

CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE
EDUCACIÓN SUPERIOR DE ENSENADA

**MODELADO DE TRANSISTORES TEC GaAs NO
ENCAPSULADOS POR MEDIO DE UN CIRCUITO
ELÉCTRICO EQUIVALENTE**

TESIS
MAESTRÍA EN CIENCIAS

FRANCISCO ELIAS RANGEL PATIÑO

Ensenada, Baja California, México, septiembre de 1994.

RESUMEN de la Tesis de Francisco Elías Rangel Patiño presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California, México. Septiembre 1994.

MODELADO DE TRANSISTORES TEC GaAs NO ENCAPSULADOS POR MEDIO DE UN CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE

Resumen aprobado por:

La presente tesis está relacionada con la caracterización (estática y dinámica) y el modelado de transistores de efecto de campo en arseniuro de galio (TEC GaAs: MESFET y HEMT) por medio de un circuito eléctrico equivalente.

La caracterización estática efectuada consiste en mediciones eléctricas en régimen estático para las dos regiones de funcionamiento del transistor (región óhmica y región de saturación). Este conjunto de mediciones permite determinar los elementos resistivos, es decir, las resistencias de acceso. Para validar las técnicas de medición de las resistencias de acceso (R_s , R_d y R_g) fue necesario resolver las ecuaciones de transporte de corriente de la compuerta del TEC GaAs (barrera Schottky), permitiendo de esta manera determinar la porción de resistencia de canal que contribuye a las resistencias de acceso.

Concerniente a la caracterización en régimen dinámico, ésta permite, mediante la medición de los parámetros de dispersión y la utilización de los modelos apropiados, extraer el valor de los elementos reactivos del TEC GaAs intrínseco y extrínseco. Los modelos abordados en este trabajo de tesis y referentes a la caracterización dinámica, están basados en una solución analítica de los parámetros de admitancia del dispositivo intrínseco y extrínseco y permiten la determinación directa de los elementos del circuito eléctrico equivalente.

La validez del circuito eléctrico equivalente se verifica graficando en función de la frecuencia de medición, las partes reales e imaginarias de los parámetros de dispersión medidos y calculados a partir del circuito equivalente obtenido.

La mayor aportación de este trabajo se sitúa entonces en la modelización y la caracterización estática y dinámica así como en los métodos de extracción del circuito eléctrico equivalente de los transistores TEC GaAs.

ABSTRACT of the thesis, presented by Francisco Elías Rangel Patiño, in order to obtain the MASTER of SCIENCE DEGREE in TELECOMMUNICATIONS AND ELECTRONICS, Ensenada, Baja California, Mexico. Septiembre 1994.

EQUIVALENT CIRCUIT MODEL FOR GaAs FETs MOUNTED ON CHIP-CARRIER

Approved by:

The present dissertation deals with the characterization (static and dynamic) and modeling of gallium arsenide field effect transistors (GaAs FET: MESFET and HEMT) by means of an equivalent circuit.

The static characterization was carried out using electrical measurements in static regime and in both operation regions of the transistor, ohmic and saturation regions. This set of measurements allows the computation of the resistive elements, i.e. the access resistances (R_s , R_d y R_g). To validate the measurement techniques, the current transport equations had to be solved for the FET gate (Schottky barrier), and in this way the channel resistance portion that contributes to the access resistances, was determined.

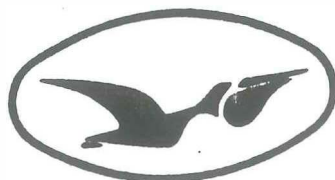
Concerning the dynamic characterization, it allows, using both scattering parameter measurements and suitable models the extraction of the reactive elements for both intrinsic and extrinsic GaAs FET's.

The models used in the dynamic characterization are based on the analytic solution of the admittance parameters for both the intrinsic and extrinsic FET. The analytic solution leads to a direct computation of the equivalent circuit elements.

The equivalent circuit is tested plotting, against the measurement frequency, the real and imaginary parts of both measured and calculated scattering parameters.

The main contributions of this work concern modeling, characterization (static and dynamic) and extraction methods of the GaAs FET equivalent circuit.

CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE
EDUCACIÓN SUPERIOR DE ENSENADA



DIVISIÓN DE FÍSICA APLICADA

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

**MODELADO DE TRANSISTORES TEC GaAs NO ENCAPSULADOS
POR MEDIO DE UN CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE**

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el
grado de MAESTRO EN CIENCIAS presenta:

FRANCISCO ELIAS RANGEL PATIÑO

Ensenada Baja California, México. Septiembre de 1994.

NO TE RINDAS.

*Cuando las cosas vayan mal como a veces pasa.
Cuando el camino parezca cuesta arriba.
Cuando tus recursos mengüen y tus deudas suban
Y al querer sonreír, tal vez suspiras;
Cuando tus preocupaciones te tengan agobiado,
Descansa si te urge, pero no te rindas.*

*La vida es rara con sus vueltas y tumbos
Como todos muchas veces comprobamos.
Y muchos fracasos suelen acontecer,
Aun pudiendo vencer, de haber perseverado.*

*Así es que no te rindas aunque el paso sea lento.
El triunfo puede estar a la otra esquina.
El triunfo es el fracaso al revés;
Es el matiz plateado de esa nube incierta
Que no te deja ver su cercanía...
Aun estando bien cerca!*

*Por eso, decídete a luchar sin duda,
Porque en verdad, cuando todo empeora,
El que es valiente, no se rinde, lucha!*

DEDICATORIA

A mi querida madre Rosalba Patiño por todo su amor, apoyo y comprensión en el logro de mis metas. A ella de todo corazón por ser lo que más amó en este mundo.

Con todo cariño a mis hermanas Miriam y Rosalba por todo su amor y cuidados a mi persona y por hacer de mi hogar un lugar maravilloso.

Por su gran amor, paciencia y apoyo incondicional a pesar de las distancias. A mi amada novia Alma Delia.

A la familia Ortiz Arteaga por hacerme sentir parte de ellos.

A la Q.F.B. Aurora Galicia por su gran amistad, apoyo y entusiasmo.

A mis amigos Jorge Granados, Rafael Solis y Reyna Bustos y a sus respectivas familias por todo el aprecio y entusiasmo en la realización de esta gran meta.

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a Dios nuestro Señor por haberme permitido llegar hasta aquí y darme la fortaleza necesaria para realizar todos mis planes.

A mi director de tesis Dr. Apolinar Reynoso, por todo su apoyo y consejos para la realización del presente trabajo.

A los miembros de mi comité de tesis: Dr. Javier Mendieta, Dr. Francisco Ocampo, M.C. José Luis Medina y M.C. David Covarrubias por sus valiosos comentarios y correcciones al manuscrito.

Al M.C. Benjamín Ramírez por el excelente trabajo realizado en el soldado de transistores.

A todo el personal del grupo de Altas Frecuencias del Departamento de electrónica y Telecomunicaciones.

Al personal del taller de mecánica fina del CICESE y especialmente al Sr. Benjamin Martínez por la construcción de la base de pruebas para transistores.

A mi amigo David Covarrubias por transmitirme el entusiasmo necesario para alcanzar esta meta y apoyarme en los momentos más difíciles.

A mis amigos Miguel Martínez, Horacio Martínez, Abel Rodríguez, Arturo Arvizu, Jorge Becerra, Manuel Corona, Ramón Soto, Alvaro Ramírez, Miguel Cota, Alejandro Cervantes, Calixto Estrada, Ivan Lepe, Carlos Murrieta, Luis Castro, Zarina Talamantes, Mario López y Nieves Sierra, por su gran amistad y por ser más que unos amigos, unos hermanos. Dios los bendiga a todos.

A los compañeros de nuevo ingreso por otorgarme su amistad en tan poco tiempo, especialmente a María de la Paz, Aidel, Martha, Rosa, Alvaro, Ernesto, Alberto, Rene y Ricardo.

A todo el personal del Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones por su ayuda

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología.

Al Instituto Mexicano de Comunicaciones.

A la Universidad Veracruzana.

CONTENIDO.

	<u>Página</u>
I INTRODUCCIÓN.	1
II MODELADO DE TRANSISTORES TEC GaAs.	5
II.1 Introducción.	5
II.2 Estructura del Transistor de Efecto de Campo de Arseniuro de Galio "MESFET".	6
II.3 Estructura del Transistor de Altamovilidad electrónica "HEMT".	8
II.4 Modelado de Componentes.	11
II.4.1 Circuito Eléctrico Equivalente en Pequeña Señal.	12
II.4.2 Significado Físico de los Elementos del Circuito Eléctrico Equivalente.	13
III MÉTODOS DE EXTRACCIÓN DEL CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE DEL TEC GaAs.	18
III.1 Introducción.	18
III.2 Métodos de Extracción de los Elementos Extrínsecos del Circuito Eléctrico Equivalente del TEC GaAs.	19
III.2.1 Métodos para el Cálculo de las Resistencias Extrínsecas.	20
III.2.1.1 Método en Régimen Estático.	21
III.2.1.2 Justificación del Factor Alfa.	30
III.2.1.3 Método en Régimen Dinámico.	40
III.2.2 Método de Extracción de las Inductancias Parásitas.	43
III.2.2.1 Método de Dambrine.	43
III.2.3 Método de Extracción de las Capacitancias Parásitas.	45
III.2.3.1 Método de Dambrine.	45
III.3 Métodos de Extracción de los Elementos Intrínsecos del Circuito Eléctrico Equivalente del TEC GaAs.	46
III.3.1 Método de Dambrine.	47
III.3.2 Método de Berroth.	49
III.3.3 Método de Golio.	51
III.4 Conclusión.	54

CONTENIDO (continuación)

	<u>Página</u>
IV DETERMINACIÓN DEL CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE DEL TEC GaAs.....	56
IV.1 Introducción.....	56
IV.2 Caracterización Estática.....	57
IV.2.1 Determinación de las Resistencias de Acceso.....	62
IV.3 Caracterización Dinámica.....	64
IV.3.1 Medición de Parámetros S de Transistores por un Analizador de Redes de Microondas.....	66
IV.3.1.1 Parámetros de Dispersión.....	66
IV.3.1.2 Analizadores de Redes.....	68
IV.3.2 Modelos de Error para Redes de Dos Puertos.....	70
IV.3.3 Técnicas de Calibración.....	72
IV.3.3.1 Calibración TRL.....	73
IV.3.4 Determinación de las Inductancias Extrínsecas.....	84
IV.3.5 Determinación de las Capacitancias Extrínsecas.....	85
IV.3.6 Cálculo de los Elementos del Dispositivo Intrínseco.....	87
IV.3.6.1 Obtención de los Parámetros Y del TEC Intrínseco a partir de los Parámetros S del TEC Extrínseco Medidos Experimentalmente.....	89
IV.4 Conclusión.....	92
V RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	93
V.1 Introducción.....	93
V.2 Resultados Experimentales de la Extracción del Circuito Eléctrico Equivalente de Transistores TEC GaAs.....	93
V.3 Conclusión.....	102
VI CONCLUSIONES GENERALES.....	106
VI.1 Análisis de Resultados y Discusión.....	106
VI.2 Aportaciones del Trabajo Realizado.....	108
VI.3 Recomendaciones.....	109
LITERATURA CITADA.....	111
APÉNDICE A.....	116
GLOSARIO.....	130

LISTA DE FIGURAS

Figura.....	Página.....
1. Estructura básica de un transistor MESFET.	6
2. Estructura convencional de un transistor HEMT.	9
3. Estructuras HEMT alternativas.	10
4. Circuito eléctrico equivalente del TEC GaAs.	14
5. Ubicación de los elementos del circuito eléctrico equivalente en las estructuras MESFET y HEMT.	15
6. Circuito eléctrico equivalente del TEC GaAs.	18
7. Corte transversal del transistor que ilustra el principio de medición de R_s , R_d y R_g	22
8. Modelo de un diodo real de barrera Schottky.	24
9. Modelo distribuido de diodo/resistencia para el TEC GaAs.	32
10. Gráfica de θ y curvas para los diferentes factores α contra corriente de compuerta normalizada.	39
11. Curvas de las diferencias de los factores α : $(\alpha_D - \alpha_i)$ y $(\alpha_t - \alpha_i)$ contra corriente de compuerta normalizada.	39
12. Esquema de la red distribuida RC bajo la compuerta.	40
13. Circuito equivalente del TEC GaAs en polarización $V_{DS} = 0$ y $V_{GS} < V_T$	45
14. Circuito eléctrico equivalente del TEC GaAs para el modelo de Dambrine.	47
15. Circuito eléctrico equivalente del TEC GaAs empleado por M. Golio.	51
16. Diagrama a bloques del banco de caracterización estática para transistores TEC GaAs.	58
17. Modelo D.C. de un transistor TEC GaAs.	59
18. Diagrama eléctrico de la caracterización estática.	59
19. Transconductancia G_m en función de V_{GS}	60
20. Característica $I_{DS}(V_{DS})$ para el cálculo de la conductancia de salida G_{DS}	61
21. Característica corriente-voltaje $I_{DS}(V_{GS})$ para el cálculo del voltaje de oclusión. ..	62
22. Diagrama eléctrico que ilustra el principio de medición de las características $I_G(V_{DS})$ e $I_G(V_{GS})$ para el cálculo de las resistencias parásitas.	63
23. Diagrama a bloques del banco de caracterización dinámica.	65
24. Red de dos puertos en función de las ondas incidentes y reflejadas.	67
25. Diagrama a bloques de un analizador de redes de microondas.	69
26. Modelo de doce términos de error a dos puertos.	72
27. Problemática de corrección de errores inducidos por la base de pruebas.	74
28. Representación del proceso de de_embedding.	75
29. Diagrama funcional a bloques de corrección de errores para un sistema de medición a dos puertos.	77

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura.....	Página
30. Modelo de error TRL de ocho términos y coeficientes generalizados.	79
31. Medición de las pérdidas del estándar THRU una vez realizada la calibración TRL en el analizador de redes.	82
32. Medición de la fase de S_{21} del estándar THRU, después de efectuada la calibración TRL.	83
33. Parte imaginaria de los parámetros Z contra la frecuencia en polarización $V_{DS} = 0$ y $V_{GS} > V_{bi}$ del transistor MESFET JS8873-AS para el cálculo de las inductancias parásitas.	85
34. Parte imaginaria de los parámetros Y contra la frecuencia en polarización $V_{DS} = 0$ y $V_{GS} < V_T$ del transistor MESFET JS8873-AS para el cálculo de las capacitancias parásitas.	86
35. Gráfica de los parámetros Y intrínsecos del transistor MESFET JS8873-AS en polarización $V_{DS} = 2V$ y $V_{GS} = 0.5V$, utilizados en el cálculo de los elementos del dispositivo intrínseco.	88
36. Obtención de la matriz Y correspondiente al dispositivo intrínseco, a partir de la matriz S extrínseca medida experimentalmente del TEC GaAs.	90
37. Método de extracción del circuito eléctrico equivalente.	91
38. Gráficas de los valores de los elementos del TEC intrínseco del transistor HEMT S8873-10 contra el voltaje compuerta-fuente para $V_{ds}=3$ volts.	95
39. Parámetros S de un transistor MESFET S8873-20.	98
40. Parámetros S de un transistor HEMT S8905-10.	99
41. Parámetros S de un transistor MESFET no-encapsulado JS8873-AS.	100
42. Parámetros S de un transistor MESFET no-encapsulado JS8873-AS. (carta de Smith y polar).	101
43. Gráficas de la transconductancia, tiempo de retardo, resistencia intrínseca, conductancia de salida de un HEMT S8905-10 contra voltajes de compuerta y drenador.	103
44. Gráficas de la capacitancias del TEC intrínseco de un HEMT S8905-10 contra voltajes de compuerta y drenador.	104
A1. Aplicación de la técnica TRL para obtener los parámetros de las cajas de error A y B.	116
A2. Conexión THRU.	117
A3. Conexión LINE.	117
A4. Representación de los cuadripolos A y B por sus parámetros S	120
A5. Conexión del estándar REFLECT.	123
A6. Inserción del dispositivo en la posición de referencia.	124

LISTA DE TABLAS

Tabla.....	<u>Página</u>
I. Características metalúrgicas y eléctricas de la película epitaxial tipo-n.	7
II. Nombre de los transistores de efecto de campo a heterounión y sus orígenes.	8
III. Características de los transistores bajo medición.	94
IV. Valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente para los transistores caracterizados.	97

MODELADO DE TRANSISTORES TEC GaAs NO ENCAPSULADOS POR MEDIO DE UN CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE

I INTRODUCCIÓN.

La evolución de los sistemas de comunicación vía espacio libre y vía fibra óptica ha sido posible gracias al desarrollo de la tecnología de dispositivos activos de estado sólido y, en especial, la de arseniuro de galio (GaAs). La experiencia adquirida tanto en las técnicas de crecimiento epitaxial como en las técnicas fotolitográficas ha permitido fabricar transistores con longitudes de compuerta del orden de $0.1\ \mu\text{m}$ y con excelentes características eléctricas en la región de las microondas y de las ondas milimétricas.

El diseño de circuitos de microondas, ya sean circuitos lineales (amplificadores de mediana potencia y de bajo ruido) o circuitos no-lineales (osciladores, amplificadores de potencia), se basa en el conocimiento del elemento activo. En general, los circuitos activos para microondas utilizan componentes en arseniuro de galio, los cuales son: los transistores de efecto de campo de tipo MESFET (Metal Schottky Field Effect Transistor), HEMT (High Electron Mobility Transistor) y PHEMT (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor), y más recientemente los transistores bipolares de heteroestructura HBT (Heterostructure Bipolar Transistor).

Los métodos comúnmente empleados en el diseño de componentes de uso en microondas son:

- 1.- Método desarrollado a partir de los parámetros dinámicos o de dispersión (parámetros S).
- 2.- Método desarrollado a partir de la obtención del circuito eléctrico equivalente.

El primer método considera al transistor como una caja negra y utiliza las medidas de los parámetros S del transistor. En cuanto al segundo método, los elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor se obtienen a través de mediciones en distintos

regímenes: en régimen continuo D.C. (caracterización estática), en régimen impulsional (caracterización de no-linealidades) y en régimen dinámico (caracterización dinámica). En la caracterización estática se miden las características de las corrientes que circulan entre dos terminales $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$, $I_{gs}(V_{ds}, V_{gs})$ e $I_{gd}(V_{ds}, V_{gd})$ con las cuales se obtienen la ganancia del transistor así como sus elementos resistivos (conductancia de salida, R_{ds} ; resistencia de fuente, R_s ; resistencia de drenador, R_d ; y resistencia de compuerta, R_g). En la caracterización en régimen impulsional se miden las mismas características $I(V)$ que régimen continuo, las cuales permiten obtener los elementos no-lineales del transistor (impedancia de salida, Z_{ds} ; transconductancia, G_m ; etc.). En la caracterización dinámica se miden en radiofrecuencia los parámetros dinámicos o de dispersión (S_{11} , S_{12} , S_{21} y S_{22}), con los cuales se determinan los elementos capacitivos e inductivos del transistor (C_{gd} , C_{gs} , C_{ds} , L_s , L_d y L_g). Cabe destacar que aunque en los dos métodos de diseño se requieren los parámetros **S**, la utilización que se hace de ellos es distinta.

El método de diseño desarrollado a partir de los parámetros **S** tiene como limitante principal el no conocer los elementos del transistor, lo que conduce a una estimación y a una predicción deficientes de las características de cualquier circuito de microondas y en especial los amplificadores retroalimentados [Martínez Reyes, 1993]. En cambio, el método de diseño desarrollado a partir del conocimiento del circuito eléctrico equivalente, permite estimar con un alto grado de confiabilidad las limitaciones y las características frecuenciales de cualquier circuito de microondas, por ejemplo: la ganancia, G ; la frecuencia de corte, F_t ; la frecuencia máxima de oscilación, F_{osmax} ; etc.. En el caso particular de los amplificadores de bajo nivel de ruido, es necesario disponer, además del circuito eléctrico equivalente, de los parámetros de ruido del transistor (coeficiente óptimo de reflexión, Γ_{op} ; figura de ruido, F ; figura de ruido mínimo, F_{min} ; etc.), los cuales se obtienen por medio de una caracterización adicional utilizando un banco de medición de parámetros de ruido. El

disponer de un circuito eléctrico equivalente y de los parámetros de ruido de los transistores antes mencionados permite abordar, no sólo el diseño, sino el diseño optimizado de circuitos lineales y no-lineales.

La validación de los circuitos equivalentes obtenidos se efectúa en dos etapas. La primera etapa consiste en diseñar algún circuito de microondas (lineal o no-lineal) por medio de simuladores comerciales (LIBRA, TOUCHSTONE, ACADEMY, MICROWAVE-SPICE, MDS, SUPERCOMPACT, HARMONICA, etc.) donde se introduzcan como datos los elementos del circuito eléctrico equivalente. La segunda etapa consiste en la realización física del circuito, la cual puede efectuarse mediante la tecnología de circuitos híbridos o circuitos integrados monolíticos para microondas MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuits).

En conclusión, los pasos de caracterización, modelado (obtención del circuito eléctrico equivalente), diseño y análisis se derivan lógicamente unos de otros para conducir finalmente a la fabricación de circuitos de microondas.

Por tanto, este trabajo de tesis tiene como objetivo hacer un estudio de los diversos modelos de circuito eléctrico equivalente, efectuar la caracterización estática y dinámica de una serie de transistores y obtener el circuito eléctrico equivalente para cualquiera de los modelos aquí planteados. De esta manera, en el capítulo II se presentan las estructuras de los transistores MESFET y HEMT y se explica el origen físico de los elementos del circuito eléctrico equivalente. Los métodos para la extracción de estos elementos son discutidos en el capítulo III. En él se plantean los métodos matemáticos empleados tanto en la caracterización estática como en la dinámica y se da solución a las ecuaciones de transporte de corriente, con el fin de poder establecer la influencia de la resistencia de canal (R_{CH}) en el cálculo de las resistencias de acceso (R_s , R_d y R_g). Sin embargo, para poder realizar una medida confiable de los parámetros dinámicos es necesario corregir los errores generados

por las imperfecciones del sistema de medición. Las técnicas empleadas para esta corrección son planteadas en el capítulo IV, donde además se describen los bancos de caracterización estática y dinámica, así como el proceso experimental para la determinación del circuito eléctrico equivalente. En el capítulo V, se presentan los resultados experimentales obtenidos al efectuar la caracterización y la modelización de transistores MESFET y HEMT. Finalmente en el capítulo VI se presentan las conclusiones y las aportaciones más importantes de este tema de estudio.

II MODELADO LINEAL DE TRANSISTORES TEC GaAs.

II.1 Introducción.

El funcionamiento de los TEC GaAs (MESFET, HEMT y PHEMT) puede modelarse por medio de un modelo físico o por medio de un modelo del tipo de circuito eléctrico equivalente. Los modelos físicos describen el funcionamiento de los TEC GaAs por medio de expresiones matemáticas desarrolladas a partir del conocimiento de las leyes físicas que gobiernan el transporte de corriente en los semiconductores, del conocimiento de las propiedades eléctricas del semiconductor como son: movilidad μ , concentración de portadores, N_D , etc. y de las propiedades geométricas por ejemplo: longitud de compuerta, L y ancho de canal, Z .

Los modelos del tipo de circuito eléctrico equivalente describen el funcionamiento de los TEC GaAs por medio de un circuito eléctrico equivalente formado, con elementos: resistivos, capacitivos, inductivos y por fuentes de corriente controladas por voltaje. Cada uno de estos elementos se originan en regiones bien determinadas de los TEC GaAs y su valor es extraído por medio de mediciones eléctricas en banda ancha (DC-RF).

En este capítulo se presenta la modelización de dos estructuras de TEC GaAs (MESFET y HEMT) por medio de un circuito eléctrico equivalente, se planteará el significado físico de los elementos de este circuito equivalente, con el fin de tener las bases necesarias para una determinación de estos elementos por medio de mediciones eléctricas en banda ancha.

II.2 Estructura del Transistor de Efecto de Campo de Arseniuro de Galio "MESFET".

La estructura básica de un transistor de efecto de campo de arseniuro de galio (MESFET) se muestra en la figura 1. Este transistor se fabrica sobre una película epitaxial de GaAs, de conductividad tipo-n, que se crece sobre un sustrato de GaAs impurificado con cromo. Este último material resulta tener una resistividad ρ muy alta ($\approx 10^8 \Omega - Cm$) y, generalmente se le llama semi-aislante. Este dispositivo se compone de tres contactos metálicos, dos óhmicos y uno rectificante. La formación de los contactos se hace por evaporación de Au-Ge/Ni y de aluminio respectivamente. Los contactos óhmicos constituyen el drenador (D) y la Fuente (S), mientras que el contacto rectificante, que es en esencia una barrera Schottky, constituye la compuerta (G).

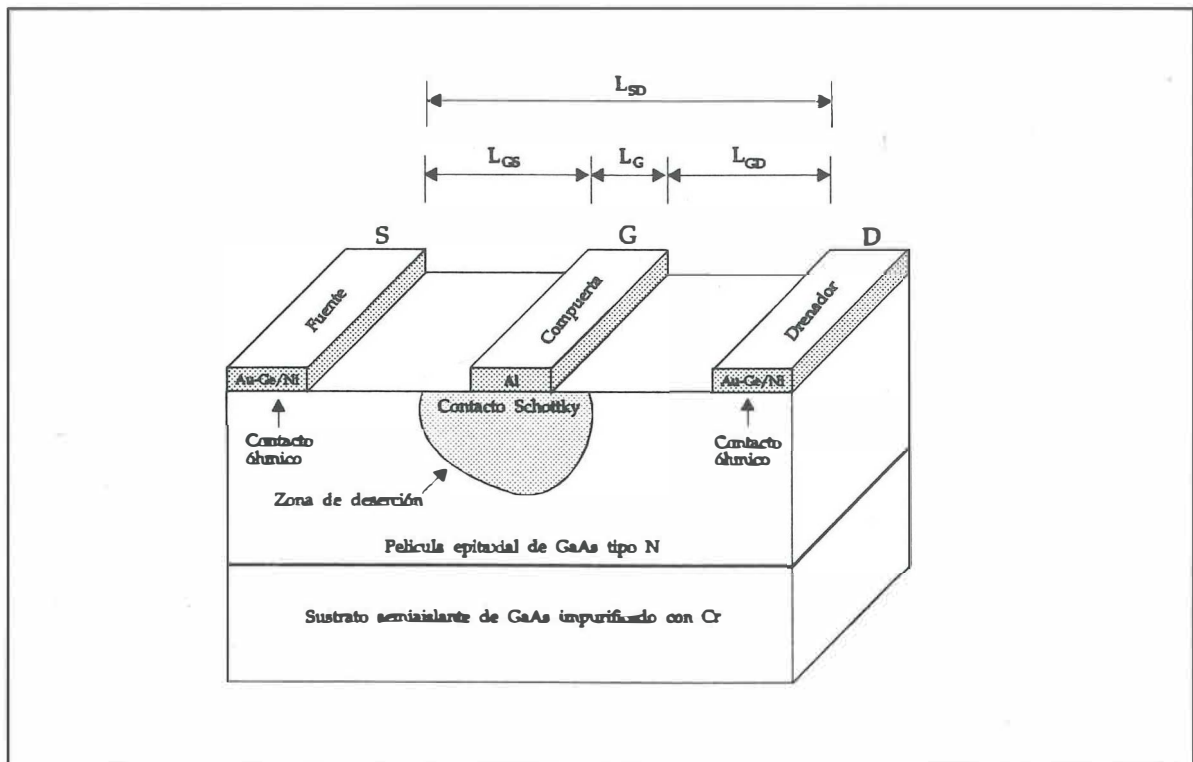


Figura 1. Estructura básica de un transistor MESFET.

Las características metalúrgicas y eléctricas de la película epitaxial tipo-n deben permitir operar al transistor con pequeños valores de voltaje de drenador y de compuerta. Estas características se muestran en la tabla 1.

Tabla I.- Características metalúrgicas y eléctricas de la película epitaxial tipo-n.

Espesor	$a(\mu m)$	$0.1\mu m \geq a \geq 1\mu m$
Concentración de portadores	$N_D(cm^{-3})$	$1 \times 10^{16} \leq N_D \leq 1 \times 10^{17}$
Movilidad	$\mu_n(cm^{-3} \cdot V^{-1} \cdot s^{-1})$	$\mu_n \geq 3000$

Los parámetros geométricos también influyen en el funcionamiento del dispositivo; se trata de la longitud de compuerta (L_G), la longitud de canal (L_{DS}), la distancia (L_{GS}) entre compuerta y fuente y, la distancia (L_{GD}) entre compuerta y drenador. En general, se debe procurar que las dimensiones de los parámetros geométricos, impuestas por los límites tecnológicos, sean lo más pequeñas posible. En efecto, entre más pequeña sea la longitud de compuerta L_G , más cortos son los tiempos de tránsito bajo la compuerta y más alta es la frecuencia de operación del dispositivo. Una longitud de canal L_{DS} de pequeñas dimensiones hace que disminuya el voltaje de saturación V_{DSAT} entre drenador y fuente. Cuanto más pequeña es la separación L_{GS} entre fuente y compuerta, menor es la resistencia de fuente R_s , la cual tiene un efecto nocivo sobre la transconductancia g_m y sobre el factor F de ruido del dispositivo. Finalmente una pequeña separación entre drenador y compuerta disminuye la resistencia R_d de drenador.

II.3 Estructura del Transistor de Alta Movilidad Electrónica "HEMT".

El transistor de alta movilidad electrónica (HEMT) es un dispositivo de efecto de campo a heteroestructura. El término "transistor de alta movilidad electrónica" es aplicado al dispositivo ya que la estructura hace uso de propiedades de transporte (alta movilidad y velocidad) de electrones en un pozo cuántico formado entre el material semiconductor de mayor ancho de banda (GaAlAs) y el material semiconductor de menor ancho de banda (GaAs). Otros nombres comúnmente aplicados a este dispositivo son listados en la tabla 2 [Ali y Gupta, 1990]. Cada uno de estos nombres se refiere a algún aspecto de la operación del dispositivo.

Tabla II.-Nombre de los transistores de efecto de campo a heterounión y sus orígenes.

Acronimo	Nombre	Aspecto del dispositivo	Origen
HEMT	High Electron Mobility Transistor	Movilidad electrónica	Fujitsu
MODFET	Modulation Doped FET	Capa epitaxial dopada	Cornell, Univ. de Illinois, Rockwell
TEGFET	Two-Dimensional Electron Gas FET	Distribución electrónica	Thomson CSF
SDHT	Selectively Doped Hetero-structure Transistor	Capa epitaxial dopada	AT&T Bell Labs.

