors Microondes: Application a la Modélisation Non Linéaire pour la C.A.O. des Circuits*, Thèse du Doctorat, Limoges, Janvier 1994.
- [ 35 ] - Fernández, A. Mediavilla, A. Tazón, J.L. García. *Low Frequency Dispersion Measurements for Nonlinear Microwave MESFET Modelling*. GaAs'92 European Gallium Arsenide Symposium. ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, April 1992.
- [ 36 ] - Quintanilla, M<sup>a</sup> Reyes. *Automatización del Banco de Baja Frecuencia para Caracterización de Transistores MESFET*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad de Cantabria.1993.
- [ 37 ] - Zamanillo,T.Fernández, Y. Newport, I. Cavia, A. Mediavilla, A.Tazón. *Software de Control bajo Windows para Analizadores de espectro con Aplicaciones a la Docencia*. Unión Científica Internacional de Radio URSI, Valladolid, Septiembre de 1995.
- [ 38 ] - I.Cavia. *Desarrollo de software para el control de instrumentación en microondas*, Proyecto fin de carrera, Universidad de Cantabria, Diciembre 1.994
- [ 39 ] - Tucker R., *RF characterization of microwave Power FETs*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-29, pp. 625-628, 1986.
- [ 40 ] - Pieroint M., R.D. Pollard and J.R. Richardson, *An Automated Measurement Technique for Measuring Amplifier Load-Pull and Verifying Large-Signal Models*, IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium Digest, pp. 625-628, 1986.



- [ 41 ] - Cusack J.M., S.M. Perlow and B.S. Perlman, Automatic Load Contour Mapping for Microwave Power Transistors, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-22, pp. 1146-1152, Dec. 1974
- [ 42 ] - Tazón Puente, Antonio *Estudio del comportamiento no lineal de dispositivos activos Microondas*. Tesis de Doctorado, Santander Junio de 1987.
- [ 43 ] - Ahdjoudj Mourat, *Realisation d'un Banc de Mesure "Load Pull Charge Active" en Technologie Six Portes*. Rapport de Stage, Limoges 1993.
- [ 44 ] - Nebus Jean-Michelle. Systeme Automatique de Caracterisation des Quadripoles non Lineaires Microondes: Application a la Conception Optimale D'Amplificateurs et D'Oscillateurs de Puissance. These Doctorat, Limoges, Juin 1988.
- [ 45 ] - Golio. *Microwave MESFET's and HEMT's* . Artech House 1991.
- [ 46 ] - Pradell L., I. Corbella, F. Purroy, M. Cáceres, G. Kompa, M. Novotny y F. Van Raay, *Comparación entre técnicas de medida y modelización de transistores MESFET y HEMT discretos hasta 40 GHz*, VII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio URSI, Actas Vol I, pp 44-48, Málaga Septiembre, 1992.
- [ 47 ] - Gupta M.S., O.Pitzalis, S.E. Rosebaum and P.T. Greiling, *Microwave Noise Characteristics of GaAs MESFETs: Evaluation by On-Wafer Low-Frequency Output Noise Current Measurements*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-35, pp. 1208-1218, December 1987.
- [ 48 ] - Friis H.T., *Noise Figures of Radio Receivers*, Proc. of the IRE, pp 419-422, July 1944.
- [ 49 ] - Fukui H., *Design of Microwave GaAs MESFETs for Broad-Band Low-Noise Amplifiers*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-27, pp.643-650, July 1979.
- [ 50 ] - Fukui H., Optimal Noise Figure of Microwave GaAs MESFETs, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-26, pp.1032-1037, July 1979.
- [ 51 ] - Dambrine G., F. Danneville & A. Cappy. *Noise parameters of active devices: From device physics to characterization methods*. 23<sup>th</sup> European Microwave Conference, Workshop Proceedings, pp.26-28, September 1993.
- [ 52 ] - Froelich R., *Measurements of GaAs MESFET noise Parameters*, Watkins-Johnson Company Technical Notes, Vol. 13, n°-6, November/December 1986.
- [ 53 ] - Froelich R., *Automated Noise-Parameter Measurements using a Microwave MESFET Probe*, Watkins-Johnson Company Technical Notes, Vol. 16, n°-1, January/February 1989.



- [ 54 ] - Hewlett Packard, *Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements*, Application Note 57-1, 1992.
- [ 55 ] - Mallat Juha. *HEMT noise parameter formulation by using intrinsic noise sources one by one*. 24<sup>th</sup> European Microwave Conference pp 1604-1609. Cannes, September 1994.
- [ 56 ] - Lane R.Q., *The Determination of Device Noise Parameters*, Proc. IEEE, Vol. 57, pp. 1461-1462, August 1969.
- [ 57 ] - Mitama M., and H. Katoh, *An Improved Computational Method for Noise Parameter Measurement*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-27, pp.612-615, June 1979.
- [ 58 ] - Chambers D.R., *A Noise Source for Noise Figure Measurements*, Hewlett Packard Journal, pp. 26-27, April 1983.
- [ 59 ] - Fernández Arribas M.A. *Informe sobre un programa de Control del medidor de figura de Ruido HP 8970B*, Universidad de Cantabria, Laboratorio de Microondas, Informe interno Septiembre de 1993.
- [ 60 ] - Fernández, J.M. García, Y. Newport, J.M. Zamanillo, A. Mediavilla, A.Tazón, *Estudio de la Influencia de la Temperatura Externa sobre el Comportamiento Estático y Pulsado de la fuente de Corriente Ids en GaAs MESFET*, Unión Científica Internacional de Radio URSI, Valladolid, Septiembre de 1994.
- [ 61 ] - Kurita O. and K. Morita. *Microwave MESFET Mixer*. IEEE Transactions Microwave Theory Techniques., vol. MTT-24, No.6, June 1976.
- [ 62 ] - Anholt R.E. and Stanley E. Swirthun, *Experimental Investigation of the Temperature Dependence of GaAs FET Equivalent Circuits*, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 39, pp 2020-2036, Sep. 1992.
- [ 63 ] - *Manpower - 6050, Six Monthly Report - Period 5 April to September 1994*, Oct. 1994
- [ 64 ] - Portilla Rubín, M. L. de la Fuente, E. Artal. *Circuitos MMIC a HEMT para receptor bajo ruido en la Banda K*, URSI 95', pp 879-882, Valladolid, Septiembre 1995.



# 3

# Métodos de Extracción de Modelos Circuitales Lineales para Dispositivos MESFET y HEMT

## 3.1 INTRODUCCION

En los capítulos anteriores se ha introducido los modelos circuitales de pequeña señal, así como los métodos de medida de dispositivos MESFET y HEMT susceptibles de ser utilizados en procesos de caracterización y validación de modelos eléctricos de pequeña y gran señal. Es por esta razón y procurando seguir un orden lógico, que en este capítulo se intente relacionar modelos eléctricos y medidas, estudiando los métodos de extracción directos para obtener circuitos equivalentes de pequeña señal, haciendo un especial hincapié en las importantes aportaciones efectuadas a los mismos por este trabajo de tesis.





Una de las aportaciones más importantes efectuadas al proceso de extracción lineal es la obtención de expresiones exactas para los circuitos, y no meras aproximaciones en zonas restringidas en frecuencia típicamente 10-12 GHz como se proponía hasta ahora por parte de algunos autores [1-3].

Otra contribución interesante a la extracción de parámetros circuitales es que la metodología de la extracción ha sido hábilmente modificada en función del tipo de componente y de las medidas efectuadas. De esta manera el modelador puede seleccionar el tipo de resistencias de acceso a utilizar en el dispositivo: medidas mediante los métodos de DC mostrados en el capítulo anterior o extraídas a partir de los métodos de FET frío que se presentarán en este capítulo. Este es un pequeño ejemplo de la variedad de caminos existentes para llegar a una solución válida aplicable a nuestro objetivo de obtención del modelo lineal óptimo a cada punto de polarización.

El ejemplo anteriormente mencionado, así como las múltiples alternativas en cuanto a variedad de modelos y técnicas de extracción han sido implementadas en un programa de ordenador que realiza las tareas de extracción y modelado lineal de forma totalmente automatizada denominado XTRMODFET (eXTRtracción de MODelos de transistores FET) y además permite efectuar una “optimización inteligente” de los elementos extraídos (intrínsecos y extrínsecos) en el punto de polarización considerado. Todo el conjunto de algoritmos de extracción, subrutinas matemáticas, rutinas de optimización, presentación de los resultados, etc. que componen el programa han sido ideados para poder efectuar lo que se denomina “extracción inteligente” de modelos circuitales de pequeña señal.

### **3.2 Métodos de Extracción: El concepto de extracción inteligente**

Debido a la trascendental importancia que posee el término “extracción inteligente”, merece la pena comentar su significado. Así pues, existen algunos programas de extracción comerciales como GASMAP [4] o SALSA [5] que efectúan optimizaciones de índole puramente matemática, olvidándose del significado físico de los elementos, obteniéndose en algunas ocasiones valores totalmente inaceptables, como pueden ser valores negativos de



resistencias y capacidades ó valores del tiempo de transito negativos o nulos. Estos valores anómalos son debidos a que la solución matemática al problema de la extracción de parámetros no es única, tal como se mostrará para los diferentes modelos de pequeña señal a lo largo del capítulo. Esta problemática se agrava en el caso de los transistores HEMT. Para evitar la misma, se ha desarrollado una nueva metodología por nuestra parte, la cual ha sido presentada recientemente [16-17], ofreciendo resultados muy alentadores. Para evitar estos problemas en el caso de los MESFET se ha forzado al software de optimización que tome como valores de partida los fijados por el proceso de extracción, y constriñendo los valores de los elementos de forma que jamás puedan alcanzar valores carentes de significado físico. Debido a la versatilidad y potencia del programa de extracción éste permite efectuar extracciones multibías a muchos puntos de polarización, a partir de las cuales el modelador puede obtener la dependencia de los elementos intrínsecos con la polarización, pudiendo deducir de una manera sencilla las expresiones no lineales que gobiernan dicha dependencia, tal como se estudiará a lo largo de este trabajo.

El programa también incorpora el cálculo de las figuras de mérito de los dispositivos MESFET y HEMT, las cuales dan una idea de la calidad del dispositivo. Dentro de estas figuras de mérito, cabe destacar el producto ganancia por ancho de banda, la frecuencia máxima de oscilación, la ganancias, etc.

La metodología básica utilizada en la extracción de los modelos circuitales lineales se encuentra basada en la medidas de parámetros de Scattering del transistor bajo distintas condiciones de polarización, y se encuentra inspirada en los trabajos de Minasian [2], Dambrine [3], Golio [6-7] y Wolff [8-9] principalmente, aunque las expresiones, algoritmos de optimización y ciertos aspectos de la filosofía de extracción han sido creados a lo largo de este trabajo de tesis. Todo ello ha sido encaminado a eliminar los inconvenientes presentados por las metodologías clásicas de Dambrine y Golio. Entre ellos, cabe destacar las siguientes limitaciones:

- Existen limitaciones de índole frecuencial en los modelos extraídos, debido a las aproximaciones efectuadas en la obtención de las expresiones que relacionan los elementos circuitales con los parámetros de Scattering.



- Para pequeñas diferencias de la función error los valores óptimos de los elementos intrínsecos, pueden variar considerablemente según sea el método de optimización empleado y según los valores iniciales.

- Es necesario utilizar métodos de caracterización de las resistencias de acceso basados, bien en la medida de DC como los expuestos en el capítulo anterior, o bien basados en la medida de parámetros de Scattering a muy baja frecuencia como el de Vogel [10], que se mostrará en este capítulo.

- En algunos casos se obtienen valores de los elementos que componen el circuito equivalente carentes de significado físico, sobre todo cuando se intenta aplicar estas técnicas de extracción a dispositivos HEMT.

Debido a la naturaleza distribuida de los transistores MESFET, un modelado del mismo mediante un circuito de parámetros concentrados será, evidentemente, una aproximación de precisión limitada. Debido a que la relación entre las dimensiones del dispositivo y la longitud de onda es pequeña, la modelización lineal es posible siempre y cuando el límite frecuencial del modelo esté alejado de la frecuencia correspondiente a dicha longitud de onda. Estos son los argumentos clásicamente esgrimidos en contra de la modelización mediante circuitos de parámetros concentrados por parte de los autores que defienden los modelos distribuidos, pero como se verá a lo largo de este capítulo para el caso de los modelos lineales, si no se abandona la hipótesis de pequeña señal introducida en capítulos anteriores, se obtienen excelentes resultados entre los parámetros de Scattering medidos y modelados a partir de modelos lineales. Análogamente se verá en posteriores capítulos para los modelos de gran señal.

El esquema mostrado en la figura 3.1 ilustra los diferentes tipos de modelado eléctrico que pueden efectuarse, en función del tipo de medidas realizadas.



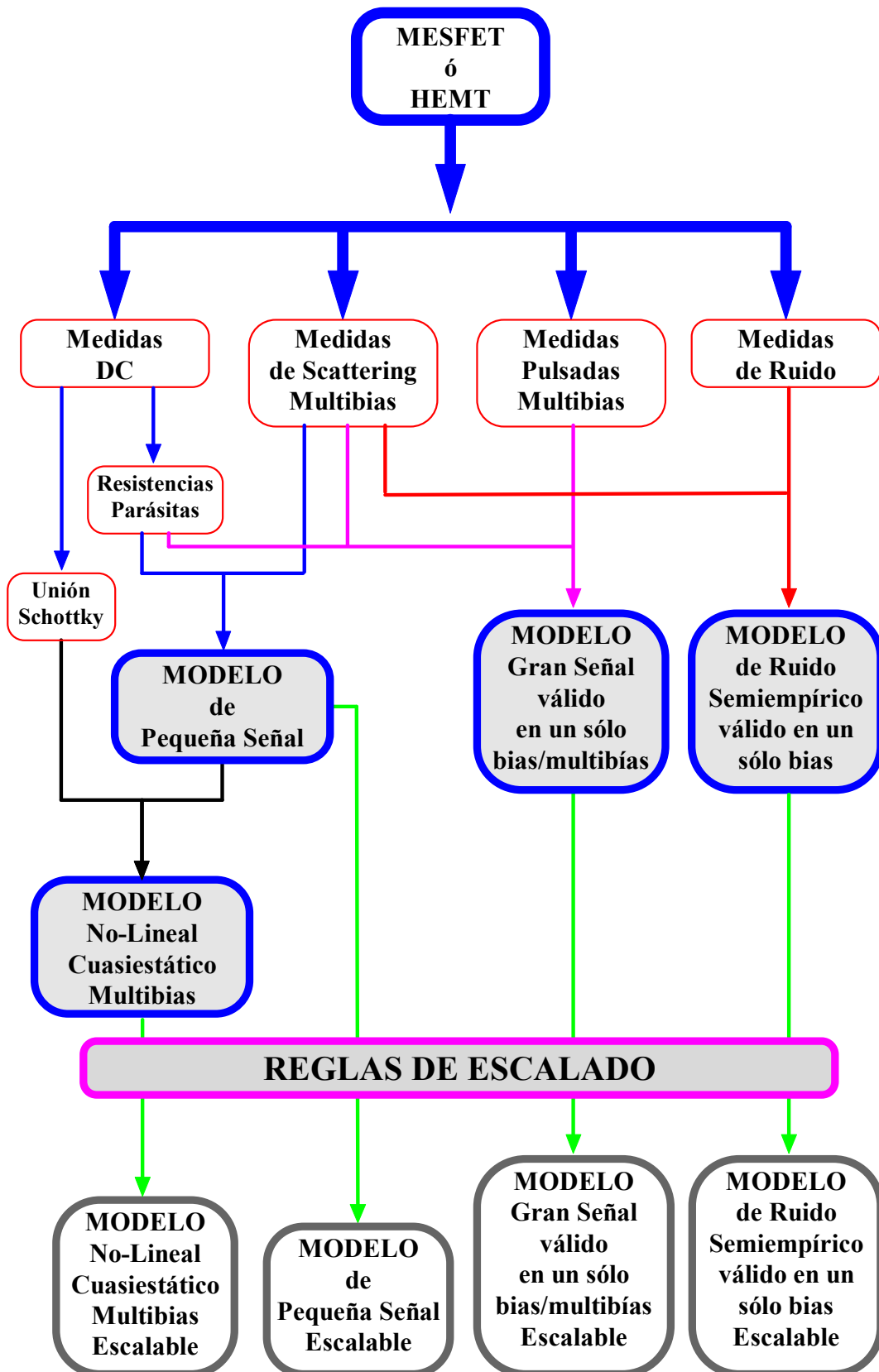


Figura 3.1 Esquema de los distintos tipos de modelado

Un modelo de pequeña señal, es una red de elementos concentrados capaz de simular el comportamiento frecuencial del dispositivo en un rango de frecuencias. Si se efectúa un estudio exhaustivo de la bibliografía relacionada con los modelos de pequeña señal de los transistores MESFET, se comprueba que cada autor propone un modelo diferente, obtenido a base de incluir o eliminar elementos en el modelo clásico de pequeña señal o modelo de Vendelin-Dambrine, con el fin de mejorar la simulación de los parámetros de pequeña señal del dispositivo empleado.

Si se intenta sintetizar todos los efectos reflejados en los modelos publicados, ello daría lugar a un circuito equivalente muy complicado, que requeriría un gran tiempo de cálculo y poca manejabilidad en su utilización. Es por esto que el circuito que se ha elegido es un circuito eléctrico sencillo, que refleja de forma precisa el comportamiento RF pequeña señal del transistor y sirva como referencia para un posterior modelado no lineal.

Las diferentes metodologías de extracción, los distintos modelos lineales utilizados para caracterizar los dispositivos MESFET y HEMT de microondas así como las diversas herramientas utilizadas en la extracción y optimización, incluyendo el programa XTRMODFET serán tratados exhaustivamente a lo largo de este capítulo.



### **3.3 Extracción de los elementos parásitos.**

La determinación de los elementos parásitos también denominados parámetros extrínsecos de un transistor MESFET/HEMT es muy importante para conseguir una correcta caracterización del dispositivo, puesto que el factor de ruido y el consumo de potencia son factores que, entre otros, muestran una dependencia muy acusada con dichos parámetros extrínsecos. Por otro lado la imprecisión en la determinación de estos elementos irá en detrimento de la caracterización de los parámetros intrínsecos del dispositivo, y el modelo obtenido no se ajustará correctamente a las medidas experimentales. Las resistencias, inductancias y capacidades extrínsecas simulan el conjunto formado por los hilos de conexión y las metalizaciones del chip, como se ha visto en el capítulo 1.

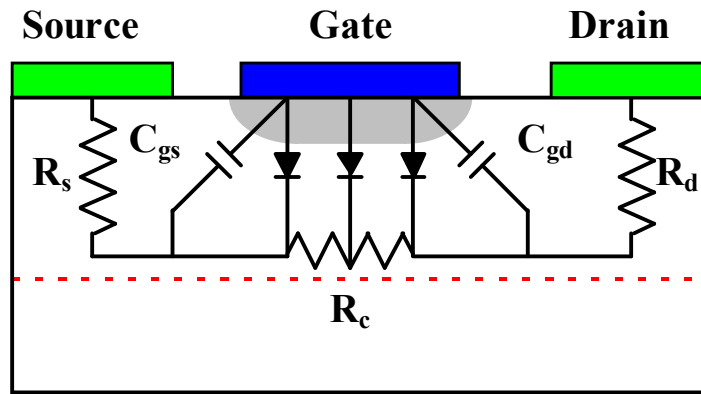
Aunque existen muchos métodos de extracción de elementos parásitos, todos ellos se basan en que el valor de dichos parámetros no varía con el punto de polarización, es por ello que se obtiene el valor de los mismos a partir de medidas de parámetros de Scattering a dos puntos de polarización específicos. Los puntos de polarización utilizados son bien el conjunto formado por A) y B1), o bien, el formado por A) y B2):

A)  $V_{ds} = 0$ , y  $V_{gs} < V_p$  (siendo  $V_p$  la tensión de pinch-off ó estrangulamiento de canal), este caso se utiliza para el cálculo de las capacidades de empaquetado.

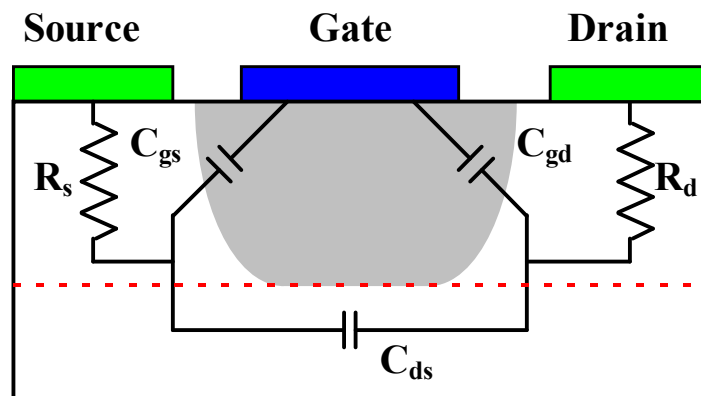
B1)  $V_{ds} = 0$ , para cualquier tensión  $V_{gs} > 0$  ( $I_g > 0$ ) este caso permitirá calcular las autoinducciones y las resistencias extrínsecas.

B2) Transistor sin polarizar, este caso se utiliza para calcular las autoinducciones y las resistencias extrínsecas, si no se utiliza la condición B1).

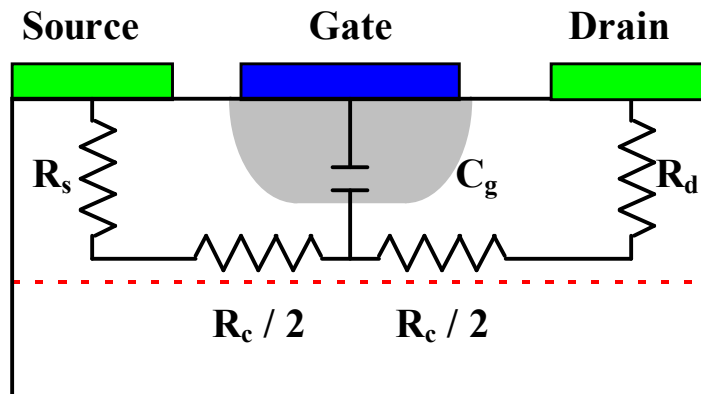
El esquema equivalente del transistor MESFET/HEMT bajo las condiciones de polarización anteriormente mencionadas es el mostrado en las figuras 3.2 (a), 3.2 (b) y 3.2 (c).



(a)



(b)



(c)

Figura 3.2 Esquema equivalente del transistor MESFET/HEMT para la extracción de los elementos parásitos.

- (a) Transistor Frío ( $V_{ds} = 0$ ) con la Gate directamente polarizada  $V_{gs} > 0$ .
- (b) Transistor Cortado  $V_{gs} < V_p$ .
- (c) Transistor sin polarizar.



Antes de profundizar en el estudio de las diferentes metodologías existentes para determinar los parámetros extrínsecos del dispositivo MESFET/HEMT conviene efectuar una pequeña muestra comparativa entre ellas valorando sus pros y sus contras.

El método de Dambrine [3] precisa de dos tipos de medidas de parámetros de Scattering del transistor en un margen de frecuencias relativamente bajo, hasta unos 5 GHz aproximadamente, una con el transistor cortado y otra con el transistor en “frío” ( $V_{ds}=0$ ), presentando el inconveniente de que tenemos que utilizar distintos ficheros de parámetros Scattering a varios puntos de polarización, para poder extraer los elementos extrínsecos. Así mismo aparece una dificultad añadida, ya que el cálculo de resistencias e inducciones de acceso depende del valor de intensidad que se inyecte por la Gate, y además uno de los valores de las resistencias de acceso  $R_g$ ,  $R_d$  o  $R_s$  debe ser determinado a partir de medidas en DC o de otro método.

Otra filosofía para la extracción de los elementos parásitos es la seguida por Golio [4], [6] y [7], dicha metodología parte de que las resistencias parásitas son conocidas a partir de las medidas de DC, mediante cualquiera de los métodos estudiados en el capítulo 2 ó mediante medida de parámetros de Scattering a muy baja frecuencia (típicamente 50 MHz), utilizando el método de Vogel [10] u otro similar, y por tanto solamente se han de extraer las inducciones y capacidades de acceso. Este método, presenta la ventaja de que sólo se han de conocer los parámetros de Scattering del transistor en un punto de polarización, pero presenta un grave inconveniente en el caso de los transistores HEMT debido a la sobreestimación que los métodos de DC hacen de la resistencia de puerta  $R_g$ , lo cual puede llevar a obtener valores de los elementos intrínsecos carentes de todo significado físico.

El método propuesto por Wolff [8-9], parte de una topología circuital un tanto distinta, tal como se muestra en la figura 3.3, puesto que en vez de considerar las capacidades  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$ , considera dos capacidades a las que llama  $C_{in}$  y  $C_{out}$ . Para determinar dichas capacidades Wolff incluye en la oblea lo que denomina una “estructura de test” consistente en dispositivos formados solamente por la capa de metalización sobre el sustrato semiaislante, y a partir de la medida de los parámetros de Scattering de dichas estructuras y mediante una sencilla relación matemática calcula los valores de  $C_{in}$  y  $C_{out}$ . La determinación de las resistencias e



inducciones de acceso se realiza a partir de medidas con el FET “frío” de una manera similar al método de Dambrine, pero sin necesitar de medidas adicionales para poder determinar las resistencias de acceso. Esto es posible ya que en los procesos de modelado lineal, generalmente, se supone que las resistencias de acceso no varían con la polarización [6]. Asumiendo esta aproximación Wolff utiliza los parámetros de Scattering del transistor en pinch-off y el transistor “frío” para determinar dichos valores de una manera única. Este método presenta el inconveniente de que el modelador generalmente no posee acceso directo a la tecnología de la foundry y por ello no siempre es posible el disponer de “estructuras de test” para la determinación de los condensadores parásitos  $C_{in}$  y  $C_{out}$ .

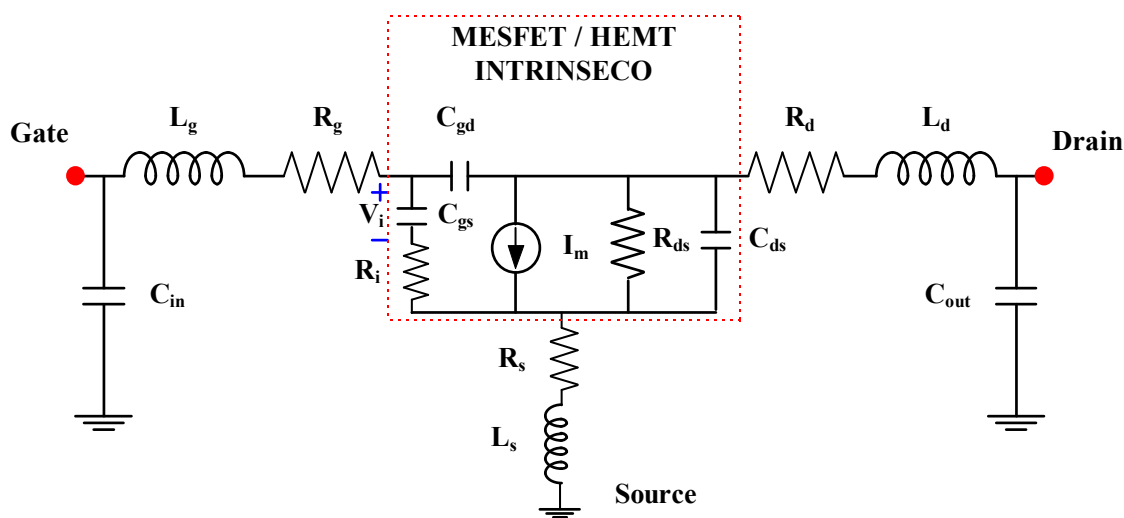


Figura 3.3 Modelo equivalente del transistor MESFET/HEMT utilizado por Wolff.

$$I_m = G_m \cdot V_i \text{ donde } G_m = g_m \cdot e^{-j\omega\tau}.$$

Tayrani [11-12] propone una técnica alternativa a las propuestas por Dambrine y Wolff para la extracción de los elementos parásitos, dicho método parte de la realización medidas de parámetros de Scattering en dos puntos de polarización distintos, uno es el usual de FET “frío” con inyección de corriente por Gate, mientras que el otro es la utilización de los parámetros de Scattering del FET sin polarizar ( $V_{gs} = V_{ds} = 0$ ). Como se verá más adelante, la estimación de las resistencias de acceso es bastante similar a la efectuada mediante el método de Wolff, presentando problemas de dispersión con la frecuencia para el caso de los HEMT. La extracción de las inducciones es similar a la utilizada por Dambrine y Wolff. En cambio, la



técnica de extracción de las capacidades parásitas es muy interesante, debido a que proporciona una estimación de la capacidad  $C_{ds}$  que puede ser utilizada como límite inferior en la extracción multibías de los parámetros intrínsecos con el FET caliente.

Además de Dambrine, Wolff o Tayrani, el tema de la extracción de las capacidades parásitas ha sido estudiado por gran cantidad de autores como: White [13], Eskandarian [14], Anholt [15], etc, cada uno de ellos efectúa pequeñas modificaciones al circuito equivalente de FET en pinch-off propuesto por Dambrine, y serán tratados más adelante.

El método de extracción de elementos parásitos totalmente automatizado, que ha surgido como resultado de este trabajo de tesis denominado DICOM (Departamento de Ingeniería de Comunicaciones Own Method) combina todos los métodos anteriores mencionados para obtener el mejor resultado en cuanto ajuste se refiere para cada tipo de dispositivo. Este método utiliza dos variantes llamadas DICOM-I y DICOM-II, la primera basada en medidas con el transistor sin polarizar, y la segunda basada en medidas con el FET “frío”, para determinar las resistencias e inducciones de acceso. Para el caso de los dispositivos HEMT las resistencias de acceso se obtienen a partir de un nuevo método de medidas “híbridas” DC + FET “frío” [16-17] denominado DICOM-II para HEMT para diferenciarlo del DICOM-II para MESFET. En cuanto al cálculo de las capacidades  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$  se ha optado por una variación del método de Tayrani, aunque en algunos casos debido al tipo de dispositivo dichos valores son muy pequeños (1-10 fF) y no se comete un excesivo error si se prescinde de ellos.

### **3.3.1 Cálculo de las resistencias extrínsecas**

Entre los métodos existentes para determinar las resistencias de acceso, destacan los métodos de continua vistos en el capítulo anterior, así como los métodos a partir de la medida de parámetros de Scattering. Dentro de estos últimos, se estudiará el método propuesto por Dambrine [3], en el que como se verá posteriormente es necesario realizar medidas de continua para determinar explícitamente los valores de todas las resistencias. En segundo lugar se estudiará el método propuesto por Vogel [10], que presenta la ventaja de no necesitar medidas en continua para determinar completamente los valores de las resistencias

extrínsecas, pero a cambio se necesita efectuar medidas adicionales de parámetros de Scattering a muy baja frecuencia ( $f < 500$  MHz). Posteriormente, se presentará la metodología de Wolff, que utilizando la medida de parámetros de Scattering en pinch-off y con el FET “frío”, no sólo es capaz de determinar las resistencias de acceso, sino que también permite calcular las inducciones de acceso simultáneamente. A continuación, se mostrará la técnica de Tayrani, que utiliza los parámetros de Scattering procedentes del FET sin polarizar y del FET polarizado en pinch-off, pudiendo calcular los demás parámetros extrínsecos: inducciones y capacidades parásitas a partir de los datos suministrados.

### **3.3.1.1 Métodos de corriente continua**

Los métodos de caracterización de resistencias de acceso a partir de medidas de corriente continua ya han sido tratados con todo detalle en la sección 2.2.3.1 por lo que no tiene caso el volver a tratarlos en este apartado. Lo único que se debe resaltar es que este tipo de metodología de obtención de resistencias a partir de medidas de DC ofrecen buenos resultados, en el caso de dispositivos MESFET utilizados en aplicaciones de baja frecuencia (pocos GHz). En cambio, para aplicaciones en las que se utilicen transistores MESFET a frecuencias más elevadas, así como para todo el rango frecuencial si se trata de dispositivos HEMT, es necesario utilizar otros métodos de extracción fundamentados en la medida de parámetros de Scattering.

### **3.3.1.2 Métodos basados en la medida de los parámetros de Scattering**

Dentro de los diferentes métodos de extracción de las resistencias parásitas de los dispositivos MESFET y HEMT basados en la medida de parámetros de Scattering, destacan:

- Métodos que utilizan el FET polarizado en un punto “frío”, como los métodos de Dambrine, Wolff, Golio y DICOM-II para MESFET.
- Métodos basados en la medida de parámetros de Scattering a muy baja frecuencia como el método de Vogel.



- Métodos que utilizan el FET sin polarizar como el métodos de Tayrani y DICOM-I.
- Métodos mixtos o “híbridos” DC + Scattering a FET “frío”, como el método DICOM-II para HEMT.

La utilización de métodos híbridos permite obtener valores de las resistencias de acceso utilizables en un gran ancho de banda frecuencial, que además minimizan la función de error en la reconstrucción de los parámetros de Scattering modelados a una gran cantidad de puntos de polarización “multibías”.

### **A - Método de Dambrine**

El método de extracción de resistencias parásitas presentado por Dambrine [3], es con mucho el más difundido entre la comunidad de modeladores de entre todos los métodos basados en la medida de parámetros de Scattering, y por ello es interesante efectuar un estudio detallado del mismo.

Para poder aplicar esta metodología, es necesario considerar las condiciones de polarización siguientes: FET “frío” e inyección de corriente por la Gate, ( $V_{ds}=0$ , y  $V_{gs} > 0$ ). La justificación de estas condiciones de polarización radica en la simplicidad que presenta el modelo equivalente del FET con  $V_{ds}=0$ . Bajo esta condición de polarización el modelo equivalente del transistor MESFET es el que ha sido mostrado en la figura 3.2 (a), el cual puede ser visto con más detalle en las figuras 3.4 (a) y 3.4 (b).

En dichas figuras,  $R_c$  representa la resistencia distribuida de canal y los diodos que generalmente representan la unión Schottky distribuida a lo largo del canal, han sido sustituido por celdas **RC** en la figura 3.4 (b) con la idea de simplificar los cálculos a realizar.

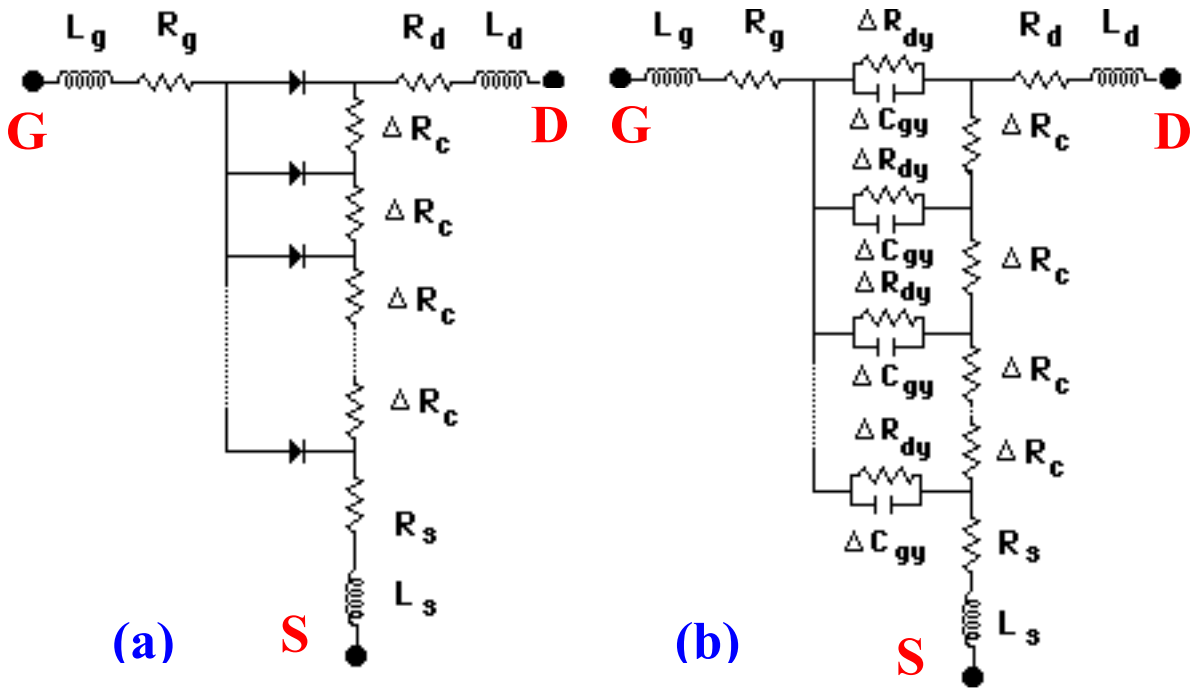


Figura 3.4 Circuito equivalente en parámetros distribuidos del transistor MESFET/HEMT a  $V_{ds} = 0$ .

- (a) La unión Schottky esta modelada por Diodos.
- (b) La unión Schottky esta modelada por celdas RC.

A partir de este circuito simplificado, y si se desprecia el efecto de los condensadores parásitos  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$ , se puede deducir que los parámetros  $[Z]$  para cualquier valor de  $V_{gs}$  vienen dados por las expresiones (3.1), (3.2), (3.3) y (3.4).

$$Z_{11} = R_g + R_s + \alpha_g \cdot R_c + Z_{dy} + j \cdot \omega \cdot (L_g + L_s) \tag{3.1}$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + \alpha' \cdot R_c + j \cdot \omega \cdot L_s \tag{3.2}$$

$$Z_{22} = R_s + R_d + R_c + j \cdot \omega \cdot (L_d + L_s) \tag{3.3}$$

$$Z_{dy} = \frac{R_{dy}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_g \cdot R_{dy}} \tag{3.4}$$

donde  $R_{dy}$  viene dado por:



$$R_{dy} = \frac{n \cdot K \cdot T}{q \cdot I_g} \quad (3.5)$$

$Z_{dy}$  representa la impedancia equivalente de la unión Schottky en el canal,  $\alpha_g$  y  $\alpha'$  son dos factores dependientes de la corriente de Gate  $I_g$ ,  $C_g$  es la capacidad total de Gate en estas condiciones de polarización, “n” es el factor de idealidad, el cual toma valores comprendidos entre 0 y 1, K es la constante de Boltzmann, T la temperatura en grados Kelvin, q la carga del electrón e  $I_g$  la corriente de puerta. la cual debe de ser lo suficientemente elevada para que  $\text{Re}[Z_{11}]$  no dependa excesivamente de la temperatura.

Debido a que la mayoría de los autores utiliza unos valores aproximados para los parámetros  $\alpha_g$  y  $\alpha'$ , es interesante estudiar la dependencia de éstos con la corriente de Gate  $I_g$ . K.W. Lee [18] efectúa un estudio detallado sobre la variación de los parámetros  $\alpha_g$  y  $\alpha'$  con la corriente de puerta. Los valores obtenidos por Lee son los siguientes:

$$\alpha_g = \frac{1}{3} - \frac{i}{144}, \quad i \leq 0.5$$

$$\alpha_g = \frac{1}{3 + 0.636 \cdot i + 1.75 \cdot 10^{-3} \cdot i^2}, \quad 0.5 < i < 15 \quad (3.6)$$

$$\alpha_g = \frac{1}{i}, \quad i \geq 15$$

$$\alpha' = \frac{1}{2} - \frac{i}{24}, \quad i \leq 0.5$$

$$\alpha' = \frac{1}{2 + 0.3478 \cdot i + 7.72 \cdot 10^{-3} \cdot i^2}, \quad 0.5 < i < 15 \quad (3.7)$$

$$\alpha' = \frac{2}{i+2}, \quad i \geq 15$$

El factor “i” viene fijado por la siguiente relación:

$$i = \frac{R_c}{n \cdot K \cdot T} \quad (3.8)$$



Por simplicidad de cálculo la mayoría de los autores suponen que la corriente de puerta  $I_g$  es tal que verifica la condición  $i \ll 0.5$ , con lo cual tendremos unas expresiones para  $\alpha_g$  y  $\alpha'$  muy sencillas y son las siguientes:

$$\alpha' = \frac{1}{2} \quad \text{y} \quad \alpha_g = \frac{1}{3} \quad (3.9a)$$

Esta hipótesis de que el factor  $i \ll 0.5$ , supone una limitación del valor máximo que puede tomar la corriente de puerta, y no contradice a la hipótesis que se ha formulado con anterioridad, según la cual la corriente de puerta  $I_g$  ha de ser elevada para que  $\text{Re}[Z_{11}]$  no dependa de la frecuencia. No obstante, esto no se puede constatar hasta haber calculado los valores de las resistencias extrínsecas y la resistencia de canal. Cuando se calculan esos valores, y conociendo el valor de la corriente de Gate, se puede calcular el valor del parámetro “i” a partir de la expresión (3.8) y comprobar que  $i \ll 0.5$ .

Hay que tener en cuenta que la aproximación (3.9a) se cumple en un margen de intensidades bastante amplio, ya que, para corrientes de puerta en las que  $i \approx 0.5$  se tiene que:

$$\alpha'_{i=0.5} = 0.4791 \approx \frac{1}{2} \quad \text{y} \quad \alpha_{g \ i=0.5} = 0.2951 \approx \frac{1}{3}$$

y los errores cometidos mediante el uso de esta aproximación son del 5% y 10%, respectivamente. Por tanto, bastará con que trabajemos con una corriente de Gate  $I_g$  tal que el factor  $i < 0.5$  para que ambas aproximaciones se verifiquen con un margen de error aceptable.

Es obvio que la dependencia de la parte real del parámetro  $Z_{11}$  con la frecuencia dificulta el cálculo de las resistencias extrínsecas, ya que añade tres incógnitas más al sistema formado por las ecuaciones (3.1), (3.2) y (3.3). Por tanto, se ha de asegurar que el producto de  $\omega C_g \cdot R_{dy} \ll 1$ . El cumplimiento de esta hipótesis supone el realizar los cálculos en un margen de frecuencias no muy elevado (típicamente se suele presentar resultados hasta 5-6 GHz). No obstante, la dependencia de  $\omega C_g \cdot R_{dy}$  con la frecuencia es poco importante, si se trabaja con corrientes de puerta relativamente grandes, tal como se ha supuesto anteriormente.



Ello implica polarizar el transistor con tensiones de puerta positivas  $V_{gs} > 0$ , inyectando corriente por la Gate. Al hacer esto la capacidad total bajo la puerta  $C_g$  aumenta, pero  $R_{dy}$  disminuye exponencialmente con el aumento de la corriente de Gate. Experimentalmente, se puede comprobar que para densidades de corriente comprendidas entre  $5 \cdot 10^7$  y  $10^8$  A/m<sup>2</sup> se tiene que el producto  $\omega \cdot C_g \cdot R_{dy} \rightarrow 0$  por lo cual se podrá efectuar la siguiente aproximación:

$$Z_{dy} \approx R_{dy} = \frac{n \cdot k \cdot T}{q \cdot I_g} \quad (3.9b)$$

Considerando las aproximaciones (3.9a) y (3.9b) como válidas tanto en el rango de intensidad de puerta como en el rango de frecuencias que se van a utilizar, se tendrá que las ecuaciones (3.1), (3.2) y (3.3) quedarán como sigue:

$$Z_{11} = R_g + R_s + \frac{R_c}{3} + \frac{n \cdot k \cdot T}{q \cdot I_g} + j \cdot \omega \cdot (L_g + L_s) \quad (3.10)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + \frac{R_c}{2} + j \cdot \omega \cdot L_s \quad (3.11)$$

$$Z_{22} = R_s + R_d + R_c + j \cdot \omega \cdot (L_d + L_s) \quad (3.12)$$

Si se separan las partes real e imaginaria se obtienen las siguientes expresiones:

$$\text{Re}[Z_{11}] = R_g + R_s + \frac{R_c}{3} + \frac{n \cdot k \cdot T}{q \cdot I_g} \quad (3.13)$$

$$\text{Re}[Z_{12}] = \text{Re}[Z_{21}] = R_s + \frac{R_c}{2} \quad (3.14)$$

$$\text{Re}[Z_{22}] = R_s + R_d + R_c \quad (3.15)$$

$$\text{Im}[Z_{11}] = \omega \cdot (L_g + L_s) \quad (3.16)$$





$$\text{Im}[Z_{12}] = \text{Im}[Z_{21}] = \omega \cdot L_s \quad (3.17)$$

$$\text{Im}[Z_{22}] = \omega \cdot (L_d + L_s) \quad (3.18)$$

De las partes reales se obtienen las resistencias parásitas, mientras que de las partes imaginarias se pueden obtener las autoinducciones parásitas, como se verá más adelante. Si como ya se ha dicho antes, la corriente de puerta es lo suficientemente grande se tiene que:

$$\frac{n \cdot K \cdot T}{q \cdot I_g} \rightarrow 0 \text{ y entonces: } \text{Re}[Z_{11}] \approx R_g + R_s + \frac{R_c}{3} \quad (3.19)$$

La expresión anterior ha sido una contribución más de este trabajo de tesis para simplificar el método de extracción de resistencias de Dambrine, y es válida siempre y cuando la intensidad que se inyecte por la puerta supere los 10 mA. De hecho, se han obtenido buenos resultados haciendo uso de la misma inyectando corrientes de Gate comprendidas entre 20 y 50 mA, utilizando la fuente de polarización AUREL-2.

Se puede optar por una alternativa a esta aproximación siguiendo el proceso propuesto por Dambrine consistente en realizar medidas del transistor para diversas corrientes de puerta y representar gráficamente  $\text{Re}[Z_{11}]$  frente a  $1/I_g$  como aparece en la figura 3.5 para un transistor de la foundry SIEMENS. Por otro lado puede visualizarse, en la misma gráfica, que los demás parámetros  $Z$  permanecen constantes con la corriente inyectada por la Gate.

Extrapolando la recta de  $\text{Re}[Z_{11}]$  que aparece en esta gráfica se puede calcular el valor de  $R_s + R_g + (R_c/3)$ , hallando el valor que toma para  $1/I_g = 0$ . En este caso se obtiene un valor de  $2.8 \Omega$ , mientras que utilizando la aproximación (3.19) para una corriente de puerta de 50 mA se obtiene un valor de  $2.78 \Omega$ , siendo el error cometido inferior al 1%. La aproximación presenta la ventaja de utilizar menos medidas experimentales y ser más rápida a la hora de efectuar el cálculo de la misma. No obstante, en el programa de extracción automática XTRMODFET que ha sido desarrollado en este trabajo de tesis se han implementado ambos procesos, y la opción por uno u otro queda a elección del usuario en función de las medidas que haya realizado y del tipo de modelo que desee generar.



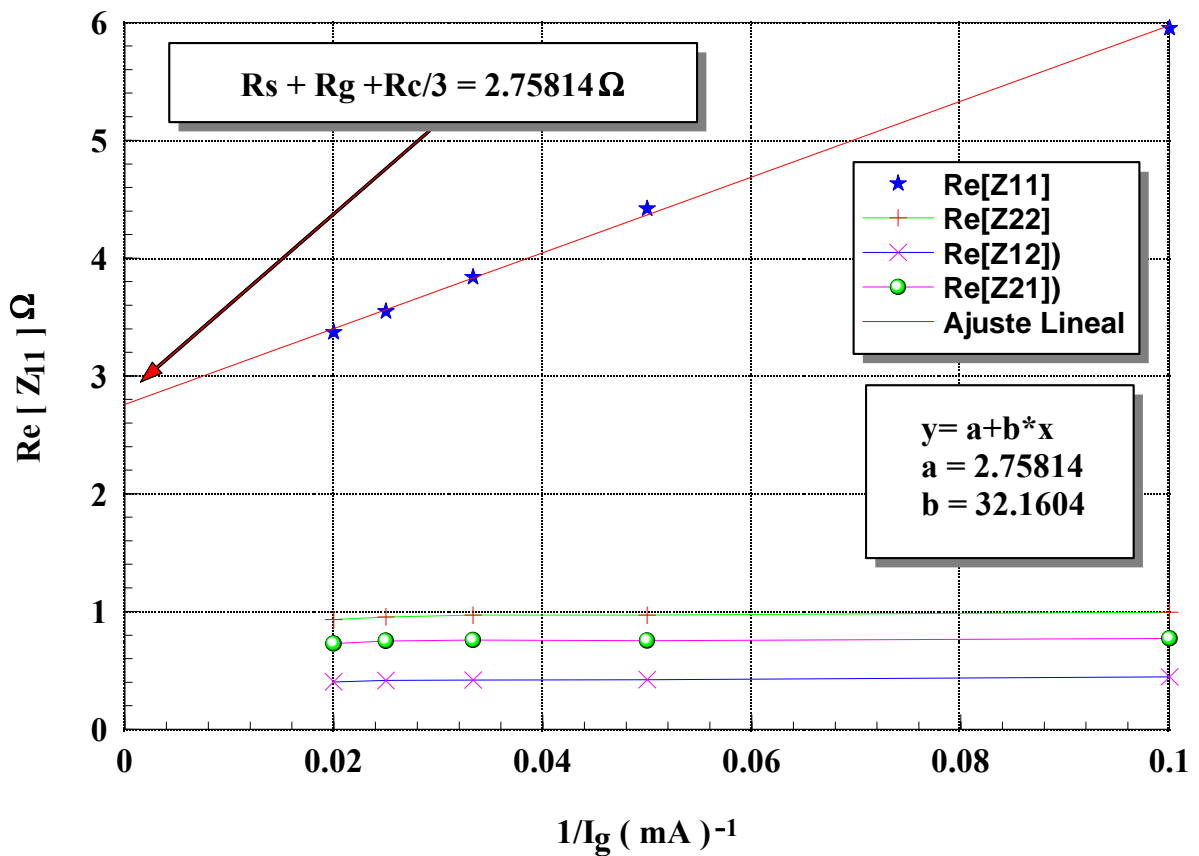


Figura 3.5 Variación de  $\text{Re}[Z_{ij}]$  con  $1/I_g$  para un transistor MESFET de media potencia SIEMENS DIOM9 de  $4 \times 330 \mu\text{m}$ .

En la figura 3.5 puede apreciarse que solamente el parámetro  $\text{Re}[Z_{11}]$  varía con la intensidad de Gate, mientras que los demás parámetros  $Z$  permanecen constantes con la corriente de Gate  $I_g$ . Una vez calculado el valor de  $R_s + R_g + (R_c / 3)$  se obtiene, junto con las expresiones (3.15) y (3.16) el siguiente sistema de tres ecuaciones y cuatro incógnitas:

$$\text{Re}[Z_{12}] = \text{Re}[Z_{21}] = R_s + \frac{R_c}{2}$$

$$\text{Re}[Z_{22}] = R_s + R_d + R_c \tag{3.20}$$

$$C = R_s + R_d + \frac{R_c}{2}$$

siendo  $C$  una constante ahora conocida.

Para poder resolver el sistema se ha de conocer un nuevo dato. Dambrine propone cuatro posibles soluciones :

- 1ª - Calcular el valor de la suma  $\mathbf{R}_s + \mathbf{R}_d$  utilizando el método de Fukui [19] .
- 2ª - Hallar el valor de  $\mathbf{R}_g$  a través de medidas del transistor en continua.
- 3ª - Hallar el valor de  $\mathbf{R}_s$  y  $\mathbf{R}_d$  también a partir de medidas de continua.
- 4ª - Calcular el valor de la resistencia de canal  $\mathbf{R}_c$  , en caso de conocer las características tecnológicas del canal.

En esta tesis se propone una quinta solución:

- 5ª - Optimizar mediante subrutinas matemáticas el valor de la resistencia de canal  $\mathbf{R}_c$  de forma que los valores obtenidos minimicen la función error por un lado y sean coherentes con los valores obtenidos mediante las técnicas de DC introducidas en el capítulo anterior.

### Solución 1

Si se utiliza el método de Fukui [19] para calcular  $\mathbf{R}_s + \mathbf{R}_d$  entonces podemos calcular la resistencia de canal  $\mathbf{R}_c$  despejándola de la ecuación (3.15), resulta:

$$R_c = \operatorname{Re}[Z_{22}] - R_s + R_d \quad (3.21)$$

sustituyendo en (3.20) queda:

$$R_g = C - R_s - \frac{\operatorname{Re}[Z_{22}] - R_s - R_d}{3} \quad (3.22)$$

siendo conocidas todas las resistencias extrínsecas.



### **Solución 2**

Si hallamos el valor de  $R_g$  a partir de medidas del transistor en continua, y sustituimos sus valores en el sistema (3.20) entonces:

$$R_s = C - R_g - \frac{R_c}{3} \quad (3.23)$$

sustituyendo en (3.15) y despejando resulta:

$$R_c = \frac{3 \cdot (\operatorname{Re}[Z_{22}] + R_g - C)}{2} \quad (3.24)$$

por tanto  $R_g$ ,  $R_s$  y  $R_c$  son conocidas, si sustituimos sus valores en (3.15) tendremos:

$$R_d = \operatorname{Re}[Z_{22}] - R_s + R_c \quad (3.25)$$

de esta manera, quedan totalmente determinadas las tres resistencias de acceso del transistor y la resistencia de canal.

### **Solución 3**

Si se hallan los valores de  $R_s$  y  $R_d$  a partir de las medidas en continua el cálculo es análogo al de la primera solución.

### **Solución 4**

Si se calcula el valor de  $R_c$  a partir de las características tecnológicas del transistor y lo sustituimos en (3.14), despejando  $R_s$  tendremos:

$$R_s = \operatorname{Re}[Z_{12}] - \frac{R_c}{2} \quad (3.26)$$

sustituyendo  $R_s$  y  $R_c$  en (3.15) y despejando  $R_d$  quedará:



$$R_d = \operatorname{Re}[Z_{22}] - R_s + R_c \quad (3.27)$$

sustituyendo los valores ahora conocidos en (3.20) y despejando  $R_g$  obtenemos la siguiente expresión:

$$R_g = C - R_s - \frac{R_c}{3} \quad (3.28)$$

siendo ahora todas las resistencias extrínsecas datos conocidos.

### **Solución 5**

Para resolver el sistema 3.20, se utiliza un valor de resistencia de canal  $R_c$  comprendido entre 0 y el valor  $R_c$  obtenido a partir del método de Fukui [19] si se dispone de dicha medida, o se deja libre si no se ha efectuado dicha medida. Los demás valores de las resistencias son calculados mediante la minimización de la función de error, buscando la solución matemática óptima para dichos valores.

Los algoritmos matemáticos utilizados para la minimización de la función error han sido seleccionados atendiendo a su robustez y velocidad de cálculo siendo de tres tipos: aleatorio o “random”, tipo Newton-Raphson y Gradiente Conjugado. El algoritmo aleatorio o “random” se utiliza para generar una semilla o valor inicial de la resistencia de canal  $R_c$  que esté comprendido entre el valor nulo y el valor  $R_c$  obtenido en DC a partir del método de Fukui, si este valor está disponible, los otros dos métodos calculan la matriz de derivadas primeras en el caso del Newton-Raphson, y la matriz Hessiana (matriz de las derivadas segundas) para encontrar un mínimo de función error de resolución del sistema. En la figura 3.6 puede verse un diagrama de flujo mostrando como han sido integrados estos métodos de optimización matemática en el seno del programa XTRMODFET.



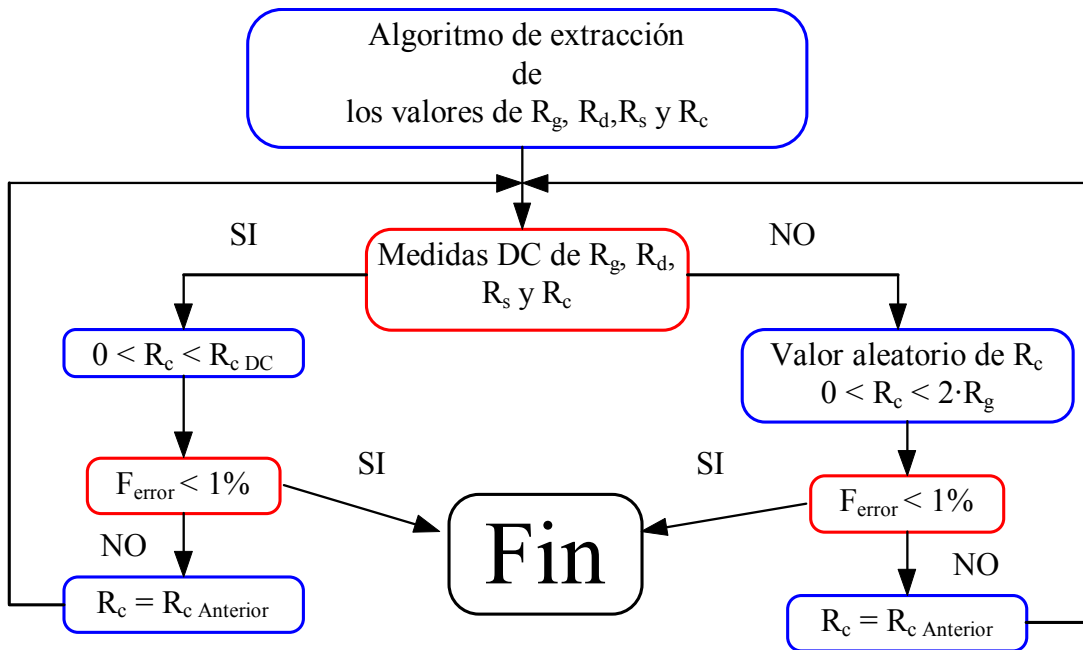


Figura 3.6 Diagrama de flujo de la optimización de la metodología de extracción de las resistencias de acceso calculadas a partir del método de Dambrine implementado en el programa de extracción XTRMODFET.

A estas cinco soluciones habría que añadir que otra manera de calcular todas las resistencias extrínsecas es utilizar el método propuesto por Vogel [10] que consiste en medir los parámetros de Scattering del transistor en baja frecuencia (de 50 hasta unos 500MHz) en diferentes configuraciones y que se presenta a continuación.

### **B - Método de Vogel**

El método propuesto por Vogel [10] permite el cálculo de las resistencias extrínsecas de transistores MESFET, a partir de las medidas experimentales de parámetros de Scattering realizadas en baja frecuencia. Este método posee la ventaja de que no son precisas medidas en continua, pero presenta el inconveniente de que es necesario realizar medidas de Scattering con Drain a masa y Source en circuito abierto con los problemas que ello conlleva, ya que, cuando tenemos el transistor montado en el carrier, éste tiene la fuente conectada a masa.

Para ello, se considerará las condiciones de polarización siguientes:  $V_{ds} = 0$ , para cualquier  $V_{gs} > 0$ , lo que como se ha visto en el apartado anterior, simplifica bastante el

circuito equivalente del transistor MESFET/HEMT. Vogel selecciona un rango de bajas frecuencias  $f < 500$  MHz , debido a que, a estas frecuencias el circuito aún se simplifica más, ya que las impedancias presentadas por las autoinducciones parásitas  $L_g$ ,  $L_d$  y  $L_s$  son despreciables frente a las impedancias presentadas por las resistencias  $R_g$ ,  $R_d$  y  $R_s$ . El circuito que resulta al despreciar estas autoinducciones, es el presentado en la figura 3.7.

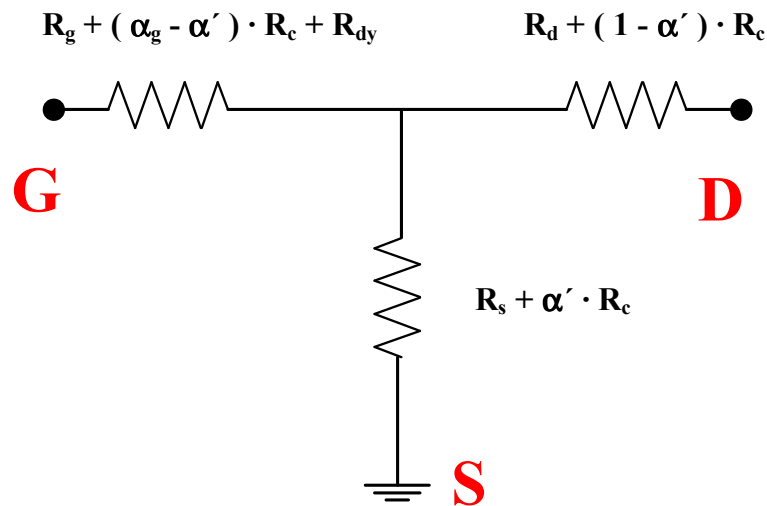


Figura 3.7 Circuito equivalente del transistor MESFET/HEMT en condiciones de baja frecuencia e inyección de corriente por Gate ( $V_{gs} > 0$  ,  $V_{ds} = 0$  y  $f < 500$  MHz).

En estas condiciones de polarización ( $V_{ds} = 0$ , para cualquier  $V_{gs} > 0$ ) y a estas frecuencias de trabajo ( $f < 500$  MHz), podemos escribir las siguientes expresiones:

$$Z_{11} \approx \text{Re}[Z_{11}] \tag{3.28}$$

$$Z_{12} = Z_{21} \approx \text{Re}[Z_{12}] \tag{3.29}$$

$$Z_{22} \approx \text{Re}[Z_{22}] \tag{3.30}$$

A partir del circuito de la figura 3.7 se puede obtener fácilmente las expresiones de los parámetros  $[Z]$  del transistor:

$$Z_{11} = R_g + R_s + \alpha_g \cdot R_c + R_{dy} \tag{3.31}$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + \alpha' \cdot R_c \quad (3.32)$$

$$Z_{22} = R_s + R_d + R_c \quad (3.33)$$

donde , como ya se ha visto en el método de Dambrine,  $R_{dy}$  viene dado por la expresión :

$$R_{dy} = \frac{n \cdot k \cdot T}{q \cdot I_g}$$

El paso siguiente a seguir en el método de Vogel es realizar una nueva medida de transistor con la siguientes condiciones de polarización:  $V_{gs} > 0$  , la fuente en circuito abierto y el drenador a masa. Bajo estas nuevas condiciones tenemos una red de una sola puerta, tal como se muestra en la figura 3.8.

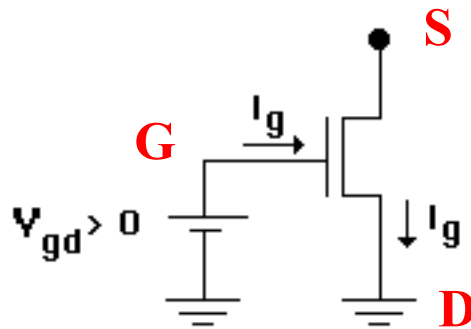


Figura 3.8 Transistor MESFET/HEMT con Source en circuito abierto y Drain a tierra.

Debido a que estamos trabajando en baja frecuencia y que el dispositivo se comporta como una red de una puerta, se puede realizar una medida del parámetro  $Z_{11}$  directamente, sin recurrir a las medidas de los parámetros [S]. Para distinguir este parámetro del que aparece en la expresión (3.31), llamaremos  $Z_{11BF}$  al medido directamente en baja frecuencia. Por tanto, se tendrá que:

$$Z_{11BF} = R_g + R_d + \alpha_g \cdot R_c + R_{dy} \quad (3.34)$$



Si se resta la ecuación (3.34) de la (3.31) y se vuelven a escribir las ecuaciones (3.32) y (3.33) se obtiene el siguiente sistema:

$$Z_{11} - Z_{11BF} = R_s - R_d \quad (3.35)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + \alpha' \cdot R_c \quad (3.36)$$

$$Z_{22} = R_s + R_d + R_c \quad (3.37)$$

Como el sistema tiene tres ecuaciones y cuatro incógnitas, se necesita una ecuación de ligadura más, o aplicar un método numérico de resolución similar al que se acaba de presentar para el método de Dambrine. La manera de obtener esta nueva ecuación para las condiciones de polarización que se han fijado consiste en efectuar al menos dos medidas para corrientes de puerta  $I_g$  distintas, con ello se obtienen dos valores distintos de  $\alpha'$  y además reescribir la ecuación (3.32) para este nuevo  $\alpha'$ , con lo cual tendremos un sistema de cuatro ecuaciones con cuatro incógnitas. A partir de este sistema, ya se pueden calcular los valores de todas las resistencias extrínsecas del transistor. Despejando  $R_d$  en (3.35) se tiene:

$$R_d = R_s - (Z_{11} - Z_{11BF}) \quad (3.38)$$

Sustituyendo (3.38) en (3.37) queda:

$$Z_{22} = 2 \cdot R_s - (Z_{11} - Z_{11BF}) + R_c \quad (3.39)$$

Despejando  $R_s$  resulta:

$$R_s = \frac{Z_{22} + (Z_{11} - Z_{11BF}) - R_c}{2} \quad (3.40)$$

Sustituyendo (3.40) en (3.36) :



$$Z_{12} = \frac{Z_{22} + (Z_{11} - Z_{11BF}) + R_c \cdot \left(\alpha' - \frac{1}{2}\right)}{2} \quad (3.41)$$

Si evaluamos la expresión (3.41) para dos corrientes de puerta  $I_{g1}$  e  $I_{g2}$  y se divide miembro a miembro, se tendrá que:

$$\frac{Z_{12} - \frac{1}{2}[Z_{22} + (Z_{11} - Z_{11BF})]_{I_{g1}}}{Z_{12} - \frac{1}{2}[Z_{22} + (Z_{11} - Z_{11BF})]_{I_{g2}}} = \frac{R_c \cdot \left(\alpha'_1 - \frac{1}{2}\right)}{R_c \cdot \left(\alpha'_2 - \frac{1}{2}\right)} = \frac{\alpha'_1 - \frac{1}{2}}{\alpha'_2 - \frac{1}{2}} \quad (3.42)$$

donde  $\alpha'_1 = \alpha' (I_{g1})$  y  $\alpha'_2 = \alpha' (I_{g2})$ . Suponiendo, al igual que se hacia en el método de Dambrine que  $0 < i < 15$  siendo “i” el factor dado por (3.8), entonces  $\alpha'$  viene dado por:

$$\alpha' = \frac{1}{2 + 0.3478 \cdot i + 7.72 \cdot 10^{-3} \cdot i^2} \quad (3.43)$$

Llamando “a” al cociente dado por (3.42), se tendrá que:

$$a = \frac{\alpha'_1 - \frac{1}{2}}{\alpha'_2 - \frac{1}{2}} = \frac{\frac{1}{2 + 0.3478 \cdot i_1 + 7.72 \cdot 10^{-3} \cdot i_1^2} - \frac{1}{2}}{\frac{1}{2 + 0.3478 \cdot i_2 + 7.72 \cdot 10^{-3} \cdot i_2^2} - \frac{1}{2}} \quad (3.44)$$

Operando, sustituyendo “i” por su valor y despreciando terminos de tercer orden se obtiene una ecuación de 2º grado de la forma

$$\begin{aligned} & 2.685 \cdot 10^{-3} \cdot \left[ (I_{g1} + I_{g2}) \cdot I_{g2} \cdot (1 - a) \right] \left( \frac{R_c}{n \cdot k \cdot T} \right)^2 + \\ & + \left[ 0.3478 \cdot I_{g2} (1 - a) + 1.54 \cdot 10^{-2} \cdot \left( I_{g1} - a \cdot \frac{I_{g2}^2}{I_{g1}} \right) \right] \cdot \frac{R_c}{n \cdot k \cdot T} + \\ & + 0.6956 \cdot \left( I_{g1} - a \cdot \frac{I_{g2}}{I_{g1}} \right) = 0 \end{aligned} \quad (3.45)$$

Llamando S a la solución de esta ecuación de segundo grado, entonces se puede escribir que  $S = (R_c/n \cdot K \cdot T)$  y despejando se tiene que:

$$R_c = S \cdot n \cdot k \cdot T \quad (3.46)$$

expresión que facilita el cálculo de la resistencia de canal  $R_c$ . Aunque se desconozca el factor de idealidad “n”, se puede calcular el resto de las resistencias extrínsecas a partir del valor solución de la ecuación de segundo grado  $S = R_c/n \cdot K \cdot T$ .

Una de las dos soluciones de la ecuación de segundo grado, siempre va a tener valor negativo y, por tanto, carece de significado físico, por lo que será despreciada siempre. Esta conclusión es fácilmente deducible, ya que de la expresión (3.44) se tiene que:

$$a = \frac{\alpha'_1 - \frac{1}{2}}{\alpha'_2 - \frac{1}{2}}$$

Para valores  $I_{g2} > I_{g1}$ , utilizando la expresión (3.43) se ve que  $\alpha'_1 > \alpha'_2$ . Además se ha impuesto la condición de que  $\alpha' < 0.5$ , por tanto el denominador de la ecuación (3.47) es más pequeño que el numerador, y por tanto siempre se verificará que  $a < 1$ . De aquí se concluye que el término de primer orden de la ecuación de segundo grado (3.45) va a ser siempre positivo, como una de las dos soluciones siempre va a ser negativa y en consecuencia no va a haber ambigüedad en la determinación de las resistencias parásitas.

Una vez obtenido el valor de  $R_c/n \cdot K \cdot T$  ó  $R_c$ , el cálculo de las resistencias extrínsecas es inmediato, ya que a partir de dicho valor y utilizando la expresión (3.8) se obtiene el valor de “i”, se introduce su valor en (3.44) y se procede a calcular el factor  $\alpha'(i)$ . Conocido  $\alpha'(i)$ , solo resta sustituir su valor en la ecuación (3.36). Si reescribimos (3.35), (3.36) y (3.37) se tiene:

$$Z_{11} - Z_{11BF} = R_s - R_d \quad (3.35)$$



$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + \alpha' \cdot R_c \quad (3.36)$$

$$Z_{22} = R_s + R_d + R_c \quad (3.37)$$

El sistema formado por (3.35), (3.36) y (3.37) es ahora compatible y determinado, resolviéndolo se conocerán los valores de  $R_s$  y  $R_d$ . Si se resta (3.36) de (3.37) y se despeja  $R_d$  resulta:

$$R_d = Z_{22} - Z_{12} - R_c \cdot (1 - \alpha') \quad (3.47)$$

Sustituyendo  $R_d$  y despejando  $R_s$  en (3.35) se tiene:

$$R_s = Z_{11} - Z_{11BF} + R_d = Z_{11} - Z_{11BF} + Z_{22} - Z_{12} - R_c \cdot (1 - \alpha') \quad (3.48)$$

Finalmente, solo queda calcular el valor de  $R_g$  para lo cual se despeja de (3.31) y resulta:

$$R_g = Z_{11} - R_s - \alpha_g \cdot R_c - R_{dy} \quad (3.49)$$

Donde  $\alpha_g$  viene dado por:

$$\alpha_g = \frac{1}{3 + 0.636 \cdot i + 1.75 \cdot 10^{-3} \cdot i^2} \quad \text{con } 0.5 < i < 15 \quad (3.50)$$

### **C - Método de Golio**

El método propuesto de extracción de resistencias propuesto por Golio [6-7] consiste en una mera aplicación del método de Fukui [19], el cual ya ha sido introducido en el capítulo anterior, y por tanto no tiene caso el tratarlo aquí. Este método presenta inconvenientes con los transistores HEMT, debido a la sobreestimación del valor de la resistencia de Gate  $R_g$ , la solución propuesta por Golio en este caso es utilizar valores de las resistencias de acceso obtenidos a partir de medidas de parámetros de Scattering con el FET “frío”. Pero esta, tampoco es la solución correcta, por que los valores de  $R_s$  y  $R_d$  obtenidos para dispositivos

HEMT difieren totalmente de los obtenidos en DC, debido a la especial configuración de estos transistores. La solución correcta se verá más adelante al presentar el método DICOM para los transistores HEMT.

### **D- Método de Wolff**

El método propuesto por Wolff difiere un poco en cuanto al orden de extracción de los elementos parásitos de los demás métodos, esto es debido al cambio de la topología circuital de los condensadores de empaquetado utilizados por Wolff  $C_{in}$  y  $C_{out}$  en vez de  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$  tal como se adelantó en la figura 3.3. Por ello se supone que los condensadores  $C_{in}$  y  $C_{out}$  son conocidos con anterioridad a las resistencias e inducciones de acceso, para calcular el valor de estas el método utiliza medidas de parámetros de Scattering en un punto “frío” de manera similar al método de Dambrine, pero siguiendo unas expresiones un tanto distintas tal como se mostrará a continuación. Si se transforma los parámetros de Scattering medidos correspondientes al punto frío [ $S_{med-frío}$ ] en parámetros de admitancia [ $Y_{med-frío}$ ] y se elimina la influencia de los condensadores parásitos  $C_{in}$  y  $C_{out}$ , resulta que:

$$Y'_{11} = Y_{11med-frío} - j \cdot \omega \cdot C_{in} \quad (3.51)$$

$$Y'_{22} = Y_{22med-frío} - j \cdot \omega \cdot C_{out} \quad (3.52)$$

como además la matriz de Scattering en este punto de polarización  $Y_{12} = Y_{21}$ .

$$Y'_{12} = Y_{12med-frío} = Y'_{21} = Y_{21med-frío} \quad (3.53)$$

Transformando nuevamente estos parámetros en parámetros de impedancia resulta:

$$Z'_{11} = R_g + R_s + \alpha_g \cdot R_c + Z_{dy} + j \cdot \omega \cdot (L_g + L_s) \quad (3.54)$$

$$Z'_{12} = Z'_{21} = R_s + \frac{R_c}{2} + j \cdot \omega \cdot L_s \quad (3.55)$$



$$Z_{22}' = R_s + R_d + R_c + j \cdot \omega \cdot (L_g + L_s) \quad (3.56)$$

expresiones totalmente análogas a las ecuaciones (3.1), (3.2) y (3.3) del método de Dambrine, efectuado una transformación del circuito en T resulta:

$$Z_G = Z_{11}' - Z_{12}' = R_{GC} - \frac{R_c}{2} + R_g + j \cdot \omega \cdot L_g \quad (3.57)$$

$$Z_D = Z_{22}' - Z_{12}' = \frac{R_c}{2} + R_d + j \cdot \omega \cdot L_d \quad (3.58)$$

$$Z_S = Z_{12}' = Z_{21}' = R_s + \frac{R_c}{2} + j \cdot \omega \cdot L_s \quad (3.59)$$

donde  $R_{GK}$  es un factor introducido por Wolff que describe el acoplamiento entre el diodo distribuido de la Gate y el canal activo, y viene dado por:

$$R_{GK} = Z_{dy} + \alpha_g \cdot R_c \quad (3.60)$$

restando (3.58) de (3.59) y tomando parte real resulta que:

$$R' = R_s - R_d = \text{Re}[Z_S^{med}] - \text{Re}[Z_D^{med}] \quad (3.61)$$

Para poder calcular las resistencias extrínsecas Wolff utiliza ahora los parámetros de Scattering medidos con el transistor cortado, si se transforma el circuito equivalente bajo estas condiciones de polarización de un circuito  $\Pi$  a un circuito T tal como se muestra en la figura 3.9, resulta que los parámetros de impedancia vienen dados por:

$$Z_G = R_g + j \cdot \omega \cdot L_g + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_G} \quad (3.62)$$

$$Z_D = R_d + j \cdot \omega \cdot L_d + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_D} \quad (3.63)$$

$$Z_s = R_s + j \cdot \omega \cdot L_s + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_s} \quad (3.64)$$

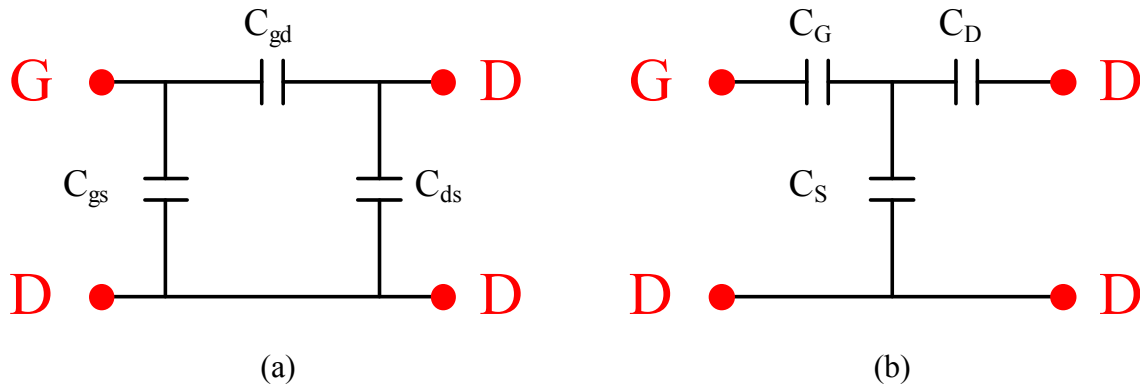


Figura 3.9 Circuito capacitivo equivalente del dispositivo MEFET/HEMT en condiciones de pinch-off.  
 (a) Red en  $\Pi$ .  
 (b) Red en T.

tomando la parte real de las expresiones (3.62), (3.63) y (3.64) resulta:

$$R_g = \text{Re}[Z_G] \quad (3.65)$$

$$R_d = \text{Re}[Z_D] \quad (3.66)$$

$$R_s = \text{Re}[Z_S] \quad (3.67)$$

Aplicando estas expresiones se obtienen valores apropiados de  $R_g$  y  $R_d$  para frecuencias superiores a los 5 GHz para evitar el efecto dominante de las capacidades parásitas, pero debido a la incertidumbre en la medida del parámetro  $S_{12}$  en condiciones de pinch-off, la determinación de  $R_s$  presenta una gran dependencia con la frecuencia, por ello Wolff propone obtener  $R_s$  despejando de la ecuación (3.61)

$$R_s = R_d + R' \quad (3.68)$$

### **E- Método de Tayrani**

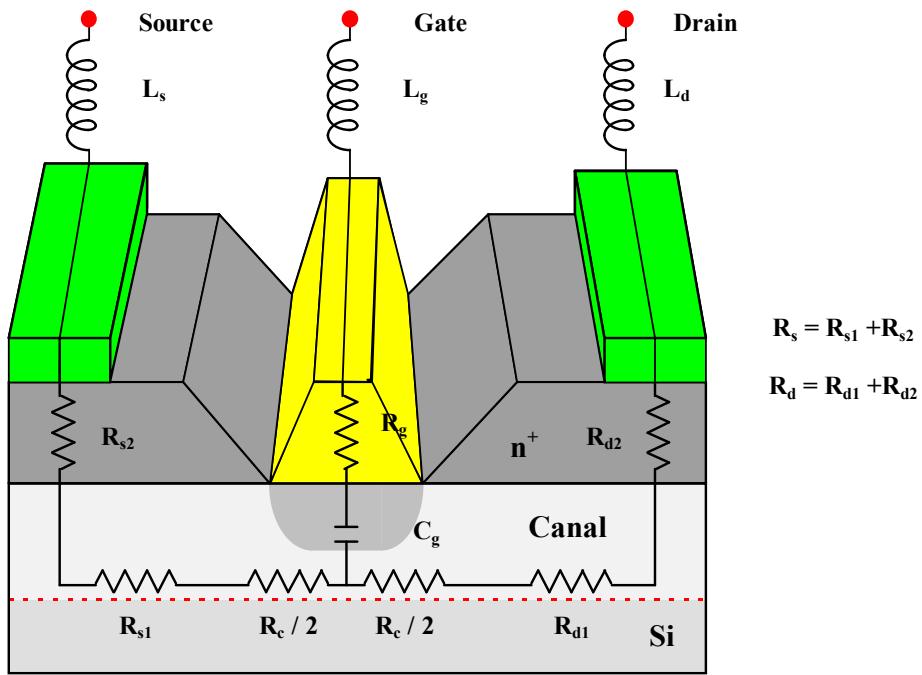
La novedad de la técnica propuesta por Tayrani [11-12] reside en la extracción de todos los elementos parásitos a partir de la medida de parámetros de Scattering correspondientes al dispositivo bajo condiciones de no polarización y de polarización en el corte o pinch-off. Las principales ventajas aducidas por Tayrani para justificar la utilización de esta técnica frente a las anteriormente mostradas son las siguientes:

- La metodología de extracción no utiliza la polarización directa de la unión Schottky, eliminando por tanto la degradación del dispositivo causada por las altas corrientes de puerta.
- Todas las resistencias parásitas quedan unívocamente determinadas a partir del FET no polarizado y del FET en “pinch-off” evitando la utilización de otras técnicas.

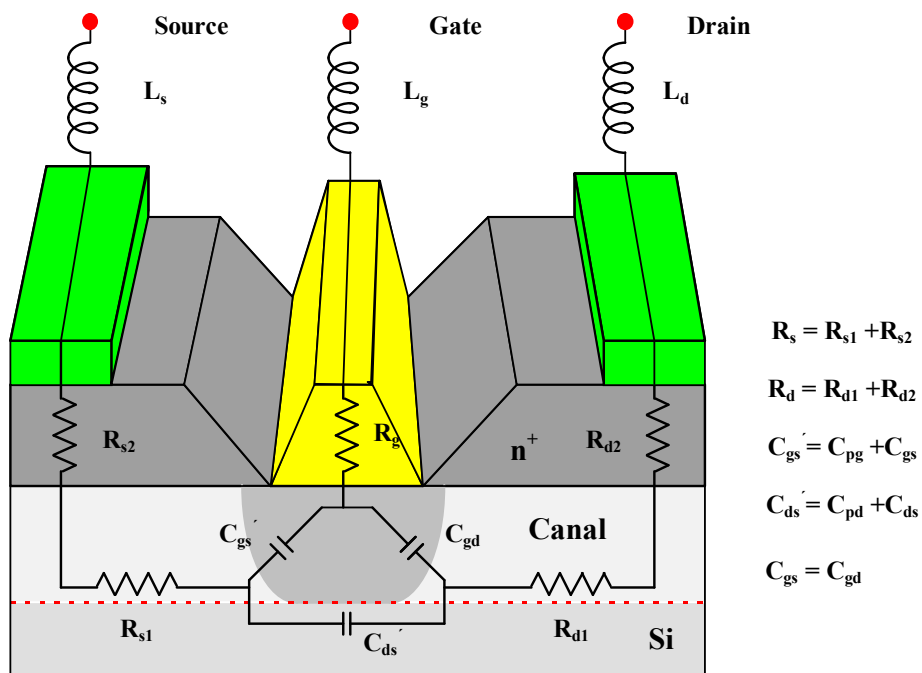
La primera razón es cierta si se inyectan intensidades de Gate comprendidas entre 50 y 70 mA (si se superan los 70 mA, generalmente se destruye el dispositivo). Pero, para intensidades comprendidas entre 10 y 30 mA que son las que usualmente se han utilizado en los métodos de FET frío a lo largo de esta tesis, no se ha constatado una degradación de los dispositivos al efectuar medidas de parámetros de Scattering en “caliente” ( $V_{ds} \neq 0$ ), antes y después de efectuar la medida en “frío”. En cuanto a la segunda razón, existen técnicas como la de Wolff o DICOM mediante las cuales se pueden calcular los valores de las resistencias de acceso sin necesitar utilizar otro tipo de medidas.

El método de extracción de resistencias propuesto por Tayrani y, posteriormente, modificado por Brazil [20], supone que dichas resistencias no varían con el punto de polarización. Por ello, parten del calculo de los parámetros de impedancia correspondientes al transistor sin polarizar y al transistor en pinch-off, cuyos esquemas equivalentes, mostrando el origen físico de los elementos, han sido presentados en las figuras 3.10 (a) y 3.10 (b). Si se redibujan ambos circuitos equivalentes se obtienen los circuitos mostrados en la figuras 3.11(a) y 3.11 (b).





(a)



(b)

Figura 3.10 Esquema equivalente propuesto por Tayrani para la extracción de los elementos del transistor MESFET/HEMT, mostrando el origen físico de los elementos.

(a) Transistor sin polarización.

(b) Transistor Cortado  $V_{gs} < V_p$ .



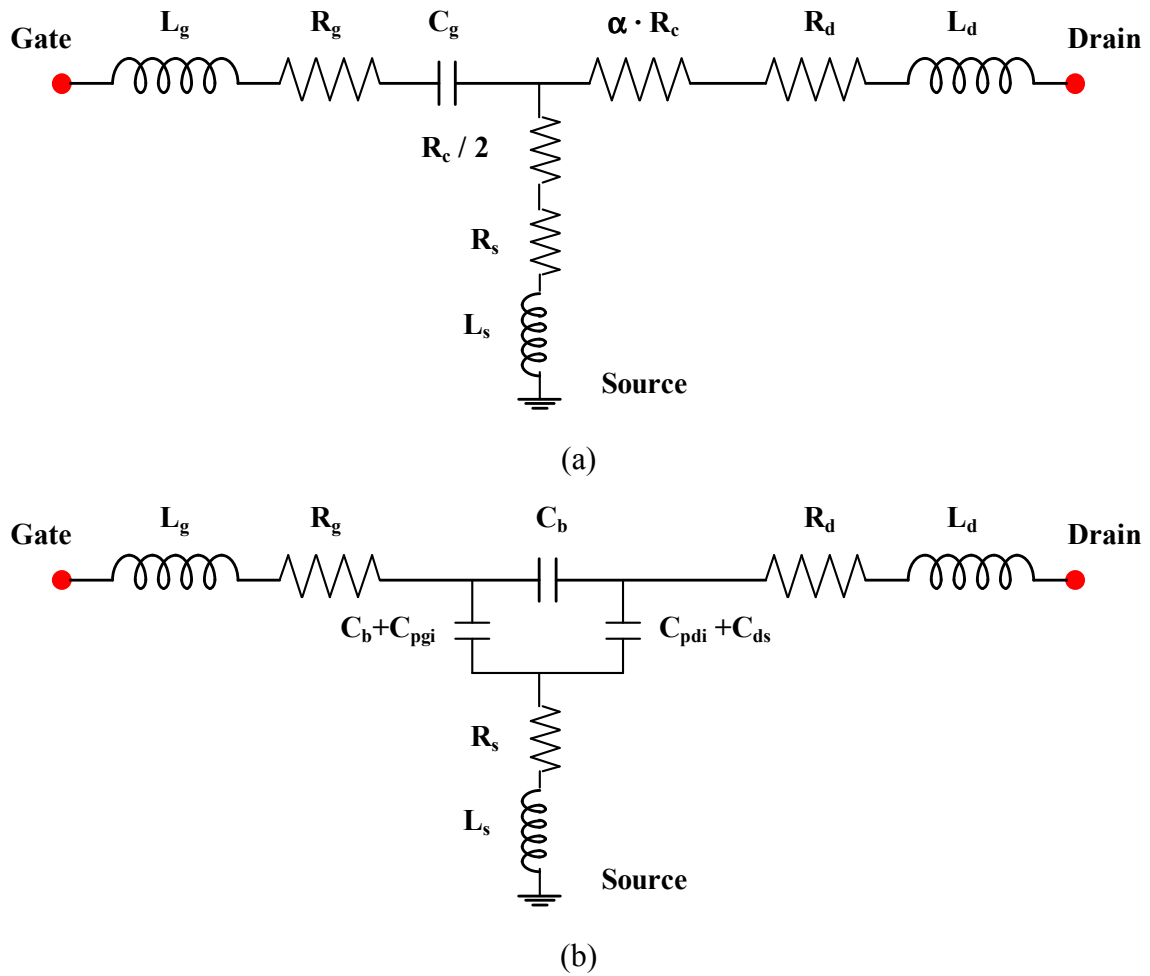


Figura 3.11 Esquema equivalente utilizado por Tayrani y Brazil para la extracción de los elementos del transistor MESFET/HEMT.

(a) Transistor sin polarización.

(b) Transistor Cortado  $V_{gs} < V_p$ .

En las figuras anteriores, la capacidad  $C_b$  representa el valor que toman las capacidades  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$  cuando el transistor no se encuentra polarizado, mientras que  $R_c$  representa el valor que adopta la resistencia de canal. Si se calculan los parámetros  $[Z]$  correspondientes al transistor MESFET/HEMT sin polarizar siguiendo el circuito de la figura 3.11 (a) se tiene:

$$Z_{11} = R_s + \alpha \cdot R_c + R_g + j \cdot \left( \omega \cdot (L_g + L_s) - \frac{1}{\omega \cdot C_g} \right) \quad (3.69)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + \frac{R_c}{2} + j \cdot \omega \cdot L_s \quad (3.70)$$

$$Z_{22} = R_s + R_c + R_d + j \cdot \omega \cdot (L_d + L_s) \quad (3.71)$$

Si se calcula los parámetros [Z] correspondientes al transistor MESFET/HEMT cortado siguiendo el circuito de la figura 3.11 (b), efectuando la aproximación de baja frecuencia  $\omega \rightarrow 0$ , se puede prescindir de las inducciones resultando:

$$Z_{11} = R_g + R_s - j \cdot \frac{(C_b + C_{ds} + C_{pd} + C_{pg})}{2 \cdot \omega \cdot (2 \cdot C_b + C_{ds} + C_{pd} + C_{pg})} \quad (3.72)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s - j \cdot \frac{C_b}{2 \cdot \omega \cdot (2 \cdot C_b + C_{ds} + C_{pd} + C_{pg})} \quad (3.73)$$

$$Z_{22} = R_s - R_d + j \cdot \frac{C_{pg}}{2 \cdot \omega \cdot (2 \cdot C_b + C_{ds} + C_{pd} + C_{pg})} \quad (3.74)$$

Tomando la parte real en las expresiones anteriores se tiene:

$$\text{Re}[Z_{11}]_{\text{Sin\_polarizar}} = R_s + \alpha \cdot R_c + R_g \quad (3.75)$$

$$\text{Re}[Z_{12}]_{\text{Sin\_polarizar}} = \text{Re}[Z_{21}]_{\text{Sin\_polarizar}} = R_s + \frac{R_c}{2} \quad (3.76)$$

$$\text{Re}[Z_{22}]_{\text{Sin\_polarizar}} = R_s + R_c + R_d \quad (3.77)$$

$$\text{Re}[Z_{11}]_{\text{Pinch-off}} = R_g + R_s \quad (3.78)$$

$$\text{Re}[Z_{12}]_{\text{Pinch-off}} = \text{Re}[Z_{21}]_{\text{Pinch-off}} = R_s \quad (3.79)$$

$$\text{Re}[Z_{22}]_{\text{Pinch-off}} = R_s - R_d \quad (3.80)$$



La diferencia entre el método de Tayrani y el de Brazil estriba, por un lado, en el valor de la constante  $\alpha$  que multiplica la resistencia de canal en el parámetro  $Z_{11}$  correspondiente al transistor sin polarizar. Tayrani utiliza el valor de 0.5 mientras que Brazil utiliza 0.3 aludiendo al origen físico de la misma. Por otro lado, ambas técnicas también se diferencian en la forma de calcular las resistencias de acceso, así pues Tayrani determina  $R_s$  a partir de (3.79), y calcula  $R_c$ ,  $R_g$  y  $R_d$  a partir de las expresiones (3.75), (3.76) y (3.77). Brazil obtiene  $R_g$  a partir de los parámetros en pinch-off restando las expresiones (3.79) de (3.78), despreciando el valor de  $R_s$  dado por (3.79) ya que éste depende de lo estrangulado que se encuentre el canal. Con el valor de  $R_g$  calculado y las expresiones de la parte real de los parámetros  $[Z]$  correspondientes al FET sin polarizar, se determinan los valores de  $R_s$ ,  $R_g$  y  $R_d$ .

Las dos técnicas anteriores han sido implementadas en nuestro software de extracción XTRMODFET, pero debido a que ni Tayrani ni Brazil justifican el origen del circuito equivalente utilizado para modelar el comportamiento del transistor bajo condiciones de no polarización del dispositivo, y a la dispersión que existe en la determinación del valor de la resistencia  $R_g$  como en el cálculo de la del condensador  $C_g$ . Se ha tenido que efectuar una mejora de las técnicas que se acaban de presentar, la que ha sido denominada como método DICOM-I, para diferenciarlo del método DICOM-II basado en medidas en frío que será tratado más adelante en este mismo capítulo. Esta nueva técnica ha sido ensayada con éxito en diferentes dispositivos, y los valores de las resistencias de acceso obtenidos, han sido contrastados con otros obtenidos a partir de medidas con el FET frío, obteniéndose resultados similares.

### **F- Método DICOM-I**

Debido a que la metodología para la extracción de las resistencias de acceso seguida por Tayrani y Brazil no deja de ser una aproximación, y con el ánimo de poder utilizar un método alternativo a los que utilizan medidas con el FET frío para efectuar la extracción de las resistencias de acceso, en el caso de que no se dispongan medidas de este tipo ha surgido el que se presentará a continuación llamado DICOM-I. Tanto el método de Tayrani, como el de Brazil utilizan de una manera aproximada los valores de las constantes  $\alpha$  y  $\alpha'$  propuestos



por Lee [17] para modelar el canal del FET sin polarizar. El circuito equivalente “exacto” para el MESFET/HEMT sin polarizar es el mostrado en la figura 3.12.

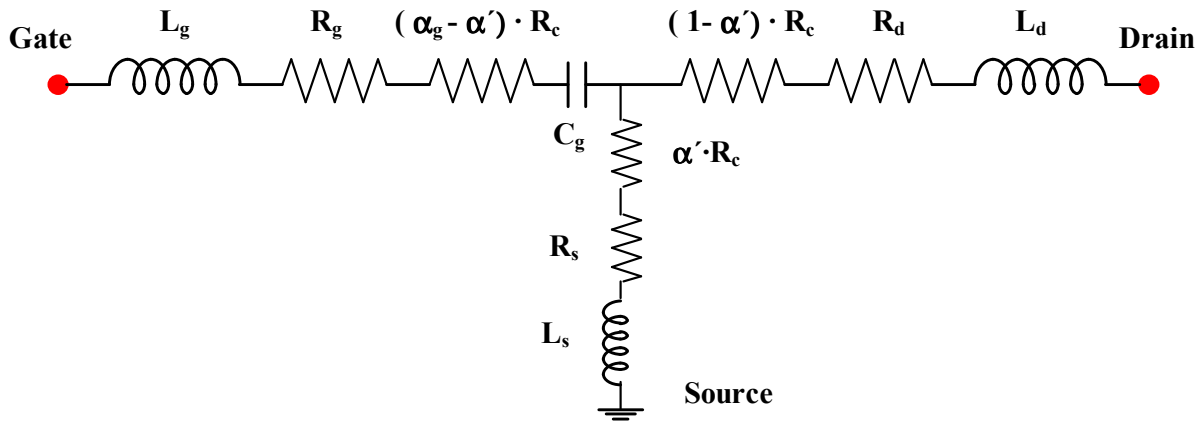


Figura 3.12 Circuito equivalente completo para el transistor MESFET/HEMT bajo condiciones de no polarización.

Calculando los parámetros  $[Z]$  del circuito anterior se tienen las siguientes expresiones:

$$Z_{11} = R_s + \alpha_g \cdot R_c + R_g + j \cdot \left( \omega \cdot (L_g + L_s) - \frac{1}{\omega \cdot C_g} \right) \quad (3.81)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + \alpha' \cdot R_c + j \cdot \omega \cdot L_s \quad (3.82)$$

$$Z_{22} = R_s + R_c + R_d + j \cdot \omega \cdot (L_d + L_s) \quad (3.83)$$

Donde  $\alpha'$  y  $\alpha_g$  toman los valores de 1/2 y 1/3 respectivamente, como se vio en la expresión 3.9 (a). Si se reescriben las ecuaciones de los parámetros  $[Z]$  correspondientes al FET frío con inyección de corriente (3.1), (3.2) y (3.3) se tiene:

$$Z_{11} = R_s + \alpha_g \cdot R_c + R_g + Z_{dy} + j \cdot \omega \cdot (L_g + L_s) \quad (3.1)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + \alpha' \cdot R_c + j \cdot \omega \cdot L_s \quad (3.2)$$



$$Z_{22} = R_s + R_c + R_d + j \cdot \omega \cdot (L_d + L_s) \quad (3.3)$$

donde:

$$Z_{dy} = \frac{R_{dy}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_g \cdot R_{dy}} \quad \text{con} \quad R_{dy} = \frac{n \cdot K \cdot T}{q \cdot I_g}$$

ahora bien, al no polarizar el transistor la corriente de Gate  $I_g$  es nula lo cual hace que  $R_{dy}$  tienda a infinito, con lo cual se puede afirmar que:

$$Z_{dy} \approx \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_g} \quad (3.84)$$

que es justamente la impedancia que introduce la capacidad  $C_g$  del circuito de la figura 3.12, con lo cual se concluye que el nuevo circuito equivalente propuesto para el transistor MESFET/HEMT bajo condiciones de no polarización es correcto y está en concordancia con la formulación utilizada por Dambrine y Lee. Tomando la parte real en las expresiones anteriores se tiene:

$$\text{Re}[Z_{11}]_{\text{Sin\_polarizar}} = R_s + \frac{R_c}{3} + R_g \quad (3.85)$$

$$\text{Re}[Z_{12}]_{\text{Sin\_polarizar}} = \text{Re}[Z_{21}]_{\text{Sin\_polarizar}} = R_s + \frac{R_c}{2} \quad (3.86)$$

$$\text{Re}[Z_{22}]_{\text{Sin\_polarizar}} = R_s + R_c + R_d \quad (3.87)$$

Reescribiendo las expresiones (3.78), (3.79) y (3.80)

$$\text{Re}[Z_{11}]_{\text{Pinch-off}} = R_g + R_s \quad (3.78)$$

$$\text{Re}[Z_{12}]_{\text{Pinch-off}} = \text{Re}[Z_{21}]_{\text{Pinch-off}} = R_s \quad (3.79)$$

$$\text{Re}[Z_{22}]_{\text{Pinch-off}} = R_s - R_d \quad (3.80)$$



Debido a la incertidumbre en la medida de los parámetros de Scattering  $S_{12}$  y  $S_{21}$  tanto si no se polariza el transistor, como si se polariza en la zona de pinch-off, a la hora de efectuar la extracción, se utiliza el promedio  $S_{12\text{Medio}}$  definido de la forma:

$$S_{12\text{Medio}} = \frac{S_{12} + S_{21}}{2} \quad (3.88)$$

De esta manera las expresiones (3.86) y (3.79) quedaran como sigue:

$$\text{Re}[Z_{12}]_{\text{Sin\_polarizar\_Medio}} = R_s + \frac{R_c}{2} \quad (3.89)$$

$$\text{Re}[Z_{12}]_{\text{Pinch-off\_Medio}} = R_s \quad (3.90)$$

La técnica de extracción de resistencias de acceso DICOM-I es muy sencilla y consiste en calcular los valores de  $R_g$ ,  $R_d$  y  $R_s$  de las expresiones del pinch-off (3.78), (3.80) y (3.90), con los valores obtenidos, se consigue una estimación de la resistencia de canal  $R_c$  a partir de las expresiones del transistor sin polarizar (3.85), (3.87) y (3.89). Una vez determinados los valores de partida de las resistencias de acceso y de la resistencia de canal, se reconstruyen los parámetros de Scattering del transistor en las dos condiciones de polarización (pinch-off y no polarización), calculándose la función error existente entre los parámetros de Scattering medidos y modelados en los dos casos. Llegado a este punto mediante un sencillo proceso de optimización que minimiza las funciones de error se obtienen los valores definitivos de  $R_g$ ,  $R_d$ ,  $R_s$  y  $R_c$ . Un diagrama de flujo de como actúa esta técnica se presenta en la figura 3.13.

En las figuras 3.14 (a) y 3.14 (b), se muestra el resultado de aplicar esta nueva técnica a un transistor MESFET de la foundry GEC MARCONI de media potencia, los resultados obtenidos son muy similares a los que se obtienen para el mismo dispositivo aplicando nuestra técnica basada en medidas del transistor en frío denominada DICOM-II, la cual será presentada en la sección siguiente.



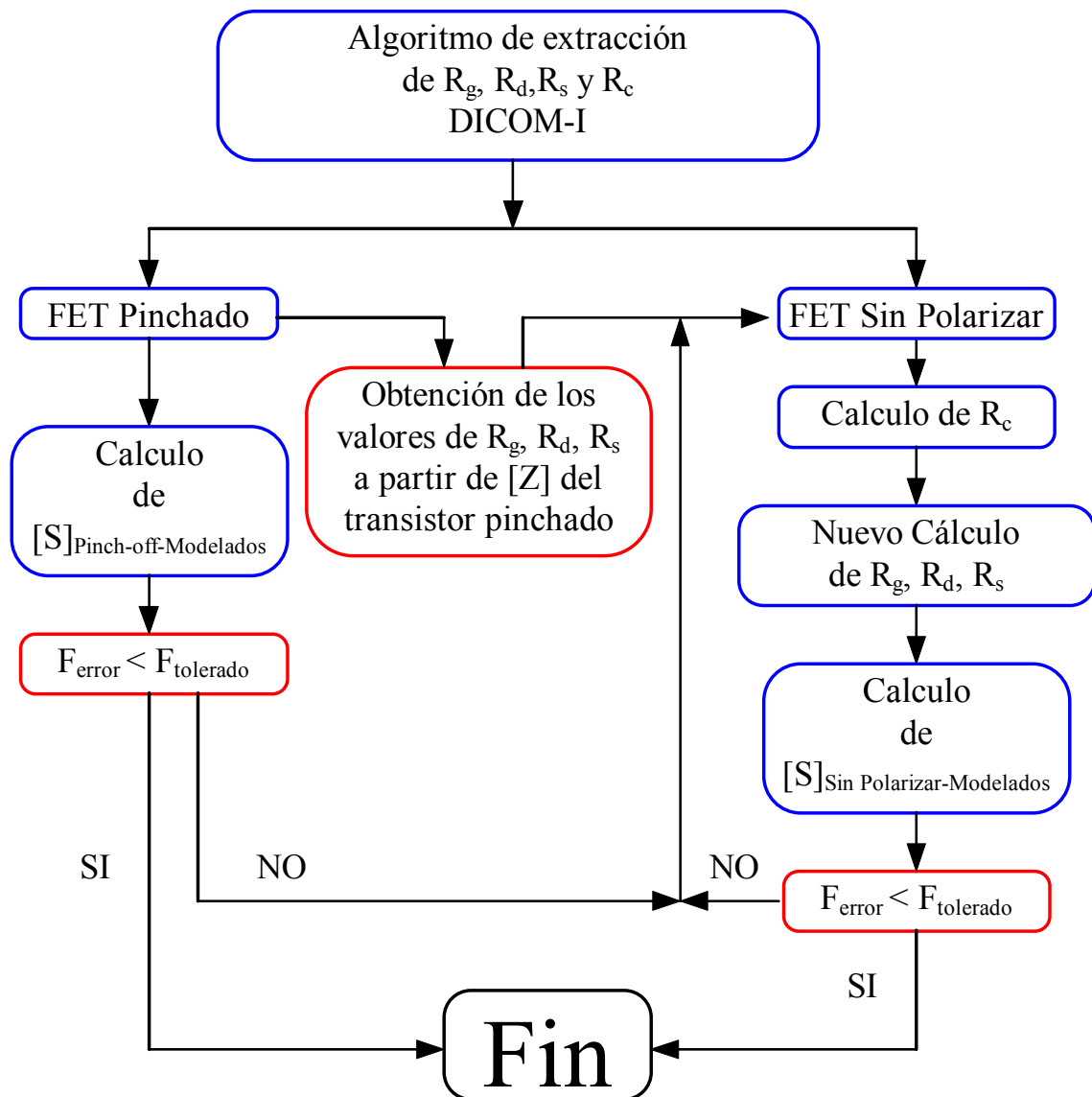
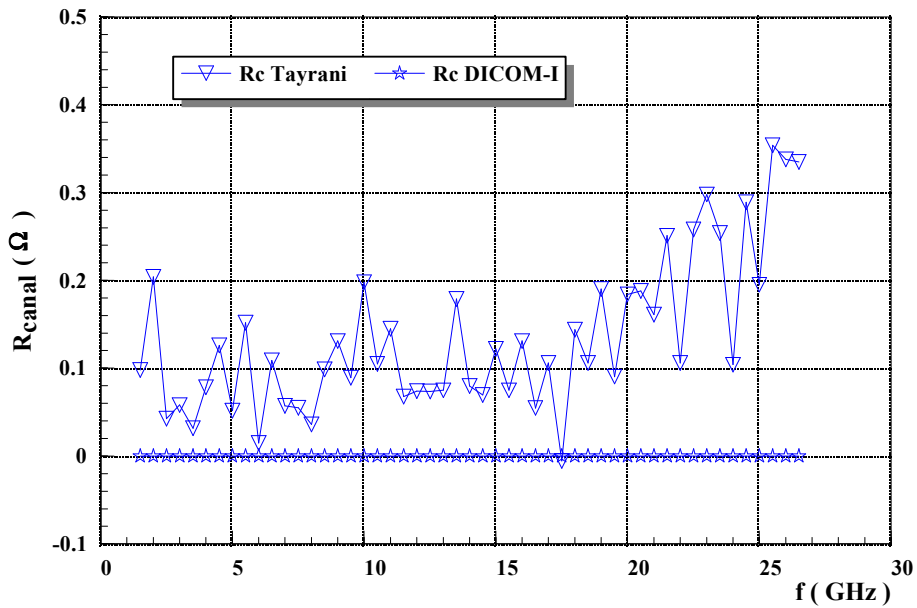


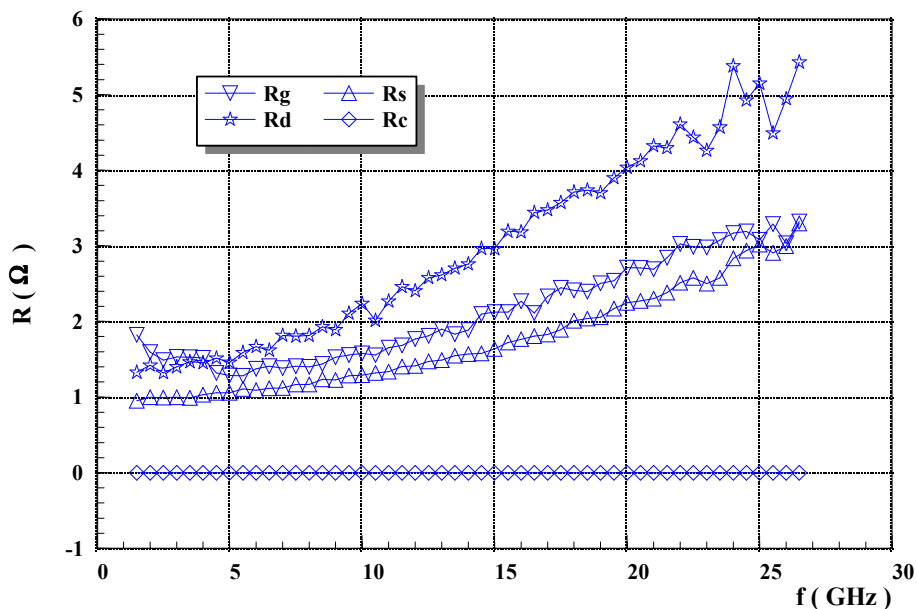
Figura 3.13 Diagrama de flujo del método de extracción de resistencias de acceso DICOM-I integrado en el programa de extracción XTRMODFET.

Como puede observarse de la figura 3.14 (b), el proceso de optimización ha eliminado la dispersión frecuencial de la resistencia de canal  $R_c$ , con lo que se consigue disminuir un poco la dispersión de las resistencias de acceso, produciéndose además de una forma gradual, tal como se muestra en la figura 3.14 (b). Como puede observarse en la misma, para obtener buenos resultados de las resistencias de acceso, éstas deben de obtenerse del rango de baja frecuencia  $f < 6$  GHz ya que el utilizar un rango frecuencial más elevado conducirá a una sobreestimación indeseada de las resistencias de acceso.





(a)



(b)

Figura 3.14 Resultados de aplicar la técnica de extracción DICOM-I para el transistor F20 Bath-tub GEC MARCONI B2 10\*140  $\mu\text{m}$ .

(a) Comparación del comportamiento frecuencial de la resistencia de canal  $R_c$  obtenida mediante el método de Tayrani y el método DICOM-I.

(b) Comportamiento frecuencial de las resistencias de acceso y de canal  $R_g$ ,  $R_d$ ,  $R_s$  y  $R_c$  obtenidas mediante el método DICOM-I.



La utilización de la técnica DICOM-I, presentada aquí, constituye una alternativa interesante a utilizar cuando no se dispongan medidas en frío de los dispositivos en estudio, ya que los resultados obtenidos aplicando una u otra técnica son similares para transistores MESFET. Cuando se trata de dispositivos HEMT es mejor utilizar la técnica DICOM-II que se presentará a continuación.

## **F- Método DICOM II**

A diferencia de los métodos de extracción de resistencias de acceso que han sido estudiados hasta ahora, los cuales no distinguen entre dispositivos MESFET y dispositivos HEMT, el método de extracción de resistencias que se va a proponer a continuación, es diferente para cada tipo de transistor. De esta manera, si el dispositivo a extraer se trata de un transistor MESFET, la metodología a aplicar está inspirada en las de transistor frío de Dambrine y Wolff, pero con las siguientes diferencias significativas a tener en cuenta:

- En vez de utilizar los condensadores  $C_{in}$  y  $C_{out}$  propuestos por Wolff, se utilizan las capacidades de empaquetado  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$ , cuya influencia se supone despreciable durante todo el proceso de extracción de las resistencias de acceso.

- Debido a la incertidumbre en la medida de los parámetros  $S_{12}$  y  $S_{21}$  tanto si se polariza el transistor en “frío” inyectando corriente, como si se polariza en la zona de pinch-off, se utiliza el promedio  $S_{12Medio}$  definido de la forma:

$$S_{12Medio} = \frac{S_{12} + S_{21}}{2} \quad (3.91)$$

- Para evitar la dispersión frecuencial en las extracciones se efectúa un proceso de optimización iterativo de la resistencia de canal  $R_c$ , calculando los valores de  $R_g$ ,  $R_d$  y  $R_s$  a partir de las expresiones propuestas por Wolff (3.65), (3.66) y (3.67).

En las figuras 3.15 (a), 3.15 (b) y 3.15 (c) se presenta un análisis comparativo de la variación de la resistencia de canal  $R_c$  para tres transistores de fabricantes distintos, en



concreto dos MESFET y un HEMT, cuando se utiliza el método de Wolff, y cuando se aplica la técnica DICOM-II. Además del fuerte comportamiento dispersivo de la resistencia de canal los valores extraídos de la resistencia de canal  $R_c$  son negativos en toda la banda frecuencial de medida en el caso del transistor de SIEMENS, o hasta frecuencias elevadas (superiores a 24 GHz) para el transistor de tecnología de MARCONI, y superiores a 10 GHz para el P-HEMT de PHILIPS. En cambio con la nueva técnica al optimizar el valor de  $R_c$ , éste carece de dispersión frecuencial y adopta valores positivos o nulos, a todas las frecuencias. con lo que la dispersión en la extracción de las resistencias de acceso casi desaparece y los valores de las mismas obtenidos son muy parecidos a los obtenidos utilizando técnicas de DC tal como se muestra en las figuras 3.16 (a), 3.16 (b) y 3.16 (c).

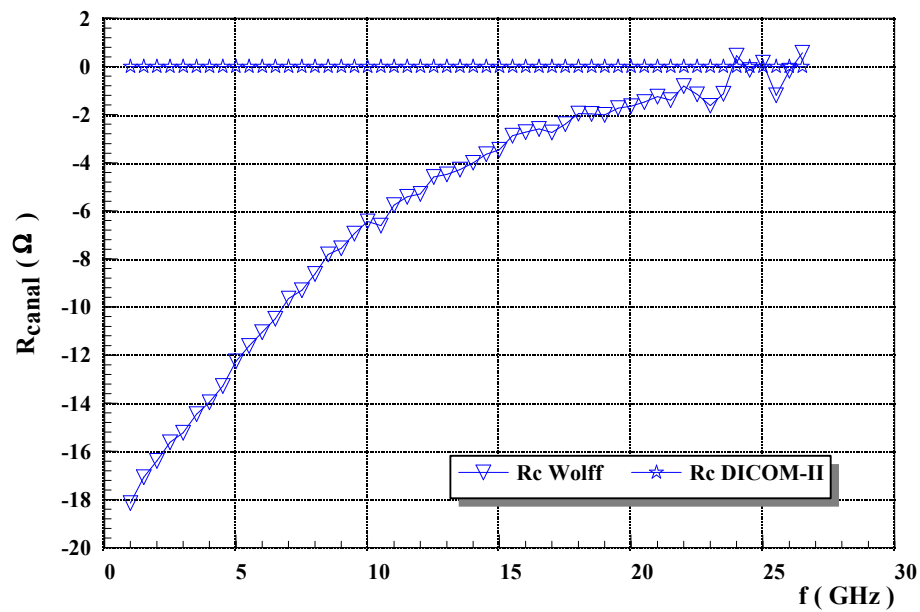
Cuando se aplica el método de Wolff a la tecnología F20 de MARCONI es menester destacar que la determinación de las resistencias de acceso debe realizarse de la zona de muy alta frecuencia en concreto a partir de los 18 GHz, mientras que cuando se utiliza la técnica DICOM-II se puede efectuar el promedio frecuencial a partir de los 5 GHz, tal como se muestra en la figura 3.16 (a).

En la figura 3.16 (b) puede apreciarse que para la tecnología DIOM9 de SIEMENS el comportamiento de las resistencias de acceso es prácticamente constante con la frecuencia para  $R_d$ ,  $R_s$  y  $R_c$  siendo lineal para  $R_g$ , a partir de los 5 GHz, cuando se aplica el método de Wolff, en cambio al aplicar la técnica DICOM-II el comportamiento frecuencial de dichas resistencias es excelente en todo el ancho de banda de medida. Además, como puede observarse en las figuras 3.16 (a), 3.16 (b) y 3.16 (c) es una tónica general de los métodos basados en medidas con el FET frío que los valores obtenidos para  $R_d$  y  $R_s$  sean muy similares.

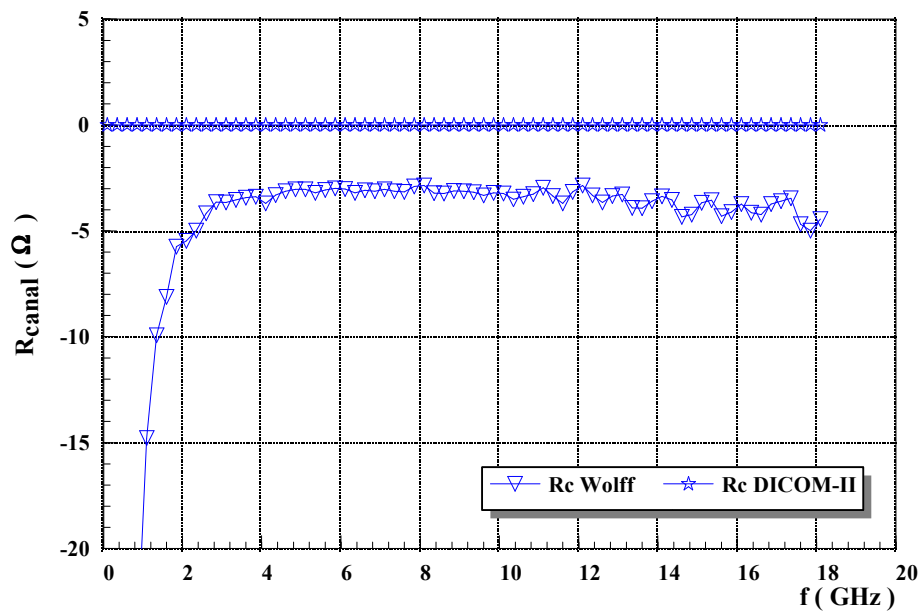
En la figura 3.16 (c) puede verse la variación de la resistencias de acceso para un transistor P-HEMT de baja potencia PHILIPS D02AH y de  $4 \times 15 \mu\text{m}$  al aplicar las técnicas de Wolff y DICOM respectivamente. Aunque a partir de 10 GHz, cuando se aplica el método de Wolff, parece estabilizarse el comportamiento de todas las resistencias, incluida la de canal, debido a la enorme dispersión que existe en los valores de las mismas, hace que este método



no ofrezca buenos resultados para dispositivos HEMT presentando una problemática análoga a la presentada por el método DICOM-I para este tipo de dispositivos. Cuando se aplica el método DICOM-II mejora el comportamiento frecuencial de las resistencias, obteniéndose valores más próximos a los obtenidos a partir de las medidas de DC. Pero existe una sobreestimación del valor de la resistencia de Gate que hace que el valor del parámetro  $S_{11}$  correspondiente a un punto “caliente” no ajuste correctamente al valor del  $S_{11}$  medido [16-17], por lo que es necesario una nueva técnica que solvete este problema.



(a)



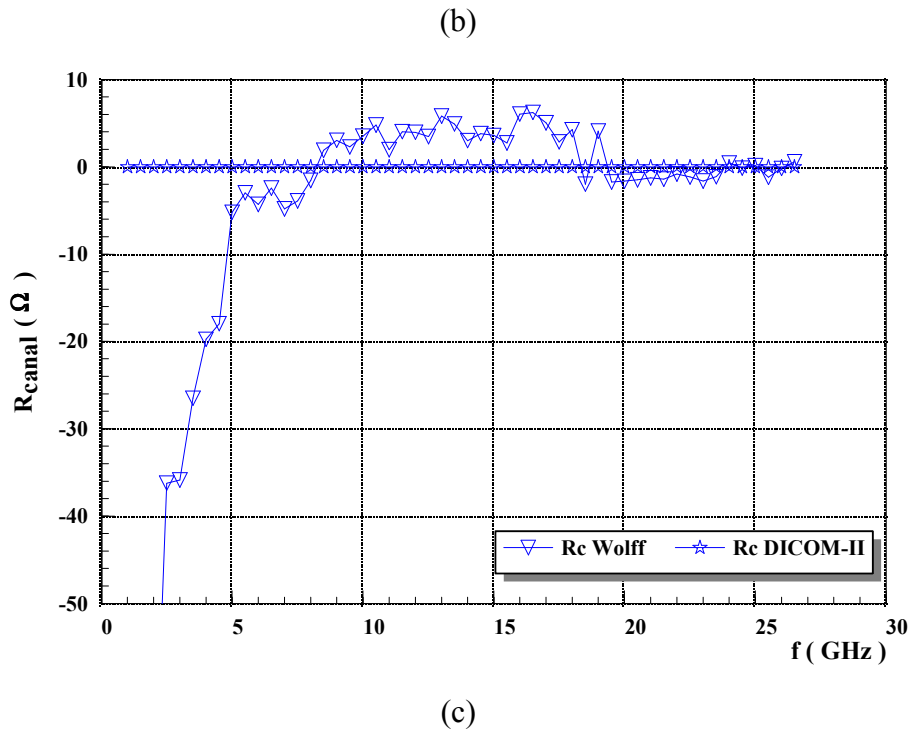


Figura 3.15 Diferencias entre los valores de la resistencia de canal  $R_c$  obtenidos mediante el método de Wolff y la técnica DICOM-II para los transistores:

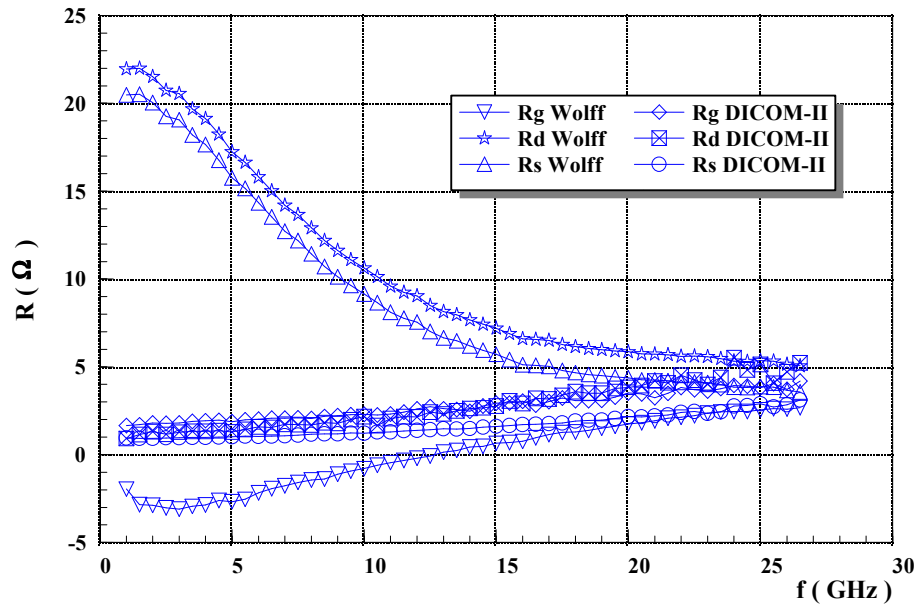
- (a) Transistor MESFET GEC-MARCONI F20 Bath-tub  $10 \times 140 \mu\text{m}$ .
- (b) Transistor SIEMENS DIOM9  $4 \times 330 \mu\text{m}$ .
- (c) Transistor PHILIPS P-HEMT D02AH de  $4 \times 15 \mu\text{m}$ .

Por las razones anteriormente aludidas se ha desarrollado una nueva metodología que hemos denominado DICOM-II para HEMT [16-17], para proceder a caracterizar las resistencias de acceso, de este tipo de dispositivos. Esta nueva técnica está basada en las medidas de continua, o en la extracción de las mismas mediante DICOM-II para MESFET, y en la consideración de la Gate como una línea de transmisión con pérdidas. La aplicación de este método ofrece muy buenos resultados, tal como se verá a continuación.

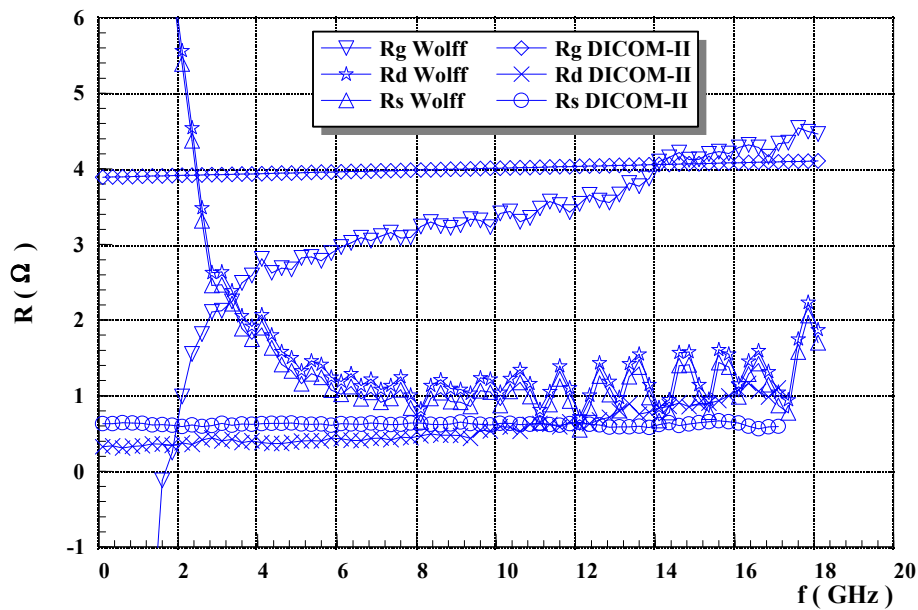
Para calcular el valor de las resistencias de acceso para dispositivos HEMT, se ha llegado a la conclusión durante este trabajo que el mejor resultado se obtiene a partir de las medidas en DC o aplicando la técnica DICOM-II para transistores MESFET, pero corrigiendo el valor de la resistencia de puerta, aunque en su defecto también pueden utilizarse valores



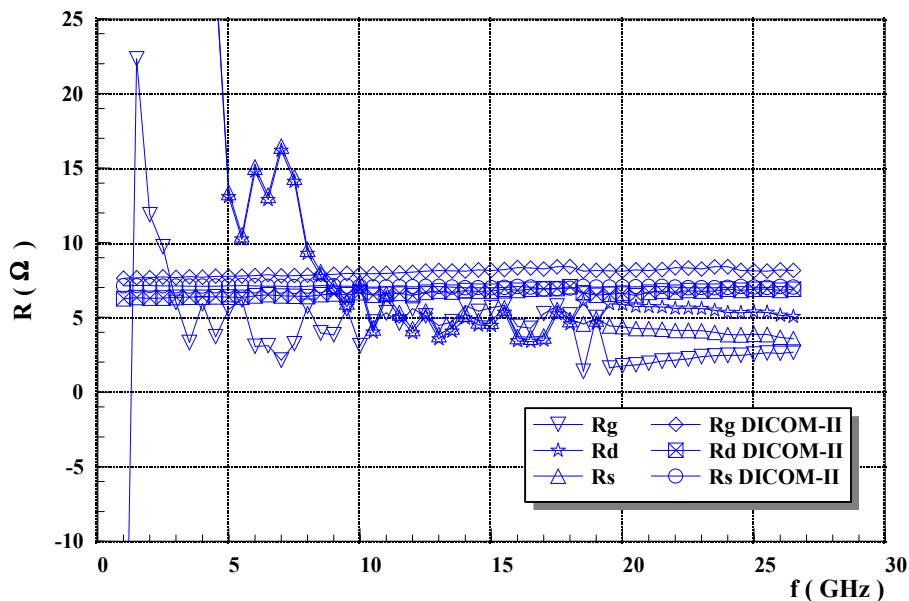
obtenidos de medidas de parámetros de Scattering con el FET en “frío” ( $V_{ds} = 0$ ), o mediante medidas con el FET sin polarizar, sin corregir la resistencia de puerta, pero en ambos casos la función error entre los parámetros de Scattering medidos y modelados aumenta. Además, los valores de las resistencias obtenidos mediante estas dos técnicas dependen, en gran manera, del rango frecuencial utilizado en su cálculo y de las condiciones de polarización para el caso del método del FET frío, como queda patente en la figura 3.16 (c).



(a)



(b)



(c)

Figura 3.16 Variación de las resistencias de acceso y de canal extraídas a partir de medidas en “frío” utilizando la técnica de Wolff y el método DICOM-II para los transistores:

- (a) Transistor MESFET GEC-MARCONI F20 Bath-tub10\*140  $\mu\text{m}$ .
- (b) Transistor SIEMENS DIOM9 4\*330  $\mu\text{m}$ .
- (c) Transistor PHILIPS P-HEMT D02AH de 4\*15  $\mu\text{m}$ .

Para evitar la sobreestimación del valor de la resistencia de Gate comentada anteriormente se ha de apelar al carácter distribuido que presenta la línea de puerta a frecuencias de microondas. Así pues, se considerará que la puerta de un transistor HEMT se comporta como una línea de transmisión de longitud  $l=W_d$  siendo  $W_d$  la anchura del dedo de puerta. Llegándose a la conclusión de que:  $R_{gRF}=R_{gDC}/3$ , a continuación se muestra la justificación de esta afirmación.

Si se considera que la línea de Gate de un dispositivo HEMT se comporta como una línea de transmisión con pérdidas de longitud  $l = W_d$  siendo  $W_d$  la anchura del dedo de Gate, se puede efectuar una aproximación de dicha línea de transmisión por un circuito RC escalera terminado en un circuito abierto, tal como se muestra en la figura 3.17.



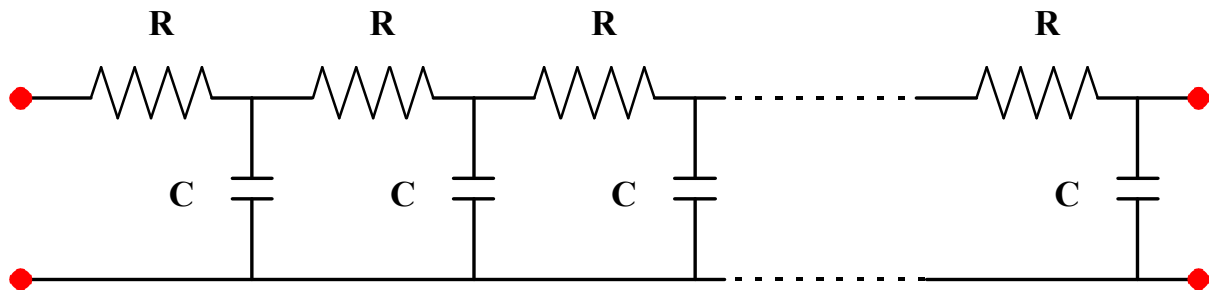


Figura 3.17 Aproximación de una línea de transmisión con pérdidas por una red RC en escalera terminada en circuito abierto.

La impedancia que presenta una línea de transmisión con pérdidas de longitud  $W_d$  viene dada por la expresión:

$$Z_{in} = Z_o \cdot \coth \gamma \cdot W_d \quad (3.92)$$

siendo  $\gamma$  la constante de propagación y  $Z_o$  la impedancia característica de la línea. Puesto que el producto  $\gamma \cdot W_d$  es pequeño, si se efectúa un desarrollo en serie de Taylor de la tangente hiperbólica se tiene que:

$$\coth \gamma \cdot W_d \cong \frac{1}{\gamma \cdot W_d} + \frac{\gamma \cdot W_d}{3} \quad (3.93)$$

Por tanto, la impedancia de entrada quedará como sigue:

$$Z_{in} = \frac{R_{Total}}{3} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{Total}} \quad (3.94)$$

donde  $R_{Total}$  y  $C_{Total}$  son la resistencia y la capacidad total del dedo. A frecuencias de microondas resulta que:

$$\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{Total}} \rightarrow 0, \text{ obteniéndose } Z_{in} = \frac{R_{Total}}{3} \quad (3.95)$$



puesto que  $Z_{in}$  representa la resistencia de puerta en RF y  $R_{Total}$  la resistencia de puerta en DC se puede concluir que:

$$R_{gRF} = \frac{R_{gDC}}{3} \tag{3.96}$$

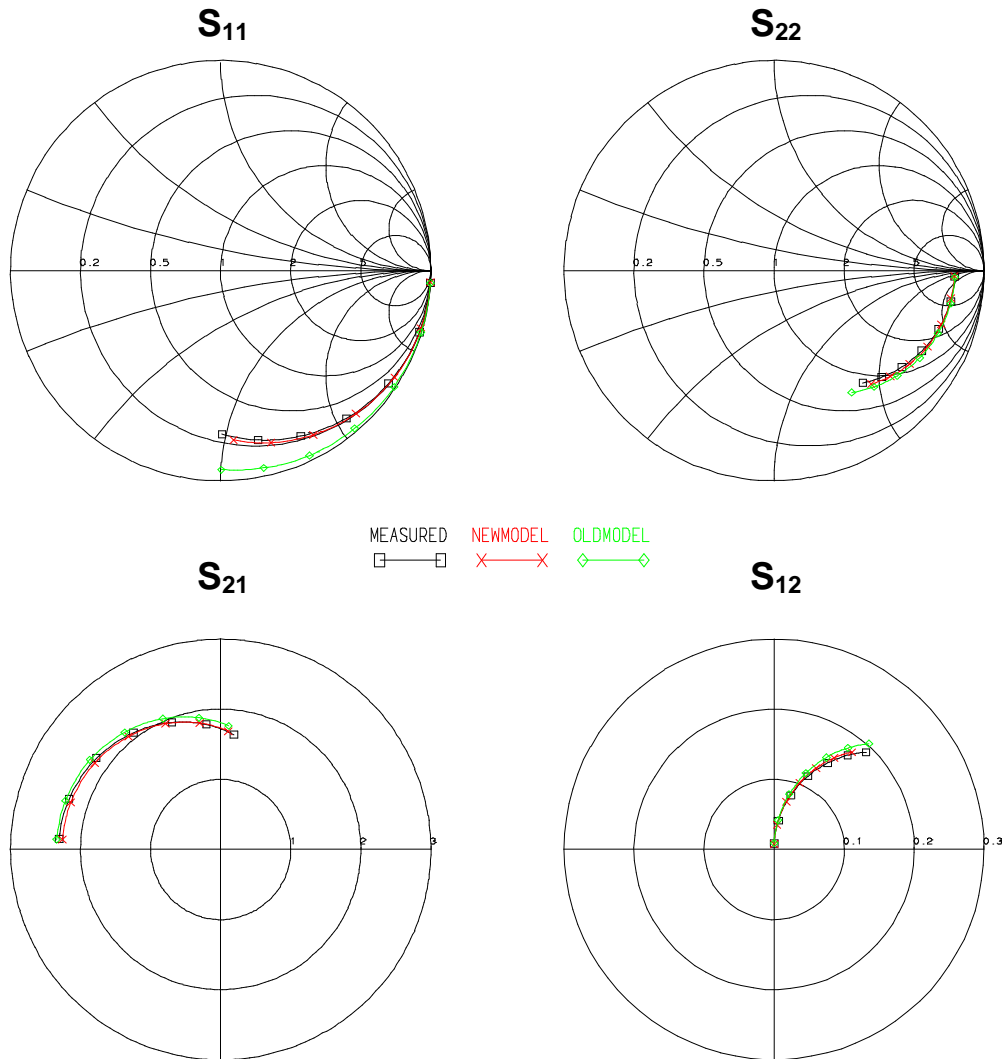


Figura 3.18 Comparación entre los parámetros [S] medidos y modelados correspondientes al transistor P-HEMT 4\*15  $\mu\text{m}$  de la foundry PHILIPS polarizado en el punto ( $V_{ds}=0\text{V}$ ,  $V_{gs}=3\text{V}$ ) con un barrido en frecuencia de 1 a 30 GHz.

OLDMODEL  $\rightarrow$  Método de Dambrine/Wolff.

NEWMODEL  $\rightarrow$  Método DICOM-II para transistores HEMT.

MEASURED  $\rightarrow$  Medidas Experimentales.



Como consecuencia de lo anterior, la resistencia de Gate  $R_g$  que se debe utilizar para los dispositivos HEMT es la medida mediante los métodos de DC dividida por 3, y las resistencias  $R_d$  y  $R_s$  las obtenidas mediante los métodos de DC. Este valor de  $R_g$  es similar al obtenido mediante la extracción utilizando técnicas de RF con el transistor en frío clásicas (Dambrine o Wolff), si no se optimiza la resistencia de canal  $R_c$ , pero los valores de  $R_d$  y  $R_s$  que resultan de aplicar dichas técnicas al transistor ofrecen peores funciones error que si se utilizan los valores de DC corrigiendo el valor de la resistencia de puerta, o del método DICOM-II para MESFET. Además, utilizando este método, se evita el grave problema de la dispersión frecuencial de los valores de las resistencias de acceso que surge al aplicar las técnicas habituales de extracción en frío, como se ha ilustrado en la figura 3.16 (c).

En la figura 3.18, se muestra una comparación entre los parámetros de Scattering medidos y modelados para el transistor P-HEMT PHILIPS D02AH 4\*15  $\mu\text{m}$  en un punto correspondiente a 50% de  $I_{dss}$  ( $V_{ds}=0\text{V}$ ,  $V_{gs}=3\text{V}$ ) con un barrido en frecuencia de 1 a 30 GHz, cuando se utilizan las resistencias extraídas por el método tradicional (Wolff o Dambrine) y el método DICOM-II para HEMT. Como puede apreciarse existe una mejora apreciable en el parámetro  $S_{11}$ .

Para finalizar la sección dedicada a la extracción de las resistencias de acceso, en la tabla 3.1 se muestran los valores, obtenidos mediante los diferentes métodos para algunos de los diferentes transistores que han sido objeto de estudio a lo largo de esta tesis, y en las figuras 3.19 (a), 3.19 (b) y 3.19 (c) se muestra una comparación entre los valores de las resistencias de acceso obtenidos para el transistor MESFET GEC 10\*140  $\mu\text{m}$  mediante los distintos métodos estudiados que han sido presentados.

Como puede verse en las gráficas 3.19 (a), 3.19 (b) y 3.19 (c), existen diferencias entre los valores de  $R_g$ ,  $R_d$  y  $R_s$  obtenidos mediante técnicas de DC o RF, cuando emplear una u otra depende del tipo de medida que se disponga, del tipo de dispositivo, del tipo de modelo que se quiera extraer y de la herramientas de extracción de que se disponga. Así pues, el programa de extracción XTRMODFET selecciona automáticamente el método de cálculo de las resistencias de acceso, en función del tipo de transistor y de los datos que disponga, el criterio seguido cuando se dispone diversas fuentes de datos es la comparación entre los resultados

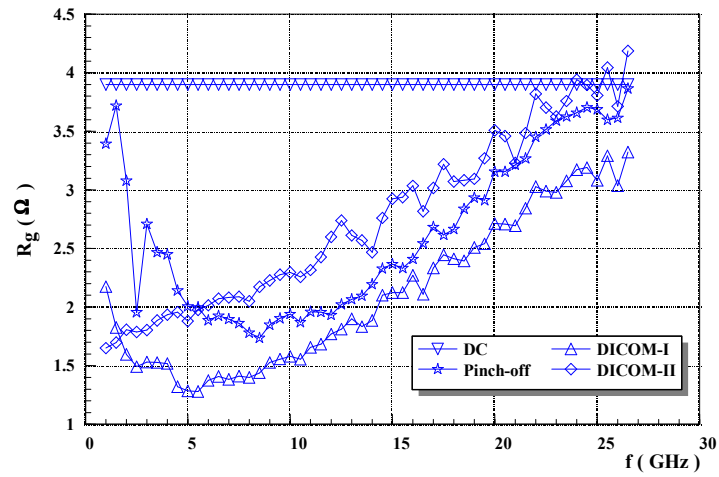
obtenidos mediante cada método y la minimización de la función error correspondiente a los parámetros [S] medidos y modelados según los diferentes métodos en la zona de polarización de interés.

MESFET			HEMT		
Foundry	MARCONI	SIEMENS	PHILIPS		
Tecnología	F20 Bath-tub	DIOM9	D02AH		
Tamaño	10*140µm	4*330µm	4*15µm	6*15µm	4*30µm
Medida Continua DC	$R_g = 1.30 \Omega$ $R_d = 1.03 \Omega$ $R_s = 1.00 \Omega$	$R_g = 3.90 \Omega$ $R_d = 1.05 \Omega$ $R_s = 0.82 \Omega$	$R_g = 5.40 \Omega$ $R_d = 13.80 \Omega$ $R_s = 16.20 \Omega$	$R_g = 4.41 \Omega$ $R_d = 9.50 \Omega$ $R_s = 10.30 \Omega$	$R_g = 6.60 \Omega$ $R_d = 6.10 \Omega$ $R_s = 7.10 \Omega$
Dambrine & Wolff	$R_g = 1.30 \Omega$ $R_d = 1.03 \Omega$ $R_s = 1.00 \Omega$ $R_c = -4.37 \Omega$	$R_g = 3.90 \Omega$ $R_d = 1.05 \Omega$ $R_s = 0.82 \Omega$ $R_c = -3.21 \Omega$	$R_g = 6.50 \Omega$ $R_d = 15.8 \Omega$ $R_s = 18 \Omega$ $R_c = -3.4 \Omega$	$R_g = 5.29 \Omega$ $R_d = 12.50 \Omega$ $R_s = 14.30 \Omega$ $R_c = -3.38 \Omega$	$R_g = 7.50 \Omega$ $R_d = 10.10 \Omega$ $R_s = 12.10 \Omega$ $R_c = -3.26 \Omega$
Tayrani	$R_g = 13.0 \Omega$ $R_d = 10.3 \Omega$ $R_s = 2.30 \Omega$ $R_c = -5.6 \Omega$	$R_g = 3.90 \Omega$ $R_d = 12.05 \Omega$ $R_s = 3.82 \Omega$ $R_c = -15.3 \Omega$	$R_g = -8 \Omega$ $R_d = 18.8 \Omega$ $R_s = 136 \Omega$ $R_c = -45 \Omega$	$R_g = -3.2 \Omega$ $R_d = 16.50 \Omega$ $R_s = 9.90 \Omega$ $R_c = -4.25 \Omega$	$R_g = -3.29 \Omega$ $R_d = 43.4 \Omega$ $R_s = 7.20 \Omega$ $R_c = -4.12 \Omega$
[S] Pinch-off*	$R_g = -259 \Omega$ $R_d = 0.97 \Omega$ $R_s = -1.29 \Omega$	$R_g = -380 \Omega$ $R_d = 1.05 \Omega$ $R_s = 0.82 \Omega$	$R_g = -50.3 \Omega$ $R_d = 429.3 \Omega$ $R_s = 297.4 \Omega$	$R_g = -253 \Omega$ $R_d = 200 \Omega$ $R_s = 187 \Omega$	$R_g = 4.2 \Omega$ $R_d = 50 \Omega$ $R_s = 50 \Omega$
DICOM-I	$R_g = 1.55 \Omega$ $R_d = 1.42 \Omega$ $R_s = 1.01 \Omega$ $R_c = 0.002 \Omega$	$R_g = 3.90 \Omega$ $R_d = 1.05 \Omega$ $R_s = 0.82 \Omega$ $R_c = 0.003 \Omega$	$R_g = -8 \Omega$ $R_d = 19.63 \Omega$ $R_s = 14.47 \Omega$ $R_c = 0 \Omega$	$R_g = 2.50 \Omega$ $R_d = 13.50 \Omega$ $R_s = 9.90 \Omega$ $R_c = 0 \Omega$	$R_g = 0.82 \Omega$ $R_d = 8.4 \Omega$ $R_s = 7.20 \Omega$ $R_c = 0 \Omega$
DICOM-II MESFET	$R_g = 3.39 \Omega$ $R_d = 2.67 \Omega$ $R_s = 1.99 \Omega$ $R_c = 0.003 \Omega$	$R_g = 4.3 \Omega$ $R_d = 1.50 \Omega$ $R_s = 0.63 \Omega$ $R_c = 0.003 \Omega$	_____	_____	_____
DICOM-II HEMT $R_{gRF} = R_{gDC} / 3$	_____	_____	$R_g = 1.80 \Omega$ $R_d = 13.8 \Omega$ $R_s = 16.20 \Omega$ $R_c = 0.003 \Omega$	$R_g = 1.47 \Omega$ $R_d = 9.50 \Omega$ $R_s = 10.30 \Omega$ $R_c = 0.003 \Omega$	$R_g = 2.20 \Omega$ $R_d = 6.10 \Omega$ $R_s = 7.10 \Omega$ $R_c = 0.003 \Omega$

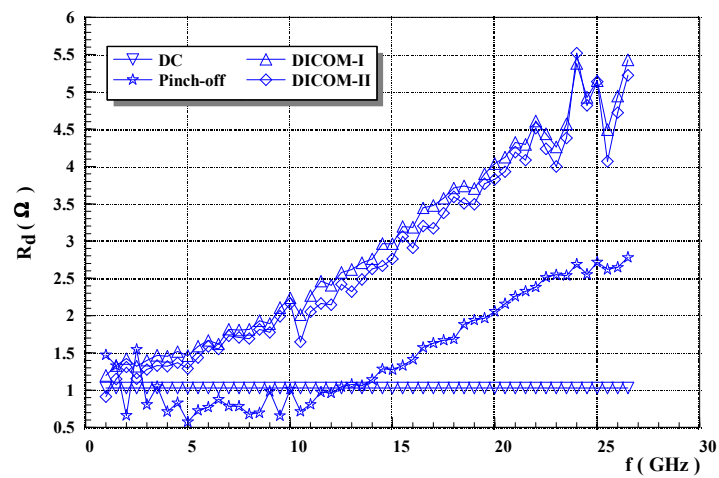
Tabla 3.1 Resultados de la extracción de resistencias parásitas utilizando los distintos métodos presentados en esta tesis.

\* Para el cálculo de estos valores se han utilizado las expresiones (3.72), (3.73) y (3.74).

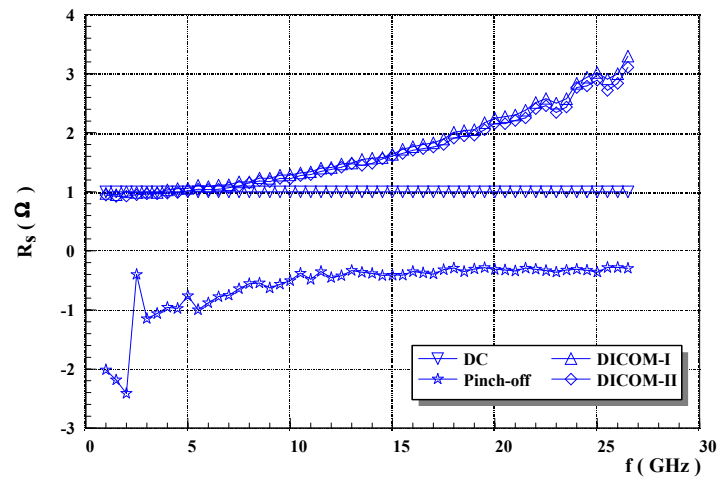




(a)



(b)



(c)

Figura 3.19 Variación de las resistencias de acceso del transistor MESFET GEC F20  $10 \times 140 \mu\text{m}$  en función de la frecuencia para diferentes métodos.

(a)  $R_g$ . (b)  $R_d$ . (c)  $R_s$ .



### **3.3.2 Cálculo de las autoinducciones parásitas**

La mayoría de los métodos de extracción de las inducciones parásitas se basan en medidas de parámetros de Scattering con el FET frío inyectando corriente por la puerta, excepto el método de Tayrani que lo hace a partir de medidas de parámetros de Scattering con el transistor sin polarizar, de forma análoga a como se han determinado las resistencias de acceso. La diferencia primordial entre la extracción de las resistencias e inducciones de acceso radica en que las primeras se obtienen a partir de la parte real de los parámetros de impedancia correspondientes al punto de polarización considerado, mientras que las segundas se obtienen a partir de la parte imaginaria de dichos parámetros  $[Z]$ . Por lo tanto, esta diferencia esta basada en la forma de las expresiones matemáticas que representan el comportamiento del transistor en “frío”, o bien en la topología del circuito.

En este apartado, se mostrarán diferentes técnicas para el cálculo de las autoinducciones extrínsecas como son las propuestas por: Dambrine, Wolff, Golio, Tayrani y DICOM. Comparándose los resultados obtenidos con una técnica u otra para los diferentes transistores con los que se ha trabajado a lo largo de esta memoria.

#### **A - Método de Dambrine**

El método de Dambrine permite un cálculo sencillo de las autoinducciones extrínsecas  $L_g$ ,  $L_s$  y  $L_d$ . Para ello, consideraremos las condiciones de polarización de FET frío  $V_{ds} = 0$  e inyección de corriente por Gate, polarizando la unión Schottky en directa  $V_{gs} > 0$ . En estas condiciones, si reescribimos las ecuaciones (3.16), (3.17) y (3.18), se tendrá que:

$$\text{Im}[Z_{11}] = \omega \cdot (L_g + L_s) \quad (3.16)$$

$$\text{Im}[Z_{12}] = \text{Im}[Z_{21}] = \omega \cdot L_s \quad (3.17)$$

$$\text{Im}[Z_{22}] = \omega \cdot (L_d + L_s) \quad (3.18)$$

A partir de estas tres expresiones, se obtiene:



$$L_s = \frac{\text{Im}[Z_{12}]}{\omega} \quad (3.97)$$

$$L_g = \frac{\text{Im}[Z_{11}] - \text{Im}[Z_{12}]}{\omega} \quad (3.98)$$

$$L_d = \frac{\text{Im}[Z_{22}] - \text{Im}[Z_{12}]}{\omega} \quad (3.99)$$

Quedando de esta manera las tres inducciones de acceso  $L_g$ ,  $L_d$  y  $L_s$  totalmente determinadas. El único problema que presenta este método radica, tal como se expuso ya, en el cálculo de las resistencias extrínsecas, en que si la corriente de puerta  $I_g$  es tan baja que no satisface la hipótesis de que el producto  $\omega \cdot C_{gd} \cdot R_{dy} \ll 1$ , entonces la aproximación  $Z_{dy} \approx R_{dy}$  no es válida. En este caso se ha de emplear la siguiente expresión:

$$Z_{dy} = \frac{R_{dy}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_g \cdot R_{dy}} \quad \text{con } R_{dy} = \frac{n \cdot k \cdot T}{q \cdot I_g} \quad (3.100)$$

Expresión en la que operando se llega a:

$$Z_{dy} = \frac{R_{dy}}{1 + \omega^2 \cdot C_g^2 \cdot R_{dy}^2} - j \cdot \omega \cdot \frac{C_g \cdot R_{dy}^2}{1 + \omega^2 \cdot C_g^2 \cdot R_{dy}^2} \quad (3.101)$$

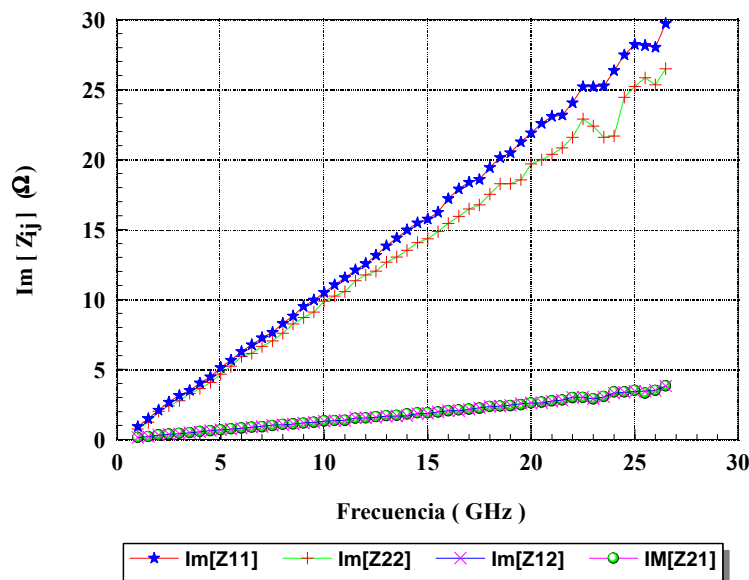
La expresión que da la parte imaginaria del parámetro  $Z_{11}$ , quedará como sigue:

$$\text{Im}[Z_{11}] = \omega \cdot \left( L_g + L_s - \omega \cdot \frac{C_g \cdot R_{dy}^2}{1 + \omega^2 \cdot C_g^2 \cdot R_{dy}^2} \right) = \omega \cdot \left[ L_g + L_s - \omega \cdot \frac{C_g \cdot \left( \frac{n \cdot K \cdot T}{q \cdot I_g} \right)^2}{1 + \omega^2 \cdot C_g^2 \cdot \left( \frac{n \cdot K \cdot T}{q \cdot I_g} \right)^2} \right] \quad (3.102)$$

Por tanto, dependiendo del valor de la corriente de Gate  $I_g$ ,  $\text{Im}[Z_{11}]$  puede tomar valores negativos, experimentalmente se puede comprobar que para  $I_g < 10$  mA,  $\text{Im}[Z_{11}] < 0$ ,

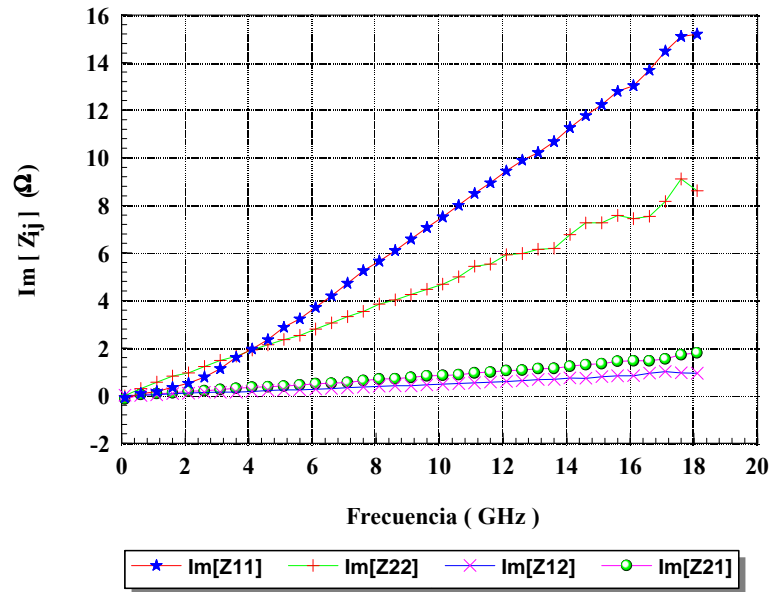
debido a que el término dominante es la impedancia de la unión Schottky, mientras que para valores superiores a 10 mA, el término  $\text{Im}[Z_{11}]$  es positivo y constante. Por ello, en las medidas experimentales que se presentaran a continuación se han tomado intensidades de puerta superiores a 10 mA. El cumplimiento de esta hipótesis supone el realizar los cálculos en un margen de frecuencias no muy elevado para que el término que depende del cuadrado de  $\omega$  sea despreciable frente a los demás (típicamente en la literatura se suelen presentar resultados hasta 5-6 GHz). No obstante, la dependencia de  $\omega \cdot C_g \cdot R_{dy}$  con la frecuencia es poco importante, si se trabaja con corrientes de puerta relativamente grandes, tal como se ha supuesto anteriormente.

Experimentalmente se ha comprobado, a lo largo de este trabajo de tesis, que si la corriente inyectada por la puerta es elevada del orden de 40-50 mA, esta dependencia con la frecuencia es lineal hasta frecuencias muy elevadas, tal como se muestra en las figuras 3.20 (a), 3.20 (b) y 3.20 (c) para tres transistores de foundries diferentes. Dos de los dispositivos mostrados son transistores MESFET de potencia, mientras que el otro es un transistor HEMT de muy baja potencia. Esta comprobación experimental corrobora el hecho de que se hayan despreciado los condensadores  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$  en las expresiones del FET “frío” (3.1), (3.2) y (3.3) a partir de las cuales se efectúa todo el cálculo de las inducciones de acceso.

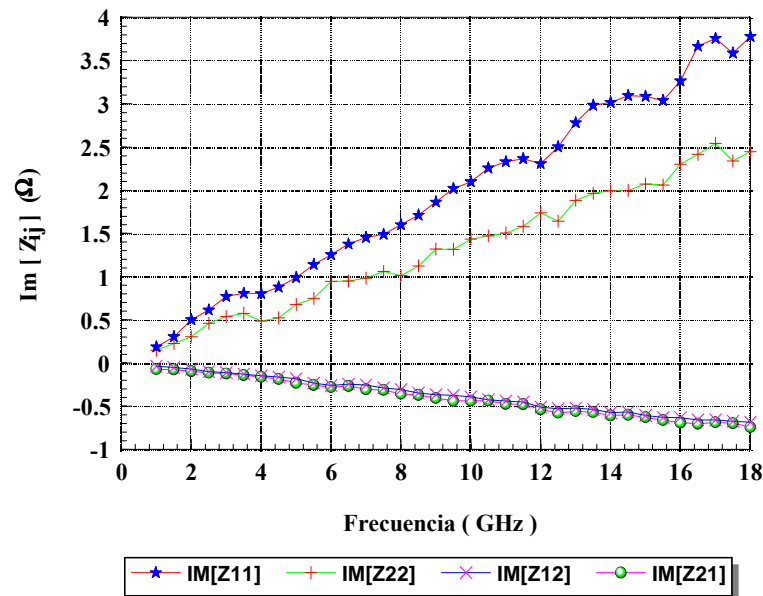


(a) Transistor de alta potencia MESFET GEC MARCONI F20 de  $10 \times 140 \mu\text{m}$ .





(b) Transistor de media potencia MESFET SIEMENS DIOM9 2\*330  $\mu\text{m}$



(c) Transistor de baja potencia PHILIPS P-HEMT D02AH de 4\*30  $\mu\text{m}$ .

Figura 3.20 Variación de la parte imaginaria de los parámetros  $[Z]$  con la frecuencia para dispositivos MESFET/HEMT polarizados en un punto frío con inyección de corriente por Gate.

### B - Método de Wolff

El método de Wolff permite un cálculo sencillo de las autoinducciones extrínsecas  $L_g$ ,  $L_s$  y  $L_d$  similar al de Dambrine, aunque con distintas ecuaciones. Para ello se considerará las condiciones de polarización de FET frío  $V_{ds} = 0$  e inyección de corriente por Gate,





polarizando la unión Schottky en directa  $V_{gs} > 0$ . Bajo estas condiciones, si se reescriben las ecuaciones (3.57), (3.58) y (3.59), se tendrá que:

$$Z_G = Z_{11}' - Z_{12}' = R_{GC} - \frac{R_c}{2} + R_g + j \cdot \omega \cdot L_g \quad (3.57)$$

$$Z_D = Z_{22}' - Z_{12}' = \frac{R_c}{2} + R_d + j \cdot \omega \cdot L_d \quad (3.58)$$

$$Z_S = Z_{12}' = Z_{21}' = R_s + \frac{R_c}{2} + j \cdot \omega \cdot L_s \quad (3.59)$$

tomando parte imaginaria en las expresiones anteriores resulta:

$$\text{Im}[Z_G] = \text{Im}\left[Z_{11}' - Z_{12}'\right] = \omega \cdot L_g \quad (3.103)$$

$$\text{Im}[Z_D] = \text{Im}\left[Z_{22}' - Z_{12}'\right] = \omega \cdot L_d \quad (3.104)$$

$$\text{Im}[Z_S] = \text{Im}\left[Z_{12}'\right] = \text{Im}\left[Z_{21}'\right] = \omega \cdot L_s \quad (3.105)$$

Despejando  $L_g$ ,  $L_d$  y  $L_s$  resulta:

$$L_g = \frac{\text{Im}[Z_{11}]}{\omega} - L_s = \frac{\text{Im}[Z_{11}] - \text{Im}[Z_{12}]}{\omega} \quad (3.106)$$

$$L_d = \frac{\text{Im}[Z_{22}]}{\omega} - L_s = \frac{\text{Im}[Z_{22}] - \text{Im}[Z_{12}]}{\omega} \quad (3.107)$$

$$L_s = \frac{\text{Im}[Z_{12}]}{\omega} \quad (3.108)$$

Expresiones totalmente análogas a (3.97), (3.98) y (3.99) obtenidas a partir del método de Dambrine, por lo que para extraer las inducciones parásitas se obtienen idénticos resultados aplicando un método u otro.



### C - Método de Golio

El método de Golio obtiene los valores de las autoinducciones extrínsecas  $L_g$ ,  $L_s$  y  $L_d$  utilizando una técnica totalmente diferente a la usada por Wolff y Dambrine. Las condiciones de polarización consideradas, son las usuales: FET frío  $V_{ds} = 0$  e inyección de corriente por Gate, polarizando la unión Schottky en directa  $V_{gs} > 0$ . Bajo estas condiciones, los parámetros  $[Z_{ij}Medidos]$  extrínsecos medidos en el laboratorio, se relacionan con los parámetros intrínsecos modelados  $[z_{ij}Modelados]$ , mediante las siguientes expresiones:

$$Z_{11Medido} = z_{11Modelado} + (R_g + R_s) + j \cdot \omega \cdot (L_g + L_s) \quad (3.109)$$

$$Z_{12Medido} = z_{12Modelado} + R_s + j \cdot \omega \cdot L_s \quad (3.110)$$

$$Z_{21Medido} = z_{21Modelado} + R_s + j \cdot \omega \cdot L_s \quad (3.111)$$

$$Z_{22Medido} = z_{22Modelado} + (R_d + R_s) + j \cdot \omega \cdot (L_d + L_s) \quad (3.112)$$

La clave del método de Golio consiste en que a frecuencias bajas (menores de 5 GHz) el efecto de las inducciones puede considerarse despreciable y una vez conocidas las resistencias de acceso es sencillo calcular los elementos intrínsecos del transistor, de esta manera se tienen caracterizados los parámetros  $[z_{ij}Modelados]$ . Como los elementos intrínsecos se han extraído de baja frecuencia, para poder determinar las inducciones de acceso en altas frecuencias se restan los parámetros modelados de los medidos, resultando:

$$\text{Im}[Z_{11Medido}] - \text{Im}[z_{11Modelado}] = \Delta Z_{11} = \omega \cdot (L_g + L_s) \quad (3.113)$$

$$\text{Im}[Z_{12Medido}] - \text{Im}[z_{12Modelado}] = \Delta Z_{12} = \omega \cdot L_s \quad (3.114)$$

$$\text{Im}[Z_{21Medido}] - \text{Im}[z_{21Modelado}] = \Delta Z_{21} = \omega \cdot L_s \quad (3.115)$$

$$\text{Im}[Z_{22Medido}] - \text{Im}[z_{22Modelado}] = \Delta Z_{22} = \omega \cdot (L_d + L_s) \quad (3.116)$$



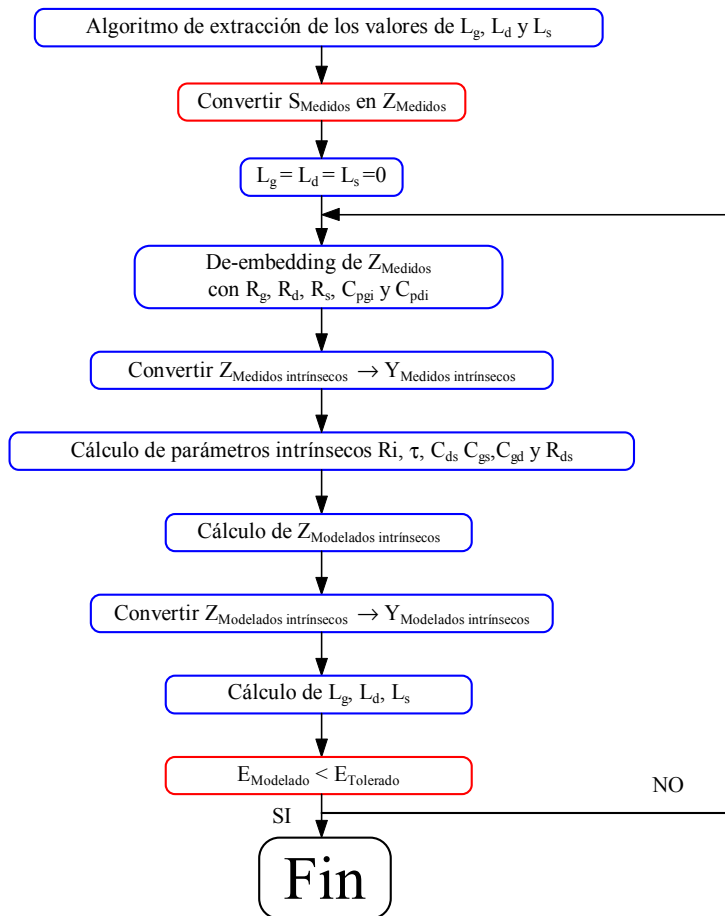


Figura 3.21 Diagrama de flujo de la extracción de las inducciones de acceso mediante el método de Golio.

Debido a que el valor de  $L_s$  varía mucho según se calcule a partir de  $Z_{12}$  o de  $Z_{21}$ , Golio [6-7] propone calcularlo a partir de la expresión:

$$L_s = \frac{W_{12} \cdot L_s^{12} + W_{21} \cdot L_s^{21}}{W_{12} + W_{21}} \quad (3.117)$$

donde  $W_{12}$  y  $W_{21}$  son dos factores “peso” a determinar por optimización  $L_s^{12}$  y  $L_s^{21}$  son los valores de  $L_s$  obtenidos a partir de  $Z_{12}$  y de  $Z_{21}$ , respectivamente. Un diagrama de flujo del proceso iterativo se muestra en la figura 3.21. Este método ofrece resultados similares a los de los métodos de Dambrine y Wolff pero debido al proceso iterativo es más lento que éstos.



### **C - Método de Tayrani**

Como para el caso de las resistencias parásitas, el método de Tayrani utiliza los parámetros de Scattering correspondientes al transistor sin polarizar, utilizando el circuito equivalente de la figura 3.11 (a). Los parámetros de impedancia para este circuito vienen dados por (3.69), (3.70) y (3.71). Si se reescriben dichas expresiones, se tiene que:

$$Z_{11} = R_s + \alpha \cdot R_c + R_g + j \cdot \left( \omega \cdot (L_g + L_s) - \frac{1}{\omega \cdot C_g} \right) \quad (3.69)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + \frac{R_c}{2} + j \cdot \omega \cdot L_s \quad (3.70)$$

$$Z_{22} = R_s + R_c + R_d + j \cdot \omega \cdot (L_d + L_s) \quad (3.71)$$

Tomando parte imaginaria resulta:

$$\text{Im}[Z_{11}] = \omega \cdot (L_g + L_s) - \frac{1}{\omega \cdot C_g} \quad (3.118)$$

$$\text{Im}[Z_{12}] = \text{Im}[Z_{21}] = \omega \cdot L_s \quad (3.119)$$

$$\text{Im}[Z_{22}] = \omega \cdot (L_d + L_s) \quad (3.120)$$

Despejando de (3.119) se obtiene  $L_s$ , y sustituyendo su valor en (3.120), se determinan  $L_s$  y  $L_d$ , de la forma:

$$L_s = \frac{\text{Im}[Z_{12}]}{\omega} = \frac{\text{Im}[Z_{21}]}{\omega} \quad (3.121)$$

$$L_d = \frac{\text{Im}[Z_{22}] - \text{Im}[Z_{21}]}{\omega} \quad (3.122)$$

Como en la expresión (3.118) hay dos incógnitas  $C_g$  y  $L_g$ , Tayrani propone evaluar dicha expresión en dos frecuencias consecutivas y a partir de ahí calcular los valores de  $C_g$  y  $L_g$ , en ese intervalo frecuencial, repitiendo el cálculo en todo el intervalo de medida.

$$\begin{aligned}\operatorname{Im}[Z_{11}]_{\omega=\omega_1} &= \omega_1 \cdot (L_g + L_s) - \frac{1}{\omega_1 \cdot C_g} \\ \operatorname{Im}[Z_{11}]_{\omega=\omega_2} &= \omega_2 \cdot (L_g + L_s) - \frac{1}{\omega_2 \cdot C_g}\end{aligned}\tag{3.123}$$

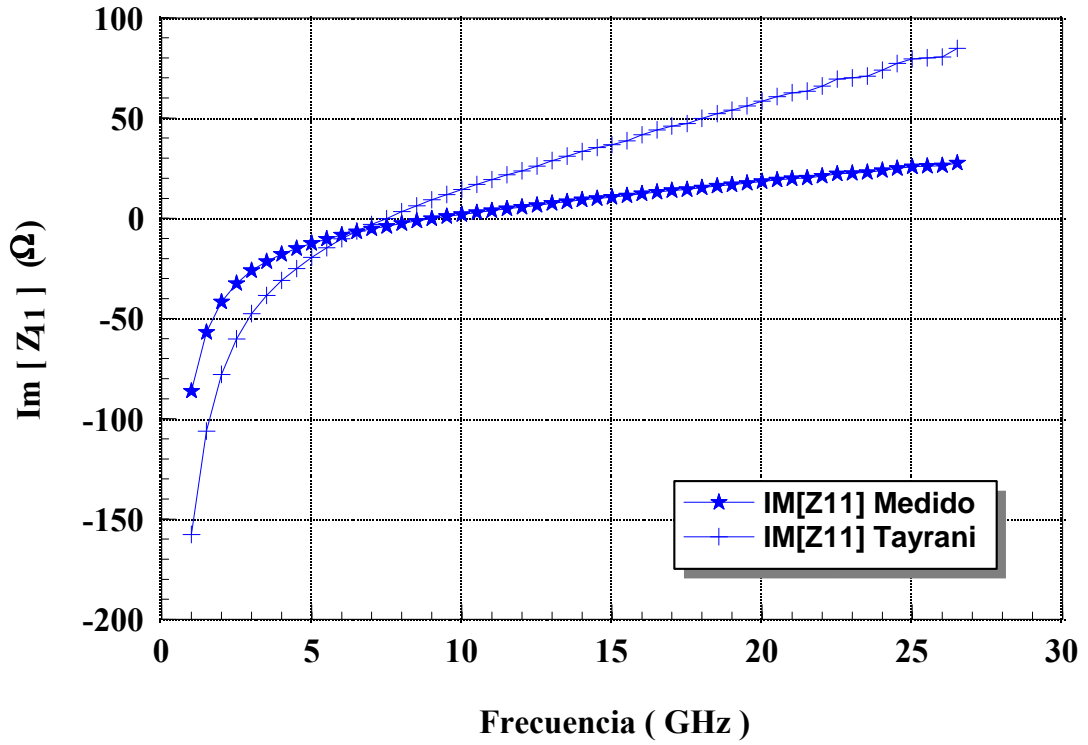
Operando y despejando se llega a:

$$C_g = \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\left(\operatorname{Im}[Z_{11}]_{\omega=\omega_2} - \omega_2 \cdot \operatorname{Im}[Z_{11}]_{\omega=\omega_1}\right) \cdot \omega_1 \cdot \omega_2}\tag{3.124}$$

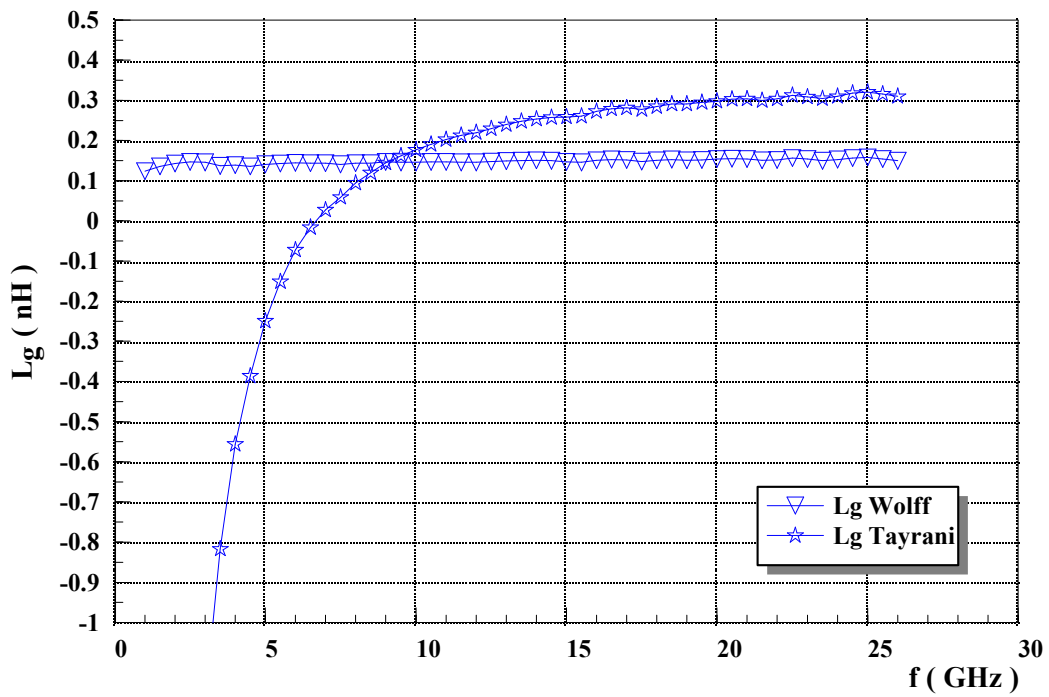
$$L_g = \operatorname{Im}[Z_{11}]_{\omega=\omega_1} + \frac{1}{\omega_1 \cdot C_g} - L_s\tag{3.125}$$

Pero al efectuar este cálculo se ha observado que los valores de  $\operatorname{Im}[Z_{11}]$  medidos y modelados no se corresponden tal como se muestra en la figura 3.22 (a) para el transistor MESFET GEC MARCONI de  $10 \times 140 \mu\text{m}$  de longitud de puerta. Además, existe una sobreestimación del cálculo de la inducción de Gate  $L_g$  si se compara el valor obtenido por esta técnica con el valor obtenido a partir de medidas en frío (Wolff, Dambrine, Golio) tal como se muestra en la figura 3.22 (b), el rango frecuencial para calcular el valor promedio de dicha inducción ha de ser como norma general superior a los 12 GHz para eliminar los efectos capacitivos de  $C_g$ .





(a)



(b)

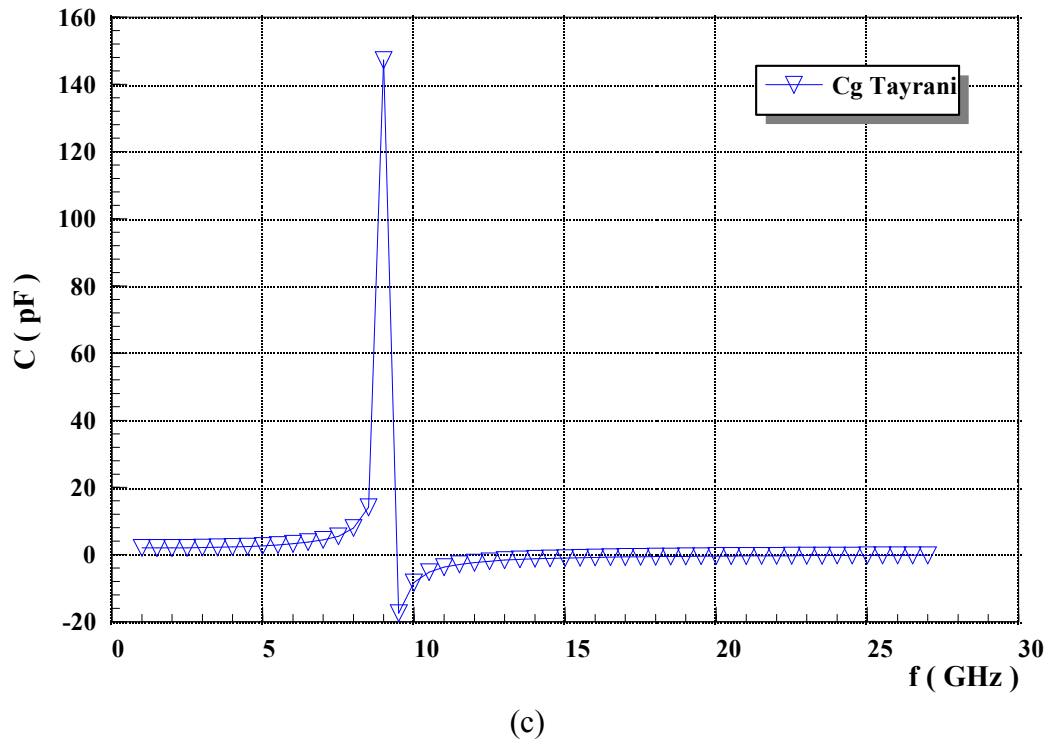


Figura 3.22 Resultados de la aplicación de la técnica de Tayrani al transistor MESFET B2 de  $10 \times 140 \mu\text{m}$  de la foundry GEC-MARCONI.

- (a) Comparación entre  $\text{Im}[Z_{11}]$  medido y modelado.
- (b) Comparación entre el comportamiento frecuencial de  $L_s$  obtenida a partir de medidas frías y aplicando el método de Tayrani.
- (c) Valor de la capacidad de puerta  $C_g$  obtenida con el método de Tayrani

En la figura 3.22 (c), se muestran los valores obtenidos para la capacidad de puerta  $C_g$  correspondiente al transistor sin polarizar, el valor promediado de  $C_g$  debe calcularse a frecuencias inferiores a los 5 GHz, debido a su dispersión a frecuencias más elevadas. Se puede concluir que las estimaciones de las inducciones  $L_d$  y  $L_s$  dadas por este método son similares a las obtenidas mediante métodos de medida en punto frío, pero el valor de  $L_g$  está sobredimensionado, lo cual puede llevar a graves errores a la hora de proceder a la extracción de los elementos intrínsecos del transistor. Por las razones anteriormente aludidas se ha creado la técnica DICOM-I que será presentada a continuación, la cual evita en gran manera los fenómenos no deseados que anteriormente han sido mencionados.



## **D - Método DICOM-I**

El método DICOM-I surge como un intento de evitar las limitaciones que impone el método de Tayrani, y por ello que se parte de las expresiones (3.121), (3.122) .

$$L_s = \frac{\text{Im}[Z_{12}]}{\omega} = \frac{\text{Im}[Z_{21}]}{\omega} \quad (3.121)$$

$$L_d = \frac{\text{Im}[Z_{22}]}{\omega} - L_s = \frac{\text{Im}[Z_{22}] - \text{Im}[Z_{21}]}{\omega} \quad (3.122)$$

La diferencia fundamental entre ambos métodos consiste en el cálculo de la inducción  $L_g$  a partir de la expresión (3.118)

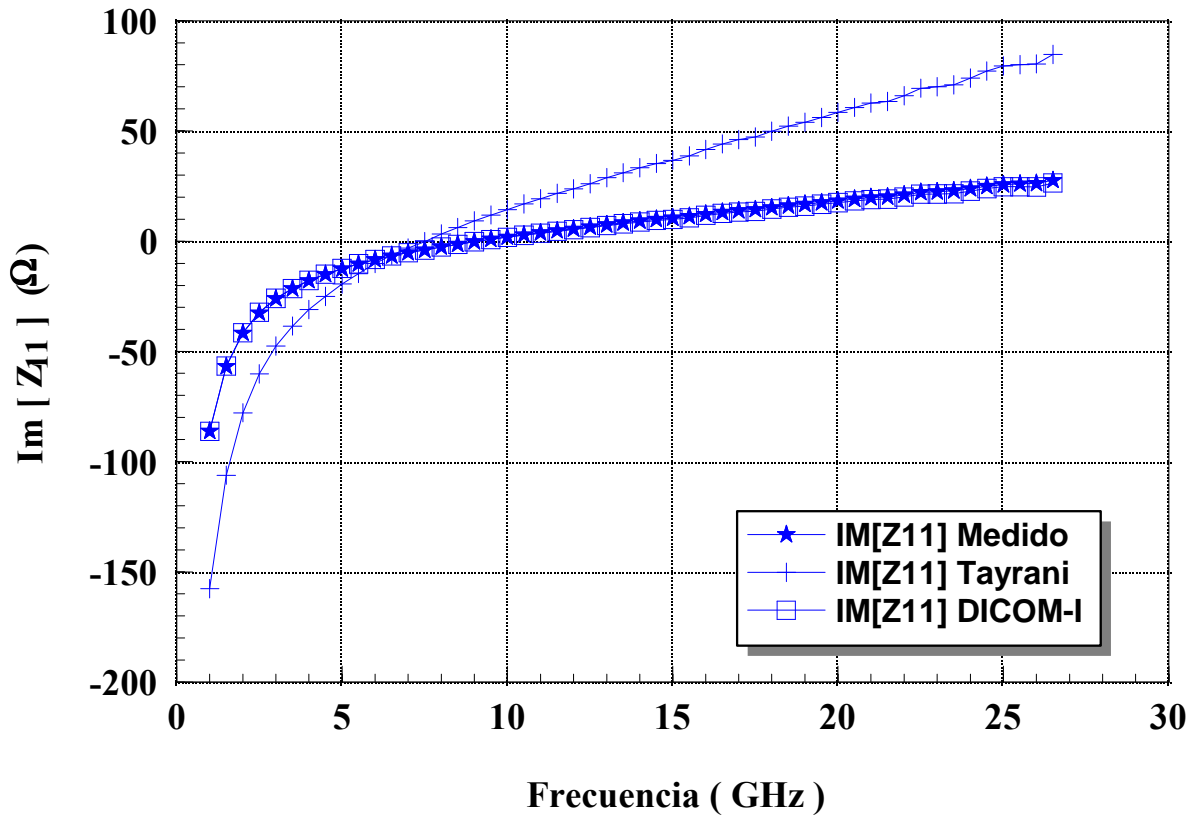
$$\text{Im}[Z_{11}] = \omega \cdot (L_g + L_s) - \frac{1}{\omega \cdot C_g} \quad (3.118)$$

Despejando  $L_g$  en la expresión anterior, se tiene:

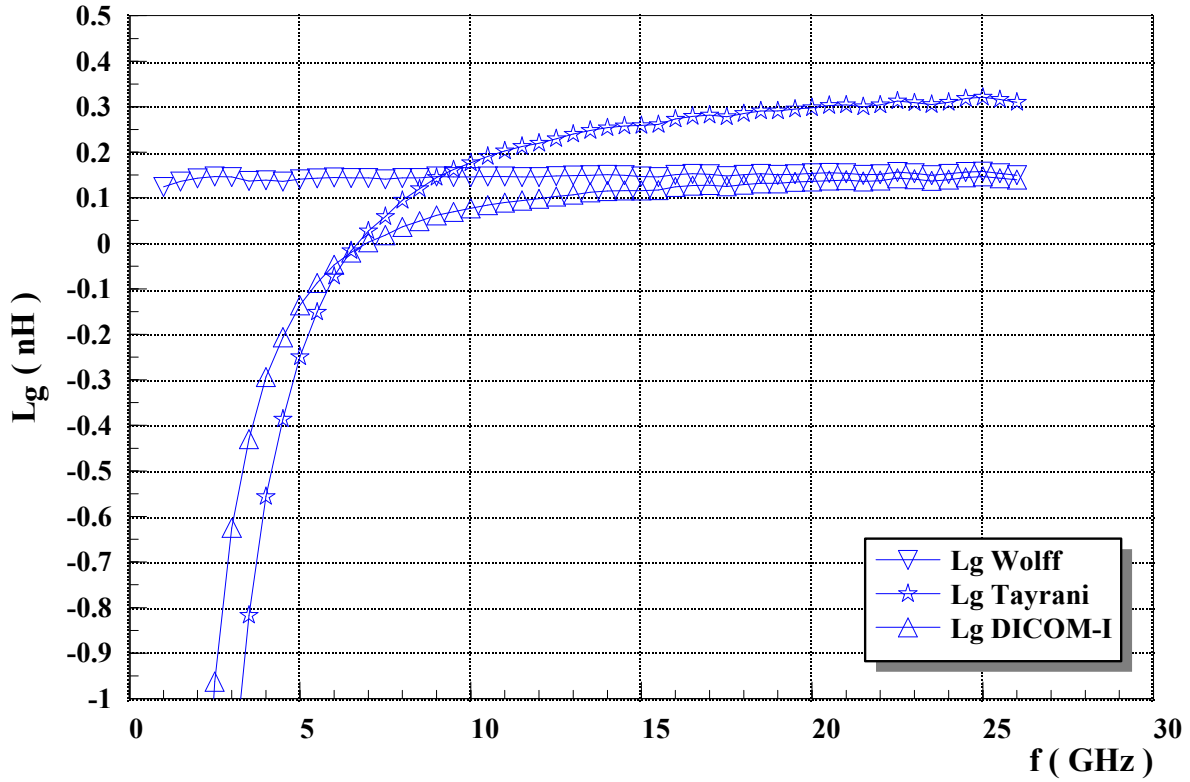
$$L_g = \frac{\text{Im}[Z_{11}]}{\omega} + \frac{1}{\omega^2 \cdot C_g} - L_s \quad (3.126)$$

Expresión en la que mediante un proceso de optimización de la capacidad  $C_g$  se consigue obtener los valores de  $L_g$  y  $C_g$  óptimos para que dicha expresión ajuste lo mejor posible  $\text{Im}[Z_{11}]$  como se aprecia en la figura 3.23 (a), para el caso del transistor MESFET de MARCONI considerado anteriormente. Además se obtiene un valor de  $C_g$  constante con la frecuencia, como puede verse en la figura 3.23 (c), y como se aprecia en la figura 3.23 (b), los valores de  $L_g$  son prácticamente iguales a los obtenidos mediante la aplicación de métodos de medida fría en la zona de alta frecuencia (superior a 12 GHz). Al igual que ocurre con el método de Tayrani los valores de las inducciones  $L_d$  y  $L_s$  son similares a los obtenidos mediante las técnicas de medida fría.



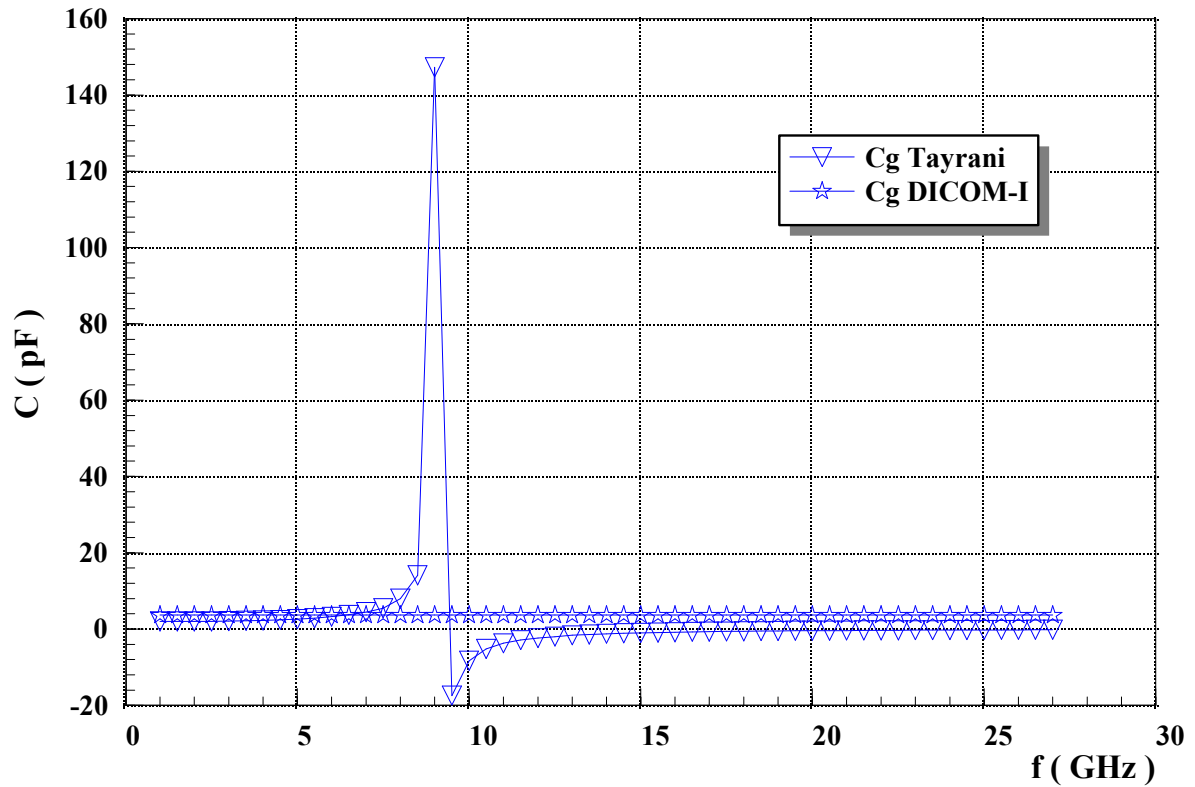


(a)



(b)





(c)

Figura 3.23 Resultados de la aplicación de la técnica de DICOM-I al transistor MESFET B2 de  $10 \times 140 \mu\text{m}$  de la foundry GEC-MARCONI.

- (a) Comparación entre  $\text{Im}[Z_{11}]$  medido y modelado mediante las técnicas de Tayrani y DICOM-I.
- (b) Comparación entre el comportamiento frecuencial de  $L_s$  obtenida a partir de medidas frías y aplicando los métodos de Tayrani y DICOM-I.
- (c) Valor de la capacidad de puerta  $C_g$  obtenida con el método de Tayrani y con la técnica DICOM-I.

## **E - Método DICOM-II**

Al igual que el método DICOM-II para la extracción de resistencias de acceso, el método DICOM-II para la extracción de inducciones parásitas se basa en la medida de parámetros de Scattering en un punto frío de forma similar a como lo hacen los métodos de Dambrine, Wolff y Golio. Es por esta razón que se parte de las expresiones utilizadas por el método de Dambrine, para efectuar el cálculo de  $L_g$  y  $L_d$ , pero con la salvedad de que para evaluar  $L_s$  se efectúa un promedio entre los dos parámetros de Scattering  $S_{12}$  y  $S_{21}$  para evitar los problemas de medida de  $S_{12}$ .

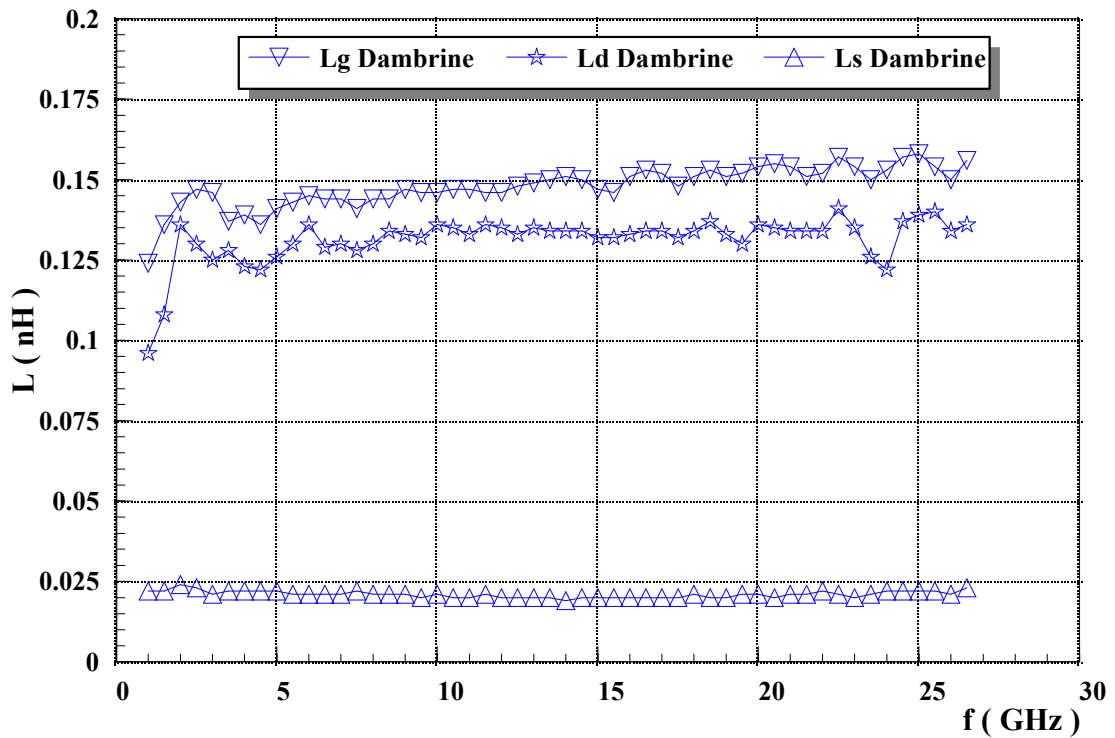
$$L_s = \frac{\text{Im}[Z_{12}]}{\omega} = \frac{\text{Im}[Z_{12}] + \text{Im}[Z_{21}]}{2 \cdot \omega} \quad (3.127)$$

Quedando de esta manera las tres inducciones de acceso  $L_g$ ,  $L_d$  y  $L_s$  totalmente determinadas. Los mejores resultados se obtienen, al igual que en los demás métodos de extracción de inducciones de acceso, cuando los valores finales de las inducciones de acceso se extraen de la zona alta (superior a 6 GHz) del ancho de banda frecuencial de medida. Los valores que resultan al aplicar este método son similares a los obtenidos mediante el método de Dambrine, Wolff o Golio. La ventaja del método DICOM-II frente a los anteriormente mencionados, reside en que se evita la dispersión en la medida del parámetro  $S_{12}$ , para cierto tipo de dispositivos que no presentan una matriz de Scattering simétrica cuando son polarizados en un punto frío. A continuación, se muestran gráficas comparativas de los valores de las autoinducciones  $L_g$ ,  $L_d$  y  $L_s$  obtenidos mediante los diferentes métodos.

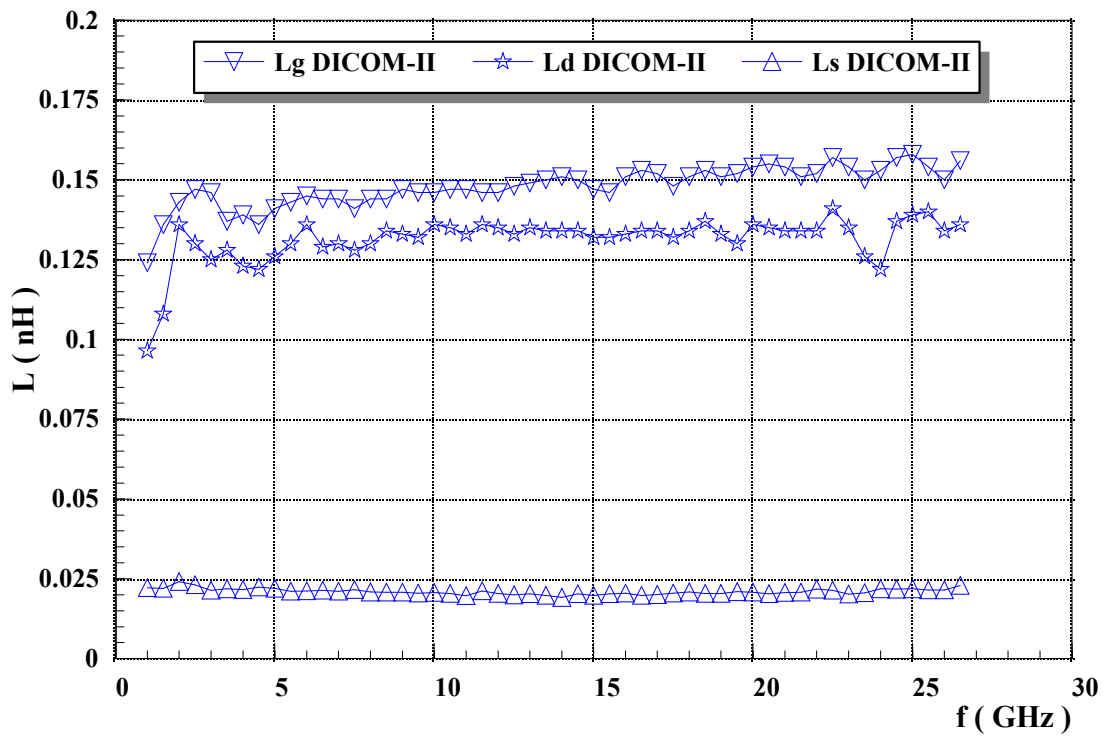
En la figura 3.24 (a), se muestra el resultado de aplicar el método de Dambrine a un transistor de  $10 \times 140 \mu\text{m}$  de la foundry GEC MARCONI de tecnología F20 Bath-tub, no se han presentado los resultados de los métodos de Wolff y Golio para el mismo transistor por obtenerse idénticos resultados. En la figura 3.24 (b), se muestran los valores de las inducciones de acceso obtenidos a partir del método DICOM-II, como puede apreciarse si se comparan con los valores obtenidos por el método de Dambrine los valores son muy similares. Con lo que se puede afirmar que los resultados obtenidos mediante los métodos de Dambrine, Wolff, Golio o DICOM-II son los mismos, quedando la elección al libre albedrío



del usuario. Nuestra experiencia en este tema nos lleva a decantarnos por el método DICOM-II y el de Dambrine por ser un poquito más rápidos en cuanto a cálculo se refiere a los demás.



(a)



(b)

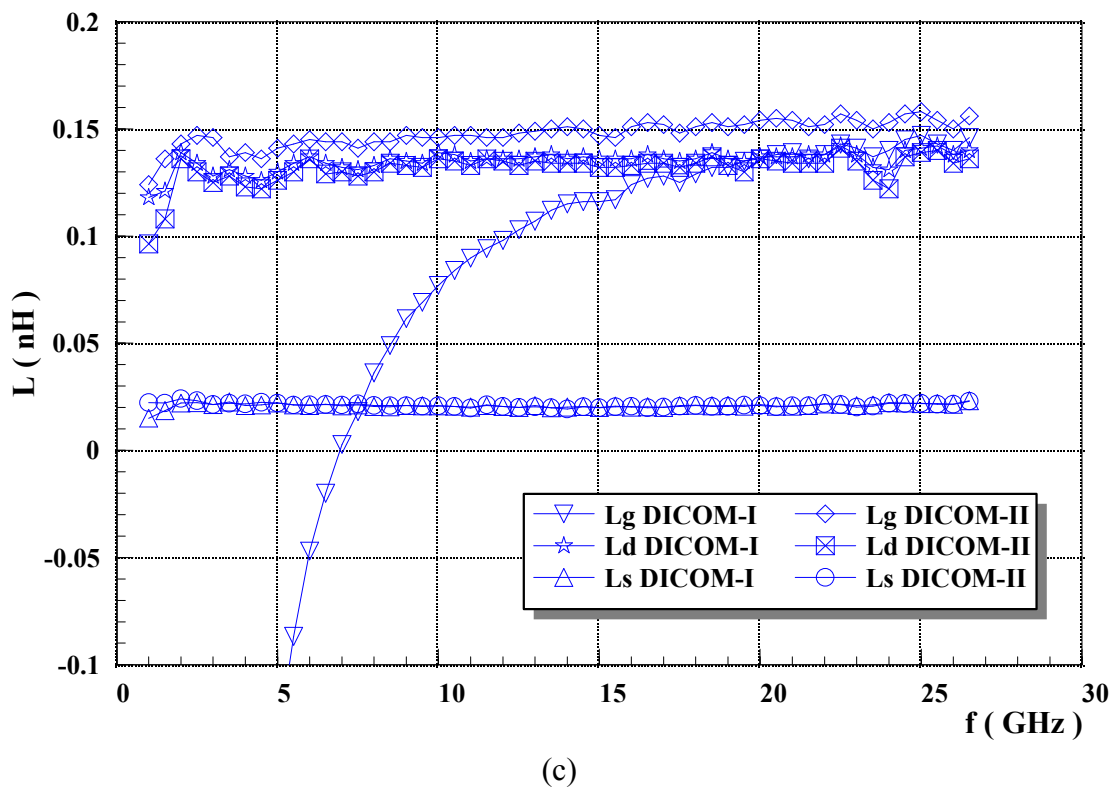


Figura 3.24 Resultado de aplicar diferentes métodos de extracción de inducciones al transistor MESFET GEC MARCONI B2 de  $10 \times 140 \mu\text{m}$ .

- (a) Método de Dambrine.
- (b) Método DICOM-II.
- (c) Comparativa entre los métodos DICOM-I y DICOM-II.

En la figura 3.24 (c), se comparan los métodos DICOM-I y DICOM-II, como puede apreciarse los valores de  $L_s$  y  $L_d$  son prácticamente iguales si se aplica una u otra técnica, pero se debe de efectuar el promedio frecuencial en la zona alta del ancho de banda de medida al aplicar el método DICOM-I para determinar el valor de  $L_g$ , ya que de no hacerlo así se obtienen valores inferiores al valor real. Si se aplica el método DICOM-I con la premisa anterior los resultados ofrecidos por los métodos DICOM-I y DICOM-II son prácticamente iguales. Por lo que cuando no se disponen medidas de parámetros de Scattering en un punto frío puede utilizarse la medidas de parámetros de Scattering del transistor sin polarizar y el método DICOM-I como una vía alternativa a las técnicas tradicionales de FET frío.



En la tabla 3.2, se muestran los valores de las resistencias de acceso correspondientes a diferentes transistores de distintos fabricantes, utilizando los diferentes métodos vistos en este capítulo.

MESFET			HEMT		
Foundry	MARCONI	SIEMENS	PHILIPS		
Tecnología	F20 Bath-tub	DIOM9	D02AH		
Tamaño	10*140µm	4*330µm	4*15µm	6*15µm	4*30µm
<b>Dambrine &amp; Wolff</b>	Lg = 0.147 nH	Lg = 0.148 nH	Lg= 0037 nH	Lg= 0039 nH	Lg= 0.043 nH
	Ld = 0.130 nH	Ld = 0.116 nH	Ld= 0.008nH	Ld= 0.021 nH	Ld= 0.034 nH
	Ls = 0.0202 nH	Ls = 0.0038 nH	Ls= -0.004 nH	Ls= -0.013 nH	Ls= -0.005 nH
<b>Tayrani</b>	Lg = -0.206 nH	Lg = 0.148 nH	Lg= 0037 nH	Lg= 0039 nH	Lg= 0.043 nH
	Ld = 0.136 nH	Ld = 0.116 nH	Ld= 0.007nH	Ld= 0.018 nH	Ld= 0.038 nH
	Ls = 0.0210 nH	Ls = 0.0038 nH	Ls= -0.004 nH	Ls= -0.003 nH	Ls= -0.005 nH
<b>DICOM-I</b>	Lg = 0.156 nH	Lg = 0.148 nH	Lg= 0037 nH	Lg= 0039 nH	Lg= 0.043 nH
	Ld = 0.135 nH	Ld = 0.116 nH	Ld= 0.008nH	Ld= 0.021 nH	Ld= 0.034 nH
	Ls = 0.002 nH	Ls = 0.0038 nH	Ls= -0.004 nH	Ls= -0.003 nH	Ls= -0.005 nH
<b>DICOM-II</b>	Lg = 0.151 nH	Lg = 0.143 nH	Lg= 0040 nH	Lg= 0033 nH	Lg= 0.040 nH
	Ld = 0.132 nH	Ld = 0.117 nH	Ld= 0.005 nH	Ld= 0.011 nH	Ld= 0.029 nH
	Ls = 0.024 nH	Ls = 0.004 nH	Ls= 0 nH	Ls= 0 nH	Ls= 0 nH

Tabla 3.2 Resultados de la extracción de inducciones parásitas utilizando los distintos métodos presentados en esta tesis.

### 3.3.3 Cálculo de las capacidades parásitas

Al igual que como para el caso de las resistencias e inducciones parásitas del transistor es ahora el turno de revisar las técnicas de extracción de las capacidades de empaquetado  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$ . Todos los métodos que aquí se van a presentar se basan en medidas de parámetros de Scattering con el transistor cortado y Drain cortocircuitado, esto es  $V_{gs} < V_p$  y  $V_{ds} = 0$ . La diferencia entre ellos reside, salvo el caso del método de Wolff, en el tipo de circuito equivalente propuesto para responder a la variación de la parte imaginaria de los parámetros de admitancia correspondiente al transistor bajo las condiciones de polarización consideradas.

#### A - Método de Dambrine

Para aplicar el método propuesto por Dambrine [3], se utilizan las condiciones de polarización de transistor cortado  $V_{ds} = 0$  y  $V_{gs} < V_p$ , para asegurar el estrangulamiento de canal. Bajo estas condiciones, el circuito se simplifica como aparece en la figura 3.25, donde el condensador  $C_b$  representa la capacidad de borde o “fringing capacitance” bajo la Gate del transistor.

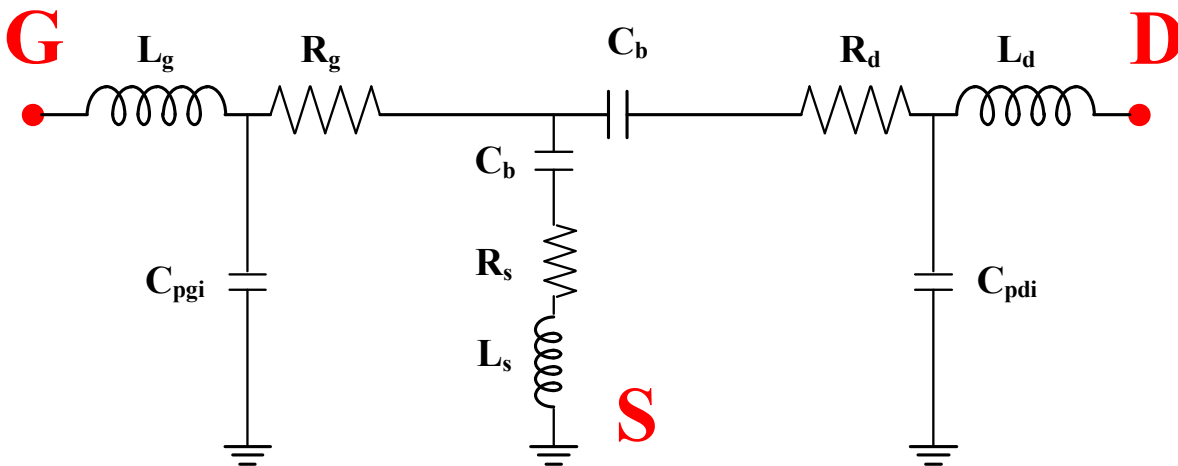


Figura 3.25 Circuito equivalente del transistor MESFET/HEMT bajo las condiciones de polarización:  $V_{ds} = 0$  y  $V_{gs} < V_p$ .



Para frecuencias hasta pocos GHz las resistencias e inductancias parásitas carecen de influencia en la parte imaginaria de los parámetros [Y], con lo cual el circuito equivalente que nos resulta es muy sencillo y capacitivo puro, como se muestra en la figura 3.26.

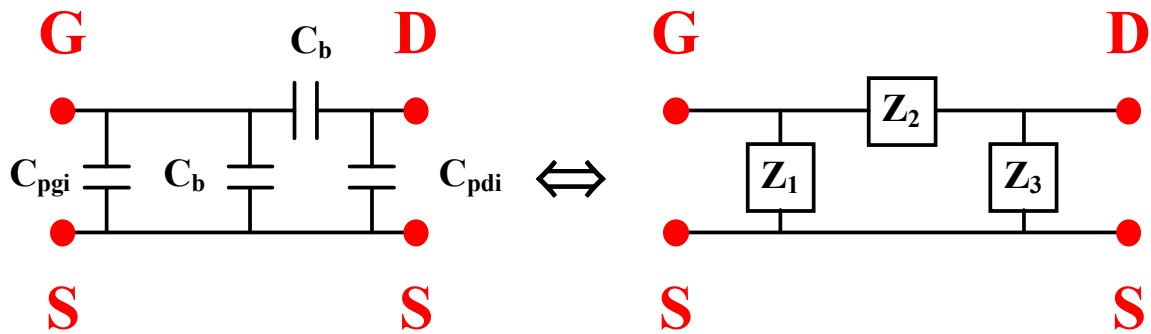


Figura 3.26 Circuito equivalente del transistor MESFET/HEMT con  $V_{ds} = 0$  y  $V_{gs} < V_p$ , y su equivalente en una red de topología  $\Pi$ .

Por simple inspección del circuito se observa que la impedancia  $Z_1$  es el paralelo de los condensadores  $C_{pgi}$  y  $C_b$ , por tanto:

$$Z_1 = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot (C_{pgi} + C_b)} \quad \text{de donde: } Y_1 = \frac{1}{Z_1} = j \cdot \omega \cdot (C_{pgi} + C_b) \quad (3.128)$$

$$Z_2 = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{pdi}} \quad \text{de donde: } Y_2 = \frac{1}{Z_2} = j \cdot \omega \cdot C_{pdi} \quad (3.129)$$

$$Z_3 = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_b} \quad \text{de donde: } Y_3 = \frac{1}{Z_3} = j \cdot \omega \cdot C_b \quad (3.130)$$

Por tratarse de una red en  $\Pi$ , los parámetros [Y] vienen dados por:

$$Y_{11} = Y_1 + Y_3 = j \cdot \omega \cdot (C_{pgi} + 2 \cdot C_b) \quad (3.131)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -Y_3 = -j \cdot \omega \cdot C_b \quad (3.132)$$



$$Y_{22} = Y_2 + Y_3 = j \cdot \omega \cdot (C_{pdi} + C_b) \quad (3.133)$$

Tomando parte imaginaria en (3.131), (3.132) y (3.133) se obtiene:

$$\text{Im}[Y_{11}] = \omega \cdot (C_{pgi} + 2 \cdot C_b) \quad (3.134)$$

$$\text{Im}[Y_{12}] = -\omega \cdot C_b \quad (3.135)$$

$$\text{Im}[Y_{22}] = \omega \cdot (C_{pdi} + C_b) \quad (3.136)$$

Despejando  $C_b$  de (3.135), resulta:

$$C_b = \frac{-\text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (3.137)$$

Sustituyendo  $C_b$  por su valor en (3.134) y despejando  $C_{pgi}$  se tiene que:

$$C_{pgi} = \frac{\text{Im}[Y_{11}]}{\omega} - 2 \cdot C_b = \frac{\text{Im}[Y_{11}] + 2 \cdot \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (3.138)$$

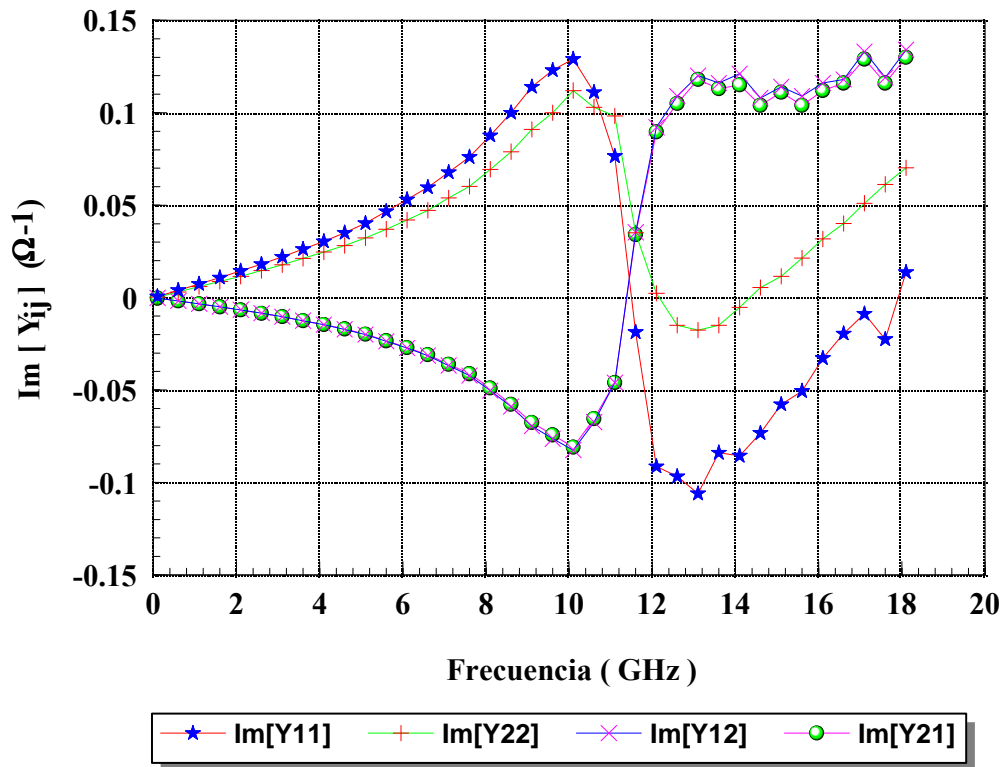
Despejando  $C_{pdi}$  en (3.136) y sustituyendo  $C_b$  por su valor, resulta:

$$C_{pdi} = \frac{\text{Im}[Y_{22}]}{\omega} - C_b = \frac{\text{Im}[Y_{22}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (3.139)$$

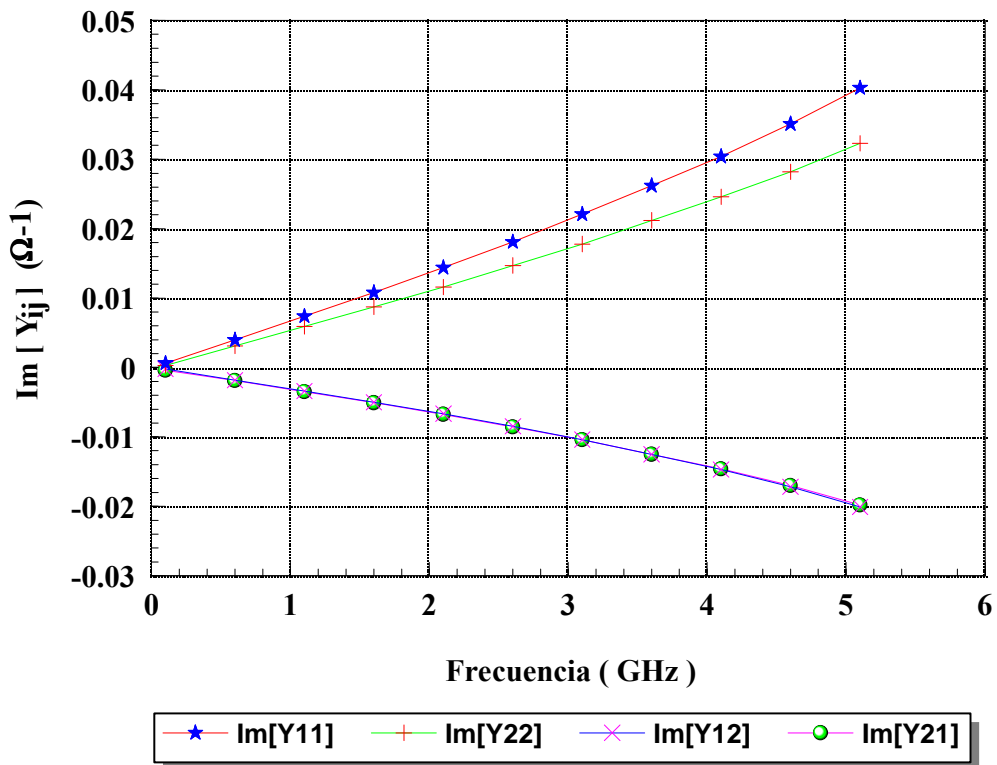
Si efectuamos una representación gráfica de  $\text{Im}[Y_{11}]$ ,  $\text{Im}[Y_{22}]$ ,  $\text{Im}[Y_{12}]$  e  $\text{Im}[Y_{21}]$  frente a la frecuencia, medidos experimentalmente, es posible apreciar que el modelo aproximado utilizado para el cálculo de los condensadores extrínsecos se adapta correctamente a las medidas hasta frecuencias próximas a los 5 GHz, puesto que la variación es lineal. Por otro lado se puede observar que  $\text{Im}[Y_{12}] \approx \text{Im}[Y_{21}]$ , al igual que los parámetros  $[Y]$  del circuito equivalente propuesto. Sin embargo, dicho modelo no es capaz de seguir las variaciones a frecuencias superiores a los 5-6 GHz, tal como se aprecia en las figuras 3.27 (a)



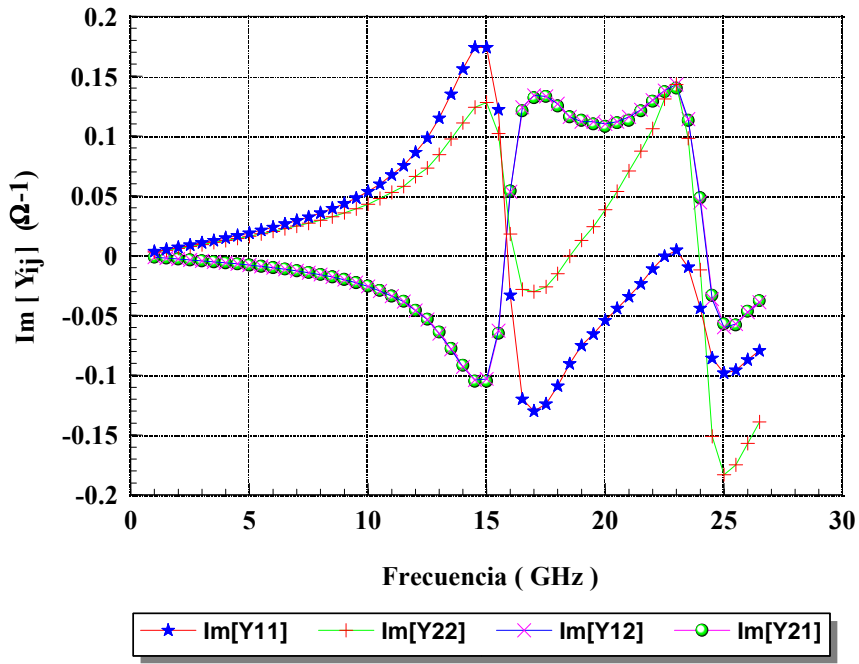
y 3.27 (b) para un transistor MESFET de media potencia de 4\*330  $\mu\text{m}$  de la foundry SIEMENS.



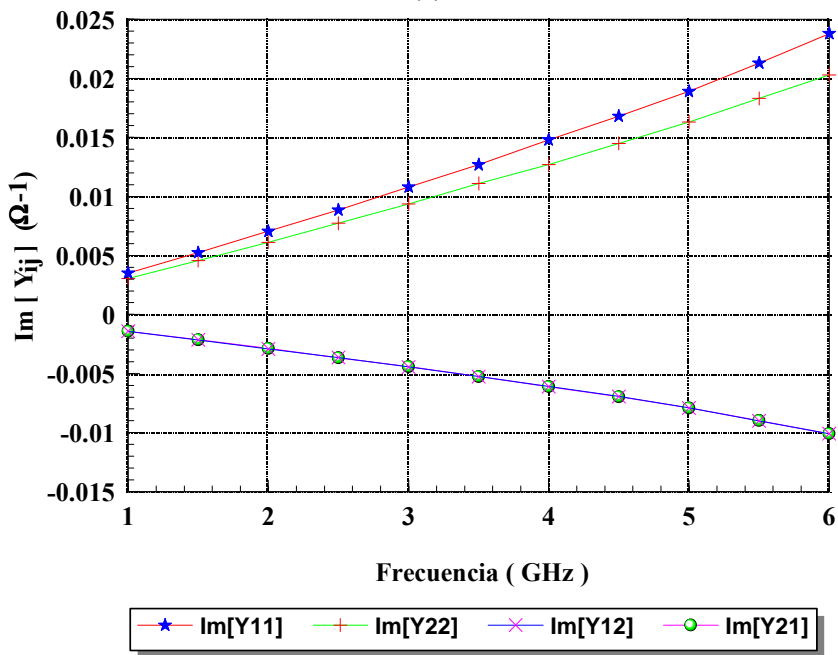
(a)



(b)



(c)



(d)



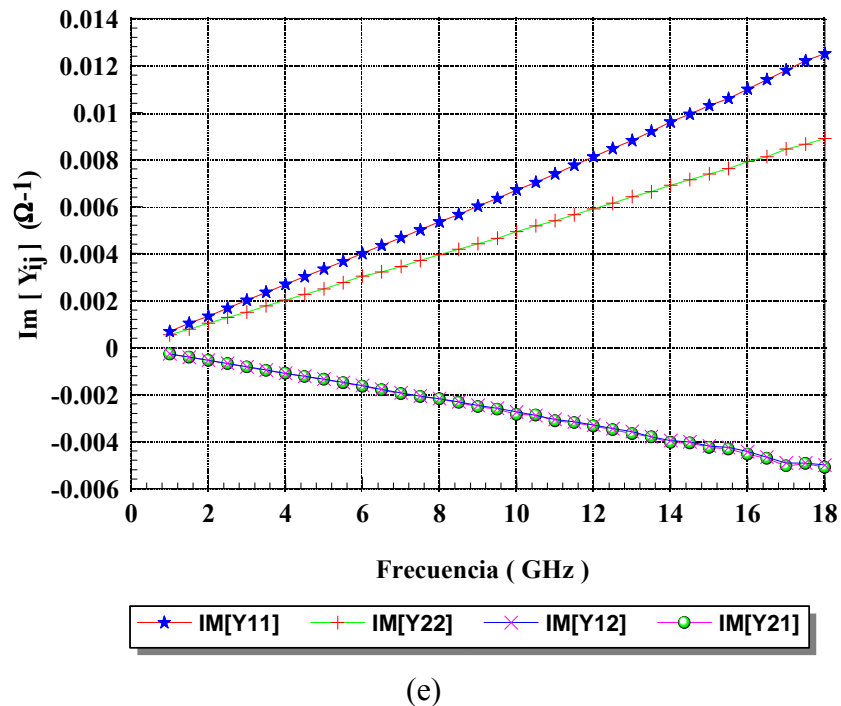


Figura 3.27 Variación de los parámetros  $\text{Im}[Y_{ij}]_{i=1,2, j=1,2}$  del transistor MESFET/HEMT con la frecuencia bajo las condiciones de polarización ( $V_{ds} = 0$  y  $V_{gs} < V_p$ ).

(a)-(b) Transistor MESFET SIEMENS DIOM9 de  $3 \times 330 \mu\text{m}$  variación frecuencial de 0.1 a 18.1 GHz y de 0.1 a 5.1 GHz, respectivamente.

(c)-(d) Transistor MESFET GEC F20 de  $10 \times 140 \mu\text{m}$  con una variación frecuencial de 1 a 26.5 GHz y de 1 a 5 GHz, respectivamente.

(e) Transistor P-HEMT D02AH PHILIPS de  $4 \times 15 \mu\text{m}$  con una variación frecuencial de 1 a 18 GHz.

Una situación similar se muestra en las figuras 3.27 (c) y 3.27 (d), en este caso para los transistor MESFET GEC F20 de  $10 \times 140 \mu\text{m}$ . Por esta razón, y como norma general para la extracción de capacidades en dispositivos MESFET el promedio frecuencia para calcular el valor de las capacidades  $C_{pgi}$ ,  $C_{pdi}$  y  $C_b$  no debe exceder los 5 GHz, ya que de no hacerlo así el resultado estaría enmascarado por la acción de los demás elementos parásitos del transistor. Por otro lado, cuando se estudian dispositivos HEMT, el rango frecuencial a considerar puede elevarse unos cuantos GHz más sin problemas, ya que el comportamiento de  $\text{Im}[Y_{ij}]_{i=1,2, j=1,2}$  es lineal hasta frecuencias superiores a los 10 GHz tal como se muestra para el transistor PHILIPS P-HEMT de  $4 \times 15 \mu\text{m}$  de la figura 3.27 (e), en este caso la linealidad de los

parámetros [Y] alcanza los 18 GHz. En la figura 3.28 se muestra el resultado de aplicar el método de Dambrine al transistor MESFET GEC MARCONI de 10\*140  $\mu\text{m}$ , donde se puede apreciar que a partir de los 5 GHz los resultados obtenidos no son correctos debido a que el modelo no tiene validez en alta frecuencia.

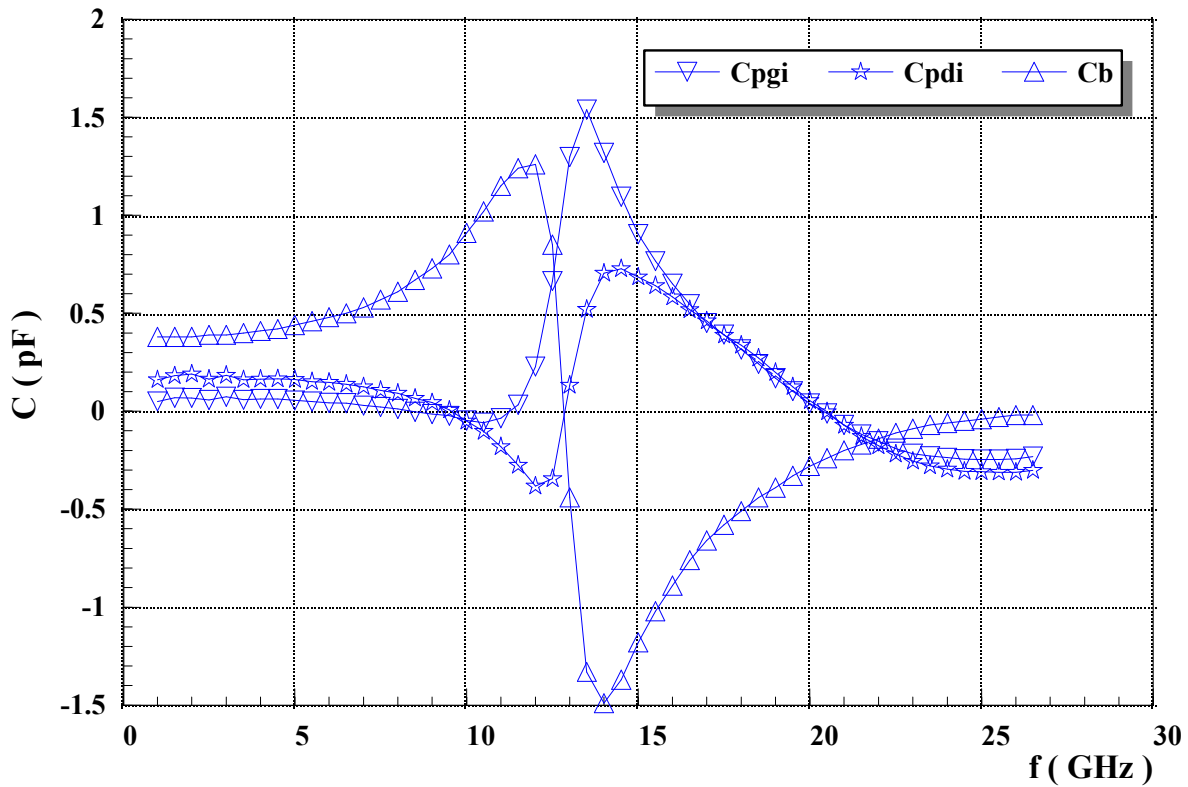


Figura 3.28 Valores de las capacidades de empaquetado  $C_{pgi}$ ,  $C_{pdi}$  y de la capacidad de borde  $C_b$  obtenidos con el método de Dambrine para el transistor MESFET GEC MARCONI B2 10\*140  $\mu\text{m}$ .

### **B - Método de Wolff**

Como ya se ha comentado anteriormente, el método propuesto por Wolff [8-9], parte de una topología circuital un tanto distinta a la de Dambrine, tal como se muestra en la figura 3.29, puesto que en vez de considerar las capacidades  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$ , considera dos capacidades a las que llama  $C_{in}$  y  $C_{out}$ . Para determinar dichas capacidades Wolff incluye en la oblea lo que denomina una “estructura de test” consistente en dispositivos formados solamente por la capa



de metalización sobre el sustrato semiaislante, y a partir de la medida de los parámetros de Scattering de dichas estructuras y mediante una sencilla relación matemática calcula los valores de las capacidades parásitas  $C_{in}$  y  $C_{out}$ .

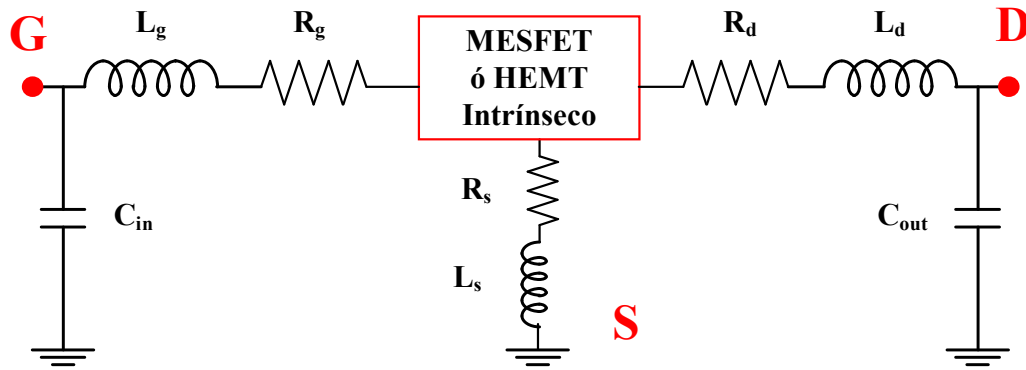


Figura 3.29 Modelo equivalente del transistor MESFET/HEMT utilizado por Wolff.

$$C_{in} = \frac{1}{\omega \cdot Z_0} \cdot \text{Im} \left[ \frac{1 - S_{11}}{1 + S_{11}} \right] \quad (3.140)$$

$$C_{out} = \frac{1}{\omega \cdot Z_0} \cdot \text{Im} \left[ \frac{1 - S_{22}}{1 + S_{22}} \right] \quad (3.141)$$

Donde  $S_{11}$  y  $S_{22}$  representan los parámetros de Scattering correspondientes a la reflexión a la entrada y a la salida de la “estructura de test”,  $Z_0$  es la impedancia característica del sistema, generalmente  $50 \Omega$ . Para que las expresiones (3.140) y (3.141) tengan validez Wolff supone que los parámetros de Scattering correspondientes a la transmisión  $S_{12}$  y  $S_{21}$  pueden ser despreciados. Los valores típicos de  $C_{in}$  y  $C_{out}$  que se obtienen al aplicar este método oscilan entre 10 y 30 fF. Este técnica presenta el inconveniente de que el modelador generalmente no posee acceso directo a la tecnología de la foundry, por ello no siempre es posible disponer de “estructuras de test” para la determinación de los condensadores parásitos  $C_{in}$  y  $C_{out}$ .

### C - Método de Tayrani

Al igual que sucede en el método de Dambrine, el método de Tayrani para el cálculo de las capacidades  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$  [11-12] parte del circuito equivalente para el transistor MESFET/HEMT cortado ( $V_{ds} = 0V$ ,  $V_{gs} < V_p$ ), mostrado en la figura 3.30. Este mismo esquema equivalente es utilizado, también, por Anholt & Swirhun [21], aunque con diferente nomenclatura. Para evitar ambigüedades, en cuanto a notación, se utilizará la nomenclatura de Tayrani en la deducción de las expresiones que proporcionan los valores de las capacidades de empaquetado.

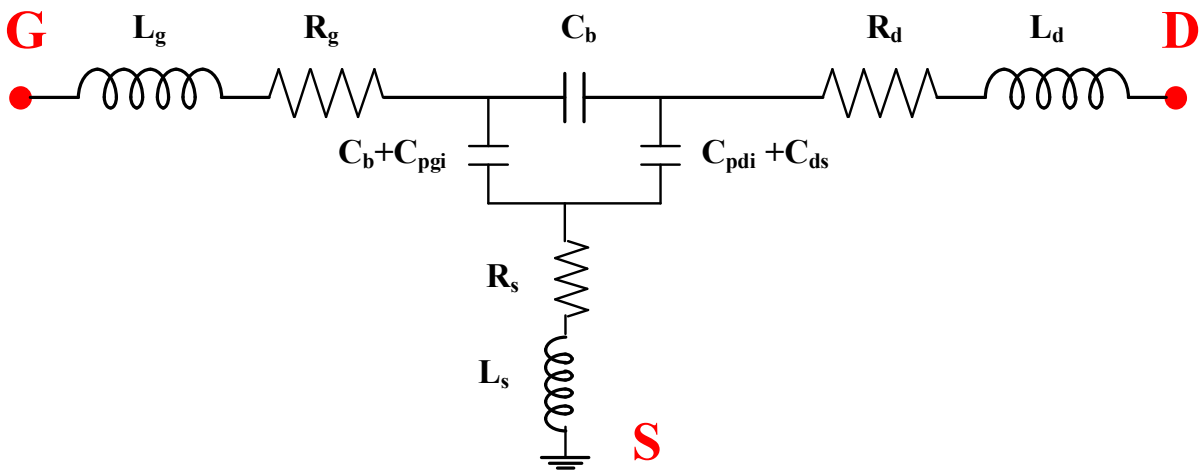


Figura 3.30 Circuito equivalente propuesto por Tayrani para la extracción de las capacidades de empaquetado  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$ .

El primer paso consiste en efectuar la conversión  $[S] \rightarrow [Z]$  a partir de los parámetros de Scattering medidos con el transistor polarizado en zona de pinch-off. Seguidamente se sustrae de la misma las impedancias de cada rama debidas a las resistencias e inducciones., las cuales son calculadas previamente por cualquier de los métodos vistos anteriormente. Finalmente, la nueva matriz de impedancias obtenida se convierte en matriz de admitancia  $[Z] \rightarrow [Y]$ . Una vez efectuadas todas las transformaciones anteriores el circuito equivalente resultante es relativamente sencillo, tal como se muestra en la figura en la figura 3.31, si se



calculan los parámetros [Y] a partir del mismo, éstos han de coincidir con la matriz de admitancia resultado del proceso de transformación aludido anteriormente.

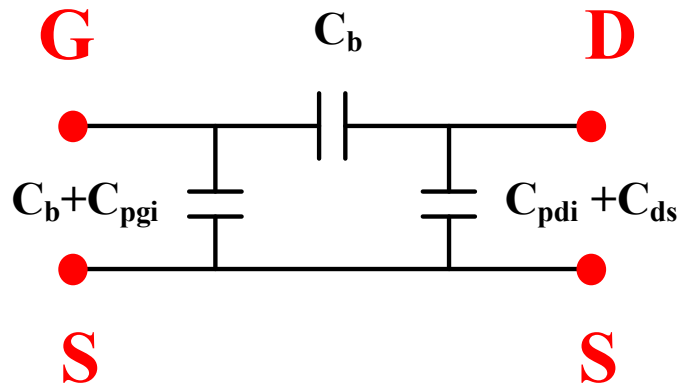


Figura 3.31 Circuito equivalente del transistor MESFET/HEMT en pinch-off, una vez se han eliminado las resistencias e inducciones de acceso.

$$Y_{11} = j \cdot \omega \cdot (C_{pgi} + 2 \cdot C_b) \quad (3.142)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -j \cdot \omega \cdot C_b \quad (3.143)$$

$$Y_{22} = j \cdot \omega \cdot (C_{ds} + C_{pdi} + C_b) \quad (3.144)$$

Tomando parte imaginaria y despejando se tiene:

$$C_b = \frac{-\text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (3.145)$$

$$C_{pgi} = \frac{\text{Im}[Y_{11}]}{\omega} - 2 \cdot C_b \quad (3.146)$$

$$C_{ds} + C_{pdi} = \frac{\text{Im}[Y_{22}]}{\omega} - C_b \quad (3.147)$$

Como  $C_{ds}$  y  $C_{pdi}$  no pueden separarse, Tayrani asume que :



$$C_{pdi} = \frac{C_{ds}}{4} \tag{3.148}$$

Con lo cual quedan totalmente determinados los valores de los condensadores de empaquetado  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$ , la capacidad de borde  $C_b$ , así como una estimación de la capacidad de salida  $C_{ds}$ . Tayrani no justifica la expresión (3.148) de forma clara en sus comunicaciones, por lo que la mejor solución es optimizar la relación existente entre  $C_{pdi}$  y  $C_{ds}$  en función del tipo de transistor como hace el método DICOM-I. Análogamente a como sucede en el método de Dambrine el promedio frecuencial que debe utilizarse para determinar  $C_{pgi}$ ,  $C_{pdi}$ ,  $C_b$  y  $C_{ds}$  no debe superar los 5 GHz debido a que la relación de dichas capacidades con la frecuencia deja de ser lineal, como puede visualizarse en la figura 3.32 para el transistor MESFET GEC MARCONI B2 10\*140  $\mu\text{m}$ .

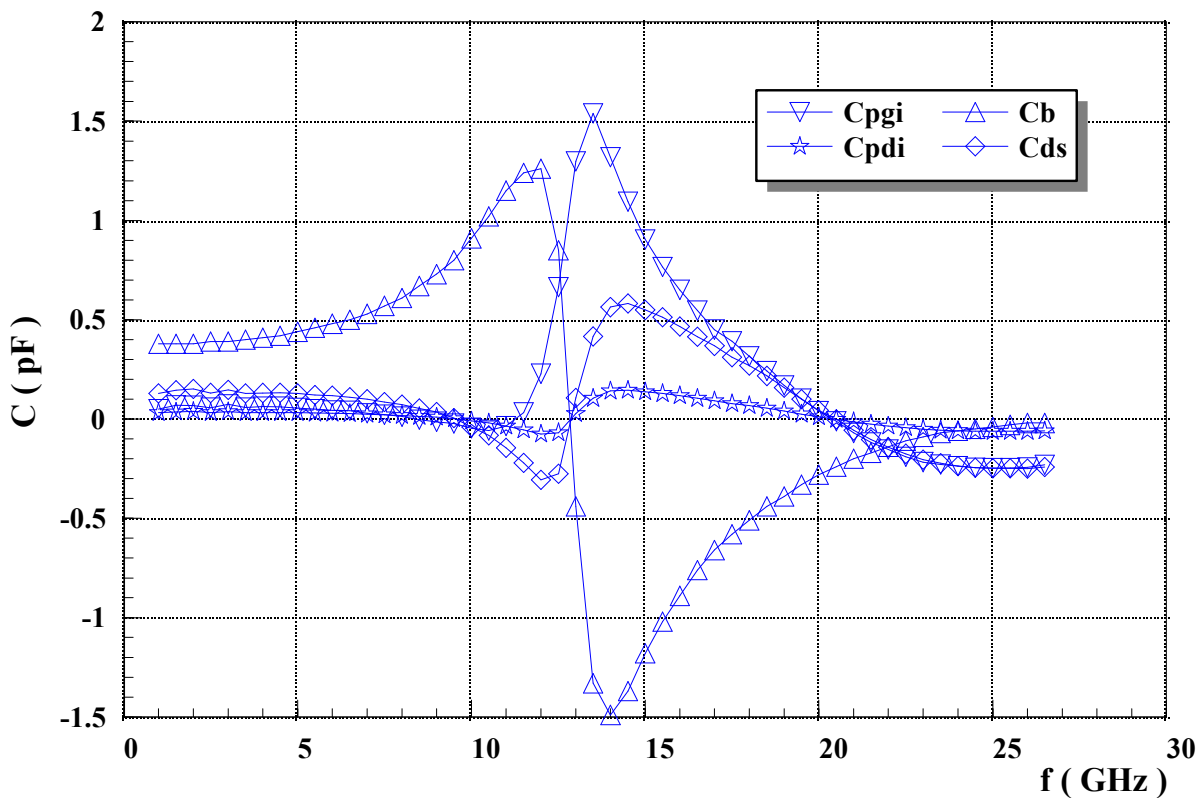


Figura 3.32 Valores de las capacidades de empaquetado  $C_{pgi}$ ,  $C_{pdi}$ , de la capacidad de borde  $C_b$  y de la capacidad  $C_{ds}$  obtenidos mediante el método de Tayrani para el transistor MESFET GEC MARCONI B2 10\*140  $\mu\text{m}$ .



### D - Método de White

Al igual que sucede en el método de Dambrine y Tayrani, el método de White para el cálculo de las capacidades  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$  [13] parte del circuito equivalente para el transistor MESFET/HEMT cortado ( $V_{ds} = 0V$ ,  $V_{gs} < V_p$ ), mostrado en la figura 3.33. White propone este circuito basándose en la idea de que los parámetros de Scattering del transistor en pinch-off son prácticamente simétricos y que por tanto  $C_{pgi} \approx C_{pdi}$  cosa que mediante las expresiones propuestas por Dambrine es imposible, dado que  $C_{pdi}$  siempre es mayor que  $C_{pgi}$ .

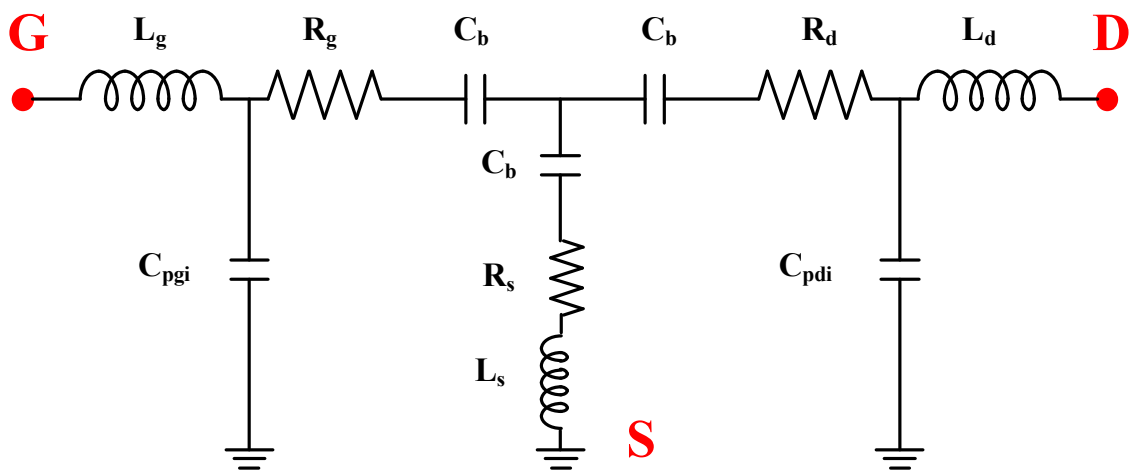


Figura 3.33 Circuito equivalente propuesto por White para la extracción de las capacidades de empaquetado  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$ .

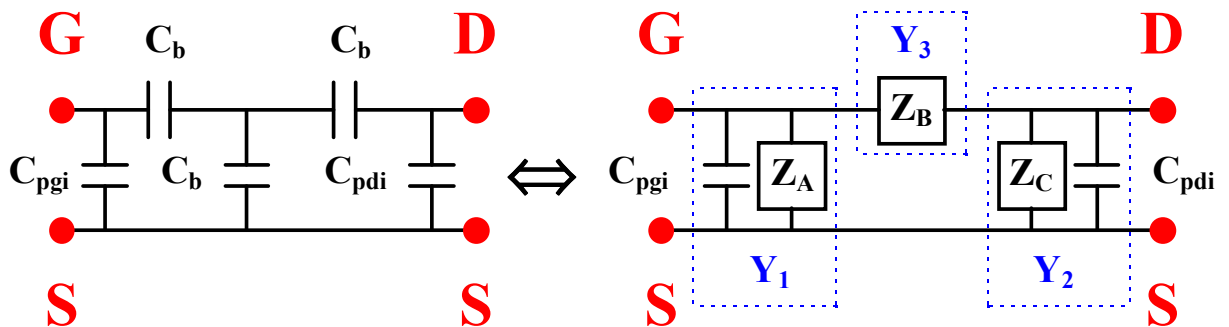


Figura 3.34 Circuito equivalente del transistor MESFET/HEMT en pinch-off, una vez se han eliminado las resistencias e inducciones de acceso.

Suponiendo que el efecto de las inducciones de acceso es despreciable a frecuencias inferiores a los 5 GHz, el circuito equivalente resultante es capacitivo puro, tal como se muestra en la figura en la figura 3.34. A partir del cálculo de los parámetros [Y] correspondientes a dicho circuito, es sencillo obtener los valores de  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$ .

Si se efectúa una transformación  $T \rightarrow \Pi$  al circuito formado por las tres capacidades  $C_b$  utilizando las relaciones usuales, se obtiene que:

$$Z_A = Z_B = Z_C = \frac{3}{j \cdot \omega \cdot C_b} \quad (3.149)$$

Por simple inspección del circuito se observa que la impedancia  $Y_1$  es el paralelo de  $C_{pgi}$  con  $Z_A$ , por tanto:

$$Y_1 = j \cdot \omega \cdot \left( C_{pgi} + \frac{C_b}{3} \right) \quad (3.150)$$

$$Y_2 = j \cdot \omega \cdot \left( C_{pdi} + \frac{C_b}{3} \right) \quad (3.151)$$

$$Y_3 = j \cdot \omega \cdot \frac{C_b}{3} \quad (3.152)$$

Por tratarse de una red en  $\Pi$ , los parámetros [Y] vienen dados por:

$$Y_{11} = Y_1 + Y_3 = j \cdot \omega \cdot \left( C_{pgi} + \frac{2 \cdot C_b}{3} \right) \quad (3.153)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -Y_3 = -j \cdot \omega \cdot \frac{C_b}{3} \quad (3.154)$$

$$Y_{22} = Y_2 + Y_3 = j \cdot \omega \cdot \left( C_{pdi} + \frac{2 \cdot C_b}{3} \right) \quad (3.155)$$



Tomando parte imaginaria en (3.153), (3.154) y (3.155) se obtiene:

$$\text{Im}[Y_{11}] = \omega \cdot \left( C_{pgi} + \frac{2 \cdot C_b}{3} \right) \quad (3.156)$$

$$\text{Im}[Y_{12}] = -\omega \cdot \frac{C_b}{3} \quad (3.157)$$

$$\text{Im}[Y_{22}] = \omega \cdot \left( C_{pdi} + \frac{2 \cdot C_b}{3} \right) \quad (3.158)$$

Despejando  $C_b$  de (3.159), resulta:

$$C_b = \frac{-\text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (3.159)$$

Sustituyendo  $C_b$  por su valor en (3.156) y despejando  $C_{pgi}$  se tiene que:

$$C_{pgi} = \frac{\text{Im}[Y_{11}]}{\omega} - \frac{2 \cdot C_b}{3} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] + \frac{2}{3} \cdot \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (3.160)$$

Despejando  $C_{pdi}$  en (3.158) y sustituyendo  $C_b$  por su valor, resulta:

$$C_{pdi} = \frac{\text{Im}[Y_{22}]}{\omega} - \frac{2 \cdot C_b}{3} = \frac{\text{Im}[Y_{22}] + \frac{2}{3} \cdot \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (3.161)$$

Con las expresiones (3.159), (3.160) y (3.161) quedan totalmente determinados los valores de los condensadores de empaquetado  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$ , así como la capacidad de borde  $C_b$ . De una manera análoga a como sucede en los métodos de Dambrine y Tayrani, el promedio frecuencial que debe utilizarse para determinar  $C_{pgi}$ ,  $C_{pdi}$  y  $C_b$  no debe superar los 5 GHz debido a que la relación de dichas capacidades con la frecuencia deja de ser lineal, como puede visualizarse en la figura 3.35 para el transistor MESFET GEC MARCONI B2 10\*140  $\mu\text{m}$ .

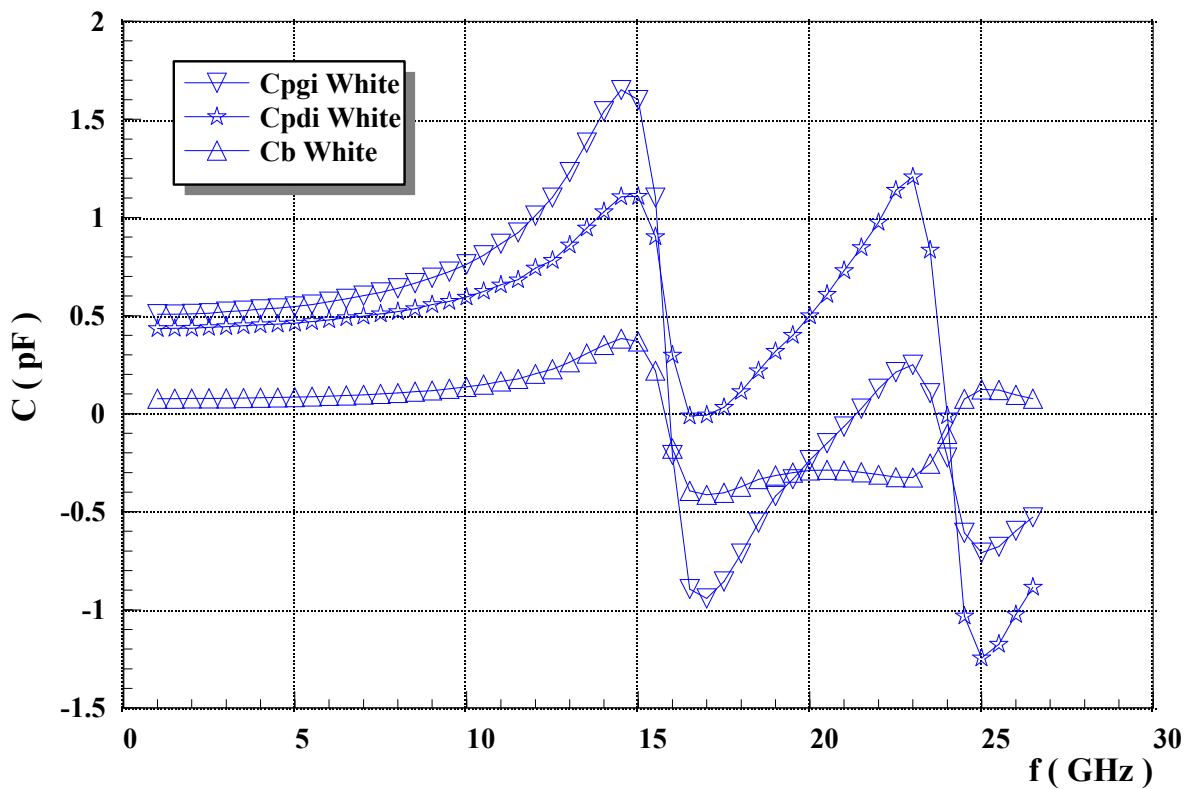


Figura 3.35 Valores de las capacidades de empaquetado  $C_{pgi}$ ,  $C_{pdi}$  y de la de borde  $C_b$  obtenidos mediante el método de White para el transistor MESFET GEC MARCONI B2 10\*140  $\mu\text{m}$ .