Los transistores de alta movilidad electrónica son los más recientes de una nueva generación de transistores fabricados con semiconductores III-V, los cuales hacen uso de heterouniones para su operación. Las heterouniones en estos dispositivos son formadas entre semiconductores de diferente composición y anchos de banda prohibida,

GaAs/AlGaAs y InGaAs/InP. Esto en contraste al MESFET el cual utiliza uniones entre materiales semejantes.

La figura 2 presenta una vista transversal de una estructura convencional HEMT. Como en el MESFET, tres contactos metálicos (fuente, compuerta y drenador) son hechos en la superficie de la estructura semiconductor. La fuente y el drenador son contactos óhmicos mientras que la compuerta es una barrera Schottky. Sin embargo, una rápida comparación entre la figura 2 del HEMT y la figura 1 del MESFET muestran que la estructura HEMT es significativamente más compleja. Esta complejidad, además, está asociada con dificultades de fabricación, costos adicionales, y bajas producciones. Las motivaciones principales para continuar con tal estructura son significativas mejoras en la figura de ruido del dispositivo así como mejoras de funcionamiento en altas frecuencias.

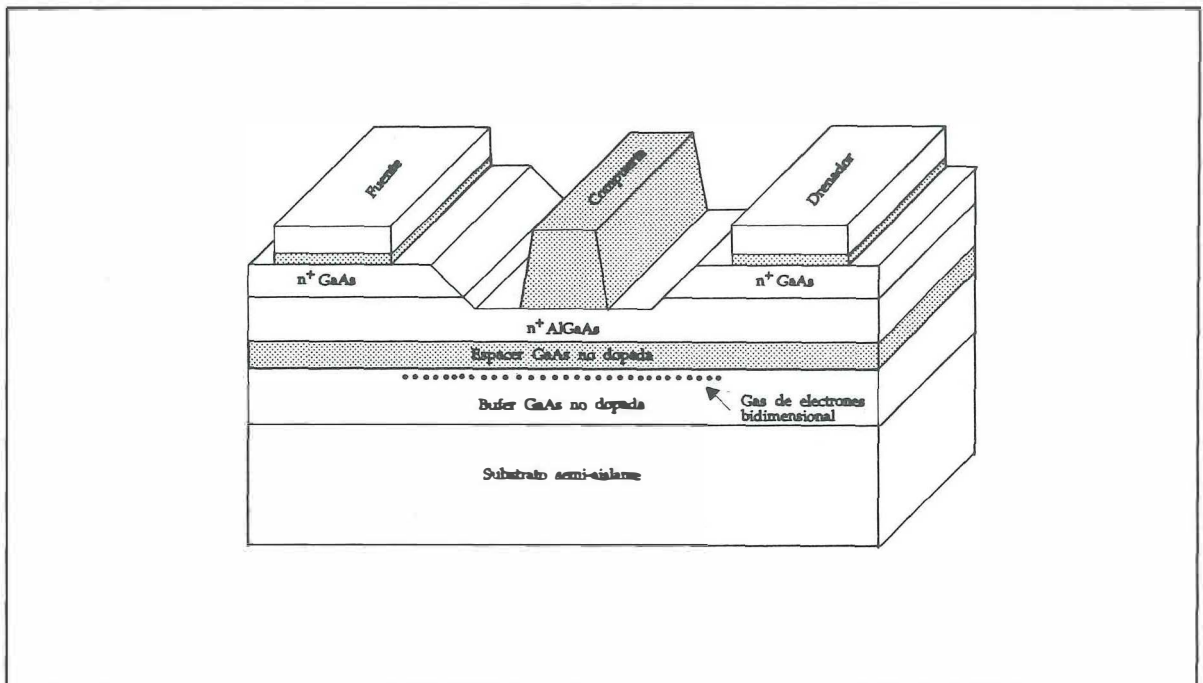


Figura 2. Estructura convencional de un transistor HEMT.

En la práctica, otros tipos de estructuras de capas semiconductoras son a menudo usadas en la fabricación de HEMT's para microondas y ondas milimétricas. la figura 3 presenta tres alternativas de estructuras que tienden a ser empleadas en la realización de dispositivos HEMT. La figura 3(a) ilustra las capas requeridas en la fabricación de un HEMT pseudomorfo. Esta estructura es similar a las capas ilustradas en el HEMT convencional de la figura 2, pero utiliza una capa adicional de InGaAs no dopado. HEMT's basados en tecnología de materiales de InP, también ofrecen ciertas características atractivas. La figura 3(b) ilustra las capas requeridas para realizar HEMT's usando esta tecnología. Finalmente, la figura 3(c) ilustra las capas usadas en un dispositivo HEMT múltiple [Golio,1991]. Sin embargo, la heterounión de más interés es la efectuada entre AlGaAs dopado con silicio y GaAs no dopado. La razón de Al a Ga en el AlGaAs es típicamente de 25% de Al y 75% de Ga. La composición de la capa es a menudo indicada por su nombre, como en $Al_{0.25}Ga_{0.75}As$.

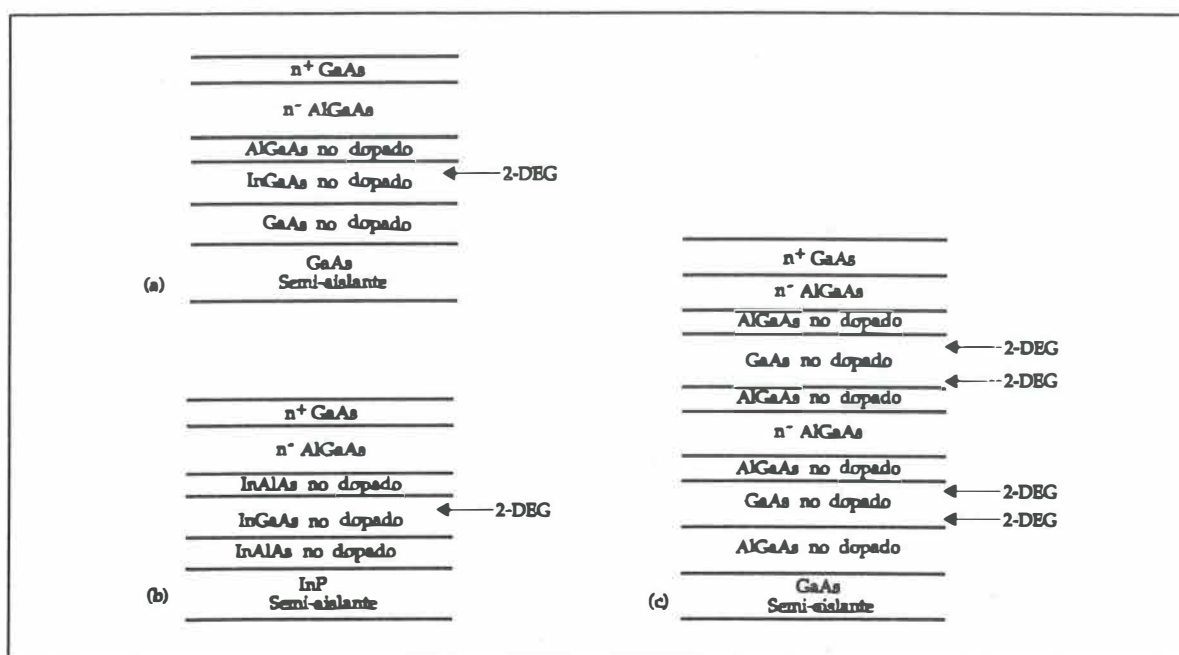


Figura 3. Estructuras HEMT alternativas: (a) HEMT pseudomorfo; (b) HEMT pseudomorfo basado en tecnología InP; (c) HEMT de pozo cuántico múltiple.

Las dimensiones geométricas importantes del HEMT son (L , Z , L_{GS} , L_{GD} , L_S y L_D), las cuales se ilustran para el MESFET en la figura 1. Como sucede con el MESFET la dimensión más importante que caracteriza a la estructura física del HEMT es la longitud de compuerta. Esta dimensión es crítica en la determinación de los límites de frecuencia máxima en el HEMT. El ancho de la compuerta y otras dimensiones geométricas de la superficie afectan el funcionamiento del HEMT en forma similar como sucede con el funcionamiento del GaAs MESFET. Similarmente, el intervalo de valores de longitud y ancho de compuerta usados en la fabricación del HEMT son típicamente idénticos a las usadas en la fabricación del MESFET.

II.4 Modelado de Componentes.

Existe un gran número de modelos de dispositivos semiconductores presentes en la literatura, estos juegan un papel importante tanto para diseñadores de dispositivos como para diseñadores de circuitos. De acuerdo a sus aplicaciones, estos pueden dividirse en dos grandes categorías: Los modelos físicos [Grebene y Ghandhi, 1968; Pucel *et al.*, 1975] de gran interés para los fabricantes de componentes y los modelos eléctricos destinados a la concepción de circuitos.

Los modelos físicos son muy atractivos para los diseñadores de dispositivos. Tales modelos también son útiles a los diseñadores de circuitos que tienen el control sobre el proceso de fabricación pero tienen que recurrir a una optimización simultánea de ambos, los dispositivos y los circuitos en los cuales se usarán. Además, un modelo físico es útil para predecir las variaciones en el funcionamiento eléctrico debido a los efectos del proceso de fabricación del dispositivo. Usando tal aproximación, puede predecirse el funcionamiento a partir de datos físicos que describen al dispositivo solamente (geometría del dispositivo y

propiedades del material semiconductor). No se requiere caracterización eléctrica de un dispositivo, los méritos de esta aproximación para diseñadores de dispositivos son obvias.

Desafortunadamente, los modelos puramente físicos no son tan precisos como se requiere para la mayoría de las aplicaciones de diseños de circuitos, un segundo problema con el modelo físico es que la información concerniente al diseño físico del dispositivo a menudo es difícil o imposible de obtener especialmente para diseñadores de circuitos que utilizan dispositivos adquiridos comercialmente. Por estas razones, es necesario modelar el funcionamiento de este componente por medio de un circuito eléctrico equivalente, en donde los valores de los elementos pueden ser obtenidos a través de un conjunto de datos medidos.

Los modelos en pequeña señal, gran señal, y los modelos de ruido son utilizados para obtener información concerniente a las características de cada clase de dispositivo.

En una aplicación típica, un importante uso de estos modelos permiten extrapolar datos medidos a frecuencias no cubiertas por las mediciones. Los modelos de ruido son usados para predecir la figura de ruido de topologías arbitrarias de circuitos, las cuales incorporan un dispositivo en particular, o para predecir el funcionamiento básico en ruido de un dispositivo. Un modelo en gran señal proporciona un medio para obtener información del funcionamiento concerniente a la operación no lineal de un dispositivo o combinación dispositivo-circuito.

II.4.1 Circuito Eléctrico Equivalente en Pequeña Señal.

El modelo de circuito eléctrico equivalente en pequeña señal del MESFET-HEMT es extremadamente importante para el diseño de circuitos de microondas. Estos modelos proporcionan una relación fundamental entre los parámetros S medidos y el proceso eléctrico ocurrido con el dispositivo. Cada uno de los elementos en el circuito eléctrico

equivalente se aproxima por un elemento del tipo concentrado que se relaciona con algún aspecto físico del dispositivo. Una apropiada selección de la topología, además de ser físicamente significativo, proporciona un excelente ajuste a los parámetros S medidos sobre un intervalo de frecuencia muy amplio. Cuando los valores de los elementos son extraídos apropiadamente, estos establecen la posibilidad de extrapolar el funcionamiento del dispositivo a frecuencias superiores a las capacidades de medición del equipo. Además, los valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente pueden ser escalados con el ancho de compuerta, habilitando de este modo al diseñador a predecir los parámetros S de dispositivos de diferentes tamaños proporcionados por la fábrica [Nagatomo *et al.*, 1993]. La habilidad para incluir el escalamiento del ancho de compuerta del dispositivo como parte del proceso de diseño del circuito es importante en la aplicaciones de diseño de MMIC (circuitos integrados monolíticos de microondas).

II.4.2 Significado Físico de los Elementos del Circuito Eléctrico Equivalente.

Una topología de circuito eléctrico equivalente TEC GaAs estándar se muestra en la figura 4. Aún cuando otras topologías de circuitos que involucran elementos adicionales han sido descritos en la literatura [Vickes, 1991; Youngseok *et al.*, 1993], la topología de la figura 4 ha mostrado que proporciona un excelente ajuste con los parámetros S medidos hasta 60 GHz [Kashiwa *et al.*, 1994]. Esta topología tiene la ventaja adicional que los elementos pueden ser extraídos directamente por medio de mediciones en banda ancha. En la figura 5, se muestra el circuito equivalente superpuesto en una vista seccional de las estructuras MESFET y HEMT, indicando el origen físico del circuito equivalente. Se dará una breve discusión de cada uno de los elementos del circuito equivalente y el papel que juega en el modelado de dispositivos físicos.

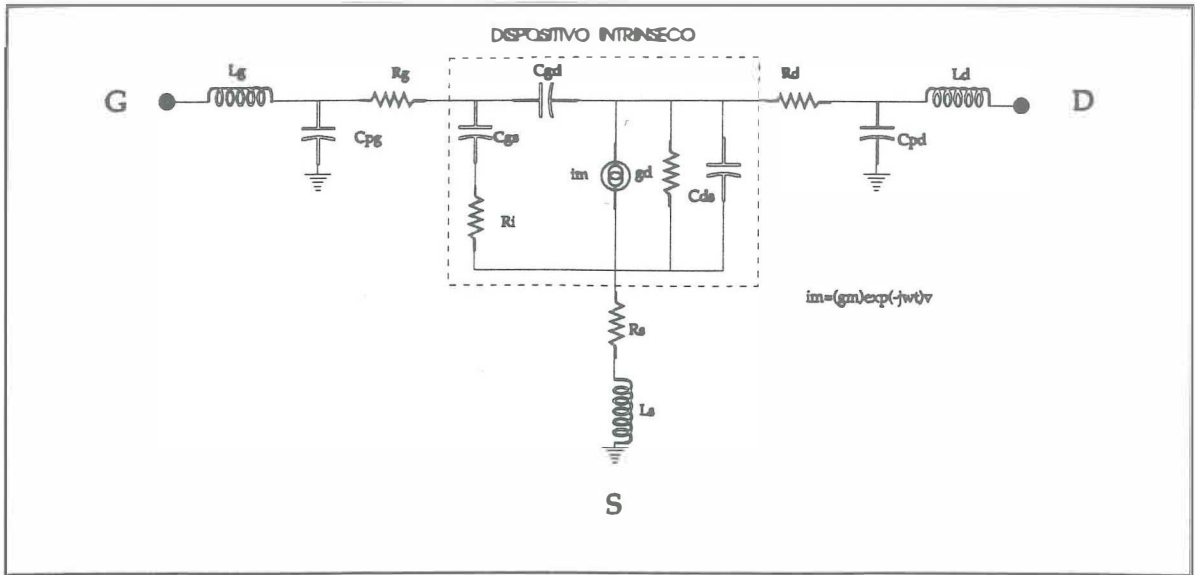
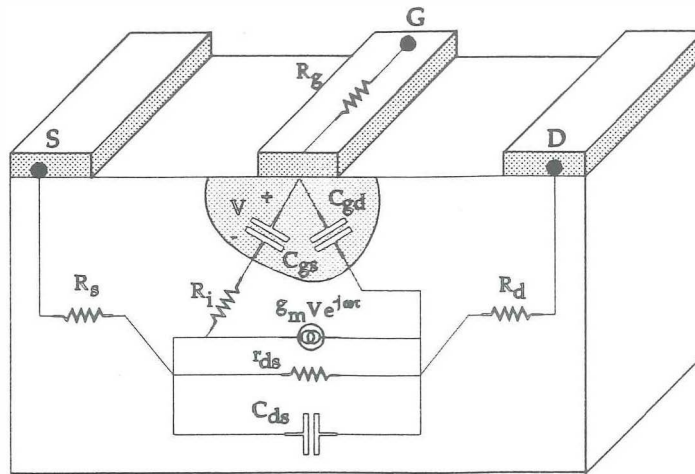
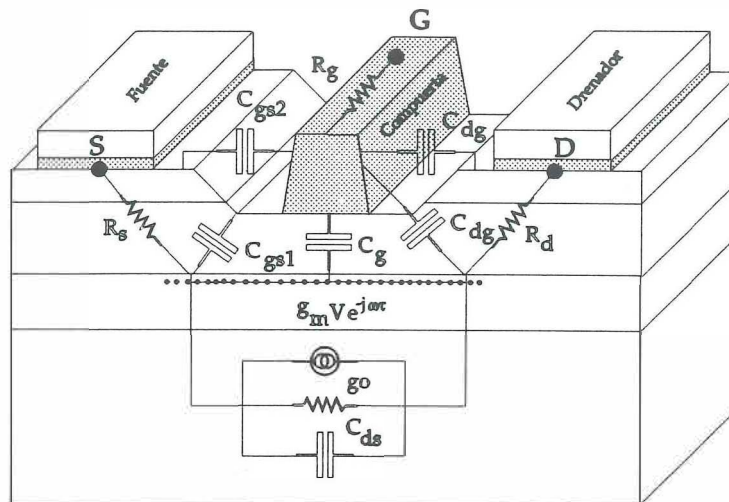


Figura 4. Circuito eléctrico equivalente del TEC GaAs.

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 (R_s , R_d , R_g , L_s , L_d , L_g , C_{pg} y C_{pd}). Estos últimos son independientes del punto de polarización en que se encuentra el transistor, mientras que, los intrínsecos varían según el punto de polarización.



(a) Circuito eléctrico equivalente de la estructura MESFET.



(b) Circuito eléctrico equivalente de la estructura HEMT.

Figura 5. Ubicación de los elementos del circuito equivalente en la estructuras MESFET y HEMT.

El significado físico de los componentes del modelo lineal del transistor TEC GaAs es el siguiente:

a) Parámetros intrínsecos:

- C_{gd} y C_{gs} son la capacitancia total de compuerta en el canal, estas tienen por objeto representar las variaciones de la zona de deserción bajo la compuerta debidas a las tensiones compuerta-drenador y compuerta-fuente respectivamente.

- C_{ds} es la capacitancia drenador-substrato.

- R_i es la resistencia equivalente de la estructura repartida del canal.

- R_{ds} es la resistencia de salida (nótese que en nuestro modelo utilizamos la conductancia de salida $G_{ds} = 1/R_{ds}$).

- g_m representa el mecanismo de ganancia intrínseca del TEC, conocida como transconductancia. Esta es una cantidad que permite evaluar la eficacia en el control de la corriente de drenador I_{DS} por la tensión de compuerta V_{GS} . La transconductancia esta íntimamente ligada a la geometría del transistor: es inversamente proporcional a la longitud de compuerta.

- τ representa el tiempo de transito de los portadores de carga, el cual indica el retardo (típicamente del orden de picosegundos) en la respuesta correspondiente a un cambio de tensión de compuerta V_{GS} .

b) Parámetros extrínsecos (elementos parásitos).

- Las resistencias R_s y R_d son debidas a las resistencias de contacto (contactos óhmicos) así como a la resistencia de volumen debida a la separación L_{SD}, L_{GD} . La resistencia de compuerta R_g resulta de la resistencia de metalización del contacto Schottky de compuerta. R_s y R_d tienden ligeramente a ser menores en HEMT's que en MESFET's.

Los valores de estas tres resistencias pueden ser estimados ya sea en mediciones de conducción directa o mediante los parámetros S usando técnicas de optimización.

- Las inductancias parásitas L_s , L_g y L_d se deben fundamentalmente a los contactos metálicos depositados sobre la superficie del dispositivo. Para dispositivos modernos de compuerta corta, la inductancia de compuerta es usualmente la más grande de las tres, aun cuando esta es una función de la estructura empleada. Estas inductancia se suman a las inductancias parásitas debidas a los alambres de conexión y a las inductancias parásitas de empaquetado, y deben ser tomadas en cuenta en el modelo del circuito.

- C_{pg} y C_{pd} son las capacitancias entre las terminales de compuerta y drenador.

II.5. Conclusión.

En este capítulo se han estudiado las estructuras TEC GaAs (MESFET y HEMT) y se ha planteado la importancia que tiene para los diseñadores de componentes de microondas el modelado de estos dispositivos. Se han enumerado las ventajas que existen en el modelado de transistores TEC GaAs por medio de un circuito eléctrico equivalente, a diferencia del empleo de modelos físicos. Se establece, entonces, como el modelo de circuito eléctrico equivalente en pequeña señal proporciona una relación fundamental entre parámetros S y el proceso eléctrico ocurrido en el dispositivo, donde cada uno de los elementos en el circuito eléctrico equivalente proporciona una aproximación a elemento concentrado de algún aspecto físico del dispositivo. Actualmente existen varios métodos para la extracción de los elementos del circuito eléctrico equivalente, estos métodos serán abordados en el capítulo siguiente.

III MÉTODOS DE EXTRACCIÓN DEL CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE DEL TEC GaAs.

III.1 Introducción.

En el modelado del TEC GaAs por medio de un circuito eléctrico equivalente es conveniente agrupar los elementos que forman el circuito eléctrico en dos categorías: a) los que son independientes de la polarización llamados extrínsecos y b) los que son dependientes de la polarización llamados intrínsecos. La figura 6 muestra la modelización de un TEC GaAs por medio de un circuito eléctrico equivalente considerando los elementos extrínsecos e intrínsecos.

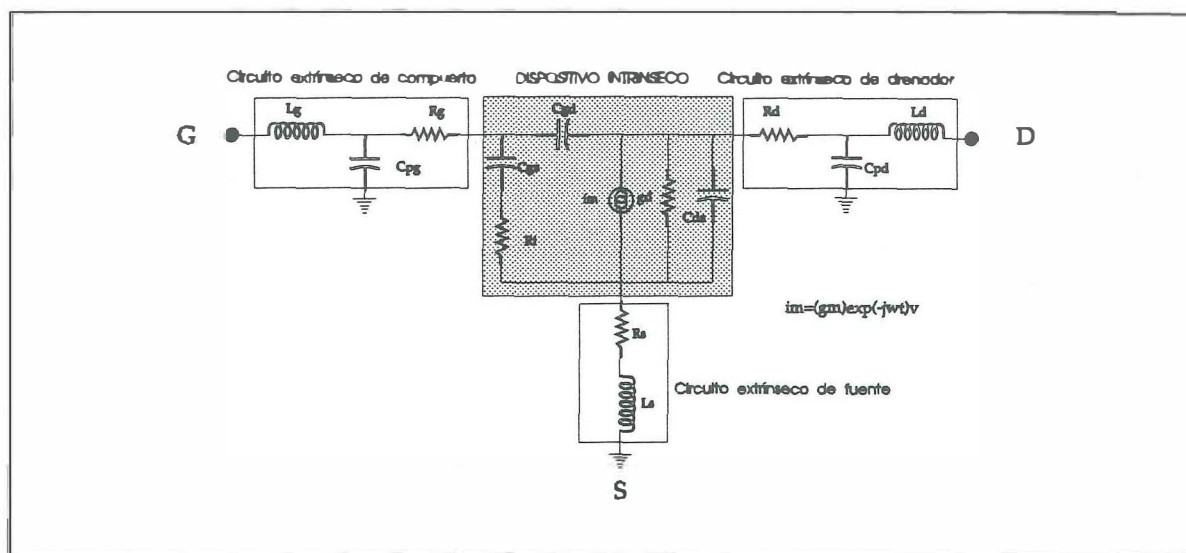


Figura 6. Circuito eléctrico equivalente del TEC GaAs.

Los TEC GaAs, en base a su modo de funcionamiento, se pueden modelar por medio de un circuito eléctrico equivalente en pequeña señal (modo lineal) o por medio de un circuito eléctrico equivalente en gran señal (modo no-lineal). La extracción de los elementos del circuito eléctrico equivalente se puede efectuar por medio de mediciones en banda ancha (DC-Radiofrecuencia) o bien por medio de una combinación de mediciones en

radiofrecuencia con métodos matemáticos conocidos como métodos de optimización. Sin embargo, la determinación del circuito eléctrico equivalente por medio de optimización tiene varios inconvenientes:

- i) Debido a pequeñas diferencias en la función de error, los valores óptimos de los elementos pueden variar dependiendo del método de optimización empleado y de los valores iniciales.
- ii) Puede no tener un significado físico el circuito equivalente obtenido.

Para resolver estos problemas, en los últimos años se han desarrollado nuevos métodos [Dambrine *et al.*, 1988; Berroth y Bosch, 1990; Golio *et al.*, 1990] para determinar el circuito eléctrico equivalente del TEC en pequeña señal. Estos métodos basan todos sus cálculos en medidas de parámetros *S* del transistor bajo distintas condiciones de polarización y en mediciones en régimen estático. A partir de estas medidas, se plantean una serie de expresiones matemáticas que permiten relacionar todos y cada uno de los elementos del circuito equivalente con las medidas efectuadas, de tal forma que los elementos así obtenidos tienen un significado físico del TEC, tal como se expuso en el capítulo I. A continuación se presentan los métodos de extracción de los elementos extrínsecos y de los elementos intrínsecos.

III.2 Métodos de Extracción de los Elementos Extrínsecos del Circuito Eléctrico Equivalente del TEC GaAs.

La determinación de los elementos extrínsecos del TEC GaAs es muy importante para conseguir una caracterización correcta del dispositivo, ya que el factor de ruido y el consumo de potencia son factores que, entre otros, muestran una gran dependencia con dichos elementos extrínsecos. Las resistencias, inductancias y capacitancias extrínsecas simulan el conjunto formado por los alambres de conexión y las metalizaciones del transistor en chip.

III.2.1. Métodos para el Cálculo de las Resistencias Extrínsecas.

Las resistencias de entrada R_s , R_d y R_g son elementos claves que determinan el funcionamiento de los transistores de efecto de campo. Los incrementos de R_s y R_g degradan el factor de ruido y la ganancia en potencia, mientras que un incremento en R_d aumenta la disipación en potencia del transistor. Una medición precisa de estas resistencias es crucial para una determinación confiable del circuito eléctrico equivalente.

Las técnicas [Fukui, 1979; Chauduri y Das, 1984; Bennet, 1987; Cheung y Cheung, 1986; Chauduri y Das, 1985] que se han desarrollado para evaluar estas resistencias parásitas están basadas en modelos físicos del dispositivo; sin embargo, ninguna de ellas ha permitido hasta ahora la obtención de la resistencia R_g .

Los autores de la primera técnica que se desarrolló [Hower y Bechtel, 1973] obtuvieron la suma de las resistencias de fuente R_s y de drenador R_d midiendo, en función del voltaje de compuerta, la resistencia drenador-fuente en pequeña-señal r_{ds} , con un voltaje drenador-fuente igual con cero.

$$r_{ds} = R_s + R_d + \frac{1}{G_o(1-\sqrt{\eta})} \quad (1)$$

$$G_o = \frac{q\mu aNW}{L} \quad (2)$$

$$\eta = \frac{V_{bi} - V_{GS}}{V_T} \quad (3)$$

donde:

G_o conductancia del canal bajo la compuerta.

q carga del electrón.

μ movilidad del electrón.

a espesor del canal activo.

N densidad de dopado.

- W ancho del canal.
 L longitud del canal.
 V_{bi} altura de la barrera Schottky.
 V_{GS} voltaje compuerta-fuente.
 V_T tensión de oclusión.

Esta técnica consiste en medir, mediante la variación del voltaje de polarización compuerta-fuente V_{GS} , la resistencia del canal en la región óhmica del transistor, a un pequeño valor del voltaje drenador-fuente V_{DS} . Este método, sin embargo, puede no ser preciso para los transistores actuales tales como el TEC GaAs fabricados por implantación iónica, ya que no toma en cuenta la no-uniformidad del dopado y los perfiles de movilidad. Por otro lado, como se muestra en la ecuación resultante (1), es necesario conocer tanto la altura de la barrera Schottky V_{bi} , como el valor de la tensión de oclusión V_T .

A continuación se estudiarán dos métodos que permiten el cálculo de las resistencias extrínsecas de los TEC GaAs: en primer lugar se estudiará un método [Reynoso Hernández *et al.*, 1993] que consiste en una caracterización estática del TEC GaAs, polarizando el transistor en directo; en segundo lugar se estudiará el método propuesto por Dambrine *et al.* [1988], que consiste en determinar las resistencias parásitas a partir de mediciones en régimen dinámico.

III.2.1.1. Método en Régimen Estático.

Desde un punto de vista experimental, esta técnica consiste en la medición de las características corriente-voltaje $I_G(V_{DS})$ e $I_G(V_G)$ bajo una polarización en directo de la compuerta y con el drenador o la fuente flotante según el caso. La figura 7 ilustra el principio de las mediciones. Desde un punto de vista teórico, esta técnica adapta el modelo de los diodos Schottky a los transistores TEC GaAs. Al desarrollar la teoría, se llega a la

resolución de un sistema de ecuaciones lineales simultáneas donde R_s , R_d y R_g son incógnitas y, donde algunos coeficientes son evaluados de acuerdo a técnicas [Chauduri y Das, 1984; Bennet, 1987; Cheung y Cheung, 1986] de cálculo de la resistencia en serie de los diodos Schottky. A continuación se establecen las ecuaciones del sistema de ecuaciones citado anteriormente.

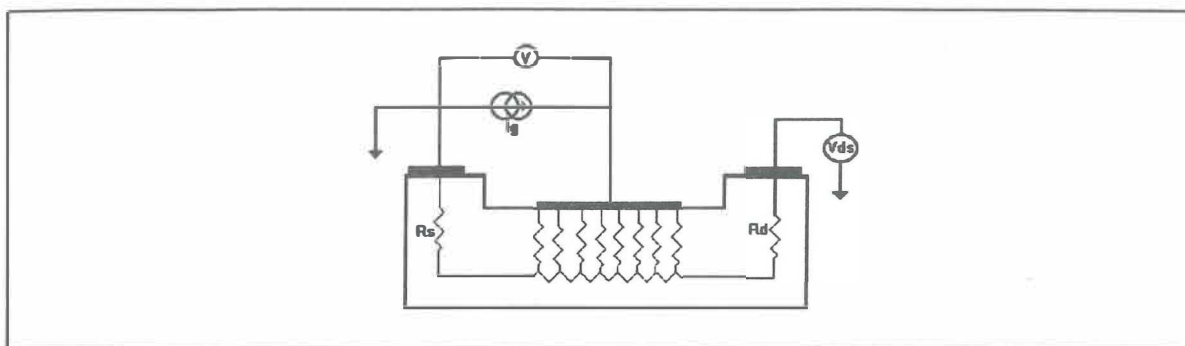


Figura 7. Corte transversal del transistor que ilustra el principio de medición de R_s , R_d y R_g .

a) Ecuaciones correspondientes a las características $I_G(V_{DS})$.