La ventaja que presenta este método frente al de Dambrine o al de Tayrani, es que el valor de  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$  es prácticamente el mismo, siempre y cuando  $\text{Im}[Y_{11}] \approx \text{Im}[Y_{22}]$ , debido a la simetría en las expresiones a partir de las que se calculan los valores de los mismos. Esta característica se hace más notable en el caso de los transistores de tipo HEMT, por lo cual para este tipo de dispositivos es más recomendable este método que el de Dambrine o Tayrani. En cambio, para los transistores MESFET, como se puede apreciar en la figura 3.36 (a), existe un aumento en los valores de  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$ , si se compara éstos con los obtenidos mediante otros métodos de extracción.



## E - Método DICOM

El método DICOM está basado en el de Dambrine cuando se efectúan la extracción de las capacidades de empaquetado a dispositivos MESFET, y el de Tayrani o White si efectúa el proceso de extracción a dispositivos tipo HEMT. Las diferencias básicas entre los métodos expuestos y el método DICOM son las siguientes:

- Debido a la incertidumbre en la medida de los parámetros  $S_{12}$  y  $S_{21}$  tanto si se polariza el transistor en “frío” inyectando corriente, como si se polariza en la zona de pinch-off, se utiliza el promedio  $S_{12\text{Medio}}$  definido de la forma:

$$S_{12\text{Medio}} = \frac{S_{12} + S_{21}}{2} \quad (3.162)$$

- Para evitar la dispersión frecuencial en las extracciones se efectúa un proceso de de-embedding previo para eliminar el efecto que tienen las resistencias e inducciones de acceso sobre los parámetros de Scattering en la zona de pinch-off. Los valores de resistencias e inducciones de acceso utilizados en este proceso, son los valores promedio obtenidos mediante otros métodos de extracción vistos en este mismo capítulo, y por tanto son independientes de la frecuencia.

- Para el caso de los dispositivos HEMT, si el valor de las capacidades obtenido es muy pequeño (del orden de los 10 fF o menor), no se comete un grave error si no se considera el efecto de los condensadores  $C_{\text{pgi}}$  y  $C_{\text{pdi}}$  sobre la extracción del resto de los elementos intrínsecos del transistor.

Efectuando la conversión  $[S] \rightarrow [Z]$  a partir de los parámetros de Scattering medidos con el transistor polarizado en zona de pinch-off. Las impedancias de cada rama debidas a las resistencias e inducciones, las cuales son calculadas previamente por cualquier de los métodos vistos anteriormente, se restan de dicha matriz  $[Z]$  y la nueva matriz de impedancias se convierte en matriz de admitancia  $[Z] \rightarrow [Y]$ .

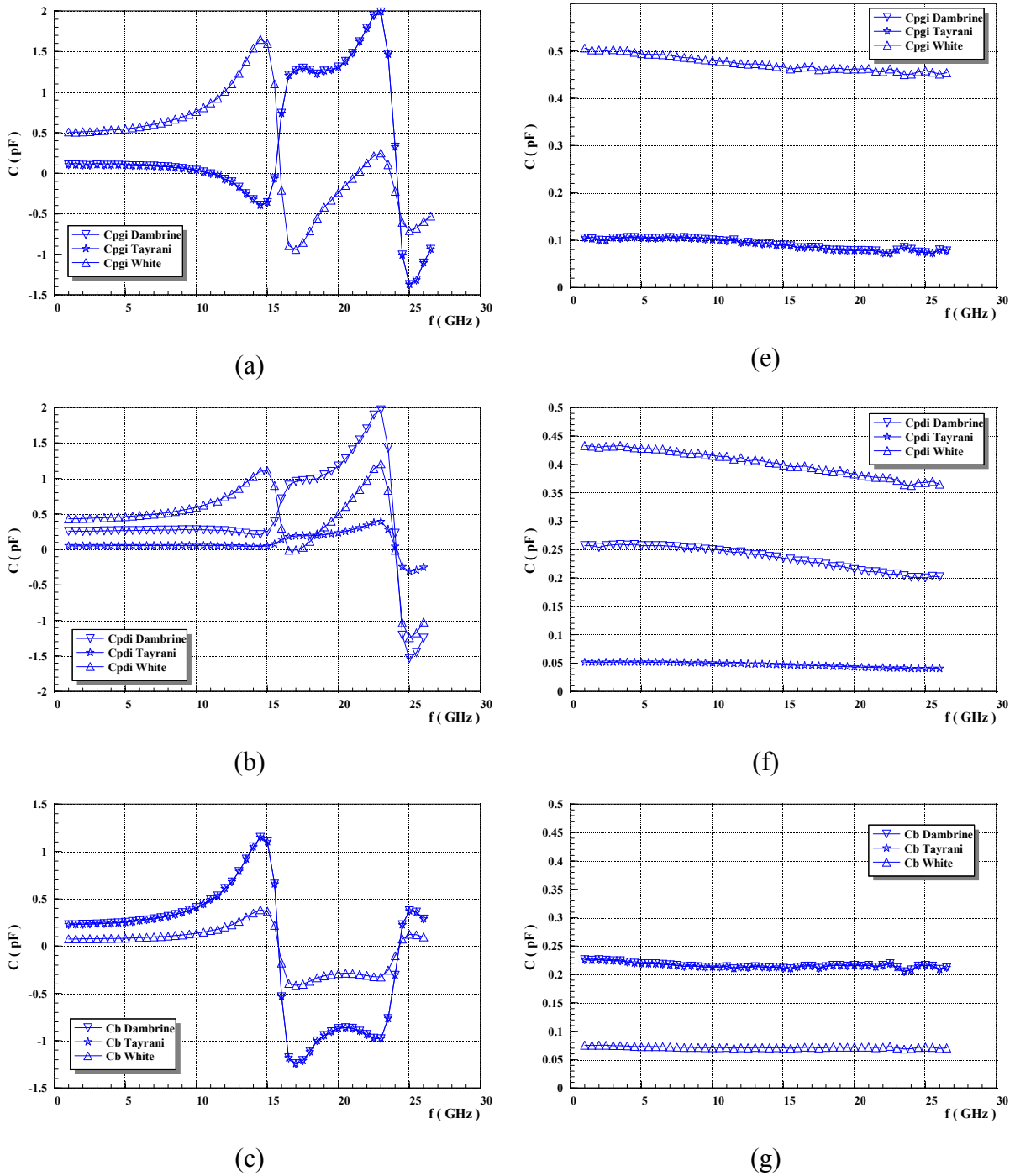


Figura 3.36 Comparación entre las diferentes técnicas de extracción de capacidades de parásitas introducidas en esta tesis.

(a)-(b)-(c) Utilizando la metodología usual.

(e)-(f)-(g) Utilizando la metodología DICOM.



Una vez efectuadas todas las transformaciones necesarias para efectuar el proceso de de-embedding de resistencias e inducciones parásitos se efectúa el cálculo de las capacidades  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$  utilizando las expresiones del método seleccionado (Dambrine, Tayrani o White).

En las figuras 3.36 (a), 3.36 (b) y 3.36 (c), se muestra el resultado de aplicar los métodos de extracción de capacidades tradicionales. El uso de la técnica DICOM con cualquiera de los métodos anteriormente presentados, evita la dispersión frecuencial de las capacidades  $C_{pgi}$ ,  $C_{pdi}$  y  $C_b$  tal como se muestra en las figuras 3.36 (e), 3.36 (f) y 3.36 (g).

Con los métodos que se acaban de presentar, se tienen calculados los valores de los condensadores de empaquetamiento interno, y junto con los ya vistos para la caracterización de autoinducciones y resistencias parásitas, queda concluido el cálculo de los parámetros extrínsecos de los dispositivos MESFET y HEMT sin encapsular.

	MESFET		HEMT		
Foundry	MARCONI	SIEMENS	PHILIPS		
Tecnología	F20 Bath-tub	DIOM9	D02AH		
Tamaño	10*140µm	4*330µm	4*15µm	6*15µm	4*30µm
Dambrine & Wolff	$C_{pgi} = 0.101$ pF $C_{pdi} = 0.263$ pF $C_b = 0.239$ pF	$C_{pgi} = 0.056$ pF $C_{pdi} = 0.115$ pF $C_b = 0.050$ pF	$C_{pgi} = 0.019$ pF $C_{pdi} = 0.036$ pF $C_b = 0.040$ pF	$C_{pgi} = 0.021$ pF $C_{pdi} = 0.042$ pF $C_b = 0.047$ pF	$C_{pgi} = 0.027$ pF $C_{pdi} = 0.047$ pF $C_b = 0.052$ pF
Tayrani	$C_{pgi} = 0.100$ pF $C_{pdi} = 0.053$ pF $C_b = 0.239$ pF $C_{ds} = 0.029$ pF	$C_{pgi} = 0.056$ pF $C_{pdi} = 0.130$ pF $C_b = 0.340$ pF $C_{ds} = 0.046$ pF	$C_{pgi} = 0.019$ pF $C_{pdi} = 0.007$ pF $C_b = 0.040$ pF $C_{ds} = 0.029$ pF	$C_{pgi} = 0.021$ pF $C_{pdi} = 0.042$ pF $C_b = 0.047$ pF $C_{ds} = 0.031$ pF	$C_{pgi} = 0.027$ pF $C_{pdi} = 0.047$ pF $C_b = 0.052$ pF $C_{ds} = 0.036$ pF
White	$C_{pgi} = 0.533$ pF $C_{pdi} = 0.449$ pF $C_b = 0.0798$ pF	$C_{pgi} = 0.101$ pF $C_{pdi} = 0.130$ pF $C_b = 0.0202$ pF	$C_{pgi} = 0.019$ pF $C_{pdi} = -0.008$ pF $C_b = 0.130$ pF	$C_{pgi} = 0.021$ pF $C_{pdi} = 0.023$ pF $C_b = 0.047$ pF	$C_{pgi} = 0.027$ pF $C_{pdi} = 0.025$ pF $C_b = 0.052$ pF
DICOM	$C_{pgi} = 0.104$ pF $C_{pdi} = 0.259$ pF $C_b = 0.224$ pF	$C_{pgi} = 0.056$ pF $C_{pdi} = 0.130$ pF $C_b = 0.301$ pF	$C_{pgi} = 0.020$ pF $C_{pdi} = 0.035$ pF $C_b = 0.040$ pF	$C_{pgi} = 0.022$ pF $C_{pdi} = 0.043$ pF $C_b = 0.047$ pF	$C_{pgi} = 0.027$ pF $C_{pdi} = 0.048$ pF $C_b = 0.057$ pF

Tabla 3.3 Resultados de la extracción de las capacidades parásitas utilizando los distintos métodos presentados en esta memoria.

**3.3.4 Extracción de las elementos parásitos debidos al encapsulado.**





Aunque existe algún trabajo sobre la determinación de los elementos parásitos correspondientes a los transistores encapsulados como el de Ladbroke [22], la literatura es más bien escasa, ya que la tónica general de los modeladores suele ser la inclusión de los efectos parásitos introducidos por la cápsula en los parámetros extrínsecos debidos a los parásitos del chip, y así evitar el inconveniente de usar un modelo para la cápsula. Esta acción no deja de ser una aproximación, que enmascara el proceso de extracción y además desvirtúa el significado físico de los elementos extrínsecos propios del chip.. Es por ello que dentro de este trabajo de tesis ha surgido una metodología propia que hemos denominado DICOMPAK que se aplica en el caso de que tenga que procederse a modelar un transistor MESFET/HEMT encapsulado.

### **3.3.4.1 Método DICOMPAK**

El modelo de cápsula que se ha desarrollado para los dispositivos MESFET/HEMT de microondas es el que ya se ha mencionado en el capítulo 1, y cuyo esquema equivalente puede visualizarse en la figura 3.36. Los elementos que modelan la cápsula del transistor son  $L_{pg}$ ,  $L_{pd}$ ,  $C_{pg}$ ,  $C_{pd}$  y  $C_{pgd}$  la presencia de estos elementos parásitos adicionales, degrada el comportamiento frecuencial de los dispositivos encapsulados respecto al deterioro sufrido por el mismo dispositivo sin cápsula. Las inductancias parásitas de encapsulado  $L_{pg}$ ,  $L_{pd}$  son debidas primordialmente a los hilos de oro soldados por termocompresión o ultrasonidos “*bond-wire*” que unen el dispositivo en chip a la cápsula y, por tanto, solo dependen de la longitud de dichos hilos. Las capacidades parásitas de encapsulado  $C_{pg}$ ,  $C_{pd}$ ,  $C_{pgd}$  son originadas por el efecto capacitivo formado entre la cápsula y el substrato del dispositivo en chip. Por esta razón, su valor sólo depende del tipo de cápsula que se emplee para encerrar el dispositivo. Estas capacidades usualmente toman valores del orden de 1 a 100 fF, y generalmente enmascaran el valor de las capacidades  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$ . A continuación, se presentará el método de extracción DICOMPAK, en sus dos vertientes utilizado para la caracterización de los elementos anteriormente mencionados.



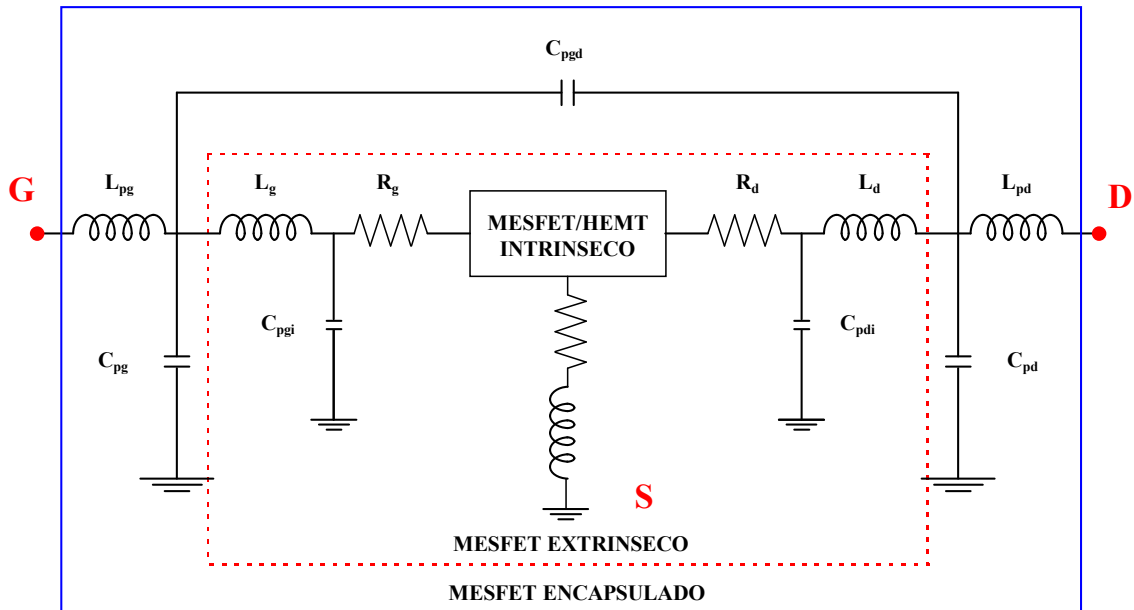


Figura 3.36 Elementos parásitos de un transistor MESFET/HEMT encapsulado, con la Source a masa.

El método de extracción de los elementos parásitos DICOMPAK, utiliza los parámetros de Scattering del transistor encapsulado medidos en condiciones de pinch-off para determinar los elementos de la cápsula, bajo la hipótesis de que éstos parásitos propios de la cápsula no varían con la polarización. Dicha técnica puede aplicarse de dos formas diferentes: la primera que denominada DICOMPAK-I es muy sencilla y parte de que son conocidos los parámetros de Scattering en dos o tres puntos puntos de polarización diferentes para un dispositivo sin encapsular y en el pinch-off para el mismo dispositivo encapsulado.

### A - Método DICOMPAK-I

La técnica DICOMPAK-I parte del supuesto que se dispone de dos transistores uno encapsulado y otro sin encapsular del mismo modelo, los cuales se suponen idénticos durante todo el proceso de caracterización de los elementos que modelan la cápsula. Por otro lado utiliza la hipótesis anteriormente mencionada de que los elementos parásitos propios de la cápsula no varían con el punto de polarización. El diagrama de flujo de esta técnica queda ilustrado en la figura 3.37.

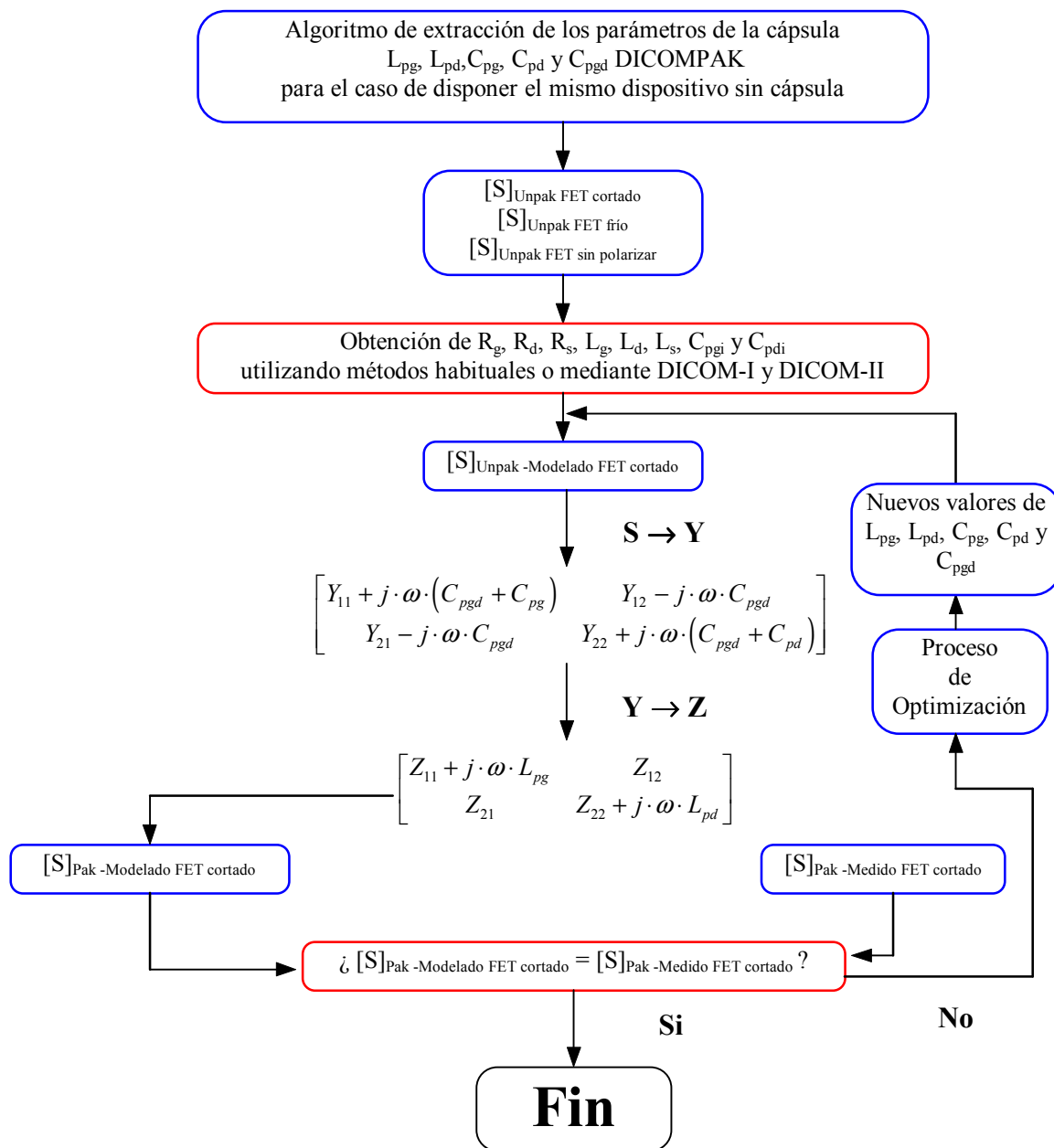


Figura 3.37 Diagrama de flujo del método de extracción de parásitos correspondientes al transistor encapsulado DICOMPAK-I.

Se miden los parámetros de Scattering del transistor sin encapsular en tres puntos de polarización diferentes: en el pinch-off, sin polarizar y en un punto frío inyectando corriente por la puerta. De esta manera, se pueden caracterizar los elementos parásitos correspondientes al chip mediante la selección de cualquiera de los procesos introducidos en las secciones anteriores. Una vez determinados los valores de  $R_g$ ,  $R_d$ ,  $R_s$ ,  $L_g$ ,  $L_d$ ,  $L_s$ ,  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$  para este



dispositivo, se reconstruye la matriz de Scattering modelada correspondiente al dispositivo sin encapsular en el pinch-off, y se supone inicialmente que los elementos parásitos correspondientes a la cápsula son nulos, en primera aproximación. Seguidamente se efectúa el proceso de de-embedding de dichos elementos parásitos de la cápsula obteniéndose la matriz de Scattering modelada correspondiente al dispositivo encapsulado. Por otro lado, se procede a la medida de los parámetros de Scattering del transistor encapsulado en el pinch-off. Llegado a este punto se comparan las matrices de Scattering modelada y medida, y mediante un proceso de optimización basado en el algoritmo del gradiente conjugado, se determinan unos nuevos valores de los parásitos correspondientes a la cápsula, los cuales son introducidos en el proceso iterativo, hasta que la comparación entre los resultados modelados y medidos es satisfactoria, quedando de esta manera totalmente determinados  $C_{pg}$ ,  $C_{pd}$ ,  $C_{pgd}$ ,  $L_{pg}$  y  $L_{pd}$ .

## **B - Método DICOMPAK-II**

La técnica DICOMPAK-II también utiliza la hipótesis anteriormente mencionada de que los elementos parásitos propios de la cápsula no varían con el punto de polarización. Además, como punto de partida, se supone que todos los elementos parásitos de la cápsula son nulos en la primera iteración del algoritmo que procede a efectuar el cálculo de los mismos, por lo que, inicialmente, se asume que los parámetros de Scattering correspondientes al transistor encapsulado y sin encapsular son idénticos. Se miden los parámetros de Scattering del transistor encapsulado en tres puntos de polarización diferentes: en el pinch-off, sin polarizar y en un punto frío inyectando corriente por la puerta. De esta manera, se pueden caracterizar los elementos parásitos correspondientes al chip mediante la selección de cualquiera de los procesos introducidos en las secciones anteriores. Una vez determinados los valores iniciales de  $R_g$ ,  $R_d$ ,  $R_s$ ,  $L_g$ ,  $L_d$ ,  $L_s$ ,  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$  para este dispositivo, se reconstruye la matriz de Scattering modelada correspondiente al dispositivo sin encapsular en el pinch-off, y se supone inicialmente que los elementos parásitos correspondientes a la cápsula son nulos, en primera aproximación. Seguidamente, se efectúa el proceso de de-embedding de dichos elementos parásitos de la cápsula obteniéndose la matriz de Scattering modelada correspondiente al dispositivo encapsulado. Llegado a este punto, se comparan las matrices de Scattering modelada y medida, y mediante un proceso de optimización basado en el algoritmo del gradiente conjugado, al igual que se ha efectuado en la técnica DICOM-I, y se determinan

unos nuevos valores de los parásitos correspondientes a la cápsula, los cuales son introducidos en el proceso iterativo, hasta que la comparación entre los resultados modelados y medidos es satisfactoria, quedando de esta manera totalmente determinados  $C_{pg}$ ,  $C_{pd}$ ,  $C_{pgd}$ ,  $L_{pg}$  y  $L_{pd}$ . El diagrama de flujo detallado de esta técnica queda ilustrado en la figura 3.38.

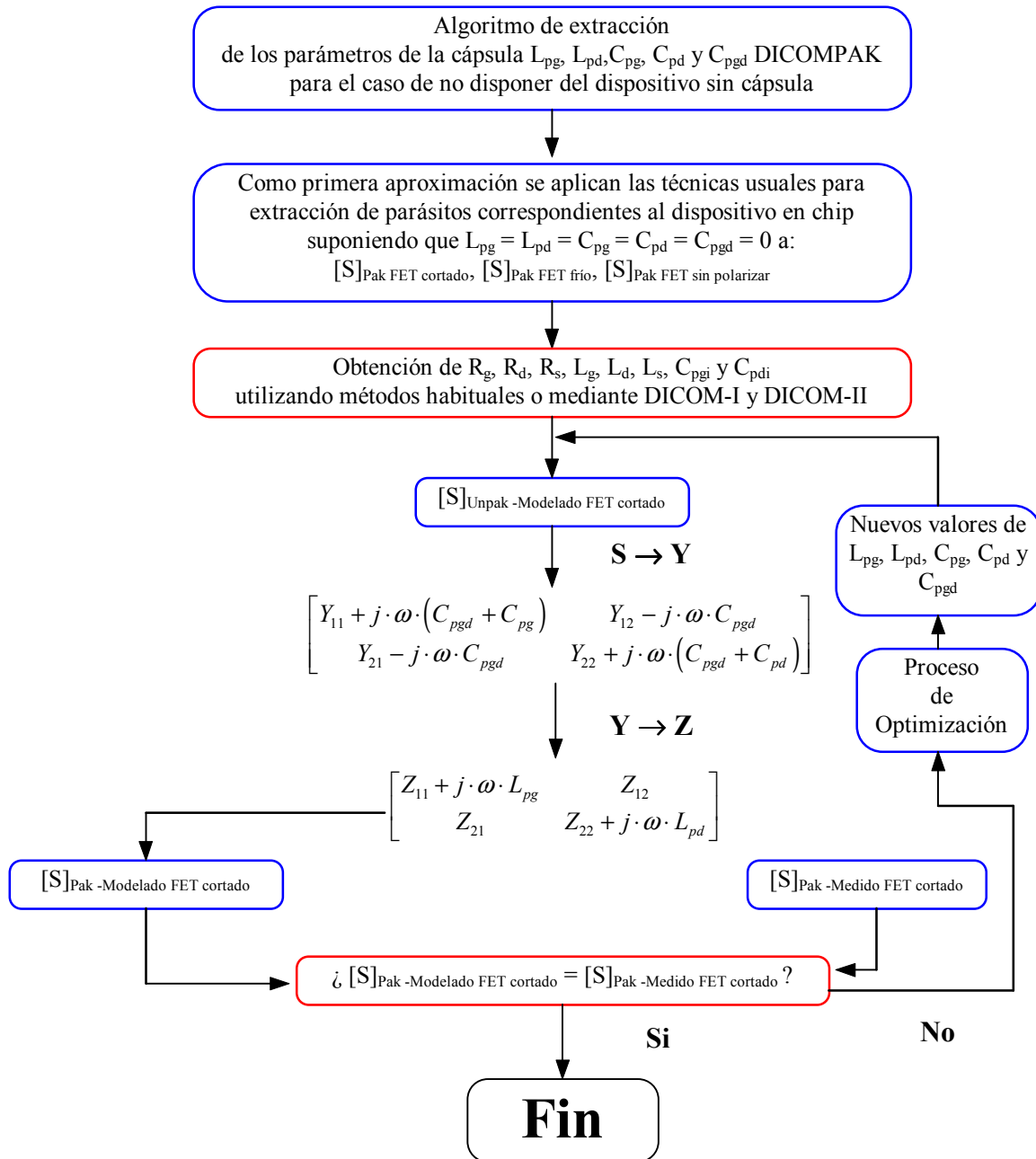


Figura 3.38 Diagrama de flujo del método de extracción de parásitos correspondientes al transistor encapsulado DICO-PAK-II.



En la figura 3.40, se muestra la comparación entre los parámetros de Scattering medidos y modelados para el transistor encapsulado comercial PHILIPS CFX-31 polarizado en un punto de pinch-off.

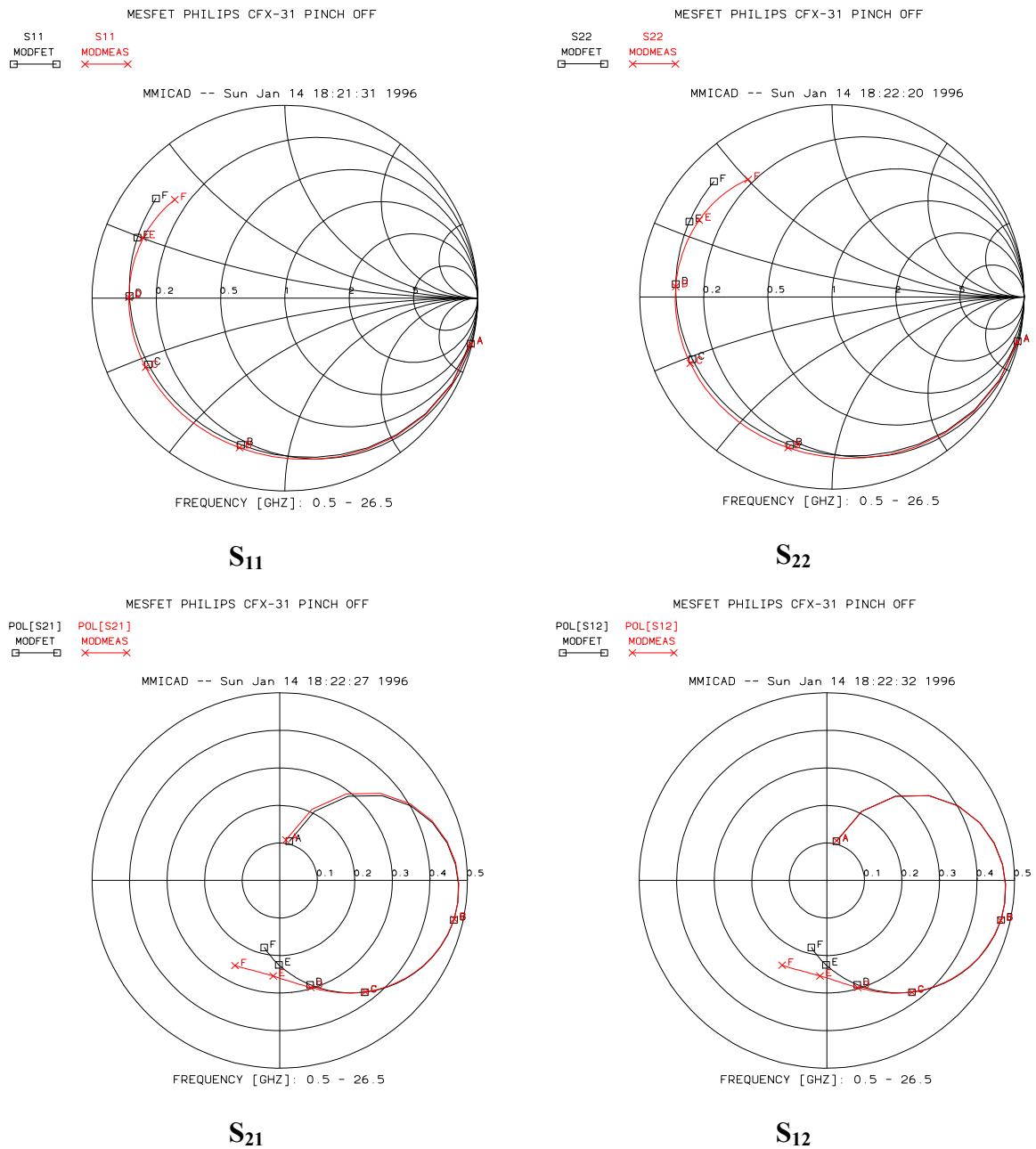


Figura 3.40 Parámetros de Scattering medidos y modelados del transistor encapsulado PHILIPS CFX-31 en el pinch-off utilizando la técnica DICOMPAK-II.

Los valores obtenidos para los elementos parásitos debidos tanto a la cápsula como al transistor en chip se muestran en la tabla 3.4.

Transistor	MESFET PHILIPS CFX-31				
	PARASITOS DE LA CAPSULA		PARASITOS DEL CHIP		
DICOMPAK	$L_{pg} = 0.016 \text{ nH}$	$C_{pg} = 0.134 \text{ pF}$	$R_g = 2.25 \Omega$	$L_g = 0.076 \text{ nH}$	$C_{pgi} = 0.027 \text{ pF}$
	$L_{pd} = 0.012 \text{ nH}$	$C_{pd} = 0.123 \text{ pF}$	$R_d = 1.33 \Omega$	$L_d = 0.105 \text{ nH}$	$C_{pdi} = 0.023 \text{ pF}$
		$C_{pgd} = 0.089 \text{ pF}$	$R_s = 6.15 \Omega$	$L_s = 0.003 \text{ nH}$	

Tabla 3.4 Resultados de la extracción de los elementos parásitos utilizando la técnica DICOMPAK-II para el transistor comercial encapsulado PHILIPS CFX-31 mostrado en la figura 3.40

El circuito equivalente utilizado en el pinch-off para ambas técnicas DICOMPAK-I y DICOMPAK-II es el mostrado en la figura 3.41, donde puede verse que la parte intrínseca está representada por un circuito en  $\Pi$  formado por tres condensadores de igual valor  $C_b$  que representan el valor de las capacidades  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$  y  $C_{ds}$  en el pinch-off.

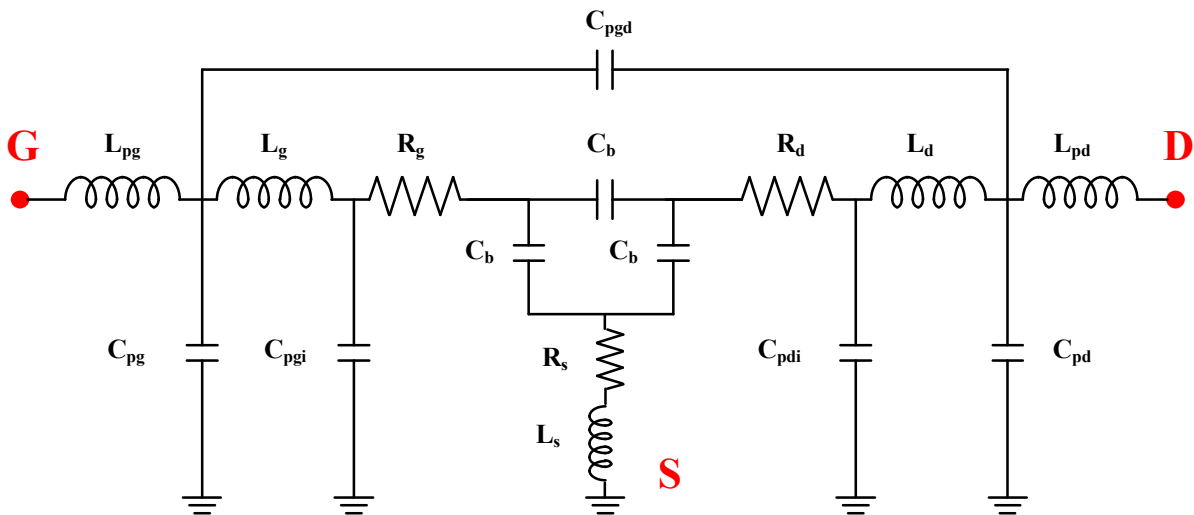


Figura 3.41 Circuito equivalente para dispositivos MESFET/HEMT encapsulados en el pinch-off.



### **3.4 Extracción de los elementos intrínsecos**

De forma totalmente análoga a como se han estudiado diferentes técnicas para determinar los parámetros extrínsecos correspondientes a los dispositivos MESFET/HEMT, a continuación se estudiará una metodología que permita calcular los componentes intrínsecos del circuito equivalente del transistor.

Los parámetros intrínsecos del transistor, varían según el modelo elegido, ya que al variar la topología de estos, los valores de los componentes circuitales intrínsecos del transistor es diferente. Así pues, se efectuará el cálculo de los mismos en función del modelo seleccionado. Como ya se adelantó al principio del capítulo los modelos estudiados en este trabajo son cuatro:

- Modelo clásico de Vendelin-Dambrine.
- Modelo de Vendelin-Dambrine modificado.
- Modelo de Hans-Olof Vickers.
- Modelo extendido de Berroth y Bosch.

Es menester destacar que para el modelo de Vendelin-Dambrine clásico, se estudiarán las diferentes expresiones existentes en la literatura para dicho modelo: Dambrine [3], Berroth y Bosch [23] y Golio [4]. Como dichas ecuaciones, generalmente son válidas en un rango restringido de frecuencias, durante este trabajo de tesis se han obtenido las expresiones exactas para cada una de estos modelos de “caja intrínseca”, las cuales son válidas en todo el rango frecuencia. Estas expresiones tienen especial relevancia en el caso de los transistores HEMT ya que la utilización de este tipo de dispositivos, generalmente, se produce en frecuencias superiores a los 18-20 GHz a partir de las cuales las expresiones aproximadas, pueden dar resultados erróneos, tal como se muestra en la figura 3.42 para un transistor HEMT de  $4 \times 15 \mu\text{m}$  de la foundry PHILIPS. También se obtendrá las expresiones exactas correspondientes a los modelos de Vendelin-Dambrine modificado [24], Vickers [25] y para el modelo extendido de Berroth y Bosch [26].



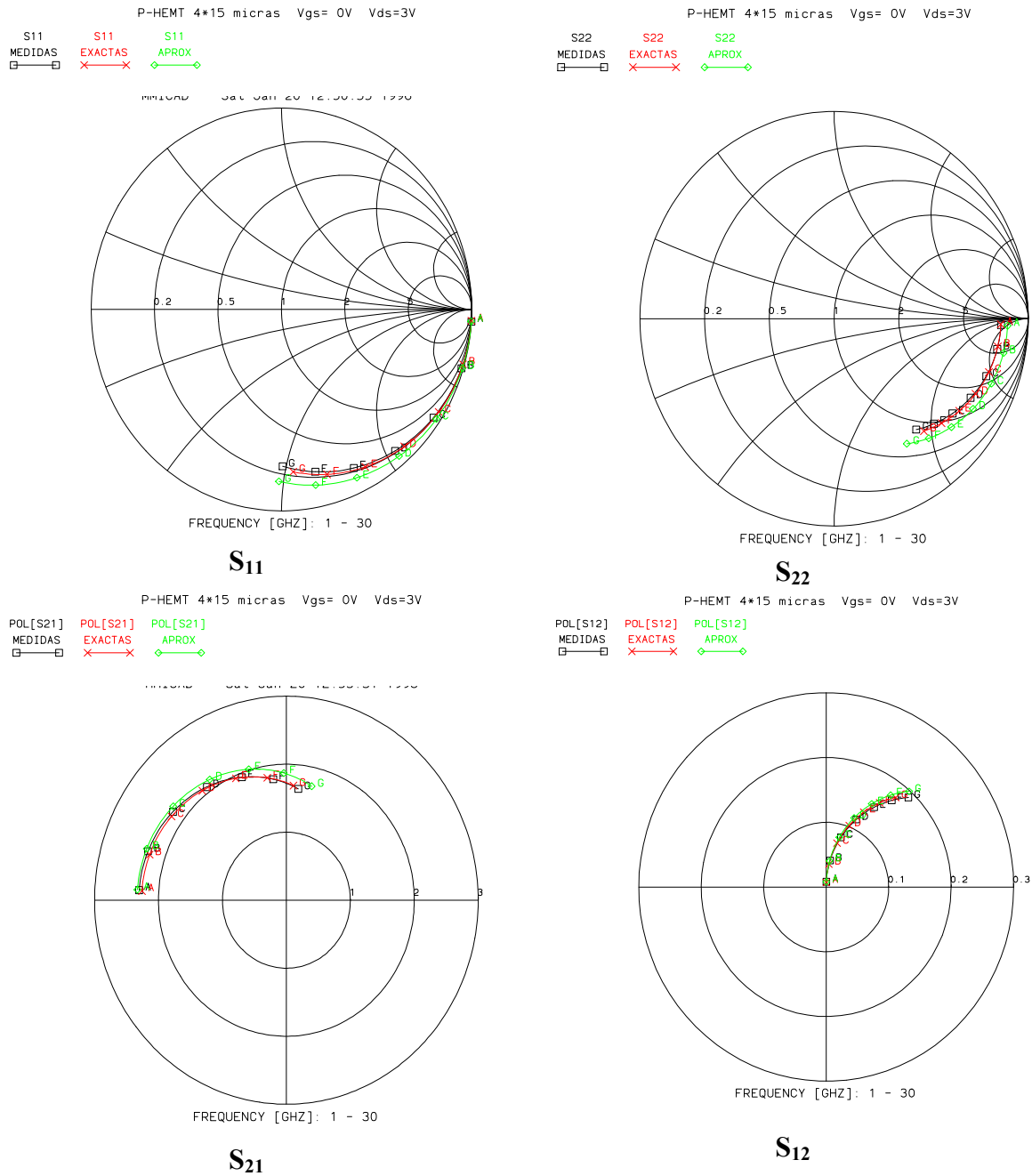


Figura 3.42 Comparación entre los parámetros de Scattering medidos y modelados utilizando el modelo de Vendelin-Dambrine clásico utilizando las expresiones aproximadas o las expresiones exactas para un transistor PHILIPS P-HEMT de 4\*15  $\mu\text{m}$  polarizado en el punto  $V_{gs} = 0V$ ,  $V_{ds} = 3V$ .

En los cálculos que se mostrarán a lo largo de esta sección, para los modelos anteriormente enunciados se supone que la matriz de admitancia intrínseca  $[Y]_{\text{Intrínseca}}$  de todos



ellos es conocida. Seguidamente, se explicará como calcular esta matriz  $[Y]_{\text{Intrínseca}}$  a partir de la matriz de parámetros de Scattering medida con el analizador de redes automático correspondiente al dispositivo extrínseco.

### **3.4.1 Cálculo de la matriz $[Y]$ intrínseca a partir de la matriz $[S]$ medida.**

En el estudio que se va a realizar, se supone que los parámetros intrínsecos del transistor MESFET/HEMT son conocidos para los cuatro modelos que van a ser estudiados, para obtener dichos parámetros habrá que efectuar un sencillo proceso de “de-embedding” de los elementos parásitos, correspondientes a la cápsula y al chip, los cuales deben de ser calculados mediante las técnicas introducidas en las secciones anteriores. Seguidamente se verá como obtener dichos parámetros a partir de los parámetros  $[S]$ , medidos en el laboratorio con el analizador de redes automático.

El método para obtener los parámetros  $[Y]$ , intrínsecos a partir de los parámetros  $[S]$  correspondientes al modelo extrínseco, se divide en los siguientes pasos:

1º - Medida de la matriz  $[S]$  de parámetros de Scattering del dispositivo extrínseco y transformación de dicha matriz en la matriz  $[Z]$  de parámetros extrínsecos de impedancia.

2º - A partir de la matriz  $[Z]$  de parámetros extrínsecos de impedancia, se resta la contribución a la impedancia debida a las inductancias  $L_{pg}$  y  $L_{pd}$ , transformando la matriz  $[Z]$  obtenida en una matriz  $[Y]$ .

3º - Con la matriz  $[Y]$  obtenida en el paso 2º, se resta la admitancia que presentan las capacidades de encapsulado  $C_{pg}$ ,  $C_{pd}$  y  $C_{pgd}$  transformando la matriz  $[Y]$  obtenida en una matriz  $[Z]$  correspondiente al chip más los parásitos propios del mismo.

4º - A partir de la matriz  $[Z]$  de parámetros extrínsecos de impedancia obtenida en el paso 3º, se resta la contribución a la impedancia debida a las inductancias parásitas propias del chip  $L_g$  y  $L_d$ . Transformando la matriz  $[Z]$  obtenida en una matriz  $[Y]$ .

5° - Con la matriz [Y] obtenida en el paso 4° , se resta la admitancia que presentan los condensadores de empaquetamiento propios del chip  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$ . Transformando la matriz [Y] obtenida en una matriz [Z].

6° - Con la matriz [Z] obtenida en el paso 5° , se resta la impedancia que presentan las resistencias  $R_g$ ,  $R_d$  y  $R_s$ , así como la impedancia presentada por la inducción  $L_s$ , transformando la matriz [Z] obtenida en una matriz [Y]. Esta matriz [Y] es precisamente la correspondiente a los parámetros intrínsecos del transistor.

Para el caso de un transistor en chip, se podría evitar los pasos 2° y 3° puesto que dichos parásitos son nulos en estas condiciones, pasando directamente del paso 1° al paso 4°. Un esquema gráfico de como obtener la matriz [Y] correspondiente al dispositivo intrínseco aparece en la figura 3.43.

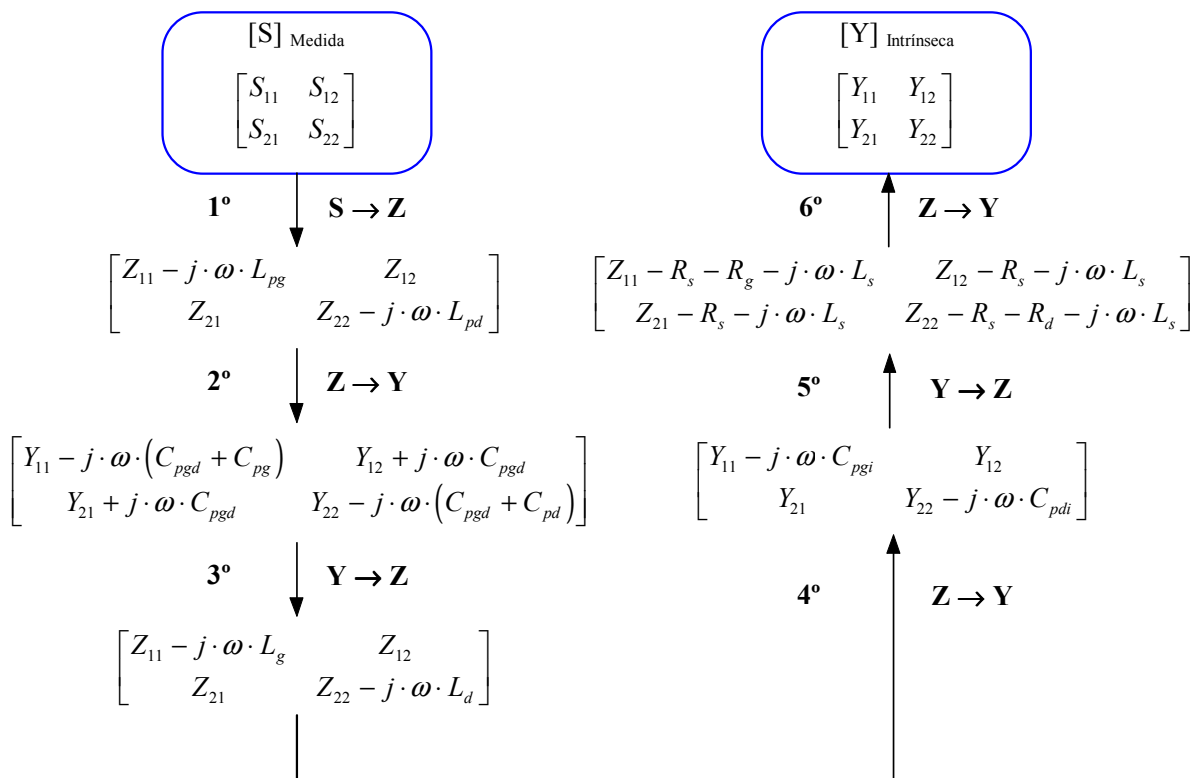


Figura 3.43 Obtención de la matriz [Y] correspondiente al dispositivo intrínseco, a partir de la matriz [S] extrínseca medida experimentalmente.



### 3.4.2 Cálculo de los parámetros intrínsecos para el modelo de Vendelin-Dambrine.

Como ya se había introducido en el capítulo 1, el modelo de Vendelin-Dambrine es el mostrado en la figura 3.44 y se compone de seis elementos descritos por siete variables.

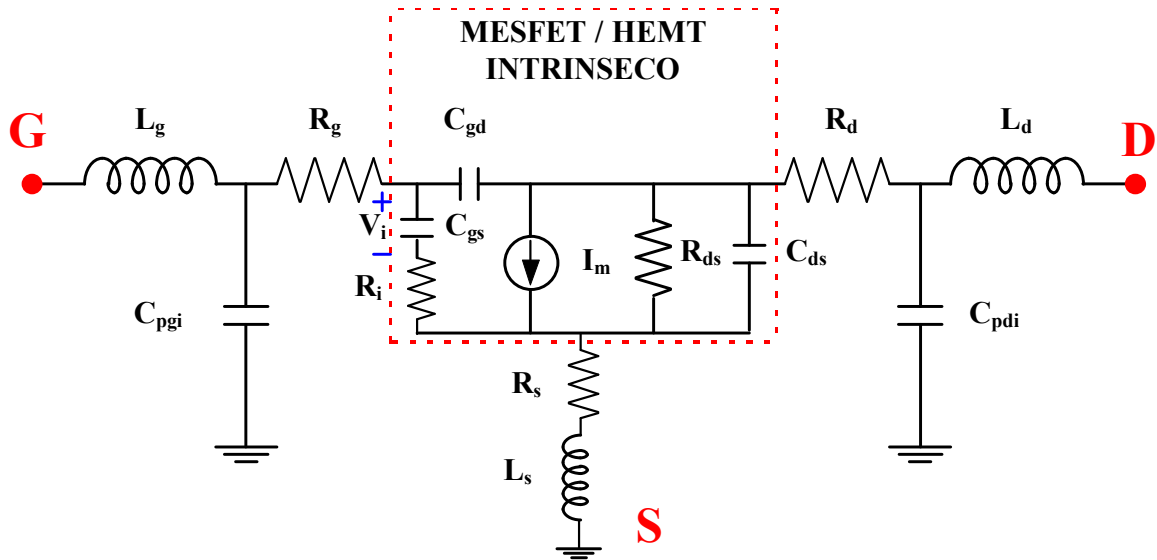


Figura 3.44 Modelo clásico de Vendelin-Dambrine para el transistor MESFET/HEMT. La relación existente entre  $I_m$ ,  $g_m$  y  $\tau$  viene dada por la expresión:  $I_m = G_m \cdot V_i$  donde  $G_m = g_m \cdot e^{-j\omega\tau}$ .

Su modelo intrínseco, que es ahora el que interesa, así como su circuito equivalente en parámetros [Y] es el que aparece en la figura 3.45 .

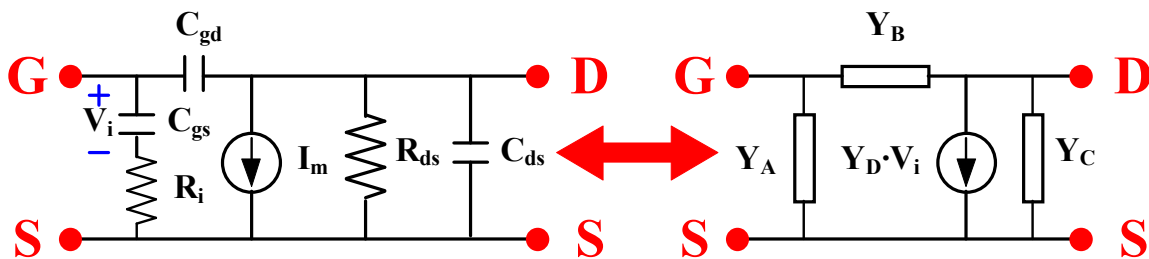


Figura 3.45 Modelo de Vendelin-Dambrine para el dispositivo MESFET/HEMT intrínseco y su circuito equivalente en parámetros [Y].

Al considerar solamente los elementos intrínsecos, podemos observar que éstos poseen una topología de tipo  $\Pi$ , tal como se aprecia en la figura 3.45. Es por esta razón que lo más adecuado será la utilización de parámetros  $[Y]$  para la caracterización de dichos elementos. A partir del circuito de la figura y por simple inspección del mismo se tiene que:

$$Z_A = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{gs}} + R_i \text{ de donde } Y_A = \frac{1}{Z_A} = \frac{j \cdot \omega \cdot C_{gs}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i^2}$$

Operando se obtiene:

$$Y_A = \frac{j \cdot \omega \cdot C_{gs} + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i}{1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2} \quad (3.163)$$

Los valores de  $Y_B$ ,  $Y_C$  e  $Y_D$  se obtienen por simple inspección del circuito y son los siguientes:

$$Y_B = j \cdot \omega \cdot C_{gd} \quad (3.164)$$

$$Y_C = G_{ds} + j \cdot \omega \cdot C_{ds} \quad (3.165)$$

$$Y_D = \frac{g_m \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot \tau}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i} \quad (3.166)$$

Aplicando la definición de los parámetros  $[Y]$  a la figura 3.45 se tiene que:

$$Y_{11} = Y_A + Y_B \quad (3.167)$$

$$Y_{12} = -Y_B \quad (3.168)$$

$$Y_{21} = Y_D - Y_B \quad (3.169)$$

$$Y_{22} = Y_B + Y_C \quad (3.170)$$



Despejando  $Y_A$ ,  $Y_B$ , e  $Y_C$  en función de los parámetros  $[Y]$  se tiene:

$$Y_A = Y_{11} + Y_{12} \quad (3.171)$$

$$Y_B = -Y_{12} \quad (3.172)$$

$$Y_C = Y_{12} + Y_{22} \quad (3.173)$$

$$Y_D = Y_{21} - Y_{12} \quad (3.174)$$

Relacionando (3.163), (3.164), (3.165) y (3.166) con (3.171), (3.172), (3.173) y (3.174) se obtiene:

$$Y_{11} + Y_{12} = \frac{j \cdot \omega \cdot C_{gs} + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i}{1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2} \quad (3.175)$$

$$-Y_{12} = j \cdot \omega \cdot C_{gd} \quad (3.176)$$

$$Y_{12} + Y_{22} = G_{ds} + j \cdot \omega \cdot C_{ds} \quad (3.177)$$

$$Y_{21} - Y_{22} = \frac{g_m \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot \tau}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i} \quad (3.178)$$

Sustituyendo (3.176) en (3.177) y despejando  $Y_{11}$  resulta:

$$Y_{11} = \frac{j \cdot \omega \cdot C_{gs} + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i}{1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2} + j \cdot \omega \cdot C_{gd} \quad (3.179)$$

Cambiando de signo a (3.176) resulta:

$$Y_{12} = -j \cdot \omega \cdot C_{gd} \quad (3.180)$$

Sustituyendo (3.176) en (3.177) y despejando  $Y_{22}$  resulta:

$$Y_{22} = G_{ds} + j \cdot \omega \cdot (C_{ds} + C_{gd}) \quad (3.181)$$



Sustituyendo (3.176) en (3.178), despejando  $Y_{21}$  y desarrollando la exponencial resulta:

$$Y_{21} = \frac{g_m \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot \tau}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i} - j \cdot \omega \cdot C_{gd} = \frac{g_m \cdot (\cos(\omega \cdot \tau) - j \cdot \sin(\omega \cdot \tau))}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i} - j \cdot \omega \cdot C_{gd} \quad (3.182)$$

Las expresiones anteriores son válidas en todo el rango de frecuencias, por ellos seguidamente se procederá al cálculo de las expresiones exactas para los elementos intrínsecos del transistor, validas en todo el espectro frecuencial.

### **3.4.2.1 Metodología de Dambrine, Berroth & Bosch.**

El proceso de cálculo de la expresiones que proporcionan los valores de los elementos intrínsecos de los dispositivos MESFET/HEMT tiene ligeras modificaciones según lo efectúen unos autores u otros, la metodología que a continuación se va a presentar se encuentra inspirada en la presentada por Dambrine [3] y por Berroth & Bosch [23], aunque se le han efectuado alguna modificación interesante, sobre todo en el cálculo del tiempo de tránsito  $\tau$  en las expresiones exactas. Por coherencia con los artículos que aparecen en la literatura, se calcularan para cada modelo las ecuaciones exactas para la obtención de los parámetros intrínsecos y las ecuaciones que se obtienen bajo la aproximación de bajas frecuencias.

#### **A- Expresiones exactas.**

El cálculo de las ecuaciones exactas para el modelo de Vendelin-Dambrine según la metodología de Dambrine y Berroth & Bosch, parte de la suposición de que son conocidos los parámetros de admitancia intrínsecos calculados en la sección anterior. Es por esta razón que se parte de las expresiones (3.179), (3.180), (3.181) y (3.182).

Tomando parte imaginaria en (3.180) y despejando  $C_{gd}$  se obtiene:



$$C_{gd} = \frac{-\text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (3.183)$$

Tomando parte real e imaginaria en (3.179) resulta que:

$$\text{Re}[Y_{11}] = \frac{\omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i}{1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2} \Rightarrow 1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2 = \frac{\omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2}{\text{Re}[Y_{11}]} \quad (3.184)$$

$$\text{Im}[Y_{11}] = \frac{\omega \cdot C_{gs}}{1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2} + \omega \cdot C_{gd} \Rightarrow 1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2 = \frac{\omega \cdot C_{gs}}{\text{Im}[Y_{11}] - \omega \cdot C_{gd}} \quad (3.185)$$

Igualando las dos expresiones anteriores y despejando  $R_i$  se obtiene:

$$R_i = \frac{\text{Re}[Y_{11}]}{\omega \cdot C_{gs} \cdot (\text{Im}[Y_{11}] - \omega \cdot C_{gd})} \quad (3.186)$$

Sustituyendo la expresión anterior en (3.185) y despejando  $C_{gs}$  se tiene que:

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] - \omega \cdot C_{gd}}{\omega} \cdot \left[ 1 + \frac{\text{Re}[Y_{11}]^2}{(\text{Im}[Y_{11}] - \omega \cdot C_{gd})^2} \right] \quad (3.187)$$

Sustituyendo en la expresión anterior el valor de  $C_{gd}$  por el dado en (3.183) resulta:

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \cdot \left[ 1 + \frac{\text{Re}[Y_{11}]^2}{(\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}])^2} \right] \quad (3.188)$$

Sustituyendo la ecuación anterior en la que proporciona el valor de  $R_i$ , y sustituyendo el valor de  $C_{gd}$  por el dado en la expresión (3.183) resulta:

$$R_i = \frac{\text{Re}[Y_{11}]}{\text{Re}[Y_{11}]^2 + (\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}])^2} \quad (3.189)$$

Operando en la expresión (3.182), se obtiene:





$$Y_{21} = \frac{g_m \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot \tau}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i} - j \cdot \omega \cdot C_{gd} = \frac{g_m \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot \tau} - j \cdot \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i \cdot g_m \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot \tau}}{1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2} - j \cdot \omega \cdot C_{gd} =$$

$$= \frac{g_m \cdot \cos(\omega \cdot \tau) - j \cdot g_m \cdot \sin(\omega \cdot \tau) - j \cdot \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i \cdot g_m \cdot \cos(\omega \cdot \tau) + \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i \cdot g_m \cdot \sin(\omega \cdot \tau)}{1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2} - j \cdot \omega \cdot C_{gd}$$

Tomando parte real e imaginaria en la expresión anterior, queda:

$$\text{Re}[Y_{21}] = \frac{g_m \cdot \cos(\omega \cdot \tau) + \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i \cdot g_m \cdot \sin(\omega \cdot \tau)}{1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2}$$

$$\text{Im}[Y_{21}] = \frac{g_m \cdot \sin(\omega \cdot \tau) - \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i \cdot g_m \cdot \cos(\omega \cdot \tau)}{1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2} - \omega \cdot C_{gd}$$

Llamando  $g_{mr} = g_m \cdot \cos(\omega \cdot \tau)$  y  $g_{mi} = g_m \cdot \sin(\omega \cdot \tau)$ , entonces:  $g_m = \sqrt{g_{mr}^2 + g_{mi}^2}$ . Si se sustituye  $g_{mr}$  y  $g_{mi}$  en  $\text{Re}[Y_{12}]$  e  $\text{Im}[Y_{12}]$  y se opera resulta:

$$(1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2) \cdot \text{Re}[Y_{21}] = g_{mr} + \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i \cdot g_{mi}$$

$$(1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2) \cdot (\text{Im}[Y_{21}] + \omega \cdot C_{gd}) = g_{mi} - \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i \cdot g_{mr}$$

Elevando al cuadrado y sumando miembro a miembro las dos expresiones anteriores, se tiene:

$$\left[ (1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2) \cdot \text{Re}[Y_{21}] \right]^2 + \left[ (1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2) \cdot (\text{Im}[Y_{21}] + \omega \cdot C_{gd}) \right]^2 =$$

$$= (1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2)^2 \cdot \left[ \text{Re}[Y_{21}]^2 + (\text{Im}[Y_{21}] + \omega \cdot C_{gd})^2 \right] = (1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2) \cdot (g_{mr}^2 + g_{mi}^2)$$

Operando en la igualdad anterior y sustituyendo  $C_{gd}$  por su valor resulta:

$$g_m = \sqrt{(1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2) \cdot \left[ \text{Re}[Y_{21}]^2 + (\text{Im}[Y_{21}] - \text{Im}[Y_{12}])^2 \right]} \quad (3.190)$$



Si en la expresión (3.182) que proporciona  $Y_{21}$  se sustituye  $C_{gd}$  por su valor y se opera resulta:

$$\begin{aligned} (Y_{21} + j \cdot \omega \cdot C_{gd}) \cdot (1 + j \cdot \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i) &= g_m \cdot e^{j \cdot \omega \cdot \tau} \\ Y_{21} + j \cdot \omega \cdot C_{gd} + j \cdot \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i \cdot Y_{21} - \omega^2 \cdot R_i \cdot C_{gs} \cdot C_{gd} &= g_m \cdot \cos(\omega \cdot \tau) - j \cdot g_m \cdot \sin(\omega \cdot \tau) \\ \text{Re}[Y_{21}] + j \cdot \text{Im}[Y_{21}] + j \cdot \omega \cdot C_{gd} + j \cdot \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i \cdot \text{Re}[Y_{21}] - \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i \cdot \text{Im}[Y_{21}] - \\ - \omega^2 \cdot R_i \cdot C_{gs} \cdot C_{gd} &= g_m \cdot \cos(\omega \cdot \tau) - j \cdot g_m \cdot \sin(\omega \cdot \tau) \end{aligned}$$

Separando parte real e imaginaria se obtienen las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} g_{mr} &= g_m \cdot \cos(\omega \cdot \tau) = \text{Re}[Y_{21}] - \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i \cdot \text{Im}[Y_{21}] - \omega^2 \cdot R_i \cdot C_{gs} \cdot C_{gd} \\ g_{mi} &= g_m \cdot \sin(\omega \cdot \tau) = -\text{Im}[Y_{21}] - \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i \cdot \text{Re}[Y_{21}] - \omega \cdot C_{gd} \end{aligned}$$

Dividiendo miembro a miembro y despejando  $\tau$ , resulta que:

$$\tau = \frac{1}{\omega} \cdot \arctg \left( \frac{-\text{Im}[Y_{21}] - \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i \cdot \text{Re}[Y_{21}] - \omega \cdot C_{gd}}{\text{Re}[Y_{21}] - \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i \cdot \text{Im}[Y_{21}] - \omega^2 \cdot R_i \cdot C_{gs} \cdot C_{gd}} \right) \quad (3.191)$$

Tomando parte real e imaginaria en la expresión (3.182) que proporciona el valor de  $Y_{22}$ , y sustituyendo  $C_{gd}$  por su valor resulta:

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}[Y_{22}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (3.192)$$

$$G_{ds} = \text{Re}[Y_{22}] \Rightarrow R_{ds} = \frac{1}{\text{Re}[Y_{22}]} \quad (3.193)$$

Con estas expresiones se concluye el cálculo de los elementos intrínsecos correspondientes al modelo de Vendelin-Dambrine con las ecuaciones exactas. Hay que resaltar que estas expresiones coinciden con las presentadas por Berroth y Bosch [23], salvo

en el cálculo del tiempo de tránsito  $\tau$ . Berroth y Bosch lo hacen mediante una función arcoseno, aquí se ha optado calcularlo a partir de la función arcotangente, debido a que nuestra experiencia en la extracción de parámetros, ha demostrado que se consigue una mayor precisión en el valor obtenido que utilizando la función arcoseno puesto que la función arcotangente involucra un número superior de parámetros [Y] en su cálculo que la función arcoseno. En la tabla 3.6 aparece un resumen de estas expresiones:

Expresiones exactas para el modelo de Vendelin-Dambrine siguiendo la metodología de Dambrine y Berroth & Bosch	
Parámetro	Expresión
Capacidad Gate-Drain $C_{gd}$	$C_{gd} = \frac{-\text{Im}[Y_{12}]}{\omega}$
Capacidad Gate-Source $C_{gs}$	$C_{gs} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \cdot \left[ 1 + \frac{\text{Re}[Y_{11}]^2}{(\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}])^2} \right]$
Resistencia intrínseca $R_i$	$R_i = \frac{\text{Re}[Y_{11}]}{\text{Re}[Y_{11}]^2 + (\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}])^2}$
Transconductancia $g_m$	$g_m = \sqrt{(1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2) \cdot [\text{Re}[Y_{21}]^2 + (\text{Im}[Y_{21}] - \text{Im}[Y_{12}])^2]}$
Tiempo de Tránsito $\tau$	$\tau = \frac{1}{\omega} \cdot \text{arctg} \left( \frac{-\text{Im}[Y_{21}] - \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i \cdot \text{Im}[Y_{21}] - \omega \cdot C_{gd}}{\text{Re}[Y_{21}] - \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i \cdot \text{Im}[Y_{21}] - \omega^2 \cdot R_i \cdot C_{gs} \cdot C_{gd}} \right)$
Capacidad de Salida $C_{ds}$	$C_{ds} = \frac{\text{Im}[Y_{22}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega}$
Conductancia-resistencia de salida $G_{ds}, R_{ds}$	$G_{ds} = \text{Re}[Y_{22}] \Rightarrow R_{ds} = \frac{1}{\text{Re}[Y_{22}]}$

Tabla 3.6 Resumen de la expresiones exactas obtenidas mediante la metodología de Dambrine y Berroth & Bosch para el modelo de Vendelin-Dambrine.

Con estas ecuaciones quedan completamente determinados los parámetros intrínsecos para el modelo clásico de Vendelin-Dambrine. Estos parámetros junto a los extrínsecos calculados anteriormente nos definen completamente el comportamiento de los transistores MESFET/HEMT en régimen de pequeña señal.



## **B- Expresiones aproximadas.**

El cálculo de las ecuaciones aproximadas para el modelo de Vendelin-Dambrine según la metodología de Dambrine y Berroth esta pensado para simplificar las expresiones que proporcionan el valor de los parámetros, con el objeto de realizar cálculos aproximados de una forma manual. Aunque el rango de validez en teoría solo abarca hasta frecuencias de 5-6 GHz, su extrapolación a frecuencias superiores es bastante aceptable hasta frecuencias de 16-18 GHz como ha quedado patente en la figura 3.42 cuando se han comparado los parámetros de Scattering medidos y modelados utilizando las expresiones exactas y aproximadas para el modelo de Vendelin-Dambrine. El uso de las expresiones que ahora se van a obtener queda restringido pues hasta frecuencias inferiores a los 18 GHz, para trabajar a frecuencias superiores se recomienda utilizar las ecuaciones exactas.

Si se efectúa la aproximación de frecuencias relativamente bajas ( $f \leq 5$  GHz), entonces el producto  $\omega \tau \ll 1$ , y la expresión  $(\omega \cdot C_{gs} \cdot R_i)^2 < 0.01$ , por tanto, es factible el efectuar las siguientes aproximaciones:

$$\begin{aligned}
 1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2 &\cong 1 \\
 \sin(\omega \cdot \tau) &\cong \omega \cdot \tau \\
 \cos(\omega \cdot \tau) &\cong 1 \\
 1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2 &\cong 1 \\
 \omega^2 \cdot C_{gs} \cdot R_i \cdot \tau &\cong 1
 \end{aligned} \tag{3.194}$$

Si se reescriben las ecuaciones (3.179), (3.180), (3.181) y (3.182) que proporcionan los parámetros [Y] en función de los elementos circuitales intrínsecos, y se tiene en cuenta las aproximaciones anteriores, resultará que:

$$Y_{11\_Aprox\_BF} = \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i + j \cdot \omega \cdot (C_{gs} + C_{gd}) \tag{3.195}$$

$$Y_{12\_Aprox\_BF} = -j \cdot \omega \cdot C_{gd} \quad (3.196)$$

$$Y_{21\_Aprox\_BF} = g_m - j \cdot \omega \cdot \left( C_{gd} + g_m \cdot (C_{gs} \cdot R_i + \tau) \right) \quad (3.197)$$

$$Y_{22\_Aprox\_BF} = G_{ds} + j \cdot \omega \cdot (C_{ds} + C_{gd}) \quad (3.198)$$

Separando parte real e imaginaria en las expresiones anteriores, se obtiene:

$$\text{Re}[Y_{11\_Aprox\_BF}] = \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i \quad (3.199)$$

$$\text{Re}[Y_{21\_Aprox\_BF}] = g_m \quad (3.200)$$

$$\text{Re}[Y_{22\_Aprox\_BF}] = G_{ds} \quad (3.201)$$

$$\text{Im}[Y_{11\_Aprox\_BF}] = \omega \cdot (C_{gs} + C_{gd}) \quad (3.202)$$

$$\text{Im}[Y_{12\_Aprox\_BF}] = -\omega \cdot C_{gd} \quad (3.203)$$

$$\text{Im}[Y_{21\_Aprox\_BF}] = -\omega \cdot \left( C_{gd} + g_m \cdot (C_{gs} \cdot R_i + \tau) \right) \quad (3.204)$$

$$\text{Im}[Y_{22\_Aprox\_BF}] = \omega \cdot (C_{ds} + C_{gd}) \quad (3.205)$$

De estas siete ecuaciones, ya podemos obtener los componentes intrínsecos del modelo de Vendelin-Dambrine. La capacidad  $C_{gd}$  se obtiene directamente despejando de (3.203), resultando:

$$C_{gd} = \frac{-\text{Im}[Y_{12\_Aprox\_BF}]}{\omega} \quad (3.206)$$



La capacidad  $C_{gs}$  se obtiene despejando de (3.202), y sustituyendo  $C_{gd}$  por su valor dado en (3.206), resultando:

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}[Y_{11\_Aprox\_BF}] + \text{Im}[Y_{12\_Aprox\_BF}]}{\omega} \quad (3.206)$$

La capacidad  $C_{ds}$  se obtiene despejando de (3.205), y sustituyendo  $C_{gd}$  por su valor dado en (3.206), así pues:

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}[Y_{22\_Aprox\_BF}] + \text{Im}[Y_{12\_Aprox\_BF}]}{\omega} \quad (3.207)$$

La resistencia  $R_i$  se obtiene despejando de (3.95), y sustituyendo  $C_{gs}$  por su valor dado en (3.206), resultando:

$$R_i = \frac{\text{Re}[Y_{11\_Aprox\_BF}]}{\left(\text{Im}[Y_{11\_Aprox\_BF}] + \text{Im}[Y_{12\_Aprox\_BF}]\right)^2} \quad (3.208)$$

Directamente de (3.200) y (3.201) se calculan los valores de  $g_m$  y  $G_{ds}$ :

$$g_m = \text{Re}[Y_{21\_Aprox\_BF}] \quad (3.209)$$

$$G_{ds} = \text{Re}[Y_{22\_Aprox\_BF}] \quad (3.210)$$

Sólo resta calcular el valor de  $\tau$  para lo cual, lo despejamos de (3.204) y se sustituyen  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $g_m$  y  $R_i$  por sus valores calculados en las expresiones anteriores, obteniéndose:

$$\tau = \frac{\text{Im}[Y_{12\_Aprox\_BF}] - \text{Im}[Y_{21\_Aprox\_BF}]}{\omega \cdot \text{Re}[Y_{21\_Aprox\_BF}]} - \frac{\text{Re}[Y_{11\_Aprox\_BF}]}{\left(\text{Im}[Y_{11\_Aprox\_BF}] + \text{Im}[Y_{12\_Aprox\_BF}]\right)^2} \quad (3.211)$$

Con estas ecuaciones quedan completamente determinados los parámetros intrínsecos para el modelo de Vendelin-Dambrine en aproximación de baja frecuencia, dichas

expresiones, son precisamente las que aparecen en la comunicación de Dambrine [3]. En la tabla 3.7 aparece un resumen de estas expresiones:

Expresiones aproximadas para el modelo de Vendelin-Dambrine siguiendo la metodología de Dambrine	
Parámetro	Expresión
Capacidad Gate-Drain $C_{gd}$	$C_{gd} = \frac{-\text{Im}[Y_{12\_Aprox\_BF}]}{\omega}$
Capacidad Gate-Source $C_{gs}$	$C_{gs} = \frac{\text{Im}[Y_{11\_Aprox\_BF}] + \text{Im}[Y_{12\_Aprox\_BF}]}{\omega}$
Resistencia intrínseca $R_i$	$R_i = \frac{\text{Re}[Y_{11\_Aprox\_BF}]}{(\text{Im}[Y_{11\_Aprox\_BF}] + \text{Im}[Y_{12\_Aprox\_BF}])^2}$
Transconductancia $g_m$	$g_m = \text{Re}[Y_{21\_Aprox\_BF}]$
Tiempo de Tránsito $\tau$	$\tau = \frac{\text{Im}[Y_{12\_Aprox\_BF}] - \text{Im}[Y_{21\_Aprox\_BF}]}{\omega \cdot \text{Re}[Y_{21\_Aprox\_BF}]} - \frac{\text{Re}[Y_{11\_Aprox\_BF}]}{(\text{Im}[Y_{11\_Aprox\_BF}] + \text{Im}[Y_{12\_Aprox\_BF}])^2}$
Capacidad de Salida $C_{ds}$	$C_{ds} = \frac{\text{Im}[Y_{22\_Aprox\_BF}] + \text{Im}[Y_{12\_Aprox\_BF}]}{\omega}$
Conductancia-resistencia de salida $G_{ds}, R_{ds}$	$G_{ds} = \text{Re}[Y_{22\_Aprox\_BF}] \Rightarrow R_{ds} = \frac{1}{\text{Re}[Y_{22\_Aprox\_BF}]}$

Tabla 3.7 Resumen de la expresiones aproximadas obtenidas mediante la metodología de Dambrine para el modelo de Vendelin-Dambrine.

Si se comparan los resultados mostrados en la tabla 3.6 y 3.7 se puede ver la aproximaciones de baja frecuencia efectuadas no influyen en el cálculo de los elementos  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$ ,  $g_m$  y  $G_{ds}$ , mientras que si lo hace para  $C_{gs}$ ,  $R_i$  y  $\tau$ . Ambas técnicas, aproximada y exacta han sido implementadas en el software de extracción XTRMODFET como se mostrará al final de este capítulo.



### **3.4.2.2 Metodología de Golio**

El proceso de cálculo de la expresiones que proporcionan los valores de los elementos intrínsecos de los dispositivos MESFET/HEMT propuesto por Golio [6] es un poco diferente que los que se acaban de ver propuestos por Dambrine y Berroth. Pero las expresiones propuestas por Golio al igual que las propuestas por Dambrine no dejan de ser aproximaciones a frecuencias bajas. Por esta razón, en esta tesis se ha creído conveniente calcular las expresiones exactas para dicha metodología y así poder compararlas con las expresiones exactas según la metodología de Dambrine que se han obtenido en la sección anterior. Las dos técnicas han sido incorporadas con éxito en el programa de extracción XTRMODFET.

#### **A- Expresiones exactas.**

Para el cálculo de las ecuaciones exactas para el modelo de Vendelin-Dambrine según la metodología de Golio, se parte de las mismas expresiones de las que se ha partido en la metodología de Dambrine. De esta forma, las expresiones obtenidas son totalmente análogas al caso anterior salvo el cálculo de la resistencia intrínseca  $R_i$ , la cual presenta una formulación diferente, sobre la que se hará hincapié a continuación. Para ello si se recuerda la expresión (3.179) que da el valor de  $Y_{11}$  en función de los elementos de circuito se tiene:

$$Y_{11} = \frac{j \cdot \omega \cdot C_{gs} + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i}{1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2} + j \cdot \omega \cdot C_{gd} \quad (3.179)$$

Operando y tomando la parte real se llega a que:

$$\text{Re}[Y_{11}] = \frac{\omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i}{1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i^2} \quad (3.212)$$

Obteniéndose la siguiente ecuación de segundo grado en la variable  $R_i$ :





$$R_i^2 \cdot \text{Re}[Y_{11}] - R_i + \frac{\text{Re}[Y_{11}]}{\omega^2 \cdot C_{gs}^2} = 0 \quad (3.213)$$

Cuya solución es:

$$R_i = \frac{1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot (\text{Re}[Y_{11}])^2}{\omega^2 \cdot C_{gs}^2}}}{2 \cdot \text{Re}[Y_{11}]} \quad (3.214)$$

Como se puede observar, en la ecuación de segundo grado se tomará el signo negativo, ya que si se toma el signo positivo se sobrestima considerablemente el valor de la resistencia intrínseca  $R_i$ , con el consiguiente error a la hora de comparar los parámetros de Scattering medidos y modelados para el transistor en estudio. En la tabla 3.8 aparece un resumen de estas expresiones:

Expresiones exactas para el modelo de Vendelin-Dambrine siguiendo la metodología de Golio	
Parámetro	Expresión
Capacidad Gate-Drain $C_{gd}$	$C_{gd} = \frac{-\text{Im}[Y_{12}]}{\omega}$
Capacidad Gate-Source $C_{gs}$	$C_{gs} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \cdot \left[ 1 + \frac{\text{Re}[Y_{11}]^2}{(\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}])^2} \right]$
Resistencia intrínseca $R_i$	$R_i = \frac{1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot (\text{Re}[Y_{11}])^2}{\omega^2 \cdot C_{gs}^2}}}{2 \cdot \text{Re}[Y_{11}]}$
Transconductancia $g_m$	$g_m = \sqrt{(1 + \omega^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot R_i) \cdot [\text{Re}[Y_{21}]^2 + (\text{Im}[Y_{21}] - \text{Im}[Y_{12}])^2]}$
Tiempo de Tránsito $\tau$	$\tau = \frac{1}{\omega} \cdot \text{arctg} \left( \frac{-\text{Im}[Y_{21}] - \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i \cdot \text{Im}[Y_{21}] - \omega \cdot C_{gd}}{\text{Re}[Y_{21}] - \omega \cdot C_{gs} \cdot R_i \cdot \text{Im}[Y_{21}] - \omega^2 \cdot R_i \cdot C_{gs} \cdot C_{gd}} \right)$
Capacidad de Salida $C_{ds}$	$C_{ds} = \frac{\text{Im}[Y_{22}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega}$
Conductancia-resistencia de salida $G_{ds}$ , $R_{ds}$	$G_{ds} = \text{Re}[Y_{22}] \Rightarrow R_{ds} = \frac{1}{\text{Re}[Y_{22}]}$



Tabla 3.8 Resumen de la expresiones exactas obtenidas mediante la metodología de Golio para el modelo de Vendelin-Dambrine.

**B- Expresiones aproximadas.**

Para el cálculo de las ecuaciones aproximadas para el modelo de Vendelin-Dambrine según la metodología de Golio, no se debe efectuar ningún cálculo nuevo puesto que salvo la expresión de la resistencia intrínseca  $R_i$  son totalmente análogas a las expresiones aproximadas siguiendo la metodología de Dambrine, con lo que se obtiene los valores mostrados en la tabla 3.9.

Expresiones aproximadas para el modelo de Vendelin-Dambrine siguiendo la metodología de Golio	
Parámetro	Expresión
Capacidad Gate-Drain $C_{gd}$	$C_{gd} = \frac{-\text{Im}[Y_{12\_Aprox\_BF}]}{\omega}$
Capacidad Gate-Source $C_{gs}$	$C_{gs} = \frac{\text{Im}[Y_{11\_Aprox\_BF}] + \text{Im}[Y_{12\_Aprox\_BF}]}{\omega}$
Resistencia intrínseca $R_i$	$R_i = \frac{1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot (\text{Re}[Y_{11\_Aprox\_BF}])^2}{\omega^2 \cdot C_{gs}^2}}}{2 \cdot \text{Re}[Y_{11\_Aprox\_BF}]}$
Transconductancia $g_m$	$g_m = \text{Re}[Y_{21\_Aprox\_BF}]$
Tiempo de Tránsito $\tau$	$\tau = \frac{\text{Im}[Y_{12\_Aprox\_BF}] - \text{Im}[Y_{21\_Aprox\_BF}]}{\omega \cdot \text{Re}[Y_{21\_Aprox\_BF}]} - \frac{\text{Re}[Y_{11\_Aprox\_BF}]}{(\text{Im}[Y_{11\_Aprox\_BF}] + \text{Im}[Y_{12\_Aprox\_BF}])^2}$
Capacidad de Salida $C_{ds}$	$C_{ds} = \frac{\text{Im}[Y_{22\_Aprox\_BF}] + \text{Im}[Y_{12\_Aprox\_BF}]}{\omega}$
Conductancia-resistencia de salida $G_{ds}, R_{ds}$	$G_{ds} = \text{Re}[Y_{22\_Aprox\_BF}] \Rightarrow R_{ds} = \frac{1}{\text{Re}[Y_{22\_Aprox\_BF}]}$

Tabla 3.9 Resumen de la expresiones aproximadas obtenidas mediante la metodología de Golio para el modelo de Vendelin-Dambrine.



Si se comparan los resultados mostrados en la tabla 3.8 y 3.9 se puede ver la aproximaciones de baja frecuencia efectuadas no influyen en el cálculo de los elementos  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$ ,  $g_m$  y  $G_{ds}$ , mientras que si lo hace para  $C_{gs}$ ,  $R_i$  y  $\tau$ , al igual que sucedía al aplicar la metodología de Dambrine, obteniéndose mejores resultados utilizando las expresiones exactas.

Por otro lado, si se efectúa una comparación entre los resultados obtenidos entre las técnicas basadas en la formulación Dambrine-Berroth y Golio, los resultados son idénticos salvo para la resistencia  $R_i$ . Para dicha resistencia, la formulación de Golio proporciona una menor dispersión frecuencial que la proporcionada por la formulación convencional, tal como se aprecia en la figura 3.46 (f), para un transistor de media potencia de la foundry GEC-MARCONI. Pero la expresión de Golio es menos robusta, debido a que, pequeños errores en la medida de los parámetros de Scattering, pueden originar que el discriminante de la ecuación de segundo grado se haga negativo, y de esta manera obtener valores de la resistencia intrínseca complejos, lo cual no posee ningún significado físico. Por esta razón, es más recomendable utilizar la técnica de Dambrine-Berroth. Ambos métodos de extracción han sido implementados en el software de extracción XTRMODFET realizándose numerosas extracciones para dispositivos MESFET y HEMT de diferentes tamaños y fabricantes.

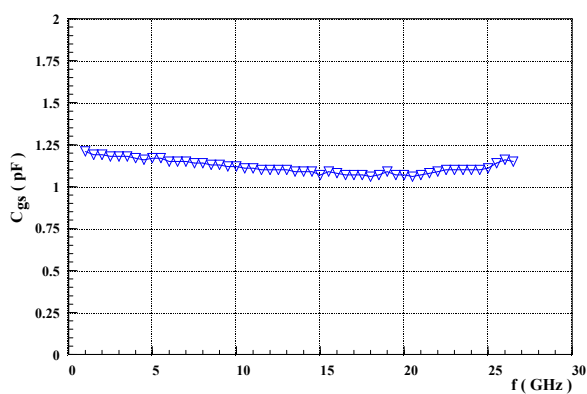
Como norma general, en los procesos de extracción de parámetros intrínsecos que se acaban de presentar se ha de tener en cuenta que si se divide el intervalo frecuencial de medida en dos subintervalos, todos los elementos intrínsecos salvo  $R_i$  y  $\tau$  deben de promediarse en el intervalo frecuencial bajo, mientras que la resistencia intrínseca y el tiempo de transito lo deben ser en el rango alto, tal como se muestra en la tabla 3.10. De esta manera se evita la dispersión frecuencial que aparece al efectuar la extracción de los mismos.

Parámetro	Extracción Rango Bajo $(\omega C_{gs} \cdot R_i)^2 \ll 1$	Extracción Rango Alto $(\omega C_{gs} \cdot R_i)^2 \geq 1$
Capacidad Gate-Drain $C_{gd}$	SI	NO
Capacidad Gate-Source $C_{gs}$	SI	NO
Resistencia intrínseca $R_i$	NO	SI
Transconductancia $g_m$	SI	NO
Tiempo de Tránsito	NO	SI
Capacidad de Salida $C_{ds}$	SI	NO
Conductancia-resistencia de salida $G_{ds}$ , $R_{ds}$	SI	NO

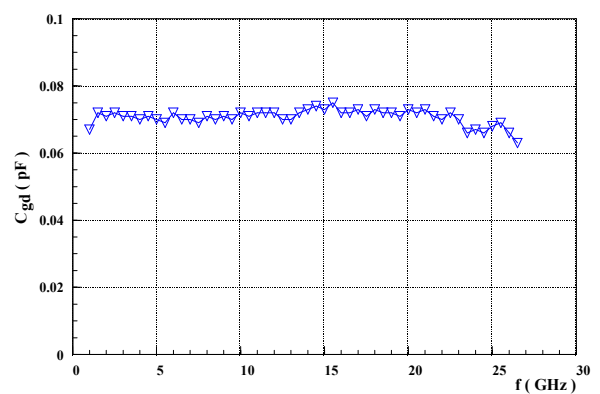
Tabla 3.10 Tabla de los intervalos frecuenciales de extracción de los elementos circuitales intrínsecos para el modelo de Vendelin-Dambrine.



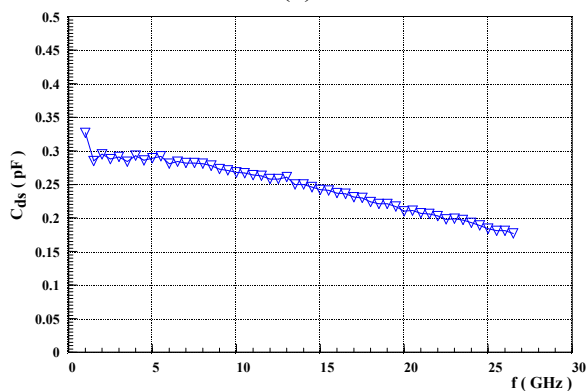
Se suele considerar como rango bajo, bien la mitad inferior del intervalo frecuencial de medida cuando el rango frecuencia de medida es extenso (superior a los 12-14 GHz), o bien cuando  $(\omega \cdot C_{gs} \cdot R_i)^2 \ll 1$  si el rango de medidas es inferior a los 12-14 GHz, lo cual suele ocurrir normalmente hasta frecuencias de 5 GHz para dispositivos MESFET y 7 GHz para dispositivos HEMT dependiendo además del tamaño, el fabricante, etc. del transistor con que se este trabajando. En la figura 3.46, se muestra el comportamiento de los parámetros intrínsecos extraídos mediante las ecuaciones de Dambrine exactas frente a la frecuencia, para un transistor de potencia GEC-MARCONI F20 Bath-tub de  $10 \times 140 \mu\text{m}$  polarizado en el punto  $V_{gs} = -1\text{V}$ ,  $V_{ds} = 3\text{V}$ . Para este transistor, los parámetros de Scattering han sido medidos en un intervalo que abarca de 1 a 26.5 GHz, el cual puede ser considerado como intervalo extenso, según la clasificación anterior. Por esta razón, el intervalo frecuencial de medida se ha dividido en dos subintervalos exactamente iguales: el rango bajo abarca, en este caso, las frecuencias comprendidas entre 1 y 13.25 GHz y el rango alto las que se encuentran entre 13.5 y 26.5 GHz.



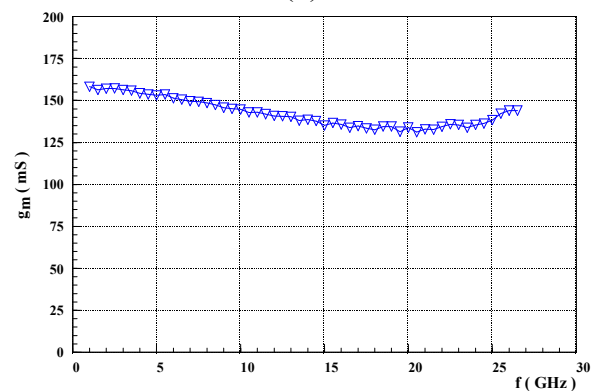
(a)



(b)



(c)



(d)



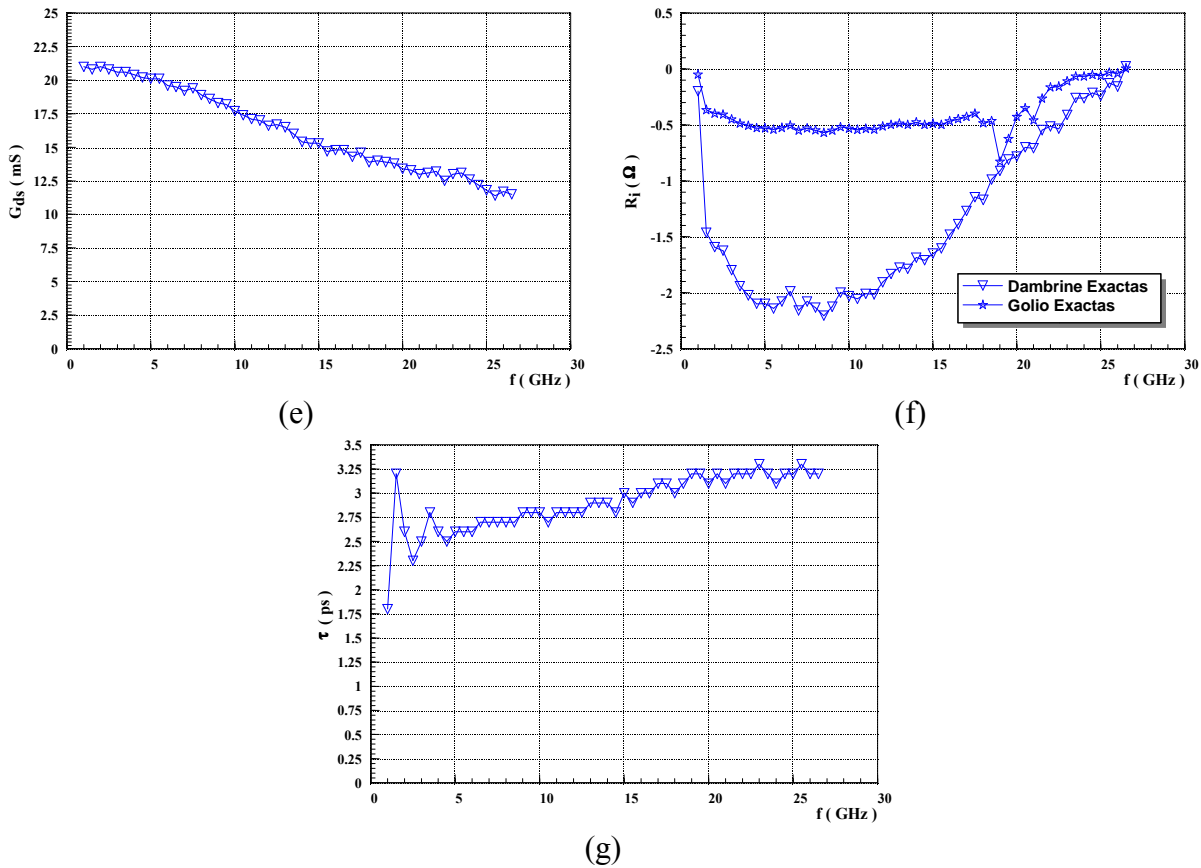


Figura 3.46 Parámetros intrínsecos extraídos mediante las ecuaciones exactas de Dambrine y de Golio frente a la frecuencia, para un transistor GEC-MARCONI F20 Bath-tub de  $10 \times 140 \mu\text{m}$  polarizado a 50% de  $I_{dss}$  en el punto ( $V_{gs} = -1\text{V}, V_{ds} = 3\text{V}$ ). (a)  $C_{gs}$  (b)  $C_{gd}$  (c)  $C_{ds}$  (d)  $g_m$  (e)  $G_{ds}$  (f)  $R_i$  (g)  $\tau$ .

El que la resistencia  $R_i$  adopte valores negativos en bajas frecuencias, suele ser una tónica general durante los procesos de extracción, y en algunos casos aislados, es necesario reoptimizar el valor extraído para que el parámetro de Scattering  $S_{11}$  modelado sea lo más próximo al parámetro medido en el laboratorio. El resultado de los valores promedio obtenidos mediante los dos métodos para el transistor de la figura 3.46 se muestran en la tabla 3.11.

Ecuaciones Exactas	$C_{gs}$ (pF)	$C_{gd}$ (pF)	$C_{ds}$ (pF)	$R_i$ ( $\Omega$ )	$g_m$ (mS)	$G_{ds}$ (mS)	$\tau$ (ps)
Dambrine	1.16	0.071	0.286	-0.3	152	19.7	3.1
Golio	1.15	0.071	0.286	-0.2	152	19.7	3.1

Tabla 3.11 Valores promedio de los elementos intrínsecos para el transistor de la fig. 3.46

### 3.4.3 Cálculo de los elementos intrínsecos para el modelo de Vendelin-Dambrine modificado.

Siguiendo un procedimiento análogo al del apartado anterior, se procederá a obtener los parámetros intrínsecos del transistor MESFET/HEMT utilizando el modelo que hemos denominado Vendelin-Dambrine modificado. Tal como se ha visto en el capítulo 1 el modelo de Dambrine modificado es el mostrado en la figura 3.47. Su modelo intrínseco, así como su circuito equivalente en parámetros [Y] aparece en la figura 3.48.

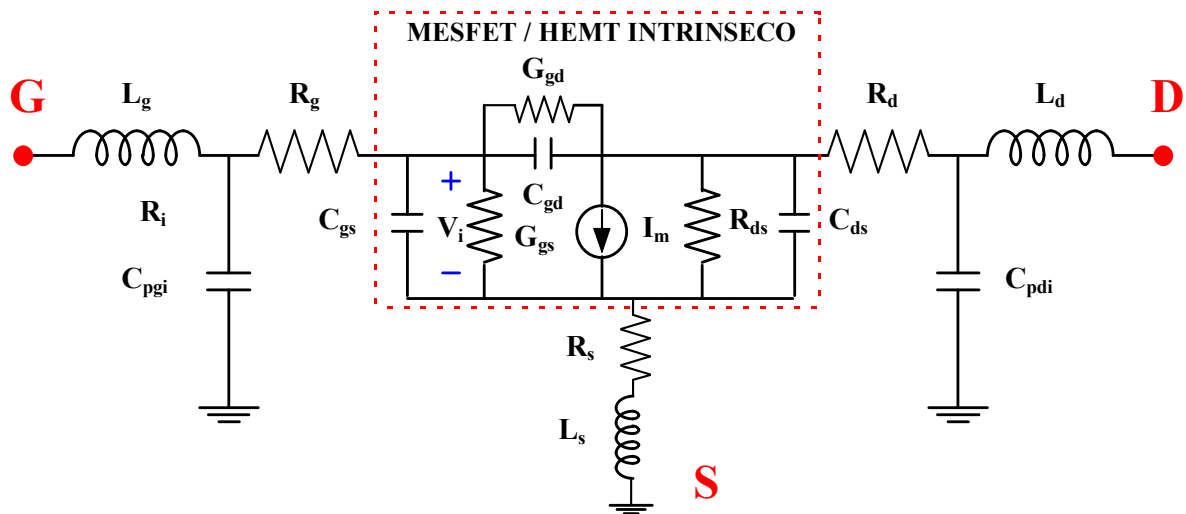


Figura 3.47 Modelo Vendelin-Dambrine modificado para dispositivos MESFET/HEMT en régimen de pequeña señal. La relación existente entre la fuente de corriente  $I_m$ ,  $g_m$  y  $\tau$  viene dada por la expresión:  $I_m = G_m \cdot V_i$  donde  $G_m = g_m \cdot e^{-j\omega\tau}$ .

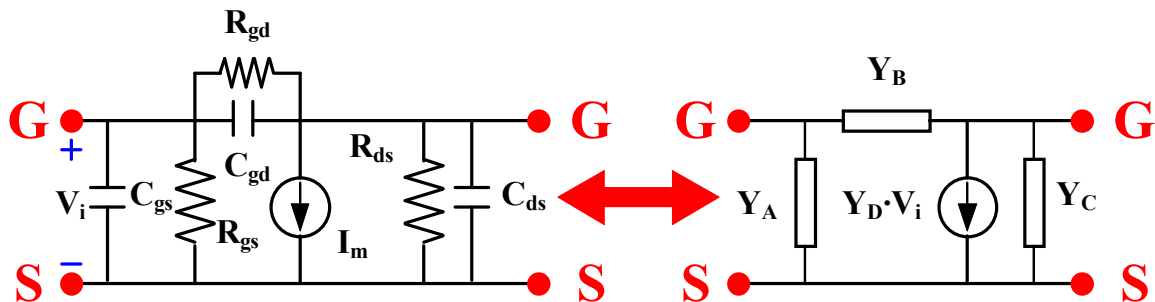


Figura 3.48 Modelo de Vendelin-Dambrine modificado para el dispositivo MESFET/HEMT intrínseco y su circuito equivalente en parámetros [Y].

El modelo aquí presentado se compone de ocho elementos intrínsecos en vez de siete como el de Vendelin-Dambrine, y en vez de resistencia intrínseca  $R_i$  utiliza la resistencia  $R_{gs}$  en paralelo con  $C_{gs}$  para modelar la unión Schottky. Para modelar el diodo que controla el breakdown se utiliza la capacidad  $C_{gd}$  en paralelo con la resistencia  $R_{gd}$ . Al considerar solamente los elementos intrínsecos y análogamente a como sucede en el modelo de clásico de Vendelin-Dambrine, se puede observar que éstos poseen una topología de tipo  $\Pi$ , tal como se aprecia en la figura 3.48. Por ello también se utilizará aquí una descripción del circuito en función de los parámetros  $[Y]$ . A partir del circuito de la figura anterior y por simple inspección del mismo se tiene que las admitancias  $Y_A$ ,  $Y_B$  e  $Y_C$  son circuitos RC, por tanto la relación entre ambas topologías es inmediata y se puede escribir:

$$Y_A = G_{gs} + j \cdot \omega \cdot C_{gs} \quad (3.215)$$

$$Y_B = G_{gd} + j \cdot \omega \cdot C_{gd} \quad (3.216)$$

$$Y_C = G_{ds} + j \cdot \omega \cdot C_{ds} \quad (3.217)$$

$$Y_D = g_m \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot \tau} \quad (3.218)$$

Para el circuito de la figura 3.48 los parámetros  $[Y]$  vienen dados por:

$$Y_{11} = Y_A + Y_B \quad (3.219)$$

$$Y_{12} = -Y_B \quad (3.220)$$

$$Y_{21} = Y_D - Y_B \quad (3.221)$$

$$Y_{22} = Y_B + Y_C \quad (3.222)$$

Despejando  $Y_A$ ,  $Y_B$ ,  $Y_C$  e  $Y_D$  en función de los parámetros  $[Y]$  resulta:

$$Y_A = Y_{11} + Y_{12} = G_{gs} + j \cdot \omega \cdot C_{gs} \quad (3.223)$$



$$Y_B = -Y_{12} = G_{gd} + j \cdot \omega \cdot C_{gd} \quad (3.224)$$

$$Y_C = Y_{12} + Y_{22} = G_{ds} + j \cdot \omega \cdot C_{ds} \quad (3.225)$$

$$Y_D = Y_{21} - Y_{12} = g_m \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot \tau} = g_m \cdot (\cos(\omega \cdot t) - j \cdot \sin(\omega \cdot t)) \quad (3.226)$$

### **A- Expresiones exactas para el modelo de Vendelin-Dambrine modificado.**

Tomando partes real e imaginaria a ambos lados de las expresiones (3.223), (3.224) y (3.225) resulta que:

$$G_{gs} = \text{Re}[Y_{11}] + \text{Re}[Y_{12}] \quad (3.227)$$

$$G_{gd} = -\text{Re}[Y_{12}] \quad (3.228)$$

$$G_{ds} = \text{Re}[Y_{12}] + \text{Re}[Y_{22}] \quad (3.229)$$

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (3.230)$$

$$C_{gd} = \frac{-Y_{12}}{\omega} \quad (3.231)$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}[Y_{12}] + \text{Im}[Y_{22}]}{\omega} \quad (3.232)$$

Tomando parte real e imaginaria en (3.226) se tiene que:

$$g_m \cdot \cos(\omega \cdot t) = \text{Re}[Y_{21}] - \text{Re}[Y_{12}] \quad (3.233)$$

$$g_m \cdot \sin(\omega \cdot t) = \text{Im}[Y_{12}] - \text{Im}[Y_{21}] \quad (3.234)$$

Dividiendo (3.234) entre (3.233) y despejando  $\tau$  resulta:





$$\tau = \frac{1}{\omega} \cdot \operatorname{arctg} \left( \frac{\operatorname{Im}[Y_{12}] - \operatorname{Im}[Y_{21}]}{\operatorname{Re}[Y_{21}] - \operatorname{Re}[Y_{12}]} \right) \quad (3.235)$$

Despejando  $g_m$  de (3.234) y sustituyendo  $\tau$  por su valor dado por (3.235), se obtiene:

$$g_m = \sqrt{(\operatorname{Re}[Y_{21}] - \operatorname{Re}[Y_{12}])^2 + (\operatorname{Im}[Y_{12}] - \operatorname{Im}[Y_{21}])^2} \quad (3.236)$$

Con lo que se concluye el cálculo de los elementos intrínsecos correspondientes a este modelo, un resumen de las expresiones obtenidas aparece en la tabla 3.12.

Expresiones exactas para el modelo de Dambrine Modificado	
Parámetro	Expresión
Capacidad Gate-Drain $C_{gd}$	$C_{gd} = \frac{-\operatorname{Im}[Y_{12}]}{\omega}$
Capacidad Gate-Source $C_{gs}$	$C_{gs} = \frac{\operatorname{Im}[Y_{11}] + \operatorname{Im}[Y_{12}]}{\omega}$
Transconductancia $g_m$	$g_m = \sqrt{(\operatorname{Re}[Y_{21}] - \operatorname{Re}[Y_{12}])^2 + (\operatorname{Im}[Y_{12}] - \operatorname{Im}[Y_{21}])^2}$
Tiempo de Tránsito $\tau$	$\tau = \frac{1}{\omega} \cdot \operatorname{arctg} \left( \frac{\operatorname{Im}[Y_{12}] - \operatorname{Im}[Y_{21}]}{\operatorname{Re}[Y_{21}] - \operatorname{Re}[Y_{12}]} \right)$
Conductancia-resistencia Gate-Drain $G_{gd}, R_{gd}$	$G_{gd} = -\operatorname{Re}[Y_{12}] \Rightarrow R_{ds} = \frac{-1}{\operatorname{Re}[Y_{12}]}$
Conductancia-resistencia Gate-Source $G_{gs}, R_{gs}$	$G_{ds} = \operatorname{Re}[Y_{11}] + \operatorname{Re}[Y_{12}] \Rightarrow R_{ds} = \frac{1}{\operatorname{Re}[Y_{11}] + \operatorname{Re}[Y_{12}]}$
Capacidad de Salida $C_{ds}$	$C_{ds} = \frac{\operatorname{Im}[Y_{22}] + \operatorname{Im}[Y_{12}]}{\omega}$
Conductancia-resistencia de salida $G_{ds}, R_{ds}$	$G_{ds} = \operatorname{Re}[Y_{12}] + \operatorname{Re}[Y_{22}] \Rightarrow R_{ds} = \frac{1}{\operatorname{Re}[Y_{12}] + \operatorname{Re}[Y_{22}]}$

Tabla 3.12 Resumen de las expresiones exactas obtenidas mediante la metodología de Golio para el modelo de Vendelin-Dambrine modificado.

Las ecuaciones (3.235) y (3.236) son ecuaciones exactas para el modelo considerado, y por tanto son aptas para su implementación en un programa de ordenador, pero sin embargo son un poco engorrosas para un cálculo manual, por eso plantearemos ahora unas ecuaciones



aproximadas más sencillas de utilizar manualmente, cuyos resultados son aceptables hasta frecuencias de 5-6 GHz si los comparamos con las ecuaciones exactas que acabamos de plantear.

### **B- Expresiones aproximadas para el modelo de Vendelin-Dambrine modificado.**

Si, como se ha hecho para el modelo de Dambrine, se efectúa la aproximación de frecuencias relativamente bajas ( $f \approx 5$  GHz), entonces el producto  $\omega \cdot \tau \ll 1$ , pudiéndose afirmar que  $\sin(\omega \cdot \tau) \approx \omega \cdot \tau$  y  $\cos(\omega \cdot \tau) \approx 1$ . con lo que la expresión (3.235) queda como sigue:

$$\tau = \frac{\text{Im}[Y_{12}] - \text{Im}[Y_{21}]}{\omega \cdot \tau} \quad (3.237)$$

Y la ecuación (3.236) quedará como sigue:

$$g_m = (\text{Re}[Y_{21}] - \text{Re}[Y_{12}]) \quad (3.238)$$

El único inconveniente que presentan estas expresiones aproximadas es que no son válidas en todo el rango de frecuencias ya que se ha trabajado bajo una hipótesis de frecuencias bajas (la aproximación es buena hasta unos 5 GHz), a partir de esta frecuencia la aproximación empieza a fallar y pueden obtenerse valores que carecen de significado físico como, por ejemplo valores negativos de la constante de tiempo  $\tau$ . Si se desea trabajar a frecuencias superiores, lo más aconsejable es utilizar las ecuaciones exactas. En el programa de extracción XTRMODFET realizado en este trabajo de tesis se han implementado dichas ecuaciones exactas obteniéndose unos excelentes resultados hasta frecuencias de 30 GHz.

En la tabla 3.13 quedan reflejadas las expresiones para el modelo de Vendelin-Dambrine modificado utilizando la aproximación de bajas frecuencias, y en la tabla 3.14 se muestran los valores obtenidos para el transistor GEC-MARCONI de  $10 \times 140 \mu\text{m}$  utilizando las expresiones exactas y aproximadas.

### **Expresiones aproximadas para el modelo de Dambrine Modificado**



Parámetro	Expresión
Capacidad Gate-Drain $C_{gd}$	$C_{gd} = \frac{-\text{Im}[Y_{12}]}{\omega}$
Capacidad Gate-Source $C_{gs}$	$C_{gs} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega}$
Transconductancia $g_m$	$g_m = (\text{Re}[Y_{21}] - \text{Re}[Y_{12}])$
Tiempo de Tránsito $\tau$	$\tau = \frac{\text{Im}[Y_{12}] - \text{Im}[Y_{21}]}{\omega \cdot \tau}$
Conductancia-resistencia Gate-Drain $G_{gd}, R_{gd}$	$G_{gd} = -\text{Re}[Y_{12}] \Rightarrow R_{ds} = \frac{-1}{\text{Re}[Y_{12}]}$
Conductancia-resistencia Gate-Source $G_{gs}, R_{gs}$	$G_{ds} = \text{Re}[Y_{11}] + \text{Re}[Y_{12}] \Rightarrow R_{ds} = \frac{1}{\text{Re}[Y_{11}] + \text{Re}[Y_{12}]}$
Capacidad de Salida $C_{ds}$	$C_{ds} = \frac{\text{Im}[Y_{22}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega}$
Conductancia-resistencia de salida $G_{ds}, R_{ds}$	$G_{ds} = \text{Re}[Y_{12}] + \text{Re}[Y_{22}] \Rightarrow R_{ds} = \frac{1}{\text{Re}[Y_{12}] + \text{Re}[Y_{22}]}$

Tabla 3.13 Resumen de la expresiones exactas obtenidas para el modelo de Vendelin-Dambrine modificado.

Ecuaciones modelo Vendelin-Dambrine modificado	$C_{gs}$ (pF)	$C_{gd}$ (pF)	$C_{ds}$ (pF)	$g_m$ (mS)	$G_{ds}$ (mS)	$G_{gs}$ (mS)	$G_{gd}$ (mS)	$\tau$ (ps)
Aproximadas	1.15	0.071	0.286	152.5	19.8	0.0029	0.0091	2.51
Exactas	1.15	0.071	0.286	151.3	20	0.0029	0.0091	2.51
Aproximadas + Optimización	1.15	0.071	0.286	152.5	19.8	0.0029	0.0091	2.51
Exactas + Optimización	1.15	0.071	0.286	151.3	20	0.0029	0.0091	2.51

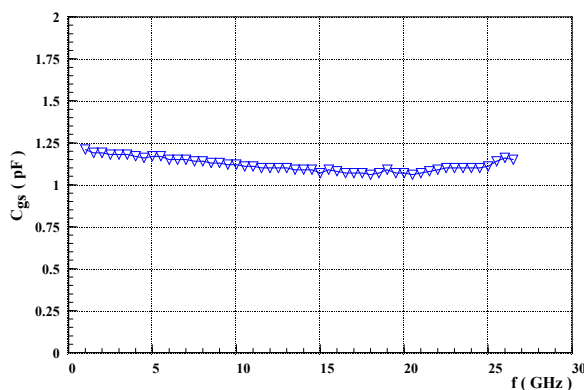
Tabla 3.14 Valores promedio de los elementos extrínsecos para el transistor MESFET GEC-MARCONI de 10\*140µm.

Siguiendo la misma clasificación de rangos frecuencias vista en el apartado anterior, se puede afirmar que los mejores resultados obtenidos para la extracción de parámetros intrínsecos con este método se obtienen cuando se calculan las capacidades  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$ , la transconductancia  $g_m$  y la conductancia de salida  $G_{ds}$  efectuando un promedio en el rango bajo

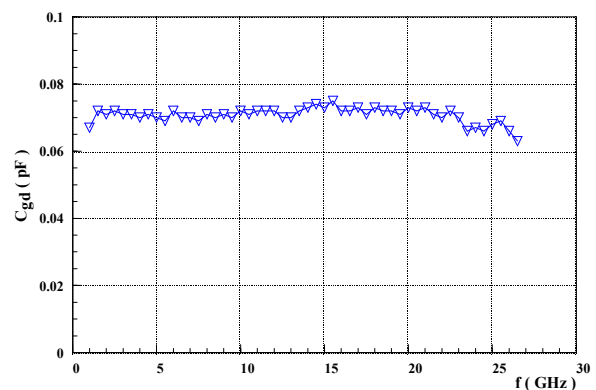


de frecuencias, típicamente hasta los 5 GHz, mientras que el tiempo de tránsito  $\tau$  se extrae del rango alto de frecuencias. Las conductancias  $G_{gs}$  y  $G_{gd}$ , merecen una especial atención, ya que debido a su enorme dispersión con la frecuencia, (como se puede ver en la figura 3.49 (f) y 3.49(g) para el caso del transistor de  $10 \times 140 \mu\text{m}$  de la foundry GEC-MARCONI), deben de ser extraídas a muy baja frecuencia (máximo hasta 2-3 GHz). Por otro lado, puede resultar chocante obtener valores de  $G_{gs}$  y  $G_{gd}$  negativos muy próximos a cero como los que aparecen en la figura 3.49 (g), lo cual carece de significado físico, la explicación a esto reside en la incertidumbre en la medida del parámetro  $S_{12}$ , unida a los pequeños errores de redondeo cometidos por el ordenador. Para evitar este inconveniente, es necesario efectuar una reoptimización de las mismas para disminuir la función error.

Con estas expresiones se concluye el cálculo de los parámetros intrínsecos para el modelo de Vendelin-Dambrine modificado. Estos parámetros junto a los extrínsecos calculados anteriormente nos definen completamente el comportamiento del transistor MESFET/HEMT en régimen de pequeña señal. En la figuras 3.49 (a), 3.49 (b), 3.49 (c), 3.49 (d), 3.49 (e), 3.49 (f), 3.49 (g) y 3.49 (h) se muestra la variación con la frecuencia de los parámetros intrínsecos extraídos con este modelo para el transistor MESFET GEC-MARCONI  $10 \times 140 \mu\text{m}$ . Si se comparan estas gráficas con las obtenidas para el modelo de clásico de Vendelin-Dambrine mostradas en la figura 3.46, se observa que, los valores de  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$  y  $g_m$  son prácticamente iguales. Por otro lado, la variación de la conductancia de salida  $C_{ds}$  con la frecuencia se suaviza ligeramente para el caso del modelo de Vendelin-Dambrine modificado, pero a cambio de que la variación del tiempo de tránsito  $\tau$  con la frecuencia sea más dispersiva.



(a)



(b)



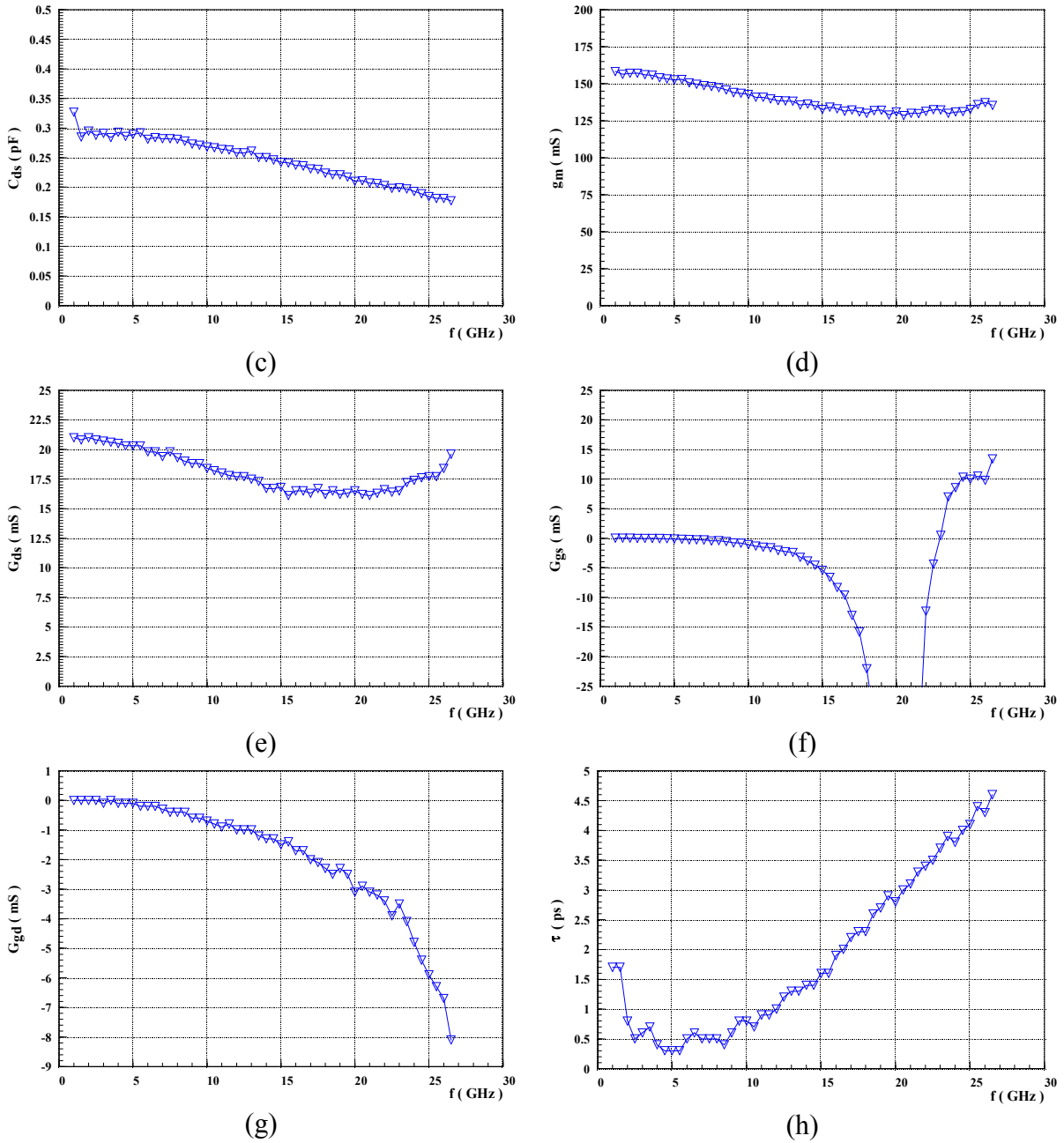


Figura 3.49 Variación de los parámetros intrínsecos con la frecuencia obtenidos mediante el modelo de Vendelin-Dambrine modificado para el transistor GEC-MARCONI de  $10 \times 140 \mu\text{m}$  polarizado a 50% de  $I_{dss}$  en el punto ( $V_{gs} = -1\text{V}, V_{ds} = 3\text{V}$ ). (a)  $C_{gs}$  (b)  $C_{gd}$  (c)  $C_{ds}$  (d)  $g_m$  (e)  $G_{ds}$  (f)  $G_{gs}$  (g)  $G_{gd}$  (h)  $\tau$ .



### 3.4.4 Cálculo de los elementos intrínsecos para el modelo de Vickes.

Al contrario que en los modelos anteriores el modelo propuesto por Vickes [25], el cual ha sido presentado en el capítulo 1, es el mostrado en la figura 3.50 y se compone de siete elementos descrito por ocho variables. Dicho modelo no presenta una topología en  $\Pi$  bien definida, debido a la capacidad de realimentación  $C_{dc}$  por lo que se debe considerar un análisis circuital clásico para obtener los parámetros  $[Y]$  correspondientes a dicho modelo. Un detalle importante a tener en cuenta cuando se utiliza este modelo es que la tensión  $V_i$  que controla la fuente de corriente, no es la tensión existente entre los extremos de la capacidad  $C_{gs}$ , sino que es la caída que existe en el conjunto  $C_{gs}+R_i$ .

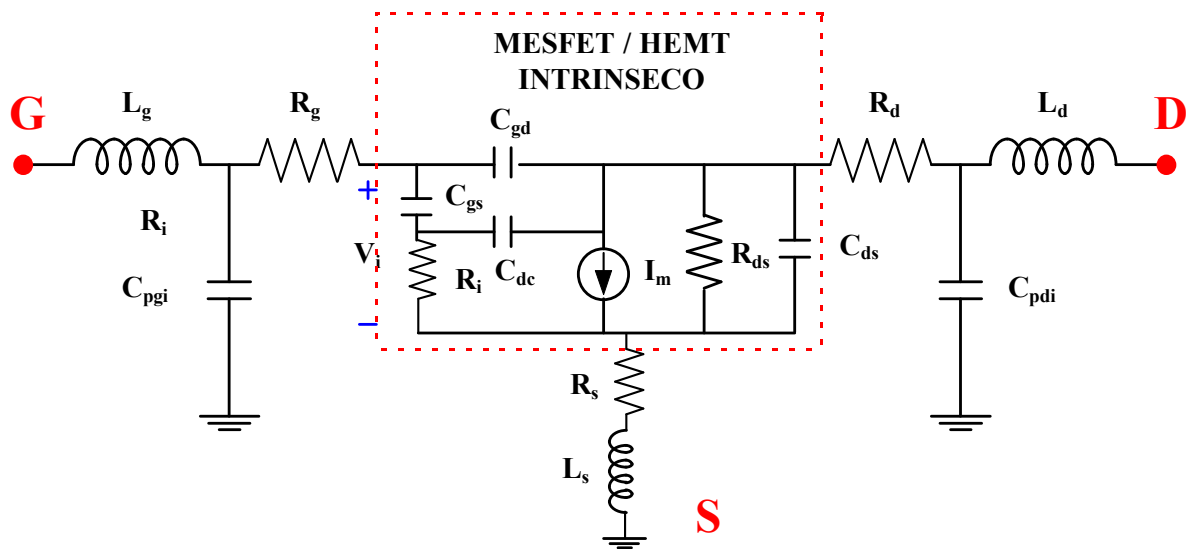
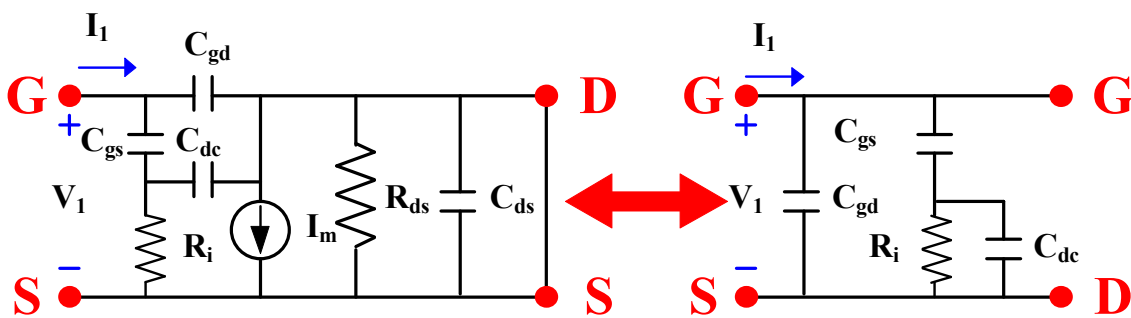


Figura 3.50 Modelo de Hans-Olof Vickes para el transistor MESFET/HEMT en régimen de pequeña señal. La relación existente entre  $I_m$ ,  $g_m$  y  $\tau$  viene dada por la expresión:  $I_m = G_m \cdot V_i$  donde  $G_m = g_m \cdot e^{-j\omega\tau}$ .

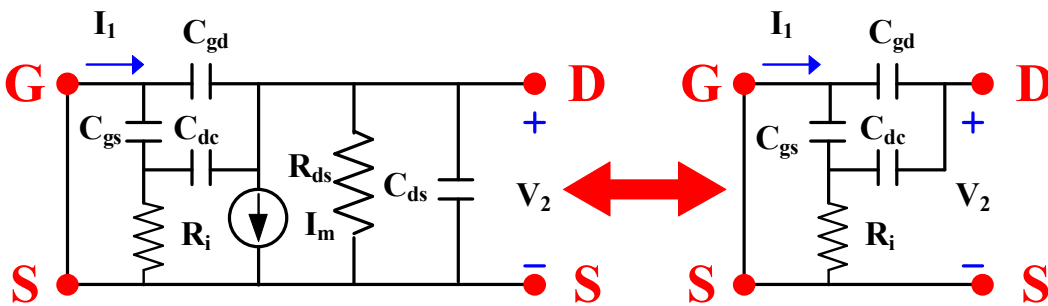
#### A- Expresiones exactas para el modelo de Vickes.

Para poder calcular los parámetros  $[Y]$  correspondientes al modelo de Vickes se debe partir de la definición de los mismos, lo cual nos conduce a presentar cuatro circuitos diferentes mostrados en la figuras 3.51 (a), 3.51 (b), 3.51 (c) y 3.51 (d) cuya resolución detallada puede encontrarse en [24] y no tiene caso repetirla aquí ahora. Las ecuaciones

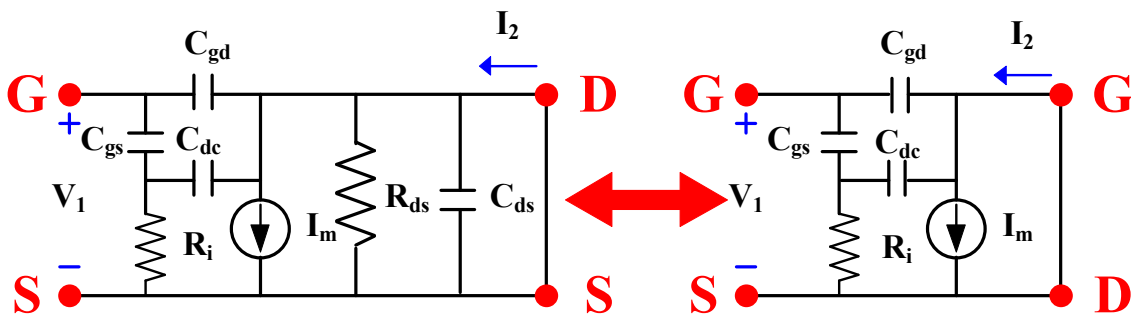
obtenidas a partir de la resolución de dichos esquemas equivalentes se muestran en la tabla 3.15 coincidiendo totalmente con las obtenidas por Vicks [25]. Una vez obtenidos los parámetros [Y] correspondientes a este modelo, es relativamente sencillo [24] calcular las expresiones exactas que proporcionan los ocho elementos intrínsecos en función de dichos parámetros, obteniéndose las expresiones mostradas en la tabla 3.16, las cuales no presentan ninguna limitación en frecuencia para su utilización. Como se puede observar, las ecuaciones que proporcionan  $G_{ds}$  y  $g_m$  difieren de las halladas por Vicks en su artículo, ya que Vicks utiliza la aproximación de bajas frecuencias para calcular dichos valores.



(a)



(b)



(c)



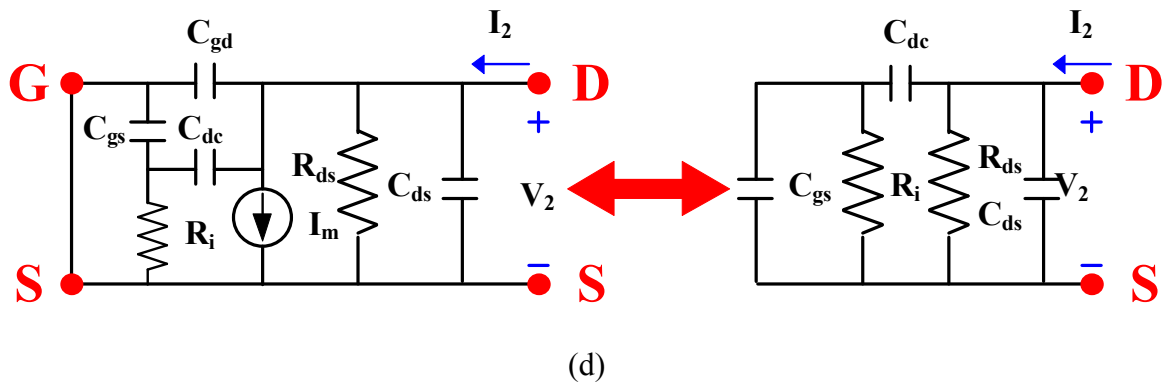


Figura 3.51 Circuitos equivalentes que han de ser resueltos para calcular el valor de los parámetros [Y] correspondientes al modelo de Vikes para los dispositivos MESFET/HEMT.

- (a) Circuito equivalente para el cálculo de  $Y_{11}$ .
- (b) Circuito equivalente para el cálculo de  $Y_{12}$ .
- (c) Circuito equivalente para el cálculo de  $Y_{21}$ .
- (d) Circuito equivalente para el cálculo de  $Y_{22}$ .

Parámetros [Y] correspondientes al modelo de Vikes	
$Y_{11} = j \cdot \omega \cdot C_{gs} \cdot \frac{1 + j \cdot \omega \cdot \tau_1}{1 + j \cdot \omega \cdot \tau_2} + j \cdot \omega \cdot C_{dg}$	
$Y_{12} = \frac{\omega^2 \cdot C_{gs} \cdot \tau_1}{1 + j \cdot \omega \cdot \tau_2} - j \cdot \omega \cdot C_{gd}$	
$Y_{21} = g_m \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot \tau} + Y_{12}$	
$Y_{22} = G_{ds} + j \cdot \omega \cdot (C_{ds} + C_{gd} + C_{dc}) + \frac{\omega^2 \cdot C_{dc} \cdot \tau_1}{1 + j \cdot \omega \cdot \tau_2}$	
donde:	$\tau_1 = R_i \cdot C_{dc}$ $\tau_2 = R_i \cdot (C_{gs} + C_{dc})$

Tabla 3.15 Resumen de la expresiones exactas para el modelo de Vikes.



Expresiones exactas para el modelo de Hans-Olof Vikes	
Parámetro	Expresión
Capacidad Gate-Source $C_{gs}$	$C_{gs} = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{ Y_{11} + Y_{12} ^2}{\text{Im}[Y_{11} + Y_{12}]}$
Capacidad Drain-Canal $C_{dc}$	$C_{dc} = C_{gs} \cdot \frac{\text{Re}[Y_{12}]}{\text{Re}[Y_{11}]}$
Capacidad Gate-Drain $C_{gd}$	$C_{gd} = -\frac{\text{Im}[Y_{12}]}{\omega} - \frac{\omega^2 \cdot \tau_1 \cdot \tau_2 \cdot C_{gs}}{1 + (\omega \cdot \tau_2)^2}$
Capacidad de Salida $C_{ds}$	$C_{ds} = \frac{\text{Im}[Y_{22}]}{\omega} - C_{gd} - C_{dc} \cdot \left(1 - \frac{\omega^2 \cdot \tau_1 \cdot \tau_2 \cdot C_{gs}}{1 + (\omega \cdot \tau_2)^2}\right)$
Tiempo de Tránsito $\tau$	$\tau = \frac{1}{\omega} \cdot \text{arctg}\left(\frac{\text{Im}[Y_{12}] - \text{Im}[Y_{21}]}{\text{Re}[Y_{21}] - \text{Re}[Y_{12}]}\right)$
Resistencia intrínseca $R_i$	$R_i = \frac{1}{\omega \cdot C_{gs}} \cdot \frac{\text{Re}[Y_{11}]}{\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}]}$
Transconductancia $g_m$	$g_m = \sqrt{(\text{Re}[Y_{21}] - \text{Re}[Y_{12}])^2 + (\text{Im}[Y_{12}] - \text{Im}[Y_{21}])^2}$
Conductancia de salida $G_{ds}$	$G_{ds} = \text{Re}[Y_{22}] - \frac{\omega^2 \cdot \tau_1 \cdot C_{dc}}{1 + \omega^2 \cdot \tau_2^2}$

Tabla 3.16 Resumen de la expresiones exactas para el modelo de Vikes.

**B- Expresiones aproximadas para el modelo de Vikes.**

Las expresiones propuestas por Vikes se encuentran en la tabla 3.17, y si el promedio frecuencial para el cálculo de la transconductancia  $g_m$  y la conductancia de salida  $G_{ds}$  mediante las expresiones exactas se realiza en el rango bajo de frecuencias, los resultados obtenidos por las expresiones aproximadas y exactas es prácticamente idéntico. En la tabla 3.18 se muestra el resultado de aplicar ambas técnicas al transistor MESFET GEC-MARCONI de 10\*140  $\mu\text{m}$  F20 Bath-tub, no apreciándose diferencias significativas entre ellas.

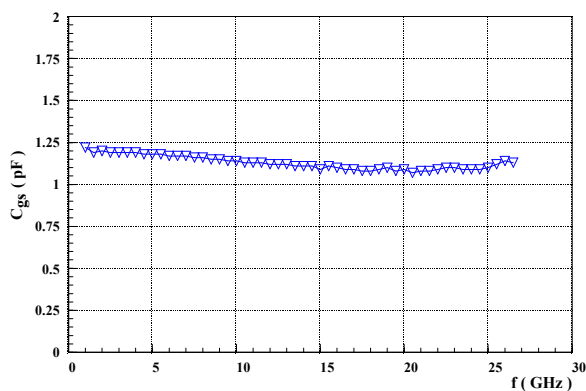
Bien se utilicen las expresiones aproximadas, o bien se utilicen las expresiones exactas, las capacidades  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$ ,  $C_{dc}$ , la conductancia de salida  $G_{ds}$  y la transconductancia  $g_m$  se extraen del rango frecuencial bajo, mientras que la resistencia intrínseca  $R_i$  y el tiempo de transito  $\tau$  deben de ser extraídos del rango frecuencial superior. En las figuras 3.52 (a),3.52



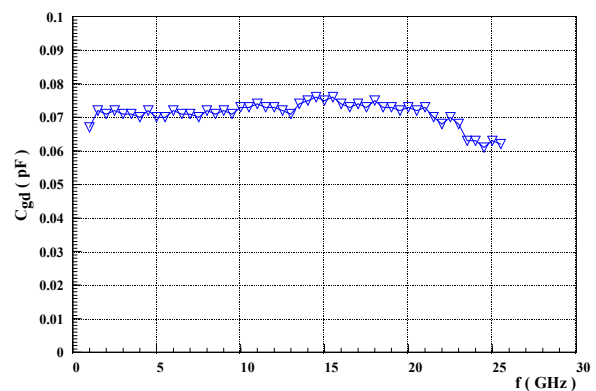
(b), 3.52 (c), 3.52 (d), 3.52 (e), 3.52 (f), 3.52 (g) y 3.52 (h), puede observarse el comportamiento de los parámetros intrínsecos del modelo de Vikes con la frecuencia, cuando se utilizan las expresiones exactas.

Expresiones aproximadas para el modelo de Hans-Olof Vikes	
Parámetro	Expresión
Capacidad Gate-Source $C_{gs}$	$C_{gs} = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{ Y_{11} + Y_{12} ^2}{\text{Im}[Y_{11} + Y_{12}]}$
Capacidad Drain-Canal $C_{dc}$	$C_{dc} = C_{gs} \cdot \frac{\text{Re}[Y_{12}]}{\text{Re}[Y_{11}]}$
Capacidad Gate-Drain $C_{gd}$	$C_{gd} = -\frac{\text{Im}[Y_{12}]}{\omega} - \frac{\omega^2 \cdot \tau_1 \cdot \tau_2 \cdot C_{gs}}{1 + (\omega \cdot \tau_2)^2}$
Capacidad de Salida $C_{ds}$	$C_{ds} = \frac{\text{Im}[Y_{22}]}{\omega} - C_{gd} - C_{dc} \cdot \left(1 - \frac{\omega^2 \cdot \tau_1 \cdot \tau_2 \cdot C_{gs}}{1 + (\omega \cdot \tau_2)^2}\right)$
Tiempo de Tránsito $\tau$	$\tau = \frac{1}{\omega} \cdot \text{arctg}\left(\frac{\text{Im}[Y_{12}] - \text{Im}[Y_{21}]}{\text{Re}[Y_{21}] - \text{Re}[Y_{12}]}\right)$
Resistencia intrínseca $R_i$	$R_i = \frac{1}{\omega \cdot C_{gs}} \cdot \frac{\text{Re}[Y_{11}]}{\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}]}$
Transconductancia $g_m$	$g_m = \text{Re}[Y_{21}]$
Conductancia de salida $G_{ds}$	$G_{ds} = \text{Re}[Y_{22}]$

Tabla 3.17 Resumen de la expresiones exactas para el modelo de Vikes.



(a)



(b)

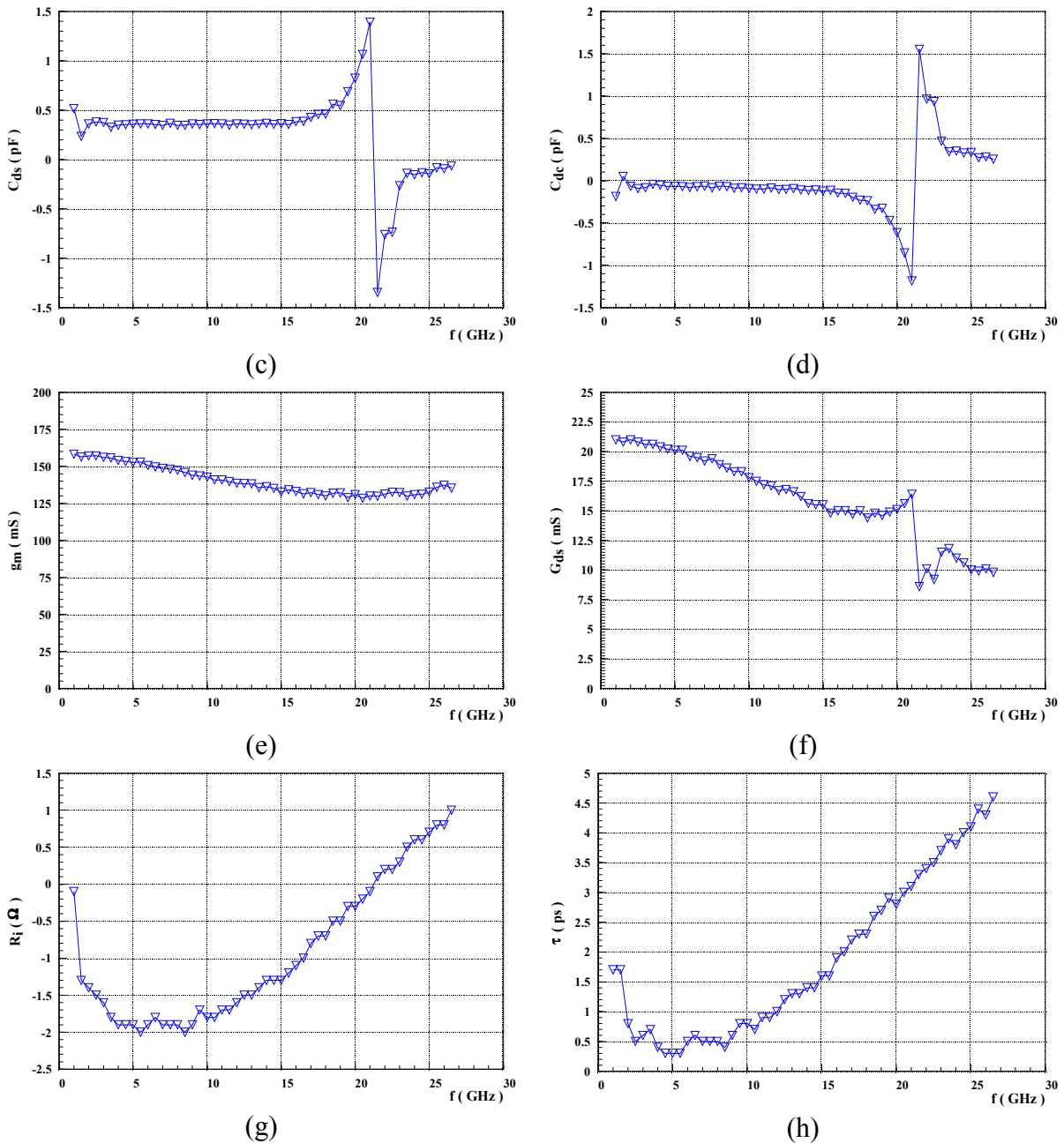


Figura 3.52 Parámetros intrínsecos extraídos mediante las ecuaciones exactas de Vickers frente a la frecuencia, para un transistor GEC-MARCONI F20 Bath-tub de  $10 \times 140 \mu\text{m}$  polarizado a 50% de  $I_{dss}$  en el punto ( $V_{gs} = -1\text{V}, V_{ds} = 3\text{V}$ ).

(a)  $C_{gs}$  (b)  $C_{gd}$  (c)  $C_{ds}$  (d)  $C_{dc}$  (e)  $g_m$  (f)  $G_{ds}$  (g)  $R_i$  (h)  $\tau$ .

Si se efectúa una comparación entre los resultados obtenidos para el modelo de Vickers y el resultado obtenido mediante los modelos de Vendelin-Dambrine clásico y modificado, se



puede apreciar que  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$  son prácticamente iguales para los tres modelos.  $C_{ds}$  es muy parecido salvo en altas frecuencias. El comportamiento de la resistencia  $R_i$  es muy similar al que se obtiene utilizando el método clásico de Vendelin-Dambrine, mientras que el valor de  $\tau$  obtenido esta más acorde con el valor de la constante de tiempo obtenido para del modelo de Vendelin-Dambrine modificado. En cuanto a la capacidad de realimentación  $C_{dc}$  puede apreciarse que posee un comportamiento dispersivo en altas frecuencias. El resultado de los valores promedio obtenidos mediante los dos métodos para el transistor de la figura 3.46 se muestran en la tabla 3.52.

Ecuaciones modelo de Vikes	$C_{gs}$ (pF)	$C_{gd}$ (pF)	$C_{ds}$ (pF)	$C_{dc}$ (pF)	$g_m$ (mS)	$G_{ds}$ (mS)	$R_i$ (mS)	$\tau$ (ps)
Aproximadas	1.17	0.071	0.071	0.286	156.7	23.4	-0.5	2.50
Exactas	1.17	0.071	0.071	0.286	151.3	19.8	-0.5	2.50

Tabla 3.18 Valores promedio de los elementos extrínsecos obtenidos utilizando el modelo de Vikes para el transistor MESFET GEC-MARCONI de 10\*140 $\mu$ m.

### 3.4.5 Cálculo de los elementos intrínsecos para el modelo extendido de Berroth&Bosch.

El modelo de extendido de Berroth & Bosch [26] está compuesto de 9 elementos intrínsecos definidos por 10 variables. Las resistencias de realimentación  $R_{fs}$  y  $R_{fd}$  han sido introducidas para modelar las resistencias diferenciales de los diodos Gate-Source y Gate-Drain cuando se polariza el transistor en puntos en los que la tensión de Gate sea positiva.

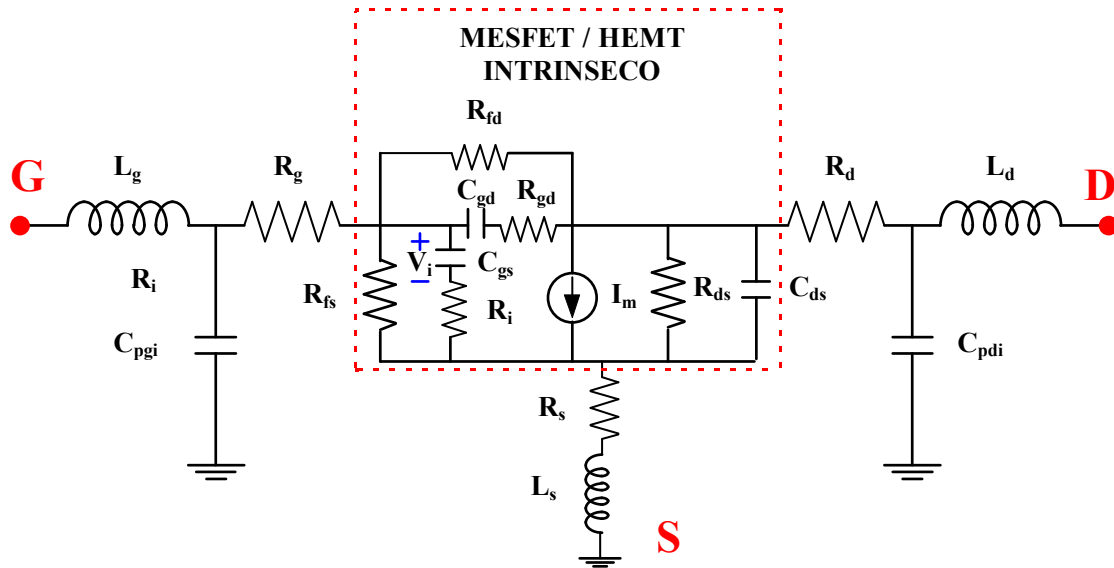
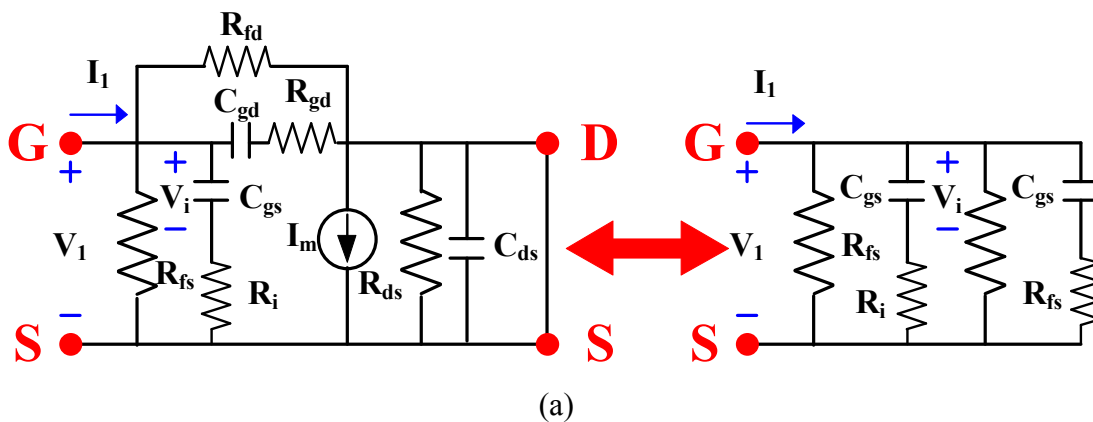


Figura 3.53 Modelo extendido de Berroth y Bosch para el transistor MESFET/HEMT en régimen de pequeña señal. La relación existente entre  $I_m$  y  $g_m$  y  $\tau$  viene dada por la expresión:  $I_m = G_m \cdot V_i$  donde  $G_m = g_m \cdot e^{-j\omega\tau}$ .



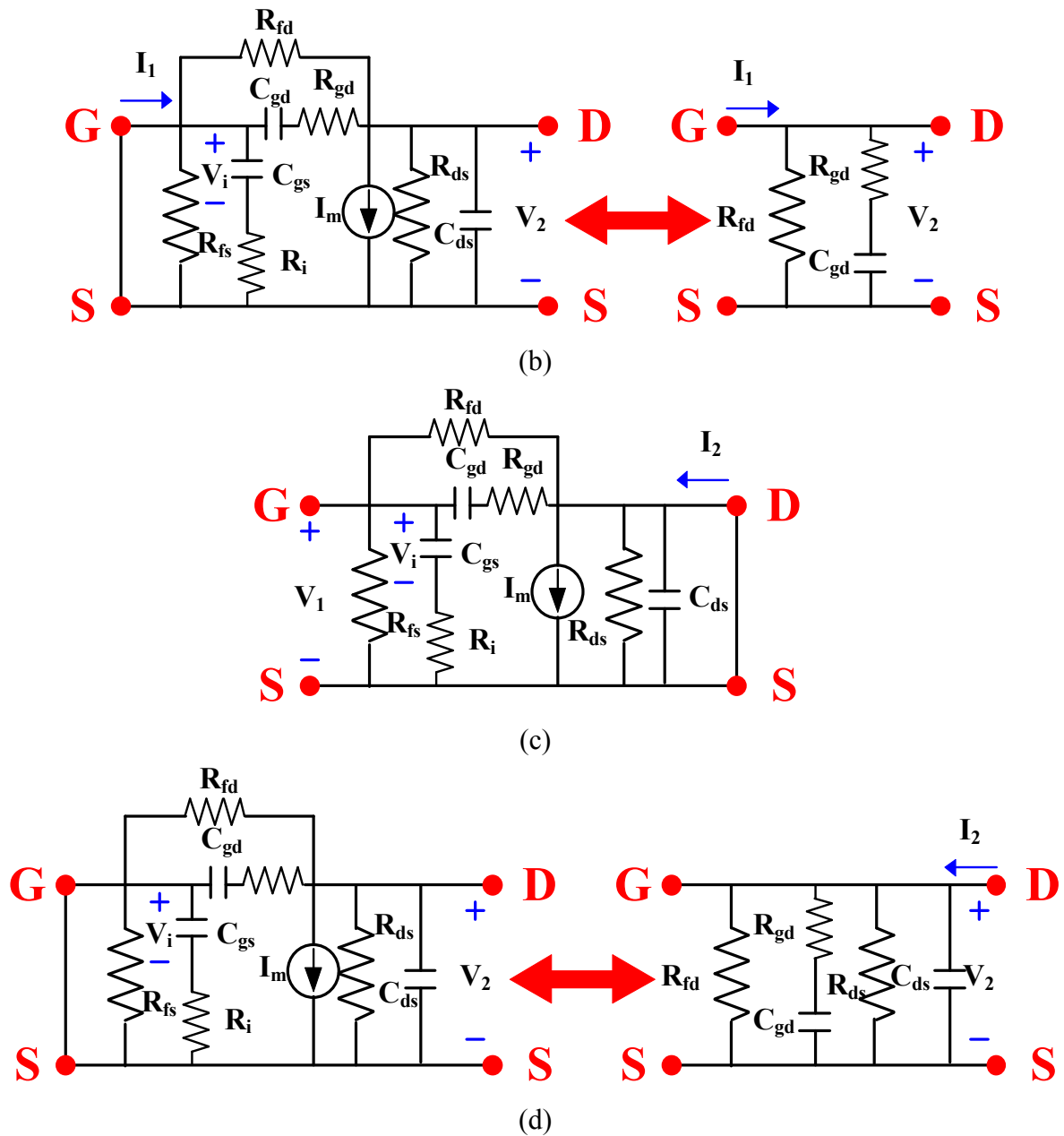


Figura 3.54 Circuitos equivalentes que han de ser resueltos para calcular el valor de los parámetros  $[Y]$  correspondientes al modelo extendido de Berroth & Bosch para los dispositivos MESFET/HEMT.

- (a) Circuito equivalente para el cálculo de  $Y_{11}$ .
- (b) Circuito equivalente para el cálculo de  $Y_{12}$ .
- (c) Circuito equivalente para el cálculo de  $Y_{21}$ .
- (d) Circuito equivalente para el cálculo de  $Y_{22}$ .

Para poder calcular los parámetros [Y] correspondientes al modelo extendido de pequeña señal de Berroth y Bosch se debe partir de la definición de los mismos, lo cual conduce a presentar cuatro configuraciones circuitales diferentes mostradas en la figuras 3.54 (a), 3.54 (b), 3.54 (c) y 3.54 (d). La resolución detallada de dichos esquemas equivalentes puede encontrarse en [24] y al igual que se ha hecho en el modelo de Vikes no tiene caso repetirla aquí ahora. Las ecuaciones obtenidas se muestran en la tabla 3.19.

<b>Parámetros [Y] correspondientes al modelo extendido de Berroth &amp; Bosch</b>	
$Y_{11} = G_{fs} + G_{fd} + \frac{\omega^2 \cdot R_i \cdot C_{gs}^2}{D1} + \frac{\omega^2 \cdot R_{gd} \cdot C_{gd}^2}{D2} + j \cdot \omega \cdot \left( \frac{C_{gs}}{D1} + \frac{C_{gd}}{D2} \right)$	
$Y_{12} = -G_{fd} - \frac{\omega^2 \cdot R_{gd} \cdot C_{gd}^2}{D2} - j \cdot \omega \cdot \frac{C_{gd}}{D2}$	
$Y_{21} = -G_{fd} + \frac{g_m \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot \tau}}{1 + j \cdot \omega \cdot R_i \cdot C_{gs}} - j \cdot \frac{\omega \cdot C_{gd}}{1 + j \cdot \omega \cdot R_{gd} \cdot C_{gd}}$	
$Y_{22} = G_{fd} + G_{ds} + \frac{\omega^2 \cdot R_{gd} \cdot C_{gd}^2}{D2} + j \cdot \omega \cdot \left( C_{ds} + \frac{C_{gd}}{D2} \right)$	
donde:	$D1 = 1 + \omega^2 \cdot R_i^2 \cdot C_{gs}^2$ $D2 = 1 + \omega^2 \cdot R_{gd}^2 \cdot C_{gd}^2$ $G_{fs} = \frac{1}{R_{fs}}$ $G_{fd} = \frac{1}{R_{fd}}$

Tabla 3.19 Resumen de la expresiones exactas para el modelo extendido de Berroth & Bosch.

Una vez obtenidos los parámetros [Y] correspondientes a este modelo, es relativamente sencillo [24] calcular las expresiones exactas que proporcionan las diez



variables que definen los nueve elementos del modelo en función de dichos parámetros de admitancia, obteniéndose las expresiones mostradas en la tabla 3.20.

Expresiones exactas para el modelo extendido de Berroth & Bosch	
Parámetro	Expresión
Capacidad Gate-Source $C_{gs}$	$C_{gs} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \cdot \left( 1 + \frac{(\text{Re}[Y_{11}] + \text{Re}[Y_{12}] - G_{fs})^2}{(\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}])^2} \right)$
Capacidad Gate-Drain $C_{gd}$	$C_{gd} = -\frac{\text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \cdot \left( 1 + \frac{(\text{Re}[Y_{12}] + G_{fd})^2}{\text{Im}[Y_{12}]^2} \right)$
Resistencia Gate-Drain $R_{gd}$	$R_{gd} = \frac{\text{Re}[Y_{12}] + G_{fd}}{\omega \cdot C_{gd} \cdot \text{Im}[Y_{12}]}$
Capacidad de Salida $C_{ds}$	$C_{ds} = \frac{\text{Im}[Y_{22}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega}$
Resistencia intrínseca $R_i$	$R_i = \frac{\text{Re}[Y_{11}] + \text{Re}[Y_{12}] - G_{fs}}{\omega \cdot C_{gs} \cdot (\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}])}$
Tiempo de Tránsito $\tau$	$\tau = \frac{1}{\omega} \cdot \arcsin \left( \frac{\text{Im}[Y_{12}] - \text{Im}[Y_{21}] - \omega \cdot R_i \cdot C_{gs} \cdot (\text{Re}[Y_{21}] - \text{Re}[Y_{12}])}{g_m} \right)$
Transconductancia $g_m$	$g_m = \sqrt{\left( (\text{Re}[Y_{21}] - \text{Re}[Y_{12}])^2 + (\text{Im}[Y_{21}] - \text{Im}[Y_{12}])^2 \right) \cdot D1}$
Conductancia de salida $G_{ds}$	$G_{ds} = \text{Re}[Y_{22}] + \text{Re}[Y_{12}]$

Tabla 3.20 Resumen de la expresiones exactas para el extendido de Berroth & Bosch.

Las expresiones anteriores pueden ser utilizadas sin restricciones frecuenciales, puesto que no se ha efectuado ninguna aproximación en el proceso de obtención de las mismas.

Berroth y Bosch calculan el tiempo de transito  $\tau$  mediante una función arcoseno, pero de manera similar a como se ha hecho para el modelo clásico de Vendelin-Dambrine y tras múltiples extracciones se ha llegado a la conclusión de que se obtienen mejores resultados utilizando la función arcotangente, ya que ello disminuye la dispersión frecuencial de  $\tau$ . La expresión utilizada se muestra en la tabla 3.21.





Expresión DICOM para el cálculo del tiempo de tránsito cuando se utiliza el modelo extendido de Berroth & Bosch	
Tiempo de Tránsito $\tau$	$\tau = \frac{1}{\omega} \cdot \arctg\left(\frac{\text{Im}[Y_{12}] - \text{Im}[Y_{21}] - \omega \cdot R_i \cdot C_{gs} \cdot (\text{Re}[Y_{21}] - \text{Re}[Y_{12}])}{\text{Re}[Y_{12}] - \text{Re}[Y_{21}] - \omega \cdot R_i \cdot C_{gs} \cdot (\text{Im}[Y_{21}] - \text{Im}[Y_{12}])}\right)$

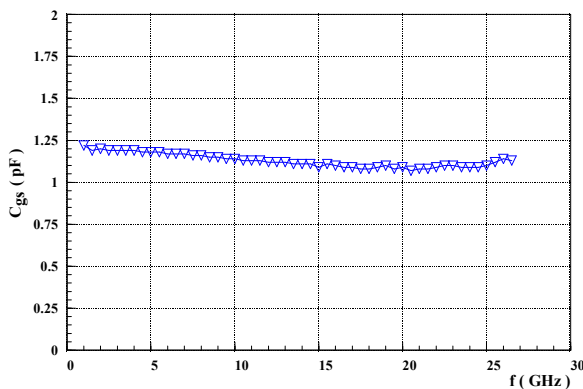
Tabla 3.21 Expresión utilizada para mejorar la extracción del tiempo de tránsito  $\tau$ .

Un detalle interesante a tener en cuenta para obtener los valores de las diez variables que definen el modelo es que solamente con las ocho ecuaciones que resultan al separar las partes real e imaginaria de las expresiones presentes en la tabla 3.19 no pueden ser resueltas puesto que el sistema es compatible pero indeterminado. Para evitar esto, Berroth & Bosch proponen calcular los valores de las conductancias diferenciales  $G_{fs}$  y  $G_{fd}$  a partir de los parámetros de Scattering medidos a muy baja frecuencia (del orden de 50-100 MHz) utilizando las expresiones siguientes:

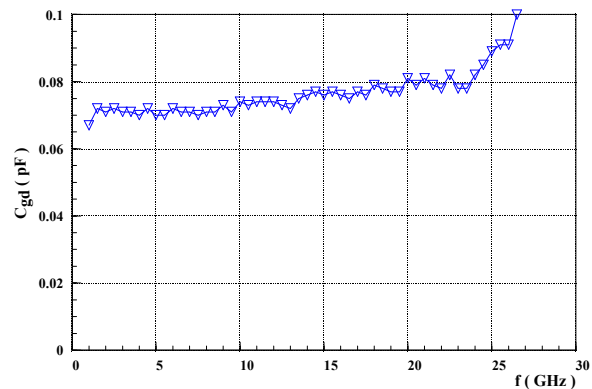
$$G_{fd} = -\text{Re}[Y_{12}] \tag{3.239}$$

$$G_{fs} = \text{Re}[Y_{11}] - G_{fd} \tag{3.240}$$

En las figuras 3.56 (a), 3.46 (b), 3.56 (c), 3.56 (d), 3.56 (e), 3.56 (f), 3.56 (g) y 3.56 (h) se muestra los valores obtenidos mediante este modelo para el transistor MESFET GEC-MARCONI F20 Bath-tub de 10\*140  $\mu\text{m}$ .



(a)



(b)



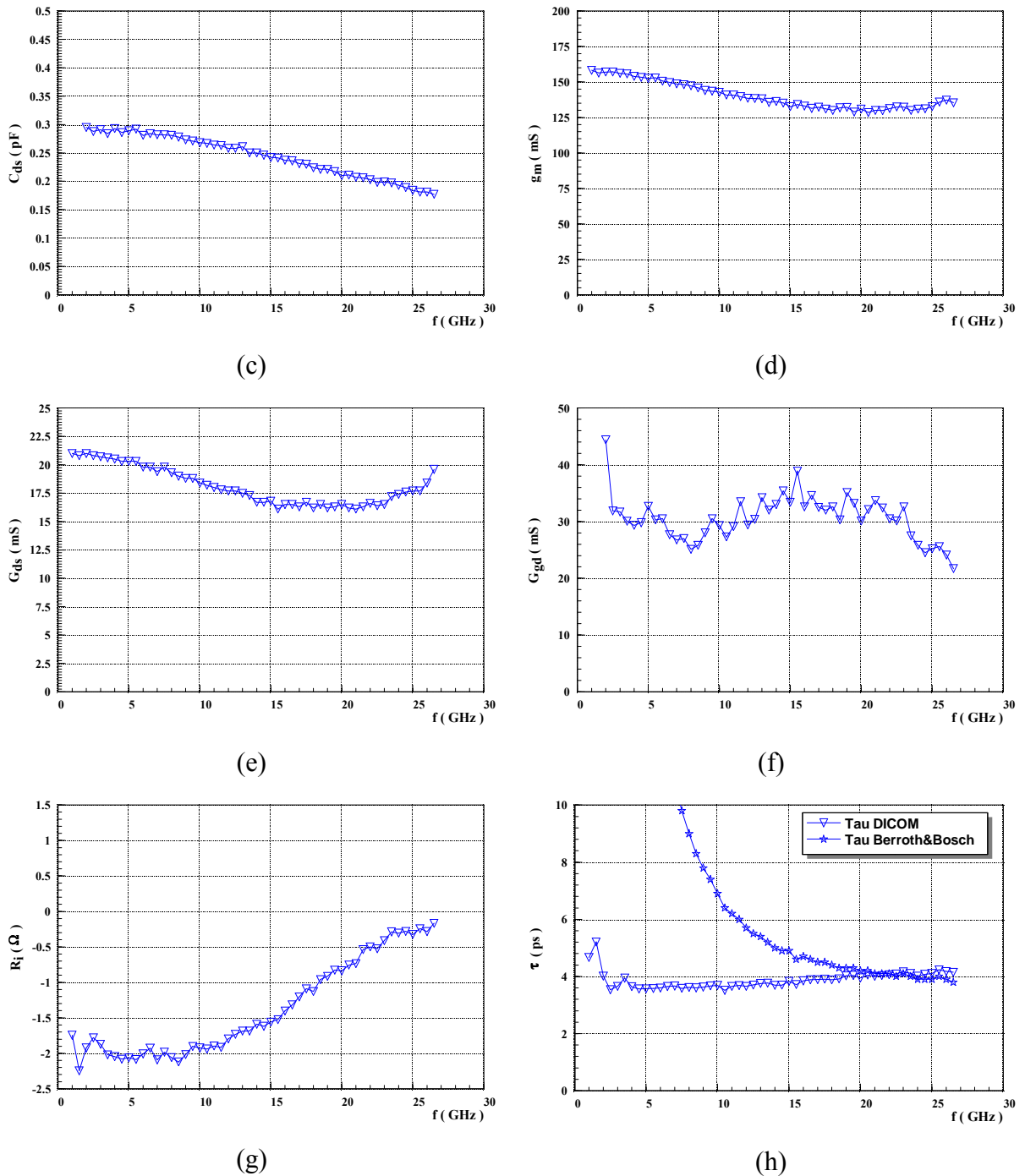


Figura 3.56 Parámetros intrínsecos para el modelo extendido de Berroth y Bosch extraídos frente a la frecuencia, para un transistor GEC-MARCONI F20 Bath-tub de  $10 \times 140 \mu\text{m}$  polarizado a 50% de  $I_{\text{dss}}$  en el punto ( $V_{\text{gs}} = -1\text{V}, V_{\text{ds}} = 3\text{V}$ ).

(a)  $C_{\text{gs}}$  (b)  $C_{\text{gd}}$  (c)  $C_{\text{ds}}$  (d)  $g_{\text{m}}$  (e)  $G_{\text{ds}}$  (f)  $G_{\text{gd}}$  (g)  $R_{\text{i}}$  (h)  $\tau$ .

En la figura 3.56 (h) se comparan los valores de  $\tau$  obtenidos mediante la expresión de Berroth y Bosch que utiliza el arcoseno, y la expresión propuesta en este trabajo de tesis, como se puede apreciar, se obtienen mejores resultados utilizando esta última.

Ecuaciones modelo extendido	$C_{gs}$ (pF)	$C_{gd}$ (pF)	$C_{ds}$ (pF)	$g_m$ (mS)	$G_{ds}$ (mS)	$R_i$ (mS)	$\tau$ (ps)	$R_{gd}$ ( $\Omega$ )	$R_{fs}$ (k $\Omega$ )	$R_{fd}$ (k $\Omega$ )
Exactas	1.17	0.071	0.286	151.3	19.8	-0.5	2.50	31.25	2.50	38.4

Tabla 3.22 Resultados obtenidos mediante el modelo extendido de Berroth y Bosch para el transistor GEC-MARCONI F20 Bath-tub de 10\*140  $\mu\text{m}$ .

Los circuitos equivalentes obtenidos, mediante la técnicas de extracción pequeña señal que se acaban de estudiar dependen del punto de polarización considerado, obteniéndose un circuito equivalente por cada uno de ellos. este proceso de extracción a múltiples puntos de polarización recibe el nombre de “extracción multibías” y es muy importante a la hora de determinar un posterior modelado no lineal del dispositivo, como se tratará en detalle en capítulos sucesivos. Debido a la ingente cantidad de datos con que se debe trabajar para efectuar una extracción de este tipo, se necesita una herramienta que realice dicha tarea de forma totalmente automática, esta herramienta es el software de extracción automática de modelos de pequeña señal XTRMODFET, el cual será tratado en profundidad en secciones posteriores. Al analizar el funcionamiento de dicho programa de extracción se puede estudiar la dependencia de los parámetros intrínsecos, así como de las figuras de mérito del dispositivo con el punto de polarización.



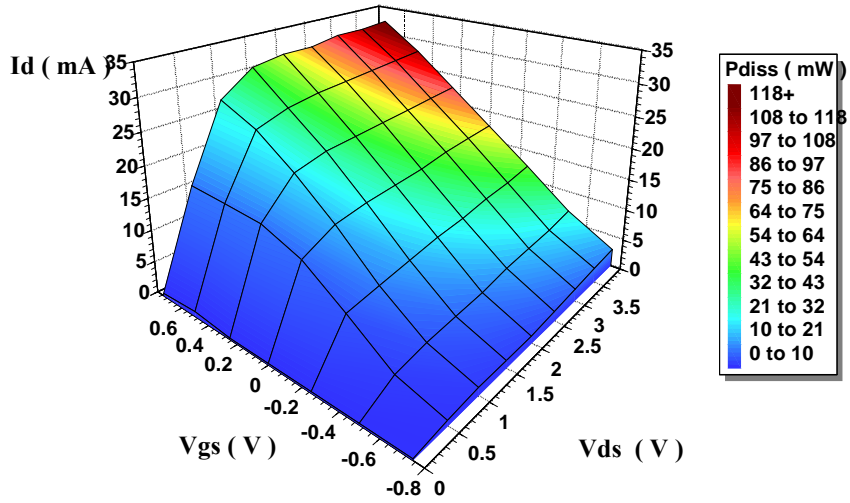
### **3.4.6 Cálculo de los elementos intrínsecos para dispositivos HEMT utilizando el método DICOM para el modelo clásico de Vendelin-Dambrine.**

Tanto si se efectúa la medida del valor de la resistencia de puerta para un dispositivo HEMT usando las técnicas de DC habituales [19], como si se efectúa la extracción del mismo a partir de medidas de parámetros de scattering con el transistor en “frío” ( $V_{ds}=0$ ) [3], se obtiene una sobreestimación en el valor de dicha resistencia lo cual puede llevar a graves errores a la hora de proceder a la extracción del circuito equivalente de pequeña señal para éste tipo de dispositivos, como se ha visto en secciones anteriores. Para evitar este problema en lo posible, se ha propuesto la utilización del método DICOM de extracción de elementos parásitos para dispositivos HEMT ( $R_{gDC} = R_{gRF} / 3$ ). De ésta manera, se mejora el modelado en cuanto a la extracción de parámetros circuitales se refiere, pero se sigue teniendo incongruencias en los valores de los elementos que componen el circuito de pequeña señal al efectuar la extracción multibanda de los mismos (valores negativos de  $R_i$ , de  $\tau$  y de  $C_{ds}$  principalmente).

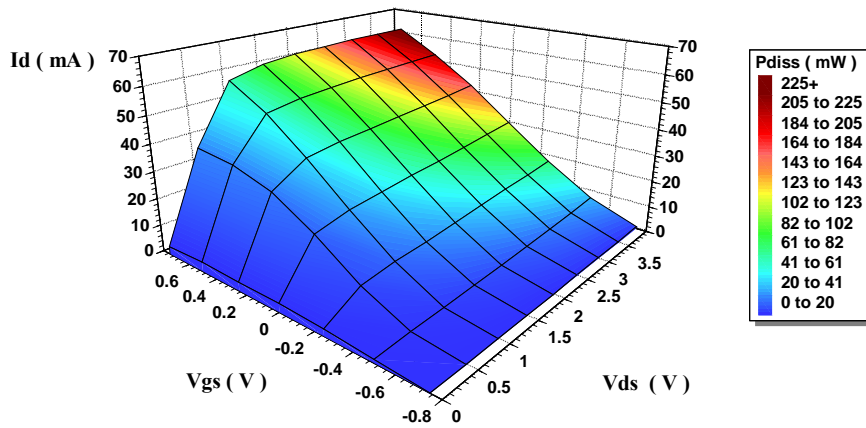
Para evitar los inconvenientes anteriormente citados, en este trabajo de tesis se ha desarrollado recientemente [16-17] una nueva metodología para la extracción de los elementos intrínsecos para dispositivos HEMT, que será mostrada a continuación. La aportación clave de esta técnica radica precisamente en suponer que los valores de la resistencia intrínseca  $R_i$ , el tiempo de tránsito  $\tau$  y la capacidad de salida  $C_{ds}$  dependen linealmente de la tensión aplicada en el drenador  $V_{ds}$ , en vez de asignarles un valor constante a cada uno como sucede en los métodos de extracción convencionales [3] y [23]. Si se efectúa el modelado siguiendo las premisas presentadas anteriormente, se produce una reducción significativa en el error relativo cometido al realizar la extracción lineal, además de que no aparecen incongruencias en los valores de los elementos del circuito. Para avalar lo anteriormente mencionado, se presentan resultados para una familia de P-HEMT de tecnología D02AH de la foundry PHILIPS.

En las figuras 3.57 (a), 3.57 (b) y 3.57 (c) se observan las Superficies Tensión-Corriente-Potencia disipada en DC para los tres transistores de la familia que han sido estudiados.

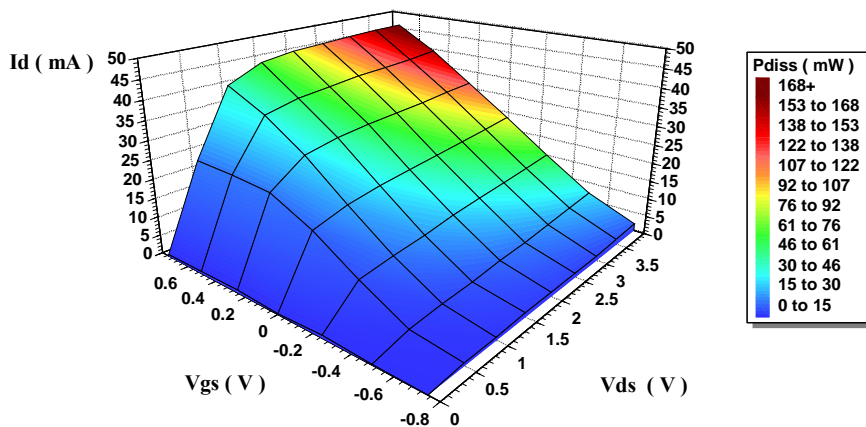




(a)



(b)



(c)



Figura 3.57 Superficies I-V-Potencia disipada DC correspondientes a la familia de transistores de la foundry PHILIPS P-HEMT D02AH.

(a) 4\*15 $\mu$ m. (b) 4\*30 $\mu$ m. (c) 6\*15 $\mu$ m

Es sabido que antes de proceder a extraer el modelo circuital lineal de un dispositivo MESFET/HEMT, conviene tener determinados, con la mayor precisión posible, los elementos parásitos o extrínsecos del dispositivo, ya que de no hacerlo el modelo intrínseco obtenido no sería correcto. Para calcular el valor de las resistencias de acceso para los transistores HEMT, se ha llegado a la conclusión que el mejor resultado se obtiene a partir de las medidas en DC corrigiendo el valor de la resistencia de puerta, aunque en su defecto también pueden utilizarse valores obtenidos de medidas con el FET en frío ( $V_{ds}=0$ ) sin corregir la resistencia de puerta pero la función error aumenta en este último caso. Para evitar la sobreestimación del valor de la resistencia de puerta comentado anteriormente, se ha de utilizar el método DICOM de extracción de resistencias de acceso para dispositivos HEMT, resultando que:  $R_{gRF} = R_{gDC} / 3$ .

El paso siguiente a la obtención de las resistencias de acceso es el cálculo de las inducciones parásitas. Dichas inducciones se determinan utilizando las técnicas de polarización en frío ( $V_{gs} > 0$ ,  $I_g > 0$ ,  $V_{ds} = 0$  e  $I_d < 0$ ), vistas en secciones anteriores de este mismo capítulo. Las capacidades de acceso se pueden obtener mediante los métodos expuestos en la sección 3.3.3, pero en el caso de la familia de transistores P-HEMT cuyos resultados serán presentados a continuación han sido despreciados por poseer valores muy pequeños (del orden del fF).

Una vez extraídos los elementos extrínsecos, se fija el valor de los mismos y se procede a efectuar una extracción multibías utilizando el software que se ha desarrollado al efecto denominado XTRMODFET, cuya descripción detallada se mostrará en la sección 3.6 de este mismo capítulo, dejando que se calculen en cada punto de polarización los valores de  $R_i$ ,  $\tau$  y  $C_{ds}$ . De esta forma se obtiene una tabla de valores bastante dispares de todos ellos, y en algunos casos carente de significado físico. Algunos autores [3-4] proponen calcular los valores de los tres elementos anteriores de la zona de plana de las curvas I-V entorno a  $I_{dss}/2$  y mantenerlos constantes durante toda la extracción. Esta hipótesis funciona relativamente bien para transistores MESFET de baja potencia siempre y cuando no se produzca un gran

alejamiento del 50% de  $I_{dss}$ , pero no ofrece tan buenos resultados para transistores P-HEMT ni para transistores MESFET de potencia.

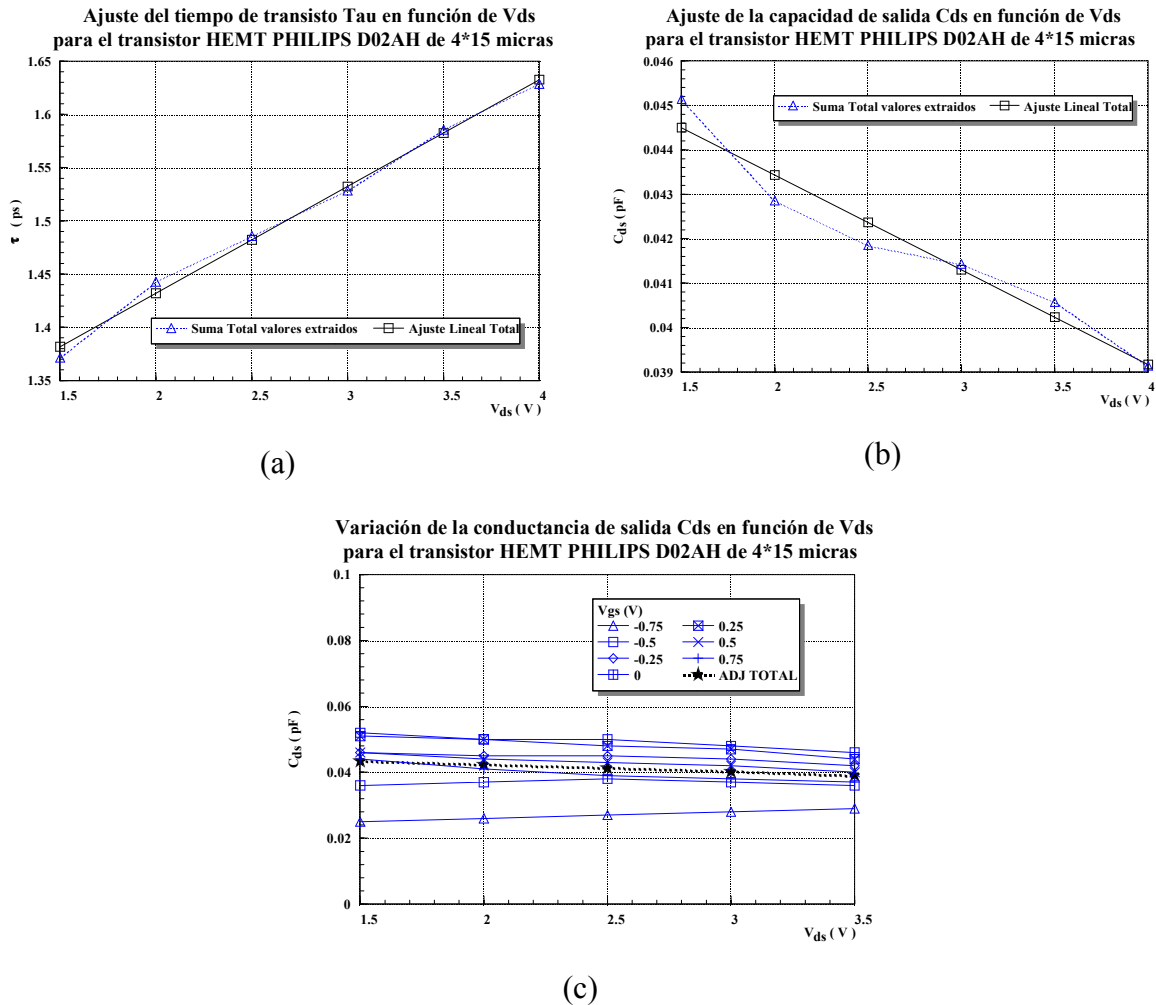


Figura 3.58 Resultado de aplicación de la técnica DICOM ala transistor PHILIPS P-HEMT D02AH de 4\*15 $\mu$ m.

- (a) Ajuste del tiempo de tránsito.
- (b) Ajuste de la capacidad de salida  $C_{ds}$ .
- (c) Dependencia de  $C_{ds}$  con  $V_{ds}$  a distintos valores de  $V_{gs}$ .

Para evitar las discrepancias mencionadas anteriormente y además poder efectuar un mejor ajuste de los parámetros de scattering a todos los puntos de polarización, se ha de considerar la dependencia de  $R_i$ ,  $\tau$  y  $C_{ds}$  con el punto de polarización. En un principio se



puede pensar en la existencia de una doble dependencia de estos tres parámetros con las tensiones de polarización  $V_{gs}$  y  $V_{ds}$ , es decir:  $R_i = R_i(V_{gs}, V_{ds})$ ,  $\tau = \tau(V_{gs}, V_{ds})$  y  $C_{ds} = C_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ . En condiciones normales de operación del transistor HEMT, y con el objeto de no complicar excesivamente el modelo se ha despreciado la dependencia con  $V_{gs}$ , por ello solo se tendrá en cuenta la dependencia de los tres parámetros con  $V_{ds}$ .

Así pues:  $R_i = R_i(V_{ds})$ ,  $\tau = \tau(V_{ds})$ ,  $C_{ds} = C_{ds}(V_{ds})$ . En las figuras 3.58 (a) y 3.58 (b) se muestra la dependencia para  $R_i$  y  $\tau$  con  $V_{ds}$  la que puede ser considerada como lineal. En la figura 3.58 (c) se visualiza la dependencia de  $C_{ds}$  con  $V_{ds}$  con  $V_{gs}$  como parámetro, cuyo valor promedio posee una dependencia lineal con  $V_{ds}$ , de esta manera se puede afirmar que:

$$R_i = R_{i0} + V_{ds} \cdot R_{i1} \quad (3.241)$$

$$\tau = \tau_0 + V_{ds} \cdot \tau_1 \quad (3.242)$$

$$C_{ds} = C_{ds0} + V_{ds} \cdot C_{ds1} \quad (3.243)$$

Para calcular los valores de  $R_{i0}$ ,  $R_{i1}$ ,  $\tau_0$ ,  $\tau_1$ ,  $C_{ds0}$  y  $C_{ds1}$  se procede a efectuar una extracción a múltiples puntos de polarización dejando libres todos los valores de los elementos del circuito, obteniéndose una tabla de valores para  $R_i$ ,  $\tau$  y  $C_{ds}$  en función de la tensión  $V_{ds}$ . Con estos datos, se procede a efectuar un ajuste por mínimos cuadrados obteniéndose el valor de los coeficientes mencionados anteriormente. Por último, para completar el proceso de extracción se vuelve a efectuar la extracción a múltiples puntos de polarización con los valores fijados en el ajuste lineal, observándose una disminución en el error de la extracción, además de un mejor ajuste entre los parámetros de scattering medidos y modelados sobre todo en el  $S_{11}$ , tal como muestra la figura 3.59 para el transistor de  $4 \times 15 \mu\text{m}$ . Además, con esta técnica no se obtiene valores carentes de significado físico para  $R_i$ ,  $\tau$  y  $C_{ds}$ . En la tabla 3.23, se muestran los resultados obtenidos para una familia de transistores HEMT de tecnología D02AH de la foundry PHILIPS de geometrías  $4 \times 15$ ,  $4 \times 30$  y  $6 \times 15$  micras, observándose que la resistencia intrínseca  $R_i$  es nula para todos ellos.



La metodología que se acaba de presentar enriquece los métodos de extracción circuital lineal conocidos para transistores MESFET y además extiende los mismos para ser utilizados con dispositivos HEMT. El método en sí permite corregir los valores que carecen de significado físico que usualmente aparecen al efectuar el modelado utilizando métodos de extracción convencionales, y a su vez mejora el comportamiento de los parámetros de Scattering.

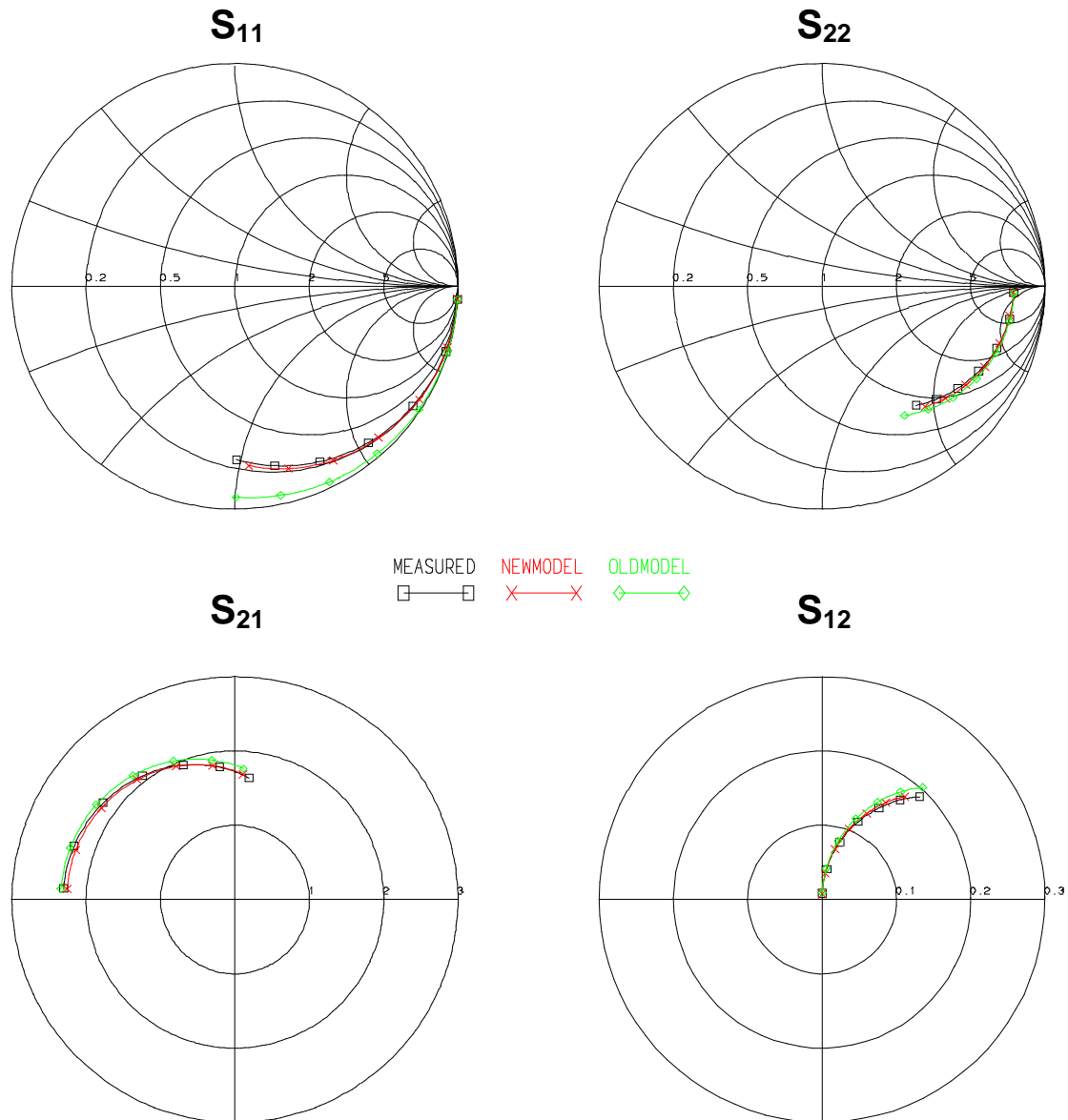


Figura 3.59 Comparación entre los datos experimentales, la extracción usual y el método propuesto utilizando el modelo de Vendelin-Dambrine clásico para un



transistor PHILIPS P-HEMT de 4\*15  $\mu\text{m}$  polarizado en el punto  $V_{gs} = 0\text{V}$ ,  $V_{ds} = 3\text{V}$ .

Cruces  $\rightarrow$  Método DICOM. (NEWMODEL)

Diamantes  $\rightarrow$  Método usual. (OLDMODEL)

Cuadrados  $\rightarrow$  Medidas. (MEASURED)

W $\mu\text{m}$	Temp. $^{\circ}\text{C}$	Rango GHz	Medidas DC( $\Omega$ )	Extraído RF (nH)	Ajuste de $R_i$ con $V_{ds}$	Ajuste de $\tau$ con $V_{ds}$	Ajuste de $C_{ds}$ con $V_{ds}$
4*15	$t_{ini}=21.5^{\circ}$ $t_{fin}=20.8^{\circ}$	1-30	$R_g=5.4$ $R_d=13.8$ $R_s=16.2$	$L_g=0.040$ $L_d=0.005$ $L_s=0$	$R_{i0}=0$ $R_{i1}=0$	$\tau_0=0.10041$ $\tau_1=1.23102$	$C_{dso}=-0.0021$ $C_{ds1}=0.04769$
6*15	$t_{ini}=22.3^{\circ}$ $t_{fin}=23.3^{\circ}$	1-30	$R_g=4.4$ $R_d=9.5$ $R_s=10.3$	$L_g=0.033$ $L_d=0.011$ $L_s=0$	$R_{i0}=0$ $R_{i1}=0$	$\tau_0=0.10776$ $\tau_1=1.47986$	$C_{dso}=-0.0020$ $C_{ds1}=0.03714$
4*30	$t_{ini}=20.3^{\circ}$ $t_{fin}=21.3^{\circ}$	1-30	$R_g=6.6$ $R_d=6.1$ $R_s=7.1$	$L_g=0.040$ $L_d=0.029$ $L_s=0$	$R_{i0}=0$ $R_{i1}=0$	$\tau_0=0.10449$ $\tau_1=1.17456$	$C_{dso}=-0.0028$ $C_{ds1}=0.06425$

Tabla 3.23 Tabla de condiciones de medida y coeficientes de ajuste para los transistores PHEMT 4\*15,4\*30 y 6\*15 correspondientes al proceso D02AH de PHILIPS.

Finalmente, para terminar de validar el comportamiento de esta nueva técnica de extracción lineal, se ha procedido al calculo de la función error total entre los parámetros de Scattering medidos y modelados a todos los puntos de polarización en el rango frecuencial completo. La figuras 3.60 (a) y 3.60 (b) muestran la comparación entre la técnica que se acaba de presentar y la técnica convencional de Dambrine para el transistor PHILIPS P-HEMT de 4\*15  $\mu\text{m}$ .

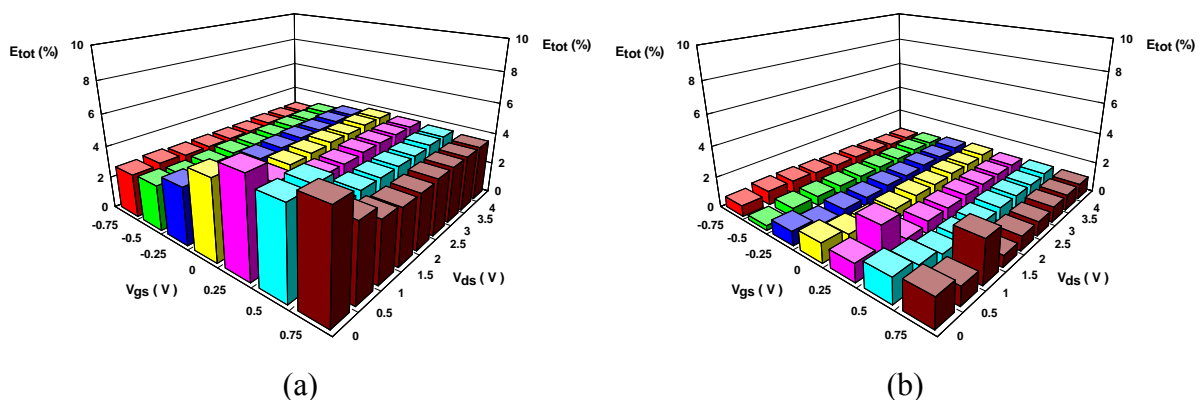


Figura 3.60 Comparación entre la función error total calculada para:

- (a) Método de extracción usual (Dambrine)
- (b) Método DICOM para transistores P-HEMT.



### **3.5 Figuras de Mérito en GaAs MESFET y HEMT.**

Los modelos de transistores MESFET y HEMT que se acaban de presentar, pueden usarse conjuntamente, con las técnicas de extracción vistas a lo largo de este capítulo para obtener el comportamiento frecuencial de estos dispositivos. Pero, en la mayoría de los casos, el diseñador de sistemas prefiere conocer “a priori” si el dispositivo que ha seleccionado es útil para los fines que se pretende antes de efectuar el proceso de simulación completo. Es por esta razón que una aproximación de primer orden de alguna de las figuras de mérito de los transistores ofrece una buena estimación del potencial del dispositivo que se esté considerando.

El punto de partida para la estimación de las figuras de mérito, consiste en determinar el circuito equivalente de pequeña señal para el dispositivo en cuestión en el punto de polarización considerado y a partir de los valores extraídos mediante unas sencillas relaciones matemáticas proceder al cálculo de las mismas. Las figuras de mérito que más interés tienen para el diseñador de microondas son las siguientes:

- Producto Ganancia por ancho de Banda  $f_T$ .
- Máxima frecuencia de oscilación  $f_{max}$ .
- Máxima Ganancia en Transferencia.
  - Ganancia en Transferencia Unilateral Máxima  $G_{tmax}$ .
  - Ganancia en Transferencia Máxima  $G_{tmax}$ .
- Máxima Ganancia Estable MSG.
- Ganancia Disponible Unilateral Máxima  $G_{amax}$  (MAG).
- Ganancia en Potencia Unilateral Máxima  $G_{pmax}$ .
- Eficiencia de Potencia Añadida (PAE).

Antes de comenzar el estudio de las figuras de mérito de los dispositivos MESFET/HEMT y debido a las diferentes definiciones sobre la ganancia que existen en la literatura para los dispositivos de microondas [27-29], conviene dejar clara la definición de las mismas que se van a utilizar en esta memoria de tesis. Así pues, si el propósito del

investigador es efectuar diseños de amplificadores de pequeña señal, se define la ganancia en transferencia  $G_T$ , la ganancia en potencia  $G_P$  y la ganancia disponible  $G_A$  del dispositivo de la siguiente forma:

$$G_T = \frac{P_{Entregada\_Carga}}{P_{Disponible\_Generador}} = \frac{\text{Potencia Entregada a la Carga}}{\text{Potencia Disponible del Generador}}$$

$$G_P = \frac{P_{Entregada\_Carga}}{P_{Diss}} = \frac{\text{Potencia Entregada a la Carga}}{\text{Potencia Absorbida por el Transistor}}$$

$$G_A = \frac{P_{Disponible\_Dispositivo}}{P_{Disponible\_Generador}} = \frac{\text{Potencia Disponible a la Salida del Dispositivo}}{\text{Potencia Disponible del Generador}}$$

La potencia disipada a la entrada del dispositivo viene dada por:  $P_{Diss} = |a_1|^2 - |b_1|^2$ . La potencia Disponible del dispositivo  $P_{Disponible\_Dispositivo}$  es la potencia entregada por el transistor a una carga complejo conjugada. Teniendo en cuenta la definiciones anteriores [28-29], se puede escribir las expresiones de la ganancia en potencia de la siguiente forma:

### Expresiones para la Ganancia en Potencia

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_{Gen}|^2}{|1 - \Gamma_{IN} \cdot \Gamma_{Gen}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_{Carga}|^2}{|1 - S_{22} \cdot \Gamma_{Gen}|^2}$$

$$G_P = \frac{1}{1 - |\Gamma_{IN}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_{Carga}|^2}{|1 - S_{22} \cdot \Gamma_{Carga}|^2}$$

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_{Gen}|^2}{|1 - S_{11} \cdot \Gamma_{Gen}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1 - |\Gamma_{OUT}|^2}$$

donde:  $\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_{Carga}}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_{Carga}}$        $\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_{Gen}}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_{Gen}}$

$\Gamma_{Carga}$  y  $\Gamma_{Gen}$  son los coeficientes de reflexión en la carga y en el generador, respectivamente.



Tabla 3.24 Expresiones completas para el cálculo de las diferentes ganancias en potencia.

Si se desea diseñar amplificadores de gran señal, se deben considerar los mismos desde el punto de vista termodinámico. Bajo esta óptica el amplificador de gran señal no es más que un convertidor de potencia de DC en potencia de RF tal como se muestra en la figura 3.61.

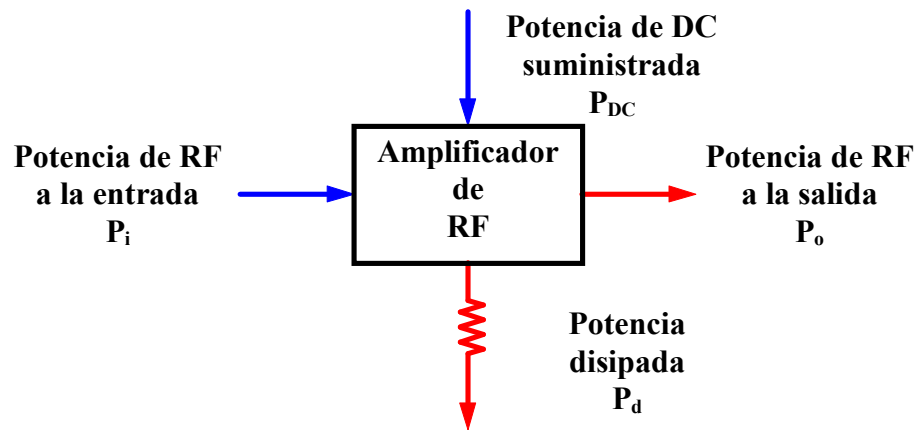


Figura 3.61 Representación termodinámica del dispositivo MESFET/HEMT, cuando actúa como un amplificador de RF.

Así pues la potencia total introducida en el amplificador debe de ser igual a la potencia total que sale del mismo, lo cual expresado matemáticamente se traduce en:

$$P_i + P_{DC} = P_o + P_d \quad (3.244)$$

Se define la ganancia en potencia de RF de un amplificador de gran señal como:

$$G_{pRF} = \frac{P_o}{P_i} \quad (3.245)$$

y la potencia disipada por el amplificador de gran señal será:

$$P_d = P_{DC} - (G_{pRF} - 1) \cdot P_i \quad (3.246)$$

Las expresiones que ofrecen  $G_T$  y  $G_A$  para el amplificador de gran señal, son las mismas que las que aparecen en la tabla 3.24 para el amplificador de pequeña señal.

### 3.5.1 Producto Ganancia por ancho de Banda.

Se define el producto ganancia por ancho de banda de un transistor MESFET o HEMT como la frecuencia a la que la ganancia en cortocircuito del dispositivo cae a la unidad, o lo que es lo mismo en términos de los parámetros híbridos [h], es la frecuencia a que:

$$|h_{21}| = 1 \tag{3.247}$$

Si se utiliza el circuito equivalente simplificado que se muestra en la figura 3.62 (a), es muy sencillo calcular la ganancia en cortocircuito, resultando que:

$$G_{\text{Cortocircuito}} = \frac{g_m}{\omega \cdot C_{gs}} = 1 \tag{3.248}$$

Despejando la frecuencia  $f_C$  a la que ocurre esto se obtiene:

$$f_C = \frac{g_m}{2 \cdot \pi \cdot C_{gs}} \tag{3.249}$$

La expresión anterior es utilizada por numerosos autores [3-4] para predecir en primera aproximación el valor del producto ganancia por ancho de banda, utilizando el esquema equivalente simplificado de la figura 3.62 (a).

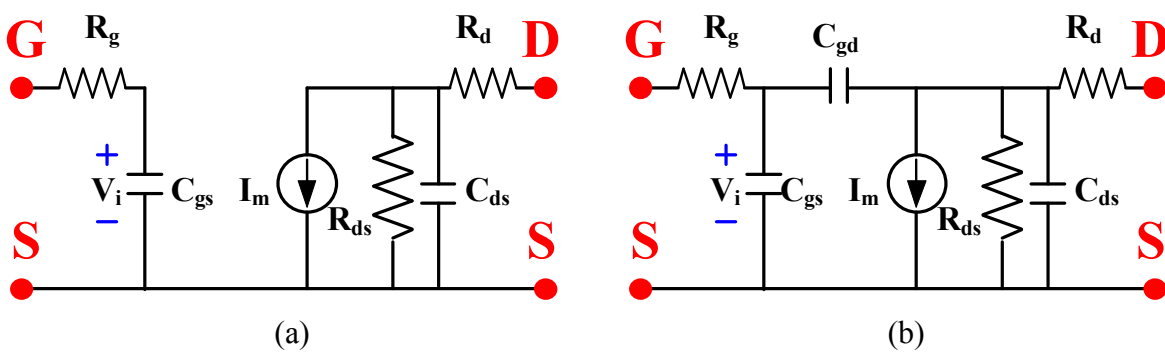
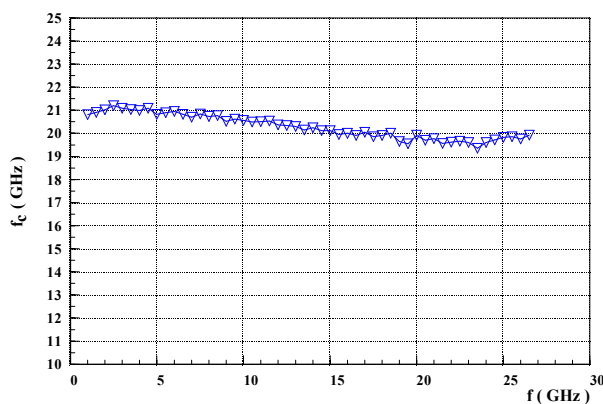


Figura 3.62 Circuitos equivalentes simplificados para el calculo de la frecuencia de corte del transistor intrínseco  $f_c$  y el producto ganancia por ancho de banda  $f_T$ .

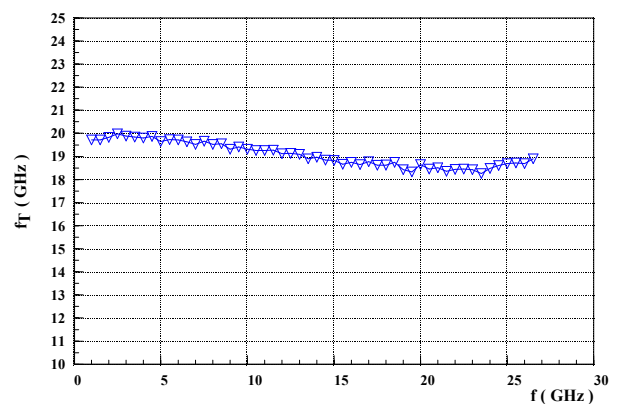
Pero al utilizar dicha formula se tiende a sobreestimar el valor de  $f_c$ , debido a la simplicidad del circuito equivalente utilizado. La expresión (3.243) también es conocida en la literatura como “frecuencia de corte del dispositivo intrínseco”. Una estimación más realista y precisa, de esta frecuencia a la que denominaremos  $f_T$  se obtiene añadiendo la capacidad  $C_{gd}$  al circuito equivalente, como se muestra en la figura 3.62 (b), resultando para este caso que:

$$f_T = \frac{g_m}{2 \cdot \pi \cdot (C_{gs} + C_{gd})} \quad (3.250)$$

Tanto  $f_c$  como  $f_T$  se calculan para los valores promedio de  $g_m$ ,  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$ , obtenidos durante el proceso de extracción. Así pues, para el caso del transistor GEC-MARCONI F20 Bath-tub de  $10 \times 140 \mu\text{m}$  polarizado en el punto  $V_{gs} = -1\text{V}$ ,  $V_{ds} = 3\text{V}$  si se utilizan los resultados de la tabla 3.11 para el caso del modelo clásico de Vendelin-Dambrine y las expresiones (3.249) y (3.250) se obtienen unos valores de  $f_c = 20.854 \text{ GHz}$  y  $f_T = 19.67 \text{ GHz}$ . Como se puede ver, el valor del producto ganancia por ancho de banda más realista es el dado por la expresión (3.250), ya que la frecuencia de  $19.67 \text{ GHz}$  coincide en mayor grado con el límite impuesto por el fabricante para la tecnología F20 ( $20 \text{ GHz}$ ). En las figuras 3.63 (a) y 3.63 (b) se puede observar la variación de  $f_c$  y  $f_T$  con la frecuencia para un transistor GEC-MARCONI F20 de  $10 \times 140 \mu\text{m}$  para un punto de polarización correspondiente a  $50\%$  de  $I_{dss}$  y  $V_{ds} = 3\text{V}$ . En las figuras 3.63 (c) y 3.63 (d), se puede ver la variación de  $f_c$  con  $V_{ds}$  y  $V_{gs}$  respectivamente. Análogamente en las figuras 3.63 (e) y 3.63 (f) se visualiza la variación de  $f_T$  con  $V_{ds}$  y  $V_{gs}$ .



(a)



(b)



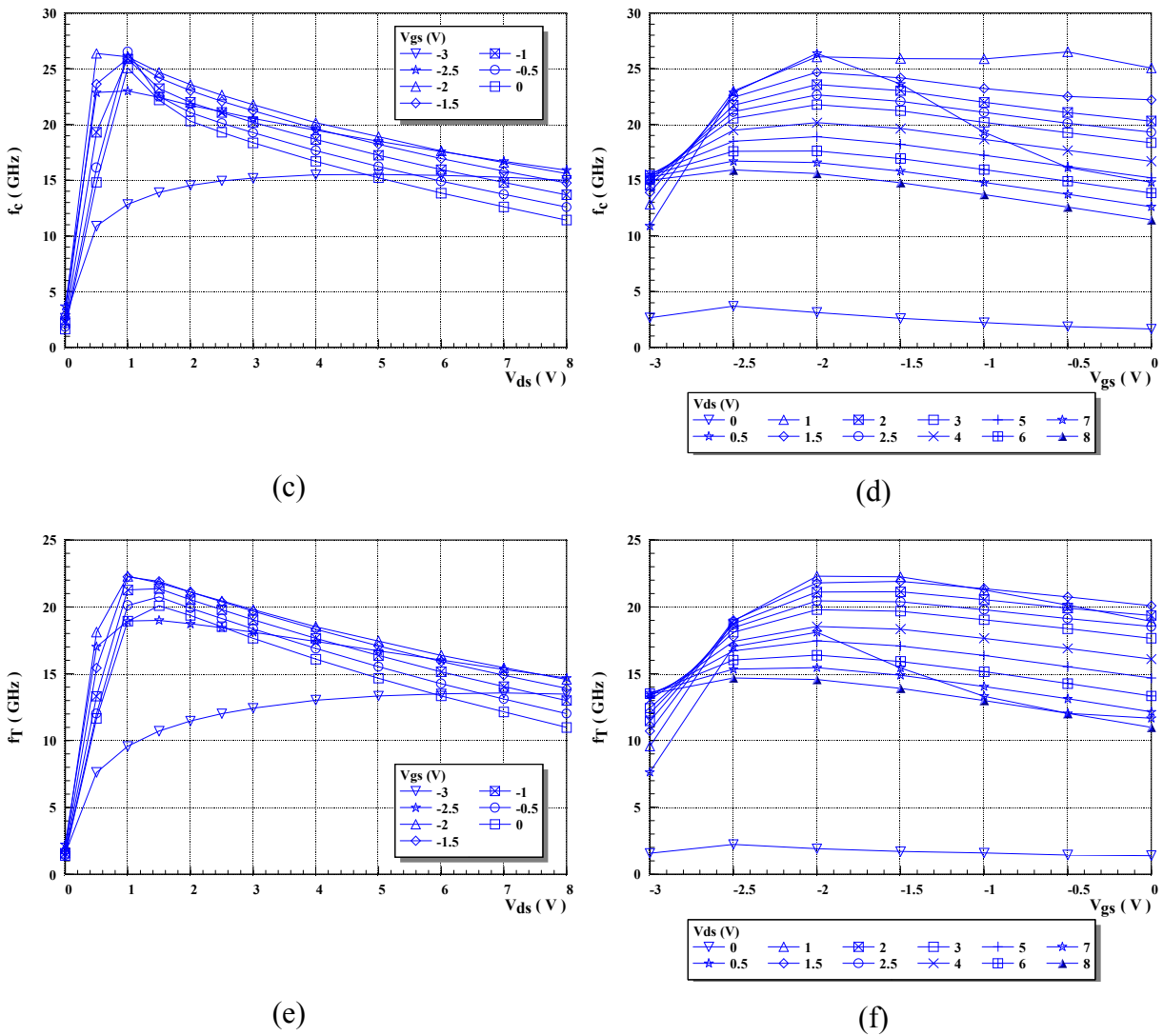


Figura 3.63 Variación de la frecuencia de  $f_c$  y  $f_T$  para el transistor GEC-MARCONI F20 Bath-tub de  $10 \times 140 \mu\text{m}$ .

(a) Variación de  $f_c$  frente a la frecuencia cuando no se toman los valores promedio para el transistor polarizado a 50% de  $I_{dss}$ . ( $V_{gs} = -1$ ,  $V_{ds}=3$ )

(b) Variación de  $f_T$  frente a la frecuencia cuando no se toman los valores promedio para el transistor polarizado a 50% de  $I_{dss}$ . ( $V_{gs} = -1$ ,  $V_{ds}=3$ )

(c) y (d) Variación con el punto de polarización de  $f_c$  calculada utilizando los valores promedio durante una extracción multibías.

(e) y (f) Variación con el punto de polarización de  $f_T$  calculada utilizando los valores promedio durante una extracción multibías.



### 3.5.2 Máxima frecuencia de oscilación $f_{max}$ .

Se suele definir la máxima frecuencia de oscilación de un transistor MESFET/HEMT como la frecuencia más elevada a la que se puede obtener ganancia en potencia unilateral del dispositivo, o dicho en otras palabras es la máxima frecuencia de oscilación, para la cual la ganancia en potencia del dispositivo considerado como unilateral vale la unidad.

$$|G_{pmax}| = 1 \quad (3.251)$$

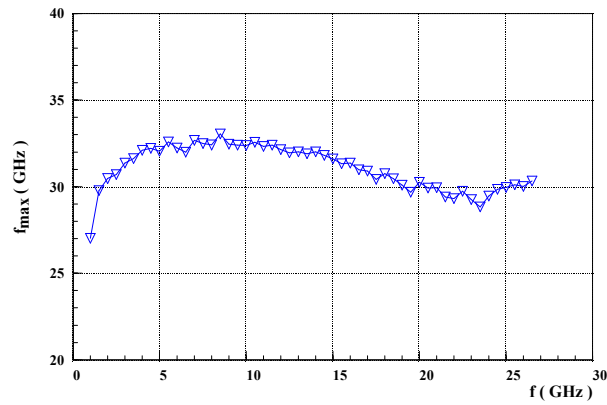
Una expresión de primer orden utilizada usualmente [27-28], para el cálculo de la frecuencia máxima de oscilación  $f_{max}$  es la siguiente:

$$f_{max} = \frac{f_T}{2} \cdot \sqrt{\frac{R_{ds}}{R_g + R_i}} \quad (3.252)$$

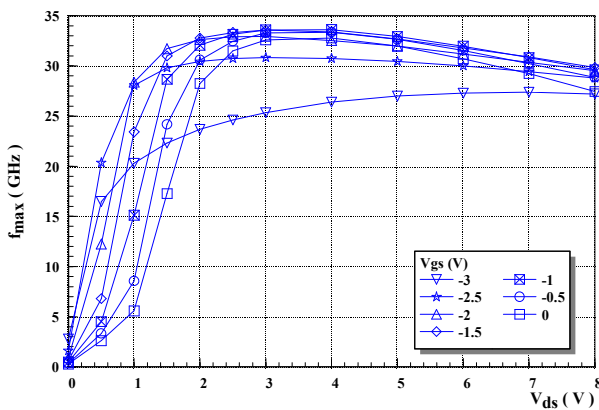
Una expresión que aproxima mejor el valor de  $f_{max}$  [27] y que además tiene en cuenta la capacidad Gate-Drain es la siguiente:

$$f_{max} = \frac{f_T}{2} \cdot \sqrt{\frac{R_{ds}}{R_g + R_i + R_s + f_T \cdot 2 \cdot \pi \cdot R_g \cdot R_{ds} \cdot C_{gd}}} \quad (3.253)$$

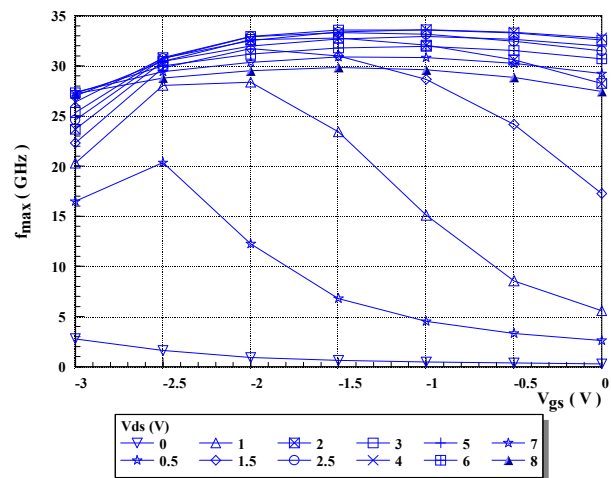
Al igual que el producto ganancia por ancho de banda, la frecuencia máxima de oscilación se calcula a partir de los valores promedio de los parámetros intrínsecos  $C_{gs}$ ,  $R_i$  y  $C_{ds}$  y por lo tanto es una función del punto en que se encuentre polarizado el transistor. Con los valores obtenidos para el transistor MESFET GEC-MARCONI F20 Bath-tub se obtiene una frecuencia máxima de oscilación  $f_{max} = 34.68$  GHz. Pero si se desea apreciar la variación de este parámetro con la frecuencia, cuando se calcula a partir de los valores circuitales extraídos a cada frecuencia, para la expresión (3.253) se obtiene la gráfica 3.64 (a). En las figuras 3.64 (b) y 3.64 (c) se aprecia la variación de  $f_{max}$  calculada a partir de los valores promedio, frente a  $V_{ds}$  y  $V_{gs}$  respectivamente, utilizando los resultados de una extracción multibías. El software de extracción XTRMODFET realiza estas tareas de una manera totalmente automática durante el proceso de extracción a múltiples puntos de polarización.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.64 Variación de la máxima frecuencia de oscilación  $f_{max}$  para el transistor GEC-MARCONI F20 Bath-tub de  $10 \times 140 \mu m$ .

(a) Variación de  $f_{max}$  frente a la frecuencia cuando no se toman los valores promedio para el transistor polarizado a 50% de  $I_{dss}$ . ( $V_{gs} = -1$ ,  $V_{ds} = 3$ )

(b) y (c) Variación con el punto de polarización de  $f_{max}$  calculada utilizando los valores promedio durante una extracción multibías.



### 3.5.3 Ganancia en transferencia máxima.

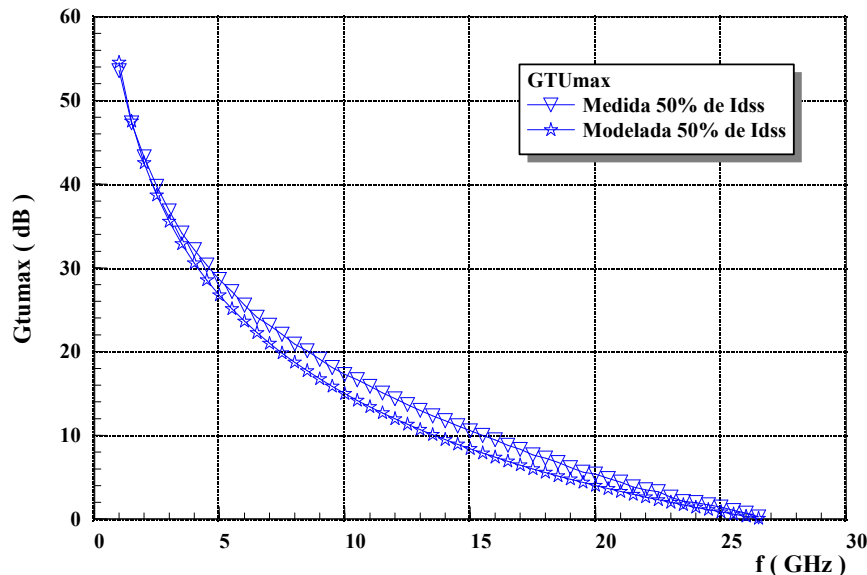
Se pueden estudiar varios casos interesantes de configuración utilizando la expresión para la ganancia en transferencia dada en la tabla 3.24.

#### 3.5.3.1 Ganancia en Transferencia Unilateral Máxima.

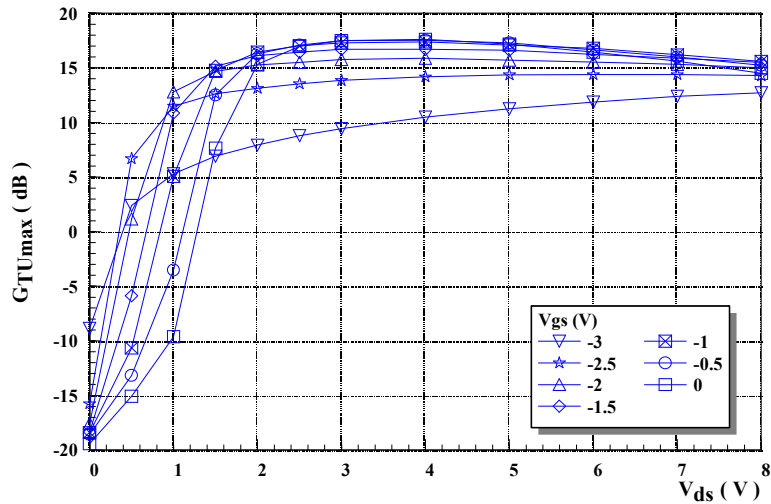
La Ganancia en transferencia unilateral máxima  $G_{TUmax}$  se define como la ganancia en transferencia cuando el transistor puede ser considerado unilateral, es decir  $S_{12} = 0$ , suponiendo además adaptación conjugada entrada-salida  $\Gamma_{Gen} = S_{11}^*$  y  $\Gamma_{Carga} = S_{22}^*$ . Teniendo en cuenta la definición resulta que:

$$G_{TUmax} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad (3.254)$$

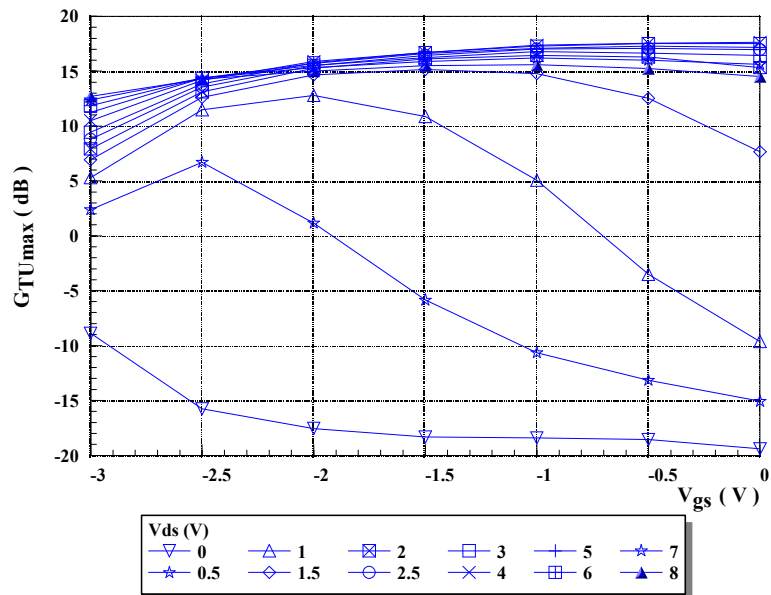
En la figura 3.65 (a) se compara el cálculo de  $G_{tumax}$  a partir de [S] medidos o de los [S] reconstruidos a partir de la extracción lineal. En las figuras 3.65 (b) y 3.65 (c) se muestra la variación de  $G_{tumax}$  con el punto de polarización para una frecuencia de trabajo de 10 GHz.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.65 Ganancia en transferencia unilateral máxima en función de la frecuencia para el transistor GEC-MARCONI F20 Bath-tub de 10\*140 μm.

(a) Comparación de los valores de  $G_{TUmax}$  calculados directamente a partir de los [S] medidos y los [S] modelados a partir de la extracción lineal a 50% de  $I_{dss}$ .

(b) y (c) Variación de  $G_{TUmax}$  a la frecuencia de trabajo de 10 GHz con  $V_{ds}$  y  $V_{gs}$  respectivamente

### 3.5.3.2 Ganancia en Transferencia Máxima.



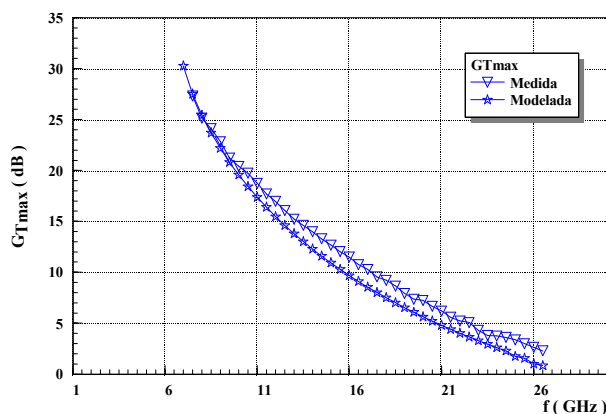
La Ganancia en transferencia máxima  $G_{Tmax}$  para el caso bilateral se define como la ganancia en transferencia cuando  $S_{12} \neq 0$  suponiendo adaptación conjugada entrada-salida. Para este caso se tiene que:

$$G_{Tmax} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \cdot (K - \sqrt{K^2 - 1}) \quad (3.255)$$

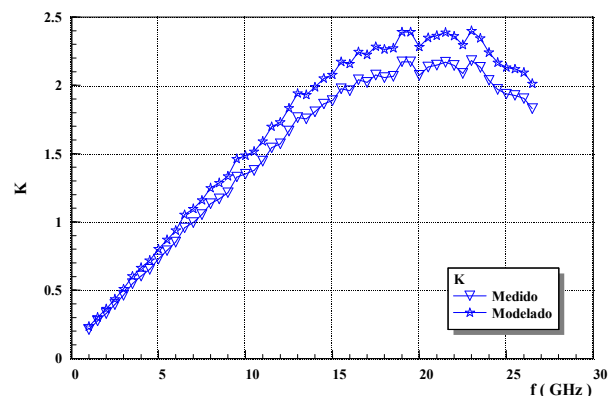
donde K es el factor de Rolett y viene dado por la expresión:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}|^2}{2 \cdot |S_{12} \cdot S_{21}|} \quad (3.256)$$

Para que el dispositivo MESFET/HEMT sea incondicionalmente estable se debe verificar las dos condiciones siguientes:  $|S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}|^2 < 1$  y  $K > 1$ . En la figura 3.66 (a) se muestra la variación de la  $G_{Tmax}$  con la frecuencia para valores de parámetros de Scattering medidos y modelados para el transistor MESFET GEC-MARCONI F20 de  $10 \times 140 \mu\text{m}$  polarizado a 50% de  $I_{dss}$ . En la figura 3.66 (b) se muestra la variación del factor de Rolett con la frecuencia para el mismo transistor polarizado a 50% de  $I_{dss}$ . Como se puede apreciar, este parámetro es muy sensible, a pequeñas fluctuaciones de la medida de los parámetros [S], obteniéndose valores inferiores a los obtenidos a partir de los [S] modelados.



(a)



(b)

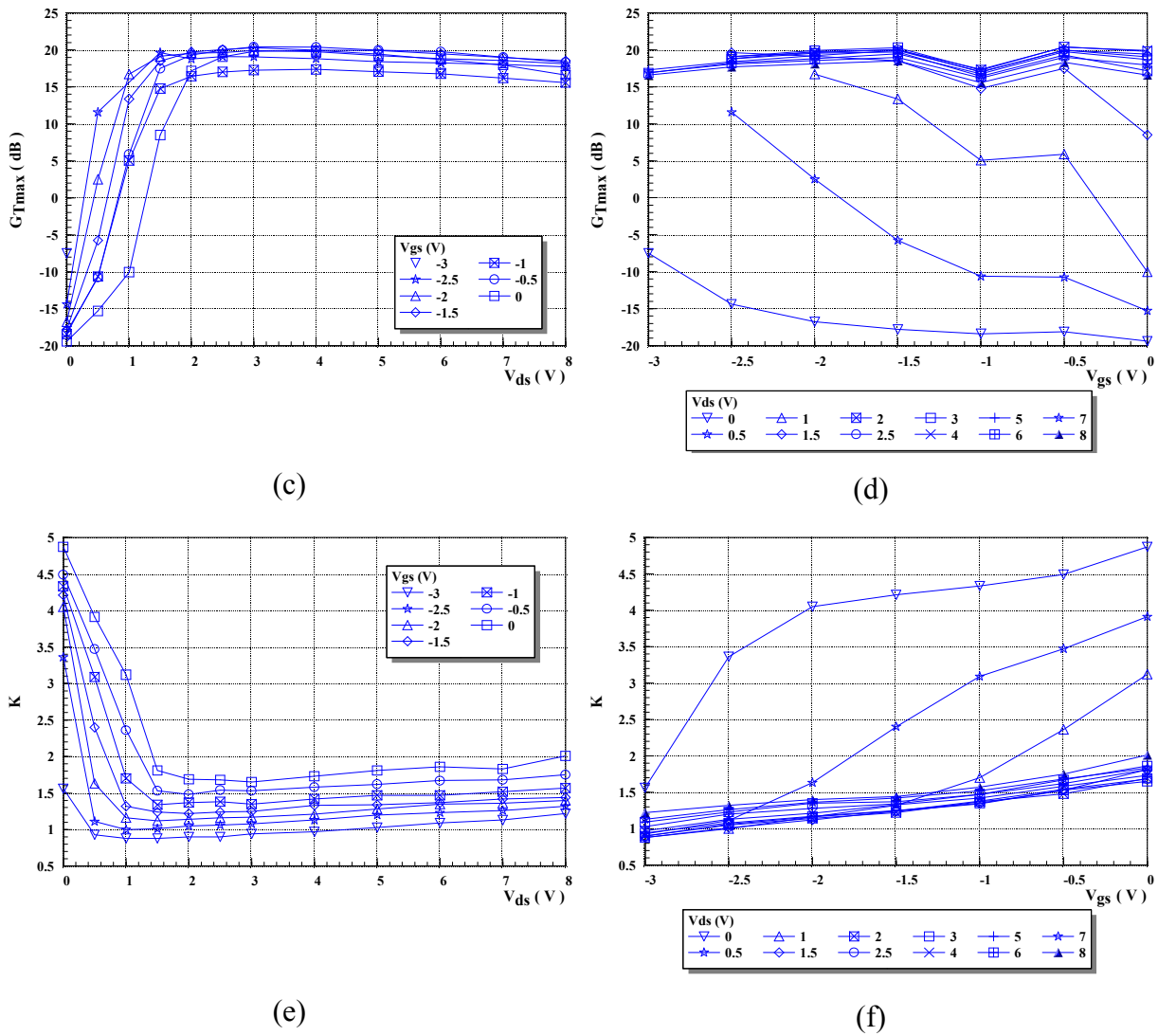


Figura 3.66 Ganancia máxima en transferencia en función de la frecuencia para el transistor GEC-MARCONI F20 Bath-tub de  $10 \times 140 \mu\text{m}$ .

(a) Comparación de los valores de  $G_{T\text{max}}$  calculados directamente a partir de los [S] medidos y [S] modelados a partir de los valores extraídos para el modelo clásico de Vendelin-Dambrine a 50% de  $I_{\text{dss}}$ .

(b) Comparación de los valores del factor de Rolett calculados partir de los [S] medidos y modelados a 50% de  $I_{\text{dss}}$ .

(c) y (d) Variación de  $G_{T\text{max}}$  con la polarización para una frecuencia de trabajo de 10 GHz.

(e) y (f) Variación del factor de Rolett K con la polarización para una frecuencia de trabajo de 10 GHz.



En la figura 3.66 (a), puede observarse que no se presentan valores de  $G_{Tmax}$  para frecuencias inferiores a 7 GHz. Esto es debido a que el factor de Rolett es inferior a la unidad en estas frecuencias y por tanto la expresión (3.255) no puede ser aplicada. En las figuras 3.66 (c) y 3.66 (d) se muestra la variación de la ganancia en transferencia máxima con la polarización, cuando la frecuencia de trabajo des de 10 GHz. En las figuras 3.66 (e) y 3.66 (f) se puede apreciar la variación del factor de Rolett con la polarización correspondiente a la ganancia mostrada en las dos figuras precedentes. Para polarizaciones cercanas al pinch-off  $K < 1$  y el transistor sería inestable, por otro lado en la zona lineal aunque  $K > 1$  sucede que  $|S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}|^2 > 1$  lo cual nos haría que el transistor fuese inestable. Por tanto solo es posible que el dispositivo sea incondicionalmente estable en la zona de saturación cuando se ha superado el pinch-off.

### **3.5.3.3 Máxima Ganancia en Estable.**

La máxima ganancia estable es un caso particular de la ganancia en transferencia que se acaba de presentar para el caso de que el factor de Rolett valga la unidad, físicamente representa el valor más alto de ganancia que se puede alcanzar antes de que el dispositivo se convierta en inestable. La expresión que suministra la máxima ganancia estable MSG (Maximum Stable Gain) es la siguiente:

$$MSG = G_{Tmax} \Big|_{K=1} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (3.257)$$

La máxima ganancia estable no solo es función de la polarización, sino que depende también de la frecuencia. En la figura 3.67 (a) se muestra la máxima ganancia estable calculada a partir de la medida de los parámetros de Scattering y del modelo equivalente de pequeña señal para el transistor MESFET GEC-MARCONI F20 Bath-tub de 10\*140  $\mu\text{m}$ , como se puede observar el acuerdo entre ambas es bastante bueno hasta frecuencias superiores a 20-22 GHz.



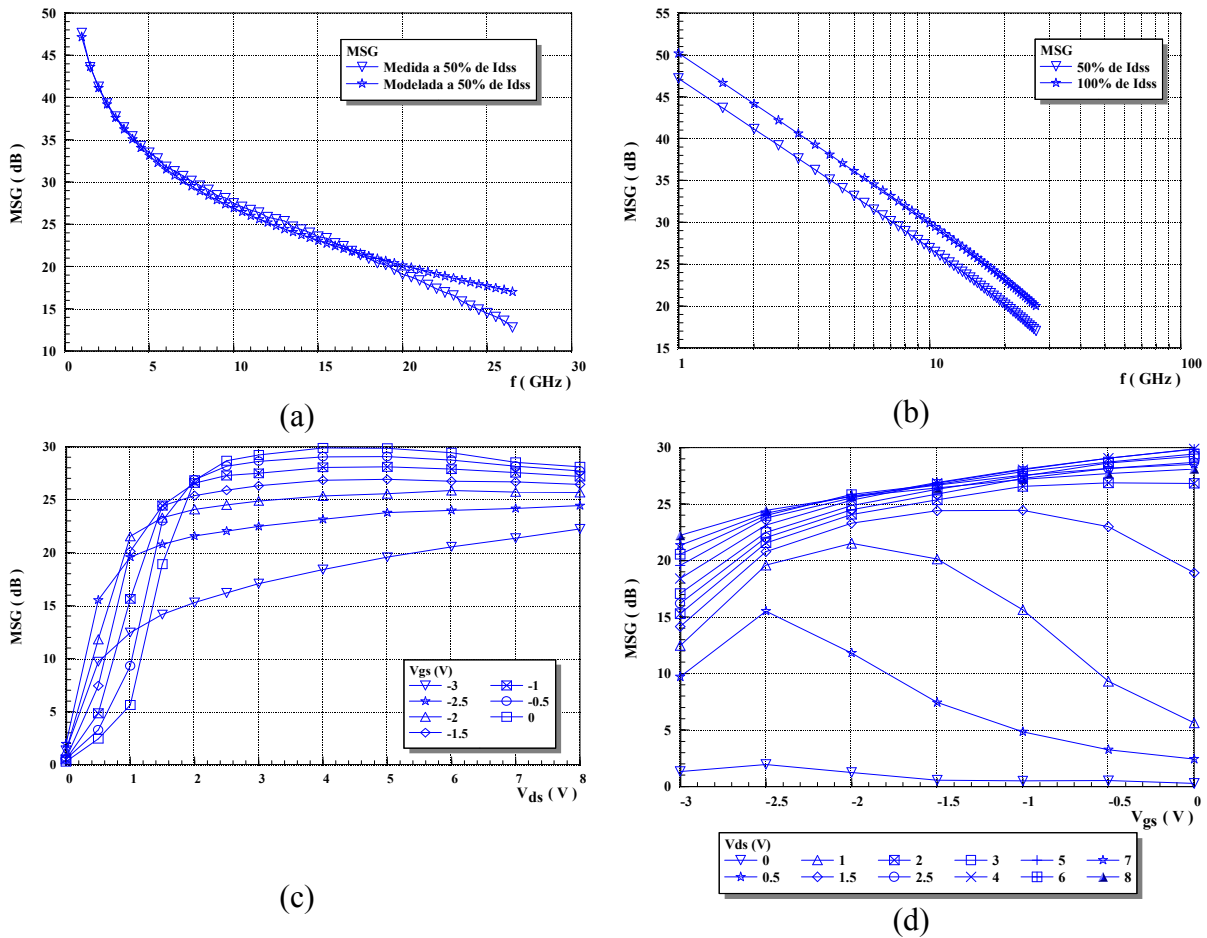


Figura 3.67 Máxima Ganancia Estable en función de la frecuencia para el transistor MESFET GEC-MARCONI F20 Bath-tub de 10\*140  $\mu\text{m}$ .

(a) Comparación de los valores de MSG calculados a partir de los [S] y los [S] modelados a partir de los valores de la extracción lineal a 50% de  $I_{dss}$ .

(b) Comparación de los valores de MSG calculados partir de los [S] modelados a partir de los valores de la extracción lineal a dos punto de polarización situados a 50% y a 100% de  $I_{dss}$ . ( $V_{gs} = -1$ ,  $V_{ds}=3$  y  $V_{gs}=0$   $V_{ds} = 3$ )

(c) y (d) Variación de los valores de MSG modelados calculados a 10 GHz en función de  $V_{ds}$  y  $V_{gs}$ , respectivamente.

En la figura 3.67 (b) se muestra la MSG calculada mediante modelo a dos puntos de polarización diferentes correspondientes a 50 y 100% de  $I_{dss}$  en escala semilogarítmica, pudiéndose afirmar que la dependencia de la máxima ganancia estable con el logaritmo de la frecuencia es prácticamente lineal.



### 3.5.3.4 Máxima Ganancia Eficiente

Se define la máxima ganancia eficiente  $E_g$  como la relación que existe entre la máxima ganancia estable y la corriente de Drain  $I_{ds}$  que circule por el dispositivo y suele expresarse en dB/mA, matemáticamente, puede escribirse como:

$$E_g = \frac{MSG}{I_{ds}} \quad (3.258)$$

En la gráfica 3.68 (a) puede visualizarse la buena concordancia que existe entre los valores de  $E_g$  calculados a partir de medidas experimentales y los valores modelados hasta frecuencias próximas a los 20 GHz, para el transistor GEC-MARCONI 10\*140  $\mu\text{m}$ . En la figura 3.68 (b) se muestra los valores de  $E_g$  obtenidos a partir del modelo para dos puntos de polarización correspondientes a 50% y 100% de  $I_{dss}$ , como se puede observar la variación de los mismos en escala semilogarítmica es prácticamente lineal.

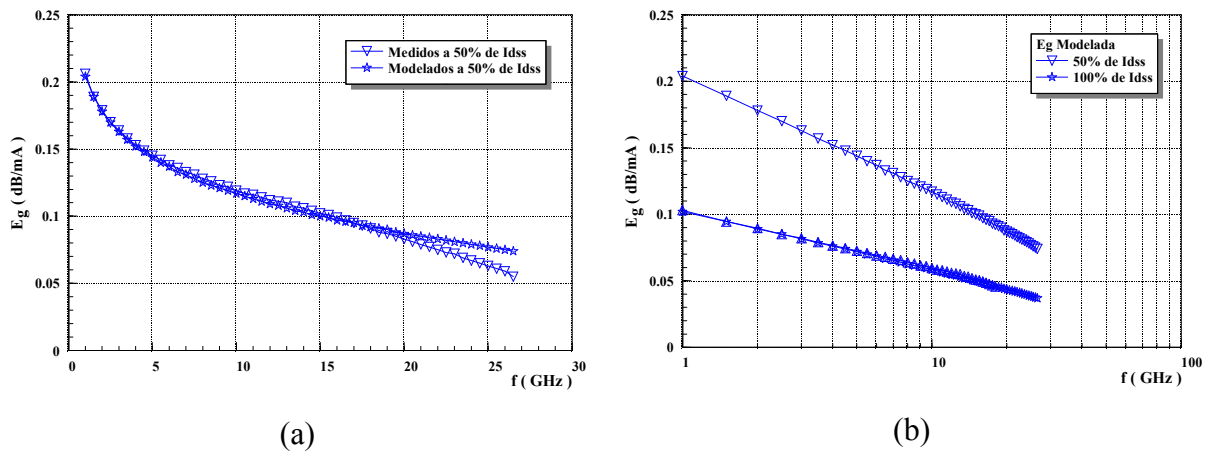


Figura 3.68 Máxima Ganancia eficiente en función de la frecuencia para el transistor GEC-MARCONI F20 Bath-tub de 10\*140  $\mu\text{m}$ .

(a) Comparación de los valores de  $E_g$  calculados a partir de los [S] medidos y los [S] modelados para un punto situado a 50% de  $I_{dss}$  y  $V_{ds}=3\text{V}$ .

(b) Comparación de los valores de  $E_g$  modelados a dos puntos de polarización situados a 50% y a 100% de  $I_{dss}$ . ( $V_{gs} = -1$ ,  $V_{ds}=3$  y  $V_{gs}=0$   $V_{ds}= 3$ )

### 3.5.4 Ganancia Disponible Unilateral Máxima (M.A.G.).

La ganancia disponible unilateral máxima o MAG (Maximum Available Gain) se define como la máxima ganancia disponible cuando el transistor es unilateral ( $S_{12}=0$ ) y viene dada por la expresión:

$$MAG = G_{AUmax} = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{22}|^2} \quad (3.259)$$

La formula anterior es válida para cualquier modelo equivalente, tanto lineal como no lineal, pero si se utiliza el modelo clásico de pequeña señal, Fukuta [30] propone calcular la MAG mediante la expresión:

$$MAG = \frac{\left(\frac{f_T}{f}\right)^2}{4 \cdot \left[ G_{ds} (R_g + R_i + R_s + \pi \cdot f_T \cdot L_s) + \pi \cdot f_T \cdot C_{gd} \cdot (2 \cdot R_g + R_i + R_s + 2 \cdot \pi \cdot f_T \cdot L_s) \right]} \quad (3.260)$$

donde  $f_T$  representa el producto ganancia por ancho de banda y  $f$  es la frecuencia de trabajo. Una comparación de la MAG obtenida a partir de los parámetros de Scattering medidos, modelada a partir de los valores extraidos y calculada a partir de la expresión anterior se muestra en la figura 3.69 para el transistor MESFET de  $10 \times 140 \mu\text{m}$  de GEC-MARCONI.

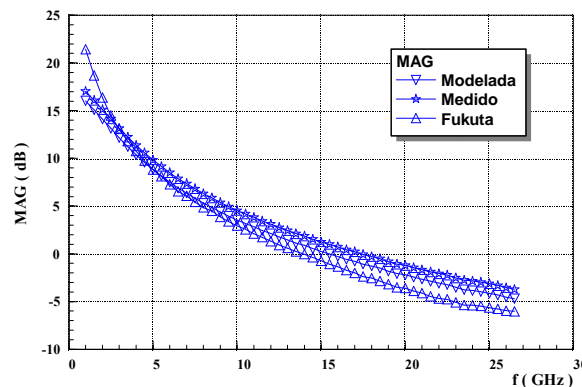


Figura 3.69 Comparación de los valores de la MAG medidos, modelados y dados por la formula de Fukuta para el transistor GEC-MARCONI F20 Bath-tub de  $10 \times 140 \mu\text{m}$ . polarizado en el punto  $V_{gs} = -1$ ,  $V_{ds} = 3$  correspondiente a 50% de  $I_{dss}$ .



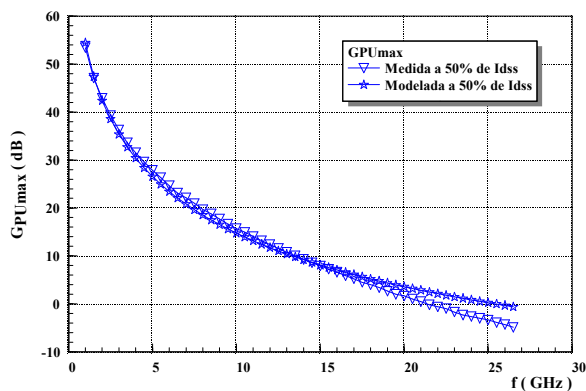
### 3.5.5 Ganancia en potencia Unilateral Máxima.

La ganancia en potencia unilateral máxima es la máxima ganancia en potencia que puede suministrar el dispositivo cuando el dispositivo es unilateral y la carga está en adaptación conjugada  $\Gamma_{Carga}=0$ . Bajo estas condiciones, se puede escribir:

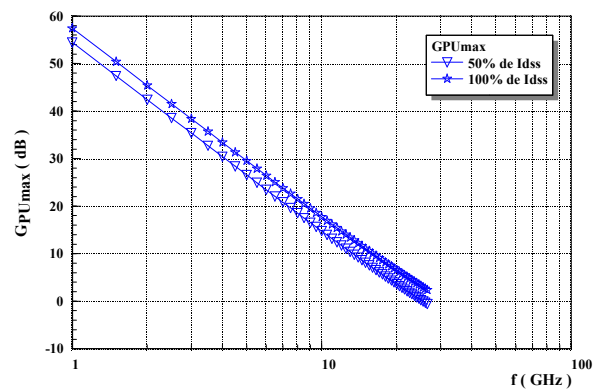
$$G_{PUmax} = \frac{|S_{21}|^2}{1-|S_{11}|^2} \quad (3.261)$$

En la figura 3.70 (a) se muestran los valores de  $G_{PUmax}$  calculados directamente a partir de los parámetros de Scattering y a partir de los elementos del circuito para el transistor GEC-MARCONI F20 Bath-tub polarizado en el punto  $V_{gs}=-1$   $V_{ds}=3$ , como puede observarse, ambos resultados son similares hasta frecuencias de 20-22 GHz. En la figura 3.70 (b), se compara la ganancia en potencia unilateral máxima modelada calculada en dos puntos de polarización correspondientes al 50% y al 100% de  $I_{dss}$ .

En la figura 3.70 (c) se muestra la variación de la  $G_{PUmax}$  frente a la tensión de Drain  $V_{ds}$ , para finalizar en la figura 3.70 (d) se muestra la variación de  $G_{PUmax}$  frente a la tensión de Gate  $V_{gs}$ . El límite de la ganancia en potencia unilateral máxima se alcanza en la zona de saturación y para el transistor de las figuras 3.70 (c) y 3.70 (d) es de unos 15 dB.



(a)



(b)

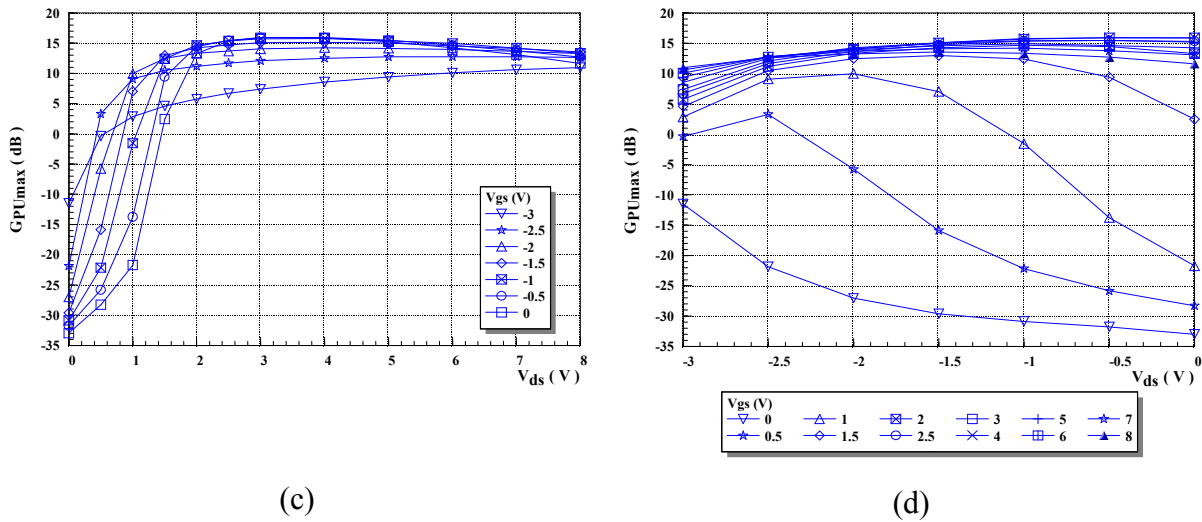


Figura 3.70 Ganancia en potencia unilateral máxima en función de la frecuencia para el transistor GEC-MARCONI F20 Bath-tub de 10\*140  $\mu\text{m}$ .

(a) Comparación de los valores de  $G_{P_{\text{umax}}}$  calculados directamente a partir de los [S] medidos con el analizador de redes y los [S] modelados a partir de los valores circuitales extraídos para el modelo clásico de Vendelin-Dambrine extraídos con XTRMODFET a 50% de  $I_{\text{dss}}$ .

(b) Comparación de los valores de  $G_{P_{\text{umax}}}$  calculados a partir de los [S] modelados a partir de los valores circuitales extraídos para el modelo clásico de Vendelin-Dambrine extraídos con XTRMODFET a dos puntos de polarización situados a 50% y a 100% de  $I_{\text{dss}}$ . ( $V_{\text{gs}} = -1$ ,  $V_{\text{ds}}=3$  y  $V_{\text{gs}}=0$ ,  $V_{\text{ds}} = 3$ )

(c) Variación de los valores de  $G_{P_{\text{umax}}}$  con  $V_{\text{ds}}$ .

(d) Variación de los valores de  $G_{P_{\text{umax}}}$  con  $V_{\text{gs}}$ .



### 3.5.6 Eficiencia de la potencia añadida.

La eficiencia de la potencia añadida PAE (Power Added Efficiency), físicamente representa la relación existente entre la potencia añadida de RF y la potencia de DC. Su definición en función de las potencias mostradas en la figura 3.61 es la siguiente:

$$PAE = \frac{P_o - P_i}{P_{DC}} = 1 - \frac{P_d}{P_{DC}} \quad (3.262)$$

Generalmente, la eficiencia de la potencia añadida suele expresarse en %, como ya se apuntó en el capítulo 2 cuando se abordó el tema de las medidas Load-Pull. Como la potencia disipada en el dispositivo decrece conforme aumenta la amplitud de la señal aplicada [29] la eficiencia de la potencia añadida bajo régimen de gran señal es substancialmente superior que en régimen de pequeña señal. Si el dispositivo en estudio opera en clase A es posible obtener una estimación de la PAE máxima a partir de las medidas de pequeña señal tal como se mostrará a continuación.

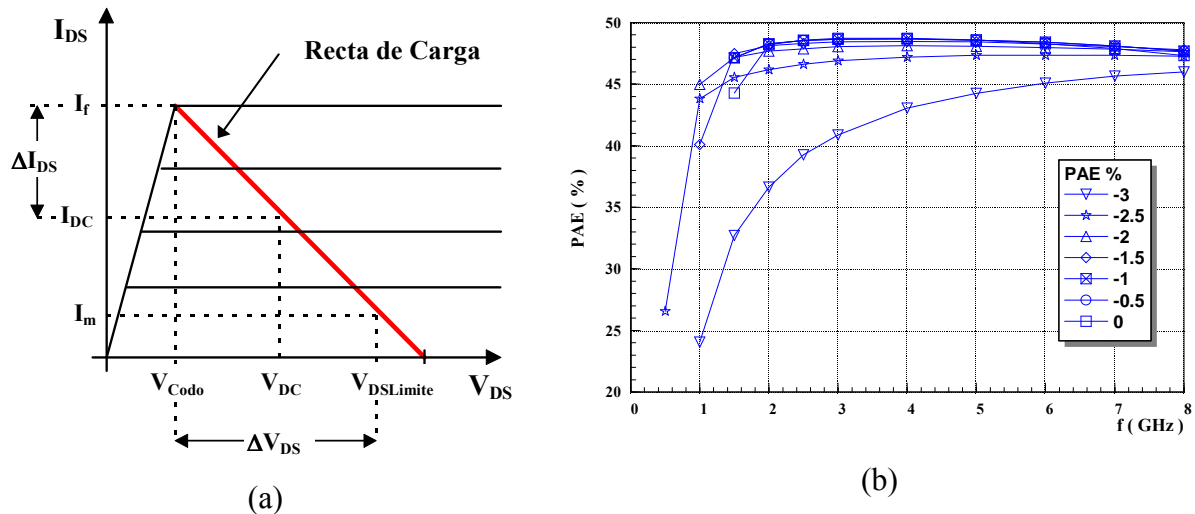


Figura 3.71 (a) Curvas características idealizadas para dispositivos MESFET/HEMT mostrando la recta de carga utilizada para polarizar el dispositivo en clase A. (b) PAE (%) para el transistor GEC-MARCONI F20 Bath-tub de 10\*140  $\mu\text{m}$ .

Cuando un transistor opera como amplificador polarizado en clase A, el punto de polarización se encuentra situado en el centro de la recta de carga polarizado en el punto  $(V_{DC}, I_{DC})$ , cuando dicha recta se trazada a  $45^\circ$  sobre las curvas características I-V tal como se muestra en la figura 3.71 (a) para el caso de un MESFET/HEMT ideal. Bajo estas condiciones, la señal de tensión pico-pico y la de corriente varían entre  $V_{DSLímite} - V_{codo}$  e  $I_f - I_m$ , respectivamente.  $V_{DSLímite}$  e  $I_m$  representan la tensión máxima y la intensidad máxima soportables por el dispositivo antes de que éste entre en avalancha, por otro lado  $V_{Codo}$  representa la tensión del “codo” del dispositivo, o cuando el transistor pasa de la zona de operación lineal a la de saturación e  $I_f$  es la máxima corriente de canal soportable por el dispositivo. Si se efectúa una nueva idealización consistente en suponer que  $I_m \ll I_f$  y que la tensión del codo  $V_{Codo}$  es nula (no existe zona lineal) sobre el transistor de la figura 3.71 (a), la excursión de las señales de tensión y corriente de RF bajo estas nuevas condiciones estará comprendida entre  $2 \cdot V_{DC}$  y  $2 \cdot I_{DS}$  respectivamente. De esta manera, se puede afirmar que la máxima potencia de RF  $P_{Out\_RF\_max}$  es ahora:

$$P_{Out\_RF\_max} = \frac{V_{DSLímite} \cdot I_f}{8} = \frac{V_{DC} \cdot I_{DC}}{2} = \frac{P_{dc}}{2} \quad (3.263)$$

con lo que la máxima eficiencia de la potencia añadida  $PAE_{max}$  aplicando la expresión (3.262) resulta:

$$PAE_{max} = \frac{P_o - P_i}{P_{DC}} = \frac{1}{2} \cdot \left( 1 - \frac{1}{G_{PUmax}} \right) \quad (3.264)$$

Expresión que proporciona el valor máximo de la eficiencia de la potencia añadida para un transistor operando en clase A, en la figura 3.71 (b) puede visualizarse el resultado de aplicar dicha formula al transistor MESFET F20 Bath-tub de  $10 \times 140 \mu\text{m}$  de la foundry GEC-MARCONI a múltiples puntos de polarización. Como se puede observar, los puntos de polarización más eficientes para este transistor 48% coinciden con los situados en torno al centro de la recta de carga como era de prever. Además, dicha figura pone de manifiesto la afirmación de algunos autores [29] de que la  $PAE_{max}$  para un amplificador en clase A es del 50%.



### **3.6 Extracción Automática multibías de modelos pequeña señal para MESFET y HEMT: El programa XTRMODFET.**

Hasta ahora se han estudiado los fundamentos matemáticos para posibilitar el proceso de extracción lineal de los componentes intrínsecos y extrínsecos para los diferentes modelos de pequeña señal presentados en las secciones anteriores a un solo punto de polarización. A continuación, se tratará el tema de la extracción de los elementos circuitales a múltiples puntos de polarización “multibías” para los dispositivos MESFET/HEMT. Con la idea de disponer de un software de extracción “inteligente” que permita efectuar el proceso de extracción, tanto a un solo punto de polarización, como a múltiples puntos de polarización, de una forma totalmente automática, se ha desarrollado a lo largo de este trabajo de tesis el software de extracción denominado XTRMODFET (eXTRacción MODelos FET) el cual ya ha sido referenciado a lo largo de este capítulo.