El voltaje V_{DS} se expresa en función de I_G como:

$$V_{DS} = I_G (R_s + \alpha_t R_{CH}) \quad (4)$$

donde:

I_G es igual a I_{GS} o I_{GD} según el elemento que se flota.

R_s es igual a R_s o R_d según el elemento que se flota.

$$\alpha_t = \frac{1}{2}$$

R_{CH} es la resistencia del canal inferior a la compuerta ($R_{CH} = 1/G_o$).

El significado de α_t viene de considerar una fracción del voltaje V_{DS} en la resistencia de canal, debido al flujo de corriente distribuida en la compuerta. Basado en este concepto

K. Lee [Lee *et al.*, 1984] ha sugerido que una resistencia adicional $\alpha_t R_{CH}$ debe aparecer con R_s .

Llamemos R^* al paréntesis de resistencias de la ecuación (4) y sean R^S y R^D los valores respectivos que resultan al dejar abierto el drenador o la fuente. R^S y R^D tienen por expresión:

$$R^S = R_s + \frac{R_{CH}}{2} \quad \text{a drenador flotante.} \quad (5)$$

$$R^D = R_d + \frac{R_{CH}}{2} \quad \text{a fuente flotante.} \quad (6)$$

donde R_s , R_d y R_{CH} son incógnitas. Estas expresiones constituyen las dos primeras ecuaciones del sistema por resolver.

Por otra parte, al conocer las características $I_{GS}(V_{DS})$ e $I_{GD}(V_{DS})$ los valores de los coeficientes R^S y R^D se deducen fácilmente de la ecuación (4) por:

$$R^S = \left(\frac{V_{DS}}{I_{GS}} \right)_{\text{drenador flotante.}} \quad (7)$$

$$R^D = \left(\frac{V_{DS}}{I_{GD}} \right)_{\text{fuente flotante.}} \quad (8)$$

b) Modelo del diodo Schottky y ecuaciones correspondientes a las características $I_G(V_G)$.

Para llegar al siguiente par de ecuaciones del sistema por resolver, la región del transistor entre la compuerta y la fuente se considera como un diodo real de barrera Schottky. Tomando primero el modelo correspondiente a un diodo Schottky ideal, la característica corriente-voltaje se describe por la ecuación siguiente:

$$I_G = I_s \cdot \exp\left(\frac{qV_D}{nkT} - 1\right) \quad (9)$$

donde:

I_G es la corriente que circula a través del diodo.

I_s es la corriente de saturación.

q es la carga del electrón.

V_D es la caída de potencial en el diodo ideal.

n es el factor de idealidad del diodo.

k es la constante de Boltzman.

T es la temperatura absoluta.

La corriente de saturación se expresa por la relación:

$$I_s = A_{eff} A^* T^2 \cdot \left(\frac{-qV_{bi}}{kT} \right) \quad (10)$$

donde:

A_{eff} es el área de la compuerta.

A^* es la constante de Richardson.

Un diodo real de barrera Schottky puede representarse por una resistencia R en serie con un diodo Schottky ideal (DSI); como se ilustra en la figura 8.

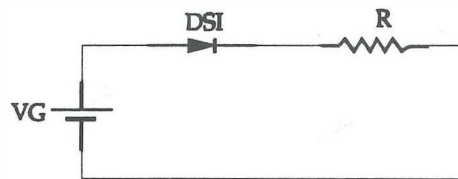


Figura 8. Modelo de un diodo real de barrera Schottky.

Bajo la influencia de una polarización directa, que en el transistor corresponde a la polarización V_G de la compuerta, la caída V_D de potencial en el diodo ideal se expresa por:

$$V_D = V_G - I_G R \quad (11)$$

donde:

V_G es igual a V_{GS} o V_{GD} a drenador o fuente flotante respectivamente.

I_G es igual a I_{GS} o I_{GD} a drenador o fuente flotante respectivamente.

Sustituyendo el valor de V_D en la ecuación (9), y para $V_G > \frac{3kT}{q}$, la ecuación (9) se

reduce a:

$$I_G = I_s \cdot \exp\left(\frac{V_G - I_G R}{nU}\right) \quad (12)$$

donde:

$$U = \frac{kT}{q} \quad (13)$$

Sean $R^{(S)}$ y $R^{(D)}$ los valores respectivos de R al flotar el drenador o la fuente, los cuales se expresan por:

$$R^{(S)} = R_s + R_g + \alpha_i R_{CH} \quad \text{a drenador flotante.} \quad (14)$$

$$R^{(D)} = R_d + R_g + \alpha_i R_{CH} \quad \text{a fuente flotante.} \quad (15)$$

donde:

$$\alpha_i = \frac{1}{3}$$

R_s , R_d , R_g y R_{CH} son incógnitas. Estas expresiones completan el sistema de ecuaciones por resolver.

El significado de α_i es semejante al de α_i ; una descripción más detallada de estos parámetros, así como la justificación de sus valores se dará en la siguiente sección III.2.1.2.

En cuanto a los coeficientes $R^{(S)}$ y $R^{(D)}$, sus valores se pueden calcular conociendo respectivamente las características $I_{GS}(V_{GS})$ a drenador flotante e $I_{GD}(V_{GD})$ a fuente flotante, de acuerdo al siguiente método donde los casos de $R^{(S)}$ y $R^{(D)}$ se tratarán juntos bajo la variable R a la cual corresponderá la característica $I_G(V_G)$:

c) Método para calcular la resistencia serie del diodo Schottky [Bennet, 1987].

Este método consiste en encontrar una función analítica simple que relacione V_G e I_G , y donde R intervenga como coeficiente. Al determinar los coeficientes de esta función, por medio de un método de regresión, se deduce la resistencia R que se busca.

A partir de las ecuaciones (11) y (12) el voltaje V_D en el diodo se expresa como:

$$V_D = V_G - I_G R = nU \ln \left(\frac{I_G}{I_s} \right) \quad (16)$$

Al despejar V_G de esta ecuación se obtiene la siguiente función de I_G :

$$V_G = I_G R + a \ln(I_G) + b \quad (17)$$

donde:

$$a = nU \quad (18)$$

$$b = -a \ln(I_s) \quad (19)$$

Los coeficientes de esta función son R , a y b , y son, además, las incógnitas por determinar. En cambio, las variables de esta función son V_G e I_G , y son, por otra parte, los parámetros obtenidos de la medición.

Para calcular los valores de R , a y b se efectúa un conjunto de (m) mediciones de corriente $\{I_{G1}, I_{G2}, \dots, I_{Gi}, \dots, I_{Gm}\}$ para (m) valores de tensión $\{V_{G1}, V_{G2}, \dots, V_{Gi}, \dots, V_{Gm}\}$. A continuación se utiliza el método de los mínimos cuadrados. Este método consiste en minimizar la suma X de las diferencias al cuadrado entre el voltaje teórico, dado por la ecuación (12), y el voltaje fijado para cada valor de corriente que se mide. La suma X se escribe como:

$$X = \sum_{i=1}^m (R \cdot I_{Gi} + a \ln(I_{Gi}) + b - V_{Gi})^2 \quad (20)$$

X es una función de R , a y b , para la que se busca un valor mínimo; cuando esto sucede, las derivadas parciales de X con respecto a R , a y b se anulan:

$$\frac{\partial X}{\partial R} = 0 \quad (21)$$

$$\frac{\partial X}{\partial a} = 0 \quad (22)$$

$$\frac{\partial X}{\partial b} = 0 \quad (23)$$

Estas tres condiciones generan un sistema de ecuaciones lineales simultáneas en donde R , a y b son las incógnitas que se buscan. Este sistema de ecuaciones se puede escribir en forma matricial según:

$$\mathbf{E} \cdot \mathbf{Y} = \mathbf{F} \quad (24)$$

donde:

$$E = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^m (I_{Gi})^2 & \sum_{i=1}^m (I_{Gi})(\ln I_{Gi}) & \sum_{i=1}^m (I_{Gi}) \\ \sum_{i=1}^m (I_{Gi})(\ln I_{Gi}) & \sum_{i=1}^m (\ln I_{Gi})^2 & \sum_{i=1}^m (\ln I_{Gi}) \\ \sum_{i=1}^m (I_{Gi}) & \sum_{i=1}^m (\ln I_{Gi}) & m \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\mathbf{Y}^T = [R \quad a \quad b] \quad (26)$$

$$F^T = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^m (I_{Gi})(V_{Gi}) & \sum_{i=1}^m (\ln I_{Gi})(V_{Gi}) & \sum_{i=1}^m (V_{Gi}) \end{bmatrix} \quad (27)$$

d) Resolución del sistema final de ecuaciones.

Al reagrupar las ecuaciones desarrolladas para extraer R_s , R_d y R_g , se obtiene un conjunto de cuatro ecuaciones simultáneas con cuatro incógnitas, donde la cuarta incógnita es R_{CH} :

$$R_s + \frac{R_{CH}}{2} = R^s \quad (28)$$

$$R_d + \frac{R_{CH}}{2} = R^D \quad (29)$$

$$R_s + R_g + \frac{R_{CH}}{3} = R^{(S)} \quad (30)$$

$$R_d + R_g + \frac{R_{CH}}{3} = R^{(D)} \quad (31)$$

El valor del determinante de este sistema de ecuaciones es igual con cero, lo que significa que las ecuaciones son linealmente dependientes. Por lo tanto, antes de resolver el sistema es necesario conocer el valor de una o más incógnitas, según el grado de libertad del sistema. Estudiando más detalladamente estos dos puntos, y haciendo referencia a la dependencia lineal, las ecuaciones precedentes están relacionadas como:

$$R_d + R_g + \frac{R_{CH}}{3} = R^D + R^{(S)} - R^S = R^{(D)} \quad (32)$$

La ecuación (31) puede entonces ser eliminada del sistema, el cual se reduce a un conjunto de tres ecuaciones (28,29,30) con cuatro incógnitas (R_s , R_d , R_g y R_{CH}).

En referencia al valor de las incógnitas, lo que se sabe es que la contribución de la resistencia del canal R_{CH} es despreciable con respecto a las contribuciones de las resistencias de entrada R_s , R_d y R_g . En efecto, para un MESFET con una película epitaxial contaminada uniformemente, la resistencia del canal se expresa por:

$$R_{CH} = \frac{L_g}{qN_D\mu Za} \quad (33)$$

donde:

L_g es la longitud de compuerta.

q es la carga del electrón.

N_D es la concentración de electrones en la película activa.

μ es la movilidad de los electrones.

Z es el ancho del canal.

Z es el ancho del canal.

a es el espesor de la película activa.

Si suponemos que:

$$L_g = 0.25 \text{ cm.}$$

$$N_D = 3 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}.$$

$$\mu = 4000 \text{ cm}^2 \text{V}^{-1} \text{s}^{-1}.$$

$$Z = 300 \text{ } \mu\text{m.}$$

$$a = 0.08 \text{ } \mu\text{m (para un } V_T = 0.6 \text{ V)}$$

entonces, al convertir las longitudes en centímetros, se calcula que:

$$R_{CH} = 0.54 \Omega$$

Por otra parte, los valores de las resistencias de entrada R_s , R_d y R_g varían generalmente entre 1 y 5 ohms en transistores comerciales. Se deduce pues, que una buena aproximación (20 % en el peor de los casos) los valores de R_s , R_d y R_g puede encontrarse si se desprecia el valor de R_{CH} .

Volvamos al sistema de ecuaciones (28)-(30). Si combinamos la ecuación (28) con (30), el sistema se transforma en:

$$R_s + \frac{R_{CH}}{2} = R^S \quad (34)$$

$$R_d + \frac{R_{CH}}{2} = R^D \quad (35)$$

$$R_g - \frac{R_{CH}}{6} = R^{(S)} - R^S \quad (36)$$

Si se desprecia el valor de R_{CH} , la resolución del sistema es la siguiente:

$$R_s \approx R^S \quad (37)$$

$$R_d \approx R^D \quad (38)$$

$$R_g \approx R^{(S)} - R^S \quad (39)$$

III.2.1.2 Justificación del Factor Alfa.

Como se mencionó en la sección II.2.1.1. en el cálculo de las resistencias de acceso, al determinar el voltaje drenador-fuente V_{DS} , debido al flujo de corriente distribuida en la compuerta, en la resistencia de canal R_{CH} , alguna fracción del voltaje V_{DS} visto por el drenador, también es debido a R_{CH} . Basado en este concepto Lee *et al.* [1984] han sugerido que una resistencia adicional $\alpha_t R_{CH}$, debe sumarse a R_s . Estos autores determinaron que α_t es igual a 0.5 cuando la caída de voltaje a través de R_{CH} es mucho menor que el voltaje térmico $\frac{kT}{q}$, cuando la corriente de compuerta es extremadamente baja.

Debido a que a menudo se requiere un flujo significativo de corriente de compuerta para medir pequeños valores de R_s , las ecuaciones de transporte de corriente deben resolverse dejando a un lado la restricción de un flujo bajo de corriente.

A continuación se resolverán la ecuaciones de transporte de corriente sin ninguna restricción (excepto para la consideración de resistencia distribuida de canal uniforme r_{CH}), y se justificará el valor de los factores alfa.

a) Solución a las ecuaciones de transporte de corriente.

Bajo condiciones de polarización directa en la compuerta y manteniendo el drenador abierto, la región del transistor situada entre la compuerta y la fuente se considera como un diodo real de barrera Schottky. Un diodo real de barrera Schottky puede representarse por una resistencia R en serie con diodo Schottky ideal (DSI), como se planteó en la sección precedente (III.2.1.1).

Bajo la influencia de una polarización directa a la compuerta, la caída de potencial V_D en el diodo ideal se expresa por :

$$V_D = V_G - I_g R_s - V(x) \quad (40)$$

donde:

$V(x)$ es la variación de potencial a lo largo del canal.

En un diodo Shottky ideal la densidad de corriente J se expresa por la siguiente relación:

$$J = J_s \left[\exp\left(\frac{qV_D}{nkT}\right) - 1 \right] \quad (41)$$

donde:

$$J_s = A^* T^2 \cdot \exp\left[-\frac{qV_{bi}}{kT}\right] \quad (42)$$

J_s es la densidad de corriente de saturación.

Sustituyendo el valor de V_D en la ecuación (41):

$$J = J_s \cdot \left[\exp\left(\frac{q(V_G - I_g R_s - V(x))}{nkT}\right) - 1 \right] \quad (43)$$

Para valores de polarización directa:

$$\exp\left[\frac{q(V_G - I_g R_s - V(x))}{nkT}\right] \gg 1 \quad (44)$$

por lo tanto la ecuación (43) se expresa como:

$$J = J_s \cdot \exp\left(\frac{q}{nkT}\right) [V_G - I_g R_s - V(x)] \quad (45)$$

Empleando $J_i = J_s \cdot \exp\left(\frac{q}{nkT}\right) [V_G - I_g R_s]$ (46)

y $V_T = \frac{nkT}{q}$ (47)

donde:

V_T es el potencial térmico efectivo.

la ecuación (45) se escribe:

$$J = J_i \cdot \exp \left[-\frac{V(x)}{V_T} \right] \quad (48)$$

Considerando el arreglo de la figura 9, bajo condiciones de polarización directa la densidad de corriente de compuerta distribuida $J(x)$ y la corriente en el canal $I(x)$ pueden relacionarse en la forma:

$$\frac{dI(x)}{dx} = -J(x) \cdot Z \quad (49)$$

donde:

Z es el ancho del electrodo de compuerta.

La variación de potencial $V(x)$ a lo largo del canal puede expresarse como:

$$\frac{dV(x)}{dx} = I(x) \frac{r_{CH}}{Z} \quad (50)$$

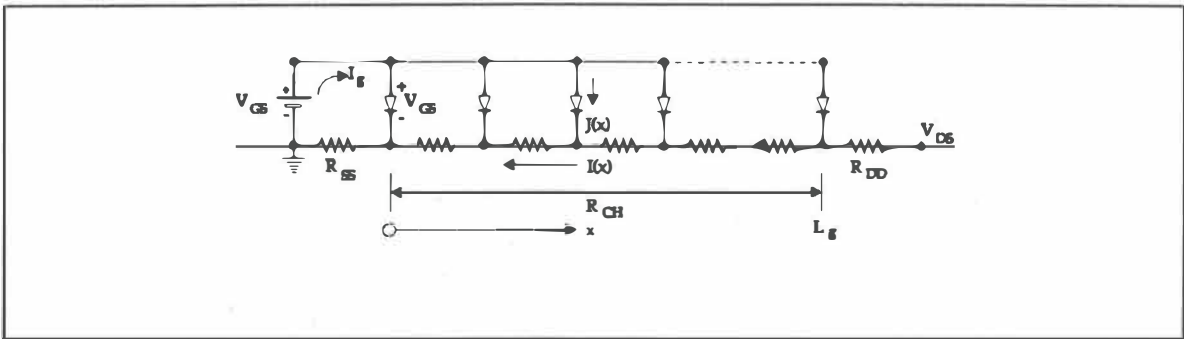


Figura 9. Modelo distribuido de diodo/resistencia para el TEC GaAs.

Diferenciando la ecuación (50) con respecto a x y combinándola con la ecuación (49)

$$\frac{d^2V(x)}{dx^2} = -J(x) \cdot r_{CH} \quad (51)$$

Sustituyendo la ecuación (48) en la ecuación (51)

$$\frac{d^2V(x)}{dx^2} = -J_i \cdot \exp \left[-\frac{V(x)}{V_T} \right] \cdot r_{CH} \quad (52)$$

Para encontrar el valor de $V(x)$ es necesario resolver la ecuación diferencial precedente con las siguientes condiciones iniciales:

$$\left. \frac{dV}{dx} \right|_{x=0} = -I_g \frac{r_{CH}}{Z} \quad (53)$$

$$\left. \frac{dV}{dx} \right|_{x=L} = 0 \quad (54)$$

De la ecuación (52) y considerando la siguiente expresión:

$$R_{CH} = \frac{r_{CH} L_g}{Z} \quad (55)$$

obtenemos,

$$\frac{d^2 V(x)}{dx^2} = -J_i \cdot R_{CH} \frac{Z}{L_g} \cdot \exp \left[-\frac{V(x)}{V_T} \right] \quad (56)$$

Haciendo los siguientes cambios de variables:

$$y = \frac{V(x)}{V_T} \quad (57)$$

$$X = \frac{x}{L_g} \quad (58)$$

$$I_T = \frac{V_T}{R_{CH}} \quad (59)$$

se obtiene la ecuación diferencial para la distribución de voltaje normalizado $y = \frac{V(x)}{V_T}$

en la región del canal:

$$\frac{d^2 y}{dX^2} = -\frac{I_{go}}{I_T} \cdot \exp(-y) \quad (60)$$

donde:

$$I_{go} = J_i L_g Z \quad (61)$$

La solución de la ecuación (60) se escribe como:

$$\frac{dy}{dX} = a_0 \sqrt{e^{-y} - a_1^2} \quad (62)$$

donde:

$$a_1 = \sqrt{1 - \frac{1}{k_0}} \quad (63)$$

$$a_0 = \frac{I_g}{I_T} \sqrt{k_0} \quad (64)$$

$$\frac{1}{k_0} = \frac{I_g}{I_T} \theta \quad (65)$$

$$\theta = \frac{I_g}{2I_{go}} \quad (66)$$

Teniendo en cuenta la relación existente entre la densidad de corriente $J(x)$ y la corriente en el canal $I(x)$, el valor de I_g puede ser calculado.

Combinando las ecuaciones (49) y (58)

$$\frac{dI(x)}{dX} = -J(x)ZL_g \quad (67)$$

donde:

$$J(x) = J_i \cdot e^{-y} \quad (68)$$

Sustituyendo la ecuación (68) en la ecuación (67) se tiene:

$$\frac{dI(x)}{dX} = -J_i ZL_g \cdot e^{-y} \quad (69)$$

Resolviendo la ecuación diferencial precedente, el valor de I_g se escribe como:

$$I_g = J_i ZL_g \int_0^1 e^{-y} dX \quad (70)$$

Combinando las ecuaciones (70) y (61) se tiene que:

$$\theta = \frac{1}{2} \int_0^1 e^{-y} dX \quad (71)$$

Por otra parte de la ecuación (46):

$$J_i = J_s \cdot \exp\left[\frac{V_G - I_g R_s}{V_T}\right] \quad (72)$$

y combinando las ecuaciones (72), (70) y (71), I_g se expresa:

$$I_g = 2\theta L_g Z J_s \cdot \exp\left[\frac{V_G - I_g R_s}{V_T}\right] \quad (73)$$

Dado que no hay flujo de corriente de drenador, es apropiado suponer que:

$$\left.\frac{dV}{dX}\right|_{x=L_g} = 0 \quad (74)$$

Combinando las ecuaciones (62) y (74), se tiene:

$$\frac{dV(x)}{dX} = V_T \cdot a_0 \sqrt{e^{-y} - a_1^2} \quad (75)$$

Resolviendo la ecuación diferencial precedente, el voltaje V_{DS}' visto en el drenador con respecto a la terminal fuente del dispositivo intrínseco puede expresarse en la forma:

$$V_{DS}' = V(x) = V_T \ln\left(\frac{k_0}{k_0 - 1}\right) \quad (76)$$

Considerando la ecuación (62), el problema consiste en resolver $\frac{dy}{dX}$ para obtener el valor de θ , y por consecuencia $V(x)$. Resolviendo la ecuación diferencial (62) con condiciones de límite $y=0$ en $X=0(x=0)$ y $\frac{dy}{dX} = 0$ en $X=1(x = L_g)$.

$$\arctan \frac{\sqrt{1 - a_1^2}}{a_1} - \arctan \frac{\sqrt{e^{-y} - a_1^2}}{a_1} = \frac{1}{2} a_0 a_1 X \quad (77)$$

De la ecuación precedente tenemos que:

$$e^{-y} = a_1^2 \tan^2\left[\arctan \frac{\sqrt{1 - a_1^2}}{a_1} - \frac{1}{2} a_0 a_1 X\right] + a_1^2 \quad (78)$$

Combinando las ecuaciones (71) y (78).

$$\theta = \frac{1}{2} \int_0^1 \left\{ a_1^2 \tan^2 \left[\arctan \frac{\sqrt{1-a_1^2}}{a_1} - \frac{1}{2} a_0 a_1 X \right] + a_1^2 \right\} dX \quad (79)$$

Resolviendo la ecuación anterior, una ecuación que define a θ se expresa como:

$$\theta = \frac{1}{a_0} \cdot \frac{\tan\left(\frac{a_1 a_0}{2}\right)}{a_1 + \sqrt{1-a_1^2} \cdot \tan\left(\frac{a_1 a_0}{2}\right)} \quad (80)$$

Vease ahora cómo el parámetro θ afecta a las resistencias parásitas, para llegar a la determinación de los factores alfa, que es la meta de esta sección.

La razón R_t del voltaje de drenador en circuito abierto con respecto a la corriente de compuerta puede ser expresada como:

$$R_t = \frac{V_{DS}}{I_g} = R_s + \alpha_D R_{CH} \quad (81)$$

Despejando α_D de la ecuación precedente:

$$\alpha_D = \frac{V_{DS}'}{I_g R_{CH}} \quad (82)$$

donde:

$$V_{DS}' = V_{DS} - I_g R_s \quad (83)$$

Combinando las ecuaciones (65) y (76), V_{DS}' se escribe:

$$V_{DS}' = V_T \cdot \ln \left(\frac{I_T - I_g \theta}{I_T} \right)^{-1} \quad (84)$$

Sustituyendo la ecuación (84) en la ecuación (82), el valor de α_D esta dado por:

$$\alpha_D = \frac{I_T}{I_g} \ln \left(1 - \frac{I_g}{I_T} \theta \right)^{-1} \quad (85)$$

Diferenciando la ecuación (81) con respecto a I_g , una resistencia de transferencia (r_t) puede ser definida como:

$$r_t = \frac{dV_{DS}}{dI_g} = R_S + \alpha_t R_{CH} \quad (86)$$

donde:

$$\alpha_t = \alpha_D + I_g \frac{d\alpha_D}{dI_g} \quad (87)$$

Similarmente, una resistencia diferencial de entrada de compuerta (r_{in}) también puede ser definida a partir de la ecuación (73):

$$r_{in} = \frac{dV_{GS}}{dI_g} = \frac{V_T}{I_g} + r_i \quad (88)$$

donde:

$$r_i = R_S + \alpha_i R_{CH} \quad (89)$$

Para simplificar los cálculos, se desprecia momentáneamente la resistencia de compuerta, ya que la meta de esta sección no es el cálculo de las resistencias, sino los factores alfa que las afectan.

$$\alpha_i = -\frac{I_T}{I_g} \cdot \frac{d\theta}{dI_g} \quad (90)$$

De acuerdo a las ecuaciones deducidas anteriormente, es evidente que una relación entre θ e I_g es esencial antes de poder calcular los diferentes factores α .

La ecuación (80) se ha resuelto numéricamente para θ , suponiendo valores de $\frac{I_g}{I_T}$. En el límite de baja corriente conforme $(I_g/I_T) \rightarrow 0$, es claro que $k_0 \rightarrow \infty$ y $a_0 \rightarrow 0$. Bajo estas condiciones es fácil mostrar que $\theta \rightarrow 1/2$. En el límite de alta corriente conforme $(I_g/I_T) \rightarrow \infty$, $k_0 \rightarrow 1$. Bajo estas condiciones se puede ver de la ecuación (80) que conforme $a_1 \rightarrow 0$, $\theta \rightarrow 0$ entonces, k_0 debe aproximarse a la unidad. Por lo tanto, se tiene

que $k_0 \geq 1$ y $0 \leq \alpha_1 \leq 1$. Para encontrar los valores de k_0 se han combinado las ecuaciones (63)-(65) con (80), y se ha empleado el método de la secante para obtener una raíz k_0 para cada valor de (I_g/I_T) . Una vez realizado esto, se obtiene un conjunto de valores de k_0 con bastante precisión que satisfacen las ecuaciones (63)-(65) y (80), con los cuales es posible calcular θ para cada valor particular de (I_g/I_T) .

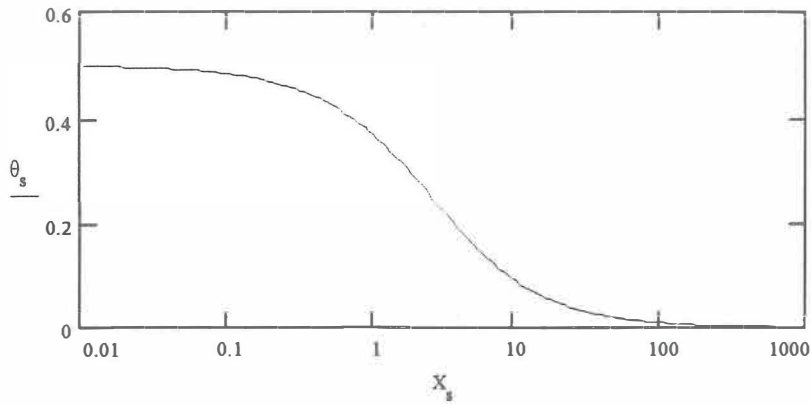
Una vez que θ se calcula como una función de (I_g/I_T) , se obtiene $\frac{d\theta}{d(I_g/I_T)}$ por medio de

una derivada numérica. Usando θ y $\frac{d\theta}{d(I_g/I_T)}$, se calculan varios factores α para valores asumidos de (I_g/I_T) . En la figura 10 se presentan las curvas que muestran la dependencia de los factores α con respecto a (I_g/I_T) .

Es interesante notar que se ha obtenido $\alpha_i = 1/3$ cuando $I_g \rightarrow 0$. Estos resultados concuerdan con los obtenidos en publicaciones anteriores [Chaudhuri y Das, 1984; Lee *et al.*, 1985; Anholt y Swirhum, 1991]. Para una determinación práctica de R_s y R_{CH} , dos funciones diferentes $(\alpha_t - \alpha_i)$ y $(\alpha_D - \alpha_i)$ se grafican contra (I_g/I_T) , como se muestra en la figura 11. La diferencia entre las resistencias medidas en pequeña-señal r_t y r_i pueden escribirse como:

$$r_t - r_i = (\alpha_t - \alpha_i) R_{CH} \quad (91)$$

donde $(\alpha_t - \alpha_i) \approx \frac{1}{6}$. En la figura 11 también se muestra que con este valor es posible obtener el valor de R_{CH} y además el valor de R_s . Un método similar también puede utilizarse tomando la diferencia entre la resistencia de R_t y la resistencia en pequeña-señal r_i [Reynoso Hernández *et al.*, 1993].



Gráfica de θ contra corriente de compuerta normalizada ($X = I_g/I_T$)

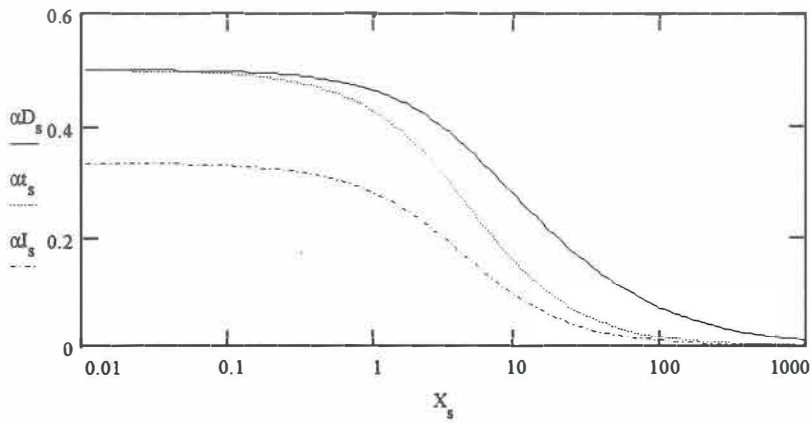


Figura 10. Gráfica de θ y curvas para los diferentes factores α contra corriente de compuerta normalizada.

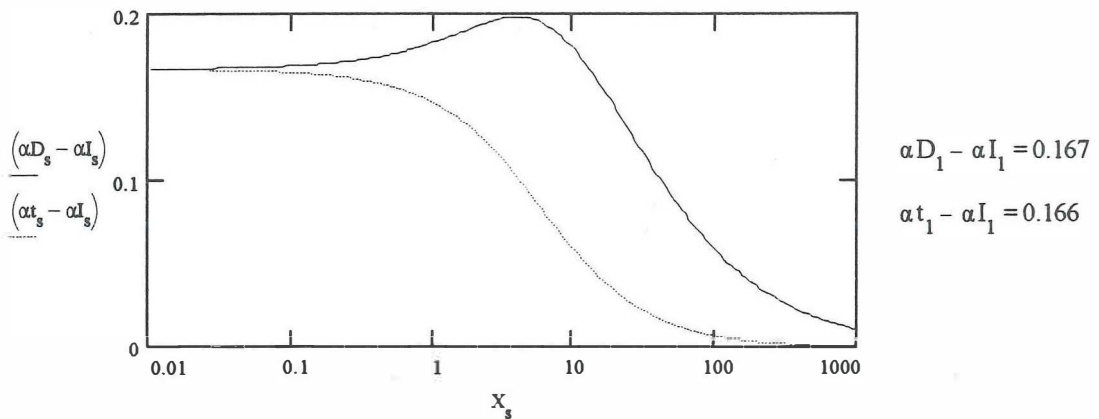


Figura 11. Curvas de las diferencias de los factores α : $(\alpha_D - \alpha_i)$ y $(\alpha_t - \alpha_i)$ contra corriente de compuerta normalizada.

III.2.1.3 Método en Régimen Dinámico.

Este método, propuesto por Dambrine *et al.*[1988] determina R_s o R_d en régimen dinámico. El método consiste en medir los parámetros S polarizando la compuerta del transistor en directo y manteniendo V_{DS} igual a cero. Así, Curtice y Camisa[1984] sugieren, que los parámetros S medidos en voltaje de polarización de drenador igual con cero pueden ser usados para la evaluación de los elementos parásitos del dispositivo, ya que el circuito equivalente es mucho más sencillo. Para este propósito, la figura 12 muestra la red RC distribuida representando el canal del TEC bajo la compuerta en $V_{DS} = 0$, para cualquier V_{GS} positiva.

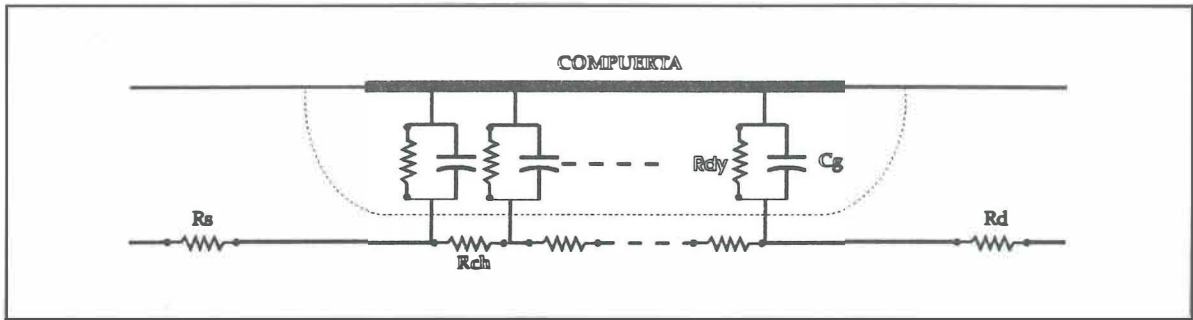


Figura 12. Esquema de la red distribuida RC bajo la compuerta.

A partir de este circuito simplificado se puede deducir que los parámetros Z para cualquier V_{GS} positiva vienen dados por las expresiones:

$$Z_{11} = R_s + R_g + \alpha_i R_{CH} + Z_{dy} + j\omega(L_s + L_g) \quad (92)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + \alpha_i R_{CH} + j\omega L_s \quad (93)$$

$$Z_{22} = R_s + R_d + R_{CH} + j\omega(L_s + L_d) \quad (94)$$

con:

$$Z_{dy} = \frac{R_{dy}}{1 + j\omega C_g R_{dy}} \quad (95)$$

$$R_{dy} = \frac{nkT}{qI_g} \quad (96)$$

donde:

Z_{dy} es la impedancia equivalente de la barrera Schottky.

C_g es la capacitancia de compuerta.

I_g es la corriente dc de compuerta.

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 (92)-(94). Por lo tanto, se ha de asegurar que el producto de $R_{dy}C_g\omega \ll 1$. El cumplimiento de esta hipótesis supone que se realicen los cálculos en un margen de frecuencias no muy elevado. No obstante, la dependencia de $R_{dy}C_g\omega$ con la frecuencia es poco importante, si se trabaja con corrientes de compuerta relativamente grandes, lo que implica polarizar el transistor con $V_{GS} > 0$. Al hacer esto, la capacitancia de la unión Schottky en la compuerta C_g aumenta, pero R_{dy} disminuye exponencialmente con el aumento de la corriente de compuerta.

Experimentalmente, se comprueba que para densidades de corriente comprendidas entre $5 \cdot 10^7$ y 10^8 A/m² se tiene que el producto $R_{dy}C_g\omega$ tiende a cero, lo que permite efectuar la siguiente aproximación:

$$Z_{dy} \cong R_{dy} = \frac{nkT}{qI_g} \quad (97)$$

Considerando esta aproximación como válida tanto para el intervalo de densidades de corriente como en el intervalo de frecuencias que se van a utilizar, se tendrá que las ecuaciones (92)-(94) quedarán como sigue:

$$Z_{11} = R_s + R_g + \frac{R_{CH}}{3} + \frac{nkT}{qI_g} + j\omega(L_s + L_g) \quad (98)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + \frac{R_{CH}}{2} + j\omega L_s \quad (99)$$

$$Z_{22} = R_s + R_d + R_{CH} + j\omega(L_s + L_d) \quad (100)$$

De las partes reales de las ecuaciones precedentes se obtienen las resistencias parásitas, mientras que de las partes imaginarias se obtienen las inductancias parásitas como se verá en la siguiente sección. Si como ya se ha dicho antes, la corriente de compuerta es lo suficientemente grande se tiene que:

$$\frac{nkT}{qI_g} \rightarrow 0 \quad \text{y entonces:} \quad \text{Re}[Z_{11}] \approx R_s + R_g + \frac{R_{CH}}{3} \quad (101)$$

Si se efectúa una gráfica representando $\text{Re}[Z_{11}]$ contra $1/I_g$ se puede comprobar la dependencia lineal de la relación y la validez de ésta. Al extrapolar esta recta para $1/I_g = 0$ se obtiene el valor de $R_s + R_g + \frac{R_{CH}}{3}$.

Con el valor de $R_s + R_g + \frac{R_{CH}}{3}$ se llega, junto con la parte real de las ecuaciones (99) y (100) a un sistema de tres ecuaciones y cuatro incógnitas:

$$\text{Re}[Z_{12}] = \text{Re}[Z_{21}] = R_s + \frac{R_{CH}}{2} \quad (102)$$

$$\text{Re}[Z_{22}] = R_s + R_d + R_{CH} \quad (103)$$

$$C = R_s + R_g + \frac{R_{CH}}{3} \quad (104)$$

siendo C una constante ahora conocida.

Para poder resolver el sistema de ecuaciones precedente se ha de obtener un nuevo dato, para ello el método de Dambrine propone cuatro soluciones posibles:

1. Calcular el valor de la suma $R_s + R_d$ utilizando el método de Fukui[1979] o el método de Hower y Bechtel[1973].
2. Hallar el valor de R_g a través de mediciones del transistor en directo.

3. Hallar el valor de R_i y R_d también a partir de mediciones en directo [Yang y Long, 1986].
4. Calcular el valor de R_{CH} , en caso de conocer las características tecnológicas del canal.

Con alguna de estas soluciones, ahora es posible resolver el sistema de ecuaciones (102)-(104), determinando así, las resistencias parásitas del TEC GaAs.

III.2.2 Métodos de Extracción de las Inductancias Parásitas.

Aunque en este apartado se mostrará básicamente el método de Dambrine para el cálculo de las inductancias extrínsecas, es importante reseñar el método de extracción de dichas inductancias propuesto por Golio *et al.*[1990]. Por ello dicho método será tratado ampliamente al final del capítulo ya que en este método existe una estrecha relación entre el cálculo de las inductancias extrínsecas y el cálculo de los elementos del dispositivo intrínseco.

III.2.2.1 Método de Dambrine.

El método de Dambrine permite el cálculo sencillo de las inductancias extrínsecas L_s , L_d y L_g . Para ello se consideran las condiciones de polarización siguientes: $V_{DS} = 0$ y $V_{GS} > 0$. Bajo estas condiciones, de la parte imaginaria de las ecuaciones (98)-(100), se tiene que:

$$\text{Im}[Z_{11}] = \omega(L_g + L_s) \quad (105)$$

$$\text{Im}[Z_{12}] = \text{Im}[Z_{21}] = \omega L_s \quad (106)$$

$$\text{Im}[Z_{22}] = \omega(L_d + L_s) \quad (107)$$

A partir de estas expresiones el cálculo de las inductancias extrínsecas es inmediato, ya que es posible determinarlas resolviendo el sistema de ecuaciones anterior, es decir:

$$L_s = \frac{\text{Im}[Z_{12}]}{\omega} \quad (108)$$

$$L_g = \frac{\text{Im}[Z_{11}] - \text{Im}[Z_{12}]}{\omega} \quad (109)$$

$$L_d = \frac{\text{Im}[Z_{22}] - \text{Im}[Z_{12}]}{\omega} \quad (110)$$

El único problema que presenta este método radica, tal como ya se expuso en el cálculo de las resistencias extrínsecas por el método de Dambrine, en que si la corriente de compuerta I_g es tan baja que no satisface la hipótesis de que el producto $\omega C_g R_{dy} \ll 1$. Entonces la aproximación $Z_{dy} \approx R_{dy}$ no es válida y hemos de emplear la siguiente expresión:

$$Z_{dy} = \frac{R_{dy}}{1 + j\omega C_g R_{dy}} \quad (111)$$

donde:

$$R_{dy} = \frac{nkT}{qI_g} \quad (112)$$

Por lo tanto la expresión que relaciona $\text{Im}[Z_{11}]$, quedará como sigue:

$$\text{Im}[Z_{11}] = \omega \left[L_g + L_s - \omega \cdot \frac{C_g \left(\frac{nkT}{qI_g} \right)^2}{1 + \omega^2 C_g^2 \left(\frac{nkT}{qI_g} \right)^2} \right] \quad (113)$$

De esta manera, según el valor de la corriente de compuerta I_g , $\text{Im}[Z_{11}]$ puede tomar valores negativos: experimentalmente se puede comprobar que para valores de $I_g < 9 \text{ mA}$, $\text{Im}[Z_{11}] < 0$. Esto es debido a que el término dominante es la impedancia de la barrera Schottky, mientras que para valores superiores a 9 mA , el término $\text{Im}[Z_{11}]$ es positivo y constante. Por ello en las mediciones experimentales se han tomado intensidades de corriente de compuerta superiores a 9 mA .

III.2.3 Método de Extracción de las Capacitancias Parásitas.

En esta sección se tratará ampliamente el método propuesto por Dambrine para el cálculo de las capacitancias extrínsecas ya que es el método de base de la mayoría de los nuevos métodos de obtención del circuito eléctrico equivalente.

III.2.3.1 Método de Dambrine.

Con una polarización de drenador igual a cero y para un voltaje de compuerta más bajo que el voltaje de oclusión, la capacitancia intrínseca de compuerta se cancela al igual que la conductancia del canal. Bajo estas condiciones el circuito equivalente del TEC se muestra en la figura 13, donde el capacitor C_b representa la capacitancia de borde debido a la extensión de la zona de deserción en cada lado de la compuerta del transistor.

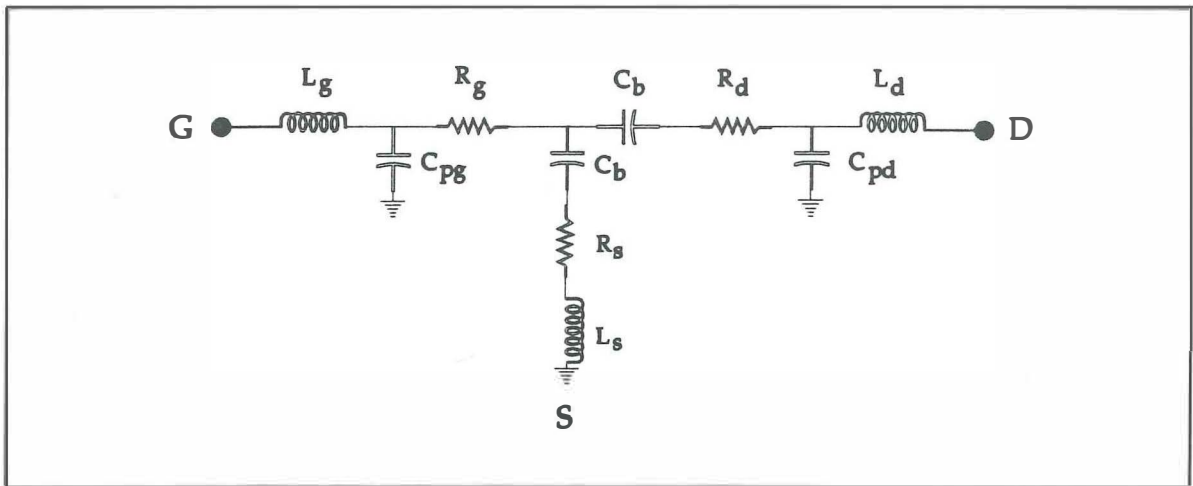


Figura 13. Circuito equivalente del TEC GaAs en polarización $V_{DS} = 0$ y $V_{GS} < V_T$

Para frecuencias superiores a unos Gigahertz, las resistencias y las inductancias parásitas tienen poca influencia en la parte imaginaria de los parámetros Y , los cuales pueden escribirse como:

$$\text{Im}[Y_{11}] = j\omega(C_{pg} + 2C_b) \quad (114)$$

$$\text{Im}[Y_{12}] = \text{Im}[Y_{21}] = -j\omega C_b \quad (115)$$

$$\text{Im}[Y_{22}] = j\omega(C_b + C_{pd}) \quad (116)$$

De las ecuaciones (114)-(116) se obtienen los valores de las capacitancias:

$$C_b = \frac{-\text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (117)$$

$$C_{pg} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] + 2\text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (118)$$

$$C_{pd} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (119)$$

Con estas ecuaciones queda concluido el cálculo de los parámetros extrínsecos del TEC GaAs, por lo tanto, se esta ahora en condiciones de determinar los elementos intrínsecos del circuito eléctrico equivalente del TEC GaAs.

III.3 Métodos de Extracción de los Elementos Intrínsecos del Circuito Eléctrico Equivalente del TEC GaAs.

De igual forma que se han estudiado los métodos para la determinación de los elementos extrínsecos del TEC GaAs, en esta sección se estudiarán los métodos que permitan calcular los parámetros intrínsecos de dicho transistor, a partir de los cuales se podrán extraer los valores de los elementos intrínsecos del circuito equivalente del transistor.

En los cálculos siguientes se supondrá que ya se conocen los parámetros **Y** de todos los modelos intrínsecos. En el capítulo IV se explicará cómo calcular estos parámetros **Y** intrínsecos, a partir de los parámetros **S** extrínsecos, que son los medidos realmente mediante un analizador de redes de microondas automático.

III.3.1 Método de Dambrine.[Dambrine *et al.*, 1988]

El modelo propuesto por Dambrine se ve en la figura 14. Básicamente, este circuito equivalente puede dividirse en dos partes: los elementos intrínsecos, los cuales son función de las condiciones de polarización, y los elementos extrínsecos, los cuales son independientes de las condiciones de polarización, como se estableció al inicio del presente capítulo. Una vez determinados los elementos extrínsecos como se planteó en la sección anterior (III.2), se está en condiciones de establecer una metodología para la determinación de los elementos del dispositivo intrínseco.

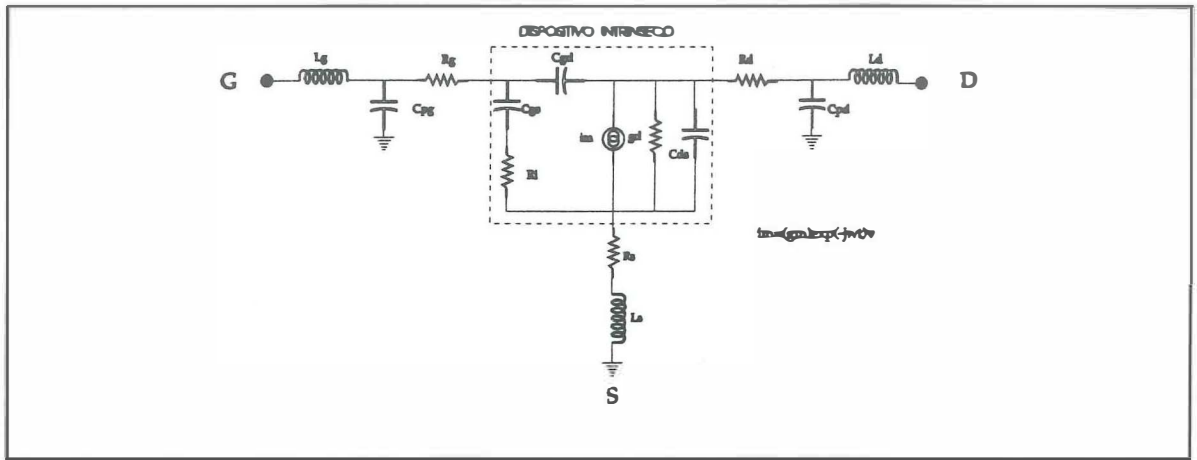


Figura 14. Circuito eléctrico equivalente del TEC GaAs para el modelo de Dambrine.

Dado que el dispositivo intrínseco presenta una topología de tipo PI resulta conveniente emplear los parámetros de admitancia Y para caracterizar las propiedades eléctricas. Estos parámetros son:

$$Y_{11} = \frac{R_i C_{gs}^2 \omega^2}{D} + j\omega \left(\frac{C_{gs}}{D} + C_{gd} \right) \quad (120)$$

$$Y_{12} = -j\omega C_{gd} \quad (121)$$

$$Y_{21} = \frac{g_m e^{-j\omega\tau}}{1 + j\omega R_i C_{gs} \omega} - j\omega C_{gd} \quad (122)$$

$$Y_{22} = g_d + j\omega(C_{ds} + C_{gd}) \quad (123)$$

donde:

$$D = 1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2 \quad (124)$$

Para un dispositivo típico de bajo ruido, el término $\omega^2 C_{gs}^2 R_i^2$ es menor que 0.001 en bajas frecuencias ($F < 5$ GHz), y $D=1$ constituye una buena aproximación. Además, suponiendo que $\omega\tau \ll 1$, se tiene,

$$Y_{11} = R_i C_{gs}^2 \omega^2 + j\omega(C_{gs} + C_{gd}) \quad (125)$$

$$Y_{12} = -j\omega C_{gd} \quad (126)$$

$$Y_{21} = g_m - j\omega(C_{gd} + g_m(R_i C_{gs} + \tau)) \quad (127)$$

$$Y_{22} = g_d + j\omega(C_{ds} + C_{gd}) \quad (128)$$

Las expresiones (125)-(128) muestran que los elementos intrínsecos en pequeña señal pueden deducirse de los parámetros Y como sigue: C_{gd} de Y_{12} , C_{gs} y R_i de Y_{11} , g_m y τ de Y_{21} , y, finalmente, g_d y C_{ds} de Y_{22} .

Por lo tanto, separando las ecuaciones (125) a (128) en sus partes real e imaginaria, los elementos del circuito eléctrico equivalente intrínseco en pequeña señal pueden determinarse analíticamente como sigue:

$$C_{gd} = \frac{-\text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (129)$$

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (130)$$

$$R_i = \frac{\text{Re}[Y_{11}]}{(\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}])^2} \quad (131)$$

$$g_m = \text{Re}[Y_{21}] \quad (132)$$

$$\tau = \frac{\text{Im}[Y_{12}] - \text{Im}[Y_{21}]}{\omega \text{Re}[Y_{21}]} \frac{\text{Re}[Y_{11}]}{\omega (\text{Im}[Y_{11}] + \text{Im}[Y_{12}])} \quad (133)$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}[Y_{22}] + \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (134)$$

$$g_{ds} = \text{Re}[Y_{22}] \quad (135)$$

Con estas ecuaciones quedan determinados completamente los elementos intrínsecos del circuito eléctrico equivalente por el modelo de Dambrine en aproximación a bajas frecuencias. Estos elementos en conjunto con los extrínsecos calculados anteriormente nos definen plenamente el comportamiento del TEC GaAs en régimen de pequeña señal. Es importante señalar que estos elementos de circuito equivalente sólo son válidos bajo la hipótesis de aproximación de bajas frecuencias efectuado anteriormente. En la siguiente sección se estudiarán ecuaciones exactas para el cálculo de estos elementos, las cuales son válidas en todo el intervalo de frecuencias.

III.3.2 Método de Berroth y Bosch.[Berroth y Bosch, 1990]

Al estudiar el modelo de Dambrine se efectuó la aproximación de que el producto $\omega^2 C_{gs}^2 R_i^2 \ll 1$, y como ya se comentó al estudiar las ecuaciones de dicho modelo, la validez de dicha aproximación es excelente hasta frecuencias de 5 GHz. A partir de esta frecuencia la aproximación efectuada deja de ser cierta y empiezan a aparecer errores en el cálculo de los valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente.

Manfred Berroth y Roland Bosch en 1990 propusieron calcular las ecuaciones exactas para el modelo de Dambrine válidas en todo el intervalo de frecuencia y así no tener ese límite superior de frecuencia en torno a los 5 GHz a partir del cual el modelo de Dambrine deja de ofrecer buenos resultados.

Para realizar estos cálculos se parte del circuito eléctrico equivalente del TEC GaAs intrínseco propuesto por Dambrine, así como de las expresiones de los parámetros Y que se obtuvieron para dicho modelo, antes de realizar la aproximación mencionada anteriormente, $\omega^2 C_{gs}^2 R_i^2 \ll 1$. Las ecuaciones (120)-(124) se reescriben como:

$$Y_{11} = \frac{R_i C_{gs}^2 \omega^2}{D} + j\omega \left(\frac{C_{gs}}{D} + C_{gd} \right) \quad (136)$$

$$Y_{12} = -j\omega C_{gd} \quad (137)$$

$$Y_{21} = \frac{g_m e^{-j\omega\tau}}{1 + j\omega R_i C_{gs}} - j\omega C_{gd} \quad (138)$$

$$Y_{22} = g_{ds} + j\omega(C_{ds} + C_{gd}) \quad (139)$$

donde:

$$D = 1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2 \quad (140)$$

Separando las ecuaciones (136) a (139) en sus partes real e imaginaria, los elementos del circuito eléctrico equivalente en pequeña señal pueden determinarse analíticamente como sigue:

$$C_{gd} = -\frac{\text{Im}(Y_{12})}{\omega} \quad (141)$$

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}(Y_{11}) - \omega C_{gd}}{\omega} \left(1 + \frac{(\text{Re}(Y_{11}))^2}{(\text{Im}(Y_{11}) - \omega C_{gd})^2} \right) \quad (142)$$

$$R_i = \frac{\text{Re}(Y_{11})}{(\text{Im}(Y_{11}) - \omega C_{gd})^2 + (\text{Re}(Y_{11}))^2} \quad (143)$$

$$g_m = \sqrt{\left((\text{Re}(Y_{21}))^2 + (\text{Im}(Y_{21}) + \omega C_{gd})^2 \right) (1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2)} \quad (144)$$

$$\tau = \frac{1}{\omega} \arcsin \left(\frac{-\omega C_{gd} - \text{Im}(Y_{21}) - \omega C_{gs} R_i \text{Re}(Y_{21})}{g_m} \right) \quad (145)$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}(Y_{22}) - \omega C_{gd}}{\omega} \quad (146)$$

$$g_{ds} = \text{Re}(Y_{22}) \quad (147)$$

Las ecuaciones (141) a (147) son válidas para todo el intervalo de frecuencia y voltajes de drenador superiores a cero volts. Previo a la determinación de estos elementos del dispositivo intrínseco, los elementos extrínsecos deben ser evaluados para todo el intervalo de frecuencias y voltajes de polarización.

III.3.3 Método de Michael Golio.[Golio *et al.*, 1990]

Este método, a diferencia de los anteriores, sólo requiere la caracterización RF en el punto de operación del dispositivo y el conocimiento de las resistencias parásitas. Los valores de los elementos intrínsecos se extraen de los parámetros Y a bajas frecuencias efectuando previamente la remoción de las resistencias parásitas determinadas. Las inductancias parásitas se evalúan entonces comparando los parámetros Z del modelo resultante con los parámetros Z extrínsecos medidos.

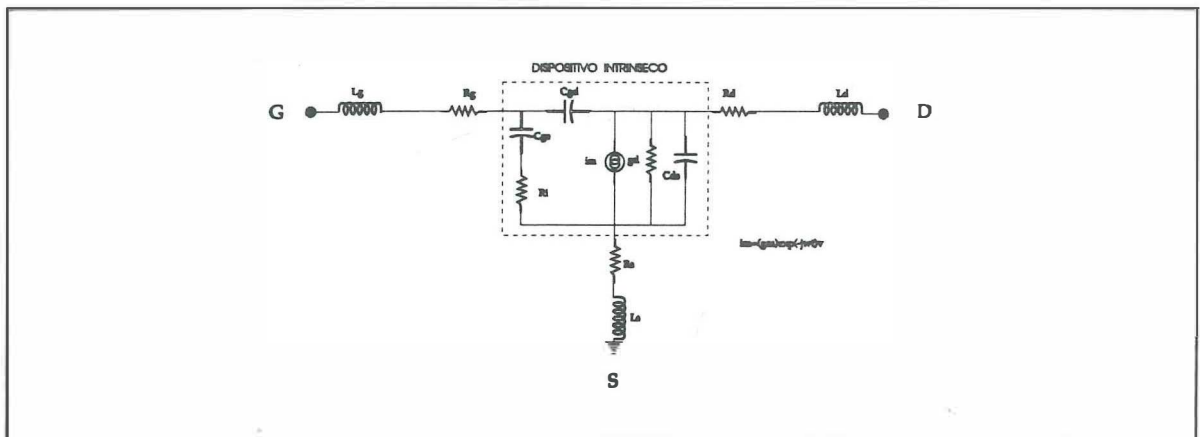


Figura 15. Circuito equivalente en pequeña señal del TEC GaAs empleado por M. Golio.

El circuito equivalente del TEC GaAs empleado por Golio se muestra en la figura 15. Para iniciar el análisis se supone que las resistencias parásitas ya se han medido. Realizando la sustracción de los elementos parásitos, los parámetros $\mathbf{Z}$ del dispositivo intrínseco pueden expresarse como:

$$z_{11} = Z_{11} - (R_g + R_s) - j\omega(L_g + L_s) \quad (148)$$

$$z_{12} = Z_{12} - R_s - j\omega L_s \quad (149)$$

$$z_{21} = Z_{12} - R_s - j\omega L_s \quad (150)$$

$$z_{22} = Z_{22} - (R_d + R_s) - j\omega(L_d + L_s) \quad (151)$$

donde los parámetros $\mathbf{Z}$ extrínsecos son denotados por las Z mayúsculas, los cuales se obtienen de la medición de los parámetros $\mathbf{S}$ y usando fórmulas de conversión. En bajas frecuencias, $|\omega L| \ll |\text{Im}(Z_{ij}(\omega))|$, entonces, las inductancias tienen un efecto mínimo en las ecuaciones (148) a (151). Los parámetros $\mathbf{Z}$ intrínsecos pueden calcularse en este intervalo de baja frecuencia y convertirse en parámetros $\mathbf{Y}$. Los valores de los elementos intrínsecos se calculan de las ecuaciones (152) a (155) siguiendo el método propuesto por Dambrine *et al.* [1988]

$$Y_{11} = R_i C_{gs}^2 \omega^2 + j\omega(C_{gs} + C_{gd}) \quad (152)$$

$$Y_{12} = -j\omega C_{gd} \quad (153)$$

$$Y_{21} = g_m - j\omega(C_{gd} + g_m(R_i C_{gs} + \tau)) \quad (154)$$

$$Y_{22} = \frac{1}{R_{ds}} + j\omega(C_{ds} + C_{gd}) \quad (155)$$

De las ecuaciones (148)-(151) se logran las siguientes expresiones para las inductancias parásitas, las cuales se calculan para $f > f_m$, donde f_m es la frecuencia máxima usada para evaluar los valores de los elementos intrínsecos.

$$\text{Im}[Z_{11}] - \text{Im}[z_{11\text{mod}}] = \Delta Z_{11} = \omega(L_g - L_s) \quad (156)$$

$$\text{Im}[Z_{12}] - \text{Im}[z_{12\text{mod}}] = \Delta Z_{12} = \omega L_s \quad (157)$$

$$\text{Im}[Z_{21}] - \text{Im}[z_{21\text{mod}}] = \Delta Z_{21} = \omega L_s \quad (158)$$

$$\text{Im}[Z_{22}] - \text{Im}[z_{22\text{mod}}] = \Delta Z_{22} = \omega(L_d - L_s) \quad (159)$$

Los valores de inductancias se obtienen de ΔZ_j como sigue:

- 1) L_s de ΔZ_{12} o ΔZ_{21}
- 2) L_g de ΔZ_{11}
- 3) L_d de ΔZ_{22}

El valor de L_s puede variar considerablemente dependiendo del uso de cualquiera de los dos datos ΔZ_{12} o ΔZ_{21} . En muchos casos se recomienda efectuar los cálculos de L_s por ambos lados y entonces determinar cuál provee el menor error. Otra opción es emplear un promedio ponderado y calcular L_s de:

$$L_s = \frac{(W_{12}L^{12} + W_{21}L^{21})}{(W_{12} + W_{21})} \quad (160)$$

donde W_{12} y W_{21} son los factores de ponderación y L_s^{12} y L_s^{21} son las inductancias extraídas de ΔZ_{12} y ΔZ_{21} respectivamente. Los factores de ponderación pueden seleccionarse por prueba y error o variando automáticamente en el algoritmo de extracción hasta obtener el intercambio deseado entre los errores de modelado en Z_{12} y Z_{21} .

El algoritmo para la determinación de los elementos del circuito eléctrico equivalente se resume como sigue:

- 1) Conversión de parámetros **S** medidos en parámetros **Z**.
- 2) Evaluar inductancias de las ecuaciones (156)-(159) (inductancias igual con cero para la primera iteración).
- 3) Efectuar la sustracción de los elementos parásitos para obtener los parámetros **Z** intrínsecos en baja frecuencia (148)-(151).
- 4) Convertir la matriz **Z** intrínseca a matriz **Y**.