Con la idea de utilizar la misma máquina que la empleada en las medidas de parámetros de Scattering y de las curvas características I-V, el código fuente del programa XTRMODFET se ha desarrollado en HP BASIC [31-33] y es necesario utilizar un ordenador HP 9000 serie 300/400 o un IBM-PC o compatible que incorpore una tarjeta especial para la ejecución del mismo. En el caso de utilizar como plataforma una computadora IBM-PC o compatible, es necesario adquirir la tarjeta hardware adicional denominada “HP Measurement Coprocessor” [34-35] que contiene la CPU de un ordenador HP 300, así como los periféricos necesarios para controlar el bus IEEE-488. Para reducir gastos, actualmente se encuentra en fase de desarrollo una nueva versión del programa operativa en una computadora IBM-PC o compatible bajo el entorno Windows™ de Microsoft.

En cuanto a la organización de XTRMODFET se ha seguido la filosofía de entorno amigable para el usuario o “user friendly” al igual que el resto del software que se presenta en este trabajo de tesis. Además, XTRMODFET ha sido creado de manera que su manejo sea autoexplicativo para el usuario, incluyendo abundantes menús de ayuda y teclas de función que favorecen su utilización.





El programa de extracción XTRMODFET está estructurado de tal manera que el usuario pueda seleccionar el realizar la extracción de los elementos intrínsecos y extrínsecos del dispositivo en modo manual o automático. En modo manual se debe indicar al programa los intervalos frecuenciales de extracción, el tipo de algoritmo a utilizar en la extracción y en el caso de una extracción multibías los valores de los elementos parásitos o de los elementos intrínsecos que se deseen dejar constantes durante la extracción. Para la extracción automática, el usuario sólo debe indicar a XTRMODFET donde se encuentran los ficheros de parámetros de Scattering y el tipo de modelo de pequeña señal que se desea extraer, asumiendo el programa todas las demás decisiones referentes a intervalos de frecuenciales de extracción, cálculo de elementos parásitos.

El programa de extracción XTRMODFET es capaz de realizar la extracción lineal de los elementos circuitales de los dispositivos MESFET y HEMT, en los siguientes casos:

- **Extracción del modelo extrínseco.** En este caso, sólo se extraen los elementos parásitos del transistor resistencias inducciones y capacidades a uno o varios puntos de polarización utilizando los métodos de extracción vistos en cualquiera de las secciones anteriores.

- **Extracción del modelo intrínseco.** En este caso, se extraen únicamente los elementos intrínsecos del transistor a un solo punto de polarización, suponiendo conocidos todos los elementos parásitos del transistor ya sea en chip o encapsulado.

- **Extracción Multibías.** En este caso, se puede optar por la extracción de todos los elementos intrínsecos del transistor, o por la extracción de aquellos elementos intrínsecos que varían con el punto de polarización, manteniendo constantes  $R_i$ ,  $\tau$ ,  $C_{ds}$  y  $C_{dc}$  (según el modelo intrínseco seleccionado) a cada punto de polarización hasta finalizar todo el ábaco de puntos de polarización medido, manteniendo todos los elementos parásitos del transistor ya sea en chip o encapsulado. Para el caso de los dispositivos HEMT los valores de  $R_i$ ,  $\tau$ ,  $C_{ds}$  y  $C_{dc}$  pueden hacerse dependientes del punto de polarización, aplicando la técnica DICHOM presentada en secciones anteriores.



### 3.6.1 Funcionamiento del programa de extracción XTRMODFET.

Como ya se ha apuntado con anterioridad, el programa de extracción lineal XTRMODFET, se encuentra organizado de manera que su manejo sea autoexplicativo contando de diferentes niveles de menús controlados por teclas de función, rotuladas según la opción que desee utilizar el usuario. Una vez cargado y ejecutado el programa en el ordenador, aparece la pantalla de presentación, la cual informa sobre el origen del programa y la versión del mismo tal como se muestra en la figura 3.72 (a). En dicha pantalla aparece el título *Seleccione* y las siguientes teclas de función rotuladas de izquierda a derecha como sigue:

- F1- Inicializar Extracción.
- F2- LOAD-STORE.
- F3- Prt-Plt -XTR-.
- F4- Prt-Plt -BIAS-.
- F5- Iniciar Extracción..
- F6- Cambio FECHA/HORA
- F7- Pantalla / Impresora.
- F8- Fin de Programa.

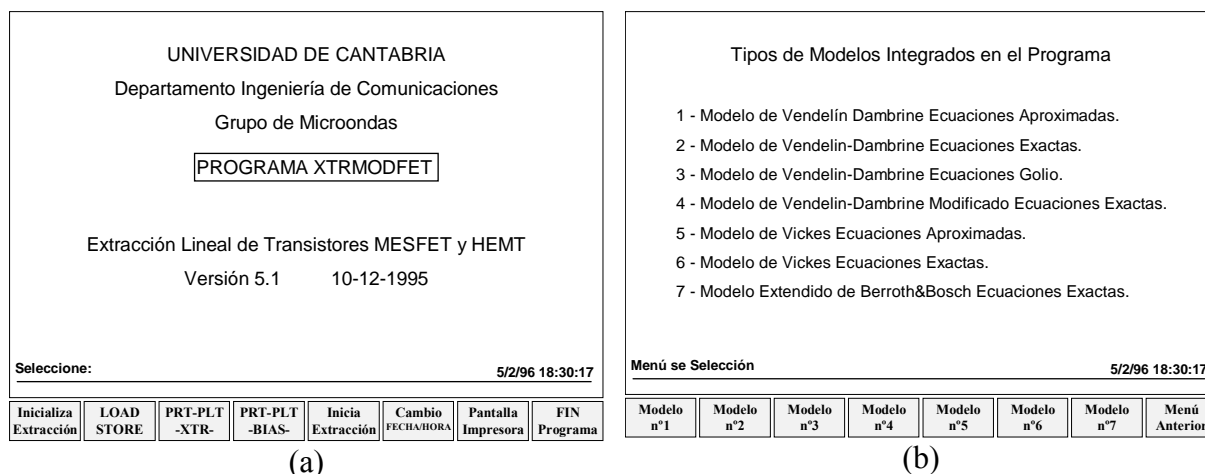


Figura 3.72 Aspecto de la pantalla de XTRMODFET.

(a) Pantalla de Presentación.

(b) Pantalla de Inicialización del proceso de extracción.



### **F1 - Inicializar Extracción**

Esta tecla de función da acceso al Menú de Selección del tipo de extracción, en el cual se invita al usuario a que seleccione el tipo de extracción a realizar: intrínseca, extrínseca o multibías, así como el modelo eléctrico que se desea utilizar de las siete opciones presentadas en la pantalla, tal como se muestran en la figura 3.72 (b). Una vez se ha elegido el modelo equivalente de pequeña señal que se va a utilizar en el caso de las extracciones simple bias y multibías, el programa requiere que se determine si el proceso de extracción va a realizarse de forma manual o automática.

Parámetro	Rango de Extracción Recomendado
<b>Parásitos Cápsula</b>	
Resistencias $R_g, R_d$ y $R_s$ .	Alto > 5 GHz
Inducciones $L_g, L_d$ y $L_s$ .	Alto > 5 GHz
Capacidades $C_{pgi}$ y $C_{pdi}$ .	Bajo < 5 GHz
<b>Parásitos Chip</b>	
Inducciones $L_{pg}$ y $L_{pd}$ .	Alto > 5 GHz
Capacidades $C_{pg}$ , $C_{pd}$ y $C_{pgd}$ .	Bajo < 5 GHz
<b>Elementos Intrínsecos</b>	
Capacidad Gate-Drain $C_{gd}$ .	Bajo < 5 GHz
Capacidad Gate-Source $C_{gs}$ .	Bajo < 5 GHz
Resistencia intrínseca $R_i$ .	Alto > 5 GHz
Transconductancia $g_m$ .	Bajo < 5 GHz
Tiempo de Tránsito $\tau$ .	Alto > 5 GHz
Capacidad de Salida $C_{ds}$ .	Bajo < 5 GHz
Capacidad Gate-Sustrato $C_{dc}$ .	Bajo < 5 GHz
Conductancia-resistencia de salida $G_{ds}, R_{ds}$ .	Bajo < 5 GHz
Conductancia-resistencia Gate-Source $G_{gs}, R_{gs}$ .	Bajo < 5 GHz
Conductancia-resistencia Gate-Drain $G_{gd}, R_{gd}$ .	Bajo < 5 GHz
Conductancia-resistencia de Realimentación Gate-Source $G_{fs}, R_{fs}$ .	Muy Bajo < 0.5 GHz
Conductancia-resistencia de Realimentación Gate-Drain $G_{fd}, R_{fd}$ .	Muy Bajo < 0.5 GHz

Tabla 3.25 Rangos recomendados para la extracción lineal de los elementos intrínsecos y extrínsecos de los dispositivos MESFET/HEMT.

Si se ha seleccionado la opción automática, XTRMODFET es el encargado de calcular los rangos frecuenciales de extracción de todos los elementos intrínsecos y extrínsecos, para ello divide el ancho de banda de medida en dos partes exactamente iguales asignando a la primera el rango bajo y a la segunda el rango alto. En cambio si se ha elegido la extracción



manual, el usuario puede optar por fijar dos intervalos frecuenciales de constantes para la extracción de todos los elementos circuitales, o por fijar rangos frecuenciales de extracción diferentes para cada elemento a extraer. El trabajar con elevadas cantidades de transistores procedentes de diferentes foundries, tanto encapsulados como en chip, nos ha llevado a la conclusión de que los rangos recomendados para la extracción de los elementos intrínsecos y extrínsecos para dispositivos MESFET y HEMT son los mostrados en la tabla 3.25.

Una vez seleccionada la opción deseada XTRMODFET preguntará el tipo de dispositivo MESFET/HEMT del que se quiere efectuar la extracción: encapsulado o en chip. A continuación se requerirá que se especifique si la extracción a realizar va a ser intrínseca, extrínseca o multibías. De esta manera, si se trata de un transistor encapsulado el programa pedirá los valores de los elementos de la cápsula en el caso de que se desee efectuar una extracción intrínseca o multibías. Si por el contrario la extracción es extrínseca dichos valores son calculados mediante los métodos DICOMPAK-I y DICOMPAK-II mencionados en secciones anteriores. Para el caso de un transistor en chip se solicitará los valores de parásitos propios del chip: resistencias inducciones y condensadores para los casos de extracción intrínseca simple bias y multibías, en cambio si la extracción a realizar es una extracción extrínseca, el usuario puede fijar los valores de las resistencias de acceso a los valores de DC si así lo desea o indicar los métodos que quiere utilizar para la extracción de las resistencias, inducciones y capacidades parásitas.

## **F2 - Load-Store**

Esta tecla de función permite acceder a otra pantalla de menús con tres teclas de función rotuladas de izquierda a derecha con las leyendas “Load-Store [S]”, “Load-Store BIAS” y “Load-Store EXMB”, tal como se muestra en la figura 3.73. Al seleccionar cualquiera de las tres teclas de función se indica la ruta de búsqueda o “path” para que XTRMODFET localice donde se encuentran los ficheros que contienen la información necesaria para realizar el proceso de extracción, o aquellos donde se han almacenado, o se van a almacenar los resultados. El programa de extracción es capaz de manejar dos tipos de ficheros de datos: ficheros de parámetros de Scattering y ficheros de puntos de polarización.

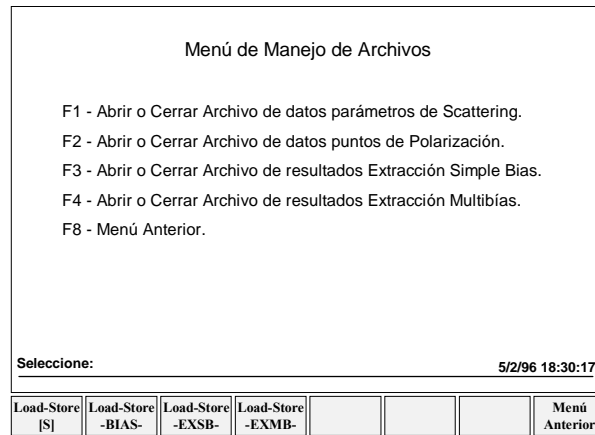


Figura 3.73 Pantalla de selección de los tipos de ficheros que pueden ser manejados por el programa XTRMODFET.

Los ficheros de parámetros de Scattering pueden ser cargados y grabados en disco en tres tipos de formato:

- Formato compatible con el programa de medida NANACTRL, y los simuladores comerciales HP-Touchstone, MMICAD, Libra y MDS entre otros.
- Formato citifile es un formato interno utilizado por el simulador no lineal MDS y el analizador de redes HP8510C.
- Formato binario HP LIF un formato utilizado por los computadores HP 9000 serie 300/400, compatible con NANACTRL.

Los dos primeros formatos son de tipo ASCII y por tanto pueden ser editados o leídos por cualquier aplicación comercial que trabaje con ficheros de este tipo, en cambio el binario HP LIF no lo es. La ventaja de este último es su gran velocidad de lectura/escritura frente a los demás, en cambio ocupa mucho más espacio en disco y además no es compatible con la mayoría de los simuladores comerciales.

Los ficheros de datos de polarización contienen los valores de las tensiones  $V_{gs}$ ,  $V_{ds}$ ,  $I_g$ , e  $I_d$  obtenidos durante el proceso de medida. Dichos ficheros pueden ser manipulados por XTRMODFET en tres tipos de formato:



- Formato ASCII MS-DOS compatible con los ficheros generados con NANACTRL, como el mostrado en la figura 2.36 del capítulo 2.
- Formato citifile es un formato interno utilizado por el simulador no lineal MDS y el analizador de redes HP8510C.
- Formato binario HP LIF un formato utilizado por los computadores HP 9000 serie 300/400, compatible con NANACTRL (fichero BIAS).

Al igual que con los ficheros de parámetros de Scattering, los dos primeros formatos pueden ser editados o leídos por cualquier aplicación comercial, mientras que el HP LIF no.

En cuanto a los ficheros de resultados, estos pueden ser de tres tipos: resultados de la extracción simple bias extrínseca, resultados de la extracción simple bias intrínseca y resultados multibías. En cuanto al formato de los mismos, este puede ser de tres tipos:

- Formato de texto ASCII MS-DOS.
- Formato citifile.
- Formato binario HP LIF compatible con el programa OPTMODFET utilizado como extractor de modelos no lineales (fichero EXMB Extracción Multibías).

Los dos primeros formatos, texto y citifile son utilizados solamente por los ficheros de extracción simple bias intrínsecas y extrínseca, mientras que los ficheros de extracción multibías utilizan los tres formatos: el ASCII para compatibilizarlo con aplicaciones que se ejecuten en MS-DOS y Windows, el citifile para compatibilizar dichos datos con el simulador MDS y el binario HP LIF para utilizar los resultados de la extracción multibías en nuestro software de extracción no lineal OPTMODFET. Como se puede apreciar se ha intentado dotar al programa XTRMODFET de gran versatilidad en cuanto a compartición de datos y resultados con otros paquetes de software comerciales. En la figura 3.74 se muestra el fichero resultado de la extracción de los elementos parásitos para el transistor MESFET F20 GEC-MARCONI de 10\*140  $\mu\text{m}$ . En la figura 3.75 se visualiza el fichero de extracción simple bias intrínseca para el mismo transistor, utilizando el modelo de Vendelín-Dambrine, y su extracción multibías en la figura 3.76.

Fichero: B21-0101.S2P\HPTEMPOR\PLESSEY5\B2-1\:\DOS												
Rangos: Bajo (Cond) 1-19 [1-10 GHz] Alto C (Ind): 19-52 [10-26.5 GHz]												
Freq GHz	Cp <sub>gi</sub> pF	Cp <sub>di</sub> pF	C <sub>b</sub> pF	C <sub>ds</sub> pF	R <sub>g</sub> Ohm	R <sub>d</sub> Ohm	R <sub>s</sub> Ohm	R <sub>c</sub> Ohm	L <sub>g</sub> nH	L <sub>d</sub> nH	L <sub>s</sub> nH	C <sub>g</sub> nF
1	0.05	0.032	0.38	0.129	3.9	1	1	0	0.124	0.096	0.022	0
1.5	0.069	0.036	0.38	0.145	3.9	1	1	0	0.136	0.108	0.022	0
2	0.068	0.038	0.38	0.152	3.9	1	1	0	0.143	0.136	0.024	0
2.5	0.057	0.033	0.39	0.131	3.9	1	1	0	0.147	0.13	0.023	0
3	0.074	0.037	0.39	0.147	3.9	1	1	0	0.146	0.125	0.021	0
3.5	0.058	0.032	0.4	0.129	3.9	1	1	0	0.137	0.128	0.022	0
4	0.063	0.033	0.41	0.131	3.9	1	1	0	0.139	0.123	0.022	0
4.5	0.062	0.033	0.42	0.132	3.9	1	1	0	0.136	0.122	0.022	0
5	0.055	0.032	0.44	0.129	3.9	1	1	0	0.141	0.126	0.022	0
5.5	0.049	0.03	0.46	0.121	3.9	1	1	0	0.143	0.13	0.021	0
6	0.043	0.029	0.48	0.117	3.9	1	1	0	0.145	0.136	0.021	0
6.5	0.041	0.027	0.5	0.109	3.9	1	1	0	0.144	0.129	0.021	0
7	0.029	0.025	0.53	0.1	3.9	1	1	0	0.144	0.13	0.021	0
7.5	0.022	0.021	0.57	0.085	3.9	1	1	0	0.141	0.128	0.022	0
8	0.012	0.018	0.61	0.073	3.9	1	1	0	0.144	0.13	0.021	0
8.5	-0.003	0.013	0.67	0.053	3.9	1	1	0	0.144	0.134	0.021	0
9	-0.014	0.009	0.73	0.035	3.9	1	1	0	0.147	0.133	0.021	0
9.5	-0.023	0.001	0.8	0.005	3.9	1	1	0	0.146	0.132	0.02	0
10	-0.047	-0.01	0.91	-0.04	3.9	1	1	0	0.146	0.136	0.021	0
10.5	-0.058	-0.02	1.02	-0.082	3.9	1	1	0	0.147	0.135	0.02	0
11	-0.035	-0.036	1.15	-0.145	3.9	1	1	0	0.147	0.133	0.02	0
11.5	0.033	-0.055	1.24	-0.221	3.9	1	1	0	0.146	0.136	0.021	0
12	0.228	-0.076	1.26	-0.306	3.9	1	1	0	0.146	0.135	0.02	0
12.5	0.665	-0.069	0.85	-0.275	3.9	1	1	0	0.148	0.133	0.02	0
13	1.298	0.027	-0.44	0.106	3.9	1	1	0	0.149	0.135	0.02	0
13.5	1.539	0.104	-1.33	0.417	3.9	1	1	0	0.15	0.134	0.02	0
14	1.319	0.141	-1.49	0.564	3.9	1	1	0	0.151	0.134	0.019	0
14.5	1.095	0.145	-1.37	0.582	3.9	1	1	0	0.15	0.134	0.02	0
15	0.904	0.137	-1.18	0.549	3.9	1	1	0	0.147	0.132	0.02	0
15.5	0.766	0.128	-1.02	0.513	3.9	1	1	0	0.146	0.132	0.02	0
16	0.651	0.117	-0.89	0.466	3.9	1	1	0	0.151	0.133	0.02	0
16.5	0.546	0.104	-0.76	0.415	3.9	1	1	0	0.153	0.134	0.02	0
17	0.451	0.092	-0.66	0.369	3.9	1	1	0	0.152	0.134	0.02	0
17.5	0.392	0.078	-0.58	0.311	3.9	1	1	0	0.148	0.132	0.02	0
18	0.316	0.068	-0.51	0.27	3.9	1	1	0	0.151	0.134	0.021	0
18.5	0.241	0.054	-0.44	0.217	3.9	1	1	0	0.153	0.137	0.02	0
19	0.169	0.04	-0.39	0.158	3.9	1	1	0	0.151	0.133	0.02	0
19.5	0.102	0.025	-0.33	0.1	3.9	1	1	0	0.152	0.13	0.021	0
20	0.04	0.011	-0.28	0.043	3.9	1	1	0	0.154	0.136	0.021	0
20.5	-0.011	-0.001	-0.24	-0.002	3.9	1	1	0	0.155	0.135	0.02	0
21	-0.07	-0.014	-0.2	-0.057	3.9	1	1	0	0.154	0.134	0.021	0
21.5	-0.118	-0.026	-0.17	-0.103	3.9	1	1	0	0.151	0.134	0.021	0
22	-0.153	-0.035	-0.14	-0.142	3.9	1	1	0	0.152	0.134	0.022	0
22.5	-0.19	-0.044	-0.11	-0.175	3.9	1	1	0	0.157	0.141	0.021	0
23	-0.217	-0.051	-0.09	-0.204	3.9	1	1	0	0.154	0.135	0.02	0
23.5	-0.229	-0.056	-0.07	-0.223	3.9	1	1	0	0.15	0.126	0.021	0
24	-0.237	-0.059	-0.06	-0.237	3.9	1	1	0	0.153	0.122	0.022	0
24.5	-0.245	-0.061	-0.05	-0.245	3.9	1	1	0	0.157	0.137	0.022	0
25	-0.247	-0.062	-0.04	-0.248	3.9	1	1	0	0.158	0.139	0.022	0
25.5	-0.247	-0.062	-0.03	-0.248	3.9	1	1	0	0.154	0.14	0.022	0
26	-0.243	-0.062	-0.02	-0.25	3.9	1	1	0	0.15	0.134	0.021	0
26.5	-0.231	-0.06	-0.02	-0.242	3.9	1	1	0	0.156	0.136	0.023	0
Med.	0.035	0.025	0.52	0.099	3.9	1	1	0	0.151	0.134	0.021	0

Figura 3.74 Aspecto del fichero ASCII de extracción de elementos extrínsecos generado por XTRMODFET para el transistor GEC-MARCONI F20 Bath-tub de 10\*140 μm.



Extraccion: INTRINSECA Modelo: VENDELIN-DAMBRINE Extraccion: Halfband para Ri y Tau  
 RANGOS: Baja frecuencia: 1-19 [1-10 GHz] Alta frecuencia: 19-52 [10-26.5GHz] Z0= 50 Ohm  
 Indices error: 1-52 [1-26.5GHz] Fichero: B21-0507.S2P\HPTEMPOR\PLESSEY5\B2-1\:\DOS C

Ind.	Fre-GHz	Cgs-pF	Ri-Ohm	Cgd-pF	Gm-mS	Gds-mS	Tau-ps	Cds-pF	Ggd-mS	Cdc-pF
1	1	1.21	-0.1	0.067	158.2	21	1.8	0.327	0	0
2	1.5	1.19	-1.3	0.072	156.3	20.8	3.2	0.285	0	0
3	2	1.19	-1.5	0.071	157.1	21	2.6	0.295	0	0
4	2.5	1.18	-1.5	0.072	157.2	20.8	2.3	0.288	0	0
5	3	1.18	-1.7	0.071	156.3	20.6	2.5	0.291	0	0
6	3.5	1.18	-1.8	0.071	155.9	20.6	2.8	0.284	0	0
7	4	1.17	-1.9	0.07	154.3	20.4	2.6	0.293	0	0
8	4.5	1.16	-1.9	0.071	153.7	20.2	2.5	0.286	0	0
9	5	1.17	-1.9	0.07	153.1	20.1	2.6	0.289	0	0
10	5.5	1.17	-2	0.069	153.6	20.1	2.6	0.292	0	0
11	6	1.15	-1.9	0.072	151.4	19.6	2.6	0.281	0	0
12	6.5	1.15	-1.8	0.07	150.5	19.5	2.7	0.284	0	0
13	7	1.15	-2	0.07	149.6	19.2	2.7	0.282	0	0
14	7.5	1.14	-1.9	0.069	149.3	19.4	2.7	0.282	0	0
15	8	1.14	-1.9	0.071	148.5	18.9	2.7	0.281	0	0
16	8.5	1.13	-2	0.07	147.4	18.6	2.7	0.278	0	0
17	9	1.13	-1.9	0.071	145.7	18.3	2.8	0.273	0	0
18	9.5	1.12	-1.8	0.07	145.1	18.2	2.8	0.271	0	0
19	10	1.12	-1.8	0.072	144.7	17.7	2.8	0.268	0	0
20	10.5	1.11	-1.8	0.071	142.9	17.4	2.7	0.267	0	0
21	11	1.11	-1.7	0.072	143	17.1	2.8	0.264	0	0
22	11.5	1.1	-1.7	0.072	141.9	17	2.8	0.263	0	0
23	12	1.1	-1.6	0.072	140.8	16.6	2.8	0.258	0	0
24	12.5	1.1	-1.5	0.07	140.6	16.7	2.8	0.258	0	0
25	13	1.1	-1.5	0.07	140.3	16.5	2.9	0.261	0	0
26	13.5	1.09	-1.5	0.072	138	16	2.9	0.25	0	0
27	14	1.09	-1.4	0.073	138.6	15.4	2.9	0.25	0	0
28	14.5	1.09	-1.4	0.074	137.8	15.3	2.8	0.246	0	0
29	15	1.07	-1.3	0.073	135.2	15.3	3	0.242	0	0
30	15.5	1.09	-1.2	0.075	136.6	14.7	2.9	0.241	0	0
31	16	1.08	-1.1	0.072	135.7	14.8	3	0.237	0	0
32	16.5	1.07	-1	0.072	133.8	14.8	3	0.236	0	0
33	17	1.07	-0.8	0.073	134.8	14.3	3.1	0.231	0	0
34	17.5	1.07	-0.7	0.071	133.5	14.6	3.1	0.23	0	0
35	18	1.06	-0.7	0.073	132.6	13.9	3	0.224	0	0
36	18.5	1.07	-0.5	0.072	134.5	14	3.1	0.221	0	0
37	19	1.09	-0.5	0.072	134.5	13.9	3.2	0.221	0	0
38	19.5	1.07	-0.3	0.071	131.4	13.8	3.2	0.217	0	0
39	20	1.07	-0.3	0.073	133.9	13.4	3.1	0.21	0	0
40	20.5	1.06	-0.2	0.072	131.2	13.3	3.2	0.211	0	0
41	21	1.07	-0.1	0.073	132.9	13	3.1	0.207	0	0
42	21.5	1.08	0.1	0.071	132.7	13.1	3.2	0.206	0	0
43	22	1.09	0.2	0.07	134.4	13.2	3.2	0.203	0	0
44	22.5	1.1	0.2	0.072	135.9	12.5	3.2	0.198	0	0
45	23	1.1	0.3	0.07	135.5	13	3.3	0.199	0	0
46	23.5	1.1	0.5	0.066	133.8	13.1	3.2	0.197	0	0
47	24	1.1	0.5	0.067	135.5	12.6	3.1	0.193	0	0
48	24.5	1.1	0.6	0.066	136.3	12.2	3.2	0.189	0	0
49	25	1.11	0.7	0.068	138.3	11.8	3.2	0.184	0	0
50	25.5	1.14	0.8	0.069	142.2	11.4	3.3	0.181	0	0
51	26	1.16	0.8	0.066	144	11.7	3.2	0.181	0	0
52	26.5	1.15	1	0.063	144	11.5	3.2	0.177	0	0
Valor	medio	1.16	-0.6	0.071	152	19.7	3	0.286	0	0
Resistencias chip	(Ohm)	Rg=3.9	Rd=1	Rs=1						
Inductancias chip	(nH)	Lg= 0.151	Ld= 0.134	Ls=0.021						
Capacidades chip	(pF)	Cpgi=0.035	Cpdi=0.025							
Tensiones de Polarizacion	(Volts)	Vgs=-0.5	Vds=3							
Intensidades de Polarizacion	(mA)	Ig= 0	Id= 299.2							
Errores:	E11=.1%	E12=1.7%	E21=.5%	E22=1.7%	Etot=1.01%					

Figura 3.75 Fichero ASCII extracción intrínseca transistor GEC-MARCONI de 10\*140 μm.





**Metodología para la extracción lineal y no-lineal de modelos circuitales para dispositivos MESFET y HEMT de media/alta potencia**

```

*****
*
* UNIVERSIDAD DE CANTABRIA - GRUPO DE INGENIERIA DE COMUNICACIONES *
*
*****
*
* Fabricante: GEC MARCONI                Proceso de Fabricacion: F20 Bathtub
* Dimension del dispositivo: 10*140 micras  Barrido primario: VGS
* Fecha extracción: 11 Dec 1995  Hora: 12:39:30  Z0 = 50 Ohm
* Modelo : DAMBRINE
* Extraccion Halfband para Ri y Tau RANGOS:
* Baja frecuencia: 1-19 [1-10 GHz]  Alta frecuencia: 19-52 [10-26.5 GHz]
* Rango para la extraccion EXTRINSECA: 1-19 [1-10 GHz]
* Elementos PARASITOS ENCAPSULADO :
* Lpg = 0 nH Lpd = 0 nH  Cpg = 0 pF Cpd = 0 pF  Cpgd = 0 pF
* Elementos PARASITOS CHIP :
* Rg = 3.9 Ohm Rd = 1 Ohm Rs = 1 Ohm
* Lg = .151 nH Ld = .134 nH Ls = .021 nH  Cpgi = .035 pF Cpdi = .025 pF
* Indices error: 1-52 [1-26.5GHz]  Recorte en potencia: NO
* Fichero HP Origen : C:\HPTEMPOR\PLESSEY5\B2-1\B21-BIAS:DOS,C
*
*****

```

Vgs	Vds	Ig	Id	Ri	Tau	Cds	Cgs	Cgd	Gm	Gds	Cdc	E11	E12	E21	E22	Etot
V	V	mA	mA	Ohm	ps	pF	pF	pF	mS	mS	pF	(%)	(%)	(%)	(%)	(%)
-3	0	-3	-3.2	0	3	0.262	0.44	0.324	8.7	22.6	0	0.3	0.5	0.3	0.6	0.4
-3	0.5	0	1.2	0	3	0.262	0.494	0.221	36.5	11.9	0	0.3	0.7	0.3	0.6	0.5
-3	1	0	3.6	0	3	0.262	0.532	0.191	46	12	0	0.2	1.2	0.5	0.8	0.7
-3	1.5	0	5.6	0	3	0.262	0.561	0.175	52.3	12.3	0	0.2	1.6	0.5	0.9	0.8
-3	2	0	7.6	0	3	0.262	0.588	0.163	57.2	12.5	0	0.1	1.9	0.6	1.1	0.9
-3	2.5	0	9.2	0	3	0.262	0.611	0.155	60.9	12.6	0	0.1	2.2	0.7	1.2	1
-3	3	0	10.8	0	3	0.262	0.635	0.146	64.2	12.7	0	0.1	2.6	0.8	1.3	1.2
-3	4	0	14.8	0	3	0.262	0.681	0.133	69.9	12.8	0	0.1	3.2	0.9	1.5	1.4
-3	5	0	18.4	0	3	0.262	0.723	0.122	74.2	12.7	0	0.1	3.7	1.1	1.7	1.6
-3	6	0	22.4	0	3	0.262	0.765	0.112	77.8	12.7	0	0.1	4.1	1.2	1.9	1.8
-3	7	0	26.8	0	3	0.262	0.807	0.104	81.1	12.6	0	0.1	4.4	1.4	1.9	1.9
-3	8	0	33.2	0	3	0.262	0.854	0.096	84	12.6	0	0.1	4.6	1.6	2	2.1
-2.5	0	0	2	0	3	0.262	0.541	0.372	14.9	142.8	0	0.2	2.1	1.4	0.7	1.1
-2.5	0.5	0	30	0	3	0.262	0.632	0.226	96.1	43.5	0	0.2	1.1	0.3	0.5	0.5
-2.5	1	0	36.8	0	3	0.262	0.709	0.157	107.8	26.8	0	0.2	1.5	0.4	0.7	0.7
-2.5	1.5	0	40.8	0	3	0.262	0.748	0.139	110.5	23.6	0	0.2	1.7	0.4	0.9	0.8
-2.5	2	0	44.4	0	3	0.262	0.779	0.128	111.5	21.8	0	0.2	2	0.4	1	0.9
-2.5	2.5	0	47.2	0	3	0.262	0.805	0.12	111.8	20.6	0	0.1	2.1	0.4	1.1	0.9
-2.5	3	0	50	0	3	0.262	0.828	0.114	111.8	19.6	0	0.1	2.3	0.4	1.1	1
-2.5	4	0	54.8	0	3	0.262	0.87	0.105	111	18	0	0.1	2.6	0.5	1.3	1.1
-2.5	5	0	59.6	0	3	0.262	0.906	0.098	109.7	16.6	0	0.1	2.9	0.6	1.4	1.3
-2.5	6	0	64.4	0	3	0.262	0.939	0.092	107.9	15.5	0	0.1	3.2	0.8	1.6	1.4
-2.5	7	0	69.6	0	3	0.262	0.97	0.087	105.8	14.5	0	0.1	3.4	1	1.7	1.5
-2.5	8	0	74.8	0	3	0.262	0.996	0.084	103.4	13.6	0	0.1	3.6	1.4	1.8	1.7
-2	0	0	6.4	0	3	0.262	0.623	0.395	15.3	338.4	0	0.2	2.8	2.5	0.6	1.5
-2	0.5	0	75.2	0	3	0.262	0.671	0.315	116.6	151.2	0	0.3	2.2	0.7	0.6	0.9
-2	1	0	92.8	0	3	0.262	0.836	0.144	142.7	38.4	0	0.2	1.4	0.2	0.7	0.6
-2	1.5	0	98	0	3	0.262	0.881	0.118	142.2	28.7	0	0.2	1.6	0.3	0.8	0.7
-2	2	0	101.6	0	3	0.262	0.909	0.108	139.9	25	0	0.2	1.7	0.3	2.1	1
-2	2.5	0	104.4	0	3	0.262	0.93	0.101	137.6	22.9	0	0.1	1.7	0.3	1.1	0.8
-2	3	0	106.4	0	3	0.262	0.951	0.096	135.1	21.2	0	0.1	1.8	0.3	1.2	0.9
-2	4	0	110	0	3	0.262	0.99	0.089	130.1	18.6	0	0.1	2	0.4	1.3	1
-2	5	0	112.8	0	3	0.262	1.017	0.084	125.1	16.8	0	0.1	2.2	0.5	1.5	1.1
-2	6	0	115.6	0	3	0.262	1.046	0.08	120	15.2	0	0.1	2.4	0.8	1.6	1.2
-2	7	0	118.4	0	3	0.262	1.067	0.078	115.1	14	0	0.1	2.5	1.1	1.7	1.4
-2	8	0	120.4	0	3	0.262	1.084	0.077	110.1	12.9	0	0.1	2.8	1.5	1.9	1.6
-1.5	0	0	9.6	0	3	0.262	0.742	0.373	15.8	562.8	0	0.3	3.1	3.5	0.6	1.9
-1.5	0.5	0	112	0	3	0.262	0.714	0.376	109.3	371.2	0	0.3	3	1	0.6	1.2
-1.5	1	0	156.8	0	3	0.262	0.922	0.154	155.7	59.3	0	0.2	1.5	0.1	0.7	0.6
-1.5	1.5	0	162.8	0	3	0.262	0.988	0.103	155.4	31.5	0	0.2	1.4	0.1	0.9	0.7
-1.5	2	0	165.2	0	3	0.262	1.014	0.092	151.9	25.7	0	0.1	1.4	0.2	1.1	0.7
-1.5	2.5	0	166.4	0	3	0.262	1.034	0.086	148.3	22.8	0	0.1	1.5	0.2	1.2	0.8
-1.5	3	0	167.2	0	3	0.262	1.049	0.082	144.6	20.6	0	0.1	1.5	0.3	1.3	0.8
-1.5	4	0	168	0	3	0.262	1.079	0.077	137.6	17.6	0	0.1	1.5	0.4	1.5	0.9
-1.5	5	0	168.4	0	3	0.262	1.106	0.074	130.8	15.6	0	0.1	1.6	0.6	1.6	1



-1.5	6	0	168	0	3	0.262	1.13	0.072	124.2	14	0	0.1	1.8	1	1.7	1.1
-1.5	7	0	167.2	0	3	0.262	1.147	0.071	117.8	12.6	0	0.1	2	1.4	1.8	1.3
-1.5	8	0	166.4	0	3	0.262	1.163	0.071	111.4	11.5	0	0.1	2.1	2	2	1.5
-1	0	0	11.6	0	3	0.262	0.932	0.308	17.2	823.2	0	0.3	3.4	4.2	0.6	2.1
-1	0.5	0	138.8	0	3	0.262	0.855	0.356	103.8	632.7	0	0.3	3.4	1.2	0.6	1.4
-1	1	0	221.2	0	3	0.262	0.975	0.212	163.2	137.2	0	0.3	2.1	0.2	0.5	0.8
-1	1.5	0	231.6	0	3	0.262	1.099	0.095	165.3	36.3	0	0.2	1.4	0.1	1.1	0.7
-1	2	0	232	0	3	0.262	1.128	0.079	160.5	26.1	0	0.2	1.2	0.1	1.2	0.7
-1	2.5	0	231.2	0	3	0.262	1.142	0.074	155.8	22.2	0	0.1	1.1	0.2	1.4	0.7
-1	3	0	230.8	0	3	0.262	1.159	0.07	151.4	19.7	0	0.1	1.1	0.3	1.4	0.7
-1	4	0	228	0	3	0.262	1.185	0.066	143	16.4	0	0.1	1.1	0.5	1.5	0.8
-1	5	0	224	0	3	0.262	1.209	0.065	134.9	14.2	0	0.1	1.2	0.8	1.7	0.9
-1	6	0	219.6	0	3	0.262	1.23	0.065	127	12.6	0	0.1	1.3	1.3	1.7	1.1
-1	7	0	215.6	0	3	0.262	1.25	0.065	119.6	11.3	0	0.1	1.3	2	1.9	1.3
-1	8	0	212	0	3	0.262	1.268	0.067	112.4	10.2	0	0	1.7	3	1.9	1.7
-0.5	0	0	13.6	0	3	0.262	1.191	0.237	18.9	1149	0	0.3	3.7	4.5	0.6	2.3
-0.5	0.5	0	159.2	0	3	0.262	1.078	0.304	105.8	948.7	0	0.3	3.7	1.7	0.6	1.6
-0.5	1	0	276.8	0	3	0.262	1.022	0.312	171.3	393.5	0	0.3	3	0.7	0.6	1.2
-0.5	1.5	0	304.8	0	3	0.262	1.229	0.104	178.2	49.3	0	0.2	1.5	0.4	1	0.8
-0.5	2	0	303.6	0	3	0.262	1.273	0.073	172.8	27.5	0	0.1	1.1	0.2	1.3	0.7
-0.5	2.5	0	302	0	3	0.262	1.291	0.066	167.4	22.1	0	0.1	1	0.3	1.4	0.7
-0.5	3	0	299.2	0	3	0.262	1.302	0.063	161.7	18.9	0	0.1	0.9	0.4	1.5	0.7
-0.5	4	0	290	0	3	0.262	1.328	0.06	151.3	15.4	0	0.1	0.8	0.7	1.5	0.8
-0.5	5	0	280.8	0	3	0.262	1.352	0.059	141.6	13.2	0	0.1	0.8	1.2	1.6	0.9
-0.5	6	0	271.6	0	3	0.262	1.375	0.06	132.2	11.5	0	0.1	0.9	2	1.7	1.1
-0.5	7	0	263.2	0	3	0.262	1.399	0.062	124	10.2	0	0	1.1	3	1.7	1.5
-0.5	8	0	255.6	0	3	0.262	1.421	0.065	115.6	9.1	0	0	1.3	4.5	1.8	1.9
0	0	0	16	0	3	0.262	1.648	0.109	21.6	1724	0	0.3	3.9	4.3	0.6	2.3
0	0.5	0	176.4	0	3	0.262	1.396	0.258	119.5	1420	0	0.3	3.9	2.3	0.6	1.8
0	1	0	318.4	0	3	0.262	1.22	0.347	185.3	815.1	0	0.3	3.7	1.2	0.6	1.5
0	1.5	0	380.8	0	3	0.262	1.39	0.143	197.7	93.2	0	0.2	2	1.2	0.6	1
0	2	0	380.8	0	3	0.262	1.47	0.071	191.5	31	0	0.2	1.2	0.6	1.4	0.8
0	2.5	0	377.6	0	3	0.262	1.49	0.061	184.7	22.3	0	0.1	0.9	0.5	1.5	0.8
0	3	0	370.4	0	3	0.262	1.504	0.057	177.2	18.5	0	0.1	0.7	0.6	1.6	0.7
0	4	0	353.6	0	3	0.262	1.534	0.055	164.4	14.6	0	0.1	0.6	1	1.5	0.8
0	5	0	338	0	3	0.262	1.565	0.055	153	12.3	0	0.1	0.6	1.7	1.5	1
0	6	0	322.4	0	3	0.262	1.595	0.057	142	10.7	0	0	0.6	2.7	1.6	1.3
0	7	0	308.8	0	3	0.262	1.623	0.06	131.8	9.4	0	0	0.8	4.3	1.6	1.7
0	8	0	296.8	0	3	0.262	1.658	0.064	122.2	8.4	0	0	1	6.6	1.6	2.3

Figura 3.76 Fichero ASCII extracción multibías transistor GEC-MARCONI de 10\*140  $\mu\text{m}$ .

Cuando se va a efectuar la extracción intrínseca se debe proceder a la carga del fichero de [S] que se quiere utilizar, en cambio para la extracción extrínseca se solicitará la carga del fichero o de los ficheros de datos en el momento de iniciarse la extracción, en función del método de extracción que se haya seleccionado. Para el caso de la extracción multibías la carga de ficheros se realiza automáticamente, ya que la ruta de búsqueda o “path” del fichero ha sido solicitada en el proceso de inicialización de la extracción.

### F3 - Prt-Plt -XTR-

Esta tecla de función permite acceder al menú de impresión, dibujo y edición para los datos y los resultados de la extracción simple bias, ya sea intrínseca o extrínseca. La pantalla mostrada al pulsar esta tecla es la mostrada en la figura 3.77 (a). Una vez dentro de la opción

de impresión de datos y resultados, es posible imprimir los parámetros [S], [Z] o [Y] correspondiente a las medidas, o los modelados a partir de la extracción, así como los resultados de la extracción intrínseca o extrínseca, tal como se muestra en las figuras 3.74 y 3.75. En cuanto a los tipos de gráficos que pueden generarse, estos pueden ser de varios tipos:

- Diagrama Rectangular en todas sus formas: lineal, semilogarítmico, logarítmico y dB
- Diagrama Polar.
- Carta de Smith.

pudiéndose generar todo tipo de gráficos de los resultados extraídos con la frecuencia. Además, se permite dibujar sobre la misma gráfica los parámetros de Scattering medidos y modelados para el transistor a un punto de polarización dado, con lo cual se tiene una imagen de la calidad de la extracción, tal como se muestra en la figura 3.77 (b). Dado que el programa trabaja con las operaciones aritméticas en “doble precisión” y los resultados se ofrecen con 16 decimales, se ha creído oportuno incorporar al programa un sencillo procesador de texto que permite editar los resultados y truncar el número de decimales, o introducir comentarios sobre la extracción en los ficheros de datos.

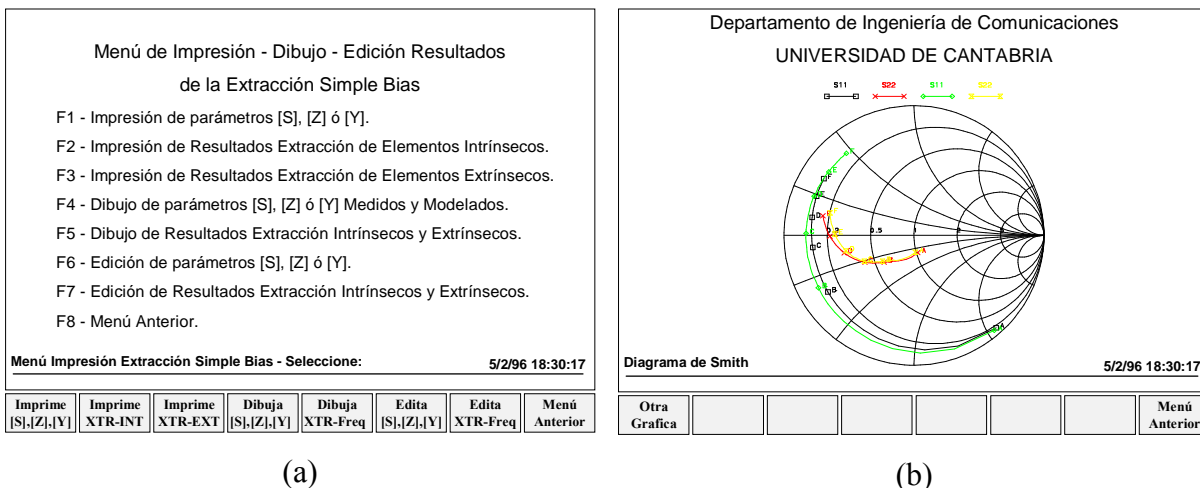


Figura 3.77 (a) Menú de impresión, dibujo y edición de datos y resultados de la extracción simple bias.

(b) Diagrama se Smith mostrando el valor de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  medidos y modelados a partir de los resultados de una extracción simple bias.

#### **F4 - Prt-Plt -BIAS-**

Al pulsar esta tecla de función se accede al menú mostrado en la figura 3.78 el cual permite imprimir, dibujar o editar cualquier parámetro que dependa de las tensiones de polarización, ya sea en función de  $V_{gs}$  o de  $V_{ds}$  (curvas características, variación de los parámetros intrínsecos, variación de las funciones error, etc).

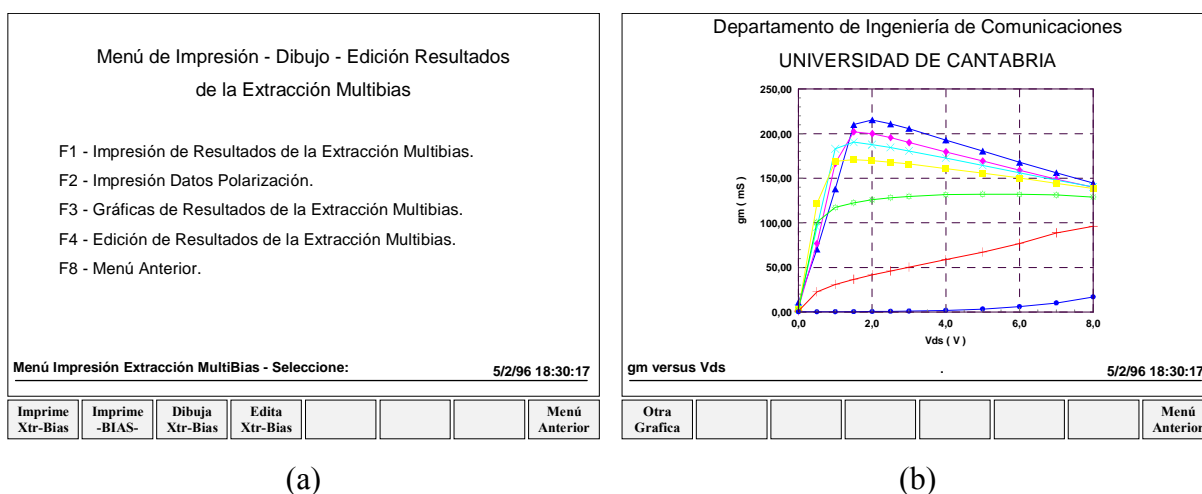


Figura 3.78 (a) Menú de impresión, dibujo y edición de datos y resultados de la extracción multibias.

(b) Diagrama rectangular correspondiente a la variación de la transconductancia  $gm$  con la tensión  $V_{ds}$  con  $V_{gs}$  como parámetro para el transistor MESFET GEC-MARCONI F20 Bath-tub  $10 \times 170 \mu\text{m}$ .

#### **F5 - Iniciar Extracción**

Una vez decidido el tipo de extracción que se va a realizar sobre el dispositivo en estudio, al pulsar esta tecla de función a parecen tres situaciones distintas:

- Si se ha seleccionado la extracción extrínseca, se muestra un nuevo submenú como el mostrado en la figura 3.80 (a), donde se puede escoger el tipo de extracción extrínseca a

efectuar entre los siguientes: resistencias, inducciones, y capacidades de acceso, así como, parásitos de la cápsula, para la cual se utilizan las técnicas de caracterización introducidas en la sección 3.3, tal como se muestra en las figuras 3.79 (b), 3.79 (c), 3.79 (d), 3.79 (e) y 3.79 (f).

**Tipos de Extracciones Extrínsecas**

F1 - Extracción de Resistencias de Acceso Rg, Rd y Rs.  
 F2 - Extracción de Inducciones de Acceso Lg, Ld y Ls.  
 F3 - Extracción de Capacidades Parásitas Cpgi y Cpdi.  
 F4 - Extracción de Parásitos de la Cápsula.  
 F8 - Menú Anterior.

Extracción Extrínseca 5/2/96 18:30:17

XTR Rg,Rd,Rs	XTR Lg, Ld, Ls	XTR Cpgi, Cpdi	XTR Cápsula				Menú Anterior
-----------------	-------------------	-------------------	----------------	--	--	--	------------------

(a) Menú General.

**Extraccion de Elementos Parásitos del Encapsulado**

F1 - Optimización Aleatoria.  
 F2 - Optimización Newton.  
 F3 - Optimización Gradiente Conjugado.  
 F4 - Método DICOMPAK-I.  
 F5 - Método DICOMPAK-II.  
 F8 - Menú Anterior.

Extracción de Parásitos Encapsulados 5/2/96 18:30:17

Random -OPT-	Newton -OPT-	Grad-Conj -OPT-	Método Dicompak-I	Método Dicompak-II			Menú Anterior
-----------------	-----------------	--------------------	----------------------	-----------------------	--	--	------------------

(b) Menú extracción elementos de la cápsula.

**Extraccion de Resistencias Parásitas**

F1 - Método Aleatorio de Optimización.  
 F2 - Método Newton de Optimización.  
 F3 - Método de Optimización del Gradiente Conjugado.  
 F4 - Método de Extracción de Dambrine.  
 F5 - Método de Extracción de Vogel.  
 F6 - Método de Extracción de Golio.  
 F7 - Método de Extracción de Wolff.  
 F8 - Más Menús.

Extracción de Resistencias de Acceso 5/2/96 18:30:17

Random -OPT-	Newton -OPT-	Grad-Conj -OPT-	Método Dambrine	Método Vogel	Método Golio	Método Wolff	Más Menús
-----------------	-----------------	--------------------	--------------------	-----------------	-----------------	-----------------	--------------

(c) Menú extracción resistencias de acceso #1

**Extraccion de Resistencias Parásitas**

F1 - Método de Tayrani.  
 F2 - Método DICOM-I.  
 F3 - Método DICOM-II.  
 F7 - Menú Anterior.  
 F8 - Menú Principal.

Extracción de Resistencias de Acceso - Menú nº2 5/2/96 18:30:17

Método Tayrani	Método DICOM-I	Método DICOM-II				Menú Anterior	Menú Principal
-------------------	-------------------	--------------------	--	--	--	------------------	-------------------

(d) Menú extracción resistencias de acceso #2

**Extraccion de Inducciones Parásitas**

F1 - Método Aleatorio de Optimización.  
 F2 - Método Newton de Optimización.  
 F3 - Método de Optimización del Gradiente Conjugado.  
 F4 - Método de Extracción de Dambrine.  
 F5 - Método de Extracción de Wolff.  
 F6 - Método de Extracción Golio.  
 F7 - Método de Extracción Tayrani.  
 F8 - Método de Extracción DICOM I y II

Extracción de Inducciones de Acceso 5/2/96 18:30:17

Random -OPT-	Newton -OPT-	Grad-Conj -OPT-	Método Dambrine	Método Wolff	Método Golio	Método Tayrani	Métodos DICOM
-----------------	-----------------	--------------------	--------------------	-----------------	-----------------	-------------------	------------------

(e) Menú extracción inducciones de acceso.

**Extraccion de Capacidades Parásitas**

F1 - Método Aleatorio de Optimización.  
 F2 - Método Newton de Optimización.  
 F3 - Método de Optimización del Gradiente Conjugado.  
 F4 - Método de Extracción de Dambrine.  
 F5 - Método de Extracción de Wolff.  
 F6 - Método de Extracción de Tayrani.  
 F7 - Método de Extracción de White.  
 F8 - Método de Extracción DICOM.

Extracción de Capacidades de Acceso 5/2/96 18:30:17

Random -OPT-	Newton -OPT-	Grad-Conj -OPT-	Método Dambrine	Método Wolff	Método Tayrani	Método White	Método DICOM
-----------------	-----------------	--------------------	--------------------	-----------------	-------------------	-----------------	-----------------

(f) Menú extracción capacidades de acceso.



Figura 3.79 Aspecto de la pantalla de XTRMODFET para la extracción extrínseca.

- Si se ha seleccionado la extracción intrínseca aparece el menú mostrado en la figura 3.80 (a), pudiéndose escoger entre una extracción intrínseca ecuacional, una extracción ecuacional más un proceso de optimización que minimice la función de error entre los parámetros de Scattering medidos y modelados, y la extracción de las figuras de mérito del dispositivo correspondientes al punto de polarización en estudio en función de la frecuencia, según las directrices fijadas en la sección 3.5.

- Si se ha seleccionado la extracción multibías aparece el menú mostrado en la figura 3.80 (b), se puede optar por una extracción multibías ecuacional clásica en el que los valores de  $R_i$ ,  $\tau$  y  $C_{ds}$ , se calculen en cada punto, al igual que el resto de los elementos que componen el modelo intrínseco seleccionado, hacer que dichos valores permanezcan constantes durante todo el proceso, o introducir una ecuación que de cuenta de la variación de los mismos con la polarización, tal como ocurre en el caso de los transistores HEMT [17].

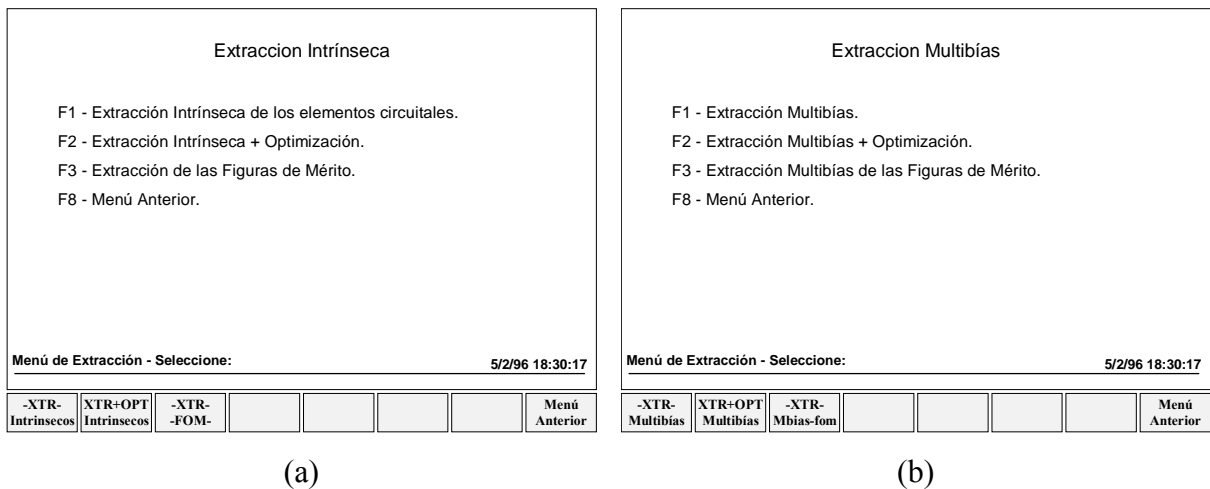
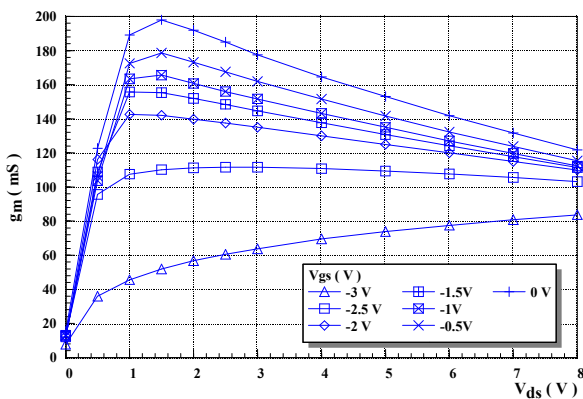


Figura 3.80 Aspecto de la pantalla de XTRMODFET

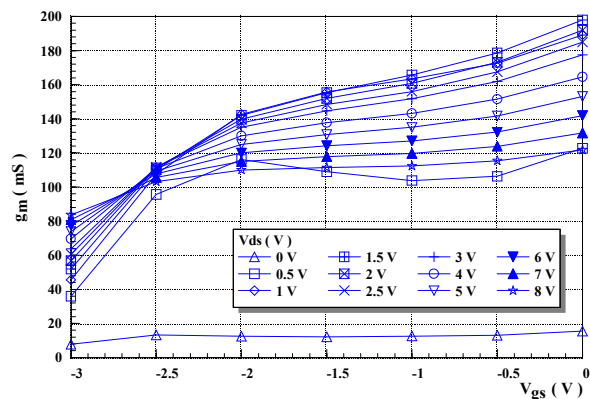
- (a) Extracción Intrínseca Simple Bías.
- (b) Extracción Intrínseca Multibías.

Una vez finalizado el proceso de extracción multibías, se generan dos tipos de ficheros de resultados distintos uno de texto como el mostrado en la figura 3.76 (fichero .XTR) y otro

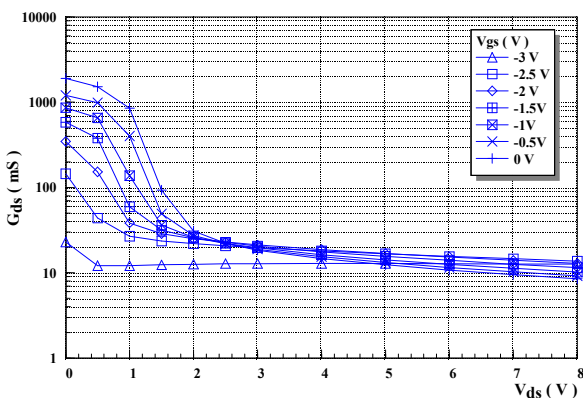
binario en formato HP Lift (archivo EXMB), conteniendo ambos la misma clase de información: puntos de polarización valores de los elementos intrínsecos obtenidos a cada punto de polarización, y los valores de las funciones de error obtenidas al reconstruir los parámetros de Scattering con los valores extraídos, y compararlos con los valores medidos experimentalmente. El fichero de extracción multibías en formato HP Lift, será tomado como fichero de dato por el software OPTMODFET capaz de obtener modelos no lineales y de gran señal a partir de estos datos y de las medidas pulsadas obtenidas mediante el banco de medida pulsada TR105, tal como se verá en el capítulo siguiente para el caso de los transistores HEMT, puesto que el estudio de modelos de transistores MESFET de gran señal a partir de medidas de Scattering y pulsadas, ya ha sido estudio de otras trabajos realizados en el grupo [36]. En las figuras 3.81 (a), 3.81 (b), 3.81 (c), 3.81 (d), 3.81 (e), 3.81 (f) 3.81 (g) y 3.81 (h), se muestran la variación con  $V_{gs}$  y  $V_{ds}$  de los parámetros intrínsecos obtenidos al efectuar una extracción multibías para el transistor F20 Bath-tub GEC-MARCONI de  $10 \times 140 \mu\text{m}$ .



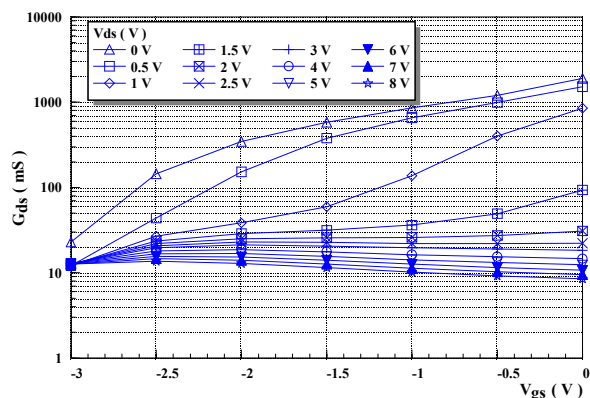
(a)



(b)



(c)



(d)



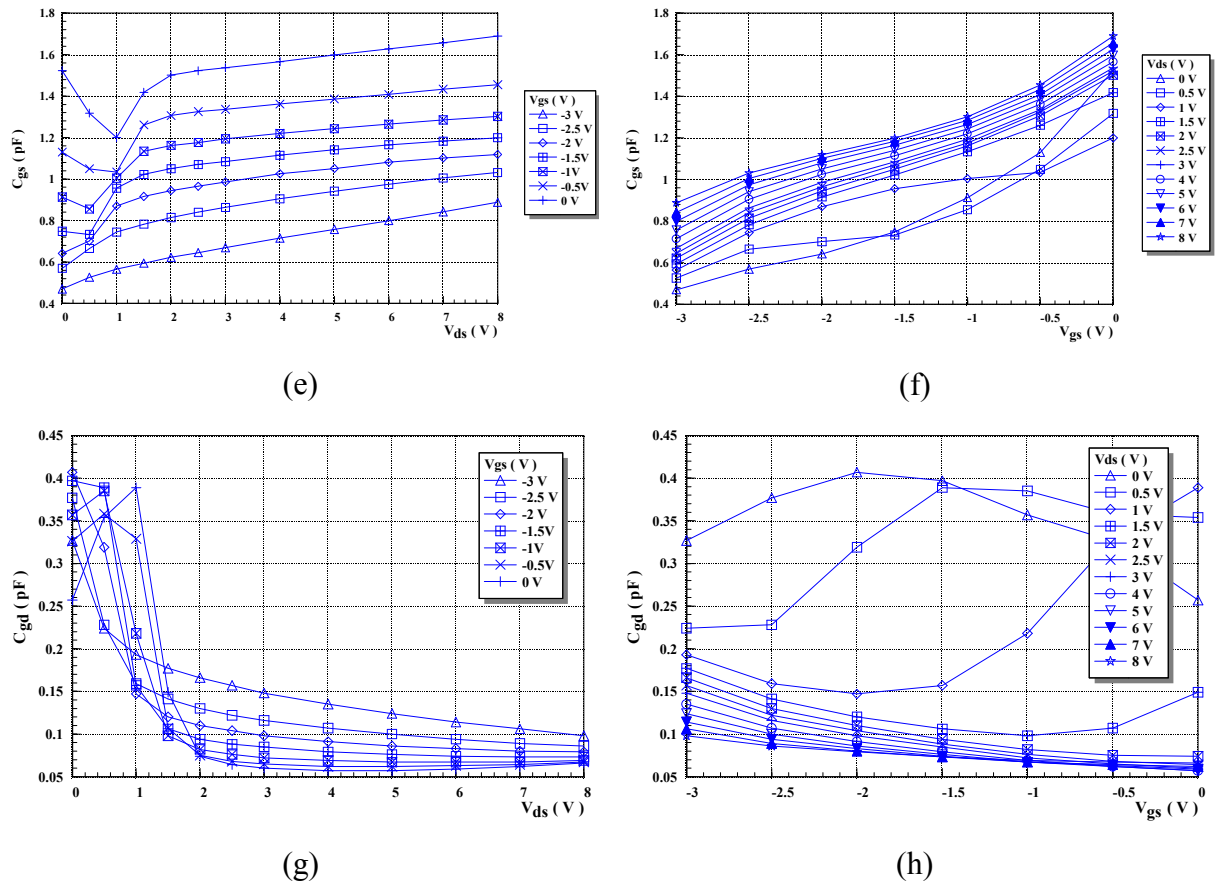


Figura 3.81 Variación de los parámetros intrínsecos del modelo de Vendelin-Dambrine con el punto de polarización obtenidos al efectuar la extracción multibías listada en la figura 3.76 al transistor F20 Bath-tub GEC-MARCONI de  $10 \times 140 \mu\text{m}$ .

- (a)  $g_m$  vs.  $V_{ds}$       (b)  $g_m$  vs.  $V_{gs}$   
(c)  $G_{ds}$  vs  $V_{ds}$       (d)  $G_{ds}$  vs.  $V_{gs}$   
(e)  $C_{gs}$  vs.  $V_{ds}$       (f)  $C_{gs}$  vs.  $V_{gs}$   
(g)  $C_{gd}$  vs.  $V_{ds}$       (h)  $C_{gd}$  vs.  $V_{gs}$

Si se ha seleccionado la opción de el cálculo de las figuras de mérito durante la extracción multibías se obtiene las gráficas de variación de dichos parámetros con la polarización, tal como se ha mostrado en la sección 3.5.

Es posible utilizar el proceso de optimización tanto en la extracción extrínseca, como en la intrínseca o en la multibías, por ello es interesante tratar como se ha definido la función error, y que tipo de algoritmos se utilizan durante el proceso de optimización. Dentro del



programa de extracción XTRMODFET, se ha definido la función error cuadrático medio para cada parámetro de Scattering de la forma:

$$E_{ij} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N \left( \sqrt{S_{ij\_Medido}^2 - S_{ij\_Modelado}^2} \right) \text{ con } i,j = 1,2 \quad (3.265)$$

donde N es el número total de frecuencias a las que se han medido los parámetros de Scattering. Se define la función error total  $E_{tot}$  como:

$$E_{tot} = \frac{E_{11} + E_{12} + E_{21} + E_{22}}{4} \quad (3.266)$$

Cuando se selecciona extracción + optimización se utilizan los siguientes los algoritmos: Random, Newton, Cuasi-Newton o Gradiente Conjugado para la búsqueda de un mínimo de la función error total definido como (3.266). Aunque no es el propósito de este trabajo el entrar en una explicación detallada de los algoritmos de optimización integrados en el software de extracción XTRMODFET, a continuación se indicarán las bases matemáticas de los mismos.

El algoritmo Random o “aleatorio”, se utiliza para efectuar un “batido” entre los valores mínimo y máximo de la variable a optimizar, cuando se desconoce el valor de partida, buscando un punto de “arranque” para algoritmos más sofisticados que posean fundamento matemático para buscar el valor óptimo de la función error. El algoritmo Newton está basado en el cálculo de la derivada primera y la minimización del vector gradiente de la función error, si bien se trata de un artificio matemático que requiere un tiempo de cálculo no demasiado elevado, las estimaciones del parámetro a optimizar pueden ser un poco “groseras” y fácilmente se puede caer en un mínimo local de la función error. El algoritmo Cuasi-Newton es un refinamiento del que se acaba de presentar ya que para efectuar una cálculo inteligente de la función gradiente utiliza ciertos valores de “peso” que hacen que la derivada direccional sea máxima en la dirección que indique la función peso. Por ultimo el algoritmo denominado Gradiente-Conjugado que se encuentra basado en el cálculo de la matriz Hessiana (derivada segunda) si bien es el más eficiente en la búsqueda del mínimo de la función error, es el que



más tiempo de cálculo consume, recomendándose su utilización para casos en que el punto de partida se encuentre cercano al mínimo deseado.

### **F6 - Cambio FECHA/HORA**

Esta tecla de función permite cambiar la fecha y la hora del ordenador, a los datos reales, cuando se produce un cambio en los horarios o un corte de energía eléctrica prolongado.

### **F7 - Pantalla/Impresora**

Esta tecla de función permite redireccionar la salida de los listados de datos y resultados de la pantalla del ordenador a la impresora y viceversa. Si la impresora posee capacidades gráficas, también permite dibujar las gráficas sobre la misma.

### **F8 - Fin de Programa**

Al pulsar esta tecla de función se detiene la ejecución del programa XTRMODFET, mostrándose la pantalla de la figura 3.82.

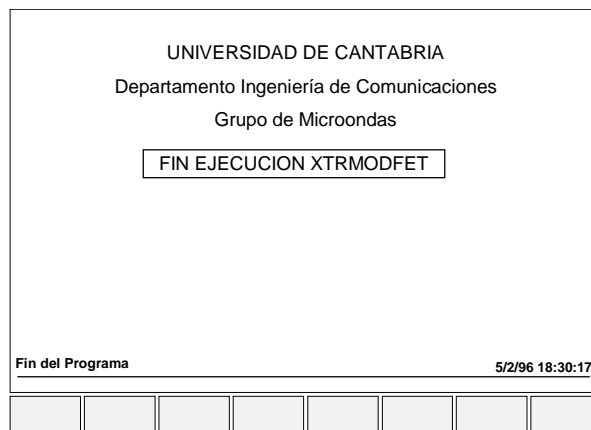


Figura 3.82 Pantalla de finalización del programa XTRMODFET.

### **3.7 Escalado de los elementos parásitos de los transistores MESFET y HEMT**

Debido a la necesidad de disponer de reglas de escalado en función de la anchura de puerta eficientes a la hora de proceder al diseño de sistemas que incorporen dispositivos MESFET o HEMT, es necesario conocer como varían los diferentes elementos parásitos para transistores de distintos tamaños, así como algunos de los elementos intrínsecos de los mismos. Es por esta razón que a continuación se trate el tema del escalado con cierta mesura, más bien como una continuación de la extracción multibías para transistores de diversas medidas, proporcionando reglas de escalado para los elementos parásitos del dispositivo y para las capacidades intrínsecas  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$  y  $C_{ds}$  dejándose el estudio del escalado de las fuentes de corrientes no lineales  $I_{ds}$  e  $I_{dg}$  a otros trabajos de investigación que se están desarrollando en estos momentos en el seno del Grupo de Microondas [37]. La ventaja inherente a la utilización de estas reglas de escalado consiste en que con un solo conjunto de ecuaciones, es posible modelar el comportamiento de toda una familia de dispositivos MESFET/HEMT con solo variar el valor de la anchura total de puerta  $W$ . Por otro lado, este tipo de reglas son relativamente sencillas de introducir en un simulador circuital comercial como MDS o Libra.

#### **3.7.1 Escalado de las resistencias de acceso**

A la hora de proceder al escalado de las resistencias de acceso, parece no haber acuerdo entre los escalados utilizados por las foundries y la literatura ya que unos lo hacen en función de la longitud del dedo  $W_d$  [38] y otros en función de la longitud total de puerta  $W$ . Ambas anchuras se relacionan mediante la expresión:

$$W = W_d \cdot F_{Num} \quad (3.267)$$

donde  $F_{Num}$  representa el número de dedos “fingers” del transistor y  $W_d$  es la anchura de Gate correspondiente a un dedo.

Así pues, existen fabricantes como GEC-MARCONI que ofrecen un escalado de  $R_g$ ,  $R_d$  y  $R_s$  en función de la anchura de puerta diferente según el número de dedos que posea el dispositivo en estudio. Esta filosofía no es muy interesante ni para el diseñador, ni para el



modelador de dispositivos, puesto que conlleva el efectuar diferentes escalados en función del número de dedos y de la anchura de puerta del dispositivo, lo cual “construye” la utilización de dispositivos que posean un número de dedos diferente a los que ha escalado el fabricante. Un escalado típico de Foundry es el mostrado en la tabla 3.26.

<b>Número de dedos</b>	<b>Rg (Ω) si W<sub>d</sub> en μm</b>	<b>Rd (Ω) si W<sub>d</sub> en μm</b>	<b>Rs (Ω) si W<sub>d</sub> en μm</b>
<b>2</b>	<b>0.043* W<sub>d</sub></b>	<b>462/ W<sub>d</sub></b>	<b>318.8/ W<sub>d</sub></b>
<b>4</b>	<b>0.0213* W<sub>d</sub></b>	<b>90/ W<sub>d</sub></b>	<b>178.8/ W<sub>d</sub></b>
<b>6</b>	<b>0.0013* W<sub>d</sub>+0.2</b>	<b>4.25-0.022* W<sub>d</sub></b>	<b>605* W<sub>d</sub></b>

Tabla 3.26 Escalado de R<sub>g</sub>,R<sub>d</sub> y R<sub>s</sub> proporcionado por la foundry para el proceso F20 de GEC-MARCONI.(W<sub>d</sub> representa la anchura de Gate del dedo)

Para evitar las limitaciones derivadas de la utilización del escalado que se acaba de presentar, las reglas de escalado que se van a proponer a continuación dependen de la anchura total de puerta W, y han sido comprobadas con numerosas familias de transistores MESFET y HEMT de distintos fabricantes. Si se aplica la ley de Ohm para determinar las resistencias de Drain y Source, se tiene que:

$$R_{s,d} = \frac{\Delta V_{s,d}}{I_{ds}} \quad (3.268)$$

donde ΔV<sub>s,d</sub> representa la tensión que cae en la resistencia de Source o Drain, respectivamente e I<sub>ds</sub> es la corriente que atraviesa a las mismas. Puesto que, I<sub>ds</sub> es directamente proporcional a la anchura total de puerta W, se puede escribir:

$$R_s(W) = R_{s0} + \frac{R_{s1}}{W} \quad (3.269)$$

$$R_d(W) = R_{d0} + \frac{R_{d1}}{W} \quad (3.270)$$

donde  $R_{s0}$ ,  $R_{s1}$ ,  $R_{d0}$  y  $R_{d1}$  son coeficientes a determinar por ajuste lineal de los datos obtenidos mediante cualquiera de la técnicas de extracción vistas en este capítulo o mediante los métodos de DC vistos en el capítulo anterior.

A la hora de proceder a determinar la regla de escalado para la resistencia de puerta  $R_g$ , es necesario tener en cuenta que debido a la estructura interdigital de los dedos que componen un dispositivo MESFET/HEMT moderno la resistencia de Gate por dedo es proporcional a  $W/F_{Num}$ , y dado que se tiene  $F_{Num}$  dedos en paralelo, se puede afirmar que la resistencia de puerta es proporcional a  $W/F_{Num}^2$ , de esta manera es posible escribir que:

$$R_g(W, F_{Num}) = R_{g0} + R_{g1} \cdot \frac{W}{F_{Num}^2} \tag{3.271}$$

Para validar las reglas de escalado para las resistencias de acceso que se acaban de introducir, se utilizarán los resultados de aplicar las técnicas DICOM-II de extracción de resistencias para dispositivos MESFET correspondientes a 13 transistores MESFET de la tecnología F20 Bath-tub de 100 micras de espesor de sustrato del la foundry GEC-MARCONI. El resultado de aplicar dicha técnica, se muestra en la tabla 3.27.

Nombre	Geometría (µm)	Anchura Total de Gate W (mm)	1/W	Rg (Ω) Extraída	Rd (Ω) Extraída	Rs (Ω) Extraída
----	18*90	1.62	0.6173	3.85	0.86	0.86
A1	6*120	0.72	1.3839	4.08	1.99	1.83
A2	10*120	1.2	0.8333	3.8	1.23	1.15
A3	14*120	1.68	0.5952	3.65	0.85	0.85
A4	18*120	2.16	0.463	3.8	0.65	0.68
B1	6*140	0.84	1.1905	4.26	1.72	1.59
B2	10*140	1.4	0.7143	3.8	1.02	0.99
B3	14*140	1.96	0.5102	3.68	0.74	0.75
B4	18*140	2.52	0.3968	3.78	0.57	0.61
C1	6*170	1.02	0.9804	4.41	1.4	1.32
C2	10*170	1.7	0.5882	4.03	0.85	0.85
C3	14*170	2.8	0.3571	3.73	0.61	0.64
C4	18*170	3.06	0.3268	3.66	0.46	0.52

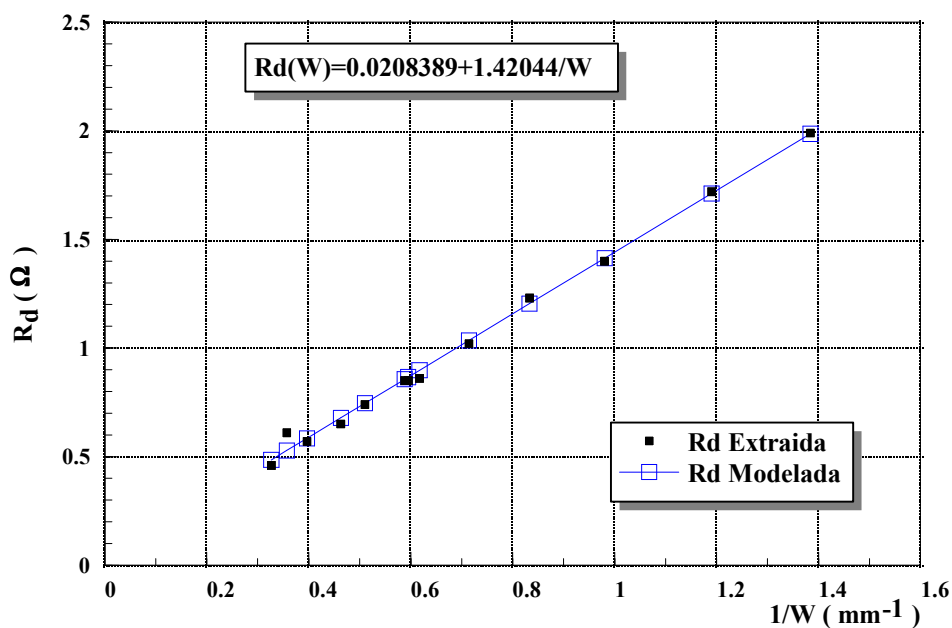
Tabla 3.27 Resultados de aplicar las técnica de extracción de resistencias de acceso DICOM-II a trece transistores F20 Bath-tub de 100 micras de espesor de sustrato de la foundry GEC-MARCONI.



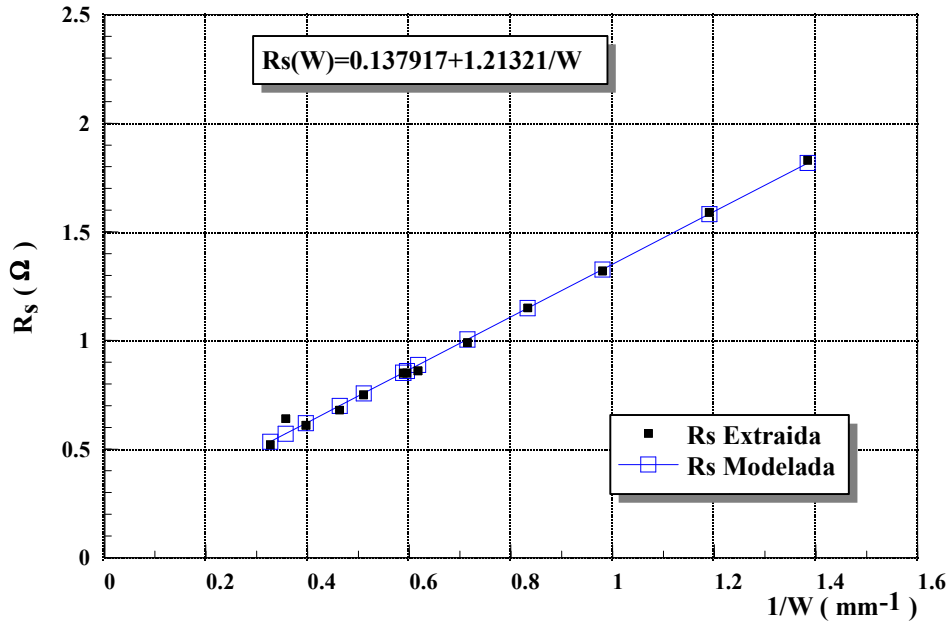
Una vez efectuados los ajustes fijados por las expresiones (3.269), (3.270) y (3.271) se obtienen los resultados mostrados en la tabla 3.28. En las figuras 3.83 (a), 3.83 (b) y 3.83 (c) puede verse una comparación entre los valores extraídos y los valores escalados para las tres resistencias de acceso correspondientes a los transistores mostrados en las tablas 3.27 y 3.28.

Nombre	Geometría (μm)	Anchura Total de Gate W (mm)	1/W	Rg (Ω) Escalada	Rd (Ω) Escalada	Rs (Ω) Escalada
-----	18*90	1.62	0.6173	3.85	0.86	0.86
A1	6*120	0.72	1.3839	4.08	1.99	1.83
A2	10*120	1.2	0.8333	3.8	1.23	1.15
A3	14*120	1.68	0.5952	3.65	0.85	0.85
A4	18*120	2.16	0.463	3.8	0.65	0.68
B1	6*140	0.84	1.1905	4.26	1.72	1.59
B2	10*140	1.4	0.7143	3.8	1.02	0.99
B3	14*140	1.96	0.5102	3.68	0.74	0.75
B4	18*140	2.52	0.3968	3.78	0.57	0.61
C1	6*170	1.02	0.9804	4.41	1.4	1.32
C2	10*170	1.7	0.5882	4.03	0.85	0.85
C3	14*170	2.8	0.3571	3.73	0.61	0.64
C4	18*170	3.06	0.3268	3.66	0.46	0.52

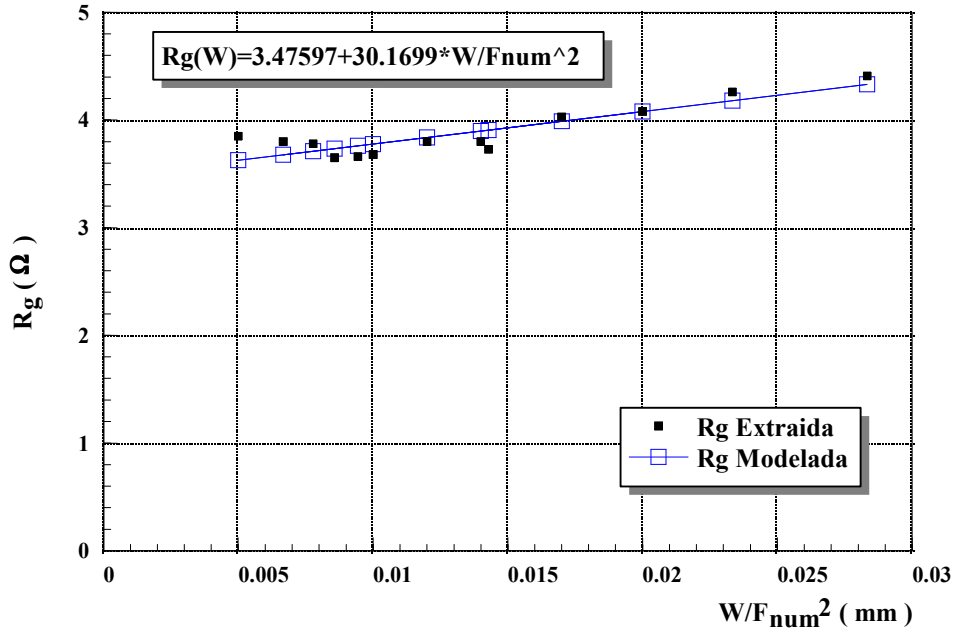
Tabla 3.28 Resultados de aplicar las reglas de escalado de resistencias de acceso a la familia compuesta por trece transistores F20 Bath-tub de 100 micras de espesor de sustrato de la foundry GEC-MARCONI.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.83 Comparación entre los valores extraídos y escalados para las resistencias de acceso de los transistores F20 Bath-tub de 100 micras de espesor de sustrato de la foundry GEC-MARCONI

- (a)  $R_d$  extraída y modelada frente a  $1/W$ .
- (b)  $R_s$  extraída y modelada frente a  $1/W$ .
- (c)  $R_g$  extraída y modelada frente a  $W/F_{\text{Num}}^2$ .

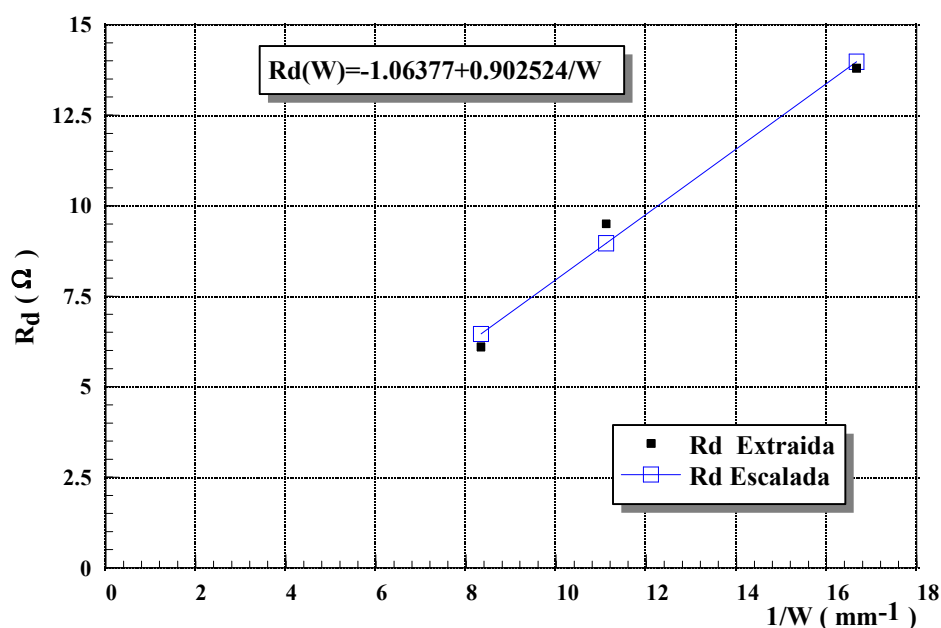


Para validar las reglas de escalado de las resistencias de acceso que se acaban de introducir, para el caso de dispositivos de tipo HEMT se utilizarán los resultados de aplicar las técnicas DICOM-II de extracción de resistencias para dispositivos HEMT correspondientes a 3 transistores HEMT de la tecnología D02AH de la foundry PHILIPS. Una comparativa de los resultados obtenidos al aplicar dicha técnica, así como las reglas de escalado, se muestra en la tabla 3.29.

Geometría (μm)	W (μm)	1/W (mm <sup>-1</sup> )	Rg (Ω) Extraída	Rg (Ω) Escalada	Rd (Ω) Extraída	Rd (Ω) Escalada	Rs (Ω) Extraída	Rs (Ω) Escalada
4*15	60	16.667	5.4	5.12308	13.8	13.9786	16.2	16.2357
6*15	90	11.111	4.4	4.60769	9.50	8.96417	10.3	10.1927
4*30	120	8.3333	6.6	6.66923	6.10	6.45723	7.10	7.17152

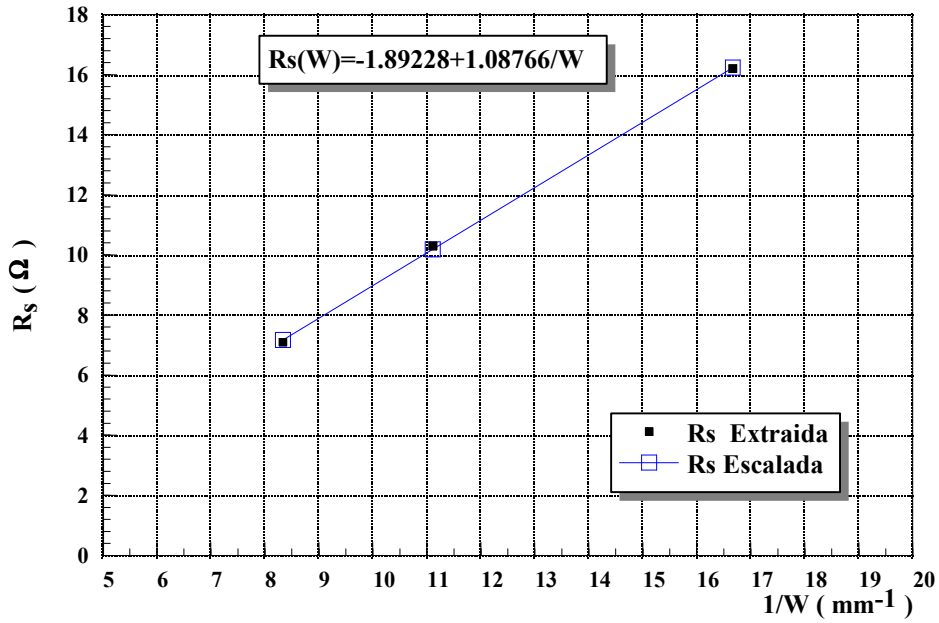
Tabla 3.29 Resultados de aplicar la técnica de extracción de resistencias de acceso DICOM-II y las reglas de escalado a la familia compuesta por tres dispositivos P-HEMT de tecnología PHILIPS D02AH.

En las figuras 3.84 (a), 3.84 (b) y 3.84 (c) se muestra una comparación entre los valores extraídos y los valores escalados para las tres resistencias de acceso correspondientes a estos dispositivos P-HEMT.

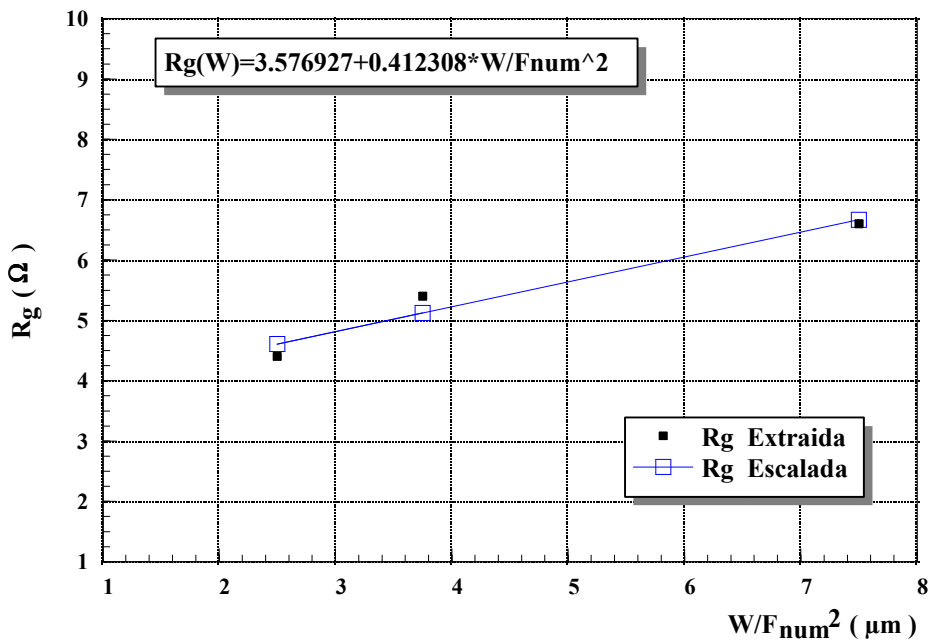


(a)





(b)



(c)

Figura 3.84 Comparación entre los valores extraídos y escalados para las resistencias de acceso de los transistores HEMT de la tecnología PHILIPS D02AH.

- (a)  $R_d$  extraída y modelada frente a  $1/W$ .
- (b)  $R_s$  extraída y modelada frente a  $1/W$ .
- (c)  $R_g$  extraída y modelada frente a  $W/F_{Num}^2$ .



### 3.7.2 Escalado de las inducciones de acceso

Para encontrar un escalado que de rigurosa cuenta del comportamiento de las inducciones de acceso con la anchura de puerta, se han efectuado numerosos ajustes en función de  $W$  y de  $1/W$  para diferentes familias de transistores, llegándose a la conclusión de que la dependencia de  $L_g$ ,  $L_d$  y  $L_s$  con la anchura de puerta es inversamente proporcional a esta. Así pues se puede escribir que:

$$L_g(W) = L_{g0} + \frac{L_{g1}}{W} \quad (3.272)$$

$$L_d(W) = L_{d0} + \frac{L_{d1}}{W} \quad (3.273)$$

$$L_s(W) = L_{s0} + \frac{L_{s1}}{W} \quad (3.274)$$

Para validar las expresiones anteriores, éstas van a ser aplicadas a la misma familia de transistores F20 a la que se han aplicado las reglas de escalado de las resistencias de acceso.

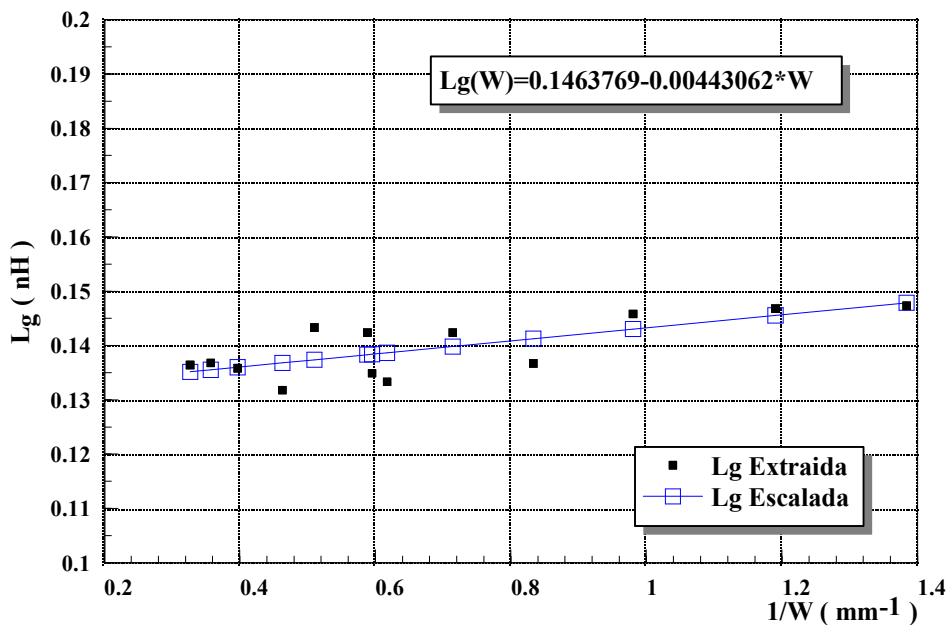
Nombre	Geometría (µm)	Anchura Total de Gate W (mm)	1/W	Lg (nH) Extraída	Ld (nH) Extraída	Ls (nH) Extraída
-----	18*90	1.62	0.6173	0.1272	0.1169	0.0390
A1	6*120	0.72	1.3839	0.1473	0.1215	0.0155
A2	10*120	1.2	0.8333	0.1367	0.1186	0.0242
A3	14*120	1.68	0.5952	0.1297	0.1167	0.0316
A4	18*120	2.16	0.4630	0.1318	0.1152	0.0399
B1	6*140	0.84	1.1905	0.1468	0.1200	0.0154
B2	10*140	1.4	0.7143	0.1424	0.1188	0.0243
B3	14*140	1.96	0.5102	0.1433	0.1155	0.0319
B4	18*140	2.52	0.3968	0.1358	0.1128	0.0401
C1	6*170	1.02	0.9804	0.1458	0.1201	0.0150
C2	10*170	1.7	0.5882	0.1424	0.1170	0.0237
C3	14*170	2.8	0.3571	0.1368	0.1128	0.0319
C4	18*170	3.06	0.3268	0.1364	0.1120	0.0408

Tabla 3.30 Resultados de aplicar la técnica de extracción de inducciones de acceso DICOM-II a trece transistores F20 Bath-tub de 100 micras de espesor de sustrato de la foundry GEC-MARCONI.

Si se aplica la técnica DICOM-II para la extracción de las inducciones de acceso a esta familia se obtiene los resultados reflejados en la tabla 3.30. Una vez aplicadas las reglas de escalado se obtienen los resultados mostrados en la tabla 3.31. En las figuras 3.84 (a), 3.84. (b) y 3.84 (c), se muestra la comparación entre los valores extraídos y escalados de  $L_g$ ,  $L_d$  y  $L_s$  en función de la anchura de puerta  $W$ .

Nombre	Geometría ( $\mu\text{m}$ )	Anchura Total de Gate $W$ (mm)	$1/W$ ( $\text{mm}^{-1}$ )	$L_g$ (nH) Escalada	$L_d$ (nH) Escalada	$L_s$ (nH) Escalada
----	18*90	1.62	0.6173	0.1392	0.1173	0.0273
A1	6*120	0.72	1.3839	0.1432	0.1211	0.0174
A2	10*120	1.20	0.8333	0.1411	0.1190	0.0227
A3	14*120	1.68	0.5952	0.1389	0.1170	0.0280
A4	18*120	2.16	0.4630	0.1368	0.1150	0.0333
B1	6*140	0.84	1.1905	0.1427	0.1206	0.0187
B2	10*140	1.40	0.7143	0.1402	0.1182	0.0249
B3	14*140	1.96	0.5102	0.1377	0.1158	0.0311
B4	18*140	2.52	0.3968	0.1352	0.1134	0.0373
C1	6*170	1.02	0.9804	0.1419	0.1198	0.0207
C2	10*170	1.70	0.5882	0.1388	0.1169	0.0282
C3	14*170	2.80	0.3571	0.1340	0.1123	0.0404
C4	18*170	3.06	0.3268	0.1328	0.1111	0.0432

Tabla 3.31 Resultados de aplicar las técnica de extracción de inducciones de acceso DICOM-II a trece transistores F20 Bath-tub de 100 micras de espesor de sustrato de la foundry GEC-MARCONI.



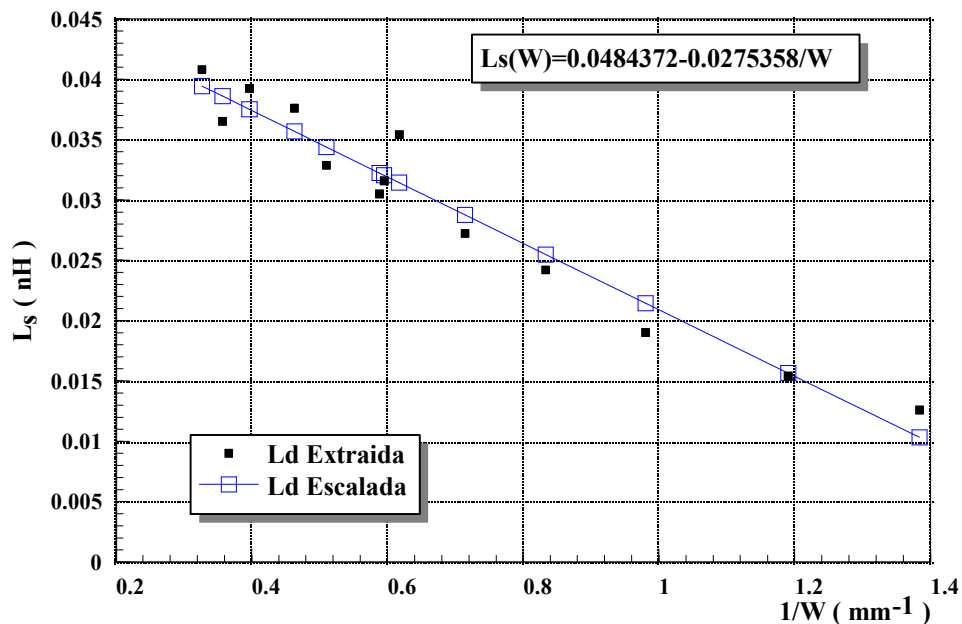
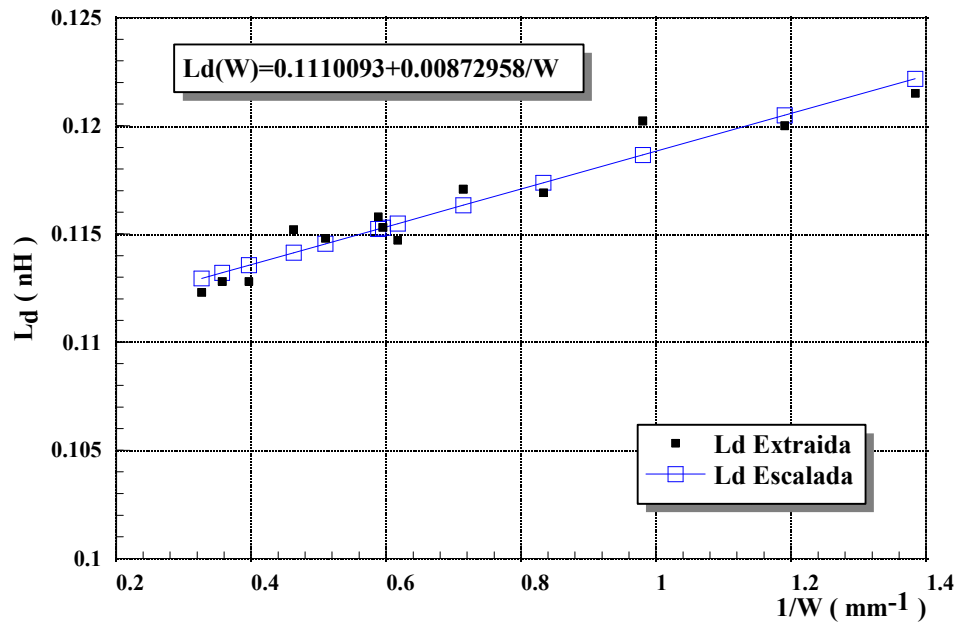


Figura 3.84 Comparación entre los valores extraídos y escalados para las inducciones de acceso de los transistores F20 Bath-tub de 100 micras de espesor de sustrato de la foundry GEC-MARCONI frente al inverso de la anchura de puerta.

(a)  $L_g$ .      (b)  $L_d$ .      (c)  $L_s$ .

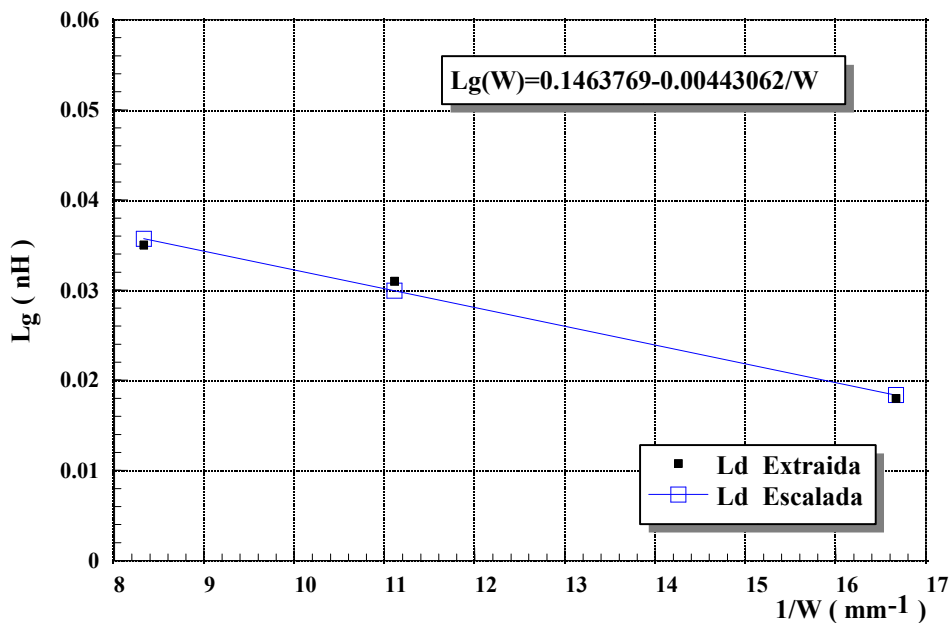
Al igual que se ha hecho para el caso del escalado de las resistencias de acceso, ahora se validarán las expresiones que rigen el escalado de las inducciones de acceso, para el caso de

dispositivos de tipo HEMT. Para ello, se utilizarán los resultados de aplicar las técnicas DICOM-II de extracción de inducciones para dispositivos HEMT correspondientes a 3 transistores HEMT de la tecnología D02AH de la foundry PHILIPS. Una comparativa de los resultados obtenidos al aplicar dicha técnica, así como las reglas de escalado, se muestra en la tabla 3.32. (Nótese el valor nulo de  $L_s$  para esta familia de transistores)

Geometría (μm)	W (μm)	1/W (mm <sup>-1</sup> )	Lg (nH) Extraída	Lg (nH) Escalada	Ld (nH) Extraída	Ld (nH) Escalada	Ls (nH) Extraída	Ls (nH) Escalada
4*15	60	16.667	<b>0.018</b>	<b>0.0184</b>	<b>0.009</b>	<b>0.00893</b>	0	0
6*15	90	11.111	<b>0.031</b>	<b>0.0299</b>	<b>0.010</b>	<b>0.01022</b>	0	0
4*30	120	8.3333	<b>0.035</b>	<b>0.0357</b>	<b>0.011</b>	<b>0.01086</b>	0	0

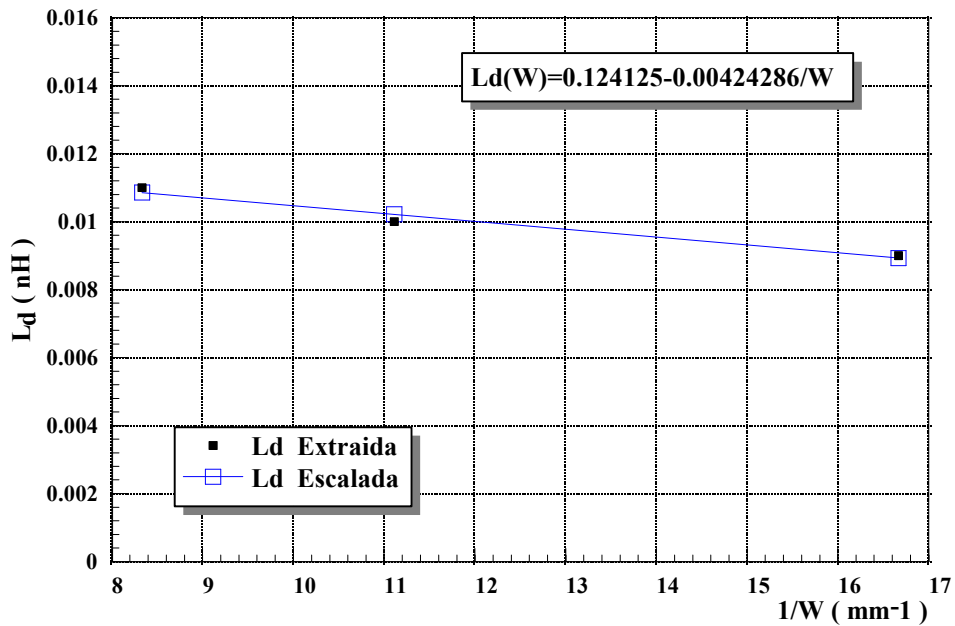
Tabla 3.32 Resultados de aplicar las técnicas de extracción de inducciones de acceso y las reglas de escalado a la familia de dispositivos P-HEMT de tecnología PHILIPS D02AH.

En las figuras 3.85 (a) y 3.85 (b) se muestra la comparación entre los valores extraídos y escalados para  $L_g$  y  $L_d$  correspondientes a estos dispositivos P-HEMT.



(a)





(b)

Figura 3.85 Comparación entre los valores extraídos y escalados para las inducciones  $L_g$  y  $L_d$  para la familia PHILIPS D02AH frente al inverso de la anchura de puerta.

(a)  $L_g$ . (b)  $L_d$ .

### 3.7.3 Escalado de las capacidades parásitas

Para encontrar un escalado que de rigurosa cuenta del comportamiento de las capacidades parásitas con la anchura de puerta, se han efectuado numerosos ajustes en función de  $W$  y de  $1/W$  para diferentes familias de transistores, llegándose a la conclusión de que la dependencia de  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$  con la anchura de puerta es directamente proporcional a esta.

$$C_{pgi}(W) = C_{pgi0} + C_{pgi1} \cdot W \quad (3.275)$$

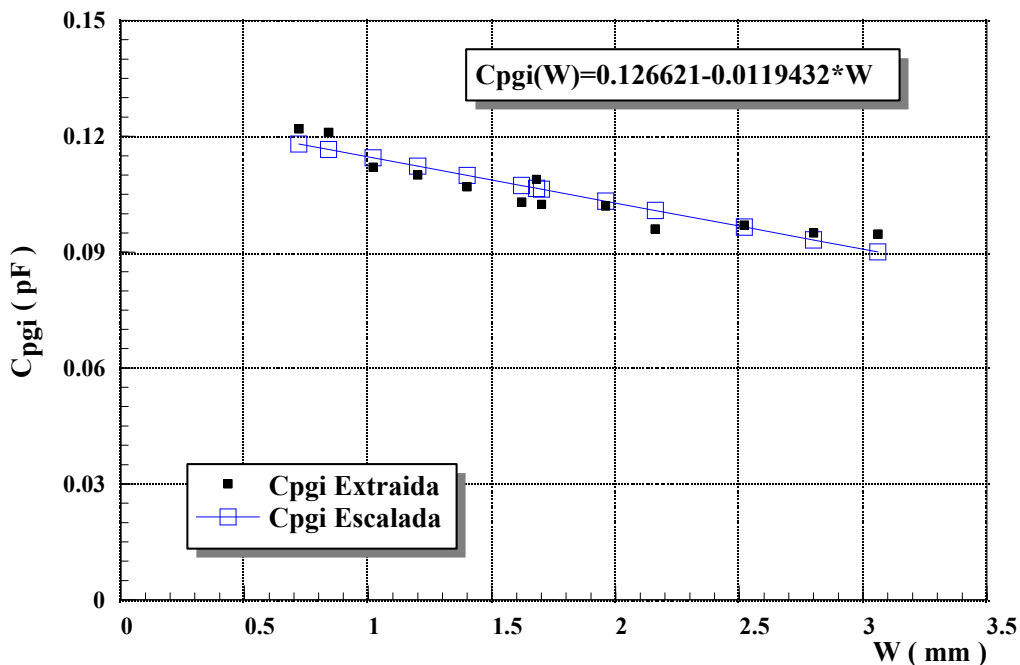
$$C_{pdi}(W) = C_{pdi0} + C_{pdi1} \cdot W \quad (3.276)$$

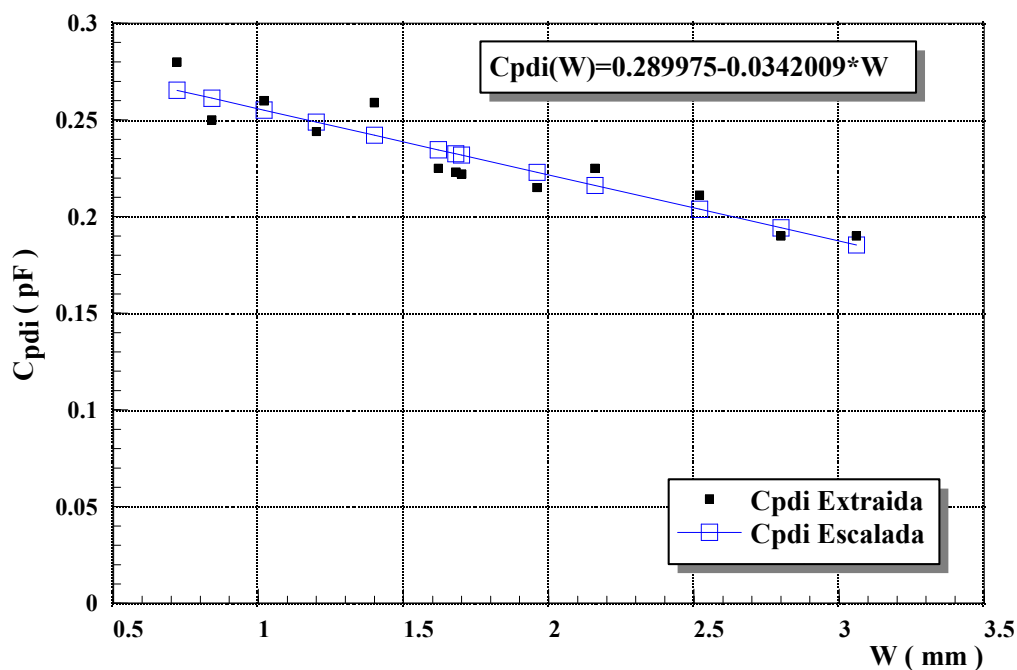
Con el objeto de validar las expresiones anteriores, serán aplicadas a la familia de transistores MESFET F20 Bath-tub y a la familia de transistores P-HEMT D02AH de PHILIPS. Aplicando la técnica DICOM para la extracción de las capacidades de acceso, y

utilizando las reglas de escalado a esta familia de dispositivos se obtienen los resultados reflejados en la tabla 3.33. En las figuras 3.86 (a) y 3.86 (b) se muestra la comparación entre los valores escalados y extraídos para los transistores MESFET de la familia F20 Bath-tub.

Nombre	Geometría (µm)	Anchura Total de Gate W (mm)	1/W	C <sub>pgi</sub> (pF) Extraída	C <sub>pgi</sub> (pF) Escalada	C <sub>pdi</sub> (pF) Extraída	C <sub>pdi</sub> (pF) Escalada
-----	18*90	1.62	0.6173	0.103	0.10727	0.225	0.23457
A1	6*120	0.72	1.3839	0.122	0.11802	0.280	0.26535
A2	10*120	1.2	0.8333	0.110	0.11229	0.244	0.24893
A3	14*120	1.68	0.5952	0.109	0.10656	0.223	0.23252
A4	18*120	2.16	0.4630	0.096	0.10082	0.225	0.21610
B1	6*140	0.84	1.1905	0.121	0.11659	0.250	0.26125
B2	10*140	1.4	0.7143	0.107	0.10990	0.259	0.24209
B3	14*140	1.96	0.5102	0.102	0.10321	0.215	0.22294
B4	18*140	2.52	0.3968	0.097	0.09652	0.211	0.20379
C1	6*170	1.02	0.9804	0.112	0.11444	0.260	0.25509
C2	10*170	1.7	0.5882	0.102	0.10632	0.222	0.23183
C3	14*170	2.8	0.3571	0.095	0.09318	0.190	0.19421
C4	18*170	3.06	0.3268	0.094	0.09007	0.190	0.18532

Tabla 3.33 Resultados extraídos y escalados para la familia de transistores F20 Bath-tub de 100 micras de espesor de sustrato de la foundry GEC-MARCONI.





(b)

Figura 3.86 Comparación entre los valores extraídos y escalados para las capacidades  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$  de los transistores F20 Bath-tub de 100 micras de espesor de sustrato de la foundry GEC-MARCONI frente al inverso de la anchura de puerta.

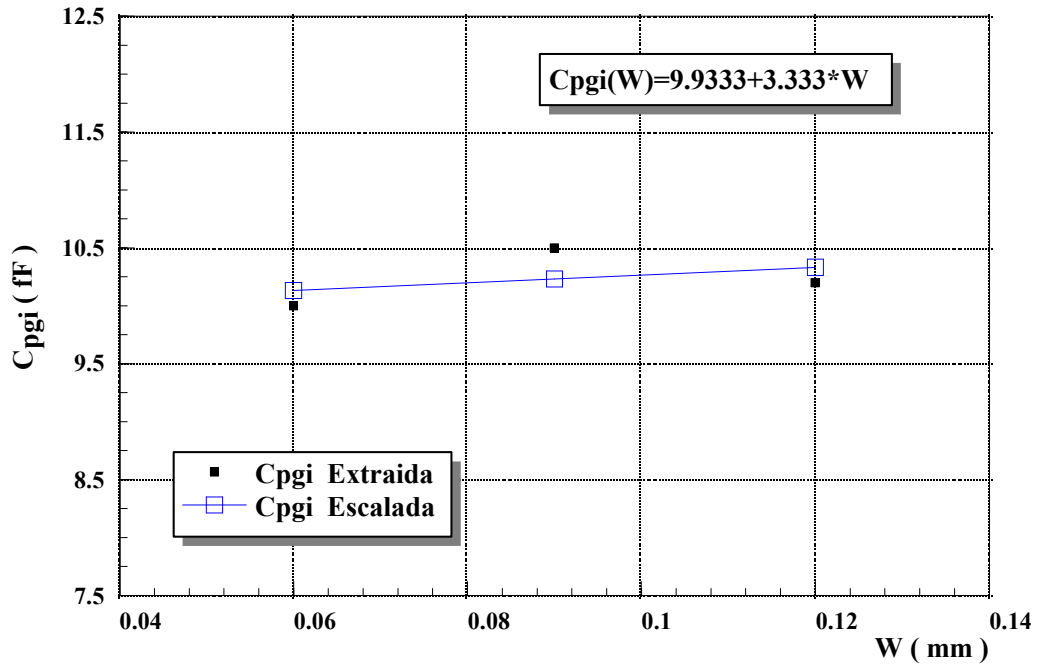
(a)  $C_{pgi}$ . (b)  $C_{pdi}$ .

Una comparativa de los resultados obtenidos al aplicar dicha técnica de extracción y las reglas de escalado a la familia de transistores P-HEMT, se muestra en la tabla 3.34. En las figuras 3.87 (a) y 3.87 (b) se muestra la diferencias entre dichos valores para las capacidades  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$ .

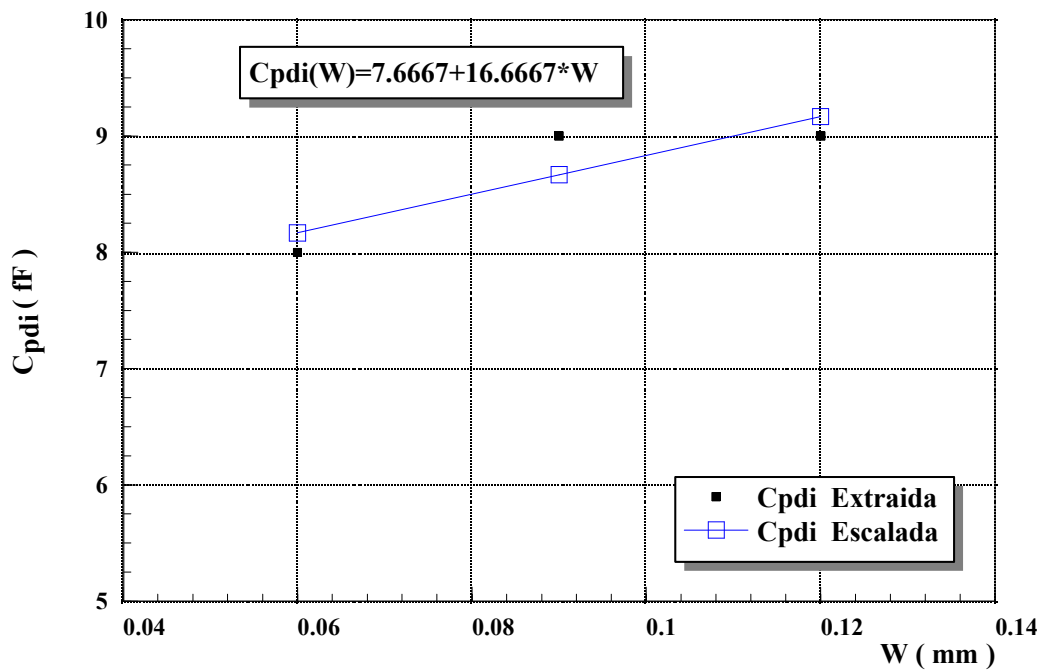
Geometría (μm)	W (μm)	1/W (mm <sup>-1</sup> )	C <sub>pgi</sub> (fF) Extraída	C <sub>pgi</sub> (fF) Escalada	C <sub>pdi</sub> (fF) Extraída	C <sub>pdi</sub> (fF) Escalada
4*15	60	16.667	<b>10</b>	<b>10.1333</b>	<b>8</b>	<b>8.16667</b>
6*15	90	11.111	<b>10.5</b>	<b>10.2333</b>	<b>9</b>	<b>8.66667</b>
4*30	120	8.3333	<b>10.2</b>	<b>10.3333</b>	<b>9</b>	<b>9.16667</b>

Tabla 3.34 Resultados de aplicar las técnicas de extracción de capacidades parásitas y las reglas de escalado a la familia de dispositivos P-HEMT de tecnología PHILIPS D02AH.





(a)



(b)

Figura 3.87 Comparación entre los valores extraídos y escalados para las capacidades  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$  para la familia PHILIPS D02AH frente al inverso de la anchura de puerta.

(a)  $C_{pgi}$ . (b)  $C_{pdi}$ .



### 3.8 Escalado de las capacidades intrínsecas $C_{gs}$ , $C_{gd}$ y $C_{ds}$

Aunque se puede efectuar un escalado de los elementos obtenidos en la extracción intrínseca lineal como efectúan algunos autores [27], dado que uno de los objetivos primordiales de mi trabajo dentro del grupo ha sido la obtención de modelos no lineales de dispositivos MESFET y HEMT, las reglas de escalado que se van a introducir a continuación son válidas para el escalado de la capacidad  $C_{ds}$  la cual será considerada como lineal, así como de las expresiones no lineales para  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$ .

Al igual que las capacidades parásitas  $C_{pgi}$  y  $C_{pdi}$  la variación de  $C_{ds}$  con la anchura de puerta, es directamente proporcional a ésta.

$$C_{ds}(W) = C_{dso} + C_{ds1} \cdot W \quad (3.277)$$

Con el objeto de validar la expresión (3.277), será aplicada a la familia de transistores MESFET F20 Bath-tub y a la familia de transistores P-HEMT D02AH de PHILIPS. En la tabla 3.35 y en la figura 3.88 se muestra la comparación entre los valores escalados y extraídos de  $C_{ds}$  para los transistores MESFET de la familia F20 Bath-tub.

Nombre	Geometría ( $\mu\text{m}$ )	Anchura Total de Gate W (mm)	1/W	Cds (pF) Extraída	Cds (pF) Escalada
-----	18*90	1.62	0.6173	0.37	0.372529
A1	6*120	0.72	1.3839	0.185	0.198571
A2	10*120	1.2	0.8333	0.296	0.291349
A3	14*120	1.68	0.5952	0.393	0.384126
A4	18*120	2.16	0.4630	0.467	0.476904
B1	6*140	0.84	1.1905	0.225	0.221765
B2	10*140	1.4	0.7143	0.34	0.330006
B3	14*140	1.96	0.5102	0.436	0.438246
B4	18*140	2.52	0.3968	0.546	0.546487
C1	6*170	1.02	0.9804	0.257	0.256557
C2	10*170	1.7	0.5882	0.389	0.387992
C3	14*170	2.8	0.3571	0.601	0.600607
C4	18*170	3.06	0.3268	0.651	0.650861

Tabla 3.35 Resultados extraídos y escalados para la familia de transistores F20 Bath-tub de 100 micras de espesor de sustrato de la foundry GEC-MARCONI polarizados en  $V_{gs}=-0.5\text{V}$   $V_{ds}=3\text{V}$ .

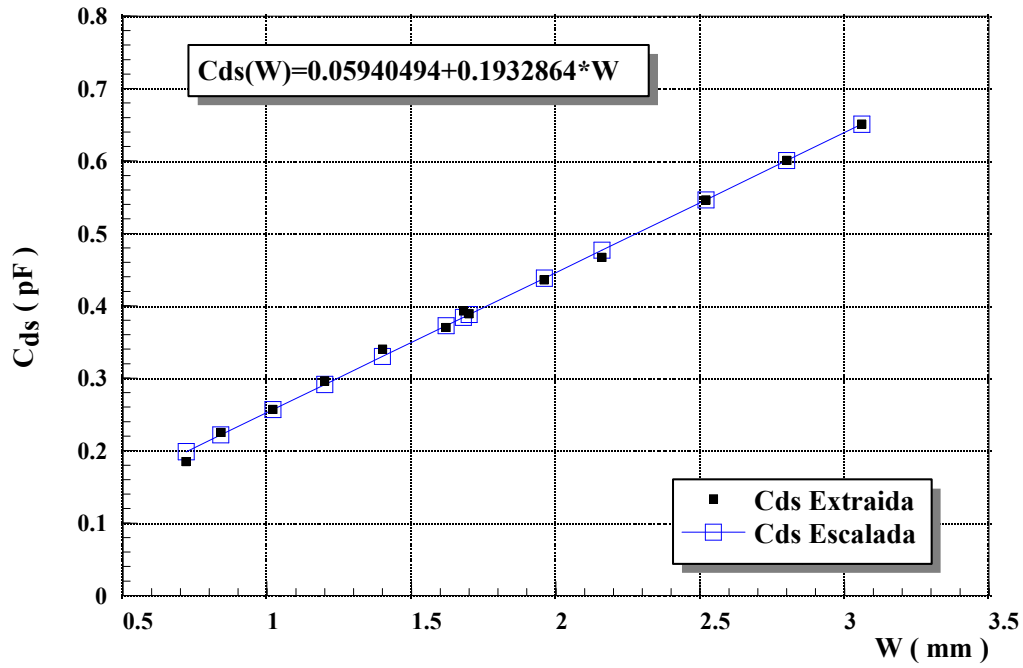


Figura 3.88 Gráfica comparativa entre los valores extraídos y escalados de la capacidad de salida  $C_{ds}$  para la familia de transistores F20 Bath-tub GEC-MARCONI.