- 5) Evaluar los elementos intrínsecos de los parámetros $\mathbf{Y}$ empleando las ecuaciones (152)-(155).
- 6) Calcular los parámetros $\mathbf{Z}$ con los valores de los elementos intrínsecos encontrados en el paso 5.
- 7) Calcular el error de modelado E_{mod} .
- 8) Si $E_{\text{mod}} < E_{\text{tot}}$, entonces los valores extraídos de las inductancias son aceptables, si no ir al paso 2.
- 9) Fin del algoritmo.

III.4. CONCLUSIÓN.

En este capítulo se han examinado diversas técnicas para la extracción de los elementos del circuito eléctrico equivalente del TEC GaAs. Hay que mencionar la gran importancia que tiene el hecho de extraer los valores de los elementos extrínsecos en forma precisa para conseguir una correcta caracterización del dispositivo, debido a que el consumo de potencia y el factor de ruido son, entre otros, parámetros que muestran una marcada dependencia con las resistencias extrínsecas, por ejemplo. Una vez conocidos los valores de los elementos parásitos es posible determinar los elementos intrínsecos en pequeña señal. Para esto, se establecieron tres métodos:

1. Método de Dambrine.
2. Método de Berroth y Bosch.
3. Método de Golio.

Estos métodos, comparados con el método convencional, basado en ajuste de parámetros $\mathbf{S}$ en un intervalo de frecuencias amplio (optimización), tienen varias ventajas:

1. Todos los elementos intrínsecos son directamente determinados.
2. Estos métodos son rápidos, precisos y son excelentes para obtener una gran cantidad de datos directamente relacionados con el diseño o proceso de fabricación del TEC GaAs.

Por lo tanto, una vez que se han establecido los métodos para la determinación del circuito eléctrico equivalente del TEC GaAs, en el capítulo siguiente se estudiarán los mecanismos necesarios para la obtención de los parámetros S extrínsecos del TEC, los cuales son un punto clave en la determinación del circuito equivalente. Así mismo, se establecerá la metodología experimental que se ha empleado en este trabajo para la determinación del circuito eléctrico equivalente.

IV DETERMINACIÓN DEL CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE DEL TEC GaAs.

IV.1 Introducción.

El diseño por computadora de circuitos lineales (amplificadores de mediana potencia y de bajo ruido) y no-lineales (osciladores, amplificadores de potencia) requieren del conocimiento de los elementos del circuito eléctrico equivalente del elemento activo. En general, los circuitos activos para microondas utilizan componentes en Arseniuro de Galio (GaAs) y éstos son: los transistores tipo MESFET, HEMT y PHEMT, y más recientemente los transistores bipolares de heteroestructura HBT como se mencionó en el capítulo I.

Los métodos comúnmente empleados en el diseño de componentes de uso en microondas son los siguientes:

1. método desarrollado a partir del conocimiento de los parámetros de dispersión (parámetros S).
2. método desarrollado a partir del conocimiento del circuito eléctrico equivalente.

Sin embargo, el método de diseño desarrollado a partir del conocimiento del circuito eléctrico equivalente del transistor, permite determinar con un alto grado de confiabilidad las limitaciones y las características frecuenciales de cualquier circuito de microondas, por ejemplo: ganancia, G ; frecuencia de corte, F_T ; frecuencia máxima de oscilación, F_{OSMAX} , etc. Además tiene como ventaja principal que a partir de un pequeño número de valores (elementos del circuito eléctrico equivalente) se pueden determinar los parámetros S a cualquier frecuencia, inclusive a frecuencias superiores a las del equipo de medición.

El disponer de un circuito eléctrico equivalente de los transistores antes mencionados permite abordar el diseño optimizado de circuitos, tanto lineales como no-lineales. Los valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente son obtenidos a través de

mediciones: en régimen estático (caracterización en DC) y en régimen dinámico (mediciones en radiofrecuencia de los parámetros S).

La caracterización eléctrica efectuada a estos componentes consiste en la medición de los parámetros estáticos (transconductancia, G_m ; tensión de umbral, V_T ; conductancia de salida, G_{DS} ; máxima corriente de saturación, I_{DSS} ; características corriente-tensión, $I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})$; la resistencia de fuente R_s ; la resistencia de drenador, R_d ; la resistencia de compuerta, R_g y de la medición de los parámetros dinámicos o de dispersión (S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22}). Este conjunto de mediciones permite obtener los elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor. A partir de lo anterior, en este capítulo se procederá a establecer los principios experimentales para la caracterización estática y dinámica que nos permitan determinar el circuito eléctrico equivalente de los transistores TEC GaAs.

IV.2 Caracterización estática.

Una manera de determinar los elementos resistivos del circuito eléctrico equivalente de los TEC GaAs es a través de una serie de mediciones eléctricas, en régimen estático, en las dos regiones de funcionamiento del transistor (región óhmica y región de saturación). Este conjunto de mediciones permite determinar los elementos resistivos, es decir: la resistencia de fuente, R_s ; la resistencia de drenador, R_d ; la resistencia de compuerta, R_g ; la transconductancia, G_m ; la conductancia de salida, G_{DS} ; y el voltaje de oclusión, V_T .

Para determinar estos elementos, se utilizó un banco de caracterización estática, el cual realiza las mediciones de corriente y voltaje $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$, $I_{GS}(V_{DS})$, $I_{GD}(V_{DS})$, $I_{GS}(V_{GS})$ e $I_{GD}(V_{GD})$, y enseguida ejecuta los cálculos de los diferentes parámetros estáticos (V_T , G_m , G_{DS} , R_s , R_d y R_g). Una computadora central, que puede ser una HP 9000/216 o una PC con tarjeta HPIB, efectúa el comando automático de los instrumentos de medición (amperímetros y voltímetros), de los diferentes programas de cálculo y de los instrumentos

de gráfico. El programa de comando automático "CATECM" para caracterización estática esta escrito en lenguaje BASIC versiones 3.0 y 6.2 para las computadoras HP y PC respectivamente. Además, se requiere de un soporte mecánico (base de pruebas) en la cual pueda insertarse el transistor a fin de poder conectar las terminales de este a los puertos del sistema de medición. En la figura 16 se muestra el diagrama a bloques del sistema de caracterización estática.

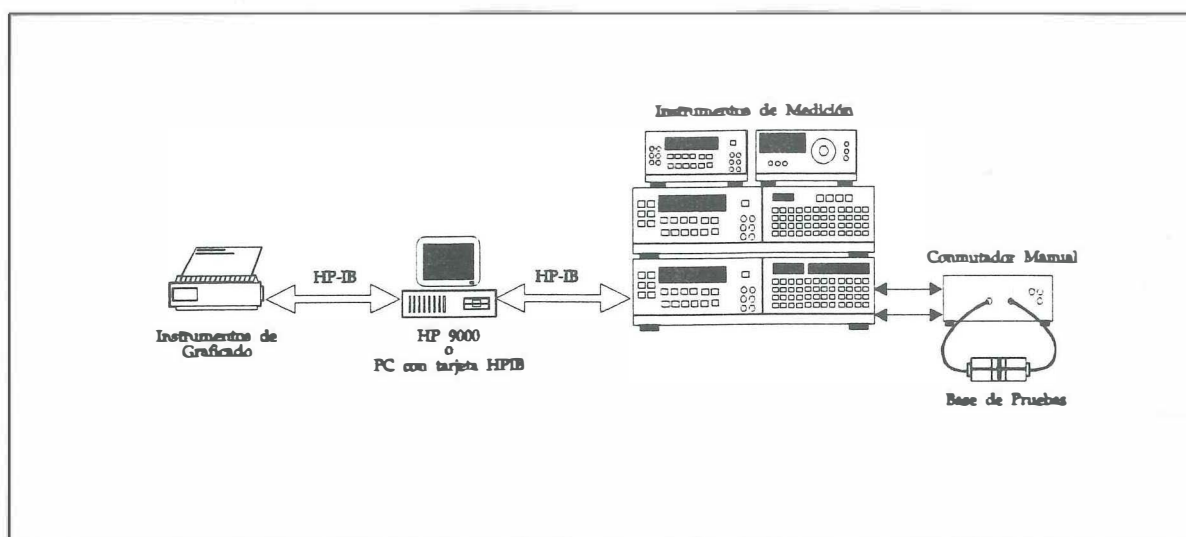


Figura 16. Diagrama a bloques del banco de caracterización estática para transistores TEC GaAs.

En régimen estático D.C., el modelo de circuito eléctrico equivalente se reduce al mostrado en la figura 17, a partir de este circuito es posible plantear una serie de ecuaciones que nos permitan determinar los elementos resistivos en función de las características corriente-voltaje medidas del transistor.

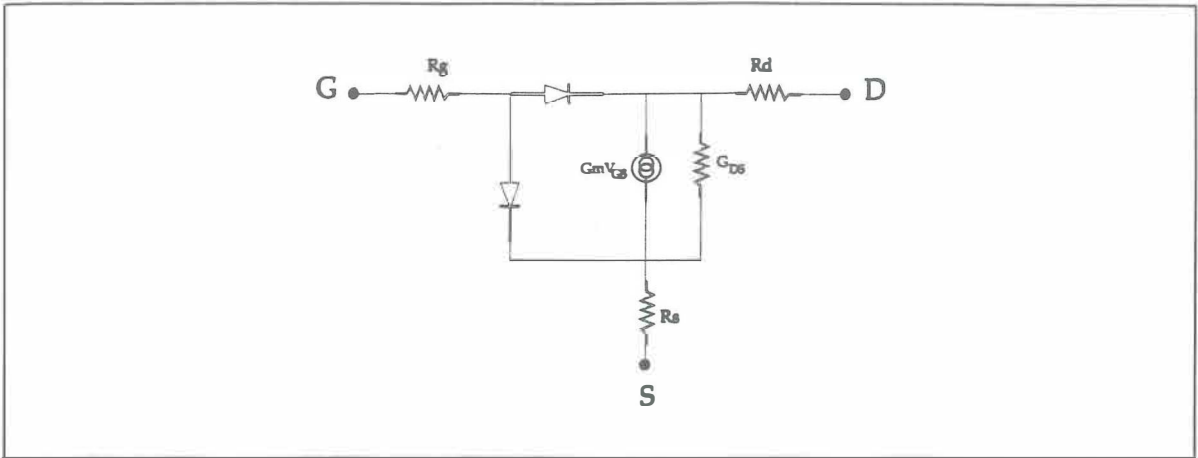


Figura 17. Modelo D.C. de un transistor TEC GaAs.

El diagrama de la figura 18 muestra de manera esquemática la configuración eléctrica del banco de caracterización para efectuar las mediciones de corriente y voltaje. Con esta configuración se obtienen las características $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$, $I_{DS}(V_{GS})$ e $I_{DS}(V_{DS})$; las dos últimas conducen, respectivamente, a la transconductancia G_m y a la conductancia de salida G_{DS} .

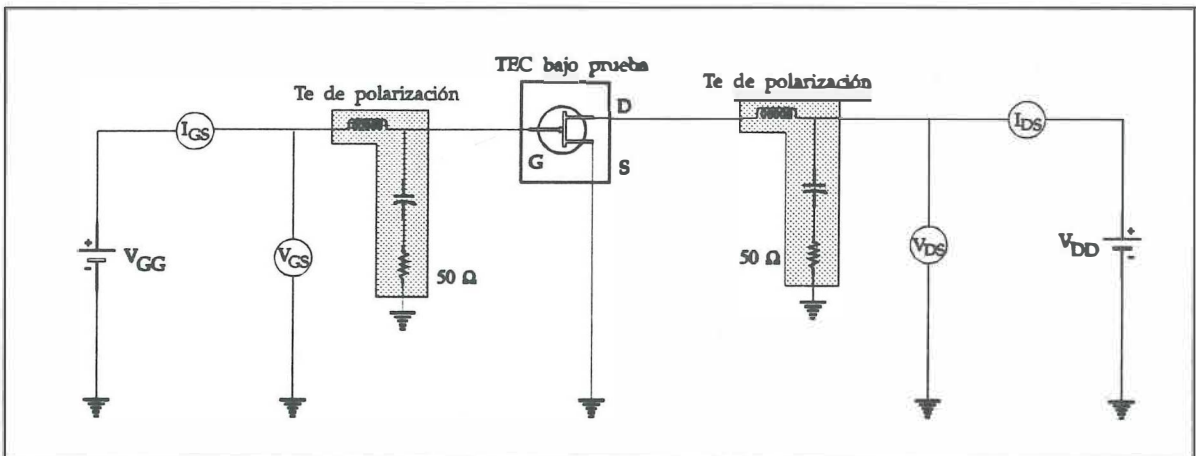


Figura 18. Diagrama eléctrico de la caracterización estática.

a) Transconductancia G_m .

En régimen estático, la transconductancia G_m , también llamada ganancia del transistor, de un TEC GaAs funcionando en régimen saturado está dada por,

$$G_m = \left. \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta V_{GS}} \right|_{V_{DS}=cte.} \quad (161)$$

donde:

I_{DS} corriente de polarización drenador-fuente.

V_{GS} voltaje de polarización compuerta-fuente.

V_{DS} voltaje de polarización drenador-fuente.

Esta relación indica que la transconductancia G_m es la pendiente de la tangente a la curva de I_{DS} en función de V_{GS} , a V_{DS} constante. La figura 19 muestra la variación de G_m en función de V_{GS} .

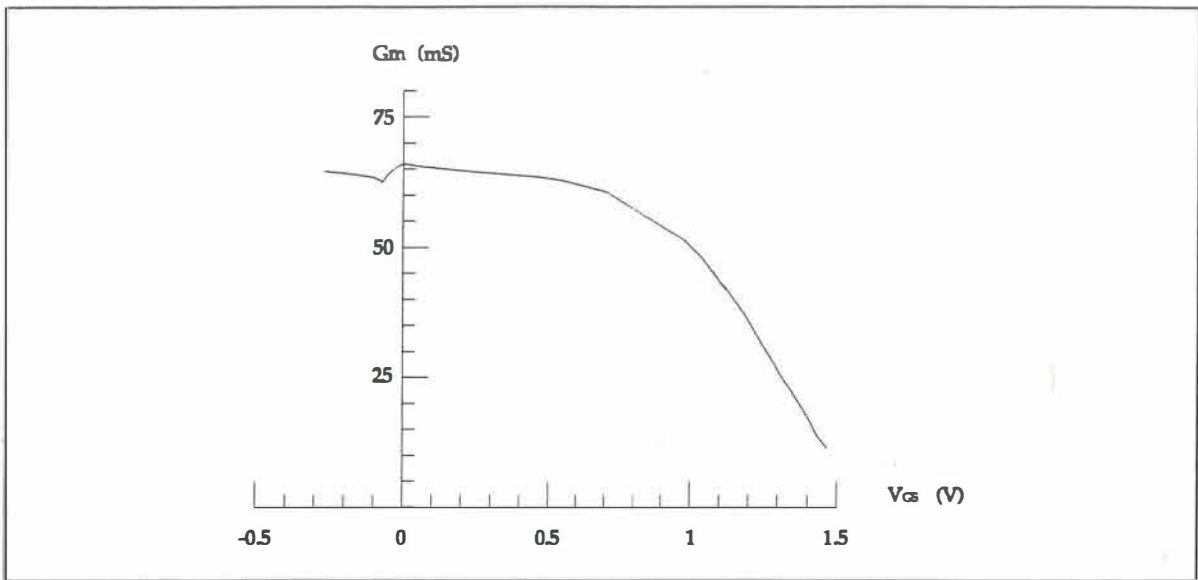


Figura 19. Transconductancia G_m en función de V_{GS} .

En los transistores HEMT, el valor máximo de G_m no ocurre forzosamente cuando I_{DS} alcanza también su valor máximo, es decir, cuando $V_{GS} = 0$. Además, el valor máximo de G_m varía de un transistor a otro. Teniendo en cuenta que el ruido de un amplificador, tanto en baja como en alta frecuencia, depende inversamente del valor de G_m , es de gran utilidad,

en el diseño de amplificadores, el disponer del valor óptimo de polarización donde el componente presenta el valor máximo de G_m y por consiguiente un ruido mínimo.

b) Conductancia de salida G_{DS} .

En régimen estático, la conductancia de salida G_{DS} , esta relacionada con la resistencia de salida R_{DS} por: $G_{DS} = 1/R_{DS}$. Para un transistor de efecto de campo TEC GaAs, funcionando en régimen saturado G_{DS} se da por,

$$G_{DS} = \left. \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta V_{DS}} \right|_{V_{GS}=cte.} \quad (162)$$

Dicho en otras palabras, G_{DS} es la pendiente de la tangente a la curva de I_{DS} en función de V_{DS} a V_{GS} constante; esto se encuentra ilustrado en la figura 20.

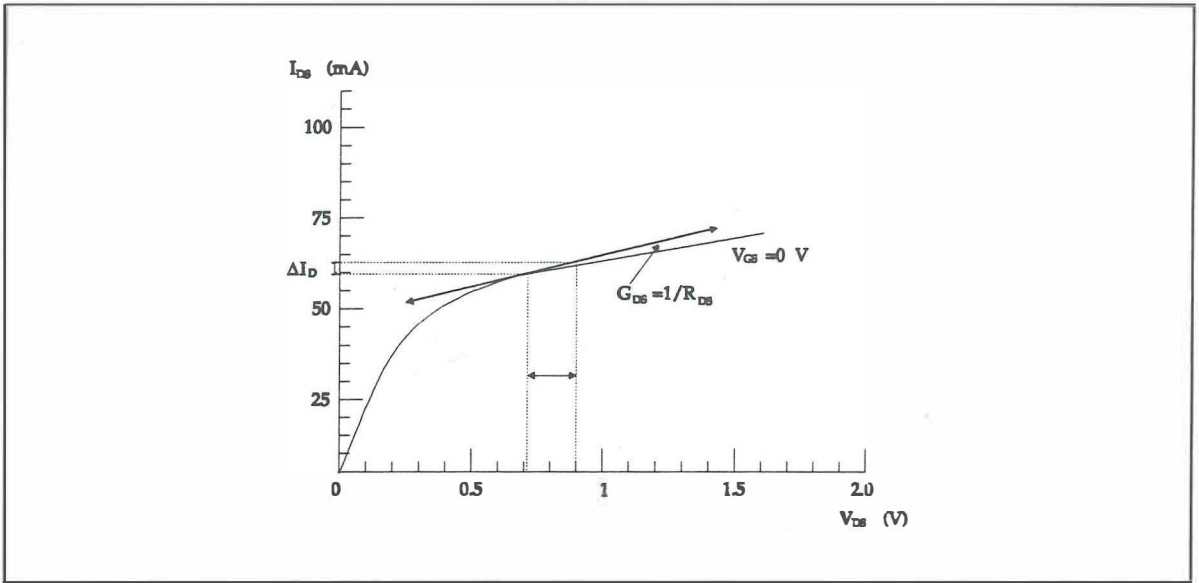


Figura 20. Característica $I_{DS}(V_{DS})$ para el cálculo de la conductancia de salida G_{DS} .

El interés por medir G_{DS} en régimen estático reside en que a través del comportamiento de G_{DS} se obtiene información sobre algunos efectos parásitos que

degradan las características en microondas de los transistores TEC GaAs. Además, si no hubiera efectos dispersivos de la impedancia de salida a baja frecuencia, esto permitiría extraer el valor de la conductancia de salida del circuito eléctrico equivalente.

c) Voltaje de oclusión V_T .

El voltaje de oclusión es un parámetro primordial en la determinación del circuito eléctrico equivalente del TEC intrínseco como se vio en el capítulo II, este nos indica el valor del voltaje compuerta-fuente V_{GS} en el cual el canal del TEC se encuentra completamente bloqueado, la figura 21 muestra la corriente drenador-fuente I_{DS} como una función del voltaje de polarización de compuerta V_{GS} . Una apropiada extrapolación de esta curva a la abscisa proporciona el voltaje de oclusión, como muestra la línea punteada en la gráfica.

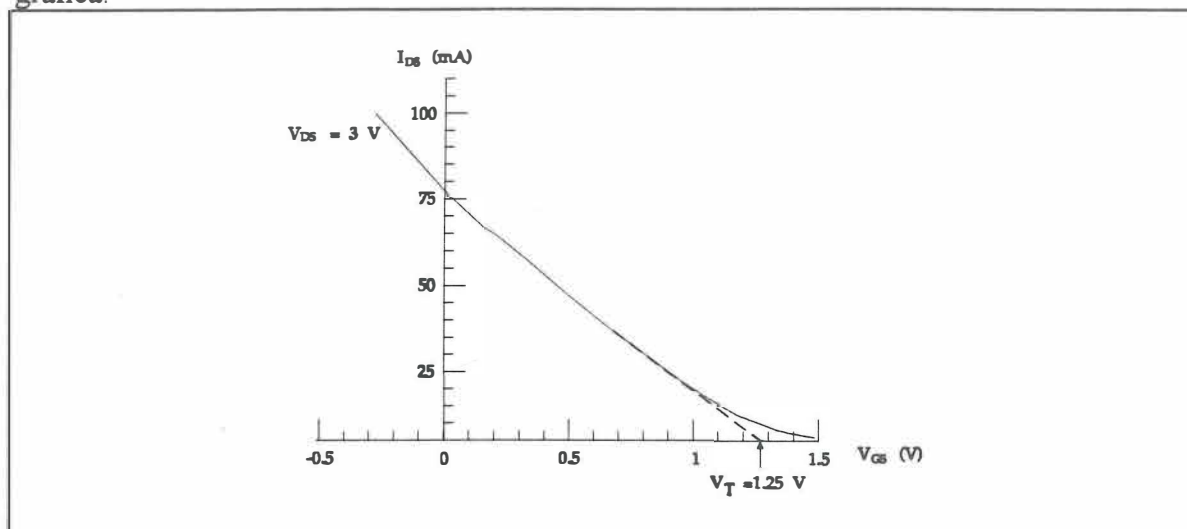


Figura 21. Característica corriente-voltaje $I_{DS}(V_{GS})$ para el cálculo del voltaje de oclusión.

IV.2.1 Determinación de las Resistencias de Acceso.

La técnica que emplearemos en este trabajo para la determinación de las resistencias parásitas, será la descrita en el apartado II.2.1.1. que es el método en régimen estático. Esta

técnica como ya se mencionó anteriormente, consiste en la medición de las características corriente-voltaje $I_G(V_{DS})$ e $I_G(V_{GS})$ bajo una polarización en directo de la compuerta y con el drenador o la fuente flotante segun el caso. La figura 22 ilustra el principio de las mediciones.

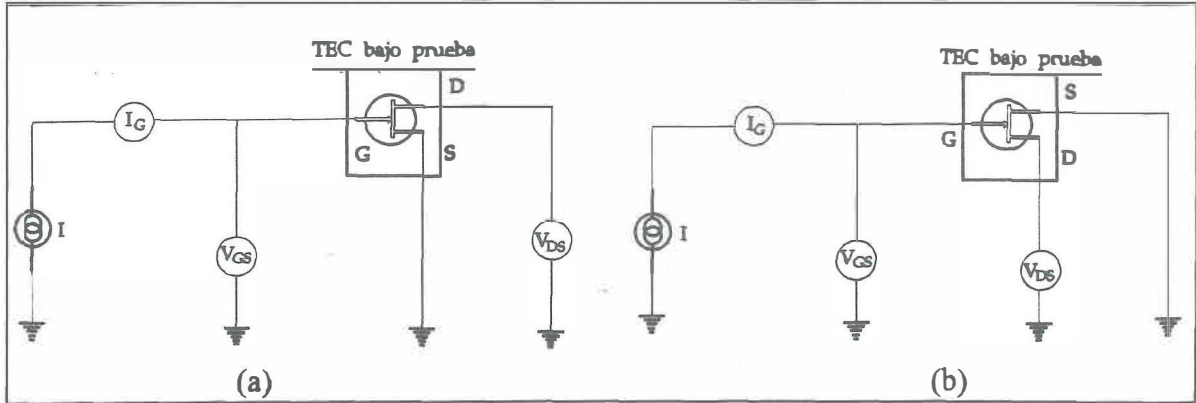


Figura 22. Diagrama eléctrico que ilustra el principio de medición de las característica $I_G(V_{DS})$ e $I_G(V_{GS})$ para el cálculo de las resistencias parásitas.

En configuración a drenador flotante como se muestra en la figura 22(a) y de acuerdo a la técnica en régimen estático, en la que la región del transistor entre la compuerta y la fuente se considera como un diodo real de barrera Schottky, las ecuaciones que definen a la característica $I_G(V_G)$ de una barrera Schottky son:

$$I_G = I_s \cdot \exp\left[\frac{V_G - I_G R}{nU}\right] \quad (163)$$

Donde:

$$U = \frac{kT}{q} \quad (164)$$

R es el valor respectivo de $R^{(S)}$ o $R^{(D)}$ según el elemento que se este flotando.

K es la constante de Boltzman.

n es el factor de idealidad.

T es la temperatura en °K.

I_s es la corriente de saturación.

$$R^{(S)} = R_s + R_g + \frac{R_{CH}}{3} \quad (165)$$

$$R^S = R_s + \frac{R_{CH}}{2} \quad (166)$$

El valor de R^S se deduce fácilmente de la característica corriente-voltaje medida bajo esta configuración por:

$$R^S = \left(\frac{V_{DS}}{I_{GS}} \right)_{\text{drenador flotante}} \quad (167)$$

De la figura 22(b) en configuración a fuente flotante podemos obtener el segundo par de ecuaciones del sistema de ecuaciones a resolver.

$$R^{(D)} = R_d + R_g + \frac{R_{CH}}{3} \quad (168)$$

$$R^D = R_d + \frac{R_{CH}}{2} \quad (169)$$

Donde R^D se calcula de la característica corriente-voltaje dada por,

$$R^D = \left(\frac{V_{DS}}{I_{GD}} \right)_{\text{fuente flotante}} \quad (170)$$

Con las ecuaciones (165), (166), (168) y (169), y de acuerdo al método de caracterización estática planteado en el capítulo III, es posible determinar las resistencias parásitas del TEC, con estos calculos hemos concluido lo que es la caracterización estática. Enseguida se efectuará la caracterización dinámica, que nos llevara a la obtención de los valores de los elementos reactivos del circuito eléctrico equivalente.

IV.3 Caracterización Dinámica.

La caracterización en régimen dinámico de transistores TEC GaAs, permite determinar el valor de los elementos del TEC intrínseco y los elementos reactivos del TEC extrínseco

(capacidades e inductancias): capacidad compuerta-fuente, C_{gs} ; capacidad drenador-fuente, C_{ds} ; capacidad compuerta-drenador, C_{gd} ; inductancia de fuente, L_s ; inductancia de drenador, L_d ; inductancia de compuerta, L_g ; la capacidad parásita de drenador, C_{pd} ; la capacidad parásita de compuerta, C_{pg} .

Para la determinación de los elementos reactivos del circuito eléctrico equivalente del TEC GaAs, se monto un banco de caracterización dinámica, el cual realiza la medición de los parámetros S en forma automática por medio del programa de comando HP85161B, posteriormente efectúa los cálculos de los diferentes elementos reactivos a través de un programa de computadora CADITEC, desarrollado en este trabajo de tesis. La figura 23, muestra el diagrama a bloques del banco de caracterización dinámica.

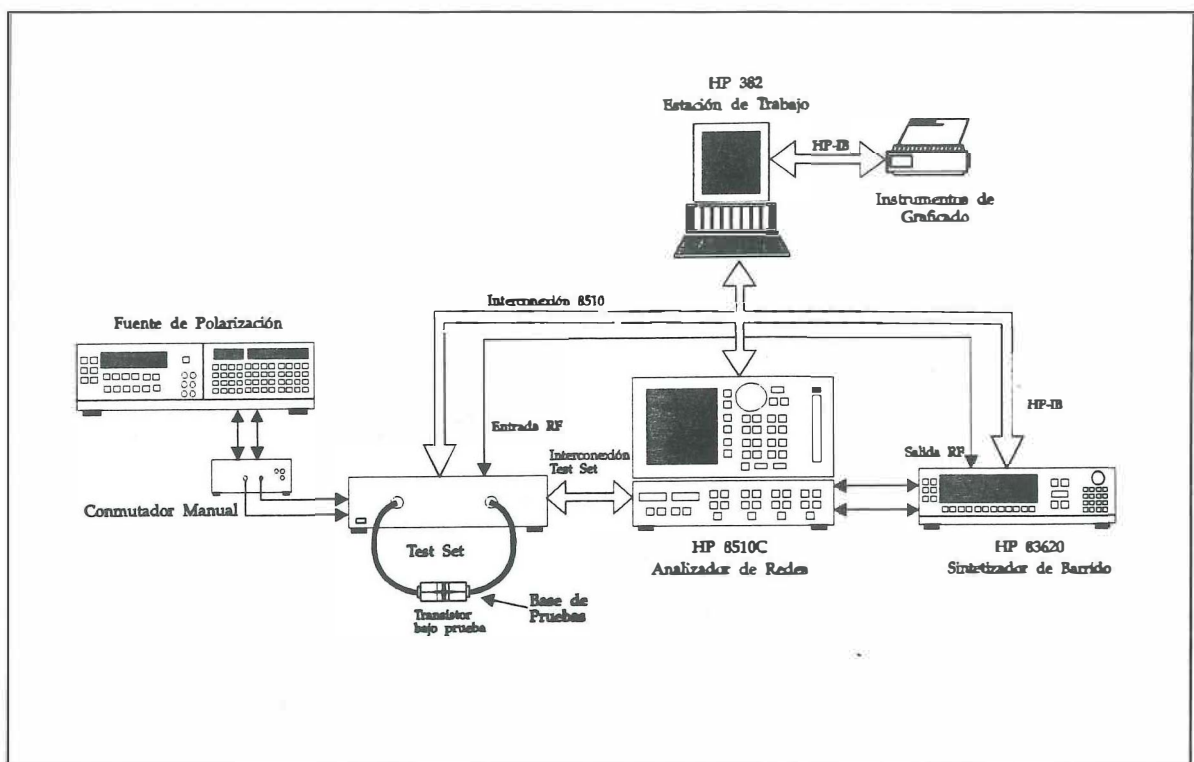


Figura 23. Diagrama a bloques del banco de caracterización dinámica.

Sin embargo, antes de proceder a la caracterización dinámica de transistores, es conveniente plantear la definición de los parámetros S y hacer un breve estudio del sistema empleado para la medición de estos parámetros, como lo es el analizador de redes automático HP8510.

IV.3.1 Medición de Parámetros S de Transistores por un Analizadores de Redes de Microondas.

Como se menciona al inicio del presente de capítulo, la caracterización dinámica efectuada a los transistores TEC GaAs, consiste en la medición de los parámetros de dispersión (parámetros S), los cuales nos permitirán determinar los elementos reactivos (capacitancias e inductancias) del circuito eléctrico equivalente del TEC. En esta sección se describirá brevemente la definición de los parámetros S , así como el sistema capaz de medir tales parámetros, como lo es el Analizador de Redes de Microondas.

IV.3.1.1 Parámetros de Dispersión.

Las características de un dispositivo de tres terminales tales como los transistores, que son el objeto de nuestro estudio, se pueden especificar por un grupo de parámetros de dos puertos (bipuerto) llamados parámetros de dispersión o parámetros S . Los parámetros de dispersión son análogos a los parámetros convencionales tales como, los parámetros híbridos H , parámetros de impedancia Z o parámetros de admitancia Y , ya que estos describen los puertos de entrada y salida de cualquier cuadripolo.

Tanto los parámetros H , como los Z y los Y , se obtienen en función de voltajes y corrientes que circulan en los puertos de entrada y salida. En cambio, los parámetros S se expresan en función de las ondas incidentes y reflejadas en los puertos de entrada y salida.

Para obtener los parámetros $\mathbf{H}$, $\mathbf{Y}$ y $\mathbf{Z}$, simplemente basta con poner en corto o en circuito abierto cada uno de los puertos de la red. Sin embargo, en altas frecuencias, los parámetros $\mathbf{H}$, $\mathbf{Y}$ y $\mathbf{Z}$ no pueden medirse por las siguientes razones:

1. No existe equipo capaz de medir los voltajes y corrientes totales en los puertos de la red.
2. Los cortos y los circuitos abiertos son difíciles de obtener en un ancho de banda amplio.
3. Los dispositivos activos se vuelven inestables cuando se cargan con un corto o se mantienen en circuito abierto.

Debido a esto, es necesario entonces definir un nuevo grupo de parámetros generalizados, que pudieran medirse con cargas resistivas (50Ω) y no con cortos o circuitos abiertos [Kurokawa,1965] denominados parámetros de dispersión. Una vez obtenidos los parámetros $\mathbf{S}$, se pueden obtener los parámetros $\mathbf{H}$, $\mathbf{Y}$ y $\mathbf{Z}$ utilizando fórmulas de conversión de parámetros.

Para definir los parámetros $\mathbf{S}$, considérese el esquema de la figura 24,

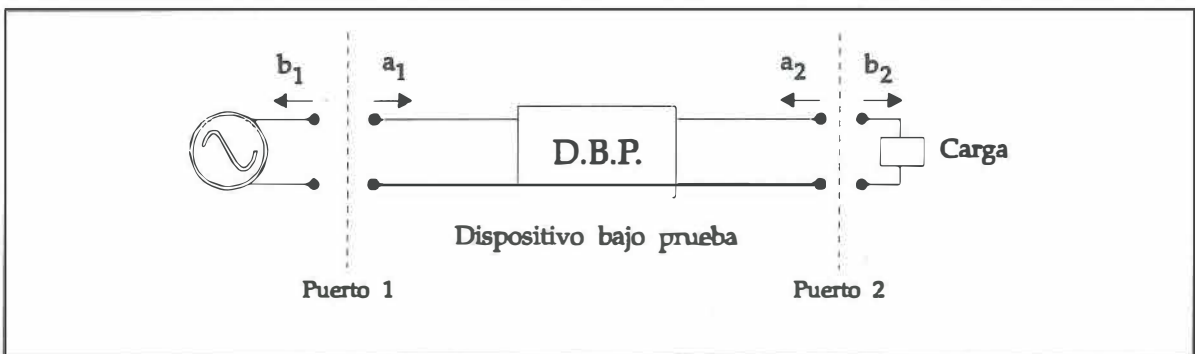


Figura 24. Red de dos puertos en función de las ondas incidentes y reflejadas.

Donde:

a_1 y a_2 son las ondas incidentes.

b_1 y b_2 son las ondas reflejadas.

El conjunto de ecuaciones que define a este cuadripolo son,

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (171)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (172)$$

De las ecuaciones (171)-(172) los parámetros S pueden definirse como,

coeficiente de reflexión a la entrada con la salida adaptada:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (173)$$

coeficiente de transmisión a la entrada con la salida adaptada:

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (174)$$

coeficiente de transmisión a la salida con la entrada adaptada:

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (175)$$

coeficiente de reflexión a la salida con la entrada adaptada:

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (176)$$

Para efectuar la medición de S_{11} , S_{12} , S_{21} y S_{22} en alta frecuencia de un dispositivo de microondas (activo o pasivo) se utiliza un analizadores de redes de microondas.

IV.3.1.2. Analizadores de redes.

Podemos encontrar tres tipos básicos de analizadores de redes:

- escalar automático.
- vectorial automático.
- de seis puertos.

De estos tres tipos de analizadores de redes nuestro estudio se centrara en el vectorial automático, y en concreto, en el modelo **HP8510** de **Hewlett Packard** ya que es con el que se cuenta en el laboratorio de altas frecuencias. Los analizadores de redes automáticos son capaces de caracterizar con toda precisión (corrigiendo errores intrínsecos del analizador, de los que hablaremos más adelante) almacenando los resultados y representándolos gráficamente en la forma que haya seleccionado el usuario.

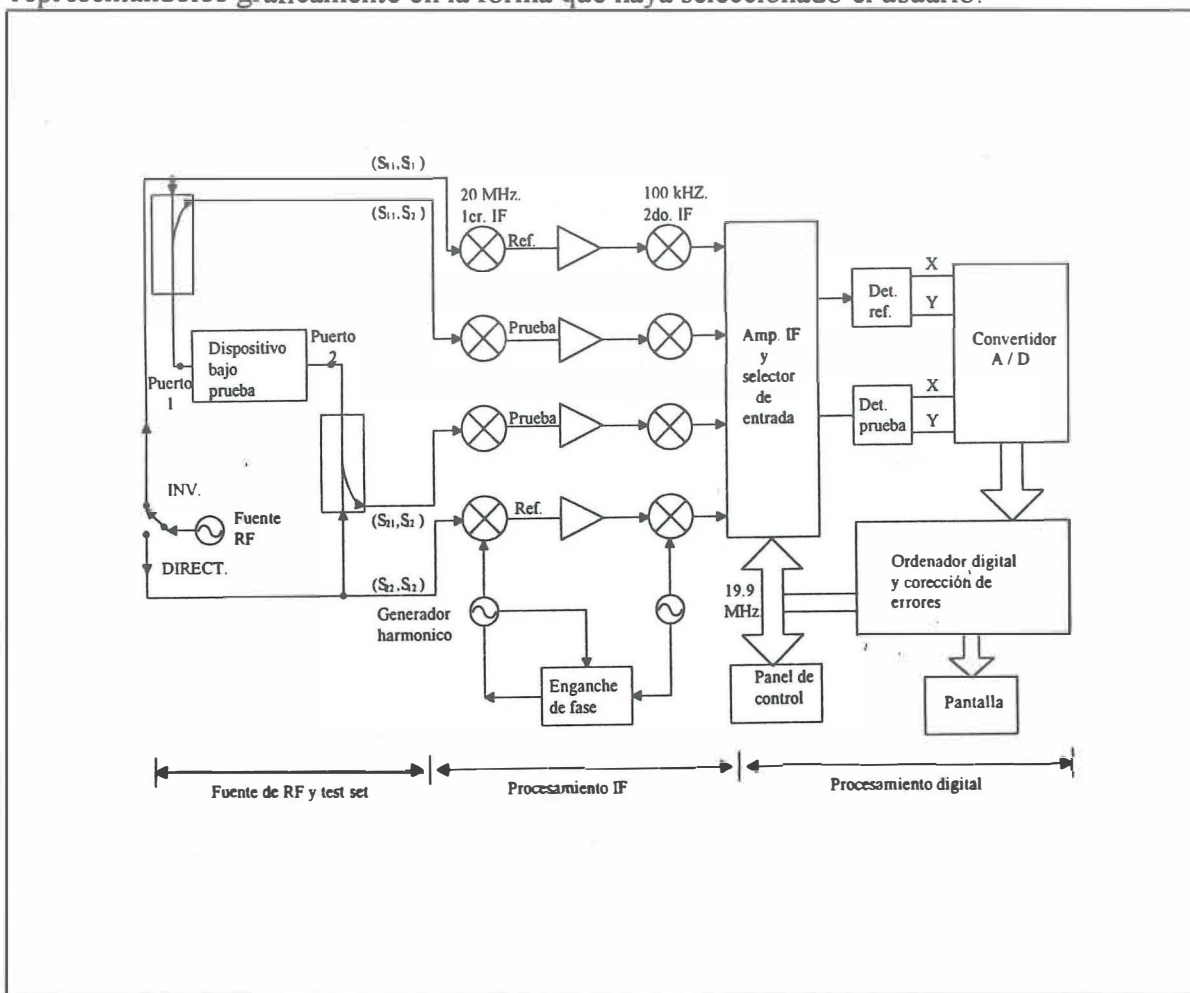


Figura 25. Diagrama a bloques de un analizador de redes de microondas.

En concreto el **HP8510** presenta además la ventaja de ser programable por el usuario desde una computadora externa y utilizar los datos medidos en programas de simulación, que es la meta del presente trabajo. Un diagrama a bloques simplificado de un analizador de redes similar al sistema **HP8510** es mostrado en la figura 25.

En operación, la fuente de RF efectúa un barrido sobre el ancho de banda especificado, un reflectrómetro muestrea las ondas de RF incidentes, reflejadas y transmitidas; un conmutador el cual permite a la red conectar al puerto 1 o al puerto 2. Cuatro canales de conversión dual convierten estas señales a frecuencia IF de 100 KHz., las cuales son detectadas y convertidas a forma digital. Una potente computadora interna es usada para calcular y desplegar la magnitud y fase de los parámetros S , u otras cantidades que pueden ser derivadas de estos parámetros, tales como SWR, perdidas por retorno, retraso de grupo, impedancia, etc. Una característica importante de este analizador de redes es la sustancial mejora en precisión hecha posible con la programática de corrección de errores [Pozar, 1990]. Errores que se verán en el desarrollo de este trabajo y la forma de corregirlos. Otra característica útil es la capacidad para determinar la respuesta en el dominio del tiempo de la red por medio del cálculo de la transformada inversa de Fourier de los datos tomados en el dominio de la frecuencia.

Sin embargo, a pesar de las potencialidades de este sistema de medición, debemos considerar las imperfecciones del mismo para poder realizar una medida exacta, es decir, es necesario que realicemos una calibración.

IV.3.2. Modelos de error para redes de dos puertos.

En frecuencias de microondas, las imperfecciones de los instrumentos distorsionan la respuesta medida de un componente relativo a la respuesta real. Los errores medidos de

estas imperfecciones son clasificados como: errores aleatorios y errores sistemáticos. Los errores sistemáticos son predecibles y se deben a las siguientes causas:

- 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 del oscilador de barrido.

En tanto que los errores aleatorios, tales como ruido, fuga, y repetibilidad son impredecibles, y por tanto estos no pueden ser corregidos. Sin embargo, en un medio de medición estable los errores sistemáticos son repetibles y pueden ser medidos por el analizador de redes.

La figura 26 muestra gráficamente el modelo de 12 términos de error que representan las imperfecciones antes mencionadas. La determinación de estos errores nos conducirán a la obtención de parámetros **S** exactos. Para cuantificar estos errores es necesario utilizar técnicas de medición de errores conocidas como técnicas de calibración. Estas técnicas se describen en el siguiente párrafo.

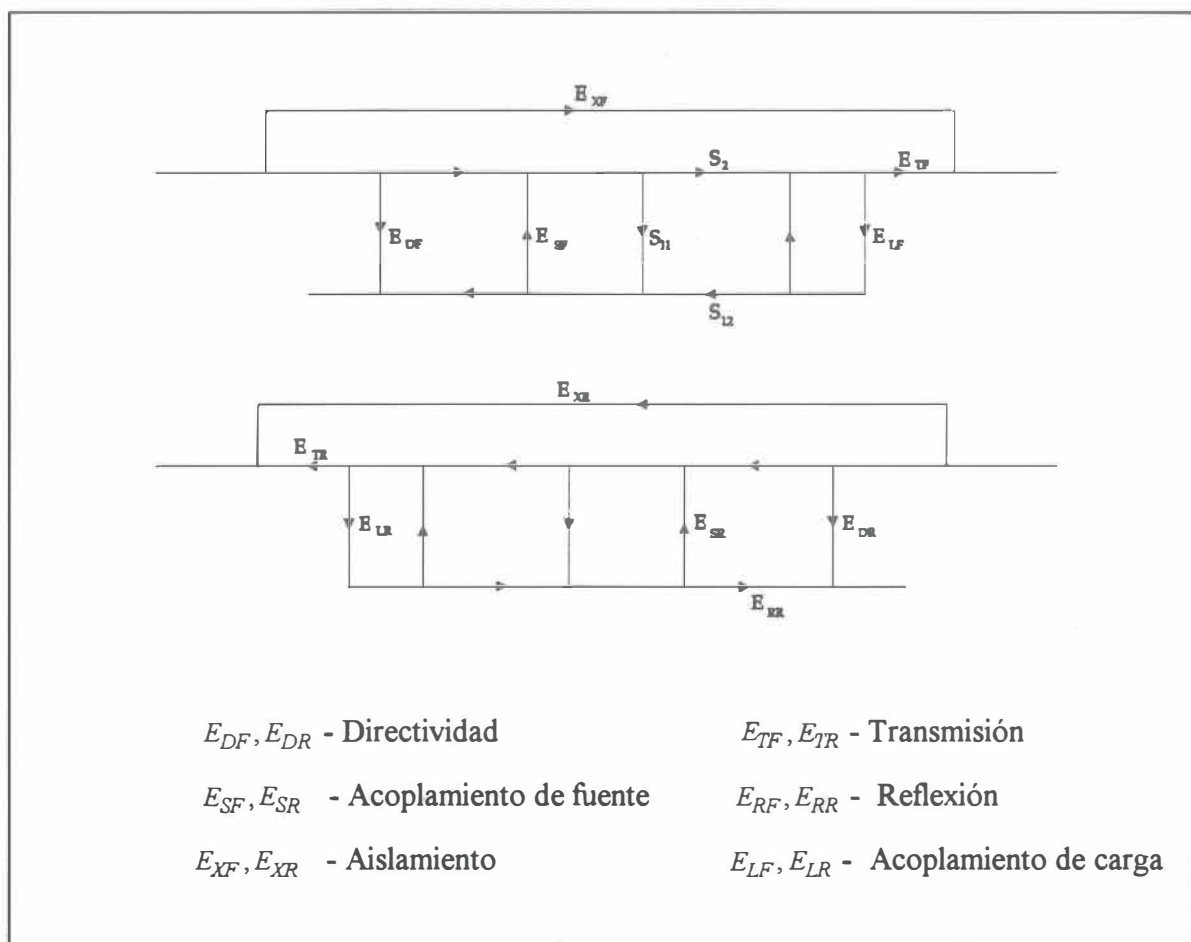


Figura 26. Modelo de doce términos de error a dos puertos.

IV.3.3. Técnicas de calibración.

Las técnicas de calibración se dividen en dos grupos:

- técnicas de calibración para dispositivos coaxiales.
- técnicas de calibración para dispositivos no-coaxiales.

a) Técnicas de calibración para dispositivos coaxiales.

Las técnicas más comunes para la calibración de dispositivos coaxiales son: calibración total de dos puertos "Full-Two Port" y TRL (Thru-Reflect-Line) [Engen, Hoer, 1979]. La diferencia principal entre estas dos técnicas de calibración reside principalmente en el

número de patrones de calibración, por puerto, de valor conocido (carga de $50\ \Omega$, corto y circuito abierto). Contrariamente a la técnica Full-Two Port, la técnica TRL utiliza tres patrones (Thru, corto (Reflect) y una línea) de valor desconocidos.

b) Técnicas de calibración para dispositivos no-coaxiales.

Para dispositivos no-coaxiales existen diferentes técnicas de calibración por ejemplo: LRM (line, reflect, match), LRL (line, reflect, line), TRL, etc. Estas técnicas son equivalentes en el número de patrones utilizados en la calibración y pueden usarse de manera indiferente en el proceso de corrección de errores. Sin embargo, por su facilidad de implementación la técnica TRL ha sido la más desarrollada y será esta la que utilizaremos en el proceso de calibración. En el siguiente párrafo describiremos de manera exhaustiva la técnica TRL.

IV.3.3.1. Calibración TRL. El problema del de_embedding.

Los dispositivos no-coaxiales tienen la característica de no poder ser conectados directamente a los puertos del analizador calibrado, un ejemplo de este es la medición de transistores. Para llevar acabo esta medición es necesario un soporte mecánico en el cual pueda ser montado el dispositivo, al cual denominaremos *base de pruebas*. La base de pruebas coaxial junto con el dispositivo bajo prueba puede ahora ser conectada al analizador de redes; en este punto el problema se reduce a idear un método para separar los efectos de la base de pruebas de la respuesta del dispositivo a medir, este problema se presenta en la figura 27. Una gran variedad de técnicas para llevar acabo esto son empleadas, las cuales serán detalladas en un apartado posterior. Efectuando el de_embedding de la respuesta modelada de una base de pruebas bien realizada puede proporcionar resultados seguros cuando las características de la base son conocidas. Si una base de pruebas bien acoplada y

con bajas pérdidas puede ser construida, una simple normalización o extensión de puertos puede ser aplicada. Sin embargo, en la mayoría de los casos las bases de prueba no son ideales y presentaran discontinuidades de impedancia y atenuación. La respuesta medida de un dispositivo en microcinta es también afectada por la magnitud y fase de las pérdidas de inserción de la base.

En mediciones no-coaxiales(para nuestro caso, las bases de pruebas), es más difícil realizar estándares que sean fácilmente caracterizados. En microcinta, por ejemplo, cortos circuitos son inductivos, circuitos abiertos son capacitivos y es difícil realizar una carga resistiva de alta calidad. Debido a estas limitaciones, se requiere un método alternativo para corregir errores en medios no-coaxiales y que utilice estándares simples y realizables [Hewlett Packard, 1986; Helmore, 1986].

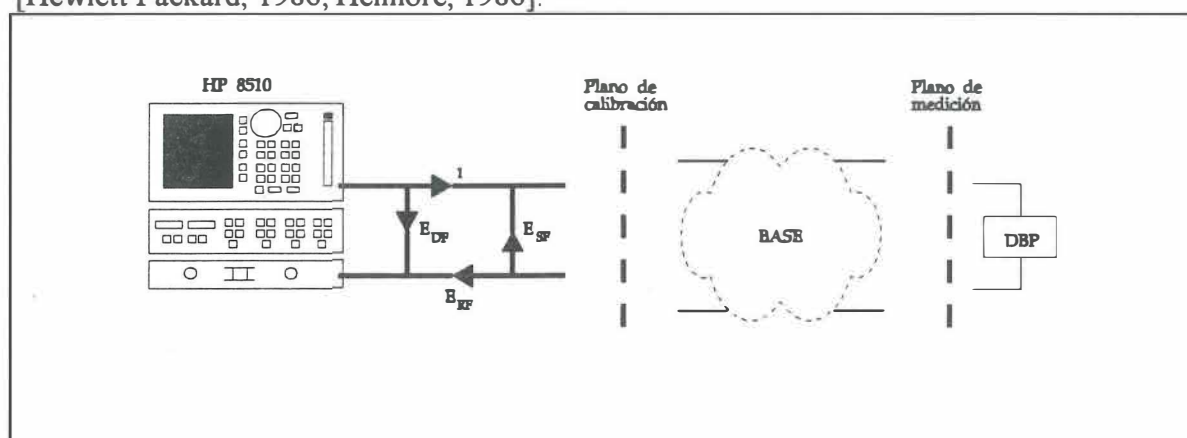


Figura 27. Problemática de corrección de errores inducidos por la base de pruebas.

Aunque en forma más restrictiva que la definición original [Bauer, Penfield, 1974], en este trabajo se usará el término *de_embedding* para describir la corrección de errores usando un proceso de establecer planos de medición diferentes de los proporcionados por la calibración, como se presenta en la figura 28. Como se usa en el presente trabajo, el término es aplicado a los sistemas de mediciones lineales a uno o dos puertos. Cabe hacer mención que el término *de_embedding* no se refiere al método usado para calibrar o caracterizar

cualquiera de las redes entre el dispositivo bajo prueba y los planos de medición, sino solo al proceso de proporcionar planos de medición diferentes de los obtenidos con estándares a través de la calibración convencional del analizador.

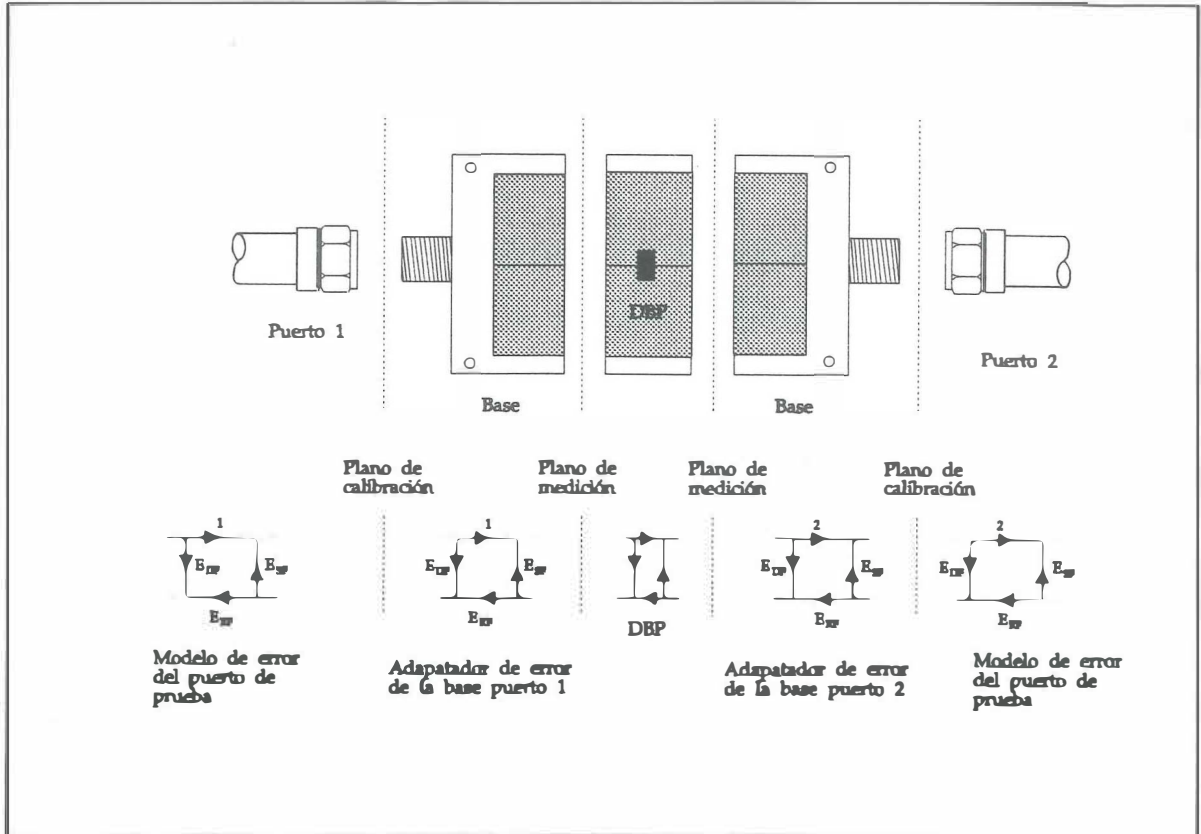


Figura 28. Representación del proceso de de_embedding.

Calibración TRL (THRU-REFLECT-LINE).

THRU-REFLECT-LINE es una técnica de calibración de 2 Puertos, la cual utiliza dos líneas de transmisión y un corto, y no requiere estándares precisos de impedancia conocida. Aunque la derivación matemática es diferente que al convencional FULL 2-PORT, la aplicación de la técnica resulta en el mismo modelo de doce términos de error.

Hay tres ventajas claves obtenidas cuando se usan líneas de transmisión como estándares de referencia.

1. Las líneas de transmisión están entre los elementos más simples a realizarse en muchas mediciones no-coaxiales.
2. La impedancia de las líneas de transmisión puede ser determinada con precisión de las dimensiones físicas y de los materiales.
3. Las líneas de transmisión son tradicionalmente usadas como estándares y ya están bien estudiadas.

TRL se refiere a los tres pasos básicos en el proceso de calibración:

1. THRU- conexión del puerto 1 y el puerto 2, directamente o con una línea de transmisión de longitud corta.
2. REFLECT- conexión idéntica de dispositivos a un puerto altamente reflexivos a cada uno de los puertos, este puede ser un corto o un circuito abierto.
3. LINE- inserción de una línea de transmisión de longitud corta entre los puertos 1 y 2 (líneas de longitud diferente son requeridas para el THRU y el LINE).

Aunque sólo se requieren tres estándares en el proceso de calibración TRL, comparado con el método convencional FULL 2-PORT, la solución matemática no es tan simple. Un total de 16 mediciones son requeridas para cuantificar las doce incógnitas del modelo de error. Una solución completamente matemática[Engen, Hoer, 1979; Rubin, 1990] para la calibración TRL se da en el apéndice A.

La figura 29 muestra el diagrama a bloques para un sistema de medición a dos puertos simplificado. Ocho de los doce términos de error son representados por los adaptadores de error en la figura. Estos errores son caracterizados usando la calibración básica TRL y son mostrados en la figura 30. Aunque este modelo de error tiene una topología ligeramente diferente al modelo de doce términos de error tradicionales pueden ser simplemente derivados. Por ejemplo, el trazo de la reflexión directa es simplemente el producto de ε_{10} y ε_{01} . Es de notarse que ε_{11} y ε_{22} , sirven como los términos de acoplamiento en la fuente y la

carga respectivamente. Para resolver estos ocho términos de error, ocho ecuaciones linealmente independientes son requeridas.

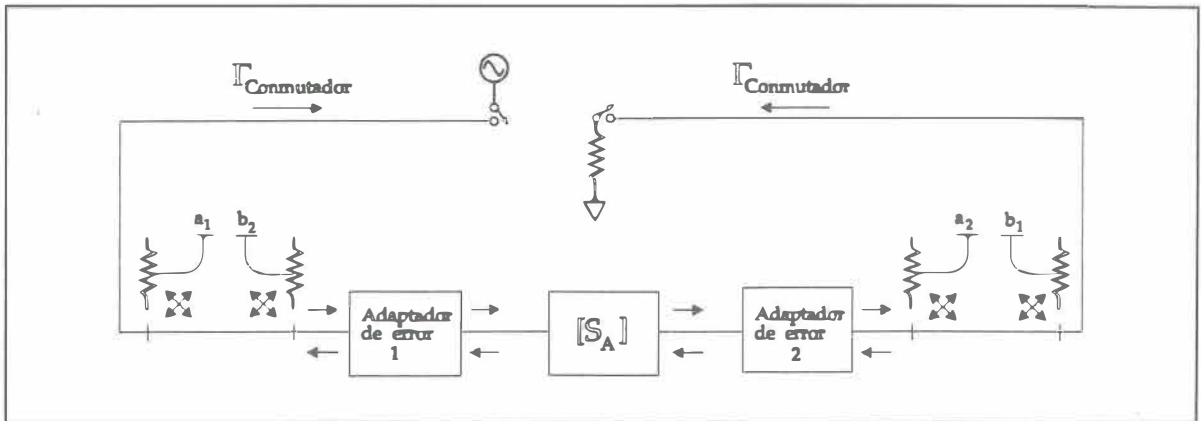


Figura 29. Diagrama funcional a bloques de corrección de errores para un sistema de medición a dos puertos.

Para calcular los cuatro términos de error restantes, se necesitan mediciones adicionales. Estos términos son resueltos separadamente y se tratarán posteriormente.

El proceso de calibración básico es mostrado en la figura 30(b). El paso de calibración THRU es el mismo que el paso de transmisión en el método FULL 2-PORT. Los puertos de prueba son unidos y entonces la respuesta de frecuencia en transmisión y puerto acoplado son medidos en ambas direcciones (4 mediciones).

Para el paso REFLECT, el mismo dispositivo altamente reflexivo (típicamente un corto circuito) es conectado a cada puerto de prueba y este coeficiente de reflexión es medido (2 mediciones).

En el paso LINE, una línea de transmisión corta es insertada y nuevamente la respuesta de frecuencia y puerto acoplado son medidos en cada dirección (4 mediciones).

Hasta este punto 10 mediciones han sido efectuadas resultando 10 ecuaciones. Sin embargo, el modelo de error básico TRL, mostrado en la figura 30(a), tiene solo ocho incógnitas. Puesto que hay más mediciones que incógnitas, dos constantes que definen los

estándares de calibración también pueden ser determinadas. En la solución TRL, el coeficiente de reflexión complejo del estándar REFLECT y la constante de propagación del LINE son determinados. Esto es importante puesto que estas características no son especificadas.

En otros procedimientos de calibración la precisión de las mediciones resultantes son dependientes de que tan bien son conocidos los estándares. Cuando se aplica TRL, la precisión no es compromiso de que tan bien son conocidas esas características. La impedancia característica de la línea de transmisión LINE viene a ser la referencia de medición la cual es conocida o asumida como ideal.

Dos pasos adicionales son requeridos para completar la calibración. El aislamiento es caracterizado en la misma manera como en la calibración FULL 2-PORT. El aislamiento directo e inverso es medido como la dispersión del puerto 1 al puerto 2 en cada puerto terminado.