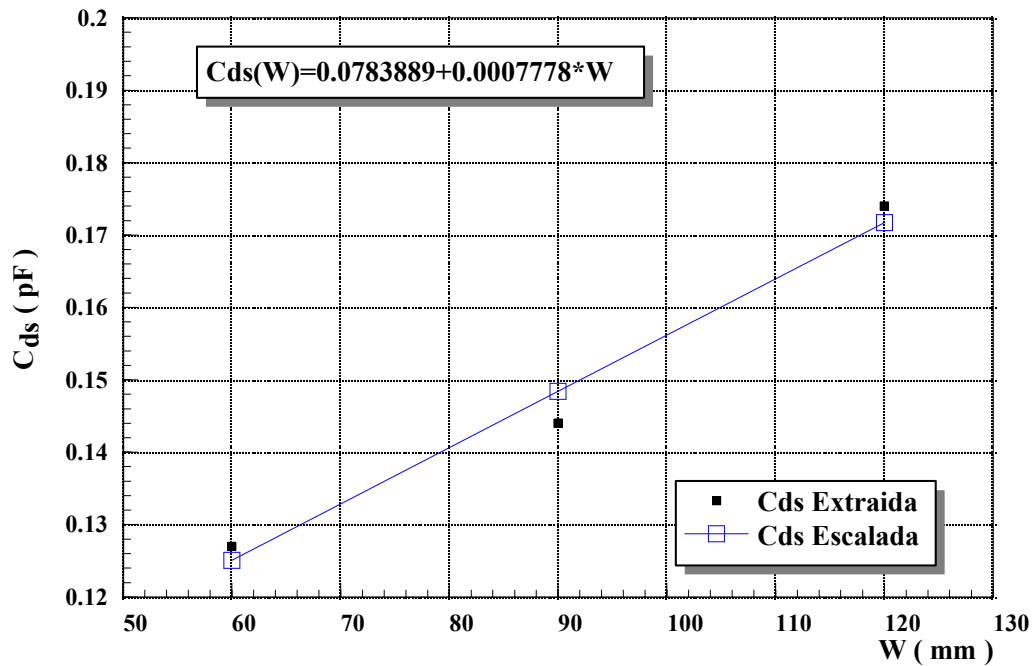


Figura 3.89 Gráfica comparativa entre los valores extraídos y escalados de la capacidad de salida  $C_{ds}$  para la familia de transistores P-HEMT PHILIPS D02AH.



Los resultados obtenidos para la familia de transistores P-HEMT D02AH, se muestran en la tabla 3.36 y en la figura 3.89.

Geometría (μm)	W (μm)	1/W (mm <sup>-1</sup> )	Cds (fF) Extraída	Cds (fF) Escalada
4*15	60	16.667	0.141	0.125057
6*15	90	11.111	0.109	0.148391
4*30	120	8.3333	0.190	0.171725

Tabla 3.36 Resultados de aplicar las técnicas de extracción de capacidades parásitas y las reglas de escalado a la familia de dispositivos P-HEMT de tecnología PHILIPS D02AH polarizados en  $V_{gs}=0V$   $V_{ds}=3V$ .

Para efectuar el escalado de las capacidades no lineales  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$ , previamente se ha de efectuar la extracción multibías de cada transistor que compone la familia bajo estudio y posteriormente se ajustan los valores obtenidos a una expresión no lineal que de cuenta de la variación de dichas capacidades con el punto de polarización. Posteriormente se procede al escalado de estas expresiones no lineales en función de la anchura total de puerta W.

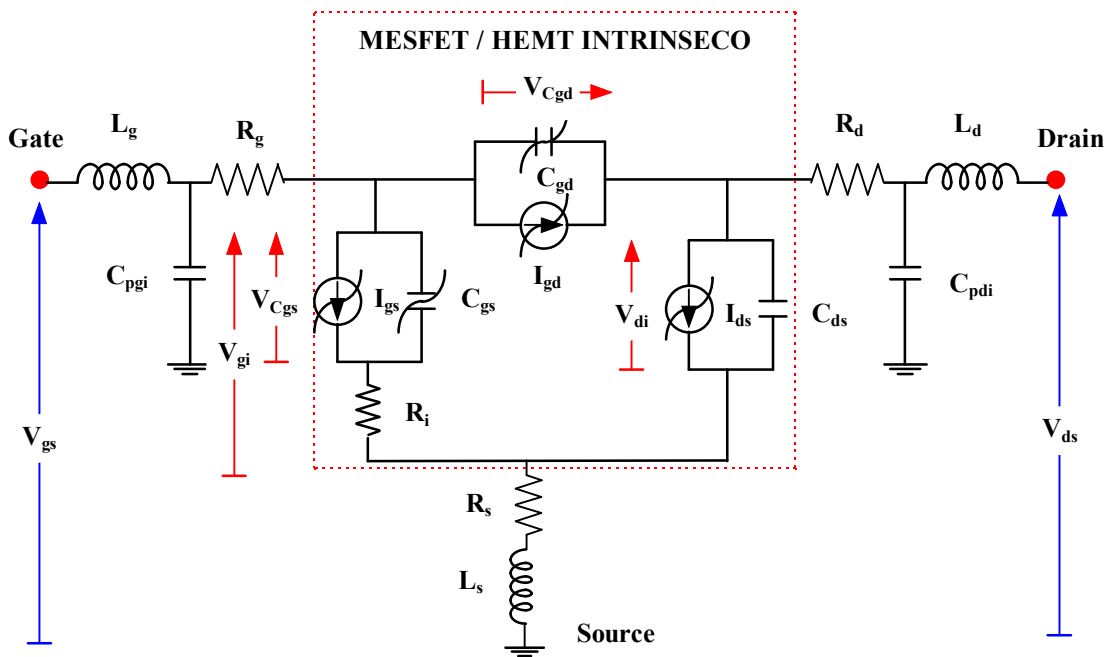


Figura 3.90 Circuito equivalente gran señal para dispositivos MESFET/HEMT, mostrando las tensiones de control utilizadas para efectuar el ajuste de  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$ .

Las expresiones no lineales utilizadas para dar cuenta de la variación de las capacidades con la polarización son diferentes para el caso de transistores MESFET y HEMT, debido a que las expresiones tipo Schottky no ofrecen buenos resultados para efectuar el ajuste de  $C_{gs}$  en este último caso, y se ha optado por expresiones de tipo polinómico. Para simplificar la expresión no lineal, se tendrá en cuenta que tanto  $C_{gs}$  como  $C_{gd}$  solo son funciones de la tensión que cae en dichas capacidades, denominada  $V_{Cgs}$  y  $V_{Cgd}$ , tal como se muestra en la figura 3.90. En el caso del ajuste de la capacidad  $C_{gs}$  para el caso de los transistores HEMT se ha seleccionado como variable la caída de tensión  $V_{gi}$  en el conjunto  $C_{gs}$ - $R_i$ , nótese que dicha tensión coincide con  $V_{Cgs}$  en el caso de que la resistencia intrínseca sea nulo, cosa muy habitual en dispositivos de este tipo.

Para el caso de los transistores MESFET, las expresiones utilizadas para dar cuenta de la variación de las capacidades  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$  son las siguientes:

$$C_{gs} = \begin{cases} C_{gse} + \frac{C_{gso}}{\left(1 - \frac{V_{Cgs}}{V_{bi}}\right)^\gamma} & \text{si } V_{Cgs} < K \cdot V_{bi} \\ C_{gse} + \frac{C_{gso}}{(1-K)^\gamma} & \text{si } V_{Cgs} \geq K \cdot V_{bi} \end{cases} \quad (3.278)$$

$$C_{gd} = \begin{cases} C_{gde} + \frac{C_{gdo}}{\left(1 - \frac{V_{Cgd}}{V_{bi}}\right)^\gamma} & \text{si } V_{Cgd} < K \cdot V_{bi} \\ C_{gde} + \frac{C_{gdo}}{(1-K)^\gamma} & \text{si } V_{Cgd} \geq K \cdot V_{bi} \end{cases} \quad (3.279)$$

donde  $V_{bi}$  es el potencial de contacto de la unión Schottky, también denominado potencial de “built-in” del dispositivo en estudio, (típicamente entre 0.75 V y 0.8 V), y el exponente  $\gamma$  toma valores comprendidos entre 0 y 1. Para el caso particular de  $\gamma=1/2$  ambas expresiones, se convierten en las ecuaciones usuales de la capacidad de una unión Schottky. La constante  $K$  puede tomar valores entre 0 y 1. Nótese que se ha obviado la dependencia con la tensión  $V_{ds}$ , por no complicar en exceso dichas expresiones. Para efectuar el proceso de optimización y ajuste de dichas capacidades, se utiliza el software OPTMODFET desarrollado por nuestro

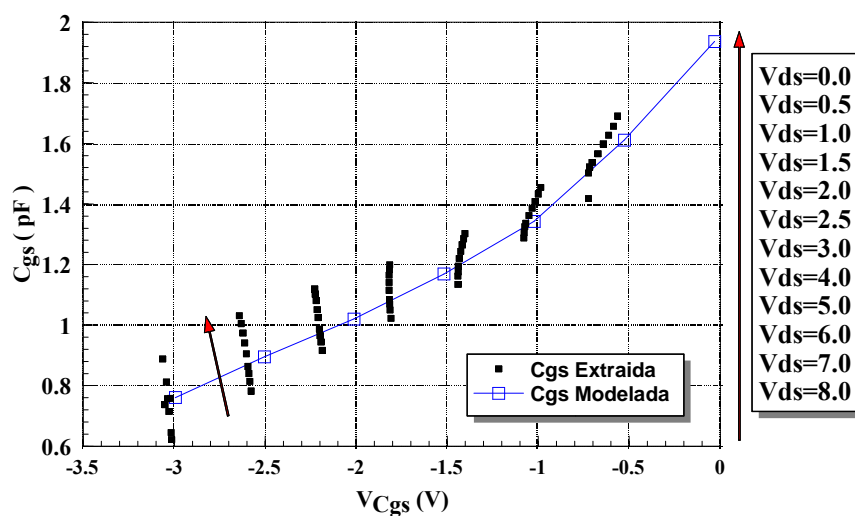


grupo, [36]. En la figura 3.91 (a) se muestra el comportamiento de la capacidad  $C_{gs}$  extraída a partir de un proceso multibías frente al comportamiento de la expresión (3.278) para un transistor MESFET F20 Bath-tub de  $10 \times 140 \mu\text{m}$  de la foundry GEC-MARCONI. Después de efectuar el proceso de optimización automática la ecuación de  $C_{gs}$  queda como sigue:

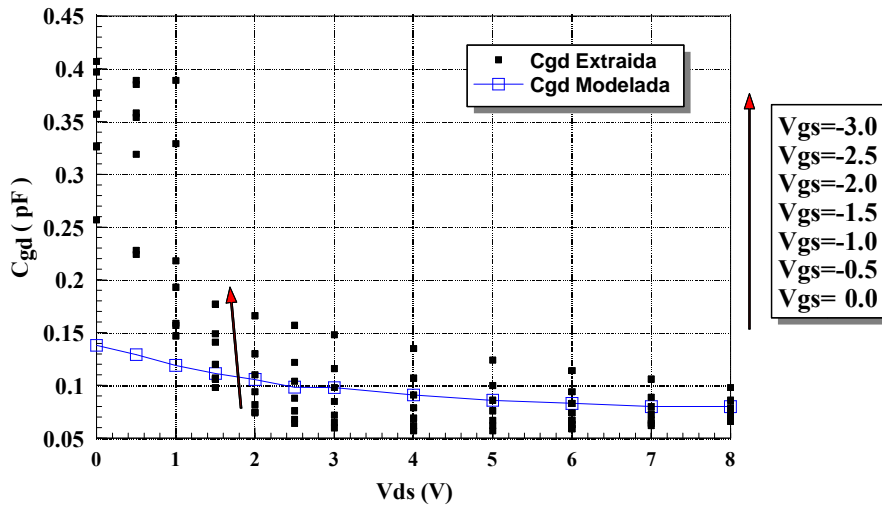
$$C_{gs} = \begin{cases} \frac{1.7}{\left(1 - \frac{V_{Cgs}}{0.78}\right)^{\frac{1}{2}}} & \text{si } V_{Cgs} < 0.624 \\ \frac{1.7}{\sqrt{5}} & \text{si } V_{Cgs} \geq 0.624 \end{cases}$$

En las figuras 3.91 (b) y 3.91 (c) se representa la variación de la capacidad extraída y modelada  $C_{gd}$  primero frente a la tensión de drenador como es más habitual, y después frente a la tensión  $V_{gd}$  que cae en dicha capacidad ( $V_{gd} = V_{ds} - V_{gs}$ ). En este caso la ecuación de  $C_{gd}$  una vez se ha efectuado el proceso de optimización queda como sigue:

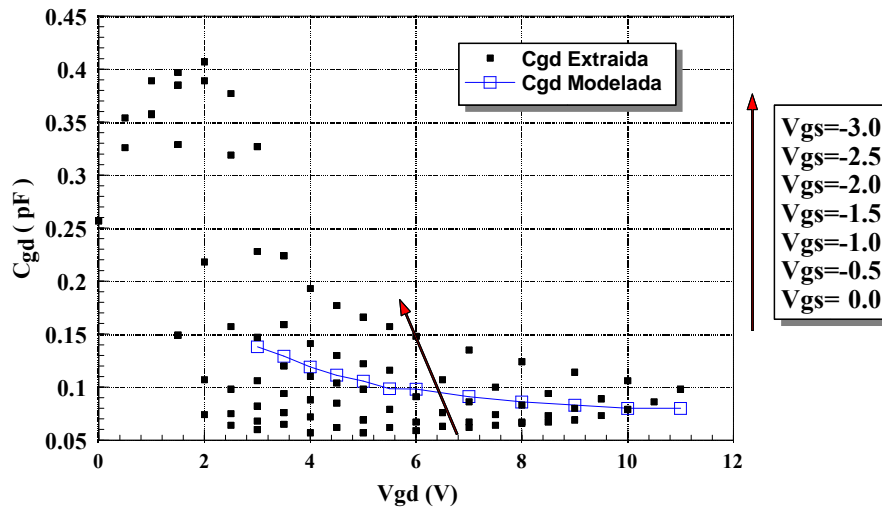
$$C_{gs} = \begin{cases} \frac{1.7}{\left(1 - 0.08064 \cdot V_{gd}\right)^{\frac{1}{2}}} & \text{si } V_{gd} < 0.8 \\ \frac{1.595}{\sqrt{5}} & \text{si } V_{gd} \geq 0.8 \end{cases}$$



(a)



(b)



(c)

Figura 3.91 Comportamiento de las capacidades  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$ , medidas y modeladas para el transistor MESFET F20 Bath-tub de  $10 \times 140 \mu\text{m}$ .

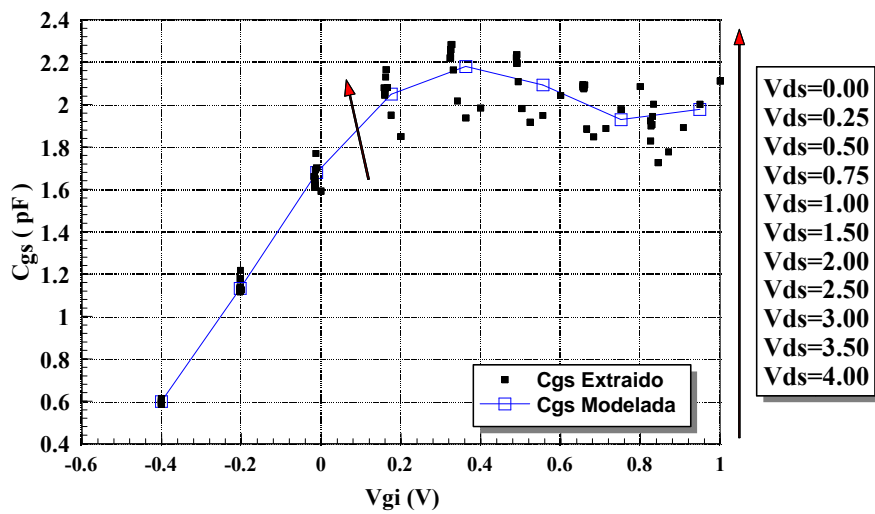
(a)  $C_{gs}$  versus  $V_{gs}$       (b)  $C_{gd}$  versus  $V_{ds}$       (c)  $C_{gd}$  versus  $V_{gd}$

Las dos expresiones (3.278) y (3.279) ofrecen buenos resultados para el caso de dispositivos MESFET, pero no son tan buenos para el ajuste de  $C_{gs}$  en el caso los dispositivos HEMT. En este caso la expresión a utilizar es la siguiente:

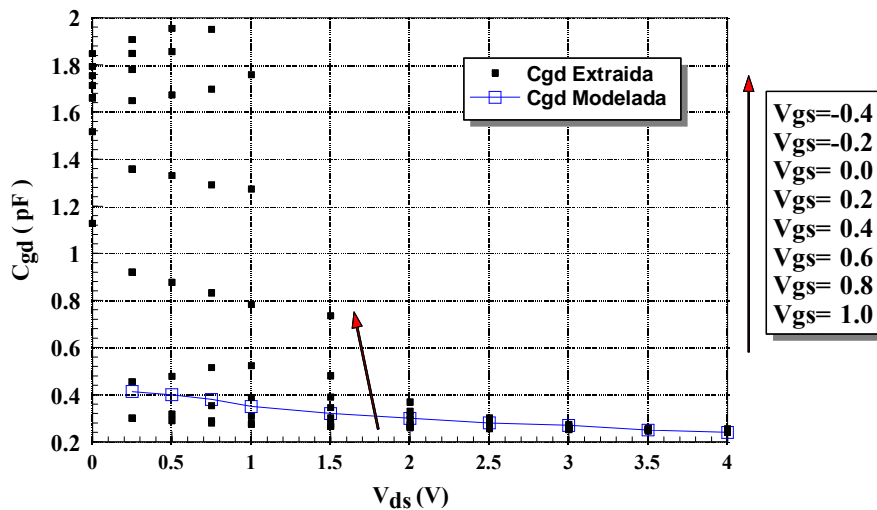
$$C_{gs} = C_{gs0} + C_{gs1} \cdot V_{gi} + C_{gs2} \cdot V_{gi}^2 + C_{gs3} \cdot V_{gi}^3 + C_{gs4} \cdot V_{gi}^4 \quad (3.280)$$

aunque se han ensayado expresiones de otro tipo, e incluso polinomios de grado superior, la expresión anterior es lo suficientemente precisa, como para no utilizar expresiones más complicadas. El ajuste de la misma a los datos experimentales se puede observar para el transistor P-HEMT de  $6 \times 150 \mu\text{m}$  proceso D07AH de la foundry PHILIPS mostrado en la figura 3.92 (a). Después de efectuar el proceso de optimización automática la ecuación de  $C_{gs}$  queda como sigue:

$$C_{gs} = 1.70832 + 2.47612 \cdot V_{gi} - 2.57913 \cdot V_{gi}^2 - 3.1528 \cdot V_{gi}^3 + 3.61982 \cdot V_{gi}^4$$



(a)



(b)



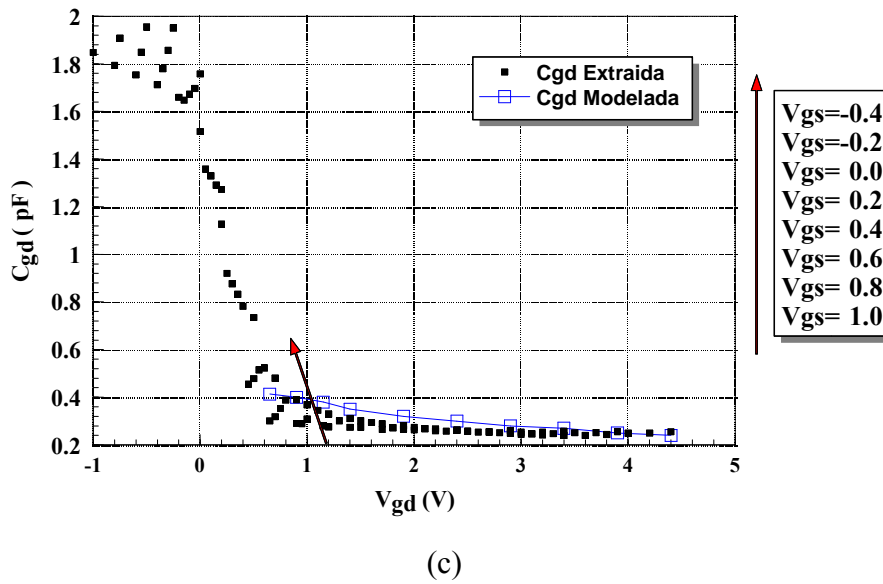


Figura 3.92 Comportamiento de las capacidades  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$ , medidas y modeladas para el transistor PHILIPS P-HEMT de  $6 \times 150 \mu\text{m}$  perteneciente al proceso D07AH.

- (a)  $C_{gs}$  versus  $V_{gs}$  siguiendo la ecuación (3.280).
- (b)  $C_{gd}$  versus  $V_{ds}$ .
- (c)  $C_{gd}$  versus  $V_{gd}$ .

Para el caso de los dispositivos MESFET el escalado de los coeficientes  $C_{gso}$  y  $C_{gdo}$  de las expresiones (3.279) y (3.280) es similar al mostrado anteriormente para la capacidad lineal  $C_{ds}$ . Por tanto, la variación de  $C_{gso}$  y  $C_{gdo}$  con la anchura de puerta, es directamente proporcional a ésta, siguiendo una ley lineal de variación:

$$C_{gso}(W) = C_{gso0} + C_{gso1} \cdot W \tag{3.281}$$

$$C_{gdo}(W) = C_{gdo0} + C_{gdo1} \cdot W \tag{3.282}$$

Con el objeto de validar las expresiones anteriores, serán aplicadas a la familia de transistores MESFET F20 Bath-tub y a la familia de transistores P-HEMT D02AH de PHILIPS. En la tabla 3.37, así como en la figuras 3.93 (a) y 3.93 (b) se muestra la comparación entre los valores escalados y extraídos de  $C_{gso}$  y  $C_{gdo}$  para los transistores MESFET de la familia F20 Bath-tub.

Nombre	Geometría (μm)	Anchura Total de Gate W (mm)	1/W	Cgso (pF) Extraída	Cgso (pF) Escalada	Cgdo (pF) Extraída	Cgdo (pF) Escalada
----	18*90	1.62	0.6173	1.86	1.8239	0.38	0.4314
A1	6*120	0.72	1.3839	0.83	0.7619	0.20	0.1800
A2	10*120	1.2	0.8333	1.13	1.3283	0.31	0.3141
A3	14*120	1.68	0.5952	1.95	1.8947	0.43	0.4481
A4	18*120	2.16	0.4630	2.40	2.4611	0.55	0.5822
B1	6*140	0.84	1.1905	0.90	0.9035	0.24	0.2135
B2	10*140	1.4	0.7143	1.75	1.5643	0.35	0.3699
B3	14*140	1.96	0.5102	2.30	2.2251	0.52	0.5263
B4	18*140	2.52	0.3968	2.85	2.8859	0.63	0.6827
C1	6*170	1.02	0.9804	0.85	1.1159	0.28	0.2638
C2	10*170	1.7	0.5882	2.00	1.9183	0.50	0.4537
C3	14*170	2.8	0.3571	3.20	3.2163	0.77	0.7609
C4	18*170	3.06	0.3268	3.50	3.5231	0.90	0.8335

Tabla 3.37 Comparación entre los valores escalados y extraídos de  $C_{gso}$  y  $C_{gdo}$  para la familia de transistores F20 Bath-tub de 100 micras de espesor de sustrato de la foundry GEC-MARCONI.

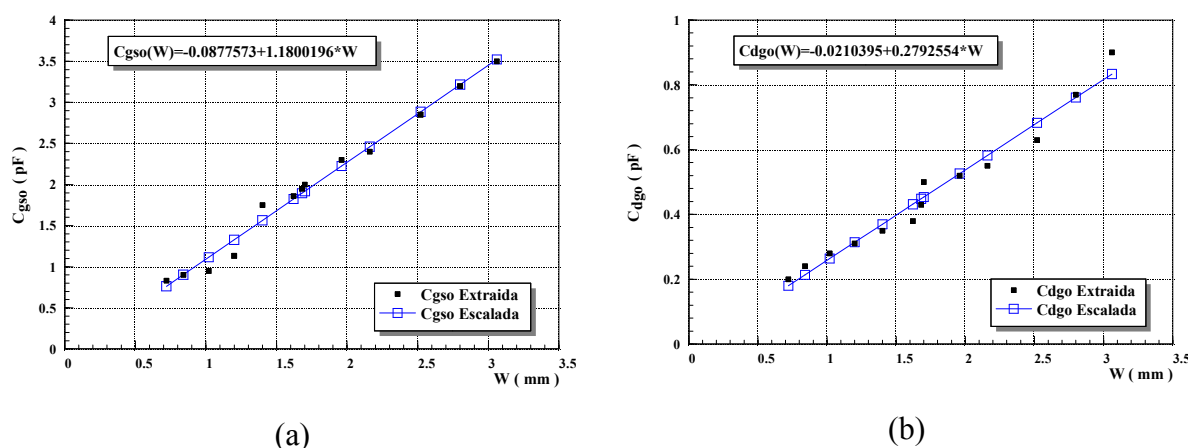


Figura 3.93 Comparación entre los valores escalados y extraídos de  $C_{gso}$  y  $C_{gdo}$  para la familia de transistores F20 Bath-tub de 100 micras de espesor de sustrato de la foundry GEC-MARCONI.

(a)  $C_{gso}$  versus W. (b)  $C_{gdo}$  versus W.

El escalado de  $C_{gdo}$  para el caso de los dispositivos HEMT es totalmente similar al de los MESFET, puesto que se utiliza la misma expresión que para estos. Para el caso de  $C_{gs}$ , puesto que el ajuste se realiza mediante un polinomio de cuarto orden, es necesario efectuar el escalado de cada uno de ellos por separado.

Experimentalmente se ha comprobado durante este trabajo, que el valor de dichos coeficientes es directamente proporcional a la anchura total de puerta  $W$ , con lo que se puede escribir que:

$$C_{gs0}(W) = C_{gs00} + C_{gs01} \cdot W \quad (3.283)$$

$$C_{gs1}(W) = C_{gs10} + C_{gs11} \cdot W \quad (3.284)$$

$$C_{gs2}(W) = C_{gs20} + C_{gs21} \cdot W \quad (3.285)$$

$$C_{gs3}(W) = C_{gs30} + C_{gs31} \cdot W \quad (3.286)$$

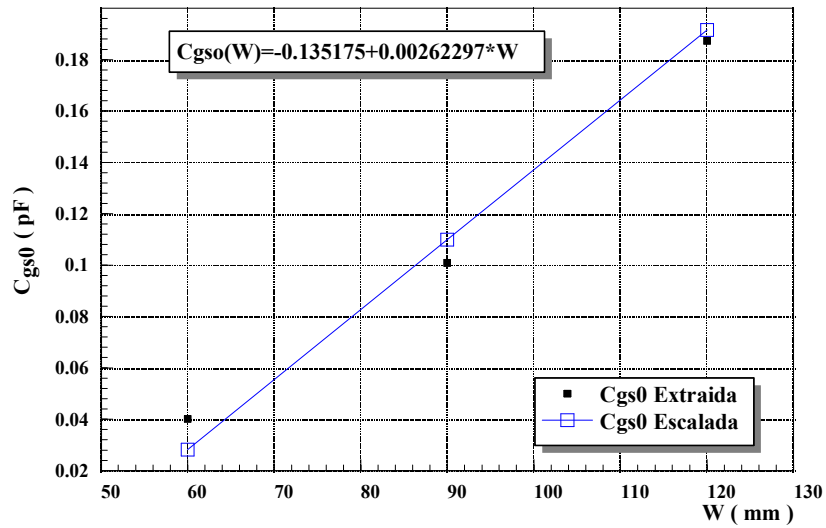
$$C_{gs4}(W) = C_{gs40} + C_{gs41} \cdot W \quad (3.287)$$

Los resultados obtenidos para la familia de transistores P-HEMT D02AH, se muestran en la tabla 3.38 y en la figura 3.94.

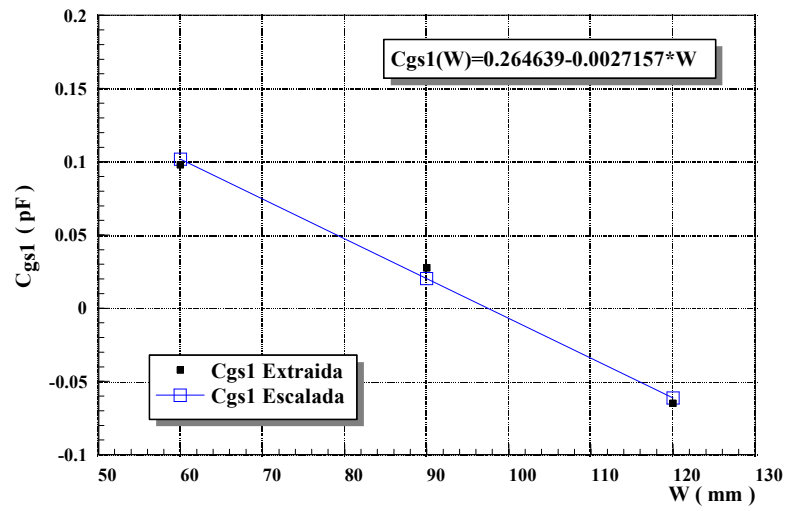
Geometría (μm)	W (μm)	1/W (mm <sup>-1</sup> )	Cgs0 (fF) Extraída	Cgs1 (fF) Extraída	Cgs2 (fF) Extraída	Cgs3 (fF) Extraída	Cgs4 (fF) Extraída	Cds (fF) Extraída
4*15	60	16.667	0.040125	0.098	0.174167	-0.25326	-0.712778	0.127
6*15	90	11.111	0.100892	0.0276204	0.0710417	0.142119	-0.012778	0.144
4*30	120	8.3333	0.187313	-0.064942	-0.07427	0.775649	0.828	0.174
Geometría (μm)	W (μm)	1/W (mm <sup>-1</sup> )	Cgs0 (fF) Escalada	Cgs1 (fF) Escalada	Cgs2 (fF) Escalada	Cgs3 (fF) Escalada	Cgs4 (fF) Escalada	Cds (fF) Escalada
4*15	60	16.667	0.0282032	0.101697	0.184766	-0.29295	-0.773074	0.125057
6*15	90	11.111	0.109892	0.020226	0.059912	0.221505	0.004019	0.148391
4*30	120	8.3333	0.191581	-0.061245	-0.064942	0.73596	0.781112	0.171725

Tabla 3.38 Resultados de aplicar las técnicas de extracción de capacidades parásitas y las reglas de escalado a la familia de dispositivos P-HEMT de tecnología PHILIPS D02AH.

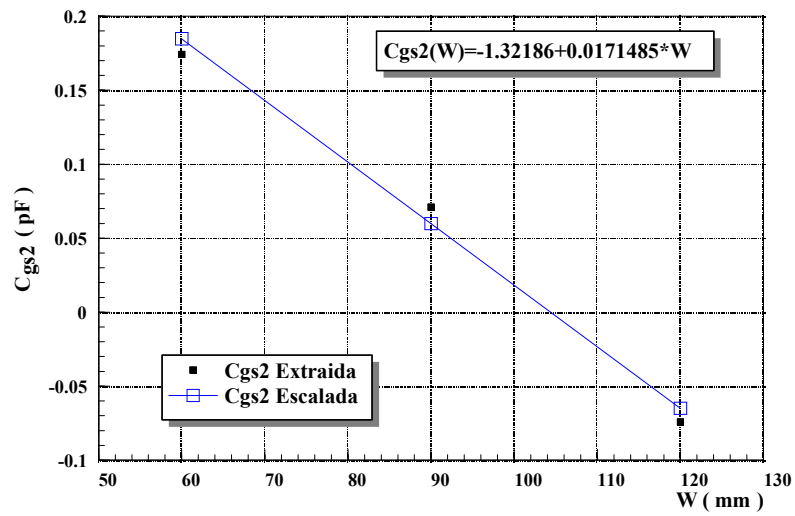




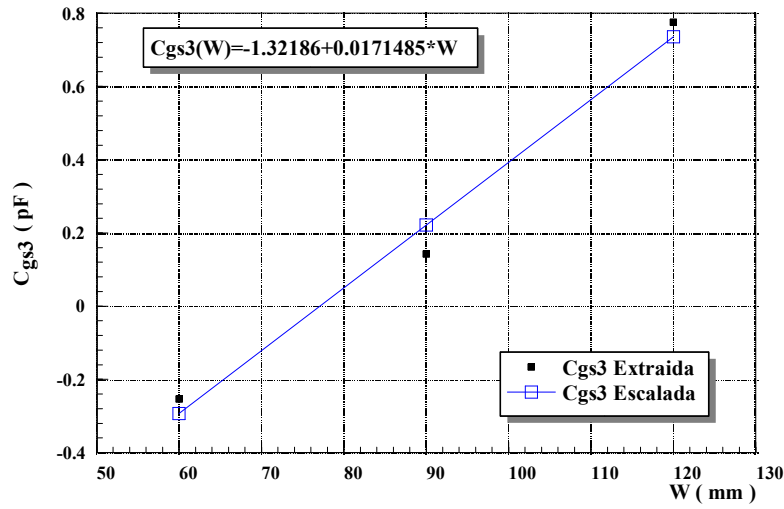
(a)



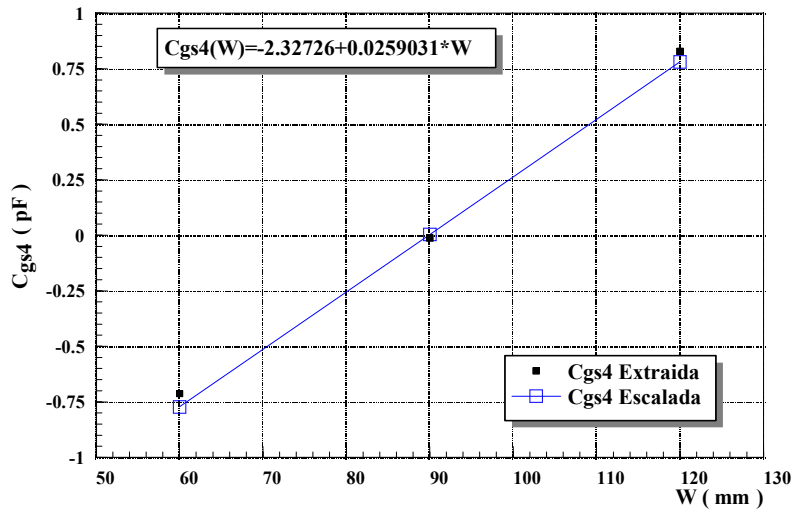
(b)



(c)



(d)



(e)

Figura 3.94 Escalado de los coeficientes de la expresión (3.280) en función de la anchura de puerta  $W$  para la familia de dispositivos PHILIPS P-HEMT D02AH..

- (a)  $C_{gs0}$ . (b)  $C_{gs1}$ . (c)  $C_{gs2}$ . (d)  $C_{gs3}$ . (e)  $C_{gs4}$ .



### **3.9 Conclusiones**

En este capítulo se ha efectuado una revisión de las técnicas de extracción lineal de mayor utilización por parte de la comunidad científica para dispositivos MESFET, así como nuevos métodos de extracción para la caracterización de los mismos, efectuando comparaciones entre para diferentes tipos de transistores. Aunque este tipo de metodologías en un principio habían sido pensadas para ser utilizadas con transistores MESFET, se ha ampliado el rango de validez de las mismas a dispositivos HEMT, con excelentes resultados. Por otra parte, se han estudiado las figuras de mérito de mayor interés para valorar el comportamiento de ambos tipos de dispositivos. Para finalizar se ha presentado el programa de extracción XTRMODFET en el que han sido integrados todos los métodos de extracción vistos a lo largo del capítulo.

Se ha comenzado el capítulo efectuando una clasificación de los diferentes tipos de modelado, en función del tipo de medidas que intervienen en su caracterización. Aparte de los métodos de caracterización de resistencias de acceso basados en medidas de corriente continua tratados en el capítulo anterior, en este capítulo se han tratado técnicas de extracción basadas en medidas de parámetros de Scattering, ya sean basados en medidas con el FET “frío” e inyectando corriente por la Gate ( $V_{ds}=0$ ,  $I_g>0$ ) como los de Dambrine, Golio y Wolff, o bien con el transistor sin polarizar como el método de Tayrani. Así pues, se ha estudiado en profundidad la metodología propuesta por Dambrine, proponiéndose distintas soluciones para resolver las limitaciones de la misma. Seguidamente se ha estudiado la técnica de Vogel basada en la medida de parámetros de Scattering a muy baja frecuencia  $f<500$  MHz, así como los métodos de Golio, Wolff y Tayrani presentándose el cálculo de las expresiones exactas para cada uno de ellos y mejorándolos en la medida de lo posible. Por otro lado se han presentado dos nuevas técnicas de extracción de resistencias de acceso, una basada en medidas con el FET pinchado y con el FET sin polarizar que hemos denominado DICOM-I y otra basada en medidas “frías” denominada DICOM-II. Esta última, posee dos variantes según el dispositivo a modelar sea un transistor MESFET, o un transistor HEMT. Se han presentado resultados de todas las técnicas que se acaban de mencionar para distintos transistores y se ha comprobado el excelente comportamiento de las técnicas DICOM frente a los métodos tradicionales.



A continuación, se han estudiado diversas técnicas clásicas de extracción de inducciones parásitas como son las propuestas por: Dambrine, Wolff y Golio. Estos métodos han sido comparados con las dos nuevas técnicas que han sido desarrolladas a lo largo de este trabajo (DICOM-I y DICOM-II), mostrándose un comportamiento superior de éstas. Para finalizar con la extracción de los elementos parásitos del chip se han introducido mejoras en cuanto a las expresiones utilizadas en la extracción de las capacidades de acceso en los métodos de Dambrine, Wolff, Tayrani y White. Además se ha desarrollado una nueva técnica denominada DICOM, la cual presenta un comportamiento frecuencial más uniforme al ser comparada con las demás.

Seguidamente se ha presentado dos nuevas técnicas para la obtención de los parásitos debidos a la cápsula del dispositivo denominados DICOMPAK-I y DICOMPAK-II cuya utilización ofrece unos excelentes resultados. Es menester resaltar que prácticamente no existen metodologías para la obtención de los valores de los elementos que componen la cápsula, por lo cual los métodos aquí presentados constituyen un interesante punto de partida en este aspecto. A continuación se ha mostrado como realizar de una manera sencilla el proceso de De-embedding para eliminar los elementos parásitos del transistor y proceder a efectuar la extracción intrínseca.

También han sido presentadas las técnicas de extracción de los elementos intrínsecos para los modelos de Vendelin-Dambrine, Vendelin-Dambrine Modificado, Hans-Olof Vickers y el modelo extendido de Berroth y Bosch. Para cada uno de los modelos que se acaban de presentar, se han calculado expresiones exactas que proporcionan extracciones mejores y más fiables que las expresiones aproximadas originales de cada uno de ellos. Se han presentado resultados de la nueva técnica de extracción de elementos extrínsecos e intrínsecos para transistores HEMT pseudomórfico de la foundry PHILIPS, mostrándose la disminución de la función error, así como la mejora de ajuste de los parámetros de Scattering respecto a las técnicas tradicionales.

A continuación se han introducido las figuras de mérito más interesantes para valorar el comportamiento de los dispositivos MESFET/HEMT, como son: el producto ganancia por



ancho de banda, la máxima frecuencia de oscilación, las ganancias, la eficiencia de la potencia añadida, etc.

En las postrimerías del capítulo se ha estudiado en profundidad en funcionamiento del programa de extracción de modelos circuitales lineales XTRMODFET que ha sido desarrollado a lo largo de este trabajo. Se han mostrado los algoritmos de optimización integrados en el programa: Random, Newton, Cuasi-Newton y Gradiente-Conjugado. Además se ha hecho hincapié en el proceso de la extracción multibías, mostrándose resultados para un transistor de potencia F20 Bath-tub GEC-MARCONI de  $10 \times 140 \mu\text{m}$ .

Finalmente, se ha tratado el tema del escalado de los elementos parásitos (resistencias e inducciones de acceso) en función de la anchura de puerta, por un lado, así como las capacidades intrínsecas  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$  y  $C_{ds}$  por el otro, obteniéndose expresiones no lineales en este último caso para  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$  tanto para dispositivos MESFET como para HEMT. No se ha tratado el escalado de la fuente de corriente no lineal  $I_{ds}$ , por ser un tema que debido a su gran importancia es motivo de estudio de otros trabajos de tesis doctoral que actualmente se están realizando dentro del Grupo de Microondas, y por tanto no entra dentro de los objetivos de la presente memoria.

Como conclusión general de este capítulo, se puede afirmar que se han modificado las técnicas de extracción existentes, y además han sido creadas nuevas técnicas que ofrecen mejores resultados que los métodos clásicos, efectuándose una revisión comparativa de todas ellas. Por otro lado se ha extendido el uso de las mismas a transistores de tipo HEMT. Además se ha creado una herramienta potente, versátil y eficiente para la extracción de circuitos equivalentes lineales como es el programa XTRMODFET, cuyos resultados serán tomados como punto de partida para un posterior proceso de extracción gran señal, tal como se mostrará en el capítulo siguiente para el caso de los transistores HEMT.



### **3.10 Referencias**

- [ 1 ] - Vendelin G.D., M. Omori. *Circuit model for the GaAs MESFET valid to 12 GHz* Electronics letters, Vol 11, no. 3, pp 60-61, 1975.
- [ 2 ] - Minasian. *Simplified GaAs MESFET model to 10 GHz*. Electronic Letters, 1977, vol 13, nº 8 pp 549-550.
- [ 3 ] - Dambrine, A.Cappy, F. Heliodore, E. Playez. *A new method for deteminig the FET small-signal equivalent circuit* . IEEE Transactions on MTT vol 36, nº 7, July 1988
- [ 4 ] - Golio J.M., *GASMAP Gallium Arsenide Model Analysis Programs*, Software and User's Manual, Artech House 1991.
- [ 5 ] - Optotek, *SALSA Small And Large Signal Analysis for Transistors*, User Manual, Version 1.0, 1995.
- [ 6 ] - Arnold, Michael Golio, Monte Miller and Bili Beckwith. *Direct Extraction of GaAs MESFET intrinsic element and parasitics inductance values* . IEEE MTT Symposium Digest, pp 359-362 1990.
- [ 7 ] - Costa J.C., Monte Miller Mike Golio & George Norris. *Fast, Accurate, On-Wafer Extraction of Parasitic Resistances and Inductances in GaAs MESFETs and HEMTs*. MTT-Symposium, pp 1011-1014, 1992.
- [ 8 ] - Sledzik and Ingo Wolff. *A New Approach to Nonlinear Modelling and Simulation of MESFET's and MODFET's*. 20<sup>th</sup> European Microwave Conference pp 784-789, 1990.
- [ 9 ] - Sledzik and Ingo Wolff. *Large-Signal Modelling and Simulation of GaAs MESFET's and HFET's*. International Journal of Microwave and Millimeter Wave Computer Aided Engineering, Vol 2, No. 1 pp 49,60 1992.
- [ 10 ] - Vogel R. *Determination of the MESFET resistance parameter using RF-wafer probing*. 17<sup>th</sup> European Conference, Rome 1987.
- [ 11 ] - Tayrani R., J. Gerber, T. Daniel, R. Pengelly and U. Rohde. *Reliably Extract MESFET and HEMT Parameters*. Microwave & RF, pp 131-135, June 1993.
- [ 12 ] - Tayrani R., J. Gerber, T. Daniel, R. Pengelly and U. Rohde. *A new and reliable direct parasitic extraction method for MESFET's and HEMT's*. 23<sup>rd</sup> European Microwave Conference, pp 451-453. Madrid, September 1993.



- [ 13 ] - White Paul M. & Richard M. Healy. *Improved Equivalent Circuit for Determination of MESFET and HEMT Parasitic Capacitances from "Coldfet" Measurements*. IEEE Microwave and Guided Letters, Vol. 3, no. 12, December 1993.
- [ 14 ] - Eskandarian A., and S. Weinreb. *A note on Experimental Determination of Small-Signal Equivalent Circuit of Millimeter-Wave FETs* , IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 41, No. 1, pp 159-162, January 1993.
- [ 15 ] - Anholt and S. Swirhun. *Equivalent-Circuit Parameter Extraction for Cold GaAs MESFET's* . IEEE Transactions on MTT, vol 39, n-7,pp 1243-1247 July 1991 .
- [ 16 ] - Zamanillo J.M.,T. Fernández, Y. Newport, A. Mediavilla, A.Tazón. *Modelado Lineal de Transistores P-HEMT y GaAs MESFET incluyendo la dependencia con el punto de polarización de sus elementos*. Unión Científica Internacional de Radio URSI, Valladolid, Septiembre de 1995.
- [ 17 ] - Zamanillo J.M.,T. Fernández, Y. Newport, A. Mediavilla, A.Tazón. *Improved Wideband Linear Modelling of P-HEMT & GaAs MESFET Devices including Bias dependence of their elements*. Microwaves & RF, February 1996.
- [ 18 ] - Lee K.W., K. Lee, M. S. Schur, T.T. Vu, P.C.T. Roberts, M.S. Helix. *Source, drain and gate series resistances and electron saturation velocity in ion implanted GaAs FET's*. IEEE Transactions, vol. ED-32, no. 5, May 1985.
- [ 19 ] - Fukui. *Determination of the basic device parameters of GaAs MESFET*. Bell Systems Teach pp. 711-797 1979.
- [ 20 ] - Cojocar and Thomas J.Brazil. *A large-Signal Model for GaAs MESFET's and HEMT's valid at Multiple DC Bias-Points* . GaAs-94, Torino 1994 pp 419,422.
- [ 21 ] - Anholt and S. Swirhun. *Measurements and Analysis of GaAs MESFET's Parasitic Capacitances*. IEEE Transactions on MTT, vol 39, n-7, pp 1247-1251 July 1991 .
- [ 22 ] - Bridge J.P., P.H. Ladbrooke & A. J. Hill. *Characterisation of GaAs MESFET and HEMT chips packages for accurate hybrid circuit design*. IEE Proceedings-H, Vol. 139, no. 4, pp 330-336, August 1992.
- [ 23 ] - Berroth M. and Roland Bosch. *Broad-Band Determination of the FET Small-Signal Equivalent Circuit* . IEEE Transactions on MTT, vol 38, n-7 pp 891-895, July 1990.
- [ 24 ] - Zamanillo Sainz de la Maza, José M<sup>a</sup>. *Medida de parámetros de Scattering en dispositivos microondas y modelización lineal de transistores MESFET*. Tesina de Licenciatura, Santander, Febrero de 1992.

- [ 25 ] - Vikes, Hans-Olof. *Determination of intrinsic FET parameters using circuits partitioning approach*. IEEE Transactions on MTT, vol 39, no.22, pp 363-366 Feb. 1991.
- [ 26 ] - Berroth M. and Roland Bosch. *High-Frequency Equivalent Circuit of GaAs FET's for Large-Signal Applications*. IEEE Transactions on MTT, vol 39, no.22 pp 224-229, Feb. 1991.
- [ 27 ] - Golio J.M.. *Microwave MESFET's and HEMT's* . Artech House 1991.
- [ 28 ] - Gonzalez, Guillermo. *Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design*. editorial Prentice-Hall, New Jersey 1984.
- [ 29 ] - Soares, Robert. *GaAs MESFET Circuit Design*. Artech House 1988.
- [ 30 ] - Fukuta, M., K. Suyama, H. Suzuki and H. Ishikawa, GaAs Microwave Power FET. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-23, pp.338-394, April 1976.
- [ 31 ] - Hewlett Packard. *BASIC Language Reference*. Volumes 1 & 2 August 1989.
- [ 32 ] - Hewlett Packard. *HP8510C Operating and Programing Manual*. Manual, 1 Aug.1991
- [ 33 ] - Hewlett Packard. *Introductory Operating Guide for the HP8510A vector network analyzer with HP-9000 series 200/300 desktop computer (BASIC)* HP-IB Programming Note. February 1, 1986. Hewlett Packard. *BASIC / DOS file transfers for the BASIC language processor*. Application Note 82300B 1989.
- [ 34 ] - Hewlett Packard. *Installing and Using HP BASIC in MS-DOS enviroment*. Nov. 1990.
- [ 35 ] - Hewlett Packard. *Integrating HP BASIC with MS-DOS Applications*. November 1990.
- [ 36 ] - Fernández, Tomás. *Estudio del Comportamiento Dinámico y modelado gran señal de dispositivos GaAs MESFET para Comunicaciones en Tecnología Monolítica*. Tesis de Doctorado, Universidad de Cantabria, Octubre 1995.
- [ 37 ] - Newport Y., *Técnicas de modelado matemático gran señal de dispositivos GaAs MESFET de potencia y su aplicación al CAD no lineal*. Tesis Doctoral, Santander 1996.
- [ 38 ] - GEC Marconi Materials and Technology Ltd. *GaAs IC Foundry Design Guide, Process F20/F14*, Caswell Towcester, Issue B, 1993.



# 4

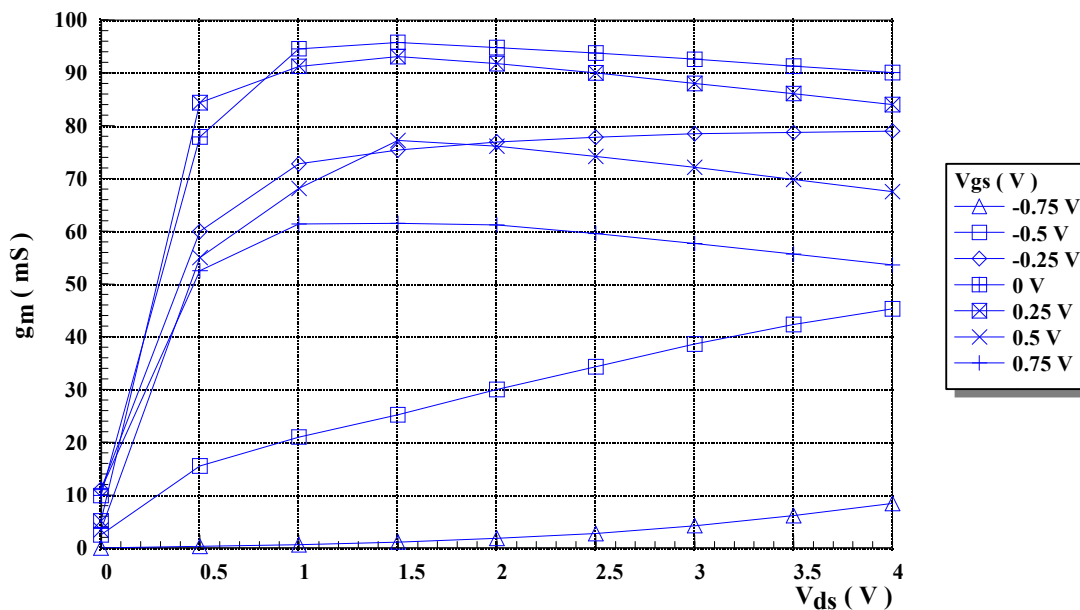
# Modelado Gran Señal de Dispositivos HEMT

## 4.1 Introducción

En el capítulo anterior se ha estudiado profundamente el tema de modelado lineal de dispositivos MESFET y HEMT, tocándole ahora el turno al modelado no lineal de gran señal de los mismos. Puesto que el modelado en régimen de gran señal para transistores MESFET ya ha sido objeto de otros trabajos de tesis doctoral desarrollados en el seno del Grupo de Microondas [1], en este capítulo se tratará el modelado de gran señal para dispositivos de tipo HEMT. Para efectuar este tipo de modelado, los modelos no lineales clásicos del tipo: Curtice, Materka, TOM, etc. no pueden ser aplicados debido a que no son capaces de responder al efecto de la compresión de la transconductancia  $g_m$  conforme se aumenta la tensión de Gate. Dicho efecto queda patente en las figuras 4.1 (a) y 4.1 (b) para sendos transistores P-HEMT de la foundry PHILIPS de diferentes tamaños y procesos. El dispositivo

mostrado en la figura 4.1 (a) se trata de un transistor de baja potencia de  $6 \times 30 \mu\text{m}$  de tecnología D02AH ( $0.2 \mu\text{m}$  de longitud de puerta), mientras que el mostrado en la figura 4.1 (b) es un transistor P-HEMT de alta potencia de  $6 \times 150 \mu\text{m}$  de tecnología D07AH ( $0.7 \mu\text{m}$  de longitud de puerta). En la figura 4.1 (c) se muestra la variación de la  $g_m$  para un transistor MESFET, donde se puede apreciar que la transconductancia no se comprime conforme se alcanza la intensidad de saturación para este dispositivo. Las tres gráficas han sido dibujadas, a partir de los resultados obtenidos utilizando las técnicas de extracción lineal mostradas en el capítulo anterior.

En algunas ocasiones los conceptos de modelado no lineal y modelado de gran señal se confunden en la literatura, es por esta razón por la que, a continuación se intentará clarificar la diferencia entre ambos. Se puede efectuar un modelado no lineal [1-8] a partir de la integración de los valores de la transconductancia  $g_m$  y de la conductancia de salida  $G_{ds}$  obtenidos a partir de las técnicas de extracción vistas en el capítulo 3 y de las curvas características I-V. Este tipo de modelado, se denomina “modelado no lineal bajo aproximación cuasiestática”. Esta forma de caracterizar dispositivos, bajo aproximación cuasiestática no deja de ser un “modelado de cuasi-pequeña señal”, puesto que si la excursión de la señal de RF introducida al dispositivo es muy grande, el modelo es incapaz de predecir el comportamiento bajo estas condiciones de excitación.



(a)



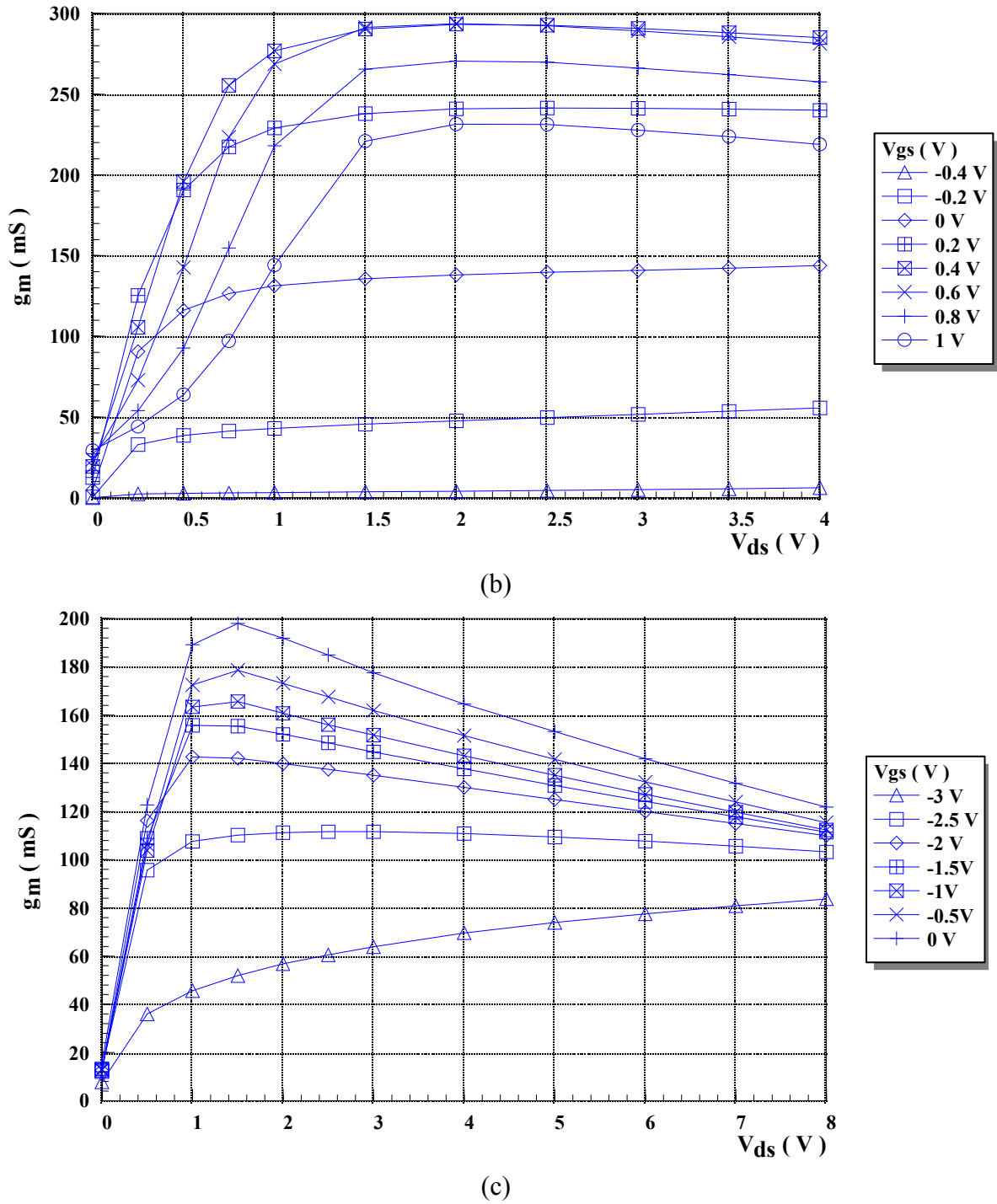


Figura 4.1 Variación de la transconductancia en función de la tensión  $V_{ds}$ , con la tensión  $V_{gs}$  como parámetro.

(a) Transistor P-HEMT de baja potencia PHILIPS D02AH 6\*30  $\mu\text{m}$ .

(b) Transistor P-HEMT de mediana potencia PHILIPS D07AH 6\*150  $\mu\text{m}$ .

(c) Transistor MESFET de mediana potencia GEC-MARCONI 10\*140  $\mu\text{m}$ .

En cambio el modelado de gran señal o también denominado modelado no lineal de gran señal, necesita de redes de compensación adicionales (resistencia  $R_{lf}$ ), o medidas pulsadas del dispositivo en el punto de polarización en que va a ser utilizado [1]. Esta nueva forma de modelar responde en condiciones de excitación de gran señal, pero no es capaz de predecir el comportamiento del dispositivo en régimen de DC, a no ser que se utilice el modelo de doble fuente de corriente desarrollado por nuestro grupo [18].

Todas éstas maneras de efectuar modelado no lineal (de pequeña y gran señal), tradicionalmente han sido aplicadas a dispositivos MESFET con éxito, aunque en algunas ocasiones hayan sido implementados en simuladores comerciales, [9-11] a transistores de tipo HEMT, con mayor o menor fortuna, en función de las características del dispositivo en estudio. En los últimos años ha surgido algún modelo no lineal específico para HEMT como el propuesto por Angelov [12], este modelo, generalmente ofrece buenos resultados para transistores de baja potencia, en cambio no es capaz de responder correctamente el comportamiento de los dispositivos HEMT de potencia. Ante la carencia de modelos de gran señal específicos para dispositivos de este tipo y la necesidad de disponer de modelos que predigan correctamente el comportamiento de los transistores de potencia, durante este trabajo ha surgido la necesidad de desarrollar un nuevo modelo no lineal de gran señal para transistores HEMT, el cual será mostrado a lo largo del capítulo.

Para validar este nuevo modelo de gran señal, tal como se hizo en su momento con las técnicas de extracción mostradas en el capítulo anterior, se han utilizado gran cantidad de dispositivos de distintos tamaños y tecnologías procedentes de distintas foundries europeas, entre los cuales destacan los siguientes dispositivos:

- Dispositivos P-HEMT de baja potencia:
  - Transistores de Deplexión de 0.2  $\mu\text{m}$  de longitud de puerta tecnología PHILIPS D02AH.
  - Transistores de Deplexión y de Enriquecimiento de 0.3  $\mu\text{m}$  de la foundry IAF-Fraunhofer.



- Dispositivos P-HEMT de media potencia:
  - Transistores de Deplexión de 0.5  $\mu\text{m}$  de longitud de puerta tecnología PHILIPS D05AH.
  - Transistores de Deplexión de 0.3  $\mu\text{m}$  de longitud de puerta de IAF- Fraunhofer.
  
- Dispositivos P-HEMT de alta potencia:
  - Transistores de Deplexión de 0.7  $\mu\text{m}$  de longitud de puerta tecnología PHILIPS D07AH.
  - Transistores de Deplexión de 0.3  $\mu\text{m}$  de longitud de puerta de IAF- Fraunhofer.

Los resultados obtenidos para algunos de los dispositivos HEMT que se acaban de enumerar, serán presentados, junto con los resultados de aplicar las técnicas de medida y extracción en el capítulo 5.



## 4.2 Modelado clásico gran señal de dispositivos HEMT

La mayor parte de los simuladores circuitales no lineales que existen en la actualidad, como: SPICE, SALSA, MDS, LIBRA, etc. utilizan modelos no lineales para predecir el comportamiento de la fuente de corriente  $I_{ds}$  basados en las expresiones desarrolladas para los dispositivos MESFET. Así pues, se utilizan modelos del tipo Curtice cuadrático y Curtice cúbico en SALSA y SPICE. Este tipo de modelos presenta el inconveniente de que las ecuaciones utilizadas en su concepción no son continuas, (y por tanto sus derivadas tampoco) tal como se muestra en la expresión (4.1) para el modelo de Curtice avanzado aplicado al transistor HEMT integrado en el simulador SALSA de Optotek.

$$I_{ds} = \begin{cases} 0 & \text{si } V_{gs} \leq V_T \\ \frac{\beta}{1 + \mu_{crit} \cdot (V_{gs} - V_T)} \cdot (V_{gs} - V_T)^{VGEXP} \cdot (1 + \lambda \cdot V_{ds}) \cdot \tanh(\alpha \cdot V_{ds}) & \text{si } V_T \geq V_{gs} \geq V_T \\ \frac{\beta}{1 + \mu_{crit} \cdot (V_{gs} - V_T)} \cdot (V_{gs} - V_T)^{VGEXP} \cdot (1 + \lambda \cdot V_{ds}) \cdot \tanh(\alpha \cdot V_{ds}) & \text{si } V_{gs} \geq V_{pf} \\ \frac{\beta}{1 + \mu_{crit} \cdot (V_{gs} - V_T)} \cdot \zeta \cdot (V_{gs} - V_T)^\psi \cdot (1 + \lambda \cdot V_{ds}) \cdot \tanh(\alpha \cdot V_{ds}) & \end{cases} \quad (4.1)$$

Aunque el modelo de Angelov [12] para este tipo de dispositivos que se encuentra implementado en los simuladores MDS y LIBRA posee una expresión continua para modelar la fuente de corriente no lineal  $I_{ds}$ , tal como se muestra en la expresión (4.2).

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

donde:

$$\psi = P_1 \cdot (V_{gs} - V_{pk}) + P_2 \cdot (V_{gs} - V_{pk})^2 + P_3 \cdot (V_{gs} - V_{pk})^3 + \dots \quad (4.2)$$



Este tipo de ecuación se muestra incapaz de modelar las curvas características I-V de algunos transistores HEMT pseudomórficos como se puede observar en la figuras 4.2 (a) para un transistor de 6\*15 μm proceso D02AH de la foundry PHILIPS. Por esta razón, junto con la necesidad de un correcto ajuste de la compresión de la  $g_m$ , dentro del grupo ha surgido la necesidad de desarrollar un modelo de gran señal para dispositivos HEMT que posea una ecuación de la fuente de corriente  $I_{ds}$  continua, y que además lo sean sus derivadas respecto a  $V_{ds}$  y  $V_{gs}$  ( $G_{ds}$  y  $g_m$ , respectivamente). Por otro lado, este modelo denominado DICHOM (Departamento Ingeniería de Comunicaciones HEMT Own Model) es capaz de dar cuenta del fenómeno de compresión de la transconductancia, con una mayor exactitud que la demostrada por los demás modelos de fuente  $I_{ds}$  que existen en la actualidad.

### **4.3 Un nuevo modelo de gran señal para dispositivos HEMT: El modelo DICHOM**

El modelo que se va a presentar a continuación al que hemos denominado como DICHOM, es capaz de dar cuenta con gran fidelidad de las características I-V tanto en DC como en pulsada, en todos los rangos de operación del transistor (zona lineal, saturación, pinch-off, etc.), además de predecir el fenómeno de compresión de la transconductancia mencionado anteriormente. En la figura 4.2 (b) se muestra el resultado de aplicar este modelo en el simulador MDS al mismo transistor de la figura 4.2 (a).

Uno de los componentes más novedosos del modelo DICHOM es la fuente de corriente  $I_{ds}$ , la cual se define mediante la siguiente expresión:

$$I_{ds} = I_{dss} \cdot \left(1 - \frac{v_{gi}}{V_t}\right)^{(E + K_e \cdot v_{gi})} \cdot \left(1 + \frac{S_s \cdot v_{di}}{I_{dss}}\right) \cdot \tanh\left(\frac{S_l \cdot v_{di}}{I - K_g \cdot v_{gi}}\right) \cdot e^{\left(\frac{|V_{pf} - v_{gs}|^\delta}{\mu}\right)} \quad (4.3)$$

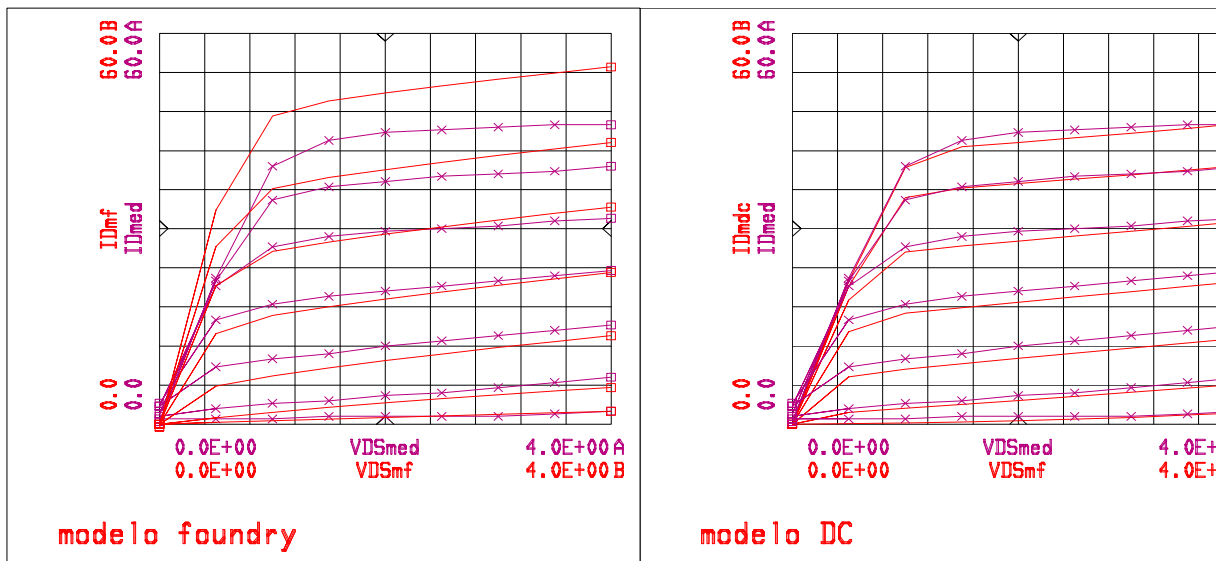
donde:  $V_t = V_{to} + \gamma_{Ids} \cdot v_{di}$

La expresión (4.3) es bastante similar en cuanto a su aspecto a la utilizada por el modelo de Materka modificado por Dortu y Muller [16] para transistores MESFET salvo el término exponencial.

Es precisamente este término exponencial el que da cuenta del fenómeno de compresión de la transconductancia  $g_m$  en función de la tensión de la tensión aplicada en la Gate.

## HEMT de Philips D02AH: 6x15um

modelos (-) vs. medidas DC (x)



### Modelo Angelov

(a)

### Modelo DICHOM

(b)

Figura 4.2 Comparación de las curvas características medidas y modeladas para el transistor P-HEMT PHILIPS D02AH 6\*15  $\mu\text{m}$  en el simulador no lineal MDS.

(a) Medidas experimentales frente al modelo de Angelov suministrado por la foundry PHILIPS .

(b) Medidas experimentales frente al modelo DICHOM desarrollado en este trabajo.

Nota: El barrido en tensión  $V_{gs}$  va de -0.75 V a +0.75 V con un paso de 0.25 V.



La descripción de los parámetros que componen la fuente no lineal de corriente  $I_{ds}$  es la siguiente:

Parámetro	Significado físico	Unidades
$I_{dss}$	Corriente de Drain con el dispositivo en Saturación	A
$V_{to}$	Tensión de estrangulamiento de canal o pinch-off.	V
$\gamma_{ids}$	Pendiente del parámetro $V_t$ en función de la tensión de Drain.	-
E	Parámetro que describe la variación de la corriente de Drain en Saturación.	-
$K_E$	Parámetro que describe la variación de la corriente de Drain en Saturación.	$V^{-1}$
$S_s$	Pendiente de la corriente de Drain en Saturación.	$\Omega^{-1}$
$K_g$	Parámetro que describe la región lineal.	$V^{-1}$
$S_l$	Pendiente de la corriente de Drain en la zona lineal para $v_{gi}=0$	$\Omega^{-1}$
$V_{pf}$	Tensión a partir de la cual comienza a degradarse la transconductancia.	V
$\delta$	Parámetro de ajuste de transconductancia.	-
$\mu$	Parámetro de ajuste de la transconductancia.	$V^\delta$

La razón por la cual se ha introducido el termino exponencial en la expresión (4.3), se deduce claramente, si se observa con detenimiento la forma de gaussiana que adopta la transconductancia  $g_m$  de un dispositivo HEMT cuando se representa en función de la tensión  $V_{gs}$  tomando  $V_{ds}$  como parámetro a variar. La variación de dicha transconductancia responde a una función matemática del tipo:

$$f(x) = a \cdot e^{-\frac{|x|^b}{c}} \quad (4.4)$$

la representación gráfica de la expresión anterior puede visualizarse en la figura 4.5.

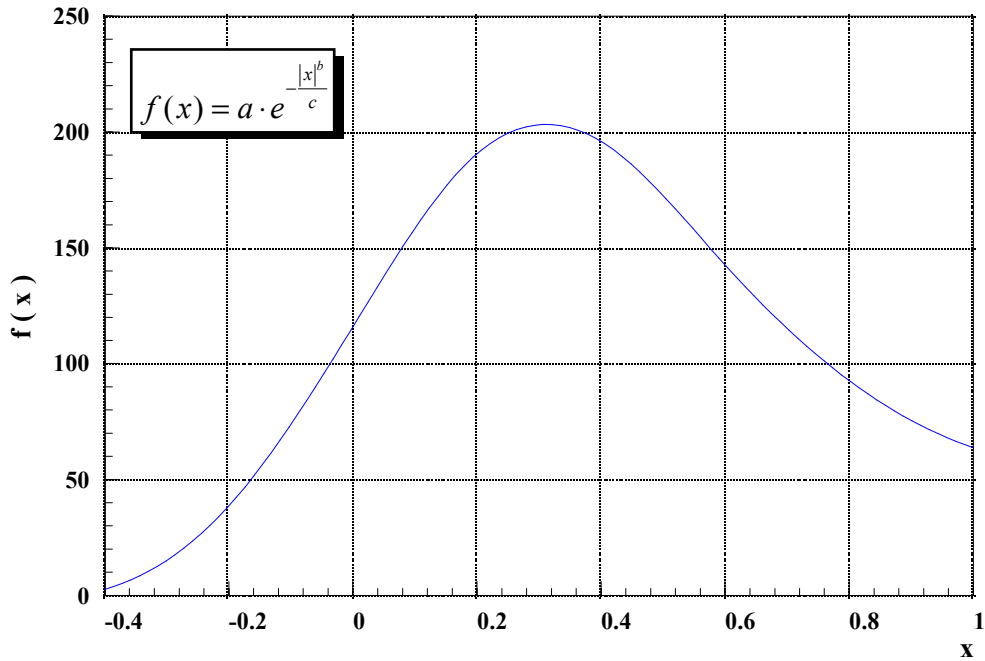


Figura 4.5 Comportamiento de la expresión (4.4)

Si se calcula la transconductancia  $g_m$  a partir de la expresión (4.3) derivando respecto a  $v_{gi}$  manteniendo  $v_{di}$  constante, se obtiene la siguiente ecuación continua:

$$g_m = I_{dss} \cdot \left( \frac{1 + S_s \cdot v_{di}}{I_{dss}} \right) \cdot \left( g_{m1} \cdot g_{m3} \cdot \tanh(g_{m4}) + \left( 1 - \frac{v_{gi}}{V_p} \right)^{(E + K_E \cdot v_{gi})} \cdot \left\{ g_{m2} \cdot g_{m3} \cdot \sec^2 h^2(g_{m4}) + \tanh(g_{m4}) \cdot g_{m3} \cdot \left( \frac{\delta}{\mu} \right) \cdot |V_{pf} - v_{gi}|^{(\delta-1)} \right\} \right) \quad (4.5)$$

donde:

$$g_{m1} = (E + K_E \cdot v_{gi}) \left( 1 - \frac{v_{gi}}{V_t} \right)^{(E + K_E \cdot v_{gi} - 1)} \cdot \left( \frac{-1}{V_t} \right) + K_E \cdot \left( 1 - \frac{v_{gi}}{V_t} \right) \cdot \ln \left( 1 - \frac{v_{gi}}{V_t} \right)$$

$$g_{m2} = \left( \frac{S_l \cdot K_g \cdot v_{di}}{I_{dss}} \right) \cdot (1 - K_g \cdot v_{di})^2$$

$$g_{m3} = e^{\left( \frac{|V_{pf} - v_{gi}|}{\mu} \right)^\delta}$$

$$g_{m4} = \left( \frac{S_l \cdot v_{di}}{I_{dss} \cdot (1 - K_g \cdot v_{gi})} \right)$$

$$V_t = V_{to} + \gamma_{Ids} \cdot v_{di}$$



Si se calcula la conductancia de salida  $G_{ds}$  a partir de la expresión (4.3) derivando respecto a  $v_{di}$  manteniendo  $v_{gi}$  constante, se obtiene la siguiente ecuación continua:

$$G_{ds} = I_{dss} \cdot e^{-\frac{|V_{pf} - v_{gi}|}{\mu}} \cdot (G_{ds1} \cdot G_{ds2} \cdot G_{ds3}) \quad (4.6)$$

donde:

$$G_{ds1} = \left(E + K_E \cdot v_{gi}\right) \cdot \left(1 - \frac{v_{gi}}{V_t}\right)^{(E + K_E \cdot v_{gi} - 1)} \cdot \left(\frac{\mathcal{Y}_{lds} \cdot v_{gi}}{V_t^2}\right) \cdot \left(1 + \frac{S_s \cdot v_{di}}{I_{dss}}\right) \cdot \tanh\left(\frac{S_l \cdot v_{di}}{I_{dss} \cdot (1 - K_g \cdot v_{gi})}\right)$$

$$G_{ds2} = \left(1 - \frac{v_{gi}}{V_t}\right)^{(E + K_E \cdot v_{gi})} \cdot \left(\frac{S_l}{I_{dss} \cdot (1 - K_g \cdot v_{gi})}\right) \cdot \left(1 + \frac{S_s \cdot v_{di}}{I_{dss}}\right) \cdot \operatorname{sech}^2\left(\frac{S_l \cdot v_{di}}{I_{dss} \cdot (1 - K_g \cdot v_{gi})}\right)$$

$$G_{ds3} = \left(1 - \frac{v_{gi}}{V_t}\right)^{(E + K_E \cdot v_{gi})} \cdot \left(\frac{S_s}{I_{dss}}\right) \cdot \tanh^2\left(\frac{S_l \cdot v_{di}}{I_{dss} \cdot (1 - K_g \cdot v_{gi})}\right)$$

Otra de las ventajas que presenta la ecuación (4.3) para la fuente de corriente  $I_{ds}$ , es que es posible calcular las derivadas de orden superior para proceder al modelado de la intermodulación, siendo esta es una de nuestras futuras líneas de investigación. Es menester resaltar que tanto la expresión (4.3) como las ecuaciones (4.5) y (4.6) son funciones de las tensiones  $v_{gi}$  y  $v_{di}$  intrínsecas del transistor, esto es:

$$\begin{aligned} v_{gi} &= V_{gs} - I_d \cdot R_s \\ v_{di} &= V_{ds} - I_d \cdot (R_s + R_d) \end{aligned} \quad (4.7)$$

por tanto es necesario conocer con exactitud los valores de las resistencias de acceso, aplicando cualquiera de las técnicas vistas en el capítulo anterior.

En la figura 4.6 puede observarse como la expresión (4.5) es capaz de ajustar con fidelidad los valores de la transconductancia  $g_m$  obtenidos a partir de la extracción lineal para un transistor PHEMT de potencia proceso D07AH de la foundry PHILIPS para una tensión  $V_{ds}=0.5$  V, lo cual corrobora el correcto funcionamiento del modelo. En el capítulo siguiente se mostraran resultados detallados de aplicar este modelo a transistores de diferentes potencias y procesos tecnológicos.



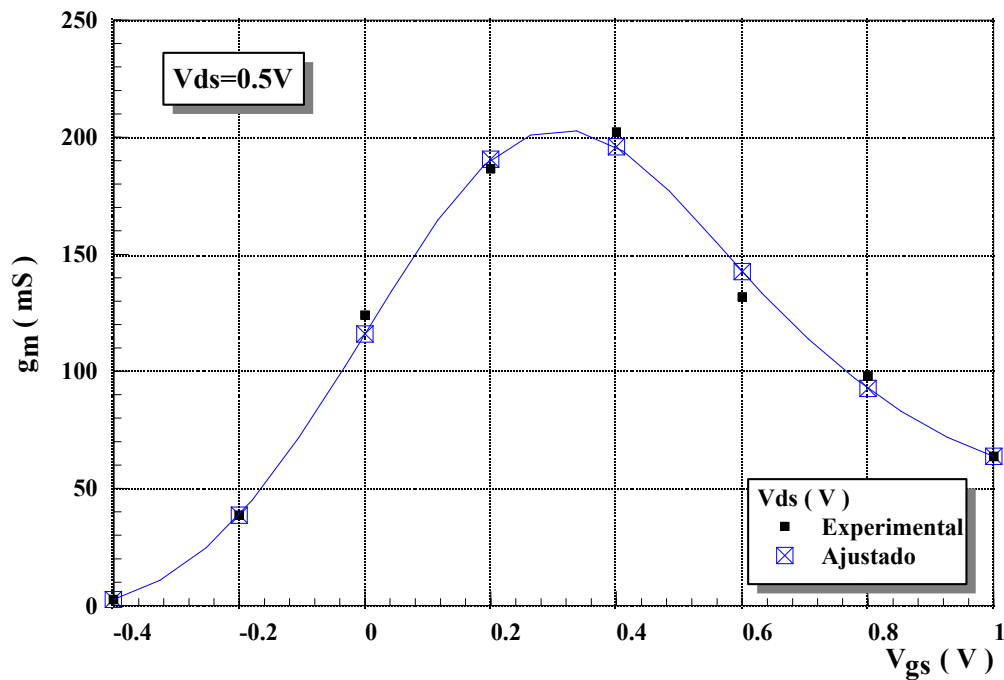


Figura 4.6 Comparación entre los valores de  $g_m$  extraídos y modelados a partir de la expresión (4.5).

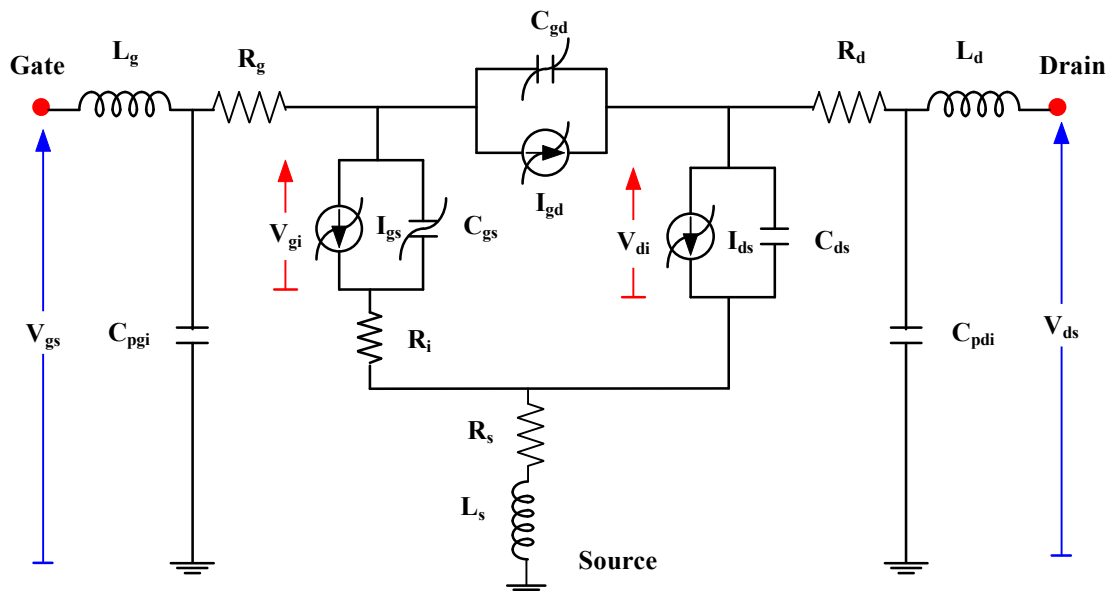


Figura 4.7 Circuito equivalente no lineal del transistor HEMT.

A la hora de efectuar la extracción no lineal “inteligente” de los valores de los parámetros que componen la fuente no lineal de corriente  $I_{ds}$  el programa de extracción no



lineal OPTMODFET, realiza una serie de aproximaciones para obtener los valores iniciales de los parámetros, y mediante diferentes algoritmos matemáticos de optimización del mismo tipo que los utilizados en la extracción lineal (gradiente conjugado, Newton, Cuasi-Newton, Random, etc). De no obtenerse estos valores iniciales el proceso de optimización se convierte en lento y tedioso, es por ello que a continuación se explique detenidamente como se determinan de una forma aproximada dichos parámetros.

Con el objeto de simplificar las ecuaciones de  $I_{ds}$ ,  $g_m$  y  $G_{ds}$ , se supone que la tensión de degradación de la transconductancia  $V_{pf}=V_{gi}=0$ , de esta forma desaparece el termino exponencial cuyos parámetros  $\delta$  y  $\mu$  se determinaran por optimización. La expresión de la fuente de corriente  $I_{ds}$  en este caso, resulta:

$$I_{ds}|_{v_{gi}=0, v_{pf}=0} = I_{dss} \cdot \left(1 + \frac{S_s \cdot v_{di}}{I_{dss}}\right) \cdot \tanh\left(\frac{S_l \cdot v_{di}}{I_{dss}}\right) \quad (4.8)$$

si además se supone que  $v_{di}=0$ , o que  $v_{di} \gg$  en la expresión de  $G_{ds}$  se obtiene una estimación de los valores de los parámetros  $S_l$  y  $S_s$ , tal como se muestra en las expresiones:

$$G_{ds}|_{v_{di}=0, v_{gi}=0, v_{pf}=0} = S_l \quad (4.9)$$

$$G_{ds}|_{v_{di} \gg, v_{gi}=0, v_{pf}=0} = S_s \quad (4.10)$$

Si  $v_{di} \gg$  la ecuación de  $I_{ds}$  resulta:

$$I_{ds}|_{v_{di} \gg, v_{gi}=0, v_{pf}=0} = I_{dss} \cdot \left(1 + \frac{S_s \cdot v_{di}}{I_{dss}}\right) = I_{dss} + S_s \cdot v_{di} \quad (4.11)$$

consecuentemente,  $I_{dss}$  es la extrapolación de las curvas características cuando  $v_{gi}=0$ , tal como se muestra en la figura 4.8, para un transistor genérico.



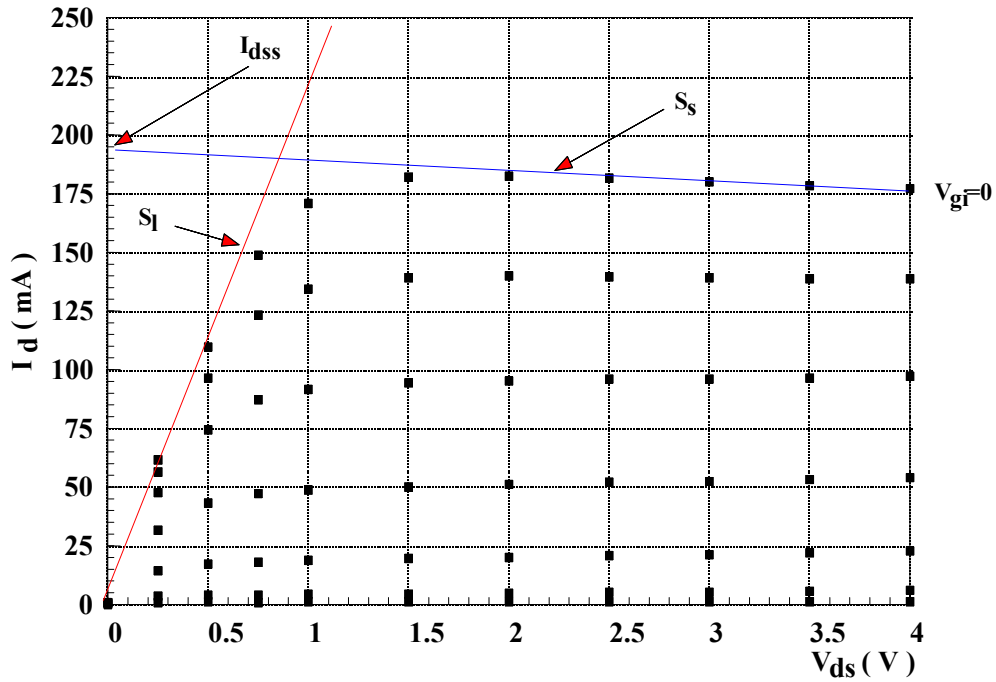


Figura 4.8 Obtención aproximada de los parámetros  $S_s$ ,  $S_1$  e  $I_{dss}$  para el modelo DICHOM.

Los parámetros  $V_{to}$  y  $\gamma_{ds}$  se pueden obtener de la expresión de  $I_{ds}$  a tensiones muy negativas cercanas al pinch-off, mediante un sencillo ajuste lineal tal como se muestra en la figura 4.9.

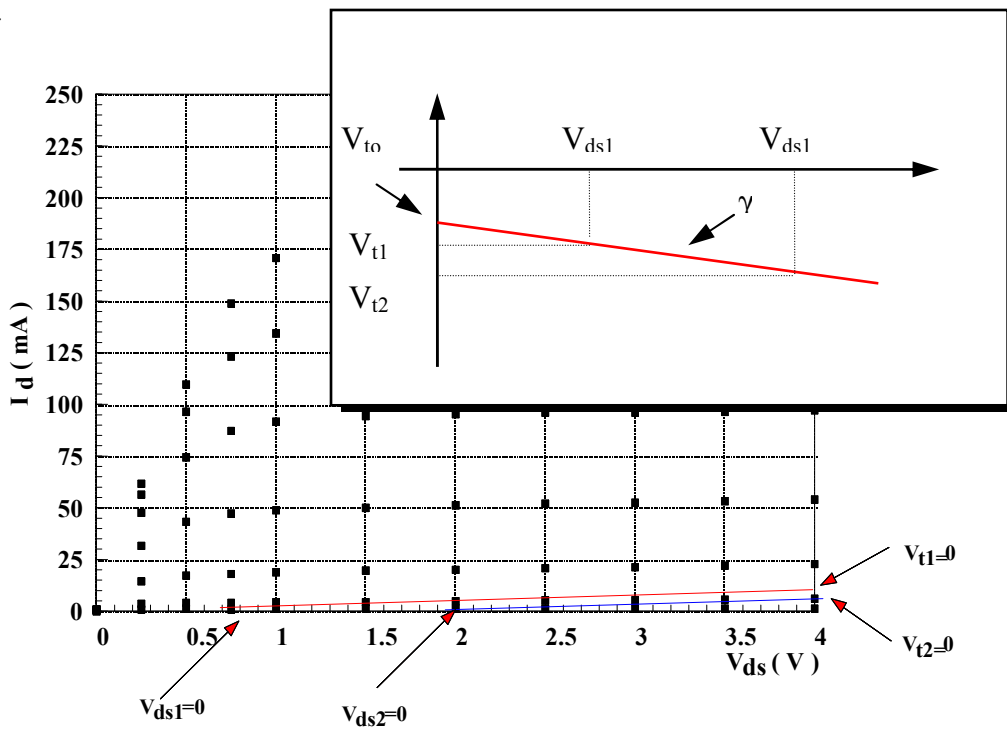


Figura 4.9 Cálculo aproximado de  $V_{to}$  y  $\gamma_{ds}$ .



Los parámetros E y  $K_E$  pueden ser estimados utilizando la aproximación de las curvas de  $I_{ds}$  en la región de saturación para valores de  $v_{gi}$  variable. bajo estas condiciones la ecuación resulta:

$$I_{ds} \Big|_{v_{di} \gg v_{gi} = \text{variable}, v_{pf} = 0} = I_{dss} \cdot \left( 1 + \frac{S_s \cdot v_{di}}{I_{dss}} \right) \cdot \left( 1 - \frac{v_{gi}}{V_t} \right)^{(E + K_E \cdot v_{gi})} \quad (4.12)$$

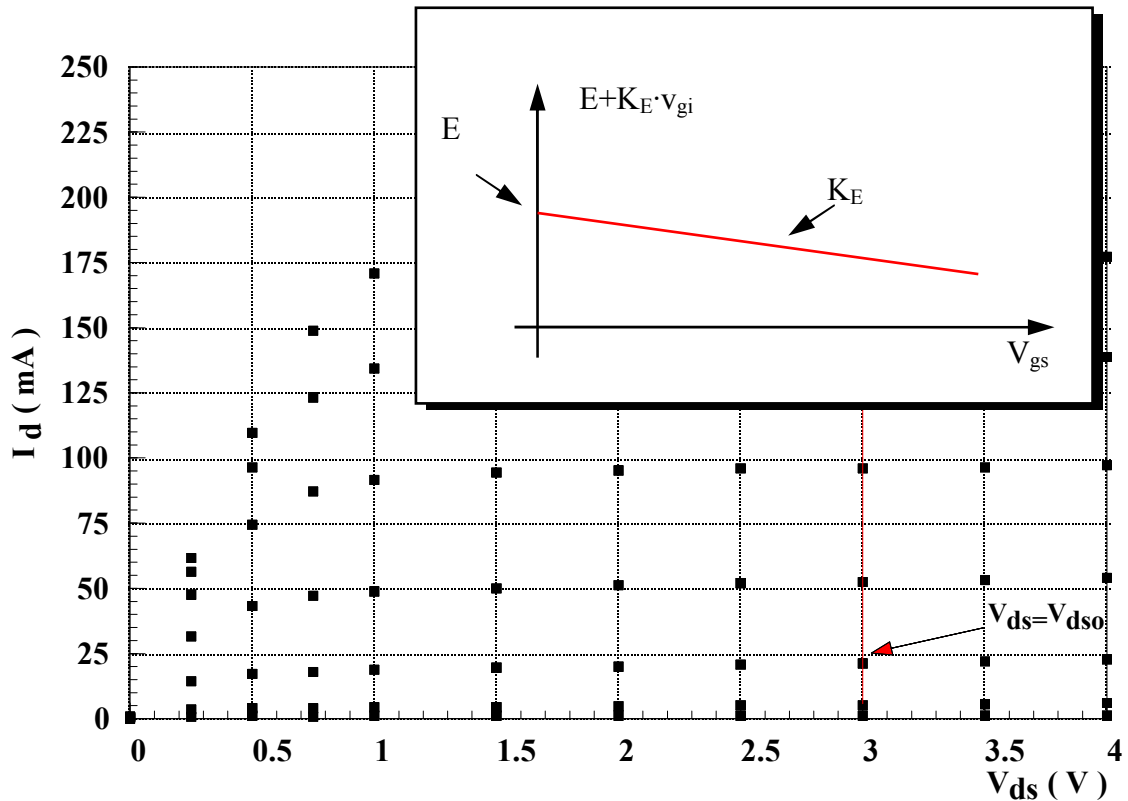


Figura 4.10 Estimación de los valores de los parámetros E y  $K_E$ .

si se toman logaritmos neperianos en la expresión (4.12), se tiene:

$$\ln \left( I_{ds} \Big|_{v_{di} \gg v_{gi} = \text{variable}, v_{pf} = 0} \right) = \ln \left( I_{dss} \cdot \left( 1 + \frac{S_s \cdot v_{di}}{I_{dss}} \right) \right) + (E + K_E \cdot v_{gi}) \cdot \ln \left( 1 - \frac{v_{gi}}{V_t} \right) \quad (4.13)$$

de donde:



$$E + K_E \cdot v_{gi} = \frac{\ln \left( \frac{I_{ds} \Big|_{v_{di} \gg v_{gi} = \text{variable}, v_{pf} = 0}}{I_{dss} \cdot \left( 1 + \frac{S_s \cdot v_{di}}{I_{dss}} \right)} \right)}{\ln \left( 1 - \frac{v_{gi}}{V_t} \right)} \quad (4.14)$$

y mediante un nuevo ajuste lineal se estimas los valores de E y  $K_E$ , tal como se muestra en la figura 4.10.

Si se considera la expresión de  $G_{ds}$  para  $v_{di}=0$  a valores variables de  $v_{gi}$ , se tiene:

$$G_{ds} \Big|_{v_{di}=0, v_{gi} = \text{variable}, v_{pf} = 0} = \frac{S_l}{1 - K_g \cdot v_{gi}} \cdot \left( 1 - \frac{v_{gi}}{V_t} \right)^{(E + K_E \cdot v_{gi})} \quad (4.15)$$

despejando  $K_g$  se tiene:

$$K_g = \frac{1}{v_{gi}} \cdot \left[ 1 - \frac{S_l}{G_{ds} \Big|_{v_{di}=0, v_{gi} = \text{variable}, v_{pf} = 0}} \cdot \left( 1 - \frac{v_{gi}}{V_t} \right)^{(E + K_E \cdot v_{gi})} \right] \quad (4.16)$$

Llegado a este punto mediante un algoritmo de optimización se obtienen el resto de los parámetros desconocidos  $V_{pf}$ ,  $\delta$  y  $\mu$ , así como los valores definitivos de todos los parámetros que intervienen en la ecuación (4.3). El programa de extracción no lineal OPTMODFET realiza las tareas anteriores de forma totalmente automática.

Para el resto de las no linearidades del modelo se utilizan expresiones introducidas con anterioridad en la memoria, así pues, para las capacidades  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$  se utilizan las expresiones propuestas en el capítulo anterior. Para las fuentes de corriente  $I_{gs}$  e  $I_{gd}$  se utilizan sendas expresiones similares a la ecuación utilizada para modelar la unión Schottky, cuya expresión ha sido introducida en el capítulo 2. El resto de los componentes del modelo se toman como



lineales. En la figura 4.7 aparece el modelo no lineal utilizado para caracterizar los dispositivos HEMT, mientras que todas las expresiones de los elementos que intervienen en el mismo se muestran en la tabla 4.1.

<b>Modelo No Lineal DICHOM para dispositivos HEMT</b>	
<b>Elementos no lineales</b>	
Ecuación de la fuente de Corriente $I_{ds}$	$I_{ds} = I_{dss} \cdot \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_t}\right)^{(E+K_e V_{gs})} \cdot \left(1 + \frac{S_s V_{ds}}{I_{dss}}\right) \cdot \text{Tanh}\left(\frac{S_l V_{ds}}{I + K_g V_{gs}}\right) \cdot e^{\left(\frac{ V_{pf} - V_{gi} ^\delta}{\mu}\right)}$ <p style="text-align: center;">donde: <math>V_t = V_{to} + \gamma_{Ids} \cdot V_{ds}</math></p>
Ecuación de la fuente de Corriente $I_{gs}$	$I_{gs} = I_{ns} \cdot \left(e^{\alpha_s V_{gs}} - 1\right)$
Ecuación de la fuente de Corriente $I_{gd}$	$I_{gd} = I_{gdns} \cdot \left(e^{\alpha_{gds} V_{gd}} - 1\right)$
Ecuación de la $C_{gs}$	$C_{gs} = C_{gso} + C_{gs1} \cdot V_{gi} + C_{gs2} \cdot V_{gi}^2 + C_{gs3} \cdot V_{gi}^3 + C_{gs4} \cdot V_{gi}^4$
Ecuación para la capacidad $C_{gd}$	$C_{gd} = \frac{C_{gdo}}{\left(1 - \frac{V_{gdi}}{V_{bi\_cgd}}\right)^\gamma}$
Ecuación de la transconductancia $g_m$	$g_m = I_{dss} \cdot \left(\frac{1 + S_s \cdot v_{di}}{I_{dss}}\right) \cdot \left\{ g_{m1} \cdot g_{m3} \cdot \tanh(g_{m4}) + \left(1 - \frac{v_{gi}}{V_p}\right)^{(E+K_E \cdot v_{gi})} \cdot \left[ g_{m2} \cdot g_{m3} \cdot \text{sech}^2(g_{m4}) + \tanh(g_{m4}) \cdot g_{m3} \cdot \left(\frac{\delta}{\mu}\right) \cdot  V_{pf} - v_{gi} ^{(\delta-1)} \right] \right\}$ <p>donde:</p> $g_{m1} = (E + K_E \cdot v_{gi}) \left(1 - \frac{v_{gi}}{V_t}\right)^{(E+K_E \cdot v_{gi}-1)} \cdot \left(\frac{-1}{V_t}\right) + K_E \cdot \left(1 - \frac{v_{gi}}{V_t}\right) \cdot \ln\left(1 - \frac{v_{gi}}{V_t}\right)$ $g_{m2} = \left(\frac{S_l \cdot K_g \cdot v_{di}}{I_{dss}}\right) \cdot (1 - K_g \cdot v_{di})^2$ $g_{m3} = e^{\left(\frac{ V_{pf} - v_{gi} }{\mu}\right)^\delta}$ $g_{m4} = \left(\frac{S_l \cdot v_{di}}{I_{dss} \cdot (1 - K_g \cdot v_{gi})}\right)$ $V_t = V_{to} + \gamma_{Ids} \cdot v_{di}$

Ecuación de la conductancia de salida $G_{ds}$	$G_{ds} = I_{dss} \cdot e^{-\frac{ V_{gs} - v_{gi} ^{\mu}}{\mu}} \cdot (G_{ds1} \cdot G_{ds2} \cdot G_{ds3})$ <p>donde:</p> $G_{ds1} = (E + K_E \cdot v_{gi}) \cdot \left(1 - \frac{v_{gi}}{V_t}\right)^{(E + K_E \cdot v_{gi} - 1)} \cdot \left(\frac{\gamma_{Ids} \cdot v_{gi}}{V_t^2}\right) \cdot \left(1 + \frac{S_s \cdot v_{di}}{I_{dss}}\right) \cdot \tanh\left(\frac{S_l \cdot v_{di}}{I_{dss} \cdot (1 - K_g \cdot v_{gi})}\right)$ $G_{ds2} = \left(1 - \frac{v_{gi}}{V_t}\right)^{(E + K_E \cdot v_{gi})} \cdot \left(\frac{S_l}{I_{dss} \cdot (1 - K_g \cdot v_{gi})}\right) \cdot \left(1 + \frac{S_s \cdot v_{di}}{I_{dss}}\right) \cdot \operatorname{sech}^2\left(\frac{S_l \cdot v_{di}}{I_{dss} \cdot (1 - K_g \cdot v_{gi})}\right)$ $G_{ds3} = \left(1 - \frac{v_{gi}}{V_t}\right)^{(E + K_E \cdot v_{gi})} \cdot \left(\frac{S_s}{I_{dss}}\right) \cdot \tanh^2\left(\frac{S_l \cdot v_{di}}{I_{dss} \cdot (1 - K_g \cdot v_{gi})}\right)$
<b>Elementos lineales</b>	
Tiempo de tránsito	$\tau = \tau_0 + \tau_1 \cdot V_{ds}$
Resistencia Intrínseca	$R_i = R_{i0} + R_{i1} \cdot V_{ds}$
Capacidad de Salida	$C_{ds} = C_{ds0} + C_{ds1} \cdot V_{ds}$
<b>Elementos parásitos chip</b>	
Resistencias de acceso	$R_g, R_d, R_s$
Inducciones parásitas	$L_g, L_d, L_s$
Capacidades parásitas	$C_{pgi}, C_{pdi}$
<b>Elementos parásitos cápsula</b>	
Inducciones y capacidades parásitas	$C_{pg}, C_{pd}, C_{pgd}, L_{pg}, L_{pd}$

Tabla 4.1 Elementos del modelo no lineal de gran señal DICHOM para dispositivos HEMT.



#### **4.4 Conclusiones**

Se ha comenzado el capítulo introduciendo la problemática del modelado no lineal de dispositivos HEMT, y efectuando una pequeña revisión a los modelos actualmente disponibles en los simuladores comerciales.

Ante la carencia de modelos no lineales clásicos que satisfagan nuestras necesidades en cuanto a ajuste de curvas I-V en todo el rango de trabajo desde el pinch-off hasta la zona de saturación, además de responder al efecto de la compresión de la transconductancia  $g_m$  conforme se aumenta la tensión de Gate. En este capítulo se ha presentado un nuevo modelo para dispositivos HEMT, con una expresión continua para la fuente de corriente  $I_{ds}$  capaz de reproducir con exactitud todos los efectos que se acaban de mencionar. Además se ha mostrado en detalle como determinar los parámetros de la ecuación de  $I_{ds}$  de una forma aproximada a partir de las características I-V y de sencillos ajustes lineales. El citado modelo, además es capaz de reproducir tanto curvas características de DC como en régimen pulsado, además de ofrecer excelentes resultados en los ajustes de potencia  $P_{in}/P_{out}$  tal como se validará en el siguiente capítulo para tres dispositivos HEMT de diferentes tamaños y procesos.

Por otro lado, se ha abierto el camino para efectuar un modelado gran señal multibias para los transistores HEMT al igual que se ha hecho para el caso de los dispositivos MESFET [1], de hecho ya se ha comenzado a dar los primeros pasos en este sentido y se espera tener resultados a corto plazo.

## 4.5 Referencias

- [ 1 ] - Fernández, Tomás. *Estudio del Comportamiento Dinámico y modelado gran señal de dispositivos GaAs MESFET para Comunicaciones en Tecnología Monolítica*. Tesis de Doctorado, Universidad de Cantabria 1995.
- [ 2 ] - Brazil, *A Universal Large-Signal Equivalent Circuit Model for the GaAs MESFET*, 21<sup>th</sup> European Microwave Conference, pp. 921-926, Sept. 1991
- [ 3 ] - Curtice, *A MESFET Model for Use in the Design of GaAs Integrated Circuits*. IEEE Transactions on MTT-28, no.5, pp.448-456, May 1980.
- [ 4 ] - Sledzik and Ingo Wolff. *A New Approach to Nonlinear Modelling and Simulation of MESFET's and MODFET's*. 20<sup>th</sup> European Microwave Conference pp 784-789, 1990.
- [ 5 ] - Sledzik and Ingo Wolff. *Large-Signal Modelling and Simulation of GaAs MESFET's and HFET's*. International Journal of Microwave and Millimeter Wave Computer Aided Engineering, Vol 2, No. 1 pp 49,60 1992.
- [ 6 ] - Statz H, et all, *GaAs FET Device and Circuit Simulation in SPICE*, IEEE Trans., ED-34,pp.160-169, 1987.
- [ 7 ] - Materka A. and T. Kacprack. *Computer Calculation of Large Signal GaAs FET Amplifier Characteristics*. IEEE Transactions on MTT, vol 33, n°2, pp 129-135, Feb. 1985.
- [ 8 ] - Cojocar V.I., Philip Perry and Thomas J. Brazil, *The Characterisation and Large-Signal Modelling of InGaAs pseudomorphic High Electron Mobility Transistors*. 24<sup>th</sup> European Microwave Conference pp 1598-1603. Cannes, September 1994.
- [ 9 ] - Optotek, *SALSA Small And Large Signal Analysis for Transistors*, User Manual, Version 1.0,1995.
- [ 10 ] - Golio J.M.. *Microwave MESFET's and HEMT's* . Artech House 1991 .
- [ 11 ] - HSPICE *User's Manual*, Version H8907, Meta-Software, Campbell, CA, 1989.
- [ 12 ] - Angelov I., H. Zirath and N. Rorsman. *A New Empirical Nonlinear Model for HEMT and MESFET Devices*. IEEE Transactions on MTT, vol 40, n-12, pp 2258-2266 Dec. 1992.
- [ 13 ] - Bengtsson, Mikael García and Iitcho Angelov. *An Extraction Program for Nonlinear Transistor Model Parameters for HEMTs and MESFETs*. Microwave Journal Vol 38, no.1, pp 146, 153 January 1995.



- [ 14 ] - Pirola M., G. Ghione, J.M. Dortu and J. Muller, *An Improved P-HEMT Large Signal Model for Medium-Power Ka-Band Amplifiers*, GaAs 94', Applications Symposium, pp 423-426, April 1994.
- [ 15 ] - Cojocar and Thomas J.Brazil. *A large-Signal Model for GaAs MESFET's and HEMT's valid at Multiple DC Bias-Points* . GaAs-94, Torino 1994 pp 419,422.
- [ 16 ] - Dortu J.M. and J.E. Muller, *Accurate Large-Signal GaAs MESFET Modelling for a Power MMIC Amplifier Design*, Microwave Journal, pp 74-84, April 1993.
- [ 17 ] - Root David E, S. Fan and J. Meyer. *Technology Independent Non Quasi-static FET Models by Direct Construction from Automatically Characterized Device Data*, Proc. of 21<sup>st</sup> EMC, pp 427-430, April 1991.
- [ 18 ] - Fernández, Y. Newport, J. M. Zamanillo, A. Tazón, A. Mediavilla. *Modelling of Operating Point Non Linear Dependence of  $I_{ds}$  Characteristics from Pulsed Measurements in MESFET Transistors*, 23<sup>th</sup> European Microwave Conference, pp.518-521, Sept. 1993.





# 5

# Medidas y Validaciones Experimentales

## 5.1 Introducción

Aunque a lo largo de toda la memoria se ha procurado validar con datos experimentales todas las técnicas de medida, extracción y modelado introducidas, dada la extensión de la misma se puede perder la visión de conjunto. Por esta razón, y con el ánimo de presentar el proceso de modelado completo a dispositivos MESFET/HEMT, a continuación se presentarán resultados para los siguientes transistores de baja, media y alta potencia:

- MESFET 2\*250  $\mu\text{m}$  proceso DIOM9 de la foundry SIEMENS.
- MESFET 14\*85.71  $\mu\text{m}$  de la foundry Texas Instruments.
- MESFET 10\*140  $\mu\text{m}$  proceso F20 Bath-tub de la foundry GEC-MARCONI.
- MESFET 20\*300  $\mu\text{m}$  proceso D07A de la foundry PHILIPS PML



y los siguientes transistores HEMT:

- P-HEMT 6\*15  $\mu\text{m}$  proceso D02AH de la foundry PHILIPS PML.
- P-HEMT 4\*50  $\mu\text{m}$  proceso D05AH de la foundry PHILIPS PML.
- P-HEMT 6\*150  $\mu\text{m}$  proceso D07AH de la foundry PHILIPS PML.

El modelo utilizado para los transistores MESFET es el modelo de Materka, posteriormente modificado por Dortu y Muller [1] y por nuestro grupo [2,3], obtenido a partir de los procesos de extracción mostrados en el capítulo 3. La obtención de la ecuación no lineal de la fuente de corriente se encuentra suficientemente explicada en [4], y es muy similar a la expresión que se utiliza en el capítulo 4 para los dispositivos HEMT, por lo cual no tiene caso explicar el proceso de obtención ahora. Para los modelos no lineales de dispositivos HEMT se utiliza la expresión anteriormente mencionada. En ambos casos, modelado de MESFET y de HEMT se quiere dejar patente la versatilidad de las técnicas de medida, extracción y modelado aplicándolas exitosamente a transistores de diferentes tipos, tamaños y fabricantes.

## **5.2 Validación de los modelos de MESFET**

A continuación se presentaran los resultados de aplicar todas las técnicas de medida y extracción vistas a lo largo de la memoria, utilizando la expresión no lineal para la fuente de corriente  $I_{ds}$  propuesto en [1] para el caso de dispositivos MESFET de distintos tamaños pertenecientes a diferentes foundries.

### **5.2.1 Dispositivos de baja potencia**

El primer dispositivo del que se van a mostrar resultados es un transistor MESFET de baja potencia, perteneciente al proceso DIOM9 de la foundry SIEMENS, con una anchura de puerta de 0.5  $\mu\text{m}$ .

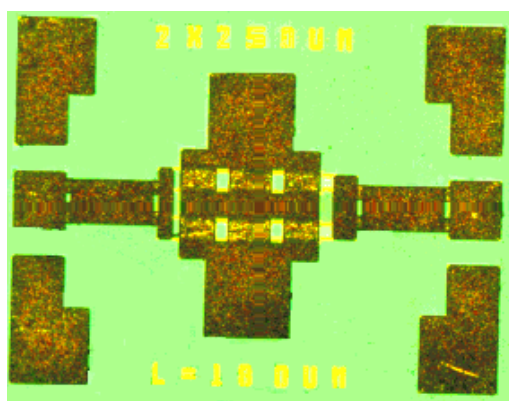


### MESFET SIEMENS DIOM9 2\*250 $\mu\text{m}$

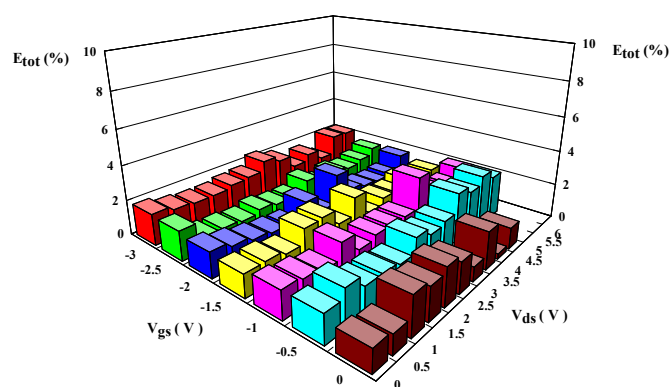
En la tabla 5.1 pueden visualizarse los valores de los elementos extrínsecos extraídos, así como las condiciones de medida correspondientes al transistor de baja potencia de 0.5 mm de anchura de puerta 2\*250  $\mu\text{m}$  de la foundry SIEMENS proceso DIOM9, cuya microfotografía se muestra en la figura 5.1 (a). En la figura 5.1 (b) se puede apreciar la variación de la función error entre los parámetros de Scattering medidos y modelados expresada en % para la extracción lineal multibías de dicho transistor, como puede verse el error es muy reducido, inferior al 2.5%, con lo cual puede afirmarse que los resultados de dicha extracción son altamente satisfactorios.

<b>Tipo de Dispositivo</b>	MESFET SIEMENS DIOM9
<b>Tamaño</b>	2*250 $\mu\text{m}$
<b>Rango de Medida</b>	1-21 GHz
<b>Barrido en Vgs (Min., Max., Paso)</b>	-3 V, 0 V, 0.5 V
<b>Barrido en Vds (Min., Max., Paso)</b>	0 V, 6 V, 0.5 V
<b>Recortes en Potencia y Corriente durante la medida</b>	$P_{\text{max}}=1\text{W}$ $I_{\text{max}}=0.5\text{A}$
<b>Temperatura Ambiente Inicial/Final durante la medida</b>	$t_{\text{ini}}=20.5^\circ$ $t_{\text{fin}}=24.0^\circ$
<b>Resistencias de Acceso</b>	$R_g=6.43\ \Omega$ , $R_d=1.75\ \Omega$ , $R_s=2.17\ \Omega$
<b>Inducciones de Acceso</b>	$L_g=0.022\ \text{nH}$ , $L_d=0.027\ \text{nH}$ , $L_s=0.004\ \text{nH}$
<b>Capacidades de Acceso</b>	$C_{\text{pgi}}=0$ , $C_{\text{pdi}}=0$

Tabla 5.1 Tabla de valores de los elementos parásitos extraídos y de las condiciones de medida para el transistor SIEMENS DIOM9 2\*250  $\mu\text{m}$ .

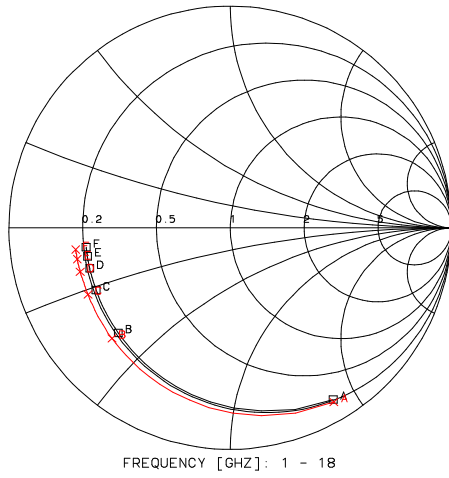


(a)

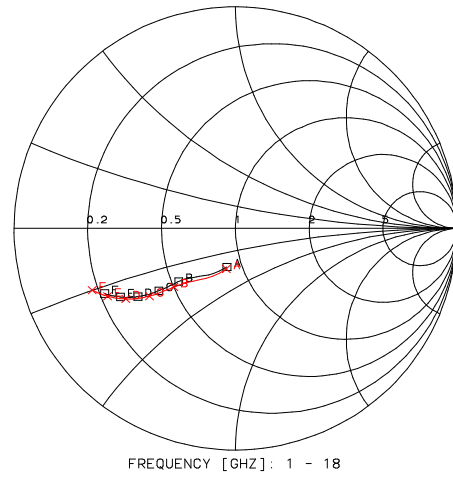


(b)

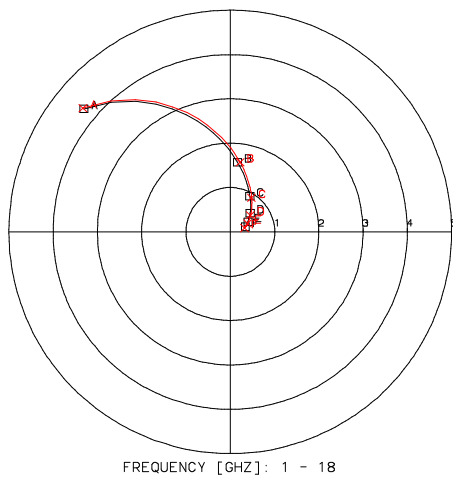
2\*250 microns Vgs=-1V Vds=3V  
 S11 MODFET MODMEAS



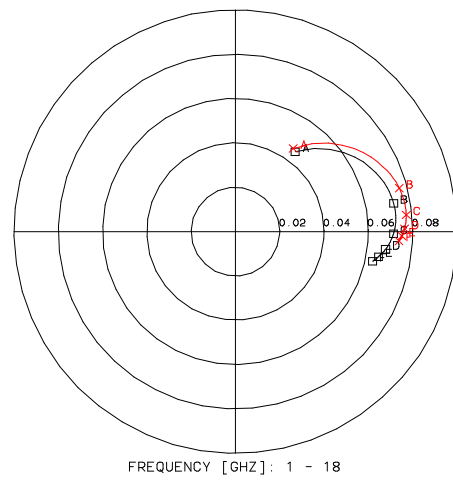
2\*250 microns Vgs=-1V Vds=3V  
 S22 MODFET MODMEAS



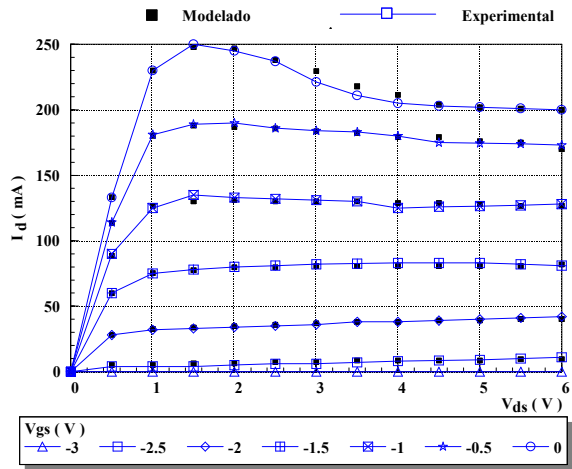
2\*250 microns Vgs=-1V Vds=3V  
 POL[S21] MODFET MODMEAS



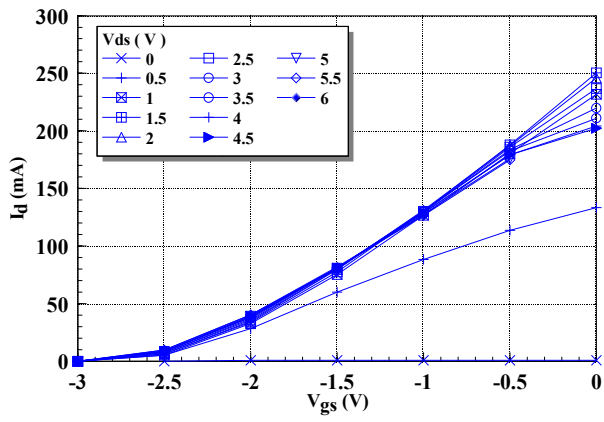
2\*250 microns Vgs=-1V Vds=3V  
 POL[S12] MODFET MODMEAS



(c)



(d)



(e)



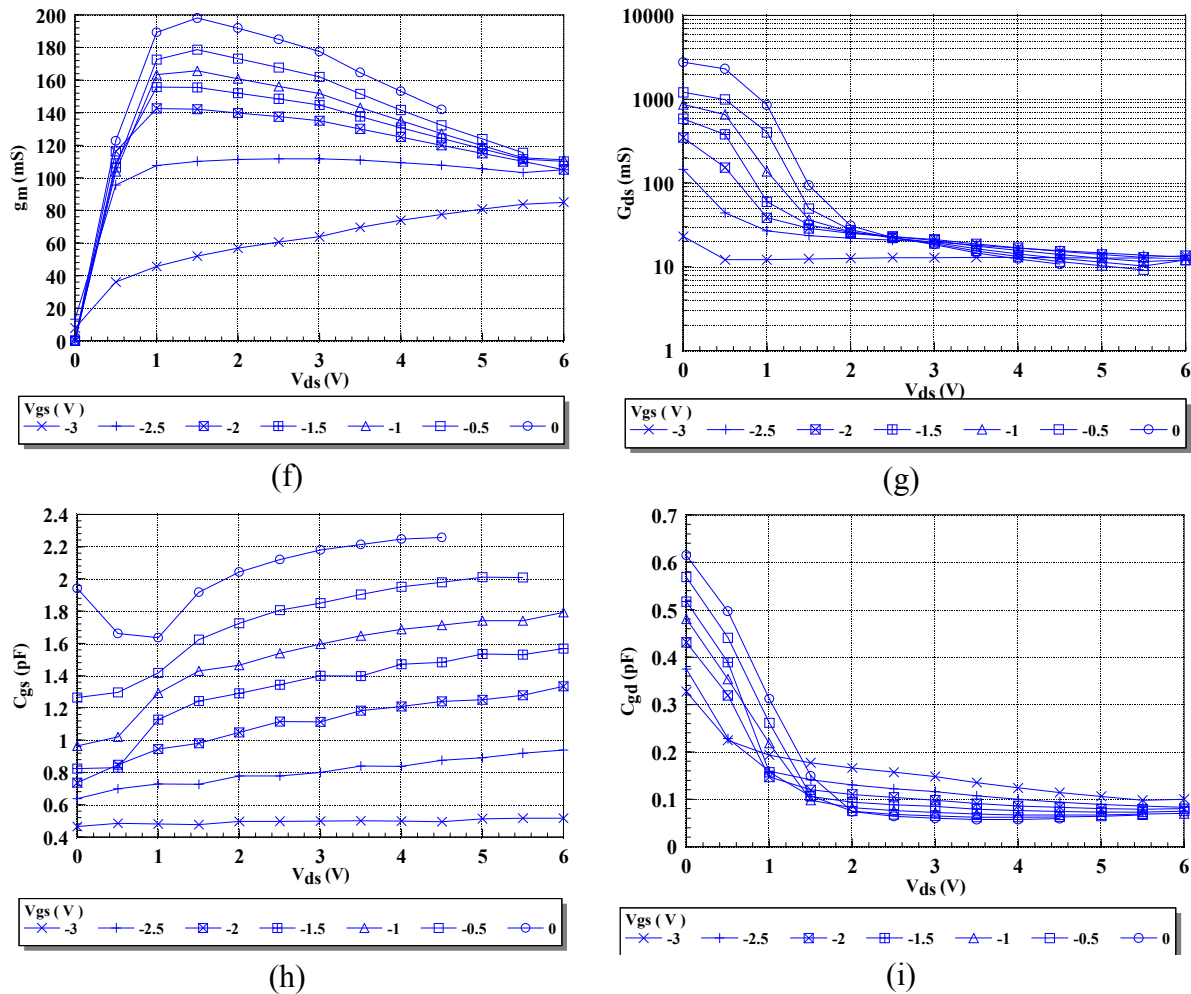


Figura 5.1 (a) Microfotografía del transistor SIEMENS DIOM9 2\*250  $\mu\text{m}$ .  
 (b) Variación de la función % de Error entre los parámetros de Scattering medidos y modelados utilizando el modelo de pequeña señal.  
 (c) Comparación entre los parámetros de Scattering medidos y modelados utilizando el modelo de pequeña señal en el punto  $V_{gs}=-1$  V,  $V_{ds}=3$  V.  
 (d) Variación de  $I_d$  frente a  $V_{ds}$ .  
 (e) Variación de  $I_d$  frente a  $V_{gs}$ .  
 (f) Variación de  $g_m$  frente a  $V_{ds}$ .  
 (g) Variación de  $G_{ds}$  frente a  $V_{ds}$ .  
 (h) Variación de  $C_{gs}$  frente a  $V_{ds}$ .  
 (i) Variación de  $C_{gd}$  frente a  $V_{ds}$ .