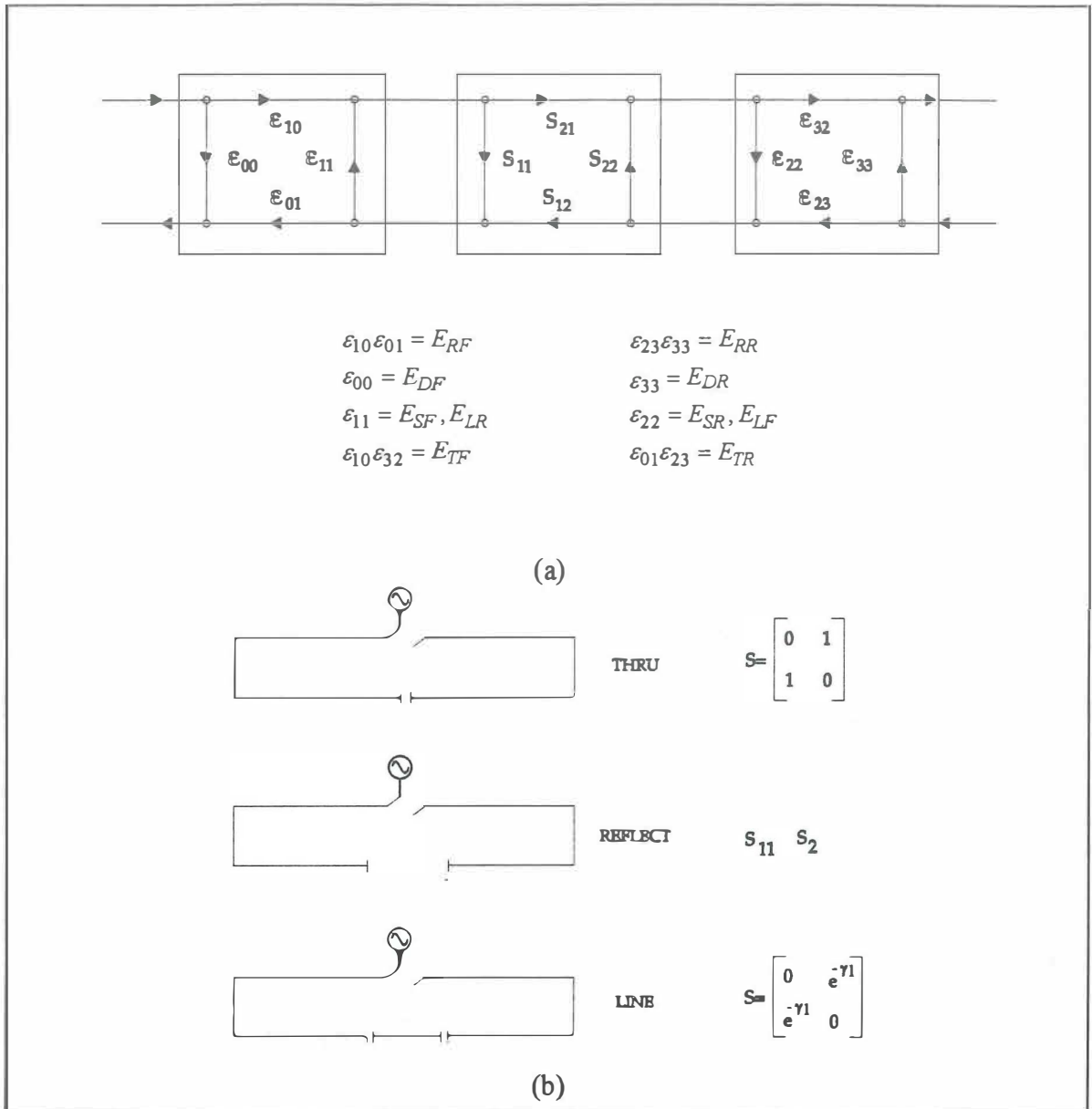


Figura 30. (a) Modelo de error TRL de ocho términos y coeficientes generalizados. (b) Procedimiento TRL y valores asumidos de parámetros S para cada paso.

Sobre este punto la solución para el modelo de error asume un sistema de prueba perfectamente balanceado. Los términos ϵ_{11} y ϵ_{22} representa acoplamientos de fuente y carga. Sin embargo, en los conmutadores de algunos analizadores, estos términos no son iguales. El conmutador de RF, mostrado en la figura 29, presenta una impedancia terminal

diferente conforme la posición es cambiada entre los puertos 1 y 2. La corrección adicional es proporcionada midiendo la razón de las señales incidentes (a_1 y a_2) durante los pasos THRU y LINE. Una vez que la impedancia del conmutador es medida, esta es utilizada para modificar los términos de error ε_{11} y ε_{22} . ε_{11} es entonces modificado para producir el acoplamiento directo de fuente (E_{SF}) y el acoplamiento inverso de carga (E_{LR}). ε_{22} es modificado para producir el acoplamiento inverso de fuente (E_{SR}) y el acoplamiento directo de carga (E_{LF}).

Ahora, los doce términos del modelo de error a 2 puertos son determinados. También, el coeficiente de reflexión del estándar REFLECT y la respuesta de transmisión del LINE pueden ser medidos directamente.

Finalmente es importante mencionar que la implementación de la técnica TRL para el HP8510 tiene una gran flexibilidad, la cual permite la adaptación de medios diferentes. Las opciones que son disponibles incluyen:

1. Cualquier THRU de longitud cero o longitud no-cero puede ser usado.
2. Cualquier terminación altamente reflectora puede ser usada como REFLECT.
3. Múltiples líneas pueden ser usadas para cubrir extensión de frecuencias más grande que 8:1
4. El plano de referencia puede ser situado relativo al THRU o al REFLECT.
5. Las mediciones para corrección de errores pueden ser referenciadas para cualquier impedancia real de la línea de transmisión.
6. Calibraciones TRL pueden ser combinadas con una calibración convencional (OPEN-SHORT-LOAD) para bajas frecuencias.
7. Pueden tomar en cuenta variaciones de impedancia contra frecuencia debido al efecto pelicular en la línea de transmisión.

Esta flexibilidad es diseñada para dar solución a las demandas de una gran variedad de medios de transmisión incluyendo coaxial, guía de onda, microcinta, líneas planas y guía de onda coplanar.

a) Verificación de posición del plano de referencia.

Ya que hemos estudiado las diferentes técnicas de calibración, y seleccionado la técnica de calibración TRL, por sus características antes mencionadas, podemos llevarla a cabo y realizar la corrección de errores en forma automática por el analizador de redes.

Después de efectuar los pasos necesarios para realizar la calibración TRL, es conveniente, insertar el estándar THRU, Puesto que los planos de referencia están a la mitad de la línea utilizada como THRU, una medición de esta línea indicara cero perdidas, como se muestra en la figura 31.

Cuando se mide la fase de S_{21} , el analizador debe leer cero de fase, puesto que se esta midiendo una línea de longitud cero, esto se muestra en la figura 32.

Resuelto el problema de eliminación de errores, tanto errores sistemáticos propios del analizador de redes, como errores inducidos por la estructura mecánica (base de pruebas), estamos en condiciones de poder realizar una medida fiable de nuestro dispositivo, y lograr con esto una excelente extracción de los elementos reactivos del circuito eléctrico equivalente, tema que será abordado en la siguiente sección.

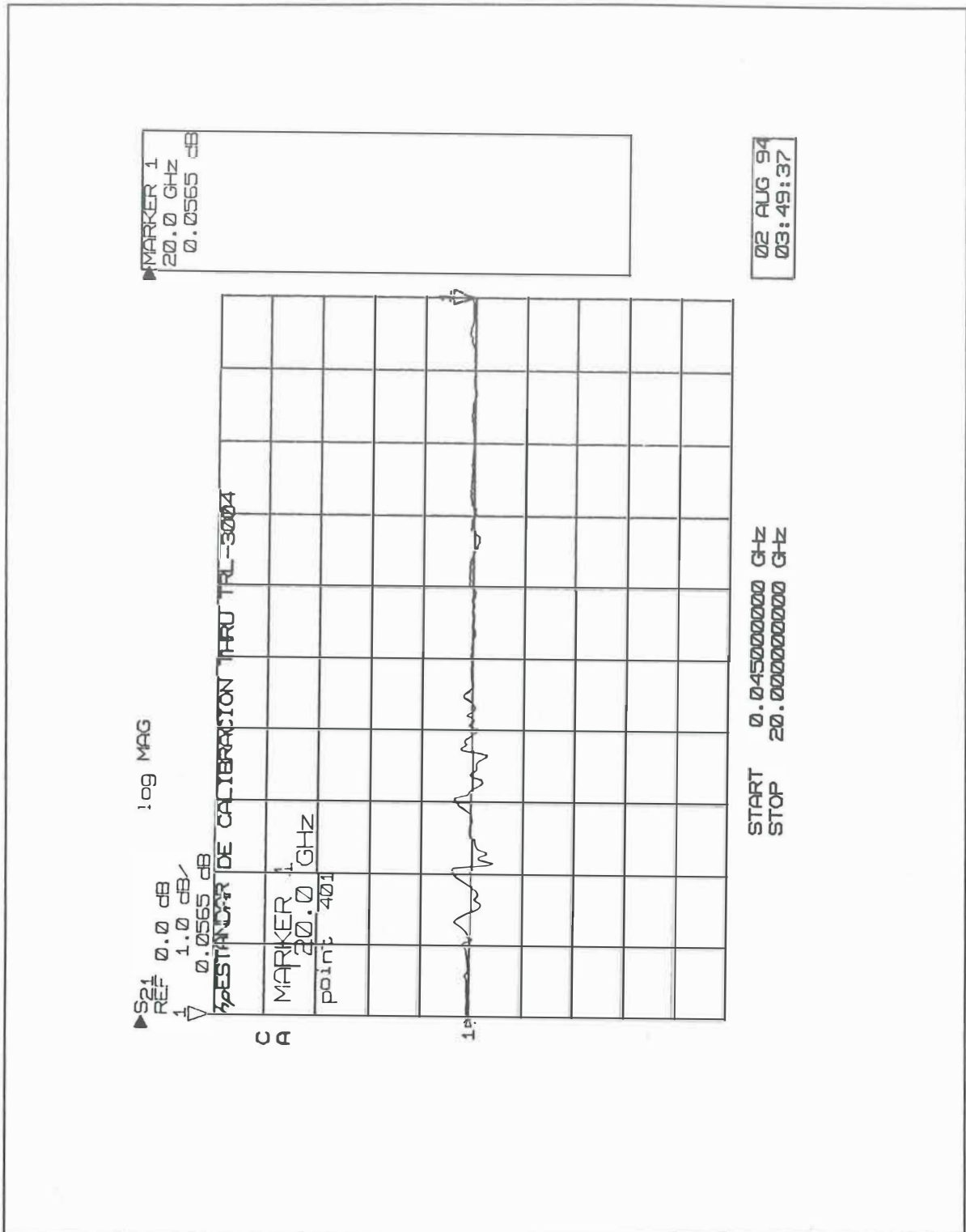


Figura 31. Medición de las perdidas del estándar THRU una vez realizada la calibración TRL en el analizador de redes.

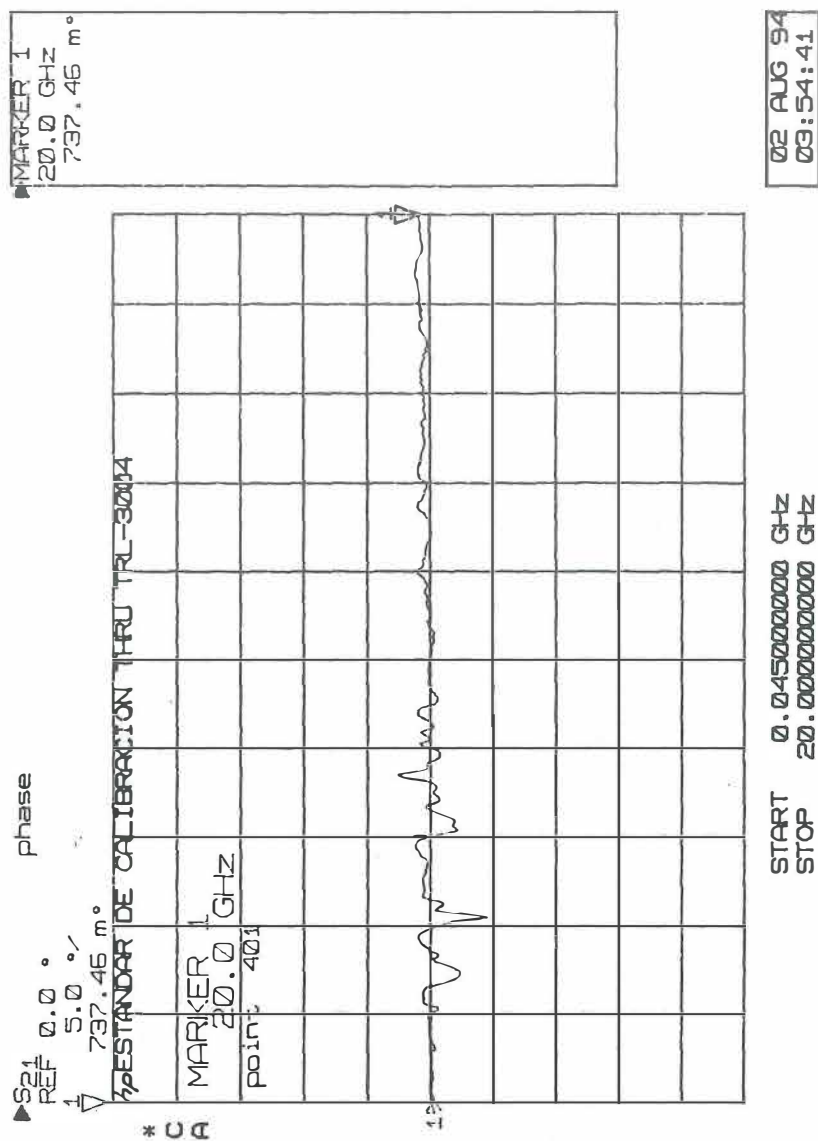


Figura 32. Medición de la fase de S_{21} del estándar THRU, después de efectuada la calibración TRL.

IV.3.4 Determinación de las Inductancias Extrínsecas.

De acuerdo al modelo en régimen dinámico propuesto por G. Dambrine para el cálculo de los elementos reactivos extrínsecos del circuito eléctrico equivalente. Los parámetros $\mathbf{Z}$ que definen a la red RC distribuida representando el canal del TEC bajo la compuerta en $V_{DS} = 0$, para un V_{GS} positivo se expresan:

$$Z_{11} = R_s + R_g + \frac{R_{CH}}{3} + \frac{nkT}{qI_g} + j\omega(L_s + L_g) \quad (177)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + \frac{R_{CH}}{2} + j\omega L_s \quad (178)$$

$$Z_{22} = R_s + R_d + R_{CH} + j\omega(L_s + L_d) \quad (179)$$

Como se menciona en el capítulo III, se ha comprobado experimentalmente que I_g debe ser mayor a 9 mA para que las ecuaciones precedentes se cumplan. Este valor de corriente de compuerta nos ha indicado que el valor de V_{GS} debe ser mayor que el potencial de altura de barrera V_{bi} .

La parte imaginaria de las ecuaciones (177)-(179) indican una dependencia lineal con la frecuencia, y los cuales se escriben:

$$\text{Im}[Z_{11}] = \omega(L_g + L_s) \quad (180)$$

$$\text{Im}[Z_{12}] = \text{Im}[Z_{21}] = \omega L_s \quad (181)$$

$$\text{Im}[Z_{22}] = \omega(L_d + L_s) \quad (182)$$

Para validar estas ecuaciones, se midieron los parámetros $\mathbf{S}$ de un TEC GaAs bajo las condiciones $V_{DS} = 0$, $V_{GS} \approx 1V$ usando el analizador de redes HP8510C. Estos parámetros $\mathbf{S}$ se transforman a parámetros $\mathbf{Z}$ usando fórmulas de conversión. Una evolución lineal de la parte imaginaria de los parámetros $\mathbf{Z}$ hasta 10 GHz se observa en la figura 33, lo que muestra que las expresiones teóricas (180)-(182) son una buena aproximación con los datos experimentales.

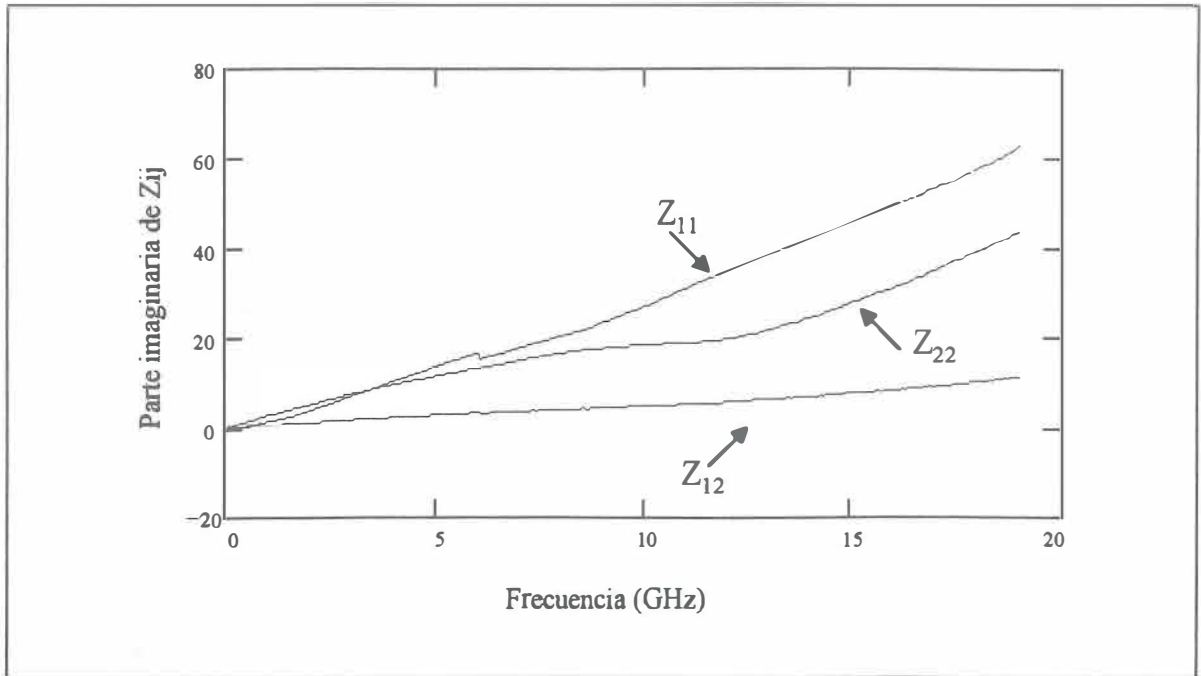


Figura 33. Parte imaginaria de los parámetros $\mathbf{Z}$ contra la frecuencia en polarización $V_{DS} = 0$ y $V_{GS} > V_{bi}$ del transistor MESFET JS8873-AS para el cálculo de las inductancias parásitas.

Calculando la pendiente de las partes imaginarias de los parámetros $\mathbf{Z}$, relacionados por las ecuaciones (180)-(182), por medio de mínimos cuadrados nos permite determinar las inductancias parásitas L_s , L_d y L_g .

IV.3.5 Determinación de las Capacitancias Extrínsecas.

Con una polarización de drenador igual a cero y para un voltaje de compuerta más bajo que el voltaje de oclusión, se asegura que el canal del TEC se encuentre completamente bloqueado, la capacitancia intrínseca de compuerta se cancela, al igual que la conductancia del canal. Bajo estas condiciones el circuito equivalente del TEC se reduce al mostrado en la figura 13. A bajas frecuencias las resistencias y las inductancias parásitas tienen poca influencia en la parte imaginaria de los parámetros $\mathbf{Y}$. La parte imaginaria de Y_{11} , Y_{12} e Y_{22} se expresan como:

$$\text{Im}[Y_{11}] = j\omega(C_{pg} + 2C_b) \quad (183)$$

$$\text{Im}[Y_{12}] = \text{Im}[Y_{21}] = -j\omega C_b \quad (184)$$

$$\text{Im}[Y_{22}] = j\omega(C_b + C_{pd}) \quad (185)$$

Para determinar C_{pg} y C_{pd} el TEC es polarizado a $V_{DS} = 0, V_{GS} < V_T$. Los parámetros S medidos en este punto de polarización son transformados a parámetros Y . La figura 34 muestra la evolución de los parámetros Y medidos, contra la frecuencia, relacionando estas gráficas y las ecuaciones (183)-(185), el valor de las capacitancias extrínsecas pueden ser determinados calculando la pendiente de estas gráficas por medio de mínimos cuadrados.

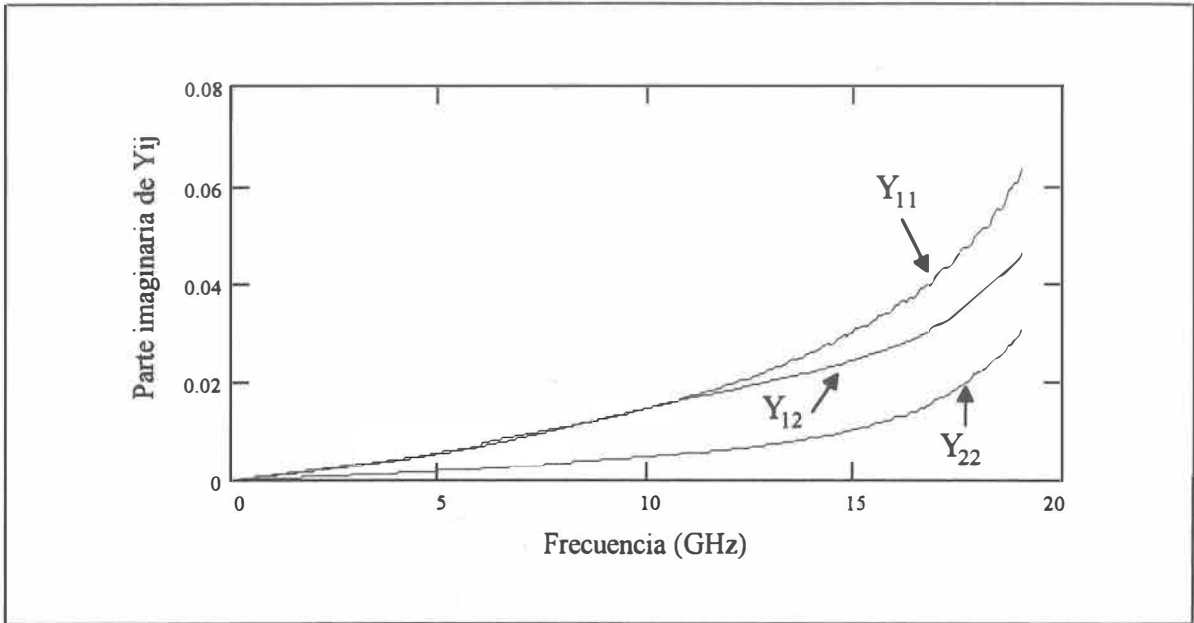


Figura 34. Parte imaginaria de los parámetros Y contra la frecuencia en polarización $V_{DS} = 0, V_{GS} < V_T$ del transistor MESFET JS8873-AS para el cálculo de las capacitancias parásitas.

IV.3.6 Cálculo de los Elementos del Dispositivo Intrínseco.

Dado que el dispositivo intrínseco presenta una topología de tipo PI resulta conveniente emplear los parámetros de admitancia Y para caracterizar las propiedades eléctricas, como se planteo en capítulo III, estos parámetros son:

$$Y_{11} = R_i C_{gs}^2 \omega^2 + j\omega(C_{gs} + C_{gd}) \quad (186)$$

$$Y_{12} = -j\omega C_{gd} \quad (187)$$

$$Y_{21} = g_m - j\omega(C_{gd} + g_m(R_i C_{gs} + \tau)) \quad (188)$$

$$Y_{22} = g_d + j\omega(C_{ds} + C_{gd}) \quad (189)$$

Las expresiones (186)-(189) son validas para $\omega^2 C_{gs}^2 R_i^2 \ll 1$ y $\omega\tau \ll 1$

Los valores de los elementos intrínsecos se extraen de las ecuaciones (186)-(189), graficando las partes reales e imaginarias de cada parámetro Y contra la frecuencia y calculando las pendientes de estas gráficas.

La figura 35 muestra la dependencia con la frecuencia de las partes imaginarias de Y_{12} , Y_{21} , Y_{22} e Y_{11} de los elementos intrínsecos de un TEC GaAs polarizado en $V_{DS} = 3V$ y $V_{GS} = 0.25V$. Las tres capacitancias C_{gs} , C_{gd} y C_{ds} del circuito eléctrico equivalente intrínseco son fácilmente extraídas a partir del conocimiento de las pendientes de estas gráficas relacionadas por las ecuaciones (186), (187) y (189). Por otro lado la conductancia de salida g_d y la transconductancia g_m se determinan de la parte real de Y_{21} y de la parte real de Y_{22} . Como podrá observarse en la figura 35(a) estos permanecen relativamente constantes en un intervalo de frecuencia determinado.

Una vez conocido el valor de C_{gs} , el valor de la resistencia intrínseca R_i es extraído de un ajuste lineal de $\text{Re}[Y_{11}]$ contra ω^2 .

Conociendo C_{gd} , g_m , R_i , C_{gs} y la pendiente de $\text{Im}[Y_{21}]$ el tiempo de transito se calcula utilizando la ecuación (188).

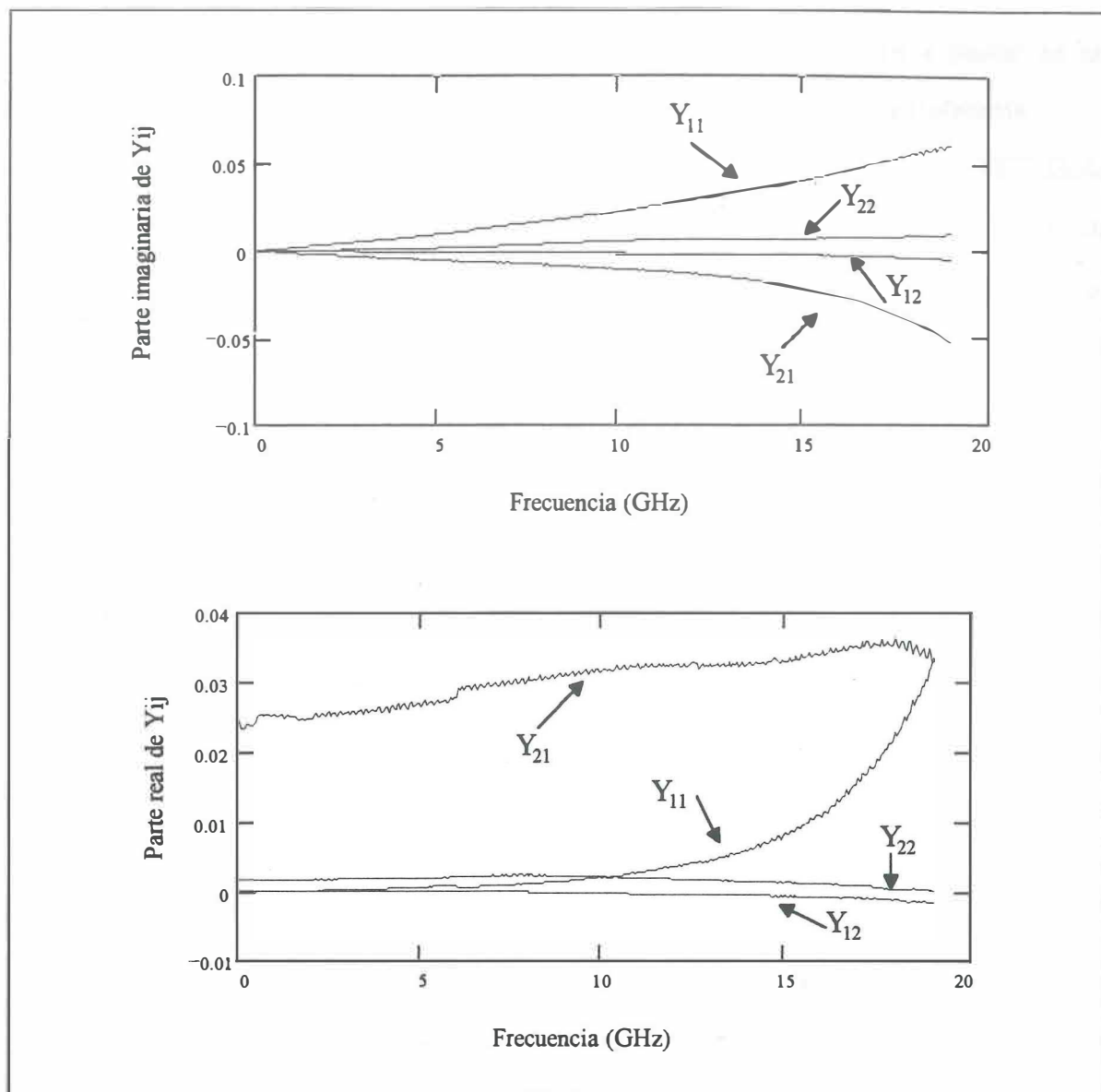


Figura 35. Gráfica de los parámetros Y intrínsecos del transistor MESFET JS8873-AS en polarización $V_{ds}=2$ V y $V_{gs}=0.5$ V, utilizados en el cálculo de los elementos del dispositivo intrínseco.

IV.3.6.1 Obtención de los Parámetros Y del TEC Intrínseco a partir de los Parámetros S del TEC Extrínseco Medidos Experimentalmente.

Hasta este momento, se ha supuesto que los parámetros intrínsecos del TEC GaAs eran conocidos. Enseguida se describe la manera de obtener dichos parámetros a partir de los parámetros S, correspondientes al modelo del TEC extrínseco, que son los que se miden realmente con el analizador de redes automático.

El método para obtener los parámetros Y del TEC intrínseco [Dambrine *et al.*, 1988] a partir de los parámetros S medidos, considerando que todos los elementos extrínsecos son conocidos, se divide en los siguientes pasos:

- a) Medición de parámetros S del dispositivo extrínseco.
- b) Transformación de los parámetros S a parámetros de impedancia Z y substracción de L_g y L_d que son elementos en serie.
- c) Transformación de parámetros Z a parámetros Y y substracción de C_{pg} y C_{pd} que están en paralelo.
- d) Transformación de parámetros Y a parámetros Z y substracción de R_g , R_s , L_s y R_d que están serie.
- e) Transformación de parámetros Z a parámetros Y que corresponden a la matriz deseada.

Un esquema gráfico de como obtener la matriz Y correspondiente al dispositivo intrínseco aparece en la figura 36.