En la figura 5.1 (c) se muestra la comparación entre los parámetros de Scattering medidos y modelados mediante el modelo de pequeña señal en el punto  $V_{gs}=-1$  V,  $V_{ds}=3$  V. En la figura 5.1 (d), se muestra una comparativa entre las características I-V medidas y modeladas mediante el modelo no lineal, hay que resaltar el buen ajuste de los valores

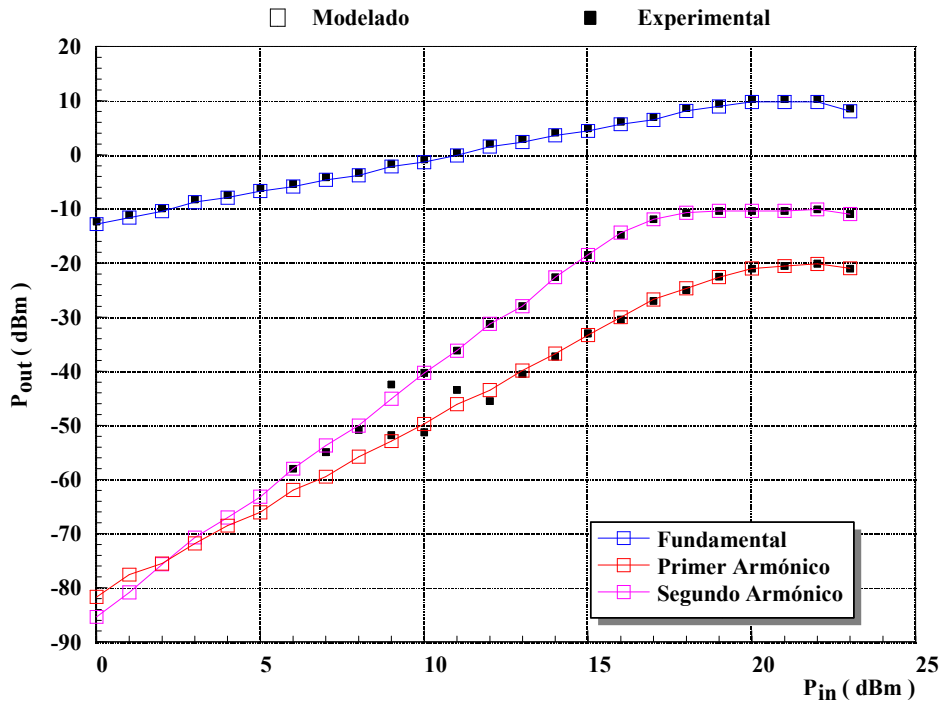
modelados. En la figura 5.1 (e), se muestra la variación de las curvas características I-V medidas frente a  $V_{gs}$ . En las figuras 5.1 (f), 5.1 (h) y 5.1 (i) se muestran la variación de los valores extraídos de  $g_m$ ,  $G_{ds}$ ,  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$ . A partir de los resultados mostrados en las figuras anteriores se obtiene el modelo no-lineal [4], basado en el de Materka, anteriormente mencionado, cuyos parámetros se muestran en la tabla 5.2.

<b>Modelo No Lineal Transistor SIEMENS DIOM9 2*250 <math>\mu\text{m}</math></b>		
Ecuación de la fuente de Corriente $I_{ds}$	$I_{ds} = I_{dss} \cdot \left( I - \frac{V_{gi}}{V_t} \right)^{(E + K_e \cdot V_{gi})} \cdot \left( I + \frac{S_s \cdot V_{di}}{I_{dss}} \right) \cdot \tanh \left( \frac{S_l \cdot V_{di}}{I - K_g \cdot V_{gi}} \right)$ <p style="text-align: center;">donde: <math>V_t = V_{to} + \gamma_{lds} \cdot V_{di}</math></p>	
Valores de los parámetros	$I_{dss} = 0.1783 \text{ A}$ $S_s = 0.06957$ $S_l = 0.4494$ $K_g = -0.0917$	$V_{to} = -3.347 \text{ V}$ $\gamma_{lds} = -0.08324$ $E = 1.156$ $K_e = -0.0592$
Ecuación de la fuente de Corriente $I_{gs}$	$I_{gs} = I_{ns} \cdot (e^{\alpha_s \cdot V_{gs}} - 1)$	$\alpha_s = 32.02 \text{ V}^{-1}$ $I_{ns} = 8.9 \cdot 10^{-13} \text{ A}$
Ecuaciones de las Capacidades $C_{gs}$ y $C_{gd}$	$C_{gs} = \frac{C_{gso}}{\left( 1 - \frac{V_{gi}}{V_{bi\_cgs}} \right)^\gamma}$	$C_{gd} = \frac{C_{gdo}}{\left( 1 - \frac{V_{gdi}}{V_{bi\_cgd}} \right)^\gamma}$
Valores de los parámetros	$C_{gso} = 0.68 \cdot 10^{-12} \text{ F}$ $\gamma = 0.5$ $V_{bi\_cgs} = 0.64$ $V_{gi} = V_{gs} - I_d \cdot R_s$ $V_{bi\_cgs} = V_{ds} - I_d \cdot (R_s + R_d)$	$C_{gdo} = 0.22 \cdot 10^{-12} \text{ F}$ $\gamma = 0.5$ $V_{bi\_cgd} = 0.64$
Elementos Lineales	$C_{ds} = 0.02 \text{ pF}$ $\tau = 4.37 \text{ ps}$ $R_i = 10.33 \text{ } \Omega$	

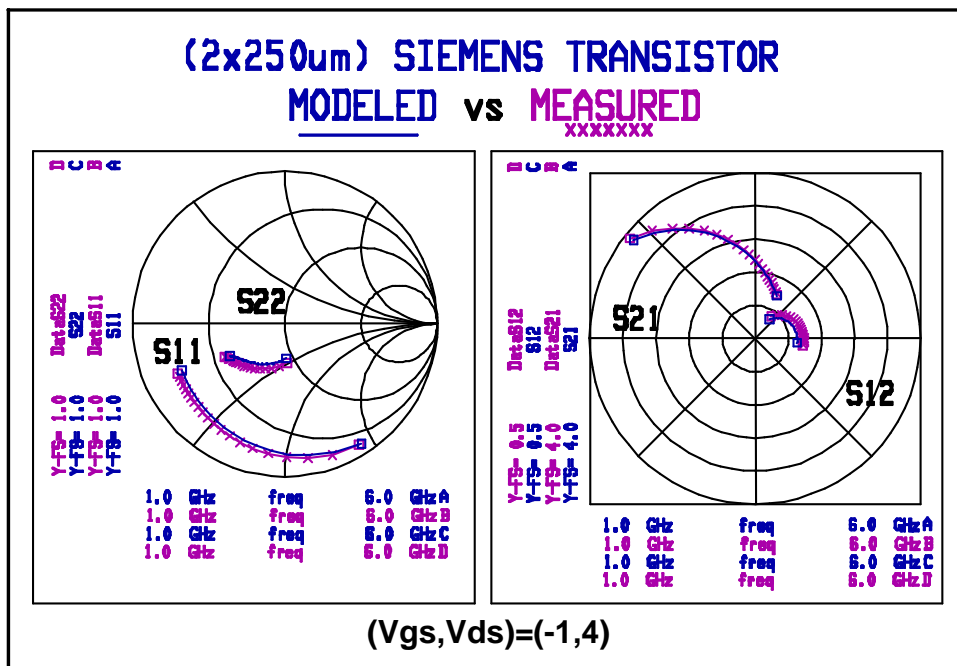
Tabla 5.2 Modelo no lineal del transistor SIEMENS DIOM9 2\*250  $\mu\text{m}$ .

Finalmente en la figura 5.2 (a) se mostrarán las curvas  $P_{in}/P_{out}$  medidas y modeladas para este dispositivo, utilizando el modelo no lineal en el punto de polarización  $V_{gs} = -1 \text{ V}$ ,  $V_{ds} = 4 \text{ V}$  a la frecuencia  $f_0 = 9 \text{ GHz}$  y en la figura 5.2 (b) se muestra una gráfica comparativa entre los parámetros de Scattering medidos y modelados para el mismo punto de polarización obtenidos a partir del modelo no lineal mostrado en la tabla 5.2 en el simulador MDS.





(a)



(b)

Figura 5.2 Comparativa entre resultados experimentales y modelados para el transistor SIEMENS DIOM9 2\*250  $\mu\text{m}$  utilizando el modelo no lineal de la tabla 5.2.  
 (a) Curvas  $P_{in}/P_{out}$  en el punto  $V_{gs}=-1$  V,  $V_{ds}=4$  V a la frecuencia  $f_0=9$  GHz.  
 (b) Parámetros de Scattering en el punto  $V_{gs}=-1$  V,  $V_{ds}=4$  V.



## 5.2.2 Dispositivos de media potencia

A continuación se van a mostrar los resultados obtenidos al aplicar las técnicas de modelado desarrolladas a dos transistores de media potencia correspondientes a dos foundries diferentes, en concreto los transistores MESFET de  $14 \times 85.71 \mu\text{m}$  y  $10 \times 140 \mu\text{m}$  de las foundries Texas Instruments y GEC-MARCONI, respectivamente.

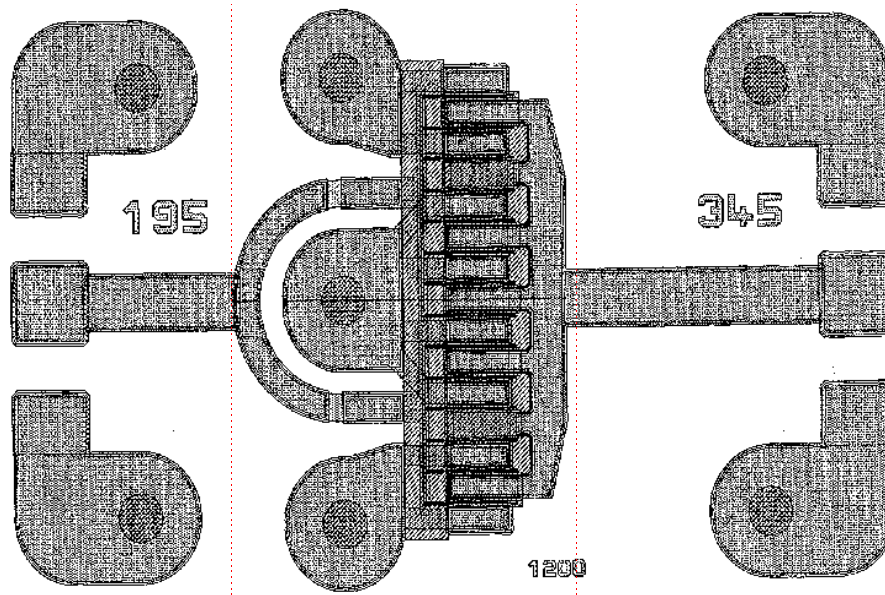
### MESFET Texas Instruments $14 \times 85.71 \mu\text{m}$

En la tabla 5.3 pueden visualizarse los valores de los elementos extrínsecos extraídos, así como las condiciones de medida correspondientes al transistor de media potencia de 1.2 mm de anchura de puerta TI  $14 \times 85.71 \mu\text{m}$  de la foundry Texas Instruments, cuyo lay-out se muestra en la figura 5.3 (a). Para efectuar el correcto modelado del dispositivo se ha efectuado el proceso de de-embedding de las dos líneas microstrip de  $195 \mu\text{m}$  y de  $345 \mu\text{m}$  en Gate y Drain automáticamente mediante el programa de medida NANACTRL. En la figura 5.3 (b) se muestra la comparación entre los parámetros de Scattering medidos y modelados mediante el modelo de pequeña señal en el punto  $V_{gs} = -1.2 \text{ V}$ ,  $V_{ds} = 8 \text{ V}$ .

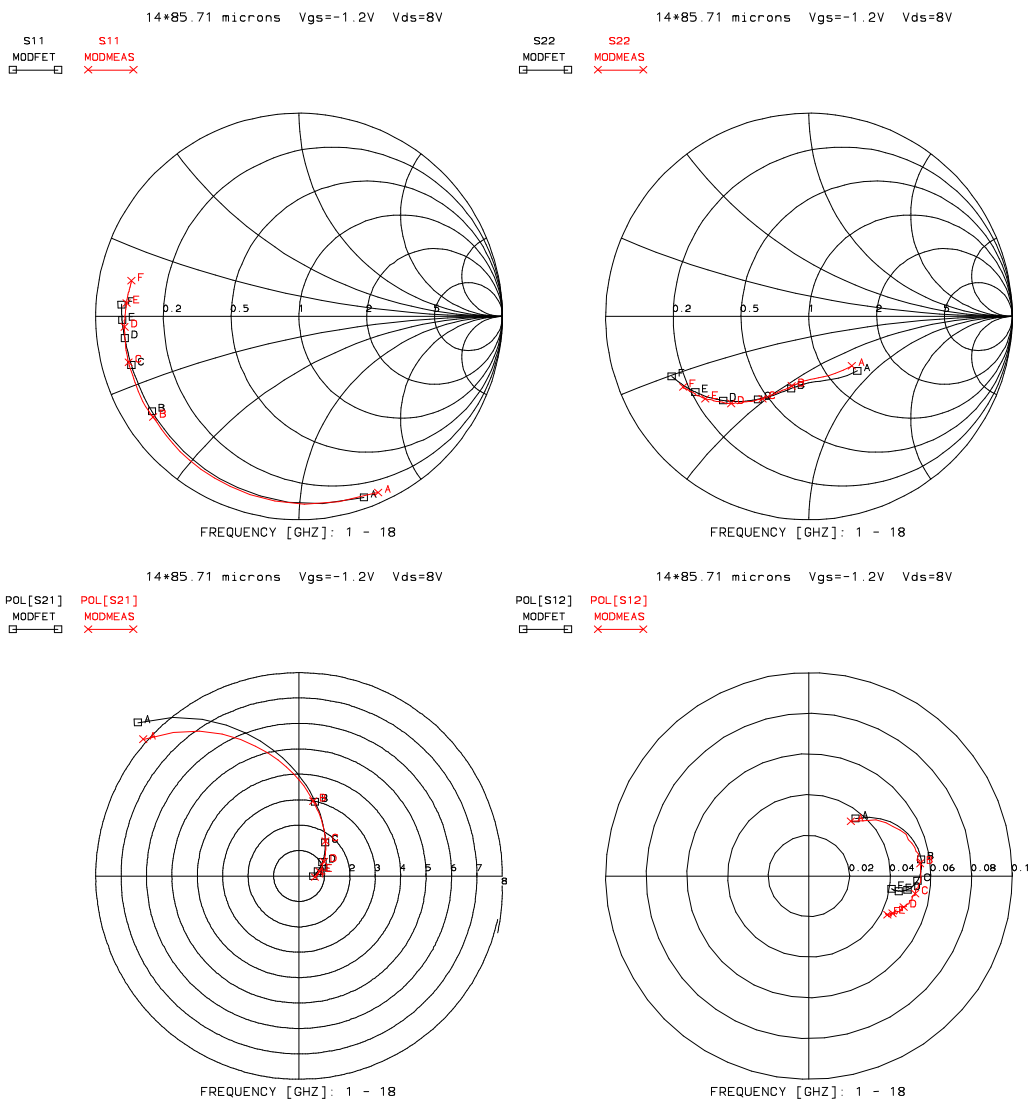
<b>Tipo de Dispositivo</b>	MESFET Texas Instrument-DASSAULT
<b>Tamaño</b>	$14 \times 85.71 \mu\text{m}$
<b>Rango de Medida</b>	1-18 GHz
<b>Barrido en Vgs (Min., Max., Paso)</b>	-2.4 V, 0 V, 0.4 0 V
<b>Barrido en Vds (Min., Max., Paso)</b>	0 V, 1 V, 0.25 V 1 V, 10 V, 1 V
<b>Recortes en Potencia y Corriente durante la medida</b>	$P_{\text{max}} = 2.5 \text{ W}$ $I_{\text{max}} = 0.5 \text{ A}$
<b>Temperatura Ambiente Inicial/Final durante la medida</b>	$t_{\text{ini}} = 23,5^\circ$ $t_{\text{fin}} = 23,8^\circ$
<b>Resistencias de Acceso</b>	$R_g = 2,00 \Omega$ , $R_d = 0.93 \Omega$ , $R_s = 0.94 \Omega$
<b>Inducciones de Acceso</b>	$L_g = 0.052 \text{ nH}$ , $L_d = 0.062 \text{ nH}$ , $L_s = 0.004 \text{ nH}$
<b>Capacidades de Acceso</b>	$C_{\text{pgi}} = 0$ , $C_{\text{pdi}} = 0$

Tabla 5.3 Tabla de valores de los elementos parásitos extraídos y de las condiciones de medida para el transistor Texas Instruments  $14 \times 85.71 \mu\text{m}$ .

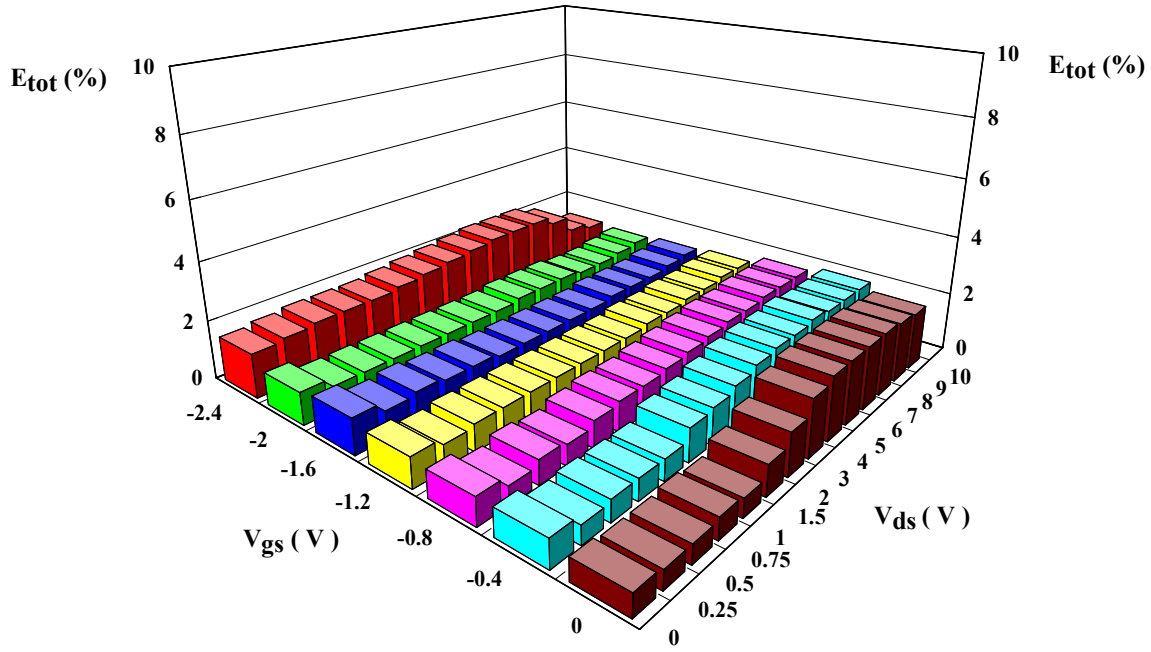




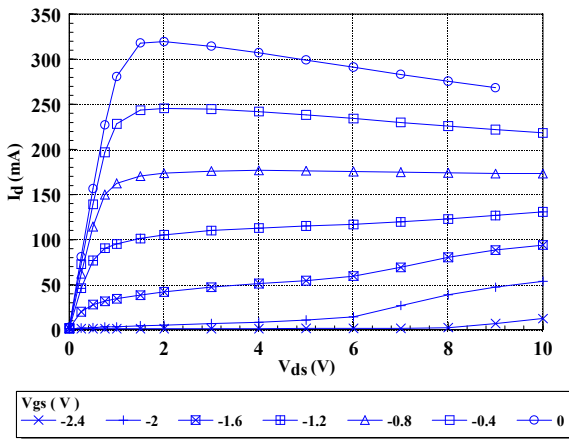
(a)



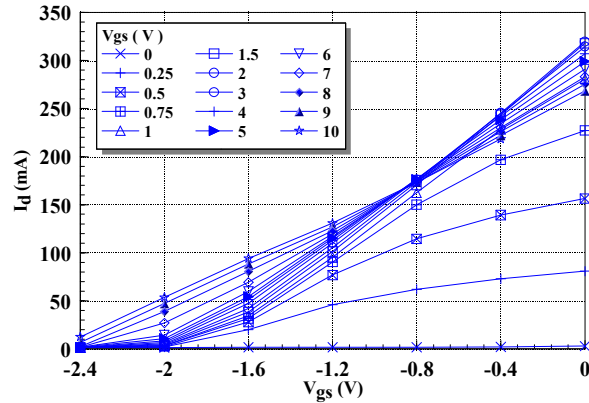
(b)



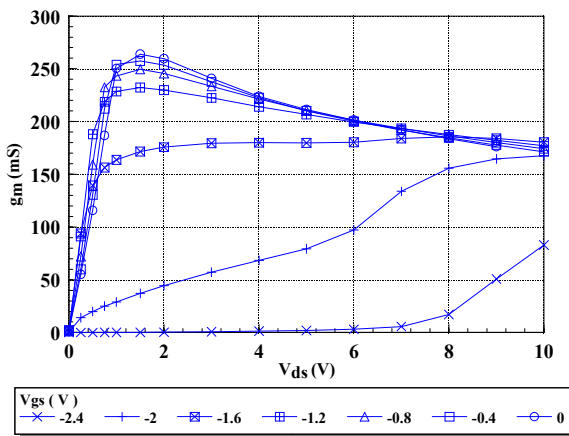
(c)



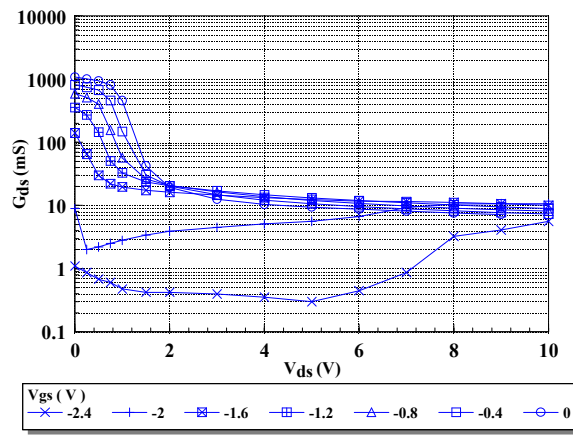
(d)



(e)



(f)



(g)



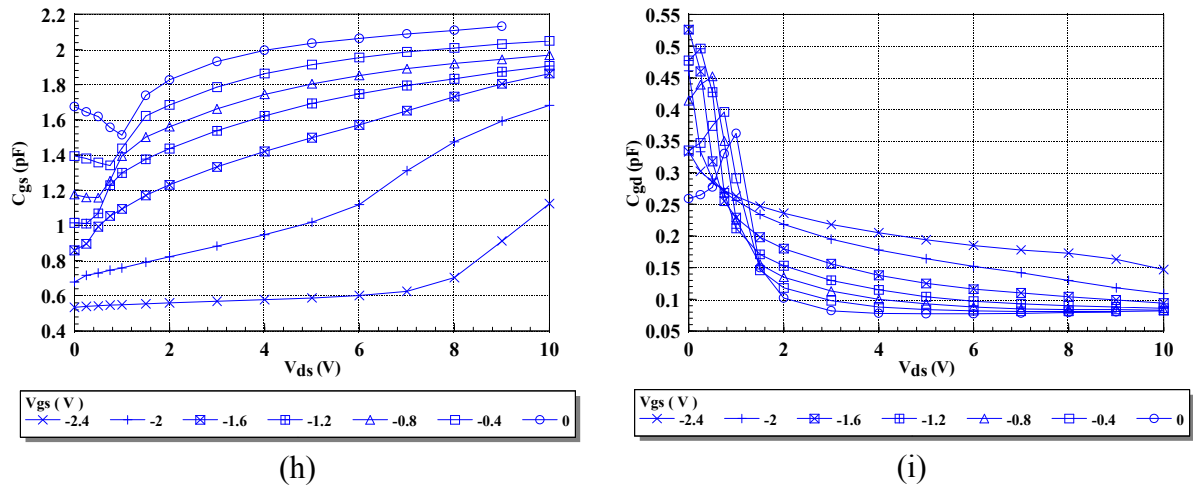


Figura 5.3 (a) Lay-out del transistor Texas Instruments 14\*85.71  $\mu\text{m}$ .  
 (b) Comparación entre los parámetros de Scattering medidos y modelados utilizando el modelo de pequeña señal en el punto  $V_{gs}=-1.2$   $V_{ds}=8$ .  
 (c) Variación de la función % de Error entre los parámetros de Scattering medidos y modelados utilizando el modelo de pequeña señal.  
 (d) Variación de  $I_d$  frente a  $V_{ds}$ . (e) Variación de  $I_d$  frente a  $V_{gs}$ .  
 (f) Variación de  $g_m$  frente a  $V_{ds}$ . (g) Variación de  $G_{ds}$  frente a  $V_{ds}$ .  
 (h) Variación de  $C_{gs}$  frente a  $V_{ds}$ . (i) Variación de  $C_{gd}$  frente a  $V_{ds}$ .

En la figura 5.3 (c) se puede apreciar la variación de la función error entre los parámetros de Scattering medidos y modelados expresada en % para la extracción lineal multibandas de dicho transistor, como puede verse en el peor de los casos no se supera el 2%. En las figura 5.3 (d) y 5.3 (e), se muestra la variación de las curvas características I-V medidas frente a  $V_{gs}$ . En las figuras 5.3 (f), 5.3 (h) y 5.3 (i) se observa el comportamiento de los valores extraídos de  $g_m$ ,  $G_{ds}$ ,  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$  con la tensión  $V_{ds}$ . A partir de los resultados anteriores, se obtiene el siguiente modelo no-lineal, cuyos parámetros se muestran en la tabla 5.4.

El modelo aquí presentado se ha obtenido a partir de medidas pulsadas [2] en el punto  $V_{gs}=-1.2$ ,  $V_{ds}=8$ , y por tanto reproduce con gran fidelidad las características I-V en régimen pulsado, así como los parámetros de Scattering correspondientes a este punto, tal como se muestra en las figuras 5.4 (a) y 5.4 (b). En la figura 5.4 (c) se muestran los parámetros de

Scattering correspondientes a un punto de polarización próximo ( $V_{gs}=-0.8$ ,  $V_{ds}=7$ ) al que se ha dado el modelo.

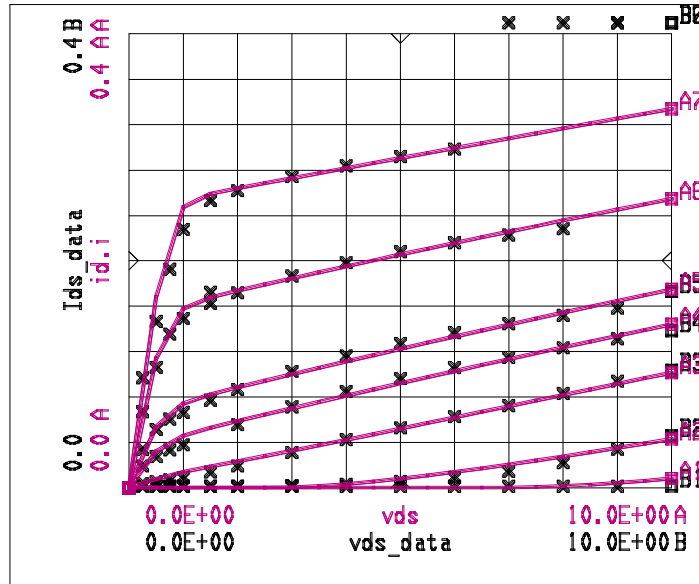
<b>Modelo No Lineal Transistor MESFET TI 14*85.71 <math>\mu\text{m}</math></b>		
Ecuación de la fuente de Corriente $I_{ds}$	$I_{ds} = I_{dss} \cdot \left( I - \frac{v_{gi}}{V_t} \right)^{(E + K_e v_{gi})} \cdot \left( I + \frac{S_s \cdot v_{di}}{I_{dss}} \right) \cdot \tanh \left( \frac{S_l \cdot v_{di}}{I - K_g \cdot v_{gi}} \right)$ <p style="text-align: center;">donde: <math>V_t = V_{to} + \gamma_{lds} \cdot v_{di}</math></p>	
Valores de los parámetros	$I_{dss} = 0.47870 \text{ A}$ $S_s = 0.02308$ $S_l = 4.02400$ $K_g = 2.384$	$V_{to} = -1.51100 \text{ V}$ $\gamma_{lds} = -0.08761$ $E = 1.35700$ $K_e = -0.01422$
Ecuación de la fuente de Corriente $I_{gs}$	$I_{gs} = I_{ns} \cdot (e^{\alpha_s V_{gs}} - 1)$	$\alpha_s = 28.32 \text{ V}^{-1}$ $I_{ns} = 1.03 \cdot 10^{-11} \text{ A}$
Ecuaciones de las Capacidades $C_{gs}$ y $C_{gd}$	$C_{gs} = \frac{C_{gso}}{\left( 1 - \frac{V_{gi}}{V_{bi\_cgs}} \right)^\gamma}$	$C_{gd} = \frac{C_{gdo}}{\left( 1 - \frac{V_{gdi}}{V_{bi\_cgd}} \right)^\gamma}$
Valores de los parámetros	$C_{gso} = 3.8 \cdot 10^{-12} \text{ F}$ $\gamma = 0.8$ $V_{bi\_cgs} = 0.78$ $V_{gi} = V_{gs} - I_d \cdot R_s$ $V_{bi\_cgs} = V_{ds} - I_d \cdot (R_s + R_d)$	$C_{gdo} = 0.37 \cdot 10^{-12} \text{ F}$ $\gamma = 0.7$ $V_{bi\_cgd} = 0.99$
Elementos Lineales	$C_{ds}=0.39 \text{ pF}$ $\tau=4.5 \text{ ps}$ $R_i=0 \text{ }\Omega$	

Tabla 5.4 Modelo no lineal del transistor Texas Instruments 14\*85.71  $\mu\text{m}$ .

Para finalizar el estudio de este dispositivo, en la figura 5.4 (d) se muestran la comparación entre las curvas de potencia  $P_{in}/P_{out}$  medidas y modeladas para este dispositivo, a la frecuencia  $f_0=12 \text{ GHz}$ . A continuación, se presenta el SDD (Symbolically Defined Devices) o conjunto de instrucciones que representan el modelo no lineal para este transistor en el simulador no lineal MDS. Dentro del SDD puede observarse una descripción eléctrica del circuito, así como la definición analítica de todas las expresiones que gobiernan el comportamiento del dispositivo y el símbolo utilizado para representar al dispositivo, tal como se puede apreciar en la figura 5.4 (e).

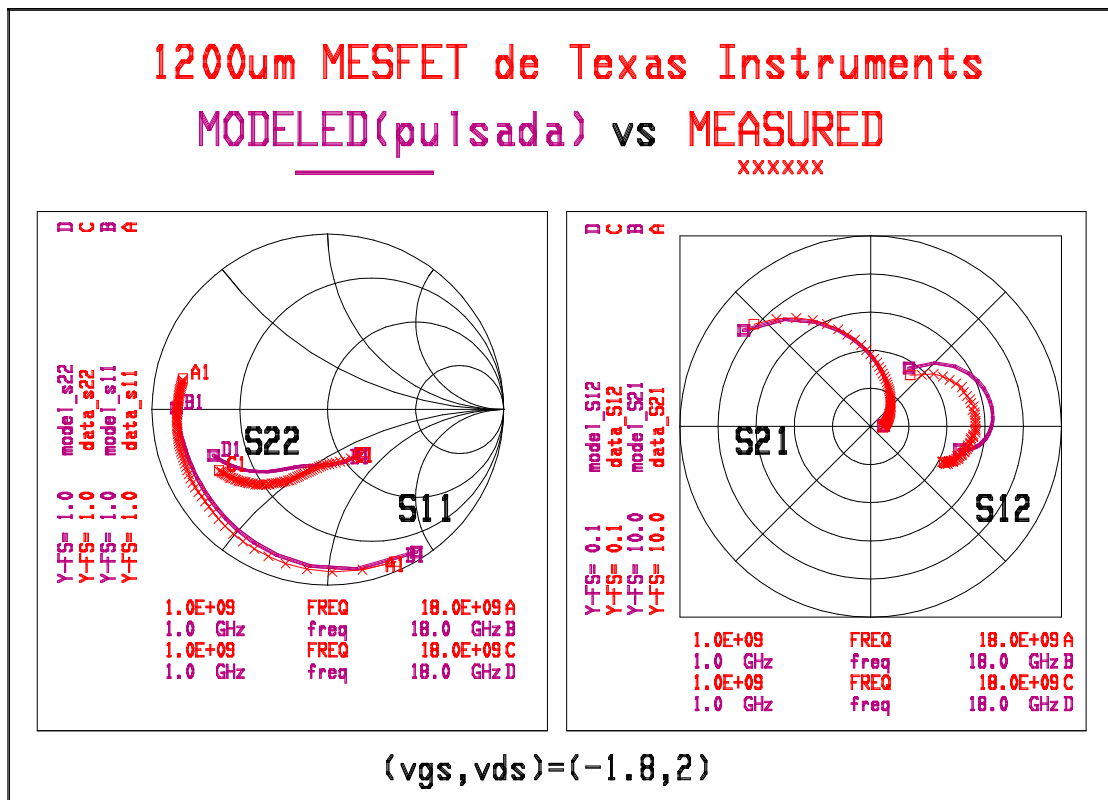


1200um MESFET de Texas Instruments  
 Medida Pulsada (xxx) vs Modelo (--)  
 (Vgso, Vdso)=(-1.2, 8)



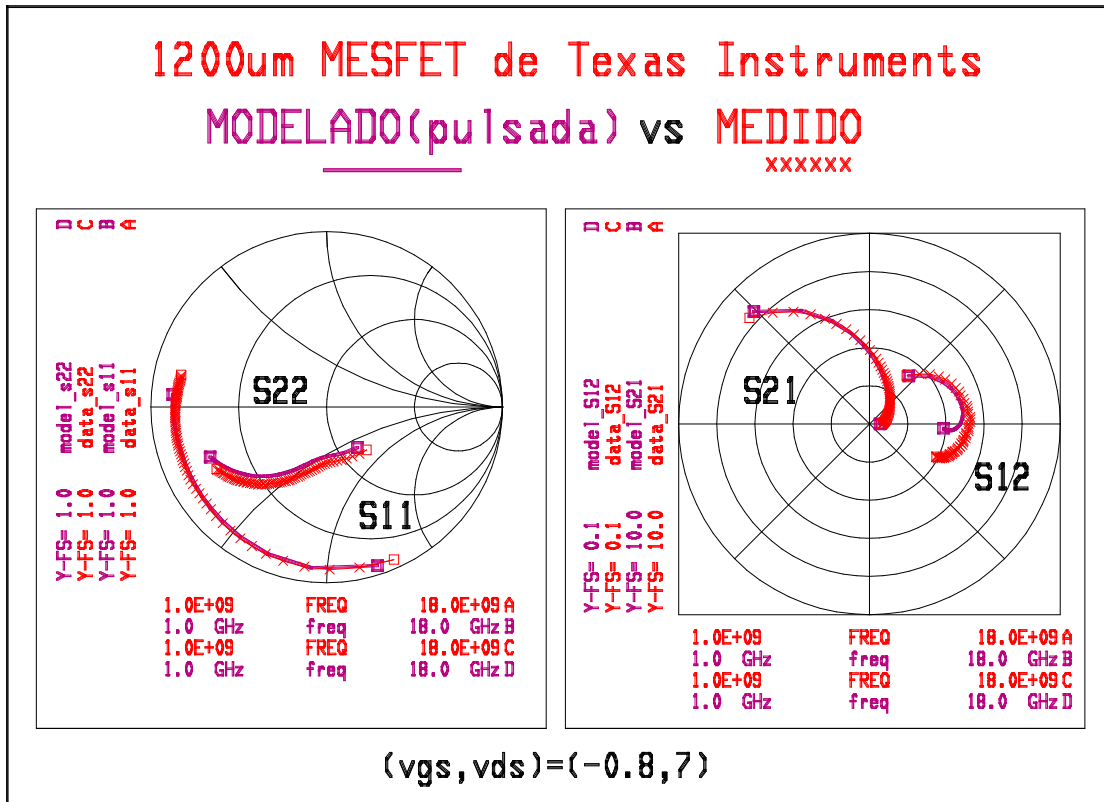
Tensiones de Barrido:  
 Vgs=(-2.5,-2,-1.5,-1.2,-1,-0.5,0)  
 Vds=(0/10/0.5)

(a)

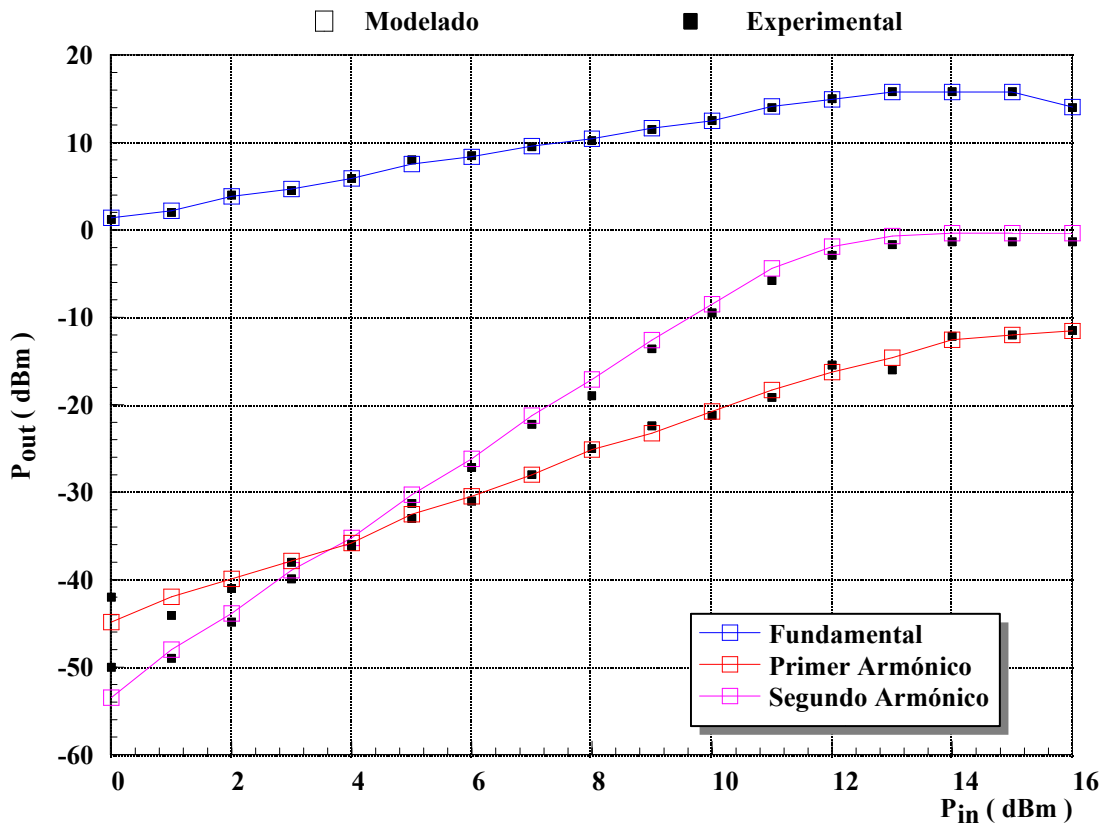


(b)





(c)



(d)







**Ecuaciones utiles:**

```

EQUATION tanh_soft(x)=if (x<-5.) then -1.0 else if (x>5.) then 1.0 else tanh(x) endif endif
EQUATION max_exp=1e20
EQUATION max_arg=ln(max_exp)
EQUATION dif(x)=x-max_arg
EQUATION exp_soft(x)=if (x<-14.) then 0.0 else if (x<max_arg) then exp(x) else (max_exp*(1+dif(x)+((dif(x))^2)/2)) endif endif
    
```

**PARAMETROS Y ECUACIONES**

**ELEMENTOS LINEALES:**

Rg, Rd, Rs, Lg, Ld, Ls, Cds, Tau

**ELEMENTOS NO LINEALES:**

**IGS = IGS(Vgi): Ins, Alphas, Ms**

```

EQUATION as_igs=Alphas_igs*Vg1
EQUATION bs_igs=Alphas_igs*Vg1-Ms_igs
EQUATION I1_igs=Ins_igs*(exp(Ms_igs)*(1+bs_igs+bs_igs^2/2)-1)
EQUATION I2_igs=if as_igs<-20. then -Ins_igs else Ins_igs*(exp(as_igs)-1) endif
EQUATION Igs=if bs_igs>0.0 then I1_igs else I2_igs endif
    
```

**CGS = CGS(Vcgs): Cgso, Vbi, Gamma, K, Cgse**

```

EQUATION Qgs1_cgs=Cgso_cgs*Vb1_cgs/(1-Gamma_cgs)*(1-(1-Vcgs/Vb1_cgs)^(1-Gamma_cgs))+Cgse_cgs*Vcgs
EQUATION Qgs2_cgs=Cgso_cgs*(1-K_cgs)^(-Gamma_cgs)*(Vcgs-K_cgs*Vb1_cgs)+Cgse_cgs*Vcgs
EQUATION Qgs3_cgs=Cgso_cgs*Vb1_cgs/(1-Gamma_cgs)*(1-(1-K_cgs)^(1-Gamma_cgs))
EQUATION Qgs=if Vcgs<K_cgs*Vb1_cgs then Qgs1_cgs else Qgs2_cgs+Qgs3_cgs endif
    
```

**CGD = CGD(Vcgd): Cgdo, Vbi, Gamma, K, Cgde**

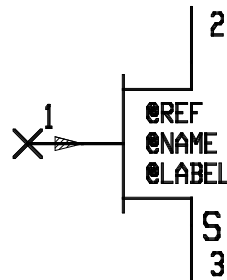
```

EQUATION Qgd1_cgd=Cgdo_cgd*Vb1_cgd/(1-Gamma_cgd)*(1-(1-Vcgd/Vb1_cgd)^(1-Gamma_cgd))+Cgde_cgd*Vcgd
EQUATION Qgd2_cgd=Cgdo_cgd*(1-K_cgd)^(-Gamma_cgd)*(Vcgd-K_cgd*Vb1_cgd)+Cgde_cgd*Vcgd
EQUATION Qgd3_cgd=Cgdo_cgd*Vb1_cgd/(1-Gamma_cgd)*(1-(1-K_cgd)^(1-Gamma_cgd))
EQUATION Qgd=if Vcgd<K_cgd*Vb1_cgd then Qgd1_cgd else Qgd2_cgd+Qgd3_cgd endif
    
```

**IDS = IDS(Vdi,Vgit): Idss, Vto, Gamma, E, Ke, S1, Kg, Ss**

```

vgit=vgi*(t-tau)
EQUATION Vt_ids=Vto_ids+Gamma_ids*Vdi
EQUATION Ids1=Idss_ids*(1-Vgit/Vt_ids)**(E_ids+Ke_ids*Vgit)
EQUATION Ids2=(1+Ss_ids*Vdi/Idss_ids)*tanh(S1_ids*Vdi/Idss_ids/mag(1-Kg_ids*Vgit))
EQUATION Ids=if Vgit>Vt_ids then Ids1*Ids2 else 0.0 endif
    
```



(e)

Figura 5.4 (a) Comparación entre curvas pulsadas medidas y modeladas para el transistor Texas Instruments 14\*85.71  $\mu\text{m}$  en el punto  $V_{gs}=-1.2\text{ V}$ ,  $V_{ds}=8\text{ V}$ .  
 (b) Comparación entre parámetros de Scattering medidos y modelados en el punto  $V_{gs}=-1.2\text{ V}$ ,  $V_{ds}=8\text{ V}$ .  
 (c) Comparación entre parámetros de Scattering medidos y modelados en el punto  $V_{gs}=-0.8\text{ V}$ ,  $V_{ds}=7\text{ V}$ .  
 (d) Curvas  $P_{in}/P_{out}$  medidas y modeladas en el punto  $V_{gs}=-1.2\text{ V}$ ,  $V_{ds}=8\text{ V}$  a la frecuencia  $f_0=12\text{ GHz}$ .  
 (e) SDD utilizado para la simulación del transistor en MDS.

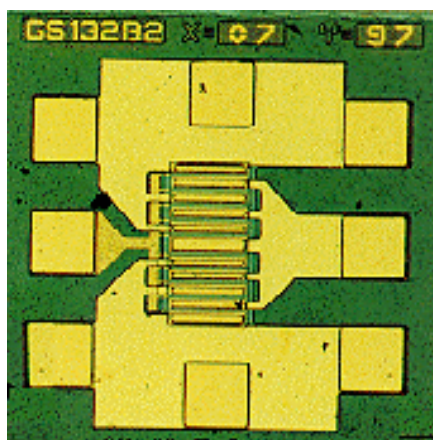


**MESFET GEC MARCONI B2 10\*140  $\mu\text{m}$**

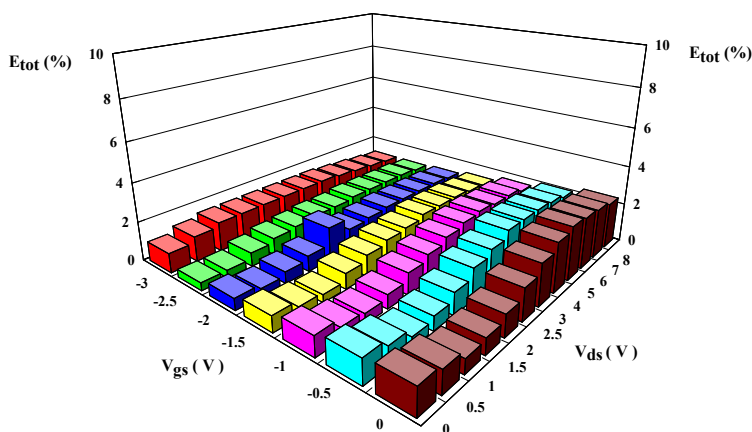
Al igual que para el transistor de media potencia anterior, en la tabla 5.5 pueden visualizarse los valores de los elementos extrínsecos extraídos, así como las condiciones de medida correspondientes al transistor de media potencia de 1.4 mm de anchura de puerta GEC MARCONI 10\*140  $\mu\text{m}$ , cuya microfotografía se muestra en la figura 5.5 (a). En la figura 5.5 (b) se puede apreciar la variación de la función error entre los parámetros de Scattering medidos y modelados expresada en % para la extracción lineal multibandas de dicho transistor.

<b>Tipo de Dispositivo</b>	MESFET GEC MARCONI F20 Bath-tub
<b>Tamaño</b>	10*140 $\mu\text{m}$
<b>Rango de Medida</b>	1-21 GHz
<b>Barrido en Vgs (Min., Max., Paso)</b>	-3 V, 0 V, 0.5 0 V
<b>Barrido en Vds (Min., Max., Paso)</b>	0 V, 2.5 V, 0.5 V 2.5 V, 10 V, 1 V
<b>Recortes en Potencia y Corriente durante la medida</b>	$P_{\text{max}}= 3\text{W}$ $I_{\text{max}}=0.5\text{A}$
<b>Temperatura Ambiente Inicial/Final durante la medida</b>	$t_{\text{ini}}=21,5^\circ$ $t_{\text{fin}}=23,7^\circ$
<b>Resistencias de Acceso</b>	$R_g= 2,00 \Omega$ , $R_d= 0.93 \Omega$ , $R_s= 0.94 \Omega$
<b>Inducciones de Acceso</b>	$L_g= 0.052 \text{ nH}$ , $L_d= 0.062 \text{ nH}$ , $L_s= 0.004 \text{ nH}$
<b>Capacidades de Acceso</b>	$C_{\text{pgi}}=0$ , $C_{\text{pdi}}=0$

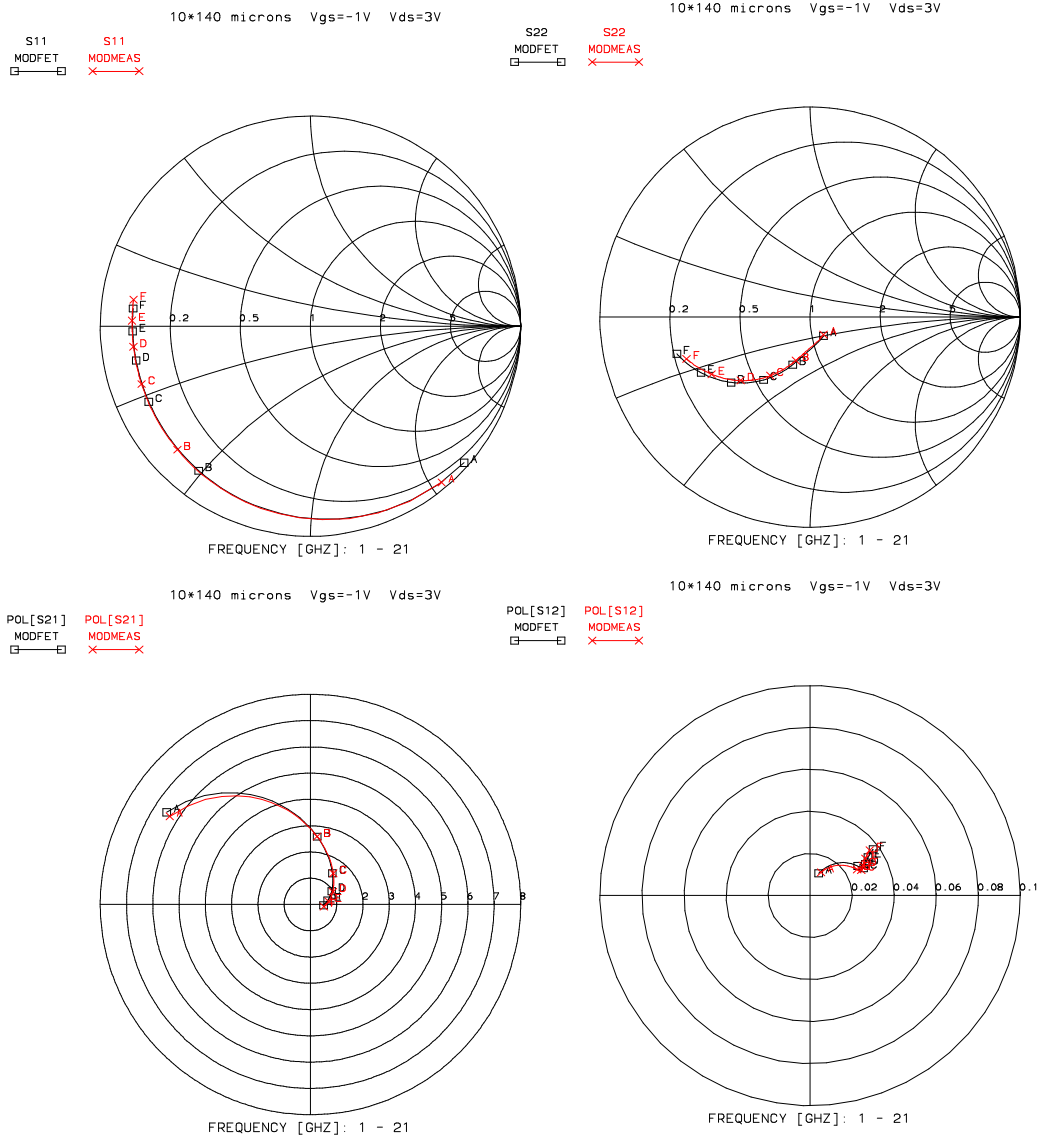
Tabla 5.5 Tabla de valores de los elementos parásitos extraídos y de las condiciones de medida para el transistor GEC MARCONI 10\*140  $\mu\text{m}$ .



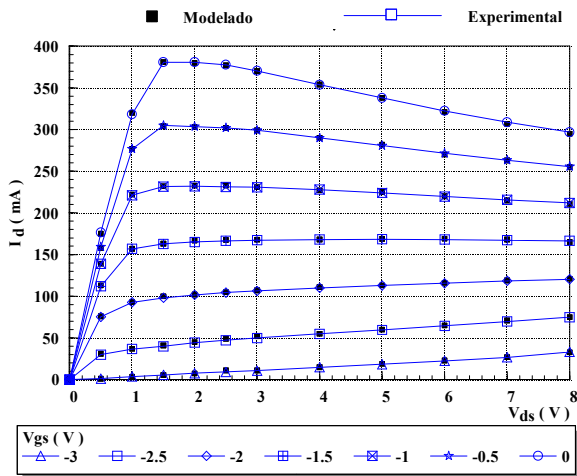
(a)



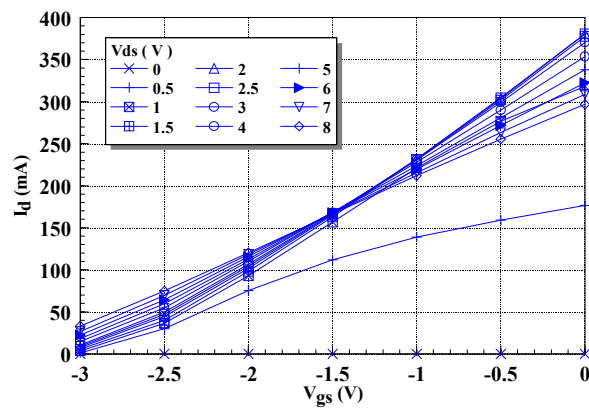
(b)



(c)



(d)



(e)



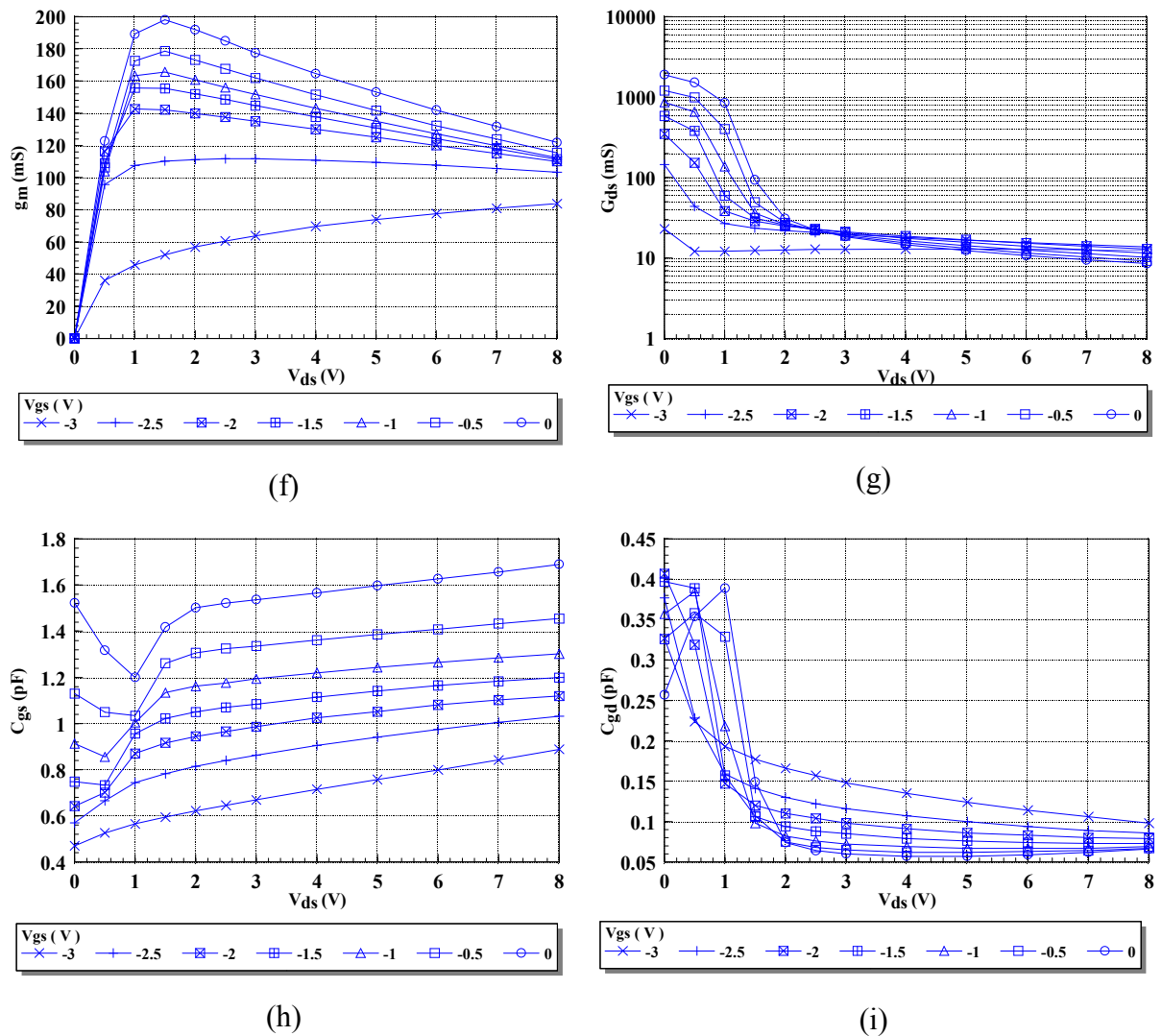


Figura 5.5 (a) Microfotografía del transistor GEC-MARCONI 10\*140  $\mu\text{m}$ .  
 (b) Comparación entre los parámetros de Scattering medidos y modelados utilizando el modelo de pequeña señal en el punto  $V_{gs}=-1$   $V_{ds}=3$ .  
 (c) Variación de la función % de Error entre los parámetros de Scattering medidos y modelados utilizando el modelo de pequeña señal.  
 (d) Variación de  $I_d$  frente a  $V_{ds}$ . (e) Variación de  $I_d$  frente a  $V_{gs}$ .  
 (f) Variación de  $g_m$  frente a  $V_{ds}$ . (g) Variación de  $G_{ds}$  frente a  $V_{ds}$ .  
 (h) Variación de  $C_{gs}$  frente a  $V_{ds}$ . (i) Variación de  $C_{gd}$  frente a  $V_{ds}$ .

En la figura 5.5 (b) se muestra la comparación entre los parámetros de Scattering medidos y modelados mediante el modelo de pequeña señal en el punto  $V_{gs}=-1$  V,  $V_{ds}=3$  V.



Como puede observarse en la figura 5.5(c) en el peor de los casos la función error no se supera el 2.5%. A continuación, en las figuras 5.5 (d) y 5.5 (e), se muestra la variación de las curvas características I-V frente a  $V_{ds}$  y  $V_{gs}$  respectivamente. En la figura 5.5 (d) puede observarse la excelente correlación entre los datos experimentales y los datos modelados a partir del modelo no lineal. En las figuras 5.5 (f), 5.5 (h) y 5.5 (i) se muestra la variación de los valores extraídos de  $g_m$ ,  $G_{ds}$ ,  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$ . A partir de los resultados mostrados se obtiene el modelo no-lineal, cuyos parámetros se muestran en la tabla 5.6.

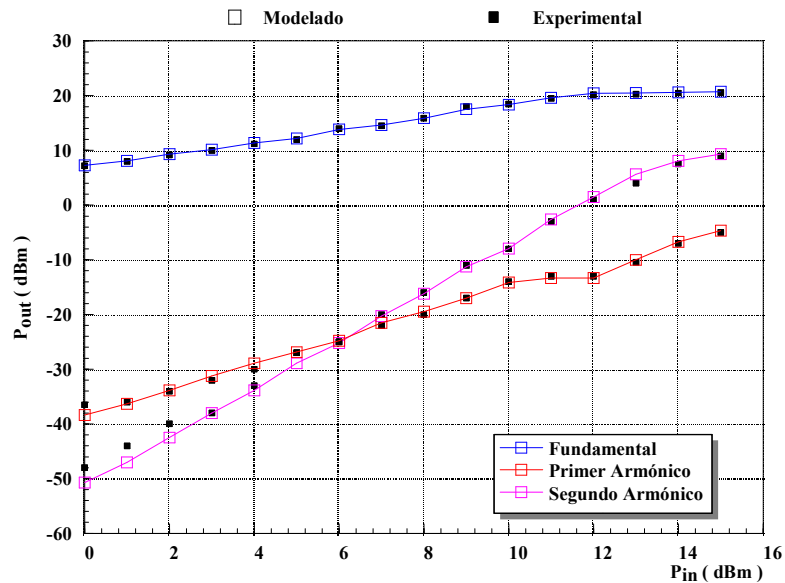
<b>Modelo No Lineal Transistor GEC MARCONI 10*140 <math>\mu\text{m}</math> F20 Bath-tub</b>		
Ecuación de la fuente de Corriente $I_{ds}$	$I_{ds} = I_{dss} \cdot \left(1 - \frac{v_{gi}}{V_t}\right)^{(E+K_e \cdot v_{gi})} \cdot \left(1 + \frac{S_s \cdot v_{di}}{I_{dss}}\right) \cdot \tanh\left(\frac{S_l \cdot v_{di}}{1 - K_g \cdot v_{gi}}\right)$ <p style="text-align: center;">donde: <math>V_t = V_{to} + \gamma_{lds} \cdot v_{di}</math></p>	
Valores de los parámetros	$I_{dss} = 0.4458 \text{ A}$ $S_s = -0.007663$ $S_l = 1.927$ $K_g = 0.4495$	$V_{to} = -2.5770 \text{ V}$ $\gamma_{lds} = -0.1089$ $E = 1.27$ $K_e = -0.05288$
Ecuación de la fuente de Corriente $I_{gs}$	$I_{gs} = I_{ns} \cdot (e^{\alpha_s \cdot V_{gs}} - 1)$	$\alpha_s = 28.32 \text{ V}^{-1}$ $I_{ns} = 1.03 \cdot 10^{-11} \text{ A}$
Ecuaciones de las Capacidades $C_{gs}$ y $C_{gd}$	$C_{gs} = \frac{C_{gso}}{\left(1 - \frac{V_{gi}}{V_{bi\_cgs}}\right)^\gamma}$	$C_{gd} = \frac{C_{gdo}}{\left(1 - \frac{V_{gdi}}{V_{bi\_cgd}}\right)^\gamma}$
Valores de los parámetros	$C_{gso} = 3.8 \cdot 10^{-12} \text{ F}$ $\gamma = 0.8$ $V_{bi\_cgs} = 0.78$ $V_{gi} = V_{gs} - I_d \cdot R_s$ $V_{bi\_cgs} = V_{ds} - I_d \cdot (R_s + R_d)$	$C_{gdo} = 0.37 \cdot 10^{-12} \text{ F}$ $\gamma = 0.7$ $V_{bi\_cgd} = 0.99$
Elementos Lineales	$C_{ds} = 0.33 \text{ pF}$ $\tau = 3.23 \text{ ps}$ $R_l = 0 \text{ } \Omega$	

Tabla 5.6 Modelo no lineal del transistor GEC MARCONI 10\*140  $\mu\text{m}$  F20 Bath-tub.

Para finalizar, y al igual que en casos anteriores, en la figura 5.6 (a) se muestran las curvas  $P_{in}/P_{out}$  medidas y modeladas para este dispositivo, utilizando el modelo no lineal en el punto de polarización  $V_{gs} = -1 \text{ V}$ ,  $V_{ds} = 3 \text{ V}$  a la frecuencia  $f_0 = 2 \text{ GHz}$  y en la figura 5.6 (b) se

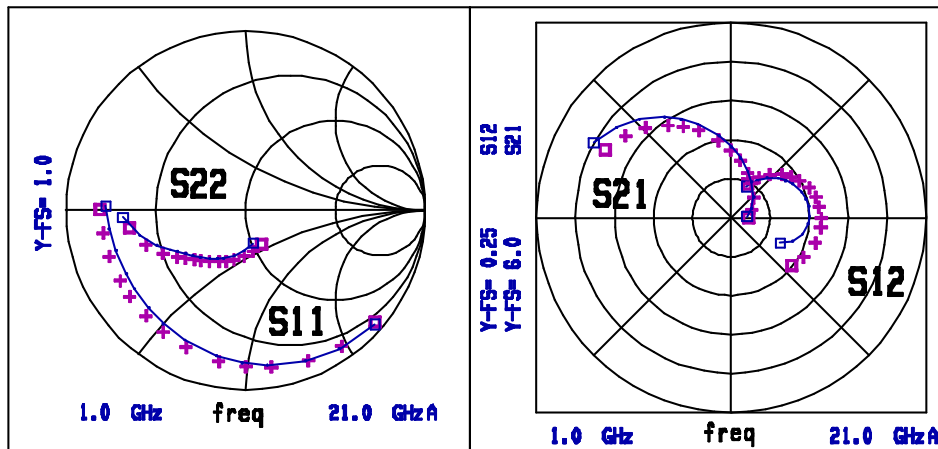


muestra una gráfica comparativa entre los parámetros de Scattering medidos y modelados para el mismo punto de polarización obtenidos a partir del modelo no lineal mostrado en la tabla 5.6 en el simulador MDS.



(a)

GEC-MARCONI F20 BATHTUB PROCESS 10x140um TRANSISTOR



(Vgs,Vds)=(-1,3)  
 MODELED (—) vs MEASURED (+++)

(b)

Figura 5.6 Comparativa entre resultados experimentales y modelados para el transistor 10\*140  $\mu\text{m}$  GEC MARCONI F20 Bath-tub utilizando el modelo de la tabla 5.6.

(a) Curvas  $P_{in}/P_{out}$  en el punto  $V_{gs}=-1$  V,  $V_{ds}=3$  V a la frecuencia  $f_0=2$  GHz.

(b) Parámetros de Scattering en el punto  $V_{gs}=-1$  V,  $V_{ds}=3$  V.

### 5.2.3 Dispositivos de alta potencia

Como colofón para validar las técnicas de extracción y modelado para los transistores MESFET, a continuación se van a presentar los resultados obtenidos para un transistor de alta potencia de 6 mm de anchura de puerta.

#### MESFET PHILIPS PML 20\*300 $\mu\text{m}$

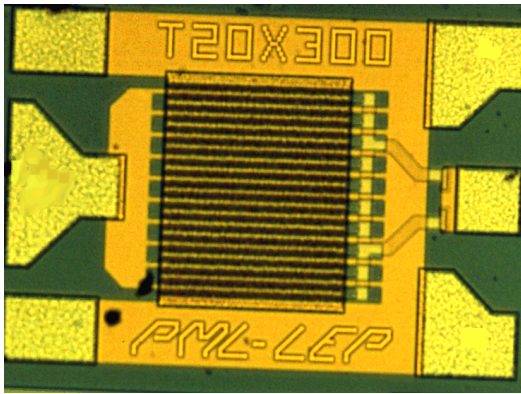
Al igual que para el transistor de media potencia anterior, en la tabla 5.7 pueden visualizarse los valores de los elementos extrínsecos extraídos, así como las condiciones de medida correspondientes al transistor de media potencia de 6 mm de anchura de puerta GEC MARCONI 10\*140  $\mu\text{m}$ , cuya microfotografía se muestra en la figura 5.7 (a). En la figura 5.7 (b) se puede apreciar la variación de la función error entre los parámetros de Scattering medidos y modelados expresada en % para la extracción lineal multibías de dicho transistor.

Tipo de Dispositivo	MESFET PHILIPS PML
Tamaño	20*300 $\mu\text{m}$
Rango de Medida	1-18 GHz
Barrido en Vgs (Min., Max., Paso)	-3.5 V, 0 V, 0.25 V
Barrido en Vds (Min., Max., Paso)	0 V, 5 V, 0.25 V
Recortes en Potencia y Corriente durante la medida	$P_{\text{max}}=3\text{W}$ $I_{\text{max}}=0.5\text{A}$
Temperatura Ambiente Inicial/Final durante la medida	$t_{\text{ini}}=21,5^\circ$ $t_{\text{fin}}=23,7^\circ$
Resistencias de Acceso	$R_g=3.54\ \Omega$ , $R_d=0.43\ \Omega$ , $R_s=0.21\ \Omega$
Inducciones de Acceso	$L_g=0.015\ \text{nH}$ , $L_d=0.015\ \text{nH}$ , $L_s=0\ \text{nH}$
Capacidades de Acceso	$C_{\text{pgi}}=0$ , $C_{\text{pdi}}=0$

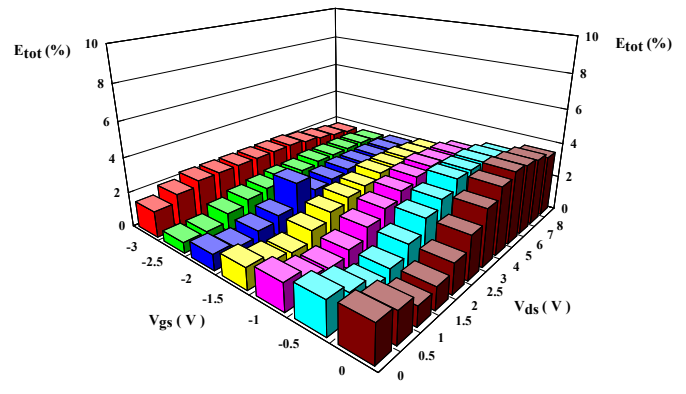
Tabla 5.7 Tabla de valores de los elementos parásitos extraídos y de las condiciones de medida para el transistor PHILIPS PML D07A 20\*300  $\mu\text{m}$ .

Como puede observarse en la figura 5.7 (b) en el peor de los casos la función error no se supera el 2.5%. En la figura 5.7 (c) se muestra la comparación entre los parámetros de Scattering medidos y modelados mediante el modelo de pequeña señal en el punto  $V_{\text{gs}}=-2.5\ \text{V}$ ,  $V_{\text{ds}}=3\ \text{V}$ .



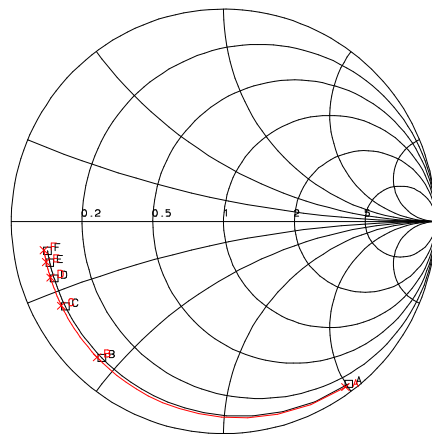


(a)

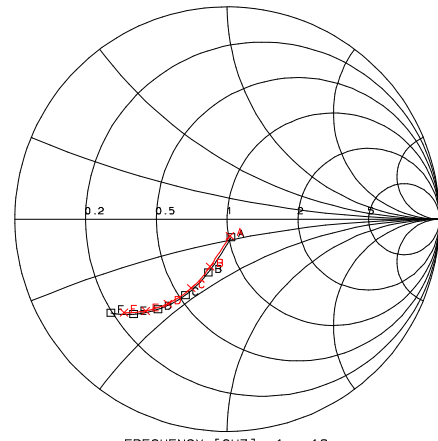


(b)

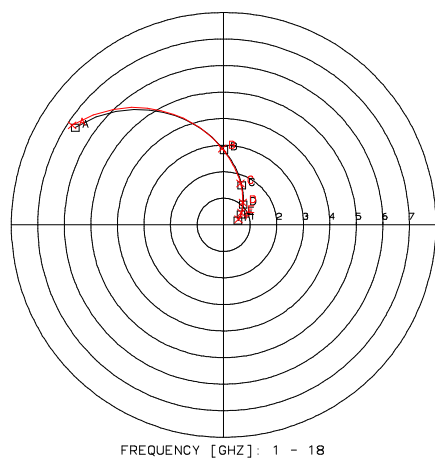
20\*300 microns Vgs=-2.5V Vds=3V  
 S11 MODFET □ □ S11 MODMEAS × ×



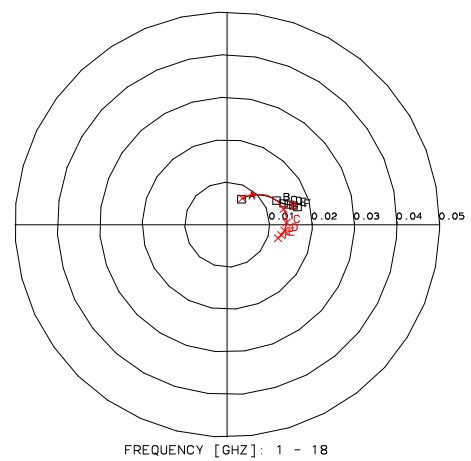
20\*300 microns Vgs=-2.5V Vds=3V  
 S22 MODFET □ □ S22 MODMEAS × ×



20\*300 microns Vgs=-2.5V Vds=3V  
 POL[S21] MODFET □ □ POL[S21] MODMEAS × ×



20\*300 microns Vgs=-2.5V Vds=3V  
 POL[S12] MODFET □ □ POL[S12] MODMEAS × ×



(c)



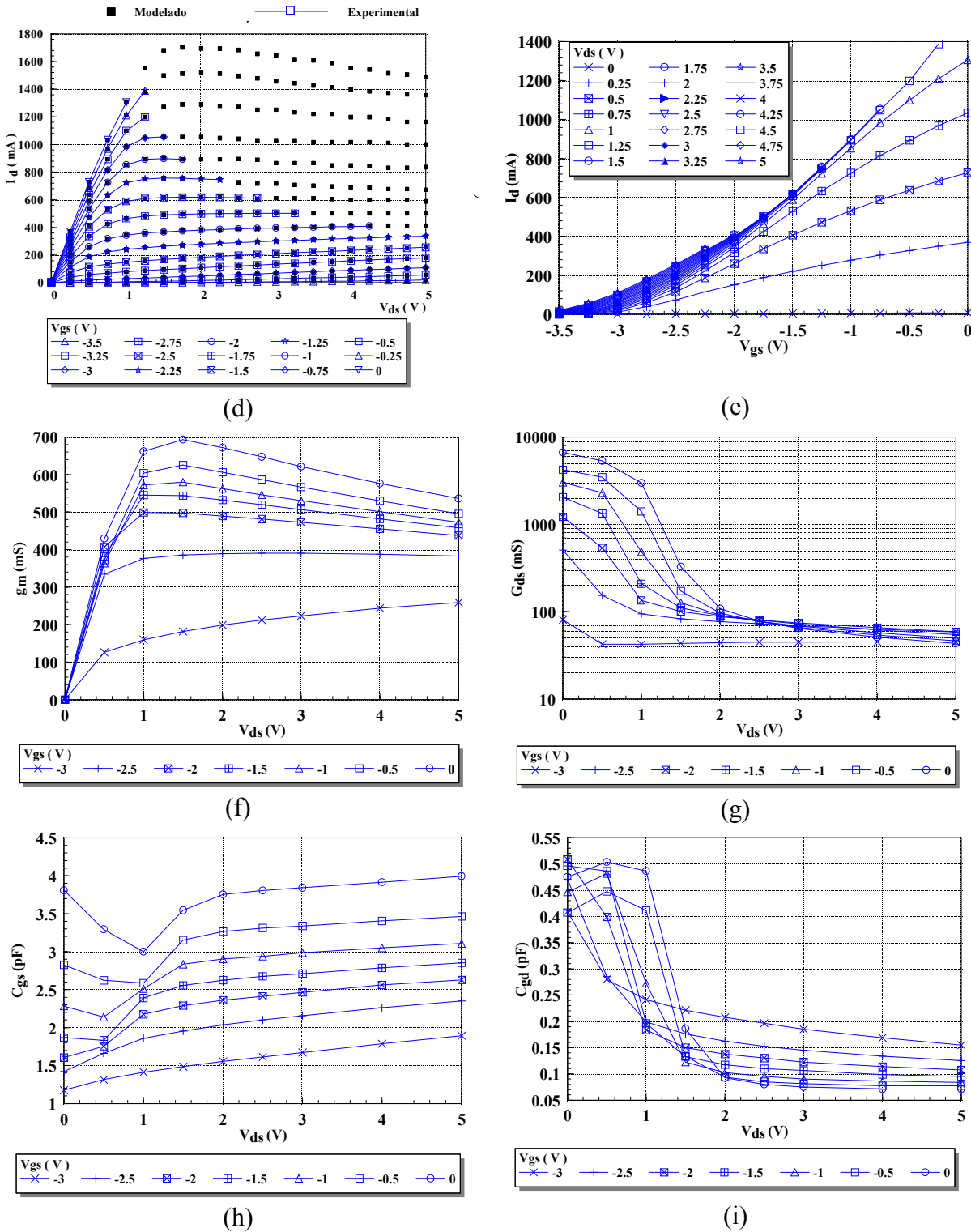


Figura 5.7 (a) Microfotografía del transistor PHILIPS PML D07A 20\*300  $\mu\text{m}$ .  
 (b) Comparación entre los parámetros de Scattering medidos y modelados utilizando el modelo de pequeña señal en el punto  $V_{gs}=-2.5$   $V_{ds}=3$ .



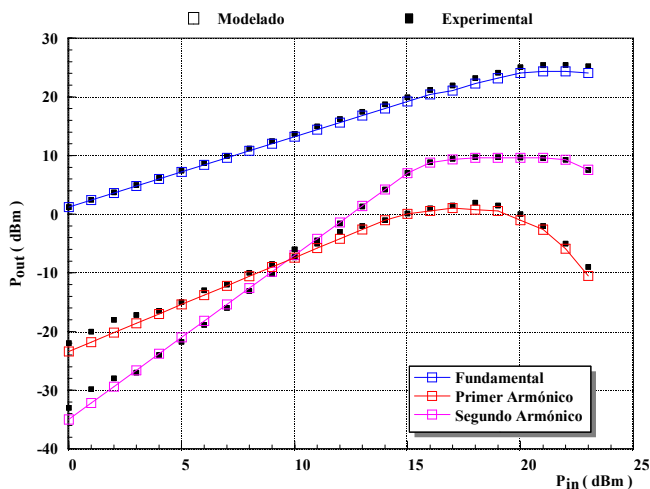
- (c) Variación de la función % de Error entre los parámetros de Scattering medidos y modelados utilizando el modelo de pequeña señal.
- (d) Variación de  $I_d$  frente a  $V_{ds}$ .
- (e) Variación de  $I_d$  frente a  $V_{gs}$ .
- (f) Variación de  $g_m$  frente a  $V_{ds}$ .
- (g) Variación de  $G_{ds}$  frente a  $V_{ds}$ .
- (h) Variación de  $C_{gs}$  frente a  $V_{ds}$ .
- (i) Variación de  $C_{gd}$  frente a  $V_{ds}$ .

En las figuras 5.7 (d) y 5.7 (e), se muestra la variación de las curvas características I-V frente a  $V_{ds}$  y  $V_{gs}$  respectivamente. En la figura 5.7 (d) puede observarse la excelente correlación entre los datos experimentales y los datos modelados a partir del modelo no lineal. En las figuras 5.7 (f), 5.7 (h) y 5.7 (i) se muestra la variación de los valores extraídos de  $g_m$ ,  $G_{ds}$ ,  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$ . El modelo no-lineal obtenido se muestra en la tabla 5.8.

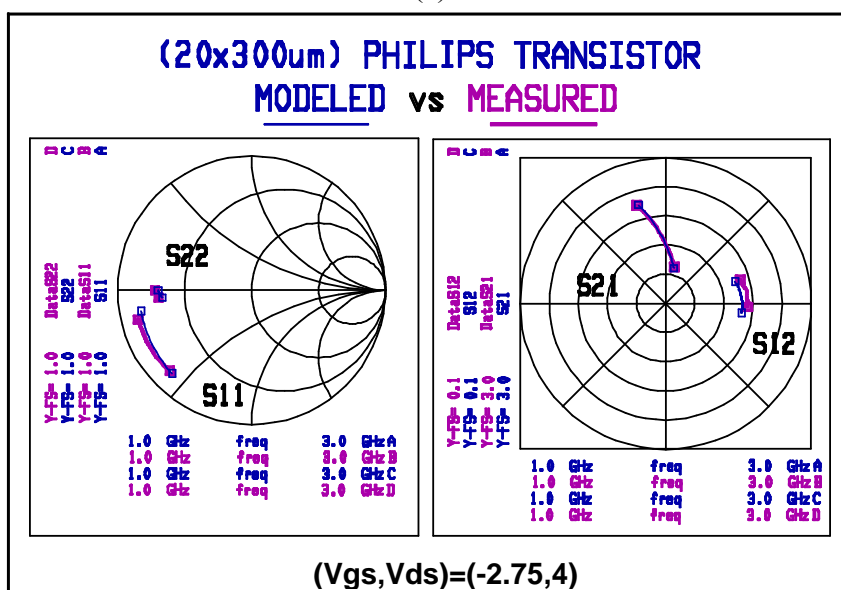
<b>Modelo No Lineal Transistor PHILIPS PML D07A 20*300 <math>\mu\text{m}</math></b>		
Ecuación de la fuente de Corriente $I_{ds}$	$I_{ds} = I_{dss} \cdot \left(1 - \frac{v_{gi}}{V_t}\right)^{(E + K_e \cdot v_{gi})} \cdot \left(1 + \frac{S_s \cdot v_{di}}{I_{dss}}\right) \cdot \tanh\left(\frac{S_l \cdot v_{di}}{1 - K_g \cdot v_{gi}}\right)$ <p style="text-align: center;">donde: <math>V_t = V_{to} + \gamma_{lds} \cdot v_{di}</math></p>	
Valores de los parámetros	$I_{dss} = 2.163 \text{ A}$ $S_s = -0.09241$ $S_l = 13.79$ $K_g = 0.5812$	$V_{to} = -3.18 \text{ V}$ $\gamma_{lds} = -0.1289$ $E = 1.742$ $K_e = 0.0445$
Ecuación de la fuente de Corriente $I_{gs}$	$I_{gs} = I_{ns} \cdot \left(e^{\alpha_s \cdot V_{gs}} - 1\right)$	$\alpha_s = 26.81 \text{ V}^{-1}$ $I_{ns} = 1.424 \cdot 10^{-9} \text{ A}$
Ecuaciones de las Capacidades $C_{gs}$ y $C_{gd}$	$C_{gs} = \frac{C_{gso}}{\left(1 - \frac{V_{gi}}{V_{bi\_cgs}}\right)^\gamma}$	$C_{gd} = \frac{C_{gdo}}{\left(1 - \frac{V_{gdi}}{V_{bi\_cgd}}\right)^\gamma}$
Valores de los parámetros	$C_{gso} = 3.8 \cdot 10^{-12} \text{ F}$ $\gamma = 0.8$ $V_{bi\_cgs} = 0.78$ $V_{gi} = V_{gs} - I_d \cdot R_s$ $V_{bi\_cgs} = V_{ds} - I_d \cdot (R_s + R_d)$	$C_{gdo} = 0.37 \cdot 10^{-12} \text{ F}$ $\gamma = 0.7$ $V_{bi\_cgd} = 0.99$
Elementos Lineales	$C_{ds} = 9.797 \text{ pF}$ $\tau = 3 \text{ ps}$ $R_i = 0 \text{ } \Omega$	

Tabla 5.8 Modelo no lineal del transistor PHILIPS PML D07A 20\*300  $\mu\text{m}$ .





(a)



(b)

Figura 5.8 Comparación entre resultados experimentales y modelados para el transistor PHILIPS D07A 20\*300  $\mu$ m obtenidos utilizando el modelo de la tabla 5.8.

(a) Curvas  $P_{in}/P_{out}$  en el punto  $V_{gs}=-2.75$  V,  $V_{ds}=4$  V a la frecuencia de 1.8 GHz.

(b) Parámetros de Scattering en el punto  $V_{gs}=-2.75$  V,  $V_{ds}=4$  V.

En la figura 5.8 (a) se muestran las curvas  $P_{in}/P_{out}$  medidas y modeladas para este dispositivo, utilizando el modelo no lineal en el punto de polarización  $V_{gs}=-2.75$  V,  $V_{ds}=4$  V a la frecuencia  $f_0=1.8$  GHz y en la figura 5.8 (b) se muestra una gráfica comparativa entre los parámetros de Scattering medidos y modelados para el mismo punto de polarización obtenidos a partir del modelo no lineal mostrado en la tabla 5.8 en el simulador MDS.



### 5.3 Validación de los modelos de HEMT

A continuación se presentaran los resultados de aplicar todas las técnicas de medida y extracción vistas a lo largo de la memoria para el caso de dispositivos HEMT de distintos tamaños pertenecientes a diferentes tecnologías de la foundry PHILIPS.

#### 5.3.1 Dispositivos de baja potencia

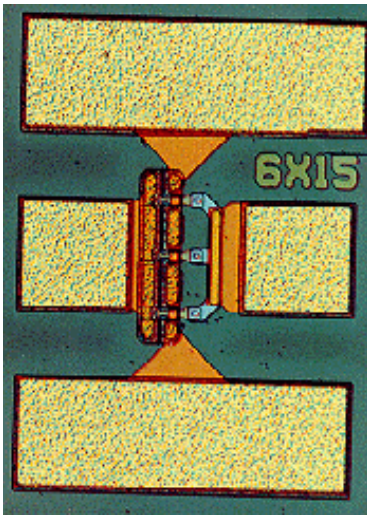
El primer dispositivo bajo estudio es un transistor P-HEMT de depleción de muy baja potencia de la foundry PHILIPS Limeil proceso D02AH de 0.2  $\mu\text{m}$  de longitud de puerta.

#### P-HEMT PHILIPS PML D02AH 6\*15 $\mu\text{m}$

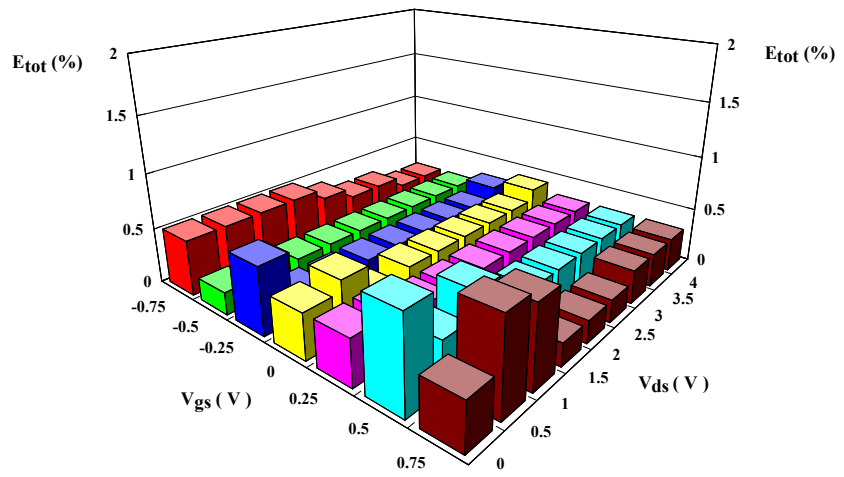
En la tabla 5.9 pueden visualizarse los valores de los elementos extrínsecos extraídos, así como las condiciones de medida correspondientes al transistor HEMT de baja potencia de 30 micras de anchura de puerta PHILIPS PML D02AH de 6\*15  $\mu\text{m}$ , cuya microfotografía se muestra en la figura 5.9 (a). En la figura 5.9 (b) se puede apreciar la variación de la función error entre los parámetros de Scattering medidos y modelados expresada en % para la extracción lineal multibías de dicho transistor utilizando la nueva técnica DICHOM [5] vista en el capítulo 3.

<b>Tipo de Dispositivo</b>	PHEMT PHILIPS PML
<b>Tamaño</b>	6*15 $\mu\text{m}$
<b>Rango de Medida</b>	1-30 GHz
<b>Barrido en Vgs (Min., Max., Paso)</b>	-0.75 V, 0.75 V, 0.25 V
<b>Barrido en Vds (Min., Max., Paso)</b>	0 V, 4 V, 0.25 V
<b>Temperatura Ambiente Inicial/Final durante la medida</b>	$t_{\text{ini}}=20^\circ$ $t_{\text{fin}}=22.3^\circ$
<b>Resistencias de Acceso</b>	$R_g=4.4 \Omega$ , $R_d=9.5 \Omega$ , $R_s=10.3 \Omega$
<b>Inducciones de Acceso</b>	$L_g=0.033 \text{ nH}$ , $L_d=0.011 \text{ nH}$ , $L_s=0 \text{ nH}$
<b>Capacidades de Acceso</b>	$C_{\text{pgi}}=10.5 \text{ fF}$ , $C_{\text{pdi}}=9.0 \text{ fF}$

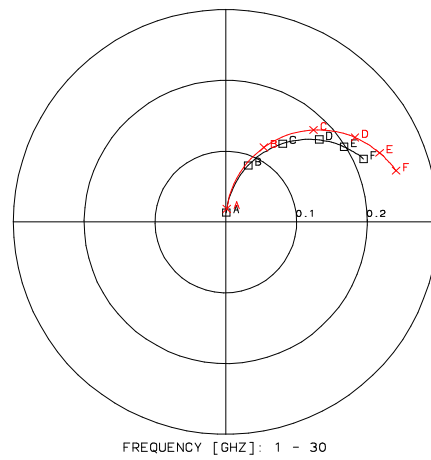
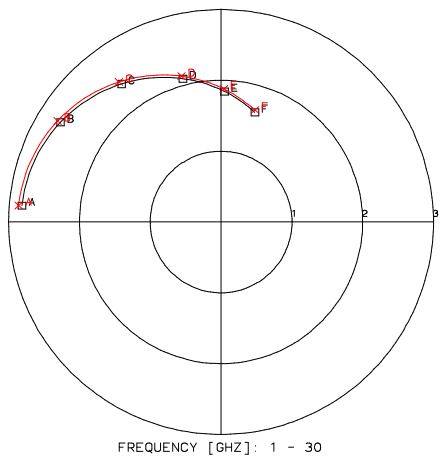
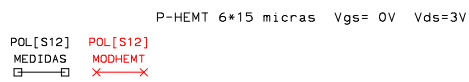
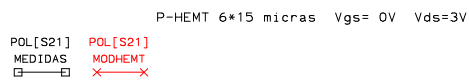
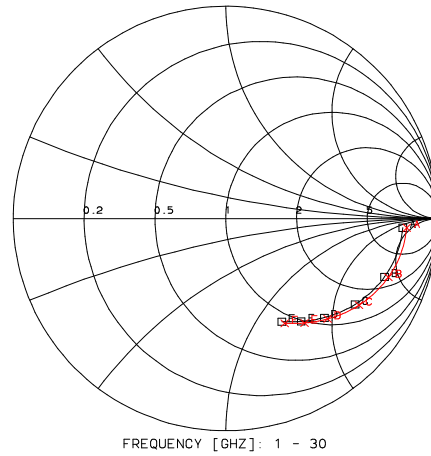
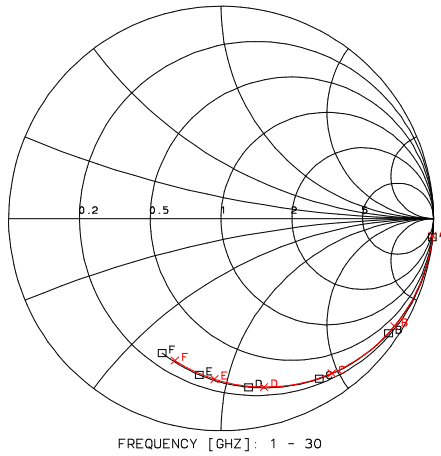
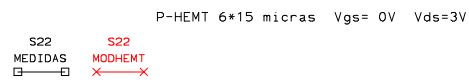
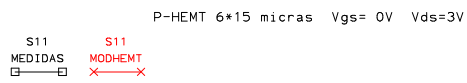
Tabla 5.9 Tabla de valores de los elementos parásitos extraídos y de las condiciones de medida para el transistor PHILIPS PML D02AH 6\*15  $\mu\text{m}$ .



(a)

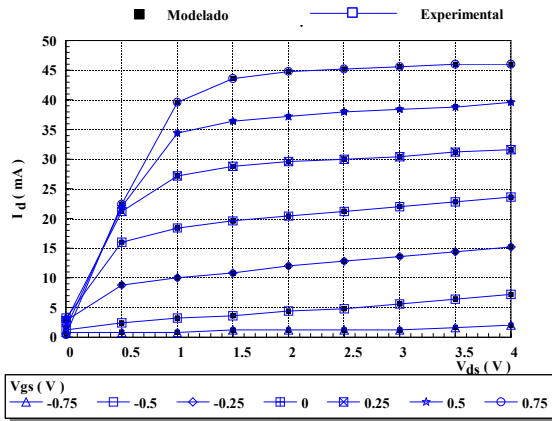


(b)

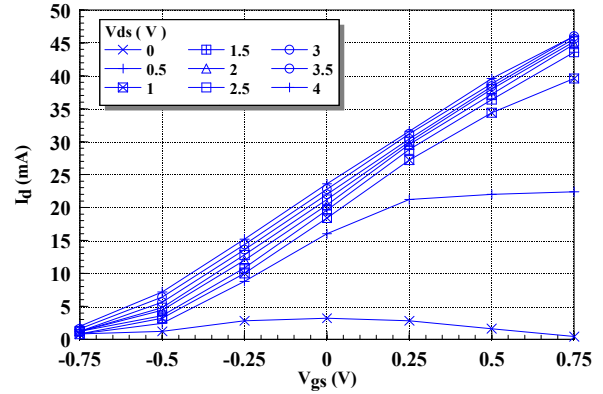


(c)

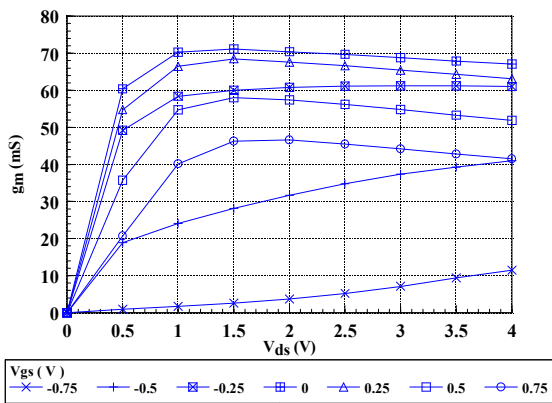




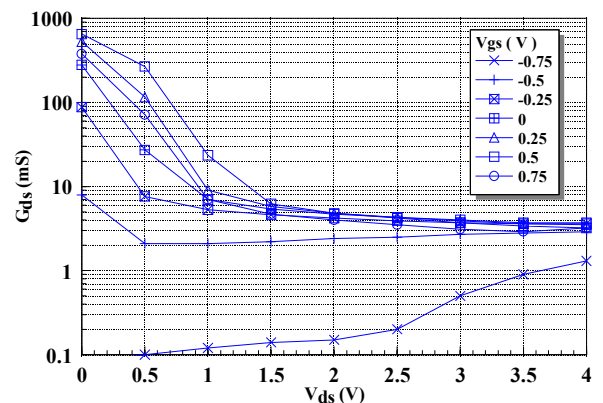
(d)



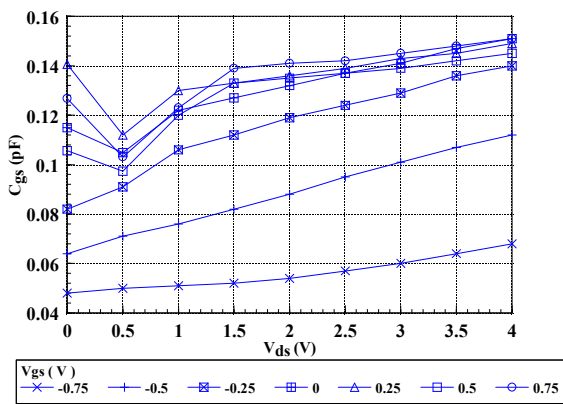
(e)



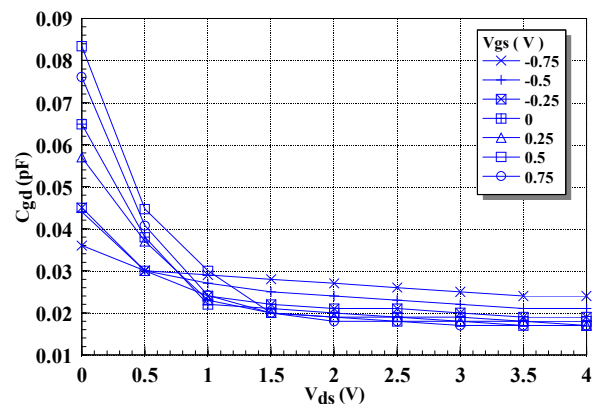
(f)



(g)



(h)



(i)

Figura 5.9 (a) Microfotografía del transistor PHILIPS PML D02AH 6\*15  $\mu\text{m}$ .  
 (b) Comparación entre los parámetros de Scattering medidos y modelados utilizando el modelo de pequeña señal en el punto  $V_{gs}=0$   $V_{ds}=3$ .  
 (c) Variación de la función % de Error entre los parámetros de Scattering medidos y modelados utilizando el modelo de pequeña señal.  
 (d) Variación de  $I_d$  frente a  $V_{ds}$ . (e) Variación de  $I_d$  frente a  $V_{gs}$ .  
 (f) Variación de  $g_m$  frente a  $V_{ds}$ . (g) Variación de  $G_{ds}$  frente a  $V_{ds}$ .



(h) Variación de  $C_{gs}$  frente a  $V_{ds}$ .

(i) Variación de  $C_{gd}$  frente a  $V_{ds}$ .

Como puede observarse en la figura 5.9 (b) en el peor de los casos la función error no se supera el 1%. En la figura 5.9 (c) se muestra la comparación entre los parámetros de Scattering medidos y modelados mediante el modelo de pequeña señal en el punto  $V_{gs}=0$  V,  $V_{ds}=3$  V. En las figuras 5.9 (d) y 5.9 (e), se muestra la variación de las curvas características I-V frente a  $V_{ds}$  y  $V_{gs}$  respectivamente.

<b>Modelo No Lineal Transistor PHILIPS PML D02AH 6*15 <math>\mu</math>m</b>			
Ecuación de la fuente de Corriente $I_{ds}$	$I_{ds} = I_{dss} \cdot \left(1 - \frac{v_{gi}}{V_t}\right)^{(E + K_e \cdot v_{gi})} \cdot \left(1 + \frac{S_s \cdot v_{di}}{I_{dss}}\right) \cdot \tanh\left(\frac{S_l \cdot v_{di}}{I - K_g \cdot v_{gi}}\right) \cdot e^{\left(\frac{ V_{pf} - v_{gi} ^\delta}{\mu}\right)}$ <p style="text-align: center;">donde: <math>V_t = V_{to} + \gamma_{lds} \cdot v_{di}</math></p>		
Valores de los parámetros	$I_{dss} = 69.12 \cdot 10^{-3} \text{ A}$ $S_s = 0.006347$ $S_l = 0.5236$ $K_g = 0.5426$	$V_{to} = -0.43 \text{ V}$ $\gamma_{lds} = -0.06642$ $E = 1.126$ $K_e = -0.8623$	$\mu = 1.256 \text{ V}^\delta$ $\delta = 0.06632$ $V_{pf} = 0.71233 \text{ V}$
Ecuación de $I_{gs}$	$I_{gs} = I_{ns} \cdot \left(e^{\alpha_s \cdot V_{gs}} - 1\right)$		$\alpha_s = 26.81 \text{ V}^{-1}$ $I_{ns} = 1.424 \cdot 10^{-9} \text{ A}$
Ecuación de $C_{gs}$	$C_{gs} = 1.70832 + 2.47612 \cdot V_{gi} - 2.57913 \cdot V_{gi}^2 - 3.1528 \cdot V_{gi}^3 + 3.61982 \cdot V_{gi}^4$		
Ecuación y valores de los parámetros para $C_{gd}$	$C_{gd} = \frac{C_{gdo}}{\left(1 - \frac{V_{gdi}}{V_{bi\_cgd}}\right)^\gamma}$		$C_{gdo} = 0.37 \cdot 10^{-12} \text{ F}$ $\gamma = 0.7$ $V_{bi\_cgd} = 0.99$
Elementos Lineales	$\tau = \tau_0 + \tau_1 \cdot V_{ds}$ $R_i = R_{i0} + R_{i1} \cdot V_{ds}$ $C_{ds} = C_{ds0} + C_{ds1} \cdot V_{ds}$		$R_{i0} = 0.324 \quad R_{i1} = 0.701 \text{ V}^{-1}$ $\tau_0 = 0.108 \quad \tau_1 = 1.48 \text{ V}^{-1}$ $C_{dso} = -0.002 \quad C_{ds1} = 0.037 \text{ V}^{-1}$

Tabla 5.10 Modelo no lineal del transistor PHILIPS PML D02AH 6\*15  $\mu$ m.



# Non Linear Model for Dassault HEMT:

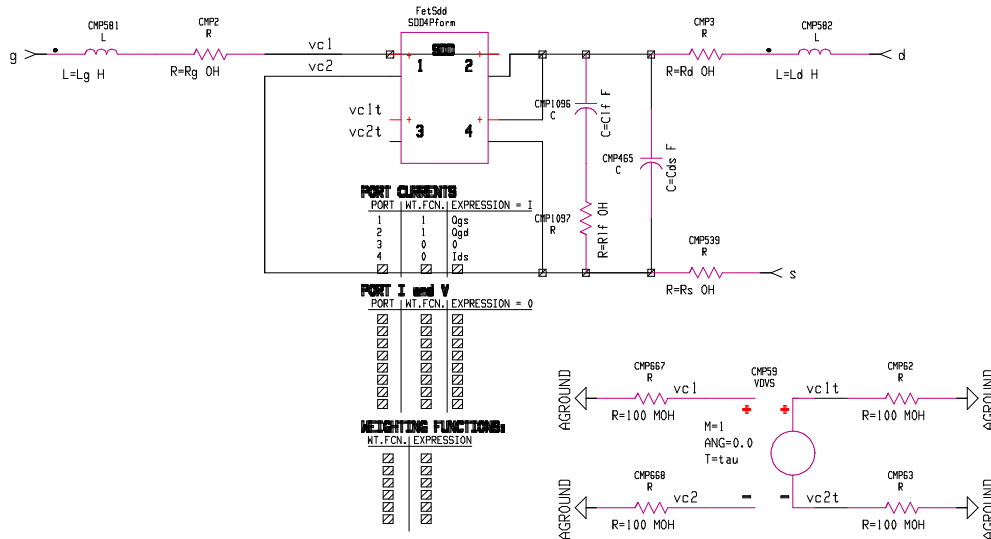
Foundry: Philips Limeil

Diciembre de 1994

Proceso: D02AH

Dimensiones: 6x15 um - 0.2 um

## Modelo DC + Rlf(scattering)



### Ecuaciones utiles:

```
EQUATION tanh_soft(x)=if (x<-5.) then -1.0 else if (x>5.) then 1.0 else tanh(x) endif endif
EQUATION max_exp=1e20
EQUATION max_arg=ln(max_exp)
EQUATION dif(x)=x-max_arg
EQUATION exp_soft(x)=if (x<-14.) then 0.0 else if (x<max_arg) then exp(x) else (max_exp*(1+dif(x))+((dif(x))^2)/2) endif endif
```

### PARAMETROS Y ECUACIONES

#### ELEMENTOS LINEALES:

Rg, Rd, Rs, Lg, Ld, Ls, Cds, Tau, Ri

#### ELEMENTOS NO LINEALES:

#### CGS = CGS(Vcgs): Cgso, Vbi, Gamma, K, Cgse

```
EQUATION Ogs1_cgs=Cgso_cgs*Vb1_cgs/(1-Gamma_cgs)*(1-(1-Vcgs/Vb1_cgs)^(1-Gamma_cgs))+Cgse_cgs*Vcgs
EQUATION Ogs2_cgs=Cgso_cgs*(1-K_cgs)^(-Gamma_cgs)*(Vcgs-K_cgs*Vb1_cgs)+Cgse_cgs*Vcgs
EQUATION Ogs3_cgs=Cgso_cgs*Vb1_cgs/(1-Gamma_cgs)*(1-(1-K_cgs)^(1-Gamma_cgs))
EQUATION Ogs=if Vcgs<K_cgs*Vb1_cgs then Ogs1_cgs else Ogs2_cgs+Ogs3_cgs endif
```

#### CGD = CGD(Vcgd): Cgdo, Vbi, Gamma, K, Cgde

```
EQUATION Ogd1_cgd=Cgdo_cgd*Vb1_cgd/(1-Gamma_cgd)*(1-(1-Vcgd/Vb1_cgd)^(1-Gamma_cgd))+Cgde_cgd*Vcgd
EQUATION Ogd2_cgd=Cgdo_cgd*(1-K_cgd)^(-Gamma_cgd)*(Vcgd-K_cgd*Vb1_cgd)+Cgde_cgd*Vcgd
EQUATION Ogd3_cgd=Cgdo_cgd*Vb1_cgd/(1-Gamma_cgd)*(1-(1-K_cgd)^(1-Gamma_cgd))
EQUATION Ogd=if Vcgd<K_cgd*Vb1_cgd then Ogd1_cgd else Ogd2_cgd+Ogd3_cgd endif
```

#### IDS = IDS(Vdi,Vgit): Idss, Vto, Gamma, E, Ke, S1, Kg, Ss, Vpf, Mu, Delta

```
vgit=vgi*(t-tau)
EQUATION Vt_ids=Vto_ids+Gamma_ids*Vdi
EQUATION Ids1_aux=if Vgit>Vt_ids then (E_ids+Ke_ids*Vgit)*ln(1-Vgit/Vt_ids) else -30 endif
EQUATION Ids1=Idss_ids*exp_soft(Ids1_aux)
EQUATION Ids2=(1+Ss_ids*Vdi/Idss_ids)*tanh_soft(S1_ids*Vdi/Idss_ids/(1-Kg_ids*Vgit))
EQUATION Ids3=Mu_ids*(Vgit-Vpf_ids)**Delta_ids*(1+Ss_ids*Vdi/Idss_ids)
EQUATION Ids4=tanh(S1_ids*Vdi/Idss_ids/(1-Kg_ids*Vgit))
EQUATION Ids=if Vgit<Vpf_ids then Ids1*Ids2 else Ids1*Ids2-Ids3*Ids4 endif
```

#### CDS = CDS(Vds): Cds1, Cds2

```
EQUATION Cds=Cds1+Cds2*Vds
```

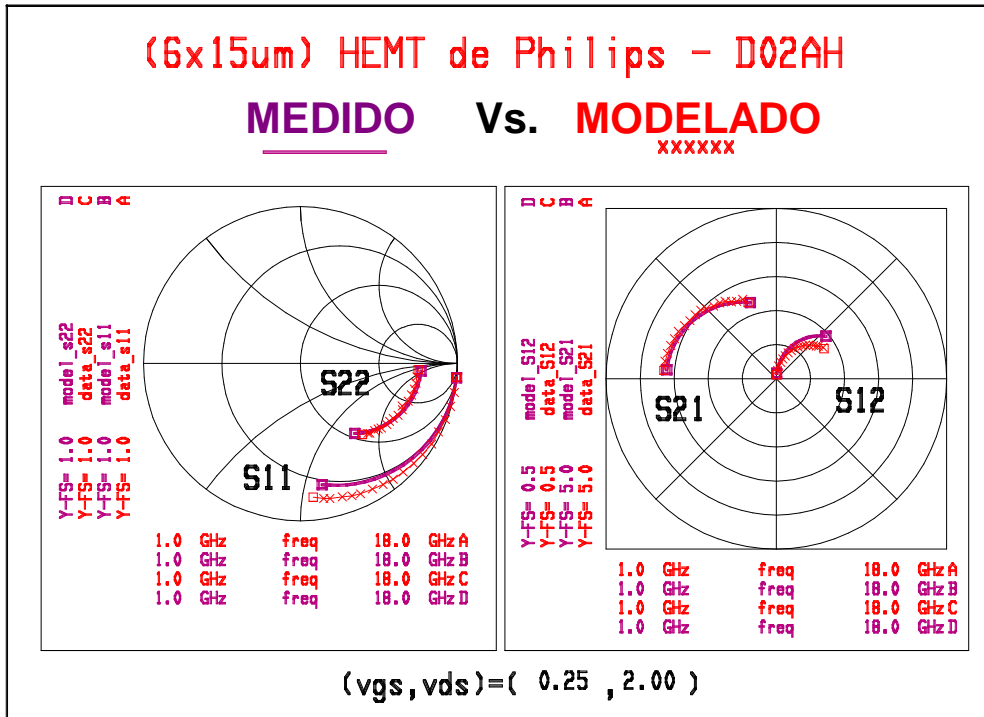
#### TAU = TAU(Vds): Tau1, Tau2

```
EQUATION Tau=Tau1+Tau2*Vds
```

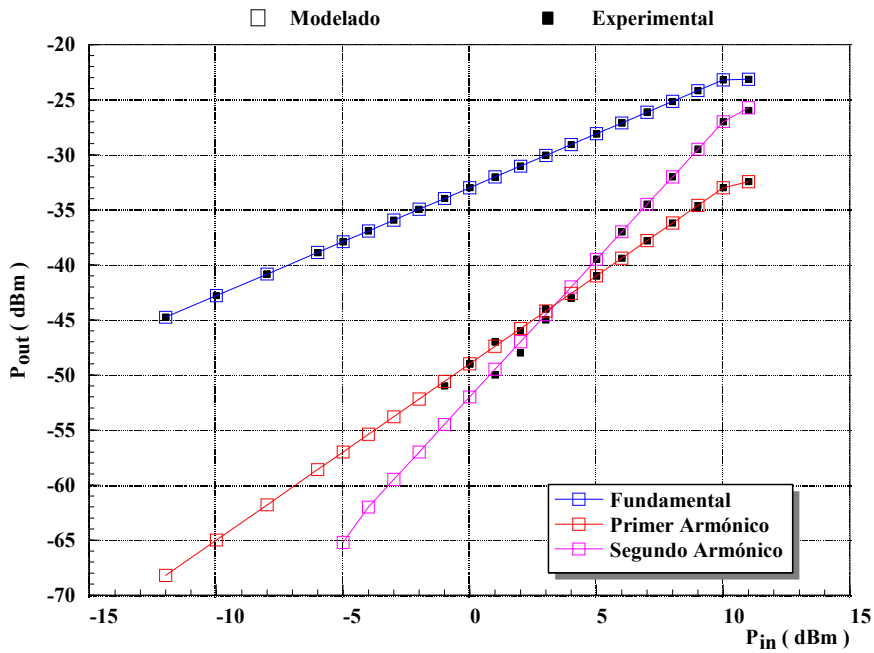
(a)







(b)



(c)

Figura 5.10 (a) SDD del transistor PHEMT PHILIPS 6\*15  $\mu\text{m}$ .  
 (b) Comparación entre parámetros de Scattering experimentales y modelados en el punto  $V_{gs}=0.25\text{ V}$ ,  $V_{ds}=2\text{ V}$ .  
 (c) Curvas  $P_{in}/P_{out}$  en el punto  $V_{gs}=0\text{ V}$ ,  $V_{ds}=3\text{ V}$  a la frecuencia  $f_0=6\text{ GHz}$ .



En la figura 5.9 (d) puede observarse la comparación entre los datos experimentales y los datos modelados a partir del modelo no lineal. En las figuras 5.9 (f), 5.9 (h) y 5.9 (i) se muestra la variación de los valores extraídos de  $g_m$ ,  $G_{ds}$ ,  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$ . Los parámetros del modelo no lineal DC+ $R_{lf}$  [2] quedan reflejados en la tabla 5.10.

En la figura 5.10 (a) se muestran las curvas  $P_{in}/P_{out}$  medidas y modeladas para este dispositivo, utilizando el modelo no lineal en el punto de polarización  $V_{gs}=0$  V,  $V_{ds}=3$  V a la frecuencia  $f_0=6$  GHz y en la figura 5.10 (b) se muestra una gráfica comparativa entre los parámetros de Scattering medidos y modelados para el mismo punto de polarización obtenidos a partir del modelo no lineal mostrado en la tabla 5.10 en el simulador MDS.

### 5.3.2 Dispositivos de media potencia

A continuación se presentarán los resultados obtenidos para un transistor P-HEMT de depleción de media potencia de la foundry PHILIPS D05AH de 0.5  $\mu\text{m}$  de longitud de puerta.

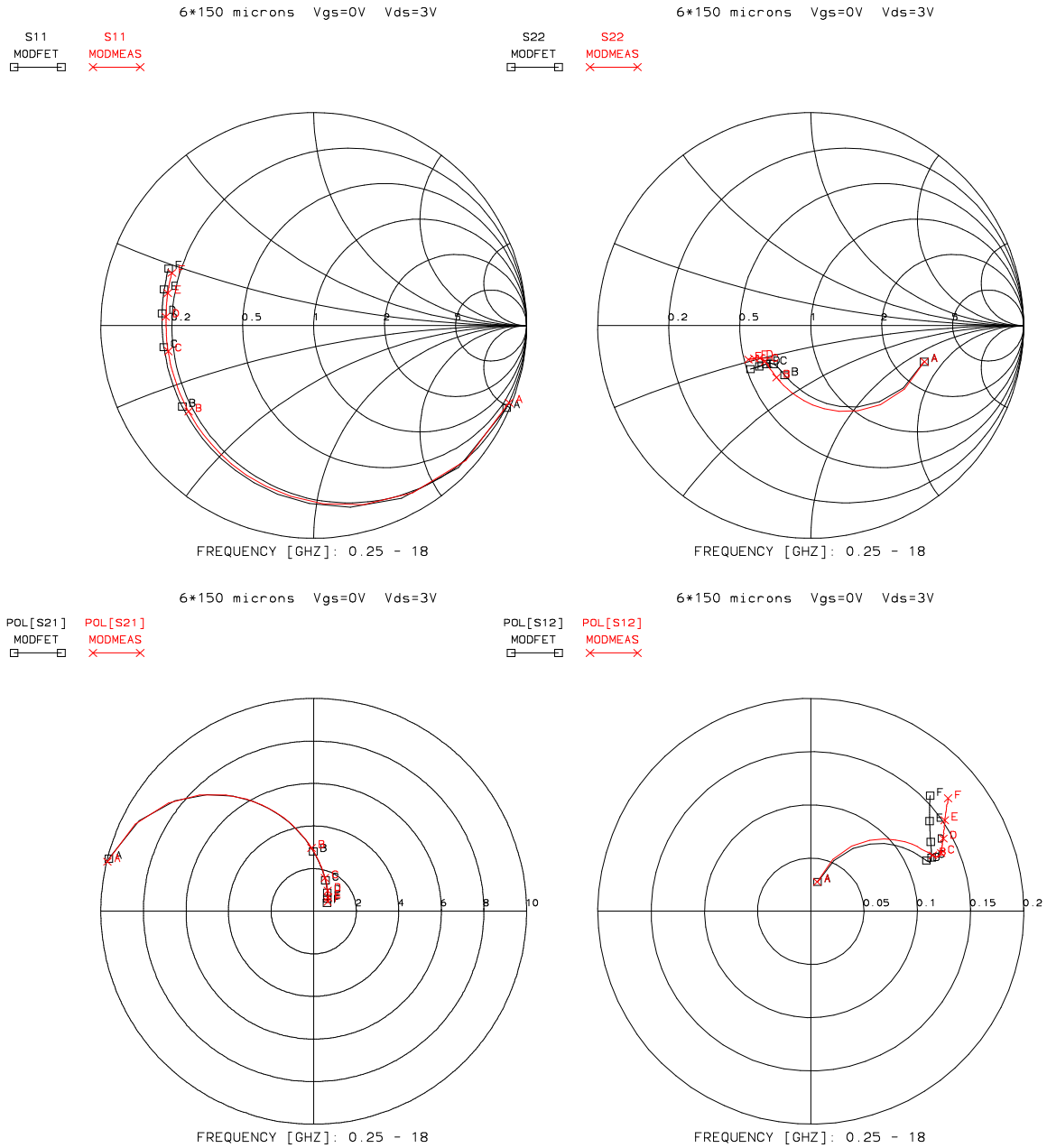
#### P-HEMT PHILIPS PML D05AH 4\*50 $\mu\text{m}$

En la tabla 5.11 pueden visualizarse los valores de los elementos extrínsecos extraídos, así como las condiciones de medida correspondientes al transistor HEMT de media potencia de 200 micras de anchura de puerta PHILIPS PML D05AH de 4\*50  $\mu\text{m}$ .

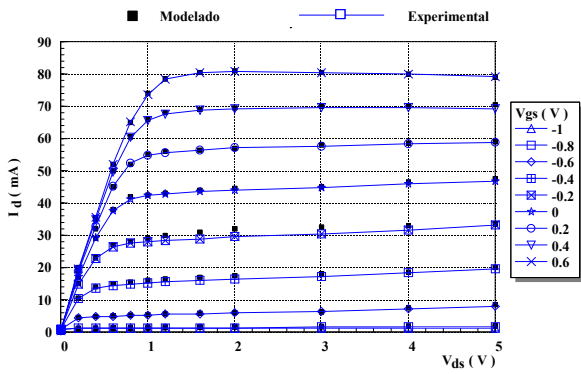
<b>Tipo de Dispositivo</b>	PHEMT PHILIPS PML D05AH
<b>Tamaño</b>	4*50 $\mu\text{m}$
<b>Rango de Medida</b>	0.25-18 GHz
<b>Barrido en Vgs (Min., Max., Paso)</b>	-1 V, 0.6 V, 0.2 V
<b>Barrido en Vds (Min., Max., Paso)</b>	0 V, 1.6 V, 0.2 V / 2 V, 5 V, 1 V
<b>Temperatura Inicial/Final durante la medida</b>	$t_{ini}=21^\circ$ $t_{fin}=24.6^\circ$
<b>Resistencias de Acceso</b>	$R_g=2.67 \Omega$ , $R_d=3.4 \Omega$ , $R_s=3.3 \Omega$
<b>Inducciones de Acceso</b>	$L_g=0.059$ nH, $L_d=0.013$ nH, $L_s=0.028$ nH
<b>Capacidades de Acceso</b>	$C_{pgi}=20.1$ fF, $C_{pdi}=33.3$ fF

Tabla 5.9 Tabla de valores de los elementos parásitos extraídos y de las condiciones de medida para el transistor PHILIPS PML D05AH 4\*50  $\mu\text{m}$ .

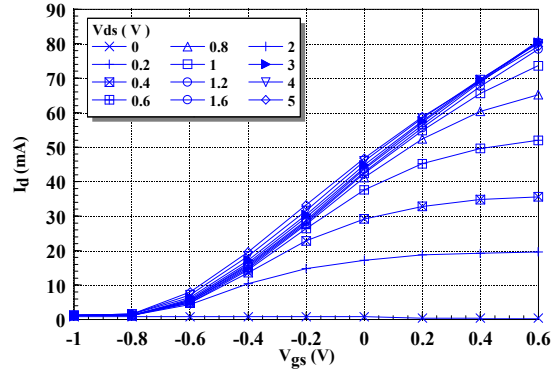




(a)



(b)



(c)



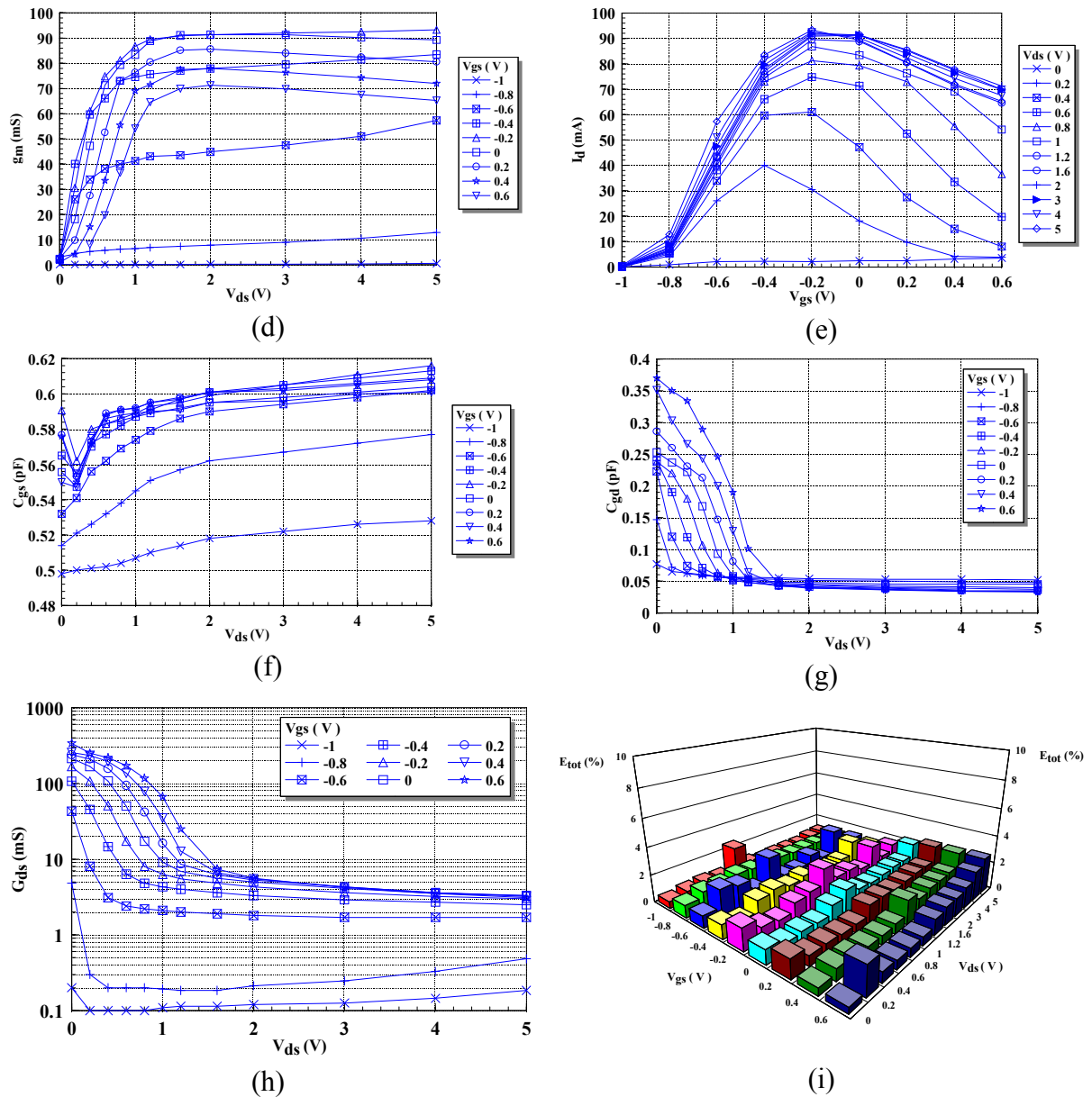


Figura 5.11 (a) Comparación entre los parámetros de Scattering medidos y modelados utilizando el modelo de pequeña señal en el punto  $V_{gs}=0$   $V_{ds}=3$ .  
 (b) Variación de  $I_d$  frente a  $V_{ds}$ .  
 (c) Variación de  $I_d$  frente a  $V_{gs}$ .  
 (d) Variación de  $g_m$  frente a  $V_{ds}$ .  
 (e) Variación de  $G_{ds}$  frente a  $V_{ds}$ .  
 (f) Variación de  $C_{gs}$  frente a  $V_{ds}$ .  
 (g) Variación de  $C_{gd}$  frente a  $V_{ds}$ .  
 (h) Variación de  $G_{ds}$  frente a  $V_{ds}$ .  
 (i) Variación de la función % de Error entre los parámetros de Scattering medidos y modelados utilizando el modelo de pequeña señal.



En la figura 5.11 (a) se muestra la comparación entre los parámetros de Scattering medidos y modelados mediante el modelo de pequeña señal en el punto  $V_{gs}=0$  V,  $V_{ds}=3$  V. En las figura 5.11 (b) se muestra una gráfica comparativa entre las curvas I-V medidas y modeladas frente a  $V_{ds}$ . En la figura 5.11 (d), se muestra la variación de las curvas características I-V medidas frente  $V_{gs}$ . En las figuras 5.11 (e), 5.11 (f) se puede observar el fenómeno de compresión de la transconductancia  $g_m$  frente a  $V_{ds}$  y  $V_{gs}$ . 5.11 (g) y 5.7 (h) se muestra la variación de los valores extraídos de  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$  y  $G_{ds}$  frente a  $V_{ds}$ . En la figura 5.11 (i) se puede apreciar la variación de la función error entre los parámetros de Scattering medidos y modelados expresada en % para la extracción lineal multibías de dicho transistor utilizando la nueva técnica DICHOM [5] vista en el capítulo 3. Como puede observarse en el peor de los casos la función error no se supera el 2.5%. Los parámetros del modelo no lineal quedan reflejados en la tabla 5.12.

<b>Modelo No Lineal Transistor PHILIPS PML D02AH 4*50 <math>\mu</math>m</b>			
Ecuación de la fuente de Corriente $I_{ds}$	$I_{ds} = I_{dss} \cdot \left(1 - \frac{v_{gi}}{V_t}\right)^{(E+K_e \cdot v_{gi})} \cdot \left(1 + \frac{S_s \cdot v_{di}}{I_{dss}}\right) \cdot \tanh\left(\frac{S_l \cdot v_{di}}{1 - K_g \cdot v_{gi}}\right) \cdot e^{\left(\frac{ V_{pf} - v_{gi} ^\delta}{\mu}\right)}$ <p style="text-align: center;">donde: <math>V_t = V_{to} + \gamma_{lds} \cdot v_{di}</math></p>		
Valores de los parámetros	$I_{dss} = 98.15 \cdot 10^{-3}$ A $S_s = 0.007563$ $S_l = 0.6321$ $K_g = 0.6235$	$V_{to} = -0.82$ V $\gamma_{lds} = -0.07532$ $E = 1.236$ $K_e = -0.9632$	$\mu = 1.369$ V $^\delta$ $\delta = 0.07651$ $V_{pf} = 0.7536$ V
Ecuación de $I_{gs}$	$I_{gs} = I_{ns} \cdot \left(e^{\alpha_s \cdot V_{gs}} - 1\right)$		$\alpha_s = 32.16$ V $^{-1}$ $I_{ns} = 1.326 \cdot 10^{-9}$ A
Ecuación de $C_{gs}$	$C_{gs} = 1.6326 + 3.56234 \cdot V_{gi} - 1.9632 \cdot V_{gi}^2 - 2.6325 \cdot V_{gi}^3 + 4.1523 \cdot V_{gi}^4$		
Ecuación y valores de los parámetros para $C_{gd}$	$C_{gd} = \frac{C_{gdo}}{\left(1 - \frac{V_{gdi}}{V_{bi\_cgd}}\right)^\gamma}$		$C_{gdo} = 0.562 \cdot 10^{-12}$ F $\gamma = 0.75$ $V_{bi\_cgd} = 1.05$
Elementos Lineales	$\tau = \tau_0 + \tau_1 \cdot V_{ds}$ $R_i = R_{i0} + R_{i1} \cdot V_{ds}$ $C_{ds} = C_{ds0} + C_{ds1} \cdot V_{ds}$		$R_{i0} = 0.324$ $R_{i1} = 0.701$ V $^{-1}$ $\tau_0 = 0.108$ $\tau_1 = 1.48$ V $^{-1}$ $C_{ds0} = -0.002$ $C_{ds1} = 0.037$ V $^{-1}$

Tabla 5.12 Modelo no lineal del transistor PHILIPS PML D05AH 4\*50  $\mu$ m.



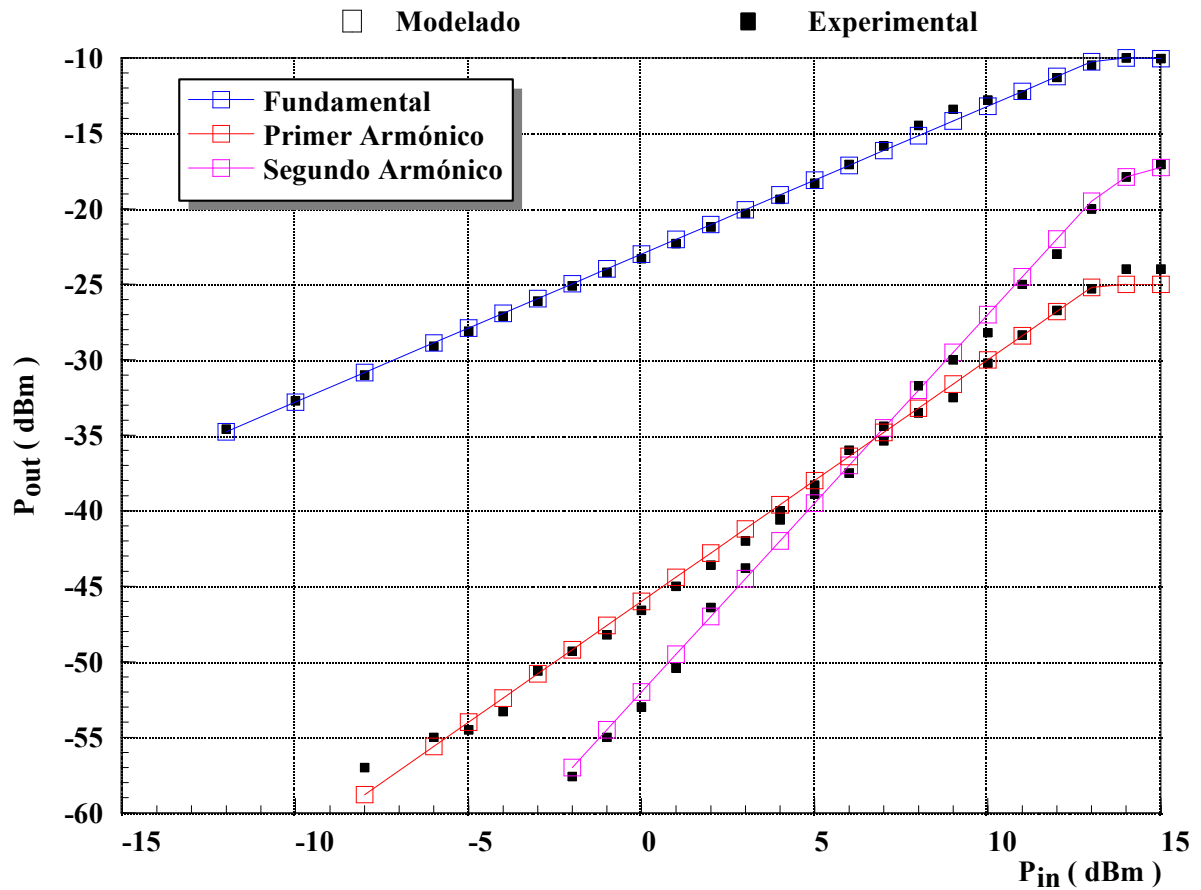


Figura 5.12 Comparación entre curvas  $P_{in}/P_{out}$  medidas y simuladas en el punto  $V_{gs}=0$  V,  $V_{ds}=3$  V a la frecuencia  $f_0=2$  GHz.

En la figura 5.12 (a) se muestran las curvas  $P_{in}/P_{out}$  medidas y modeladas para este dispositivo, utilizando el modelo no lineal en el punto de polarización  $V_{gs}=0$  V,  $V_{ds}=3$  V a la frecuencia fundamental de 2 GHz.

### 5.3.3 Dispositivos de alta potencia

El dispositivo que se presentará a continuación, se trata de un transistor P-HEMT de deplexión de alta potencia de la foundry PHILIPS Limeil proceso D07AH de 0.7  $\mu\text{m}$  de longitud de puerta.

#### P-HEMT PHILIPS PML D07AH 6\*150 $\mu\text{m}$

En la tabla 5.13 pueden visualizarse los valores de los elementos extrínsecos extraídos, así como las condiciones de medida correspondientes al transistor HEMT de alta potencia de 900 micras de anchura de puerta PHILIPS PML D07AH de 6\*150  $\mu\text{m}$ , cuya microfotografía se muestra en la figura 5.13 (a). En la figura 5.13 (b) se puede apreciar la variación de la función error entre los parámetros de Scattering medidos y modelados expresada en % para la extracción lineal multibías de dicho transistor utilizando la nueva técnica DICHOM [5] vista en el capítulo 3.

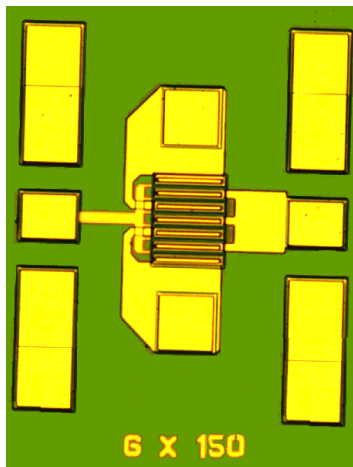
<b>Tipo de Dispositivo</b>	PHEMT PHILIPS PML D07AH
<b>Tamaño</b>	6*150 $\mu\text{m}$
<b>Rango de Medida</b>	1-30 GHz
<b>Barrido en Vgs (Min., Max., Paso)</b>	-0.75 V, 0.75 V, 0.25 V
<b>Barrido en Vds (Min., Max., Paso)</b>	0 V, 4 V, 0.25 V
<b>Temperatura Ambiente Inicial/Final durante la medida</b>	$t_{\text{ini}}=20^\circ$ $t_{\text{fin}}=22.3^\circ$
<b>Resistencias de Acceso</b>	$R_g=3.1 \Omega$ , $R_d=0.56 \Omega$ , $R_s=0.79 \Omega$
<b>Inducciones de Acceso</b>	$L_g=0.076 \text{ nH}$ , $L_d=0.105 \text{ nH}$ , $L_s=0.070 \text{ nH}$
<b>Capacidades de Acceso</b>	$C_{\text{pgi}}=0 \text{ fF}$ , $C_{\text{pdi}}=0 \text{ fF}$

Tabla 5.13 Tabla de valores de los elementos parásitos extraídos y de las condiciones de medida para el transistor PHILIPS PML D07AH 6\*150  $\mu\text{m}$ .

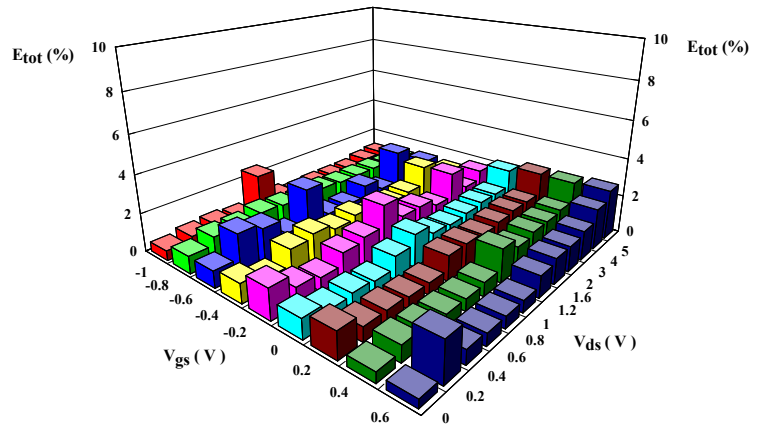
Como puede observarse en la figura 5.13 (b) en el peor de los casos la función error no se supera el 2%. En la figura 5.13 (c) se muestra la comparación entre los parámetros de Scattering medidos y modelados mediante el modelo de pequeña señal en el punto  $V_{\text{gs}}=0 \text{ V}$ ,



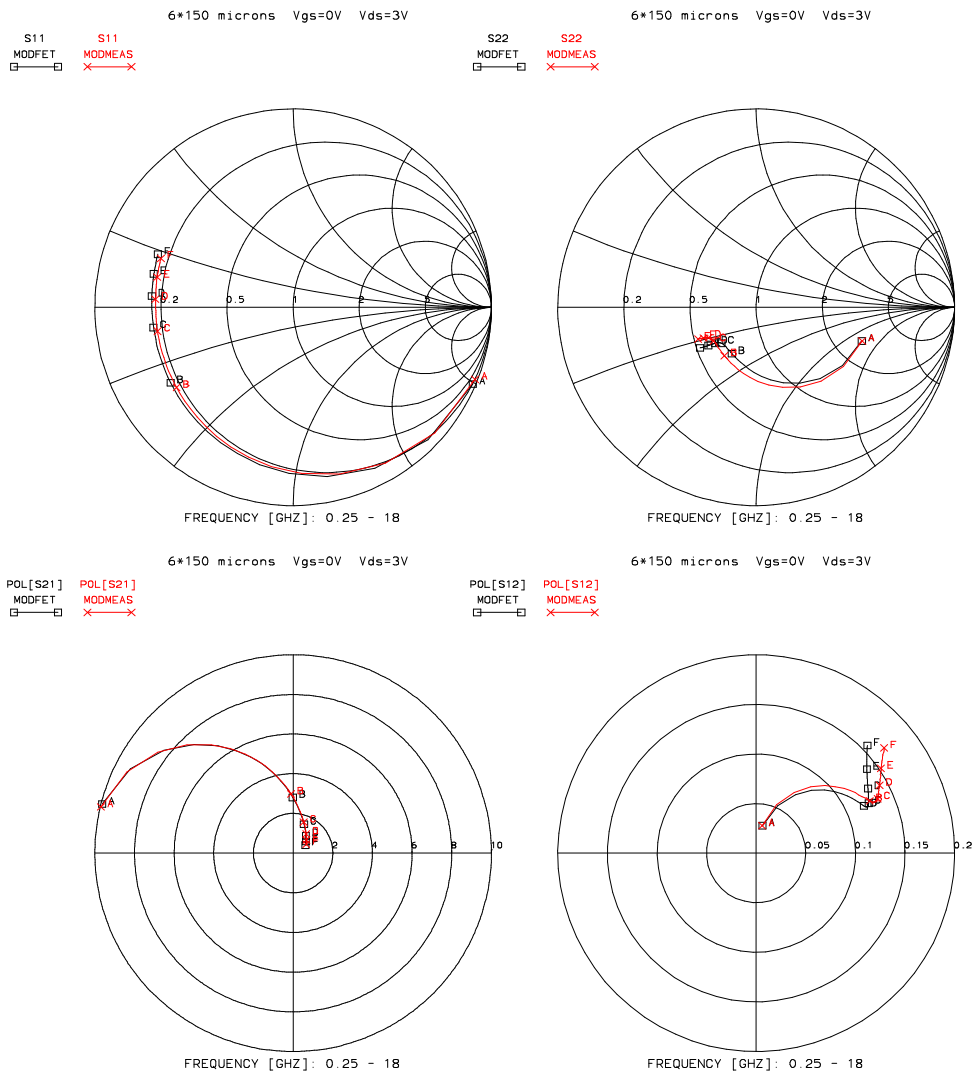
$V_{ds}=3$  V. En las figuras 5.13 (d) y 5.13 (e), se muestra la variación de las curvas características I-V frente a  $V_{ds}$  y  $V_{gs}$  respectivamente.



(a)



(b)



(c)



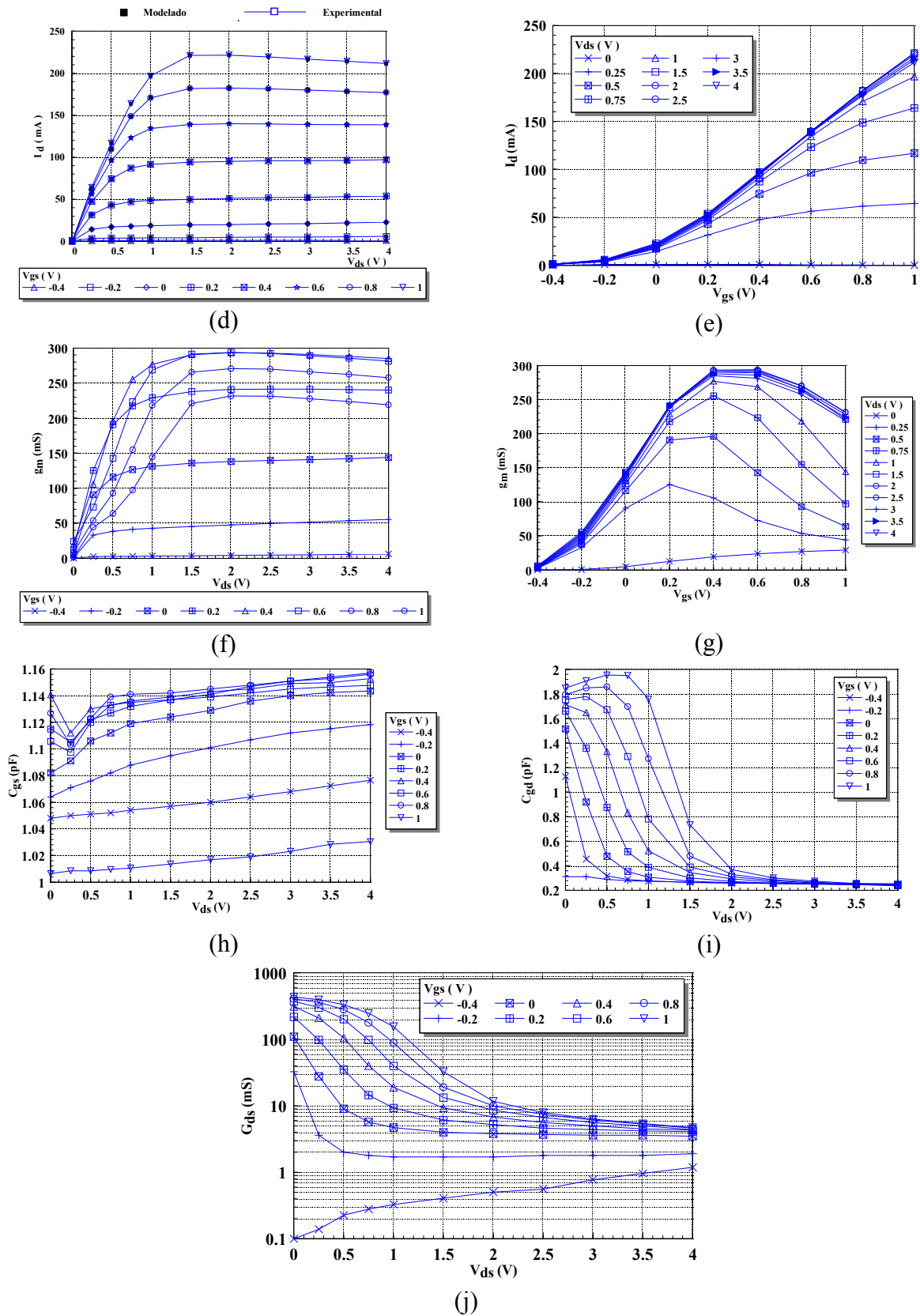


Figura 5.13 (a) Microfotografía del transistor PHILIPS PML D07AH 6\*150  $\mu\text{m}$ .



- (b) Variación de la función % de Error entre los parámetros de Scattering medidos y modelados utilizando el modelo de pequeña señal.
- (c) Comparación entre los parámetros de Scattering medidos y modelados utilizando el modelo de pequeña señal en el punto  $V_{gs}=0$   $V_{ds}=3$ .
- (d) Variación de  $I_d$  frente a  $V_{ds}$ .
- (e) Variación de  $I_d$  frente a  $V_{gs}$ .
- (f) Variación de  $g_m$  frente a  $V_{ds}$ .
- (g) Variación de  $g_m$  frente a  $V_{gs}$ .
- (h) Variación de  $C_{gs}$  frente a  $V_{ds}$ .
- (i) Variación de  $C_{gd}$  frente a  $V_{ds}$ .
- (j) Variación de  $G_{ds}$  frente a  $V_{ds}$ .

<b>Modelo No Lineal Transistor PHILIPS PML D07AH 6*150 <math>\mu\text{m}</math></b>			
Ecuación de la fuente de Corriente $I_{ds}$	$I_{ds} = I_{dss} \cdot \left(1 - \frac{v_{gi}}{V_t}\right)^{(E+K_e \cdot v_{gi})} \cdot \left(1 + \frac{S_s \cdot v_{di}}{I_{dss}}\right) \cdot \tanh\left(\frac{S_l \cdot v_{di}}{I - K_g \cdot v_{gi}}\right) \cdot e^{\left(\frac{ V_{pf} - v_{gi} ^\delta}{\mu}\right)}$ <p style="text-align: center;">donde: <math>V_t = V_{to} + \gamma_{Ids} \cdot v_{di}</math></p>		
Valores de los parámetros	$I_{dss} = 36.36 \text{ A}$ $S_s = 0.05014$ $S_l = 0.2071$ $K_g = 0.007289$	$V_{to} = -0.4931 \text{ V}$ $\gamma_{Ids} = -0.04013$ $E = 3.429$ $K_e = -0.9743$	$\mu = 0.8391 \text{ V}^\delta$ $\delta = -0.2128$ $V_{pf} = -5.929 \text{ V}$
Ecuación de $I_{gs}$	$I_{gs} = I_{ns} \cdot (e^{\alpha_s \cdot V_{gs}} - 1)$		$\alpha_s = 24.13 \text{ V}^{-1}$ $I_{ns} = 1.1234 \cdot 10^{-9} \text{ A}$
Ecuación de $C_{gs}$	$C_{gs} = 2.72012 + 2.57126 \cdot V_{gi} - 2.45123 \cdot V_{gi}^2 - 3.20123 \cdot V_{gi}^3 + 3.5326 \cdot V_{gi}^4$		
Ecuación y valores de los parámetros para $C_{gd}$	$C_{gd} = \frac{C_{gdo}}{\left(1 - \frac{V_{gdi}}{V_{bi\_cgd}}\right)^\gamma}$		$C_{gdo} = 1.12 \cdot 10^{-12} \text{ F}$ $\gamma = 0.75$ $V_{bi\_cgd} = 1.03$
Elementos Lineales	$\tau = \tau_0 + \tau_1 \cdot V_{ds}$ $R_i = R_{i0} + R_{i1} \cdot V_{ds}$ $C_{ds} = C_{ds0} + C_{ds1} \cdot V_{ds}$		$R_{i0} = 0.523 \quad R_{i1} = 0.643 \text{ V}^{-1}$ $\tau_0 = 0.096 \quad \tau_1 = 1.56 \text{ V}^{-1}$ $C_{dso} = -0.008 \quad C_{ds1} = 0.085 \text{ V}^{-1}$

Tabla 5.14 Modelo no lineal del transistor PHILIPS PML D07AH 6\*150  $\mu\text{m}$ .

En las figuras 5.13 (f) y 5.13 (g) se observa la variación de la transconductancia frente a las tensiones de Drain y Gate respectivamente, pudiéndose apreciar el fenómeno de compresión de la misma. En las figuras 5.13 (h), 5.13 (i) y 5.13 (j) se muestra la variación de

los valores extraídos de  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$  y  $G_{ds}$ , Los parámetros del modelo no lineal siguiendo las directrices mostradas en capítulos anteriores quedan reflejados en la tabla 5.14.

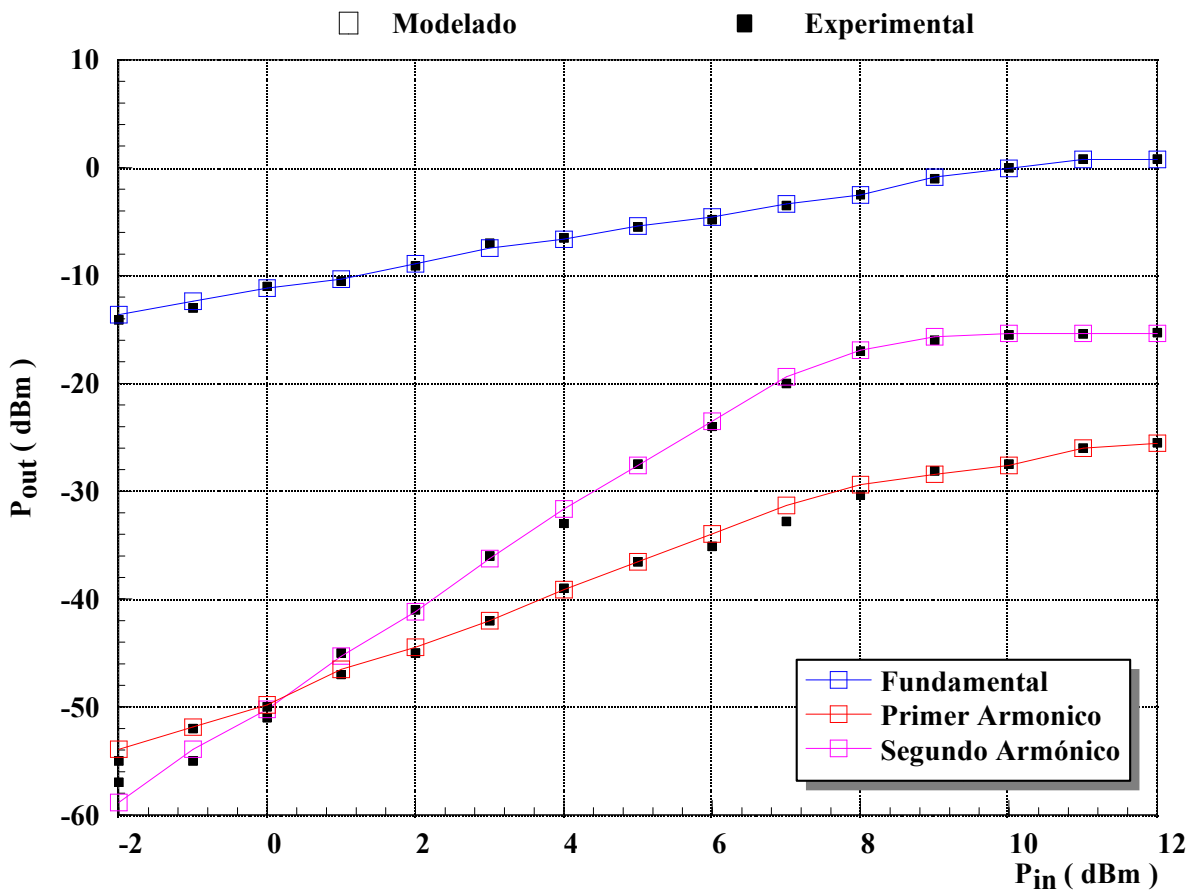


Figura 5.14 Curvas  $P_{in}/P_{out}$  en el punto  $V_{gs}=0$  V,  $V_{ds}=3$  V a la frecuencia  $f_0=6$  GHz.

En la figura 5.14 se muestran las curvas  $P_{in}/P_{out}$  medidas y modeladas para este dispositivo, utilizando el modelo no lineal en el punto de polarización  $V_{gs}=0$  V,  $V_{ds}=3$  V a la frecuencia  $f_0=6$  GHz.



## **5.4 Conclusiones**

En este capítulo, se han presentado los resultados de aplicar las técnicas de medida, extracción y modelado lineal que se han desarrollado en este trabajo, tanto para dispositivos MESFET como HEMT. En cuanto al modelado no lineal se han presentado modelos no lineales de transistores MESFET desarrollados por el grupo en el marco de los proyectos de modelado en que se ha visto involucrado [6-9], en cuanto al modelo no lineal de transistores HEMT se han presentado los resultados de aplicar el modelo presentado en el capítulo 4 a tres transistores de diferentes tamaños y tecnologías de la foundry PHILIPS. Aunque este tipo de modelo ha sido aplicado exitosamente a transistores de otras foundries como el caso de IAF Fraunhofer, los resultados obtenidos no han sido presentados aquí, por no hacer la memoria más extensa. A lo largo del capítulo se han mostrado modelos no lineales para los siguientes dispositivos MESFET/HEMT de baja, media y alta potencia:

- MESFET 2\*250  $\mu\text{m}$  proceso DIOM9 de la foundry SIEMENS.
- MESFET 14\*85.71  $\mu\text{m}$  de la foundry Texas Instruments.
- MESFET 10\*140  $\mu\text{m}$  proceso F20 Bath-tub de la foundry GEC-MARCONI.
- MESFET 20\*300  $\mu\text{m}$  proceso D07A de la foundry PHILIPS PML

y los siguientes transistores HEMT:

- P-HEMT 6\*15  $\mu\text{m}$  proceso D02AH de la foundry PHILIPS PML.
- P-HEMT 4\*50  $\mu\text{m}$  proceso D05AH de la foundry PHILIPS PML.
- P-HEMT 6\*150  $\mu\text{m}$  proceso D07AH de la foundry PHILIPS PML.

El modelo utilizado para los transistores MESFET es el modelo de Materka, posteriormente modificado por Dortu y Muller [1] y por nuestro grupo [2],[3], obtenido a partir de los procesos de extracción mostrados en el capítulo 3.

## 5.5 Referencias

- [ 1 ] - Dortu J.M. and J.E. Muller, *Accurate Large-Signal GaAs MESFET Modelling for a Power MMIC Amplifier Design*, Microwave Journal, pp 74-84, April 1993.
- [ 2 ] - Fernández, Tomás. *Estudio del Comportamiento Dinámico y modelado gran señal de dispositivos GaAs MESFET para Comunicaciones en Tecnología Monolítica*. Tesis de Doctorado, Universidad de Cantabria 1995.
- [ 3 ] - Fernández, A. Mediavilla, Y. Newport, A.Tazón y J. M. Zamanillo. *Project ESPRIT 6050 MANPOWER Report-2* . April 1993
- [ 4 ] - Zamanillo J.M., A. Mediavilla, A.Tazón, J.L. García. *Metodología para la extracción de Modelos Circuitales de Transistores MMIC GaAs MESFET de media/alta Potencia*. Unión Científica Internacional de Radio URSI, Valencia, Septiembre de 1993.
- [ 5 ] - Zamanillo J.M.,T. Fernández, Y. Newport, A. Mediavilla, A.Tazón. *Modelado Lineal de Transistores P-HEMT y GaAs MESFET incluyendo la dependencia con el punto de polarización de sus elementos*. Unión Científica Internacional de Radio URSI, Valladolid, Septiembre de 1995.
- [ 6 ] - Fernández, A. Mediavilla, Y. Newport, A.Tazón y J. M. Zamanillo. *Project ESPRIT 6050 MANPOWER Report-11* . September 1994
- [ 7 ] - Fernández, A. Mediavilla, Y. Newport, A.Tazón y J. M. Zamanillo. *Project DASSAULT Report-1* . December 1994
- [ 8 ] - Fernández, A. Mediavilla, Y. Newport, A.Tazón y J. M. Zamanillo. *Project DASSAULT Report-2* . January 1995
- [ 9 ] - Fernández, A. Mediavilla, Y. Newport, A.Tazón y J. M. Zamanillo. *Project DASSAULT Report: July-95*, July 1995.



# 6

# Conclusiones Generales de la Memoria: Futuras líneas de Investigación

## 6.1 Introducción

Quizás alguien pudiese pensar, que dada la extensión de la presente memoria, este capítulo no es estrictamente necesario. Pero es, precisamente, por esta razón, y debido al gran número de aportaciones que se han efectuado los campos de la medida y del modelado de los dispositivos MESFET/HEMT, que merece la pena detenerse un momento para recapitular sobre ello. Por otro lado es necesario indicar las futuras líneas de trabajo que han surgido a partir de este y otros trabajos que se han desarrollado en el seno del Grupo de Microondas del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones dado que el campo del modelado evoluciona día a día conjuntamente con las diferentes tecnologías de cada fabricante de dispositivo y con la variación de las condiciones en que se produce el estímulo: diferentes temperaturas, distintas condiciones de iluminación del transistor, etc.



## **6.2 Conclusiones**

Como ya se apuntaba en la introducción general de la memoria, uno de los objetivos de este trabajo ha sido el organizar de una forma coherente el “saber hacer” en cuanto a medida y modelado de dispositivos se refiere, en una obra que pueda ser utilizada como punto de partida para los nuevos investigadores que se incorporen al Grupo y que trabajen sobre este área. Es por esta razón por lo que se han tratado en profundidad temas que en principio pueden aparecer como demasiado básicos a los ojos del investigador experimentado, como pueden ser la electrónica física del dispositivo, o algunos aspectos clásicos de las metodologías de extracción de elementos circuitales.

Son muchas las aportaciones que se han efectuado a lo largo de esta memoria, entre ellas cabe destacar las siguientes:

### Instrumentación y Medida

- Desarrollo de la fuente de alimentación de doble canal controlable por ordenador con operación en los cuatro cuadrantes I-V, AUREL-2.
- Desarrollo de los polarizadores para el banco de pulsos TR105 POLGATE y POLDRAIN.
- Desarrollo de las fuentes de alimentación FA-1, FA-2, FA-3 y FA-4, para la determinación de las resistencias de acceso, unión Schottky y breakdown de los dispositivos MESFET/HEMT
- Desarrollo del software de control de analizadores de espectros HP70000 SANACTRL
- Desarrollo del software de control del analizador de redes HP8510 NANACTRL.
- Desarrollo del software de control del analizador del banco de baja frecuencia BAMEDBF.
- Desarrollo de diferentes test-fixtures para la calibración TRL.
- Revisión y mejora de las técnicas de medida DC, Pulsada y Scattering.



## Modelado de MESFET/HEMT

- Revisión y mejora de las técnicas de extracción existentes.
- Nuevos métodos para la extracción de elementos circuitales intrínsecos y extrínsecos (Métodos DICOM-I y DICOM-II en todas sus variantes).
- Nuevas técnicas para la caracterización de transistores encapsulados DICOmpAK.
- Desarrollo del software para la extracción automática de circuitos equivalentes de pequeña señal y figuras de mérito a múltiples puntos de polarización para dispositivos MESFET y HEMT , XTRMODFET.
- Extensión de las técnicas de extracción convencionales al modelado pequeña señal de dispositivos HEMT.
- Nueva técnica de extracción de modelos pequeña señal para dispositivos HEMT incluyendo la dependencia con el punto de polarización de  $C_{ds}$ ,  $R_i$  y  $\tau$ .
- Introducción de reglas de escalado que faciliten el modelado de familias completas de dispositivos, con solo conocer la tecnología y la anchura de puerta, incluidas las capacidades no lineales  $C_{gs}$  y  $C_{gd}$ .
- Sentar las bases para el desarrollo de modelos de gran señal para transistores MESFET que han sido desarrollados por otros investigadores dentro del Grupo [1,2].
- Nuevo modelo continuo de gran señal para transistores HEMT.

Al margen de las innovaciones aportadas dentro del apartado de medida e instrumentación, las cuales acaban de ser enumeradas, es necesario resaltar que dentro del campo del modelado se ha efectuado un esfuerzo notable en cuanto a la mejora de las técnicas de extracción lineal existentes, desarrollando además técnicas de extracción novedosas como son la técnicas de extracción DICOM. Los excelentes resultados obtenidos de la aplicación de las mismas, en comparación con las técnicas tradicionales, sobre todo para el caso de los dispositivos HEMT auguran un futuro prometedor para estas metodología.

Otra aportación clave, dentro del campo del modelado, que ha surgido dentro del trabajo realizado en la presente memoria, es la obtención de un nuevo modelo circuital de gran



señal continuo para dispositivos HEMT que, permite reproducir el comportamiento de los mismos incluyendo el fenómeno de compresión de la transconductancia, bajo las siguientes condiciones de operación:

- Régimen estático (DC).
- Régimen pulsado a un punto de polarización.
- Régimen dinámico RF de pequeña señal.
- Régimen dinámico RF de gran señal.

Además el modelo es lo suficientemente preciso como para predecir con exactitud el comportamiento de las curvas de potencia  $P_{in}/P_{out}$  del dispositivo en estudio. La ventaja de disponer de un modelo de estas características para los dispositivos HEMT posibilita realizar diseños, en los que debido a la diversidad de fenómenos de los que el modelo tiene que dar cuenta, elevan sobremanera la probabilidad de que el prototipo así diseñado funcione como se tiene previsto, cosa que utilizando los modelos disponibles hasta ahora era prácticamente imposible. Para validar el modelado aquí mencionado, se han construido una serie de demostradores en el marco de otros trabajos realizados en el seno del Grupo. Dentro de éstos, destacan un LNA en Banda K y diferentes VCO para aplicaciones VSAT realizados en tecnología monolítica. El lay-out del amplificador de bajo ruido fue mostrado en el capítulo 2, así como una gráfica de la medida de la figura de ruido. El lay-out de los VCOs se muestra en la figura 6.1.

Como puede observarse en la figura 6.2 (a) y 6.2 (b) los mejores resultados se obtienen al aplicar el modelo de HEMT aquí presentado (modelo DICHOM), que con el modelo de Angelov suministrado por el fabricante para determinar las curvas características I-V del transistor PHILIPS de  $4 \times 15 \mu\text{m}$  de tecnología D02AH. Además el modelo DICHOM responde perfectamente a las medidas pulsadas, como se muestra en las figuras 6.2 (c) y 6.2 (d) para el mismo transistor, mientras que los modelos convencionales no son capaces de predecir el comportamiento de los dispositivos HEMT bajo estas condiciones de polarización.



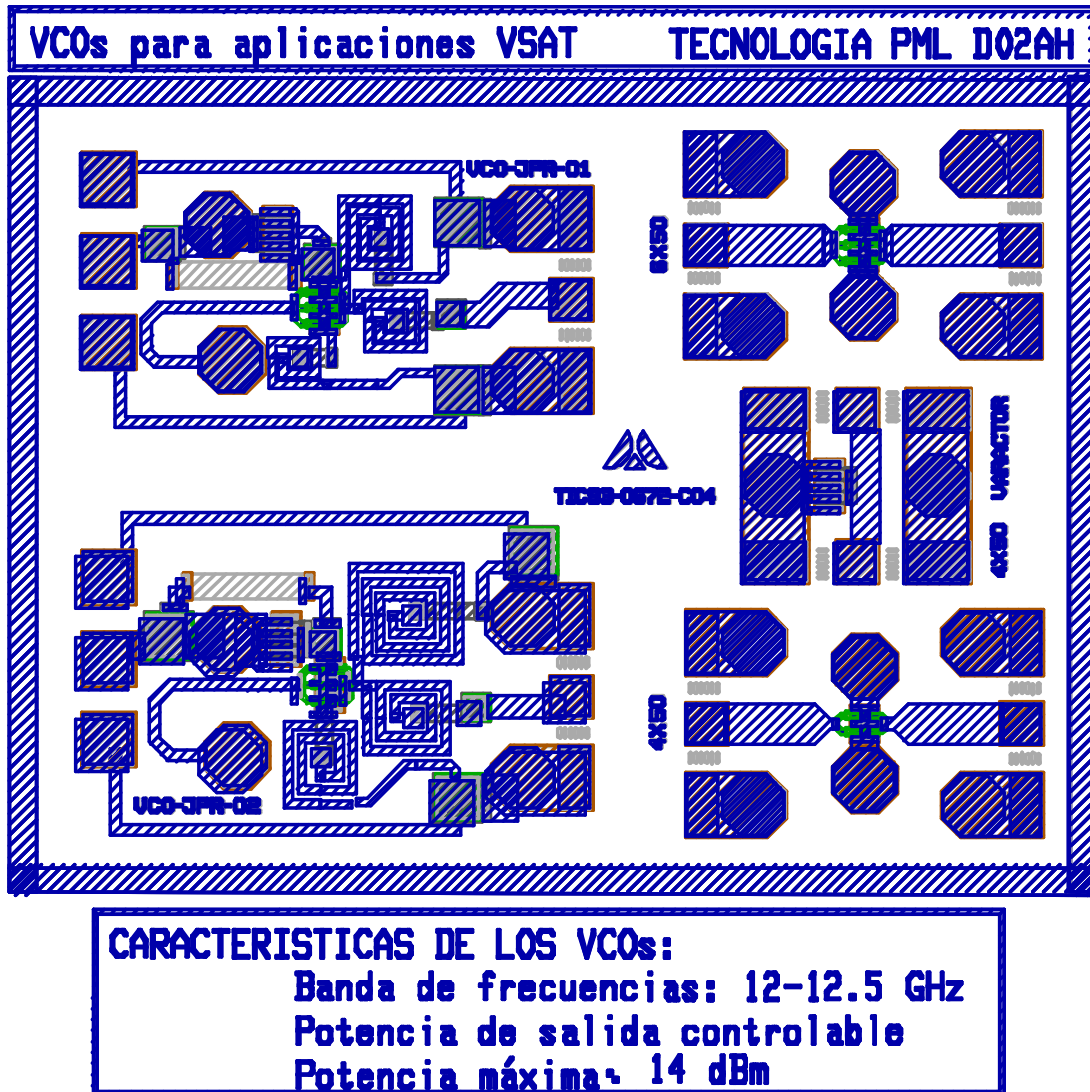


Figura 6.1 Lay-out de los VCO para aplicaciones VSAT diseñados utilizando el modelo de gran señal DICHOM presentado en esta memoria.

Decir, por ultimo que las metodologías de modelado aquí presentadas, tanto en su variante lineal como no lineal han sido utilizados en el marco del proyecto ESPRIT no. 6050 MANPOWER para modelar dispositivos GaAs MESFET de diferentes tecnologías, D07A y ER07A de PHILIPS, F14, F20 y F20 Bath-tub de GEC-MARCONI, DIOM9 de SIEMENS, etc. También han sido utilizadas dentro del proyecto CICYT-TIC93-0672-C04 para modelar HEMT de diferentes tecnologías, D02AH, D05AH y D07AH de PHILIPS, 0.3  $\mu\text{m}$  de IAF-Fraunhofer, así como diversos HEMT de la foundry Texas Instruments.

## HEMT de Philips D02AH: 4x15um modelos (-) vs. medidas DC (x)

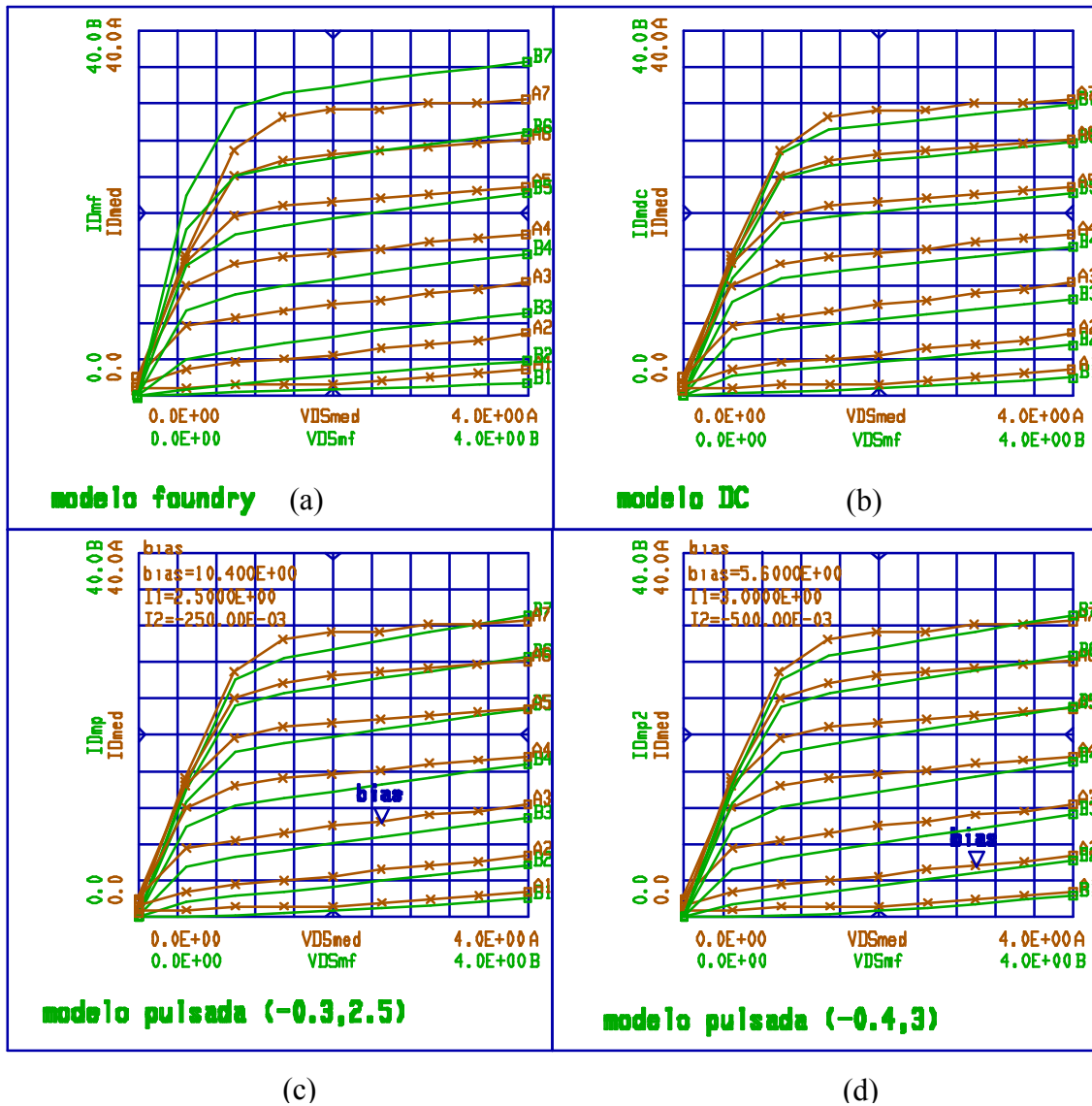


Figura 6.2 Comparación de las curvas características medidas y modeladas para el transistor P-HEMT PHILIPS D02AH 4\*15  $\mu\text{m}$  en el simulador no lineal MDS.

(a) Medidas experimentales de DC frente al modelo de Angelov suministrado por la foundry PHILIPS .

(b) Medidas experimentales de DC frente al modelo DICHOM.

(c) Medidas pulsadas en  $V_{gs}=-0.3\text{V}$  y  $V_{ds}=2.5\text{V}$  frente al modelo DICHOM.

(d) Medidas pulsadas en  $V_{gs}=-0.4\text{V}$  y  $V_{ds}=3\text{V}$  frente al modelo DICHOM.

Nota: El barrido en tensión  $V_{gs}$  va de  $-0.75\text{ V}$  a  $+0.75\text{ V}$  con un paso de  $0.25\text{ V}$ .



### **6.3 Futuras Líneas de Investigación**

Aunque mucho es el trabajo que se ha realizado, todavía resta un largo camino por recorrer en el campo del modelado de los dispositivos MESFET y HEMT. Los modelos que se han desarrollado durante este trabajo, así como otros modelos introducidos en otros trabajos llevados a cabo en el seno del Grupo de Microondas [1-3], dan cuenta del comportamiento lineal y no lineal, así como de los efectos de segundo orden de los dispositivos MESFET/HEMT. Pero ninguno de ellos da cuenta de la variación de las propiedades de los mismos con la temperatura externa de trabajo. No obstante, ya se ha dado el primer paso en esta dirección con la creación de la cámara térmica de medida para dispositivos MESFET y HEMT introducida en el capítulo 2, la siguiente tarea a realizar es encontrar expresiones que den cuenta de la variación de las no linealidades más importantes de los transistores con la temperatura [4,5]. Tarea nada trivial, debido a que se ha de realizar gran cantidad de medidas de parámetros de Scattering, pulsadas y de DC, así como numerosas extracciones de elementos circuitales, para encontrar las leyes de variación de cada componente con esta nueva variable térmica.

Otra nueva línea de investigación que muy recientemente se acaba de abrir dentro del grupo es el desarrollo de modelos de dispositivos MESFET y HEMT, bajo la estimulación de iluminación LASER [6], con lo cual el nuevo modelo debe de dar cuenta de la variación que sufren las propiedades de los mismos, bajo este tipo de excitación. Se espera obtener frutos en esta línea en un plazo relativamente corto.

Por otro lado, y por analogía con el tipo de modelado que se ha realizado para dispositivos MESFET [7-9], también nos hallamos investigando en un nuevo modelo continuo multibanda de gran señal para transistores HEMT, así como en un modelo multipulsado para el mismo tipo de dispositivos, en lugar del modelo válido a un solo punto de polarización que se ha presentado en esta memoria.

Otra línea de investigación que suscita nuestro interés es la búsqueda de nuevos modelos de MESFET y HEMT que sean capaces de predecir la intermodulación [10,11].



Colateralmente a los temas que se acaban de enunciar se efectuarán mejoras en los sistemas de medida que ya se han desarrollado, como la cámara térmica, el banco de baja frecuencia y la medición de figura de ruido. Además se pondrá a punto un nuevo banco de Load-Pull activo [12], totalmente automatizado, con el que se completará la infraestructura necesaria para proceder al modelado de los dispositivos activos de microondas. Por otro lado, es necesario desarrollar un nuevo software de control, debido a la reciente adquisición por parte del Departamento de un analizador de transición para el sistema modular de medida HP70000, que facilite la realización de medidas en el dominio del tiempo hasta 40 GHz, además de poder realizar medidas  $P_{in}/P_{out}$  de forma automática.



## 6.4 Referencias

- [ 1 ] - Fernández, Tomás. *Estudio del Comportamiento Dinámico y modelado gran señal de dispositivos GaAs MESFET para Comunicaciones en Tecnología Monolítica*. Tesis de Doctorado, Universidad de Cantabria, Octubre 1995.
- [ 2 ] - Newport Y., *Técnicas de modelado matemático gran señal de dispositivos GaAs MESFET de potencia y su aplicación al CAD no lineal*. Tesis Doctoral, Santander 1996.
- [ 3 ] - Portilla Rubín, J. *Modelisation Electrique des Transistors a Effet de Champ pour la CAO des Circuits Microondes Linaires et Non Lineaires*, Tesis Doctoral, Université de Limoges, Limoges, Feberero 1994.
- [ 4 ] - Rodriguez-Tellez and B. P. Stothard. *Simulation of Temperature and Bias Dependences of  $I$  and  $V_t$  of GaAs MESFET Devices*. IEEE Trans. Electron Devices, Vol 40, pp. 1730-1735, Oct. 1993.
- [ 5 ] - Selmi L. and B. Ricco. *Modeling Temperature Effects in the DC I-V Characteristics of GaAs MESFET's*. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 40, pp. 273-277, Feb. 1993.
- [ 6 ] - Rossek S.J., and C.E. Free, *Optical control of Microwave signals using GaAs FETs*, Electronics & Communication Engineering Journal, pp. 21-30, February 1994.
- [ 7 ] - Fernández, Y. Newport, J.M. Zamanillo, A.Tazón, A.Mediavilla. *Modelling of Operating Point Nonlinear Dependence of Ids Characteristics from Pulsed Measurements in MESFET Transistors*, EMC'93 23<sup>rd</sup> European Microwave Conference, Madrid, Septiembre de 1993.
- [ 8 ] - Fernández, Y. Newport, J.M. Zamanillo, A.Mediavilla, A.Tazón. *Obtención de un Modelo Universal para MESFET a partir de Medidas DC, parámetros S y Pulsadas*. Unión Científica Internacional de Radio URSI, Valencia, Septiembre de 1993.
- [ 9 ] - Fernández, Y. Newport, J.M. Zamanillo, A.Tazón, A. Mediavilla. *Une Caracterisation Precise Non Lineaire de la Dependance du Point de Repos des Courves Pulsees I/V des Transistors TEC*. 8<sup>eme</sup> Journées Nationales Microondes, Brest, Mayo de 1993.
- [ 10 ] - Pedro, J.C. & Jorge Perez. *Understanding Intermodulation Distortion in GaAs FETs - Application to MMIC Design*.-Unión Científica Internacional de Radio URSI,actas, pp 224-228, Málaga, Septiembre de 1992.

[ 11 ] - Ruiz M., José C. Pedro y Pablo Dorta. *Modelo No Lineal de Intermodulación del MESFET F-20 de GEC-MARCONI*, Unión Científica Internacional de Radio URSI, actas, pp 684-688, Canarias, Septiembre de 1994.

[ 12 ] - Abe H. and Y. Aono, *11 GHz GaAs Power MESFET Load-Pull Measurements Utilizaing a New Method of Determining Tuner Y-Parameters*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-27, pp. 394-397, May 1979.





# Glosario

$\mu_n$	Movilidad de los electrones en el material semiconductor
$\mu_p$	Movilidad de los huecos en el material semiconductor
$a_i$	Onda de potencia incidente en la puerta i-ésima
$b_i$	Onda de potencia reflejada en la puerta i-ésima
$B_N$	Ancho de Banda Efectivo de ruido
$B_{opt}$	Susceptancia óptima utilizada en las medidas de ruido
$C_{dc}$	Capacidad de realimentación usada en el modelo de Hans-Olof Vickers
$C_{ds}$	Capacidad Drain-Source
$C_{gd}$	Capacidad Gate-Drain
$C_{gs}$	Capacidad Gate-Source
$C_{lf}$	Capacidad de baja frecuencia “low-frequency” de la rama RC propuesta por Camacho-Peñalosa para evitar la dispersión de la conductancia de salida
$C_{pd}$	Capacidad de Drain-Source correspondiente a un transistor encapsulado
$C_{pdi}$	Capacidad parásita Drain-Source
$C_{pg}$	Capacidad de Gate-Source correspondiente a un transistor encapsulado
$C_{pgd}$	Capacidad de Gate-Drain correspondiente a un transistor encapsulado
$C_{pgi}$	Capacidad parásita Gate-Source
$\Delta l$	Diferencia entre la longitud de “line” y del “thru” en un TRL de calibración
$E_a$	Energía de las Impurezas Aceptoras
$E_c$	Energía de la Banda de Conducción
$E_d$	Energía de las Impurezas Donadoras
$E_{DF}, E_{DR}, E_{SF},$	Términos del método de los doce vectores de error
$E_{SR}, E_{RF}, E_{RR},$	F $\rightarrow$ Indica sentido directo de propagación de la onda “forward”
$E_{TF}, E_{TR}, E_{LF},$	R $\rightarrow$ Indica sentido inverso de propagación de la onda “reverse”
$E_{LR}, E_{XF}, E_{XR}$	
$E_F$	Energía del nivel de Fermi
$E_g$	Energía del Gap o de la Banda Prohibida
$E_G$	Eficiencia máxima de la Ganancia





ENR	Excess Noise Ratio - Tablas de calibración para la fuente de ruido de los medidores de figura de ruido
$E_V$	Energía de la Banda de Valencia
$f_0$	Frecuencia central del ancho de banda de un TRL de calibración
$f_1$	Frecuencia inferior del ancho de banda de un TRL de calibración
$f_2$	Frecuencia superior del ancho de banda de un TRL de calibración
$F_{Cascada}$	Figura de Ruido de varios elementos en cascada (Formula de Friis)
$F_{Filtro}$	Figura de ruido introducida por el filtro paso banda cuando se efectúan medidas de figura de ruido
$f_L$	Frecuencia a la que se efectúan las medidas de ruido
$f_{max}$	Frecuencia de oscilación máxima
$F_{min}$	Figura de Ruido Mínima
$F_{Puntas}$	Figura de ruido introducida por las puntas de medida cuando se mide el ruido en un dispositivo en oblea
$F_{Sistema}$	Figura de Ruido debida al equipo de Medida
$F_{Sistema\_de\_Medida}$	Figura de Ruido del Sistema de medida de figura de ruido
$f_T$	Producto Ganancia por Ancho de Banda
$F_{Transistor}$	Figura de Ruido del Transistor MESFET y HEMT
$\Gamma$	Coefficiente de reflexión en tensión
$G_{Amplificador}$	Ganancia introducida por el amplificador de alta ganancia y bajo ruido utilizado en la medida del ruido en un dispositivo MESFET/HEMT
$G_{ds}$	Conductancia de Salida del transistor MESFET/HEMT
$G_{dsDC}$	Conductancia de Salida del transistor MESFET/HEMT obtenida a partir de medidas de corriente continua
$G_{dsRF}$	Conductancia de Salida del transistor MESFET/HEMT obtenida a partir de medidas de parámetros de Scattering
$G_{gd}$	Conductancia Gate-Drain del modelo de Vendelin-Dambrine Modificado
$G_{gs}$	Conductancia Gate-Source del modelo de Vendelin-Dambrine Modificado
$G_I$	Ganancia intrínseca del transistor MESFET/HEMT
$G_m$	Transconductancia del transistor MESFET/HEMT
$G_{mDC}$	Transconductancia del transistor MESFET/HEMT obtenida a partir de medidas de corriente continua
$G_{mRF}$	Transconductancia del transistor MESFET/HEMT obtenida a partir de medidas de parámetros de Scattering
$\Gamma_{opt}$	Coefficiente de reflexión óptimo utilizado en las medidas de ruido
$G_{opt}$	Conductancia óptima utilizada en las medidas de ruido
$G_p$	Ganancia en Potencia
$G_{Puntas}$	Ganancia introducida por las puntas de medida de valor negativo (perdida) cuando se mide el ruido en un dispositivo en oblea
$G_{Sistema}$	Ganancia del sistema de Medida
$G_{Transistor}$	Ganancia del Transistor MESFET y HEMT
$I_d$	Intensidad de Drain supuesto Source a masa
$I_{ds}$	Fuente de corriente de Drain
$I_{ds1}, I_{ds2}$	Fuentes de corriente Drain-Source de la rama RC doble propuesta por Brazil para evitar la dispersión de la conductancia de salida y de la transconductancia simultáneamente

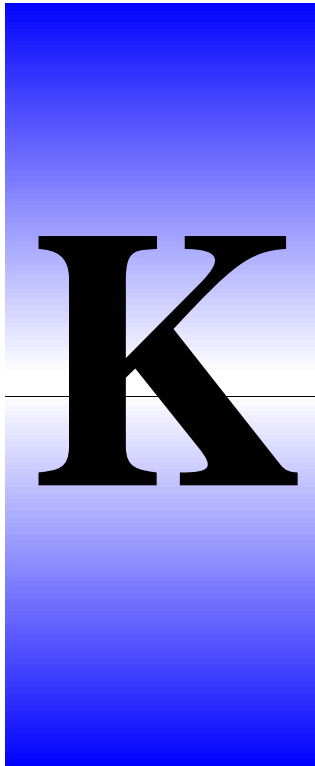


$I_{dss}$	Intensidad de saturación correspondiente a $V_{gs} = 0$ para un MESFET/ HEMT de depleción
$I_g$	Intensidad de Drain supuesto Source a masa
$I_{gd}$	Fuente de corriente Gate-Drain correspondiente al breakdown
$I_{gs}$	Fuente de corriente de Gate correspondiente a la unión Schottky
$I_{ns}$	Intensidad Inversa de Saturación
$J_{arrastre}$	Densidad de corriente de arrastre
$L$	Longitud de Puerta del dispositivo MESFET/HEMT
$L_d$	Inducción de Drain
$L_D$	Longitud de Drain
$L_g$	Inducción de Gate
$L_S$	Longitud de Source
$L_s$	Inducción de Source
MSG	Maximun Stable Gain - Ganancia Estable Máxima
$n$	Factor de idealidad
$N_c$	Densidad de estados disponibles en la Banda de Conducción
$N_T$	Densidad de estados Trampa para los electrones
$N_V$	Densidad de estados disponibles en la Banda de Valencia
PAE	Power Added Efficiency - Eficiencia de la Potencia Añadida
$P_{in}$	Potencia de Entrada
Plano M	Plano en que se realiza la medida de un Analizador de redes Ideal
Plano R	Plano en que se realiza la medida de un Analizador de redes Real consistente en un analizador de redes Ideal + Red de Error + Red de Acceso
Plano $\sigma$	Plano en que se realiza la medida de un Analizador de redes + Red de error
$P_{Medida}$	Potencia de Ruido Medida en el Laboratorio
$P_{noise}$	Densidad Espectral de Potencia de Ruido
$P_{out}$	Potencia de Salida
$R_d$	Resistencia de Drain
$R_{ds}$	Resistencia de Salida del transistor MESFET/HEMT
$R_{ds1}, R_{ds2}$	Resistencias de la rama RC doble propuesta por Brazil para evitar la dispersión de la conductancia de salida y de la transconductancia simultáneamente
$R_{fd}$	Resistencia de Realimentación Gate-Drain del modelo de Berroth & Bosch
$R_{fs}$	Resistencia de Realimentación Gate-Source del modelo de Berroth & Bosch
$R_g$	Resistencia de Gate
$R_{gd}$	Resistencia Gate-Drain del modelo de Vendelin-Dambrine Modificado
$R_{gs}$	Resistencia Gate-Source del modelo de Vendelin-Dambrine Modificado
$R_i$	Resistencia Intrínseca ó Resistencia de Carga
$R_{lf}$	Resistencia de baja frecuencia “low-frequency” de la rama RC propuesta por Camacho-Peñalosa para evitar la dispersión de la conductancia de salida
$R_n$	Resistencia de Ruido
$R_s$	Resistencia de Source
SDD	Symbolically Defined Device (Descripción de los elementos no lineales para el simulador MDS)
$S_{11}$	Coefficiente de reflexión a la entrada con la salida adaptada
$S_{12}$	Coefficiente de transmisión a la entrada con la entrada adaptada
$S_{21}$	Coefficiente de transmisión a la salida con la salida adaptada



$S_{22}$	Coefficiente de reflexión a la salida con la entrada adaptada
$T_0$	Temperatura ambiente 290 K
$T_c$	Temperatura fría “cold” para la medida de la figura de ruido
$T_h$	Temperatura caliente “hot” para la medida de la figura de ruido
$U$	Ganancia en Potencia Unilateral
$v$	Velocidad de arrastre de los portadores de carga
$V_B, V_{\text{Breakdown}}$	Tensión de ruptura o avalancha también denominada tensión de “breakdown”
$V_{ds}$	Tensión de Polarización EXTERNA Drain-Source
$V_{dsi}$	Tensión de Polarización INTERNA Drain-Source
$V_{dsmax}$	Tensión máxima aplicable a los terminales Drain-Source del transistor
$V_{gs}$	Tensión de Polarización EXTERNA Gate-Source
$V_{gsi}$	Tensión de Polarización INTERNA Gate-Source
$V_{gsmax}$	Tensión máxima aplicable a los terminales Gate-Source del transistor
$V_p, V_{to}$	Tensión de estrangulamiento de Canal o tensión umbral , también denominada tensión de “pinch-off” ó tensión de “threshold”
$W$	Anchura de Puerta del dispositivo MESFET/HEMT
$Y_{\text{Entrada}}$	Admitancia conectada a la entrada del dispositivo
$Y_{\text{opt}}$	Admitancia óptima utilizada en las medidas de ruido
$Z_L$	Impedancia de Carga
$Z_{\text{opt}}$	Impedancia óptima utilizada en las medidas de ruido
$\alpha = \frac{q}{n \cdot K \cdot T}$	Factor de ajuste para la expresión de corriente $I_{gd}$ de la Unión Schottky





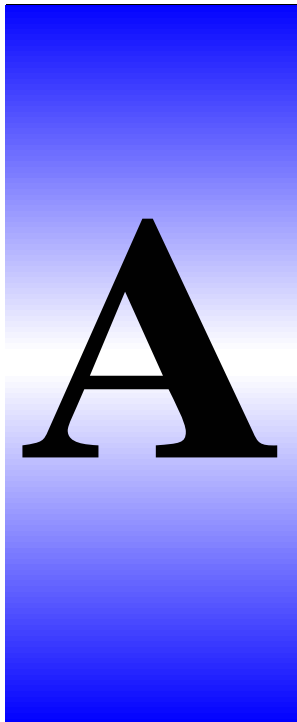
# Constantes Físicas de Interés

Símbolo	Nombre	Valor
q, e	Carga del Electrón	$1.602 \cdot 10^{-19}$ C
c	Velocidad de la luz en el Vacío	$2.998 \cdot 10^{10}$ cm/s
$\epsilon_0$	Permitividad del Vacío	$8.854 \cdot 10^{-14}$ F/cm
$m_0$	Masa del electrón	$9.11 \cdot 10^{-31}$ Kg
h	Constante de Planck	$6.625 \cdot 10^{-34}$ J·s $4.135 \cdot 10^{-15}$ eV·s
K	Constante de Boltzmann	$1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K $8.62 \cdot 10^{-5}$ eV/K
$A^*$	Constante de Richardson	$120 \text{ A} \cdot \text{cm}^{-2} \cdot \text{K}^{-2}$
$A_0$	Número de Avogadro	$6.022 \cdot 10^{23}$ moléculas/mol
$V_{temp} = \frac{K \cdot T}{q}$	Tensión Térmica	a T=300 K $V_{temp} = 0.025860$ V a T=293 K $V_{temp} = 0.025256$ V

**Nota:** Las constantes están expresadas en las unidades que se utilizan con mayor frecuencia en electrónica.







# Acrónimos Utilizados en la Memoria

$\mu\text{m}$	Micra ( $1 \cdot 10^{-6}$ m)
$\mu\text{P}$	Microprocesador
2D	Dos dimensiones
A/D, ADC	Convertidor Analógico Digital
AC	Corriente Alterna
AF	Alta frecuencia
AlGaAs	Arseniuro de Galio y Aluminio
AM	Amplitud Modulation - Modulación de Amplitud
ASCII	American Standard Code Information Interchange
AUREL-2	Fuente de doble canal para la polarización de transistores GaAs MESFET y HEMT capaz de operar en los 4 cuadrantes tensión-corriente desarrollada por el Laboratorio de Microondas del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria
BAMEDBF	Banco de medida de baja frecuencia.
BF	Baja Frecuencia
BFCTRL	Subprograma que unido a SANACTRL controla el banco de medida de Baja Frecuencia BAMEDBF
BJT	Bipolar Junction Transistor
BPF	Band Pass Filter - Filtro Paso Banda
CAD,CAO	Computer Aided Design - Diseño Asistido por Ordenador
CENTRONIC, Paralell Port	Protocolo de Comunicaciones para el puerto paralelo utilizado para control de instrumentación
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
CONTINUA	Programa de control de las fuentes de alimentación FA1, FA2, FA3 y FA4
CPU	Control Process Unit - Unidad de Proceso de Datos - Microprocesador



Cuasi-TEM	Modo Cuasi Transversal Electromagnético que se propaga en las líneas microstrip
D/A, DAC	Convertidor Digital Analógico
D02AH	Digital 0.2 $\mu\text{m}$ Analogic HEMT Proceso de 0.2 $\mu\text{m}$ de anchura de puerta para transistores HEMT de la foundry PHILIPS con contacto de masa mediante bias-hole
D07A	Digital 0.7 $\mu\text{m}$ Analogic Proceso de 0.7 $\mu\text{m}$ de anchura de puerta para transistores MESFET de la foundry PHILIPS con contacto de masa mediante bias-hole
D07M	Digital 0.7 $\mu\text{m}$ Analogic Proceso de 0.7 $\mu\text{m}$ de anchura de puerta para transistores MESFET de la foundry PHILIPS con contacto de masa sin bias-hole
dB	Decibelio
DC	Direct Current - Corriente Continua
Dicom	Departamento de Ingeniería de Comunicaciones- Universidad de Cantabria
DICOM	Departamento de Ingeniería de Comunicaciones Own Models Modelos lineales y no lineales de MESFET y HEMT desarrollados por nuestro grupo de modelado.
DIOM9	Digital 0.9 $\mu\text{m}$ Digital MESFET Proceso de 0.9 $\mu\text{m}$ de anchura de puerta para transistores MESFET de la foundry SIEMENS
DRAIN	Drenador
DUT, DAM	Device Under Test - Dispositivo a Medir
EISA	Enhanced Interface Standard Advanced - BUS de Comunicación entre el ordenador Personal y las tarjetas de Control
ER07AD	Enhancement Resistive 0.7 $\mu\text{m}$ Analogic and Digital Proceso de 0.7 $\mu\text{m}$ de anchura de puerta que permite introducir transistores MESFET de enriquecimiento y depleción de la foundry PHILIPS en la misma oblea
F14	Proceso de AsGa hasta frecuencias de 14 GHz para transistores MESFET de la foundry GEC-MARCONI
F20	Proceso de AsGa hasta frecuencias de 20 GHz para transistores MESFET de la foundry GEC-MARCONI
F20 Bath-tub	Proceso de AsGa hasta frecuencias de 20 GHz para transistores MESFET de la foundry GEC-MARCONI con contacto de masa de tumba enterrada
FET	Field Effect Transistor
Foundry	Fundición: Fabrica en la que se manufacturan los dispositivos semiconductores y los circuitos integrados, bien sean circuitos monolíticos de alta frecuencia (MMIC) o de baja frecuencia (IC)
GaAs, AsGa	Arseniuro de Galio
GASCALC	Extractor comercial de modelos no lineales de MESFET y HEMT desarrollado por Michael Golio
GASMAP	Extractor comercial de modelos lineales de MESFET y HEMT desarrollado por Michael Golio
GATE	Puerta
GEC	General Electric Company



GP-IB,	General Purpose Interface Bus ó Hewlett Packard Interface Bus. Protocolo de
HP-IB,	Comunicaciones paralelo utilizado para el control de instrumentación capaz
IEEE-488	de controlar 14 aparatos simultáneamente
HBT	Heterojunction Bipolar Transistor
HEMT	High Electron Mobility Transistor
HF	High Frequency
HFET	Heteroestructure Field Effect Transistor (Véase HEMT)
HP	Hewlett Packard
I+D	Investigación y Desarrollo
I/O	Input / Output - Entrada / Salida
IBM	International Business Machines
IC	Integrated Circuit - Circuito Integrado
IC	Integrated Circuit - Circuito Integrado
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineering
IMST	Institut for Mobil-und Satelliten Funtechnik
InP	Fosforo de Indio
IP3	Interception Point Order 3 - Punto de Intercepción de Tercer orden
ISO	International Standardization Organization
JFET	Junction Field Effect Transistor - Transistor de Unión de Efecto Campo
LASER	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation
LED	Light-Emitting Diode
LF	Low Frequency
LIBRA	Simulador No Lineal de Circuitos de la empresa Hewlett Packard-Eesoff
LNA	Low Noise Amplifier - Amplificador de Bajo Ruido
LRM	Conjunto de estándares de calibración no coaxial Load-Reflect-Macht
LSI	Large Scale of Integration - Integración a gran escala, entre 100 y 10 <sup>4</sup> puertas por chip
MANPOWER	Manufacturable Power MMIC's for Microwave System Applications
MBE	Molecular Beam Epitaxy
MDS	Microwave Design Software. Simulador No Lineal de Circuitos de la empresa Hewlett Packard
MES	Metal Semiconductor
MESFET	Metal Semiconductor Field Effect Transistor
Microwave HARMONICA	Simulador No Lineal de Circuitos basado en el balance armónico de la empresa Compact Software
MIS	Metal Isolated Semiconductor - Metal Aislante semiconductor
MISFET	Metal Isolated Field Effect Transistor (Véase MOS)
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit.
MMICAD	Monolithic Microwave Integrated Circuits Analysis and Design Simulador Lineal de Circuitos de la empresa OPTOTEK
MOCVD	Metal Organic Chemical Vapour Deposition
MODFET	Modulation Doped Field Effect Transistor (Véase HEMT)
MOS	Metal Oxide Semiconductor
MS-DOS	Microsoft Device Operative System
MSI	Medium Scale of Integration - Escala Intermedia de Integración, entre 10 y 100 puertas por chip
MUX	Multiplexor





NANACTRL	Network Analyzer Control - Programa de control del analizador de Redes
NEC	National Electronic Component
NFMCTRL	Noise Figure Meter Control - Programa de Control del sistema de medida de Figura de ruido HP8970U desarrollado por el Laboratorio de Microondas del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria
OSL	Conjunto de estándares de calibración no coaxial Open-Short-Load
P-HEMT	Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor
PC	Personal Computer - Ordenador Personal
PLL	Phase Loop Lock
PML	Philips Microwave Limeil
POLDRAIN	Polarizador en sustrato microstrip para el terminal de Drain desarrollado por el Laboratorio de Microondas del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria
POLGATE	Polarizador en sustrato microstrip para el terminal de Gate desarrollado por el Laboratorio de Microondas del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria
PULSADA	Programa de control del Banco de medida Pulsada TR105
RF	Radiofrecuencia
RS-232	Protocolo de Comunicaciones Serie utilizado para control de instrumentación
S/N	Signal to noise ratio - Relación Señal Ruido
SANACTRL	Spectrum Analyzer Control - Programa de control del analizador de Espectros
SDD	Symbolic Defined Device - Forma de describir los elementos no lineales en el simulador MDS
SDHT	Selectively Doped Heterostructure Transistor (Véase HEMT)
SiGe	Germaniuro de Silicio
SOLT	Conjunto de estándares de calibración no coaxial Short-Open-Line-Thru
SOURCE	Fuente
SSI	Single Scale of Integration - Integración a escala simple, entre 1 y 10 puertas por chip
TE <sub>10</sub>	Modo transversal eléctrico uno-cero
TEGFET	Two Dimensional Electron Gas Field Effect Transistor (Véase HEMT)
TEM	Modo Transversal Electromagnético
TOM	Triquint Own Model
Touchstone	Simulador Lineal de Circuitos de la empresa HP-Eesoff
TR105	Banco Automatizado de medida pulsada desarrollado por el Laboratorio de Microondas del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria
TRL	Conjunto de estándares de calibración no coaxial Thru-Reflect-Line
TWT	Travelling Wave Tube - Tubo de Ondas Progresivas
URSI	Unión Científica Internacional de Radio
VCO	Voltage Controlled Oscillator - Oscilador Controlado por Tensión
VLSI	Very Large Scale of Integration - Integración a muy gran escala, más de 10 <sup>4</sup> puertas por chip
Windows™	Sistema operativo basado en “ventanas” de la firma Microsoft



# R

# Referencias Generales de la Tesis

- [ 1 ] - Abe H. and Y. Aono, *11 GHz GaAs Power MESFET Load-Pull Measurements Utilizaing a New Method of Determining Tuner Y-Parameters*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-27, pp. 394-397, May 1979.
- [ 2 ] - Abou-Elnour, A. and K. Schuernemann, *A rigorous model of tunneling and thermoionic currents in microwave HFET's*, 24<sup>th</sup> European Microwave Conference pp 1587-1592. Cannes, September 1994.
- [ 3 ] - Ahdjoudj Mourat, *Realisation d'un Banc de Mesure "Load Pull Charge Active" en Technologie Six Portes*. Rapport de Stage, Limoges 1993.
- [ 4 ] - Alonso E. y E.J. Finn . *FISICA:Volumen III, Fundamentos Cuánticos y Estadísticos*, Editorial Fondo Educativo Interamericano S.A., Mexico 1980.
- [ 5 ] - Angelov I., H. Zirath and N. Rorsman. *A New Empirical Nonlinear Model for HEMT and MESFET Devices*. IEEE Transactions on MTT, vol 40, n-12, pp 2258-2266 Dec. 1992.
- [ 6 ] - Anholt and S. Swirhun. *Equivalent-Circuit Parameter Extraction for Cold GaAs MESFET's* . IEEE Transactions on MTT, vol 39, n-7,pp 1243-1247 July 1991 .

- [ 7 ] - Anholt and S. Swirhun. *Measurements and Analysis of GaAs MESFET's Parasitics Capacitances*. IEEE Transactions on MTT, vol 39, n-7, pp 1247-1251 July 1991 .
- [ 8 ] - Anholt R.E. and Stanley E. Swirhun, *Experimental Investigation of the Temperature Dependence of GaAs FET Equivalent Circuits*, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 39, pp 2020-2036, Sep. 1992.
- [ 9 ] - Arnold, Michael Golio, Monte Miller and Bili Beckwith. *Direct Extraction of GaAs MESFET intrinsic element and parasitics inductance values* . IEEE MTT Symposium Digest, pp 359-362 1990.
- [ 10 ] - Artal E., P. Gonzalez y T. Sanjuan, *Medidas y Modelización de Diodos Monolíticos Interdigitales en AsGa* .Unión Científica Internacional de Radio URSI, actas pp 327-330, Canarias, Septiembre de 1994.
- [ 11 ] - Artal, J.M. Zamanillo, A. Mediavilla, A.Tazón, *Prácticas de Circuitos de Radiofrecuencia y Microondas*. Unión Científica Internacional de Radio, Cáceres, Septiembre de 1991
- [ 12 ] - Bandler, R.M. Biernacki, Q. Cai and S. H. Chen, *A Robust Physics Oriented Statistical GaAs MESFET Model* . GaAs 94', Applications Symposium, April 1994, pp. 173-176.
- [ 13 ] - Bandler, R.M. Biernacki, S.H. Chen, J. Song S.Ye Qi-jun Zhang. *Analytically Unified DC/Small-Signal/Large-Signal Circuit Desing* . IEEE Trans. on MTT, vol 39 no7, July 1991 .
- [ 14 ] - Bandler, S.H. Chen, S. Ye and Q.J. Zhang. *Robust model parameter extraction using Large-Scale optimization concepts* . IEEE MTT-Symposium, pp 319-322,1988.
- [ 15 ] - Bengtsson, Mikael García and Iitcho Angelov. *An Extraction Program for Nonlinear Transistor Model Parameters for HEMTs and MESFETs*. Microwave Journal Vol 38, no.1, pp 146, 153 January 1995 .
- [ 16 ] - Berroth M. and Roland Bosch. *Broad-Band Determination of the FET Small-Signal Equivalent Circuit* . IEEE Transactions on MTT, vol 38, n-7 pp 891-895, July 1990.
- [ 17 ] - Berroth M. and Roland Bosch. *High-Frequency Equivalent Circuit of Ga-As FET's for Large-Signal Applications*. IEEE Trans. on MTT, vol 39, n22 pp 224-229, February 1991.
- [ 18 ] - Brazil, *A Universal Large-Signal Equivalent Circuit Model for the GaAs MESFET*, 21<sup>th</sup> European Microwave Conference, pp. 921-926, Sept. 1991



- [ 19 ] - Bridge J.P., P.H. Ladbrooke & A. J. Hill. *Characterisation of GaAs MESFET and HEMT chips packages for accurate hybrid circuit design*. IEE Proceedings-H, Vol. 139, no. 4, pp 330-336, August 1992.
- [ 20 ] - Byun, M. S. Shur, A. Peczalski, F. Schurmeyer, *Gate-voltage Dependence of Source and Drain Series Resistance and Effective Gate Length in GaAs MESFET's*, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol 35, No 8, pp. 1241-1246, 1988.
- [ 21 ] - Calandra, Enrico F., *A novel approach to the characterization and modelling of microwave transistor packages*, 24<sup>th</sup> European Microwave Conference pp 1398-1403. Cannes, September 1994.
- [ 22 ] - Camacho Peñalosa C., T.M. Martín Guerrero, J.T. Entrambasaguas Muñoz, *Circuitos Equivalentes Distribuidos para la Simulación de Diferentes Topologías de MESFETs*, Unión Científica Internacional de Radio URSI, actas, pp 1334-1338, Canarias, Septiembre de 1994
- [ 23 ] - Camacho-Peñalosa and C.S. Aitchinson. *Modelling frequency dependence of output impedance of a microwave MESFET at low frequencies*. Electronic Letters 6<sup>th</sup> June 1985, vol 21 n°12 pp 528-529.
- [ 24 ] - Canfield, S. C. F. Lain, D. J. Allstot, *Modeling of Frequency and Temperature Effects in GaAs MESFET's*. IEEE . Solid-State Circuits, Vol. 25, N° 1, pp. 209-306, Feb 1990.
- [ 25 ] - Caverly Robert H. and Nitin Jain, *Modelling GaAs PIN Diodes for microwave and millimeter wave applications*, 24<sup>th</sup> European Microwave Conference pp 1331-1336. Cannes, September 1994.
- [ 26 ] - Cirovic M.M., *Electrónica Fundamental: Dispositivos, Circuitos y Sistemas*, Editorial Reverté, Barcelona 1995.
- [ 27 ] - Cojocarú and Thomas J. Brazil. *A large-Signal Model for GaAs MESFET's and HEMT's valid at Multiple DC Bias-Points* . GaAs-94, Torino 1994 pp 419,422.
- [ 28 ] - Cojocarú V.I., Philip Perry and Thomas J. Brazil, *The Characterisation and Large-Signal Modelling of InGaAs pseudomorphic High Electron Mobility Transistors*. 24<sup>th</sup> European Microwave Conference pp 1598-1603. Cannes, September 1994.
- [ 29 ] - Costa J.C., Monte Miller Mike Golio & George Norris. *Fast, Accurate, On-Wafer Extraction of Parasitic Resistances and Inductances in GaAs MESFETs and HEMTs*. MTT-Symposium, pp 1011-1014, 1992.
- [ 30 ] - Courtois, B. *CAD and Testing of IC's and Systems. Where are we going ?* . Techniques of Informatics & Microelectronics for Computer Architecture TIMA, May 1993 .

- [ 31 ] - Curtice, *A MESFET Model for Use in the Design of GaAs Integrated Circuits*. IEEE Transactions on MTT-28, no.5, pp.448-456, May 1980.
- [ 32 ] - Cusack J.M., S.M. Perlow and B.S. Perlman, *Automatic Load Contour Mapping for Microwave Power Transistors*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-22, pp. 1146-1152, Dec. 1974
- [ 33 ] - Chambers D.R., *A Noise Source for Noise Figure Measurements*, Hewlett Packard Journal, pp. 26-27, April 1983.
- [ 34 ] - Chang, D.-Y. S. Day, *Analytical Theory for Current-voltage Characteristic and Field Distribution of GaAs MESFET's*. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol 36, No. 2, pp 269-280, 1989.
- [ 35 ] - Chen, D. K. Arch, *The Influence of Electric Field and Mobility Profile on GaAs MESFET Characteristics*. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 36, No 2, pp 269-280, 1989.
- [ 36 ] - Choi and Mukunda B. Das. *Origin and Modeling of the Frequency Dependent Output Conductance in Microwave GaAs MESFET's with Buried p Layer*. IEEE Transactions on Electron Devices , Vol 41, N° 10, October 1994 .
- [ 37 ] - Dambrine G., F. Danneville & A. Cappy. *Noise parameters of active devices: From device physics to characterization methods*. 23<sup>th</sup> European Microwave Conference, Workshop Proceedings, pp.26-28, September 1993.
- [ 38 ] - Dambrine, A.Cappy, F. Heliodore, E. Playez. *A new method for deteminig the FET small-signal equivalent circuit* . IEEE Transactions on MTT vol 36, n° 7, July 1988.
- [ 39 ] - Daniel Tom T. & Reza Tayrani. *Fast Bias Dependent Device Models for CAD of MMICs* . Microwave Journal, pp 76,85, February 1995.
- [ 40 ] - Das, C. *Schedule of Eurochip MPC Runs*. Document F003 rev. 15 pp 1-3, Sep, 1994.
- [ 41 ] - De Raedt, Walter. *InP Technology Drives Millimeter Wave Hemt Amplifiers*, Microwaves & RF, Vol. 34 no. 14, pp 65-73, October 1995.
- [ 42 ] - Dortu J.M. and J.E. Muller, *Accurate Large-Signal GaAs MESFET Modelling for a Power MMIC Amplifier Design*, Microwave Journal, pp 74-84, April 1993.
- [ 43 ] - Dunsmore, Joel. *Techniques Optimize Calibration of PCB Fixtures and Probes*, Microwaves & RF, Vol. 34 no. 14, pp 96-108, October 1995



- [ 44 ] - Eskandarian A., and S. Weinreb. *A note on Experimental Determination of Small-Signal Equivalent Circuit of Millimeter-Wave FETs* , IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 41, No. 1, pp 159-162, January 1993.
- [ 45 ] - Farina M., G. Gerini, T. Rozzi. *A new technique for the field analysis of active FET devices* , 24<sup>th</sup> European Microwave Conference pp 865-869. Cannes, September 1994.
- [ 46 ] - Feng, A. Hintz, *Simulation of Submicrometer GaAs MESFET's using a full Dynamic Transport Model*, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol 35, No. 9, pp. 1419-1431, 1988.
- [ 47 ] - Feng, C.L. Lau & C. Ito, *A Technique for Correction of Parasitic Capacitance on Microwave  $f_t$  Measurements of MESFET and HEMT Devices*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol 39, No. 11, pp. 1880-1882, 1991.
- [ 48 ] - Fernández Arribas M.A. *Informe sobre un programa de Control del medidor de figura de Ruido HP 8970B*, Universidad de Cantabria, Laboratorio de Microondas, Informe interno Septiembre de 1993.
- [ 49 ] - Fernández Ibañez T. *Diseño de un sistema experimental automático para la caracterización DC y pulsada de transistores de Alta Frecuencia*. Tesina de Licenciatura, Santander, Octubre 1991
- [ 50 ] - Fernández, A. Mediavilla, A. Tazón, J.L. García. *Low Frequency Dispersion Measurements for Nonlinear Microwave MESFET Modelling*. GaAs'92 European Gallium Arsenide Symposium. ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, April 1992.
- [ 51 ] - Fernández, A. Mediavilla, Y. Newport, A.Tazón y J. M. Zamanillo. *Project ESPRIT 6050 MANPOWER Report-1* . December 1992
- [ 52 ] - Fernández, A. Mediavilla, Y. Newport, A.Tazón y J. M. Zamanillo. *Project ESPRIT 6050 MANPOWER Report-2* . April 1993
- [ 53 ] - Fernández, A. Mediavilla, Y. Newport, A.Tazón y J. M. Zamanillo. *Project ESPRIT 6050 MANPOWER Report-3* July 1993
- [ 54 ] - Fernández, A. Mediavilla, Y. Newport, A.Tazón y J. M. Zamanillo. *Project ESPRIT 6050 MANPOWER Annexed to Report-3* . July 1993
- [ 55 ] - Fernández, A. Mediavilla, Y. Newport, A.Tazón y J. M. Zamanillo. *Project ESPRIT 6050 MANPOWER Report-4* . October 1993
- [ 56 ] - Fernández, A. Mediavilla, Y. Newport, A.Tazón y J. M. Zamanillo. *Project ESPRIT 6050 MANPOWER Report-5* .January 1994

- [ 57 ] - Fernández, A. Mediavilla, Y. Newport, A.Tazón y J. M. Zamanillo. *Project ESPRIT 6050 MANPOWER Report-6* . February 1994
- [ 58 ] - Fernández, A. Mediavilla, Y. Newport, A.Tazón y J. M. Zamanillo. *Project ESPRIT 6050 MANPOWER Report-7* . April 1994
- [ 59 ] - Fernández, A. Mediavilla, Y. Newport, A.Tazón y J. M. Zamanillo. *Project ESPRIT 6050 MANPOWER Report-8* . May 1994
- [ 60 ] - Fernández, A. Mediavilla, Y. Newport, A.Tazón y J. M. Zamanillo. *Project ESPRIT 6050 MANPOWER Report-9* . June 1994
- [ 61 ] - Fernández, A. Mediavilla, Y. Newport, A.Tazón y J. M. Zamanillo. *Project ESPRIT 6050 MANPOWER Report-10* . July 1994
- [ 62 ] - Fernández, A. Mediavilla, Y. Newport, A.Tazón y J. M. Zamanillo. *Project ESPRIT 6050 MANPOWER Report-11* . September 1994
- [ 63 ] - Fernández, A. Mediavilla, Y. Newport, A.Tazón y J. M. Zamanillo. *Project DASSAULT Report-1* . December 1994
- [ 64 ] - Fernández, A. Mediavilla, Y. Newport, A.Tazón y J. M. Zamanillo. *Project DASSAULT Report-2* . January 1995
- [ 65 ] - Fernández, A. Mediavilla, Y. Newport, A.Tazón y J. M. Zamanillo. *Project DASSAULT Report: July-95*, July 1995.
- [ 66 ] - Fernández, J.M. García, Y. Newport, J.M. Zamanillo, A. Mediavilla, A.Tazón, *Estudio de la Influencia de la Temperatura Externa sobre el Comportamiento Estático y Pulsado de la fuente de Corriente Ids en GaAs MESFET*, Unión Científica Internacional de Radio URSI, Valladolid, Septiembre de 1994.
- [ 67 ] - Fernández, J.M. Zamanillo, A.Tazón, A.Mediavilla. *Extracción no lineal de modelos de transistores MESFET*. Unión Científica Internacional de Radio URSI, Málaga, Septiembre de 1992.
- [ 68 ] - Fernández, J.M. Zamanillo, Y. Newport, A. Mediavilla, A.Tazón, *Descripción de los Fenómenos que Intervienen en la caracterización Pulsada para el modelado No-Lineal de transistores GaAs MESFET*, Unión Científica Internacional de Radio URSI, Canarias, Septiembre de 1994.



- [ 69 ] - Fernández, Tomás. *Estudio del Comportamiento Dinámico y modelado gran señal de dispositivos GaAs MESFET para Comunicaciones en Tecnología Monolítica*. Tesis de Doctorado, Universidad de Cantabria, Octubre 1995.
- [ 70 ] - Fernández, Y. Newport, J. M. Zamanillo, A. Tazón, A. Mediavilla. *Modelling of Operating Point Non Linear Dependence of  $I_{ds}$  Characteristics from Pulsed Measurements in MESFET Transistors*, 23<sup>th</sup> European Microwave Conference, pp.518-521, Sept. 1993.
- [ 71 ] - Fernández, Y. Newport, J.M. Zamanillo, A.Mediavilla, A.Tazón. *Obtención de un Modelo Universal para MESFET a partir de Medidas DC, parámetros S y Pulsadas*. Unión Científica Internacional de Radio URSI, Valencia, Septiembre de 1993.
- [ 72 ] - Fernández, Y. Newport, J.M. Zamanillo, A.Tazón, A. Mediavilla. *Une Caracterisation Precise Non Lineaire de la Dependance du Point de Repos des Courves Pulsees I/V des Transistors TEC*. 8<sup>eme</sup> Journées Nationales Microondes, Brest, Mayo de 1993.
- [ 73 ] - Fernández, Y. Newport, J.M. Zamanillo, A.Tazón, A.Mediavilla. *High Speed Automated Pulsed I/V Measurement System*, EMC'93 23<sup>rd</sup> European Microwave Conference, Madrid, Septiembre de 1993.
- [ 74 ] - Fernández, Y. Newport, J.M. Zamanillo, A.Tazón, A.Mediavilla. *Modelling of Operating Point Nonlinear Dependence of  $I_{ds}$  Characteristics from Pulsed Measurements in MESFET Transistors*, EMC'93 23<sup>rd</sup> European Microwave Conference, Madrid, Septiembre de 1993.
- [ 75 ] - Fernández, Y.Newport, A.Tazón A.Mediavilla. *Extracting Advanced Large Signal MESFET Models from DC, AC and Pulsed I/V Measurements*, MIOP'93, Sindelfingen, Germany, pp.472-475. May 1993.
- [ 76 ] - Filicori, G. Vannini. *Large Signal Mathematical Modelling of GaAs MESFETs Including Low-frequency dispersive effects due to Traps and thermal Phenomena*, 23<sup>rd</sup> European Microwave Conference Workshop Proceedings, pp.37-40, Sept. 1993.
- [ 77 ] - Filicori, G.Vanini, A.Mediavilla, A.Tazón. *Modelling of Deviations Between Static and Dynamic Drain Characteristics in GaAs FETS*, 23<sup>rd</sup> European Microwave Conference Madrid, pp. 454-457, Sept. 1993.
- [ 78 ] - Friis, H.T., *Noise Figures of Radio Receivers*, Proc. of IRE, July 1944, pp 419-422.
- [ 79 ] - Froelich R., *Automated Noise-Parameter Measurements using a Microwave MESFET Probe*, Watkins-Johnson Company Technical Notes, Vol. 16, n°-1, January/February 1989.



- [ 80 ] - Froelich R., *Measurements of GaAs MESFET noise Parameters*, Watkins-Johnson Company Technical Notes, Vol. 13, nº-6, November/December 1986.
- [ 81 ] - Fukui H., *Desing of Microwave GaAs MESFETs for Broad-Band Low-Noise Amplifiers*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-27, pp.643-650, July 1979.
- [ 82 ] - Fukui H., *Optimal Noise Figure of Microwave GaAs MESFETs*, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-26, pp.1032-1037, July 1979.
- [ 83 ] - Fukui. *Determination of the basic device parameters of GaAs MESFET*. Bell Systems Teach pp. 711-797 1979.
- [ 84 ] - Fukuta, M., K. Suyama, H. Suzuki and H. Ishikawa, *GaAs Microwave Power FET*. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-23, pp.338-394, April 1976.
- [ 85 ] - García J.L., A.Tazón, J.M. Zamanillo, T.Fernández, Ll. Pradell. *III-V Modelling CAD Circuit Design Activities in Spain*. OHD'95 AMPERE Group and URSI 13<sup>th</sup> Colloquium Hertzian Optics and Dielectrics, Zaragoza, Septiembre de 1995.
- [ 86 ] - Gautier J.L., D. Pasquet and P. Pouvil, *Optical effects on the Static and Dinamic Characteristics of a GaAs MESFET*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol MTT-33, pp. 819-822, September 1985.
- [ 87 ] - GEC Marconi Materials and Technology Ltd. *GaAs IC Foundry Design Guide, Process F20/F14*, Caswell Towcester, Issue B, 1993
- [ 88 ] - Ghione, C. U. Naldi, F. Filicori. *Physical Modelling of GaAs MESFET's in an Integrated CAD Environement: From Device Technology to Microwave Circuit Performance*, IEEE Trans. MTT, Vol. 37, No. 3, pp. 457-468, 1989.
- [ 89 ] - Golio J.M. and Janet R.J. Golio. *Projected Frecuency Limits of GaAs MESFET's..* IEEE Transactions on MTT, vol 39, ngl pp 142-146, January 1991 .
- [ 90 ] - Golio J.M. *Large signal microwave device modelling challenges for high volume commercial applications*. 23<sup>th</sup> European Microwave Conference, Workshop Proceedings, pp.30-33, September 1993.
- [ 91 ] - Golio J.M., *GASMAP Gallium Arsenide Model Analysis Programs*, Software and User's Manual, Artech House 1991.
- [ 92 ] - Golio J.M.. *Microwave MESFET's and HEMT's* . Artech House 1991 .



- [ 93 ] - Golio, J.M. Miller, G. N. Maracas and D. A. Johnson, *Frequency Dependent electrical Characteristics of GaAs MESFET*, IEEE Trans. Electron Devices, Vol. ED-37, May 1990.
- [ 94 ] - Gonzalez, Guillermo. *Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design*. editorial Prentice-Hall, New Jersey 1984.
- [ 95 ] - Gupta M.S., O.Pitzalis, S.E. Rosebaum and P.T. Greiling, *Microwave Noise Characteristics od GaAs MESFETs: Evaluation by On-Wafer Low-Frequency Output Noise Current Measurements*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-35, pp. 1208-1218, December 1987.
- [ 96 ] - Hariu, K. Takahashi and Y. Shibata. *New Modeling of GaAs MESFET's*, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol ED-30, No 12, pp 1743-1749, 1983
- [ 97 ] - Herman, C.IC Pao, G.L. Lan and J.C. Chen. *Millimeter-Wave De-embedding using extended TRL ( ETRL ) approach*. IEEE MIT-Symposium pp 1033-1036 1990.
- [ 98 ] - Hewlett Packard, *Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements*, Application Note 57-1, 1992.
- [ 99 ] - Hewlett Packard. *Applying the HP8510 TRL calibration for non coaxial measuraments*. Product Note 8510-8. Feb. 1, 1987.
- [ 100 ] - Hewlett Packard. *BASIC / DOS file transfers for the BASIC lenguaje processor*. Application Note 82300B 1989.
- [ 101 ] - Hewlett Packard. *BASIC Lenguaje Reference*. Volumes 1 & 2 August 1989.
- [ 102 ] - Hewlett Packard. *HP11612A Bias Network*. Operating and Service Manual, Dec. 1983.
- [ 103 ] - Hewlett Packard. *HP8510C Operating and Programing Manual*. Manual, 1 August 1991
- [ 104 ] - Hewlett Packard. *HP8510B Network Analyzer 45 MHz to 40 GHz*. Technical data, 1 Feb 1988 .
- [ 105 ] - Hewlett Packard. *HP8510C Keyword Dictionary*. Manual, 1 June 1-991
- [ 106 ] - Hewlett Packard. *HP8510C Network Analyzer 45 MHz to 50 GHz*. Technical data, 1 August 1991.
- [ 107 ] - Hewlett Packard. *HP8510C On site Service Manual*. Manual, 1 August 1991 .
- [ 108 ] - Hewlett Packard. *HP8510C Test Set and Accesories*. Manual, 1 June 1-991
- [ 109 ] - Hewlett Packard. *Installing and Using HP BASIC in MS-DOS enviroment*. Nov. 1990.

- [ 110 ] - Hewlett Packard. *Integrating HP BASIC with MS-DOS Applications*. November 1990.
- [ 111 ] - Hewlett Packard. *Introductory Operating Guide for the HP8510A vector network analyzer with HP-9000 series 200/300 desktop computer (BASIC)* HP-IB Programming Note. February 1, 1986.
- [ 112 ] - Hewlett Packard. *On wafer measurements using the HP8510 Network and CASCADE MICROTECH Wafer Probes*. Product Note 8510-6, 1986
- [ 113 ] - Hewlett Packard. *S-parameters Desing.*. Product Note 154. April 1, 1972.
- [ 114 ] - Hewlett Packard. *Specifying calibration standards for the HP8510 network analyzer*. Product Note 8510-5A. Feb. 1, 1987.
- [ 115 ] - Hodges David A. and Horace G. Jackson. *Analysis and Design of Digital Integrated Circuits*, editorial Mc Graw Hill , International Student Edition, Japan 1<sup>st</sup> printing 1983.
- [ 116 ] - HSPICE *User's Manual*, Version H8907, Meta-Software, Campbell, CA, 1989.
- [ 117 ] - I.Cavia. *Desarrollo de software para el control de instrumentación en microondas*, Proyecto fin de carrera, Universidad de Cantabria, Diciembre 1.994
- [ 118 ] - Ikossi-Anastasiou K., A. Ezis and K Rai, *Temperature Dependence of Annealed AlGaAs/GaAs MODFET Ohmic Contacts*, IEEE Transactions on Electronic Devices Vol 35, pp 1786-1792, Nov 1988.
- [ 119 ] - Jastrzebski Adam K. *Characterisation and Modelling of Temperature and Dispersion Effects in Power MESFETs*. 24<sup>th</sup> European Microwave Conference, Proceedings pp 1319-1324, Cannes, September 1994
- [ 120 ] - Jastrzebski and Antony Davies. *Extraction of linear and non-linear MESFET models*. EMC- 1991, pp 945-952.
- [ 121 ] - Kawasaki, J. Kasahara. *Low-Frequency Dispersion of Transconductance in GaAs JFET's and MESFET's with an Ion Implanted Channel Layer*. IEEE Trans. Electron Devices, Vol 37, pp. 1789-1795, Aug 1990.
- [ 122 ] - Kellner W. *MESFETs and HEMTs for Power MMICs*. 23<sup>th</sup> European Microwave Conference, Workshop Proceedings, pp.12-17, September 1993.
- [ 123 ] - Kompa G. *Fundamentals in successful experimental active device modelling*. 23<sup>th</sup> European Microwave Conference, Workshop Proceedings, pp.22-25, September 1993.



- [ 124 ] - Kondoh, Hiroshi. *FET Power performance prediction using a linearized device model*. IEEE MTT-Symposium pp 569-572,1989.
- [ 125 ] - Kondoh. *An Accurate FET Modeling from Measured S-Parameters*. IEEE MTT, Symp. Digest, June 1986, pp. 377-380.
- [ 126 ] - Kurita O. and K. Morita. *Microwave MESFET Mixer*. IEEE Transactions Microwave Theory Techniques., vol. MTT-24, No.6, June 1976.
- [ 127 ] - Kurokawa. *Power waves and the scattering matrix*. IEEE Transactions Microwave Theory Tech., vol. MTT-13, No.2, March 1965
- [ 128 ] - Ladbrooke, S. R. Blight. *Low-frequency dispersion of Transconductance in GaAs MESFET's with Implications for other Rate-Dependent Anomalies*. IEEE Trans. Electron Devices, Vol 35, pp. 257-267, Mar. 1988.
- [ 129 ] - Ladvánszky J., *On Package Modelling*. 24<sup>th</sup> European Microwave Conference pp 1638-1643. Cannes, September 1994.
- [ 130 ] - Lane R.Q., *The Determination of Device Noise Parameters*, Proc. IEEE, Vol. 57, pp. 1461-1462, August 1969.
- [ 131 ] - Lautzenhiser S., A. Davidson and K. Jones, *Improve Accuracy of On-Wafer Tests Via LRM Calibration*, Microwaves & RF, pp. 105-109, January 1990.
- [ 132 ] - Lee K.W., K. Lee, M. S. Schur, T.T. Vu, P.C.T. Roberts, M.S. Helix. *Source, drain and gate series resistances and electron saturation velocity in ion implanted GaAs FET's*. IEEE Transactions, vol. ED-32, no. 5, May 1985.
- [ 133 ] - Lee, L. Forbes. *A Self-backgating GaAs MESFET Model for low frequency Anomalies*. IEEE Transactions. Electron Devices, Vol 37, pp. 2148-2157, Oct. 1990.
- [ 134 ] - Legido Riba. *Modelado de transistores en régimen no lineal*. E.U. Politécnica de Barcelona. Proyecto de fin de carrera 1991
- [ 135 ] - Leuzzi G., A. Serino and F. Giannini. *RC-Term correction in the evaluation of the parasitics inductances for microwave transistor modelling*. 24<sup>th</sup> European Microwave Conference pp 1628-1631 Cannes, September 1994.
- [ 136 ] - Liang C.J., H. Wong, R. H. Multikainen, R.M. Foukas, N.W. Cheung, M. Sokoloich and S.K. Cheung, *Temperature Dependence of GaAs MESFET Threshold Voltages*, Journal Scientific Technologies, Vol. B6, pp 1773-1778, Nov 1988.

- [ 137 ] - Ikossi-Anastasiou, A. Ezis and K. Rai. *Temperature Dependence of Annealed AlGaAs/GaAs MODFET Ohmic Contacts*. IEEE Transactions on Electron Devices, vol 35, pp. 1786-1792, Nov. 1988.
- [ 138 ] - Mackintosh, Bis. *The Technical and Commercial Capabilities of European GaAs Electronics Companies*. Information Engineering Directorate, Jan 1991 .
- [ 139 ] - Mallat Juha. *HEMT noise parameter formulation by using intrinsic noise sources one by one*. 24<sup>th</sup> European Microwave Conference pp 1604-1609. Cannes, September 1994.
- [ 140 ] - *Manpower - 6050, Six Monthly Report - Period 1 April to September 1992*, Oct. 1992
- [ 141 ] - *Manpower - 6050, Six Monthly Report - Period 2 Oct. 1992 to March 1993*, April 1993.
- [ 142 ] - *Manpower - 6050, Six Monthly Report - Period 3 April to September 1993*, Oct. 1993
- [ 143 ] - *Manpower - 6050, Six Monthly Report - Period 4 Oct. 1993 to March 1994*, April 1994.
- [ 144 ] - *Manpower - 6050, Six Monthly Report - Period 5 April to September 1994*, Oct. 1994
- [ 145 ] - *Manpower - 6050, Six Monthly Report - Period 6 Oct. 1994 to March 1995*, April 1995.
- [ 146 ] - *Manpower - 6050, Six Monthly Report - Period 7 April to September 1995*, Oct. 1995.
- [ 147 ] - Martín Guerrero, B. del Castillo Vazquez, C. Camacho Peñalosa. *Simulación de un MESFET de Potencia Mediante un Circuito Equivalente Distribuido*, Unión Científica Internacional de Radio URSI, actas pp 669-673, Canarias, Septiembre de 1994.
- [ 148 ] - Materka A. and T. Kacprack. *Computer Calculation of Large Signal GaAs FET Amplifier Characteristics*. IEEE Transactions on MTT, vol 33, n°2, pp 129-135, Feb. 1985.
- [ 149 ] - Mc Camant, Gary D. Mc Cormack and David H. Smith. *An improved GaAs MESFET model for SPICE*. IEEE Transactions on MTT, vol 38, n°6, pp 822-824, June 1990.
- [ 150 ] - Mediavilla A., J.M. Zamanillo and J.A. Teixeira, *Sistema Automático Vectorial de medida del Coeficiente de Reflexión en la Banda 2.45 GHz para la empresa CIMDOR*, Universidad de Cantabria, Mayo 1995.
- [ 151 ] - Mendes, Michael. *Find the optimum FET terminating impedance with the Smith Chart*. Microwaves & RF, pp 191-192, April 1990.
- [ 152 ] - Minasian. *Modelling the MESFET output nonlinearity*. Electronic Letters, 1979, n 215 pp 515-516.



- [ 153 ] - Minasian. *Simplified GaAs MESFET model to 10 GHz*. Electronic Letters, 1977, vol 13, nº 8 pp 549-550.
- [ 154 ] - Mishra et al. *The AlInAs-GaInAs HEMT for Microwave and Millimeter-Wave Applications*. IEEE Transaction on MTT, Vol 37, no. 9, pp 1274-1285, September 1989.
- [ 155 ] - Mitama M., and H. Katoh, *An Improved Computational Method for Noise Parameter Measurement*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-27, pp.612-615, June 1979.
- [ 156 ] - Muñoz S. y J.L. Sebastian. *Condición óptima de polarización y principales parámetros de un amplificador MESFET-RF de Potencia*, Unión Científica Internacional de Radio URSI, actas pp 317-321, Canarias, Septiembre de 1994.
- [ 157 ] - Nebus Jean-Michelle. *Systeme Automatique de Caracterisation des Quadripoles non Lineaires Microondes: Application a la Conception Optimale D'Amplificateurs et D'Oscillateurs de Puissance*. These Doctorat, Limoges, Juin 1988.
- [ 158 ] - Neuf D., *Fundamental Harmonic and Sampling MESFET Mixer Circuits*, Microwave Journal, pp 76-86, December 1995.
- [ 159 ] - Newport Y., J.M. Zamanillo, T. Fernández, A. Mediavilla, A.Tazón, *Discusión de los Métodos de Modelado MESFET Gran Señal a partir de Medidas Pequeña Señal*, Unión Científica Internacional de Radio URSI, actas, pp 85-89, Canarias, Septiembre de 1994.
- [ 160 ] - Newport Y., T. Fernández, J.M. Zamanillo, A. Mediavilla, A. Tazón. *Modelo no-lineal escalable para transistores MESFET de Alta Potencia*, Unión Científica Internacional de Radio URSI, Valencia, Septiembre de 1993.
- [ 161 ] - Newport Y., *Técnicas de modelado matemático gran señal de dispositivos GaAs MESFET de potencia y su aplicación al CAD no lineal*. Tesis Doctoral, Santander 1996.
- [ 162 ] - Okamoto, C. E. C. Wood and L. F. Eastman. *Schottky Barrier Heights of MBE Metal-AlGaAs Structures*. Applied Letters, Vol 38, pp. 636-638, Apr. 15, 1981
- [ 163 ] - Optotek, *MMICAD for Windows, Applicationes Notes*, Version 1,1993.
- [ 164 ] - Optotek, *MMICAD Linear Analysis and Design, User Manual*, Version 5.0,1991.
- [ 165 ] - Optotek, *SALSA Small And Large Signal Analysis for Transistors*, User Manual, Version 1.0,1995.
- [ 166 ] - Ouslimani A., A. Birafane, D. Pasquet, P. Pouvil and H. Leier. *Direct extraction method of small-signal equivalent circuit model of a GaInP/GaAs Heterounion Bipolar Transistor*, 24<sup>th</sup> European Microwave Conference pp 1593-1597. Cannes, September 1994.

- [ 167 ] - Paagi, P. H. Williams and J. M. Borrego. *Nonlinear GaAs MESFET Modeling Using Pulsed Gate Measurements*. IEEE MIT Symposium. Digest, pp. 229-231, 1988.
- [ 168 ] - Pascual Gutierrez, Juan Pablo. *Técnicas de optimización No-Lineal de transistores MESFET*. Tesina de Licenciatura, Santander, Octubre 1991 .
- [ 169 ] - Pascual, J.P. & E. Artal, *MMIC Amps offer controllable Broadband RF Gain*, *Microwaves & RF*, Vol. 34 no. 14, pp 83-95, October 1995.
- [ 170 ] - Peczalsky, C. -H. Chen, M. Shur, S. M. Baier. *Modeling and Characterization of Ion-implanted GaAs MESFET's*. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol ED-37, no. 1, pp. 11-20, 1990.
- [ 171 ] - Pedro, J.C. & Jorge Perez. *Understanding Intermodulation Distortion in GaAs FETs -Application to MMIC Design-*. Unión Científica Internacional de Radio URSI, actas, pp 224-228, Málaga, Septiembre de 1992.
- [ 172 ] - Perkins and Roger D. Pollard. *Millimeter-Wave vector measurements using multistate reflectometers with diode detectors* . IEEE MIT-Symposium, pp 1037-1040, 1990.
- [ 173 ] - PHILIPS Microwave Limeil GaAs Foundry and ASIC Design Centre. *ER07AD DESIGN MANUAL*, Version 11A, May 1992.
- [ 174 ] - Picheta L., E.A. Allamando, E. Gosse and Z. Razouki, *High Frequency C.A.D. Model of III-V Schitching Devices*, Unión Científica Internacional de Radio URSI, actas pp 666-668, Canarias, Septiembre de 1994.
- [ 175 ] - Pierce J.R. & A. Michael Noll, *Señales: La Ciencia de las Telecomunicaciones*, Editorial Reverté, Barcelona 1995.
- [ 176 ] - Pieroint M., R.D. Pollard and J.R. Richardson, *An Automated Measurement Technique for Measuring Amplifier Load-Pull and Verifying Large-Signal Models*, IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium Digest, pp. 625-628, 1986.
- [ 177 ] - Pirola M., G. Ghione, J.M. Dortu and J. Muller, *An Improved P-HEMT Large Signal Model for Medium-Power Ka-Band Amplifiers*, GaAs 94', Applications Symposium, pp 423-426, April 1994.
- [ 178 ] - Platzker, A. Palevsky, S. Nash, W. Struble and Y. Tajima. *Characterization of GaAs Devices by a Versatile Pulsed I-V Measurement System*, IEEE MTT-S Digest, 1990, pp. 1137-1140.



- [ 179 ] - Poole, Walter E. *Better Procesing Enhances Plastic GaAS IC Reliability*, Microwave & RF, Vol. 34 no. 14, pp 74-82, October 1995.
- [ 180 ] - Portilla Rubín, J. *Modelisation Electrique des Transistors a Effet de Champ pour la CAO des Circuits Microondes Linaires et Non Lineaires*, Tesis Doctoral, Université de Limoges, Limoges, Febereo 1994.
- [ 181 ] - Portilla Rubín, M. L. de la Fuente, E. Artal. *Circuitos MMIC a HEMT para receptor bajo ruido en la Banda K*, URSI 95', pp 879-882, Valladolid, Septiembre 1995.
- [ 182 ] - Pradell L., F. Purroy, M. Subirats, A. Ballester, F. Torres , J.O'Callaghan, I. Corbella. *Banco Automatizado para la Medida de Parámetros S, de Ruido y Características DC de Transistores en Oblea*, Unión Científica Internacional de Radio URSI,actas, pp 1349-1353, Canarias, Septiembre de 1994.
- [ 183 ] - Pradell L., I. Corbella, F. Purroy, M. Cáceres, G. Kompa, M. Novotny y F. Van Raay, *Comparación entre técnicas de medida y modelización de transistores MESFET y HEMT discretos hasta 40 GHz*, VII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio URSI, Actas Vol I,pp 44-48, Málaga Septiembre, 1992
- [ 184 ] - Pradell. *Diseño de amplificadores de bajo ruido en banda milimétrica*. Tesis doctoral. E.U. Politécnica de Barcelona 1989 .
- [ 185 ] - Pucell R.A., H.A. Haus and H. Statz, *Signal and Noise Propierties of Gallium Arsenide Microwave Field Effect Transistors*, Advances in Electronics and Electron Physics, Vol. 38, New York Academic Press, pp 195-265.
- [ 186 ] - Queré R., J. Obregón, J.P. Teyssier. *Non Linear Characterization and Modelling of Semiconductor Devices: An integrated Approach*. 23<sup>th</sup> European Microwave Conference, Workshop Proceedings, pp.18-21, September 1993.
- [ 187 ] - Quintanilla, M<sup>a</sup> Reyes. *Automatización del Banco de Baja Frecuencia para Caracterización de Transistores MESFET*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad de Cantabria.1993.
- [ 188 ] - Raucher, H.A. Willing. *Simulation of Nonlinear Microwave FET Performance Using a Quasi-Static Model*. IEEE Trans. MTT-S, no..10, October 1979.
- [ 189 ] - Reiser. *A Two-dimensional Numerical FET Model for DC, AC and Large Signal Analysis*. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol 20, pp 34-35, Jan. 1973



- [ 190 ] - Reynoso-Hernández, J. Graffeuil. *Output Conductance Frequency Dispersion and Low-Frequency Noise in HEMT's and MESFET's*. IEEE Transactions on MTT, Vol 37, pp. 1478-1481, Sept. 1989.
- [ 191 ] - Rizzoli V. and Alessandra Constanzo. *A Fully Conservative Nonlinear Empirical Model of the Microwave FET*. 24<sup>th</sup> European Microwave Conference, Proceedings pp 1325-1330, Cannes, September 1994.
- [ 192 ] - Rizzoli, A. Comstanzo, A. Neri. *An Advanced Empirical MESFET Model for Use in Nonlinear Simulation*. 22<sup>nd</sup> European Conference, Sweden, pp. 243-248.
- [ 193 ] - Rodriguez Tellez J. and K.A. Mezher. *Effect of scalability on non-linear MESFET model accuracy*. 24<sup>th</sup> European Microwave Conference pp 1632-1637. Cannes, September 1994.
- [ 194 ] - Rodriguez-Tellez and B. P. Stothard. *Simulation of Temperature and Bias Dependences of  $I$  and  $V_t$  of GaAs MESFET Devices*. IEEE Trans. Electron Devices, Vol 40, pp. 1730-1735, Oct. 1993.
- [ 195 ] - Rodriguez-Tellez and R. Ahmad. *Assesment of Quasi-Newton, Gradient and Random Optimization Algorithms for Microwave GaAs MESFET Device Model Refinement*. Microwave Journal, pp. 121-128, February. 1993.
- [ 196 ] - Rodriguez-Tellez et al. *A Highly Accurate Microwave Nonlinear MESFET Model*. Microwave Journal, pp. 280-285, February. 1993.
- [ 197 ] - Root David E, S. Fan and J. Meyer. *Technology Independent Non Quasi-static FET Models by Direct Construction from Automatically Characterized Device Data*, Proc. of 21<sup>st</sup> EMC, pp 427-430, April 1991.
- [ 198 ] - Root David E. *Measurement-based large-signal active device modelling for circuit simulation*, 23<sup>th</sup> EMC, Workshop Proceedings, page 29, Sept. 1993.
- [ 199 ] - Root David E.. *Analysis and Exact Solutions of Relaxation-Time Differential Equations Describing Non Quasi-Static Large Signal FET Models*. 24<sup>th</sup> European Microwave Conference, Proceedings pp 854-859, Cannes, September 1994.
- [ 200 ] - Rossek S.J., and C.E. Free, *Optical control of Microwave signals using GaAs FETs*, Electronics & Communication Engineering Journal, pp. 21-30, February 1994.
- [ 201 ] - Rubin. *De-embedding mm-Wave MIC's with TRL*. Microwave Journal, pp 141 - 150, June 1990.



- [ 202 ] - Ruiz Dou, Jose Luis. *Técnicas de Corrección de errores para la medida de parámetros de scattering*. Tesina de Magister, Santander, Septiembre 1989 .
- [ 203 ] - Ruiz M., José C. Pedro y Pablo Dorta. *Modelo No Lineal de Intermodulación del MESFET F-20 de GEC-MARCONI*, Unión Científica Internacional de Radio URSI,actas, pp 684-688, Canarias, Septiembre de 1994.
- [ 204 ] - Salah. *Explicit formulas for error correction in microwave measuring sets with switching-dependent port mismatches*. IEEE Transactions Instrumental Measurement vol IM-28 n°1, pp 67-71 March 1979.
- [ 205 ] - Sasaki Y., Noriyuki Tanino and Shigeru Mitsui. *Integrated CAD System for an MMIC using Symbolic Layout*. 24<sup>th</sup> European Microwave Conference, pp 1622-1627, Cannes, September 1994.
- [ 206 ] - Schneiderman, Ron. *GaAs Gains Ground Thanks to Wireless Communications*, Microwaves & RF, Vol. 34 no. 14, pp 33-43, October 1995.
- [ 207 ] - Schockley, W. *A unipolar field transistor*. Proc. IRE, n°40 pp1365, 1952
- [ 208 ] - Schreurs D., B. Nauwelaers, W. De Raedt and M. Van Rossum, *Requeriments of a Large Signal HEMT Model with Regard to Nonlinear MMIC Design*, GaAs 94', Applications Symposium, pp 427-439, April 1994.
- [ 209 ] - Schwab P.J. & M.F. Kelcourse, *A GaAs Driver/Decoder Utilizaing a Depletion Mode FET Process for use in an SP4T Switch*, Microwave Journal, pp 88-96, December 1995.
- [ 210 ] - Selmi L. and B. Ricco. *Modeling Temperature Effects in the DC I-V Characteristics of GaAs MESFET's*. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 40, pp. 273-277, Feb. 1993.
- [ 211 ] - Shur. *Analytical Models of GaAs MESFET's*. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol ED-25, No 6, pp 612-618, 1978.
- [ 212 ] - Sierra M., F. Molina, S. Tenorio y J.D. Gallego. *Caracterización y modelado de Transistores HEMT Convencionales y Pseudomórficos de bajo ruido en Microondas*, Unión Científica Internacional de Radio URSI, actas pp 100-104, Canarias, Septiembre de 1994.
- [ 213 ] - Singh R. & Christopher M. Snowden. *Large-Signal Modelling of Millimetre-Wave HEMTs*. 24<sup>th</sup> European Microwave Conference, Proceedings pp 1325-1330, Cannes, Sept. 1994
- [ 214 ] - Sledzik and Ingo Wolff. *A New Approach to Nonlinear Modelling and Simulation of MESFET's and MODFET's*. 20<sup>th</sup> European Microwave Conference pp 784-789, 1990.

- [ 215 ] - Sledzik and Ingo Wolff. *Large-Signal Modelling and Simulation of GaAs MESFET's and HFET's*. International Journal of Microwave and Millimeter Wave Computer Aided Engineering, Vol 2, No. 1 pp 49,60 1992.
- [ 216 ] - Snowden, D. Loret. *Two-Dimensional Hot Electron Models for Shortgate Length GaAs MESFET's*. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol 34, No. 2, pp 212-223, 1987.
- [ 217 ] - Snowden. *Semiconductor Device Modelling*. Springer-Verlag 1989
- [ 218 ] - Soares, Robert. *GaAs MESFET Circuit Design*. Artech House 1988.
- [ 219 ] - Statz H, et all, *GaAs FET Device and Circuit Simulation in SPICE*, IEEE Trans., ED-34,pp.160-169, 1987.
- [ 220 ] - Staudinger J., Mike Golio and Warren Seely. *Fixture Assists Discrete-Device Characterization*. Microwaves & RF, pp 114-116, June 1993.
- [ 221 ] - Staudinger Joseph. *Modelling GaAs MESFETs for RF Power Amplifiers*. Microwave Journal, pp 20-34, December 1995.
- [ 222 ] - Tachafine A., J.M. Belquin, P.A. Rolland, S. Delage, E. Chartier and H. Blanck. *Optimisation of GaInP/GaAs HBT structures for high power operation at X-band and extraction of non linear electrical circuits for CAD*. 24<sup>th</sup> European Microwave Conference, Proceedings pp 1331-1336, Cannes, September 1994.
- [ 223 ] - Tasker P.J., M.Demmler, M. Schlechtweg and M. Fernández Barciela. *Novel Approach to the Extraction of Transistor Parameters from Large Signal Measurements*. 24<sup>th</sup> European Microwave Conference, Proceedings pp 1301-1306, Cannes, September 1994.
- [ 224 ] - Tayrani R., J. Gerber, T. Daniel, R. Pengelly and U. Rohde. *A new and reliable direct parasitic extraction method for MESFET's and HEMT's*. 23<sup>rd</sup> European Microwave Conference, pp 451-453. Madrid, September 1993.
- [ 225 ] - Tayrani R., J. Gerber, T. Daniel, R. Pengelly and U. Rohde. *Reliably Extract MESFET and HEMT Parameters*. Microwave & RF, pp 131-135, June 1993.
- [ 226 ] - Tazón Puente, Antonio *Estudio del comportamiento no lineal de dispositivos activos Microondas*. Tesis de Doctorado, Santander Junio de 1987.
- [ 227 ] - Teyssier, Jean-Pierre. *Caractérisation en impulsions des transistors Microondes: Application a la Modélisation Non Linéaire pour la C.A.O. des Circuits*, Thèse du Doctorat, Limoges, Janvier 1994.



- [ 228 ] - Tucker R., *RF characterization of microwave Power FETs*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-29, pp. 625-628, 1986.
- [ 229 ] - Tuo X. & Ingo Wolff. *A Physics-Based Non-Quasi-Static Large Signal Model for GaAs MESFETs*, 24<sup>th</sup> European Microwave Conference pp 1313,1318. Cannes, September 1994.
- [ 230 ] - Vendelin G.D., M. Omori. *Circuit model for the GaAs MESFET valid to 12 GHz* Electronics letters, Vol 11, no. 3, pp 60-61, 1975.
- [ 231 ] - Viadud, J.P., R. Sommet, J.P. Teyssier, D. Floirot and R. Queré. *Nonlinear RF characterisation and modelling of heterounion bipolar transistors under pulsed conditions*. 24<sup>th</sup> European Microwave Conference pp 1610-1615. Cannes, September 1994.
- [ 232 ] - Vickers, Hans-Olof. *Determination of intrinsic FET parameters using circuits partitioning approach*. IEEE Transactions on MTT, vol 39, no.22, pp 363-366 Feb.1991.
- [ 233 ] - Vidalou, F. Grossier, M. Camiade and J. Obregon. *On Wafer Large Signal Pulsed Measurements*, MTT, Symposium Digest, pp. 831-834, 1989.
- [ 234 ] - Vogel R. *Determination of the MESFET resistance parameter using RF-wafer probing*. 17<sup>th</sup> European Conference, Rome 1987.
- [ 235 ] - Wager, A. J. McCamant. *GaAs MESFET Interface Considerations*. IEEE Trans. Electron Devices, Vol 34, pp. 1001-1006, May 1987.
- [ 236 ] - Wang G.W. & Lester F. Eastman. *An Analytical Model for I-V and Small-Signal Characteristics of Planar-Doped HEMT's*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 37, no. 9, pp 1395-1400, September 1989.
- [ 237 ] - Wemple S:H., W.C. Niehaus, H.M. Cox, J.V. DiLorenzo and W.O. Schlosser, *Control of Gate-Drain Avalanche in GaAs MESFETs*, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. DE-278, pp 1013, June 1980.
- [ 238 ] - White Paul M. & Richard M. Healy. *Improved Equivalent Circuit for Determination of MESFET and HEMT Parasitic Capacitances from "Coldfet" Measurements*. IEEE Microwave and Guided Letters, Vol. 3, no. 12, December 1993.
- [ 239 ] - Yuen C., Majid Riazat, Steve Bandy and George Zdasiuk. *Application of HEMT Devices to MMICs*. Microwave Journal, pp 87-104, August 1988.

- [ 240 ] - Zamanillo J.M., A. Mediavilla, A. Tazón, J.L. García. *Control Automático de la Instrumentación para la medida simultánea de Parámetros de Scattering y de las características I/V de transistores MESFET de Alta Frecuencia*. Unión Científica Internacional de Radio URSI, Valencia, Septiembre de 1993.
- [ 241 ] - Zamanillo J.M., A. Mediavilla, A. Tazón, J.L. García. *Extracción Automática de Modelos Lineales de transistores MESFET en AsGa*. Unión Científica Internacional de Radio URSI, Málaga, Septiembre de 1992.
- [ 242 ] - Zamanillo J.M., A. Mediavilla, A. Tazón, J.L. García. *Metodología para la extracción de Modelos Circuitales de Transistores MMIC GaAs MESFET de media/alta Potencia*. Unión Científica Internacional de Radio URSI, Valencia, Septiembre de 1993.
- [ 243 ] - Zamanillo J.M., T. Fernández, Y. Newport, A. Mediavilla, A. Tazón. *Modelado Lineal de Transistores P-HEMT y GaAs MESFET incluyendo la dependencia con el punto de polarización de sus elementos*. Unión Científica Internacional de Radio URSI, Valladolid, Septiembre de 1995.
- [ 244 ] - Zamanillo J.M., T. Fernández, Y. Newport, A. Mediavilla, A. Tazón. *Improved Wideband Linear Modelling of P-HEMT & GaAs MESFET Devices including Bias dependence of their elements*. *Microwaves & RF*, February 1996.
- [ 245 ] - Zamanillo Sainz de la Maza, José M<sup>a</sup>. *Medida de parámetros de Scattering en dispositivos microondas y modelización lineal de transistores MESFET*. Tesina de Licenciatura, Santander, Febrero de 1992.
- [ 246 ] - Zamanillo Sainz de la Maza, José M<sup>a</sup>. *Metodología para la Extracción Lineal y No Lineal de modelos Circuitales para Dispositivos MESFET y HEMT de media/alta Potencia*. Tesis de Doctorado, Santander, Diciembre de 1995.
- [ 247 ] - Zamanillo, T. Fernández, Y. Newport, I. Cavia, A. Mediavilla, A. Tazón. *Software de Control bajo Windows para Analizadores de espectro con Aplicaciones a la Docencia*. Unión Científica Internacional de Radio URSI, Valladolid, Septiembre de 1995.
- [ 248 ] - Zubklov A.M., *Design of MM-Wave Power HEMT by a Linear MIC C.A.D. System*, 24<sup>th</sup> European Microwave Conference pp 860,864. Cannes, September 1994.