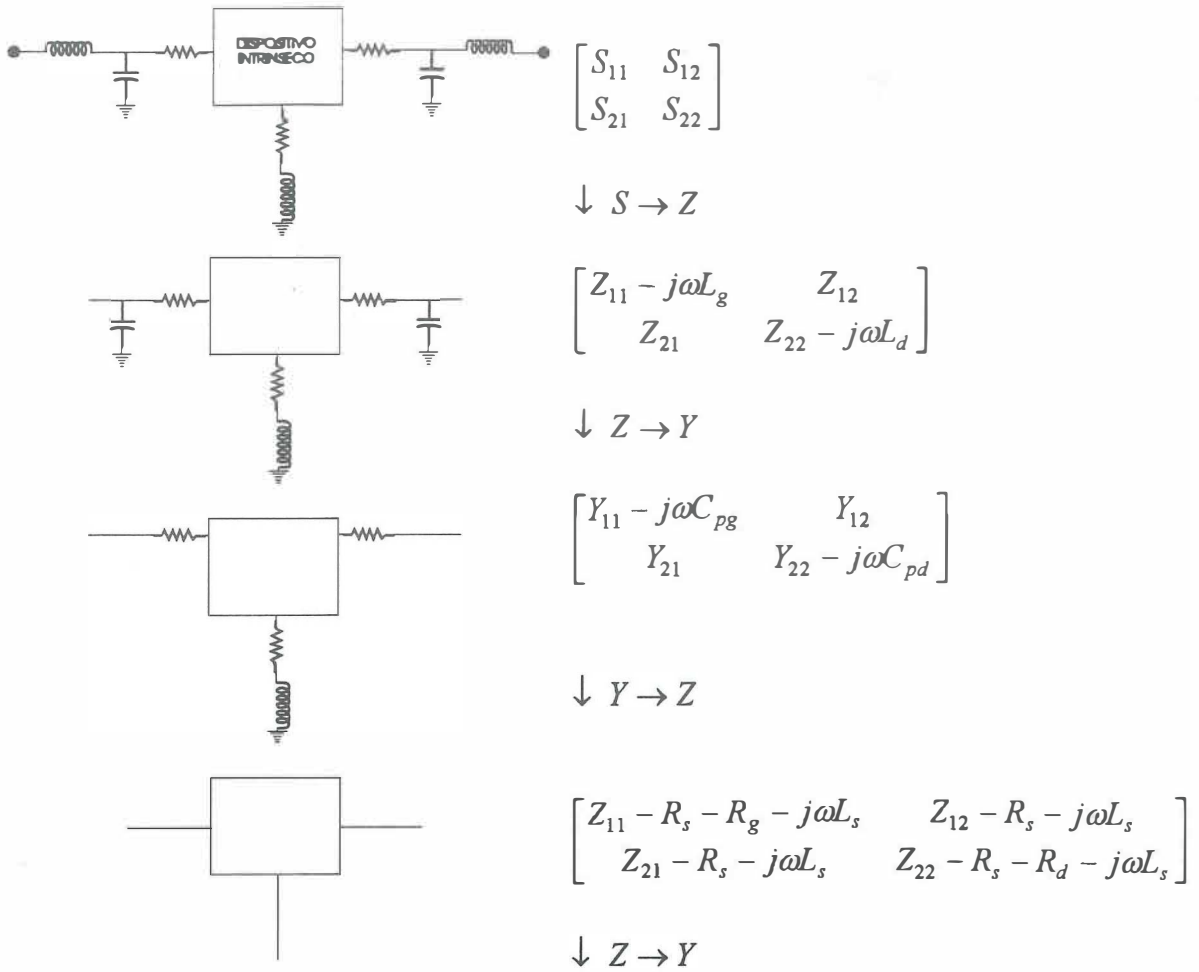


Figura 36. Obtención de la matriz Y correspondiente al dispositivo intrínseco, a partir de la matriz S extrínseca medida experimentalmente del TEC GaAs.

Con este procedimiento se concluye la descripción de la metodología necesaria para obtener el circuito eléctrico equivalente de transistores TEC GaAs. Para resumir, la figura 37 muestra un diagrama de flujo que indica el método de extracción de los elementos del circuito eléctrico equivalente de estos transistores.

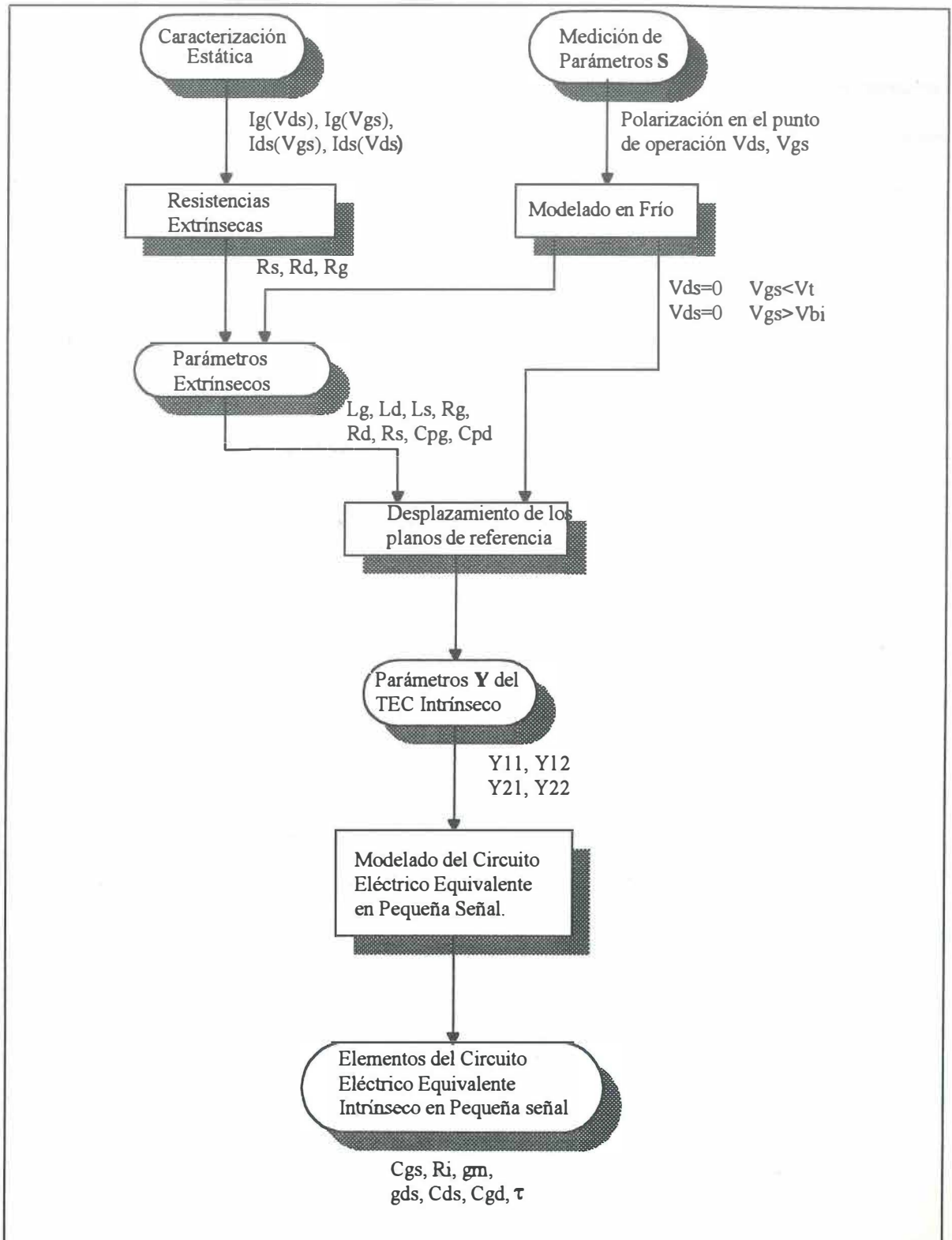


Figura 37. Método de extracción del circuito eléctrico equivalente del TEC GaAs..

IV.4 Conclusión.

En este capítulo se ha estudiado, el procedimiento experimental que debe seguirse para la obtención del circuito eléctrico equivalente de los transistores TEC GaAs, dicho procedimiento denominado caracterización, se ha dividido en dos partes: la caracterización estática y la caracterización dinámica.

A través de la caracterización estática es posible determinar los elementos resistivos del circuito eléctrico equivalente (resistencias extrínsecas), así como otros parámetros estáticos como lo son la transconductancia, la conductancia de salida, la corriente en saturación y el voltaje de oclusión. Por otro lado la caracterización dinámica consiste en la medición de los parámetros de dispersión, con los cuales podemos calcular por medio de un modelo matemático los elementos reactivos (capacitancias e inductancias).

Se planteo, además el problema que constituye el hecho de medir los parámetros de dispersión de dispositivos no-coaxiales, como lo son los transistores; teniendo que recurrir a una estructura mecánica en la cual pueda ser insertado el dispositivo, logrando de esta manera ser medido, sin embargo, se presenta la dificultad de tener que eliminar los errores inducidos por esta estructura, para ésto, se abordaron algunas técnicas de corrección de errores, seleccionando para ello, la técnica de calibración TRL por sus características antes mencionadas.

Ya que se han planteado los modelos matemáticos para la determinación del circuito eléctrico equivalente, así como la implementación de los bancos de caracterización, en el siguiente capítulo se mostrarán y discutirán los resultados experimentales obtenidos.

V. RESULTADOS EXPERIMENTALES.

V.1. INTRODUCCIÓN.

Hasta ahora se ha estudiado el fundamento matemático para la extracción lineal de los elementos intrínsecos y extrínsecos del circuito eléctrico equivalente de los transistores TEC GaAs, para cualquiera de los modelos presentados en el capítulo anterior.

En este capítulo se procederá a presentar los resultados obtenidos al aplicar las técnicas mostradas en este trabajo a transistores TEC GaAs encapsulados y no-encapsulados.

Los parámetros S de dichos transistores, a cada punto de polarización han sido medidos en forma automática por el programa "**HP85161B**" de la compañía Hewlett Packard. Para proceder a la extracción de los valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente de los transistores, se ha desarrollado un programa en lenguaje **HP BASIC** para la estación de trabajo **HP 382** denominado "**CADITEC**" (Caracterización Dinámica de Transistores de Efecto de Campo).

V.2. RESULTADOS EXPERIMENTALES DE LA EXTRACCIÓN DEL CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE DE TRANSISTORES TEC GaAs.

Para validar los modelos abordados en el capítulo anterior se realizó la caracterización de una serie de transistores (MESFET y HEMT) cuyas características se muestran en la tabla III.

TABLA III.- Características de los transistores bajo medición.

TRANSISTOR	TIPO DE DISPOSITIVO	LONGITUD DE COMPUERTA	ANCHO DE COMPUERTA
S8873-20	MESFET encapsulado	0.5 μm	300 μm
S8905-10	HEMT encapsulado	0.25 μm	200 μm
JS8873-AS	MESFET no- encapsulado	0.5 μm	300 μm

a) Parámetros del circuito eléctrico equivalente.

En el caso del transistor HEMT S8905, la figura 38 muestra la evolución de los valores de los elementos del TEC intrínseco g_m , g_d , C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} , R_i y τ contra el voltaje compuerta-fuente V_{GS} para un voltaje drenador-fuente igual a 3 V.

Estas gráficas son muy similares a las obtenidas por Dambrine [Dambrine et al, 1988] y a las obtenidas usando técnicas de optimización [Willing et al, 1978], sin embargo, a diferencia de estas técnicas de optimización, las técnicas propuestas en este trabajo solo requieren unos pocos segundos de tiempo de computo para obtener estas gráficas.

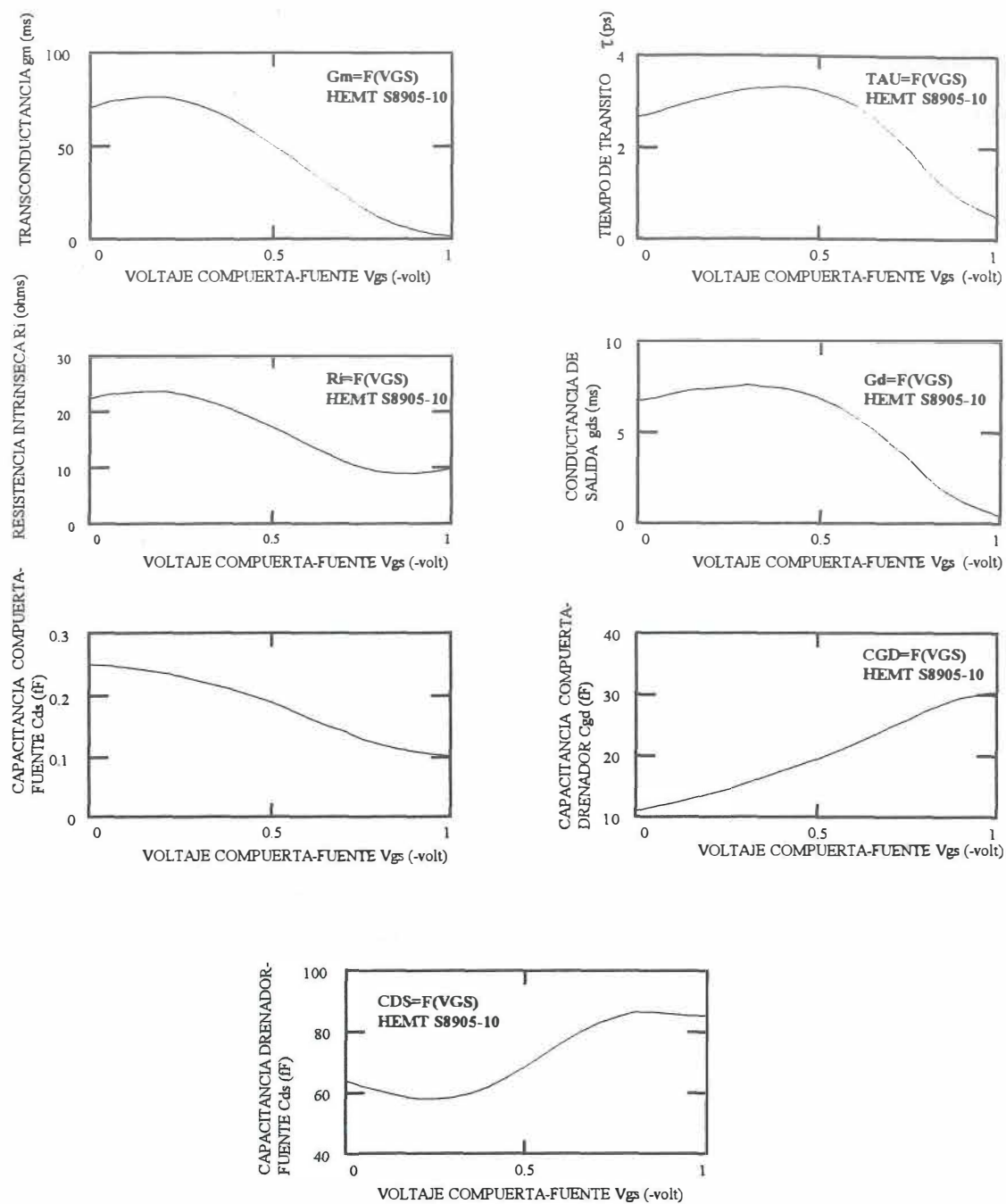


Figura 38. Gráficas de los valores de los elementos del TEC intrínseco del transistor HEMT S89805-10 contra el voltaje compuerta-fuente para $V_{ds}=3$ volts.

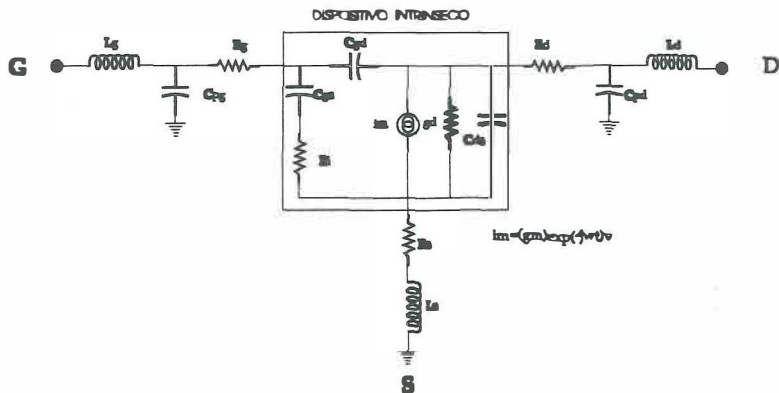
b) Parámetros S en banda ancha.

Para mostrar la validez de nuestra aproximación, los parámetros **S** fueron medidos en el intervalo de frecuencia de 0.045-20 GHz y comparados con los parámetros **S** calculados del circuito eléctrico equivalente. Los resultados de esta comparación son mostrados en la figuras 39, 40 y 41 para el caso de los transistores MESFET S8873, HEMT S8905 y MESFET JS8873-AS, la figura 42 muestra los parámetros **S** medidos y calculados en carta de Smith y Polar para el caso del transistor MESFET JS8873-AS, estos resultados son consistentes a los publicados por Nagatomo[Nagatomo et al,1993]. La tabla IV muestra los valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente obtenidos para la serie de transistores caracterizados.

Estas gráficas muestran que los parámetros **S** calculados hasta 10 GHz, son una buena aproximación con los datos medidos, por tanto, el circuito eléctrico equivalente puede ser usado en el diseño de circuito de microondas tanto híbridos como monolíticos.

TABLA IV. Valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente para los transistores caracterizados.

ELEMENTO	DISPOSITIVO		
	$V_{ds} = 3V, V_{gs} = 0.3V$	$V_{ds} = 2V, V_{gs} = 0.5V$	$V_{ds} = 3V, V_{gs} = 0.25V$
	$I_{ds} = 14.7 \text{ mA}$	$I_{ds} = 2.9 \text{ mA}$	$I_{ds} = 22.19 \text{ mA}$
	S8873-20	JS8873-AS	S8905-10
$R_g(\Omega)$	16	9.1	0.93
$R_s(\Omega)$	5.3	5.5	4.2
$R_d(\Omega)$	8.6	7.5	5.4
$L_g(\text{nH})$	0.51	0.21	0.43
$L_s(\text{nH})$	0.062	0.053	0.062
$L_d(\text{nH})$	0.48	0.16	0.41
$R_i(\Omega)$	8.6	5.0	17.0
$g_{ds}(\text{ms})$	3.1	2.0	7.6
$g_m(\text{ms})$	49.0	28.0	75.0
$\tau(\text{ps})$	4.9	3.4	2.4
$C_{gs}(\text{pF})$	0.4	0.33	0.27
$C_{gd}(\text{fF})$	5.5	26.0	16.0
$C_{ds}(\text{fF})$	80.0	54.0	90.0
$C_{pg}(\text{fF})$	160.0	45.0	200.0
$C_{pd}(\text{fF})$	180.0	87.0	200.0



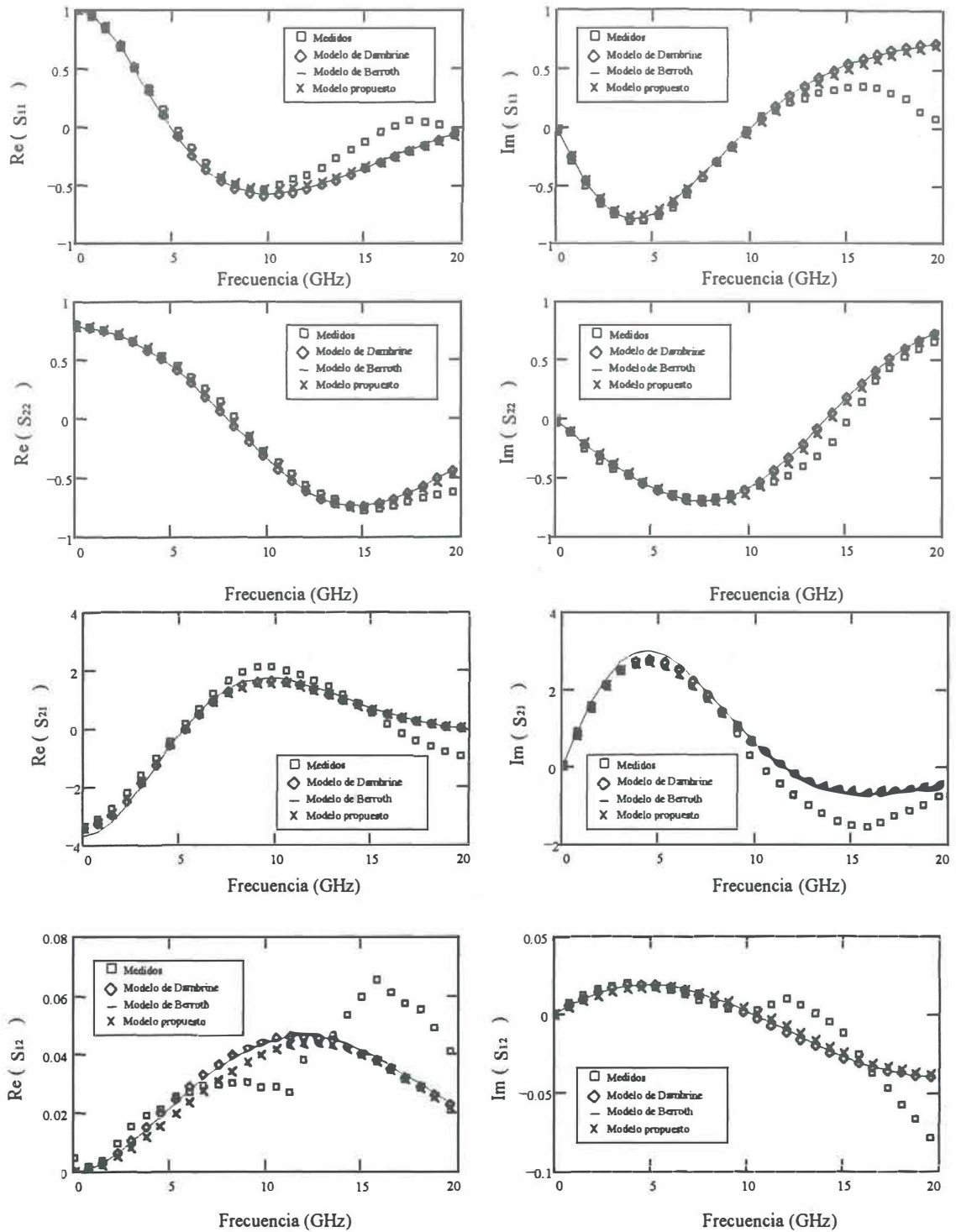


Figura 39. Parámetros S de un transistor MESFET S8873-20. Intervalo de frecuencia 0.045 a 20 GHz. Polarización: $V_{ds}=3$ V, $I_{ds}=14.7$ mA, $V_{gs}=-0.3$ V.

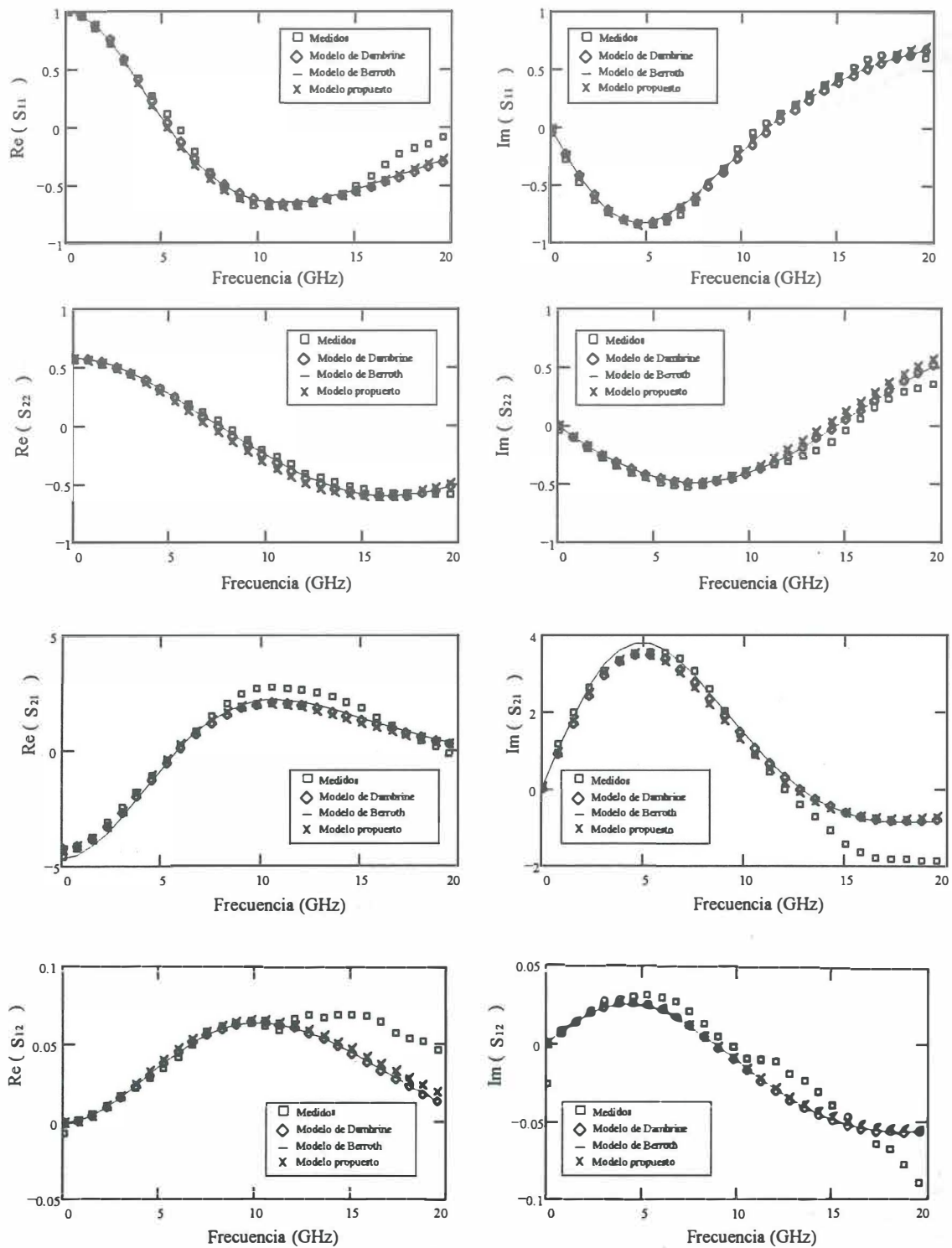


Figura 40. Parámetros S de un transistor HEMT S8905-10. Intervalo de frecuencia: 0.045 a 20 GHz. Polarización: $V_{ds}=3$ V, $I_{ds}=22.19$ mA, $V_{gs}=-0.25$ V.

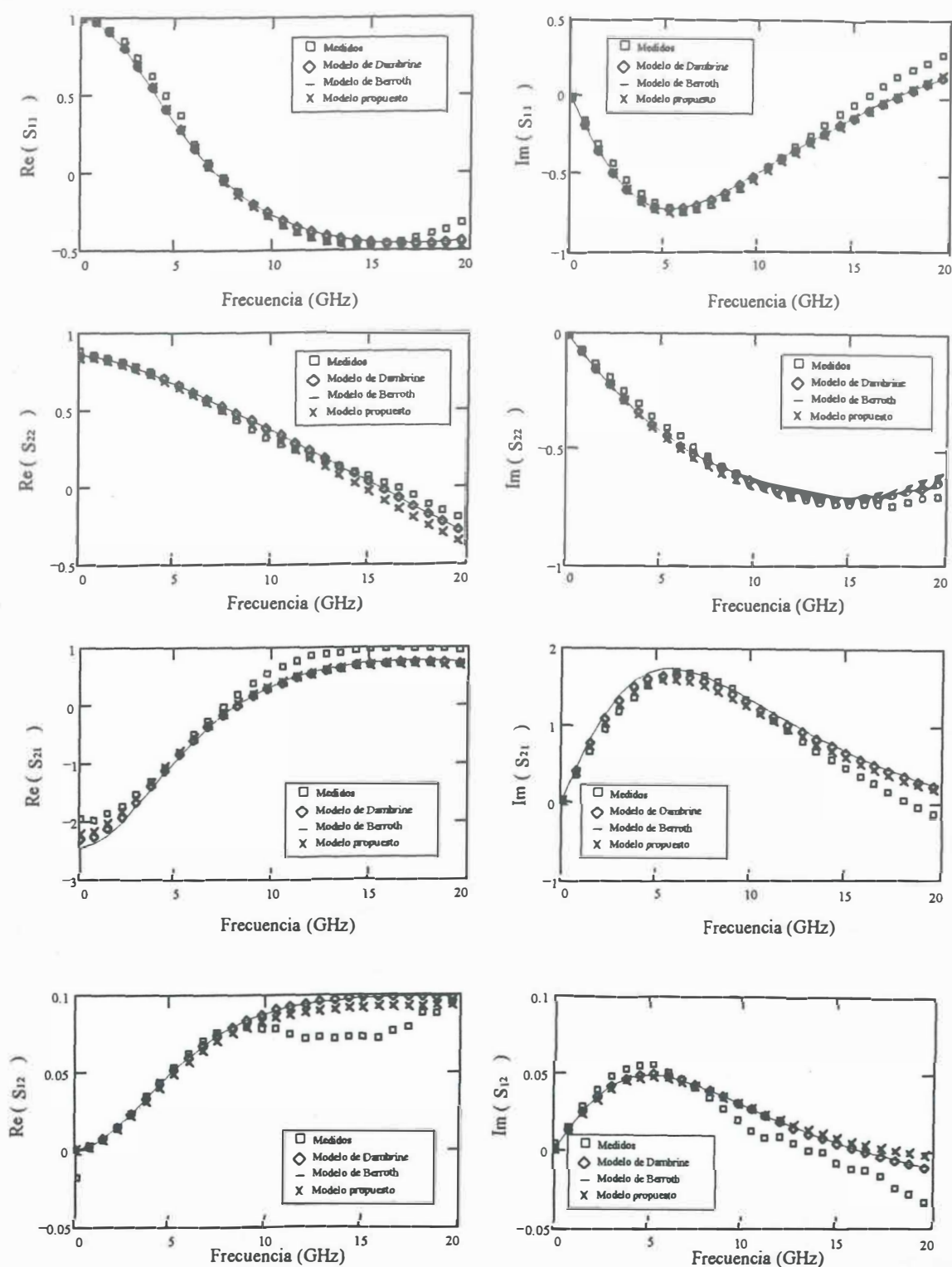


Figura 41. Parámetros S de un transistor MESFET no-encapsulado JS8873-AS. Intervalo de frecuencia: 0.045 a 20 GHz. Polarización: $V_{ds}=2$ V, $I_{ds}=2.9$ mA, $V_{gs}=-0.5$ V.

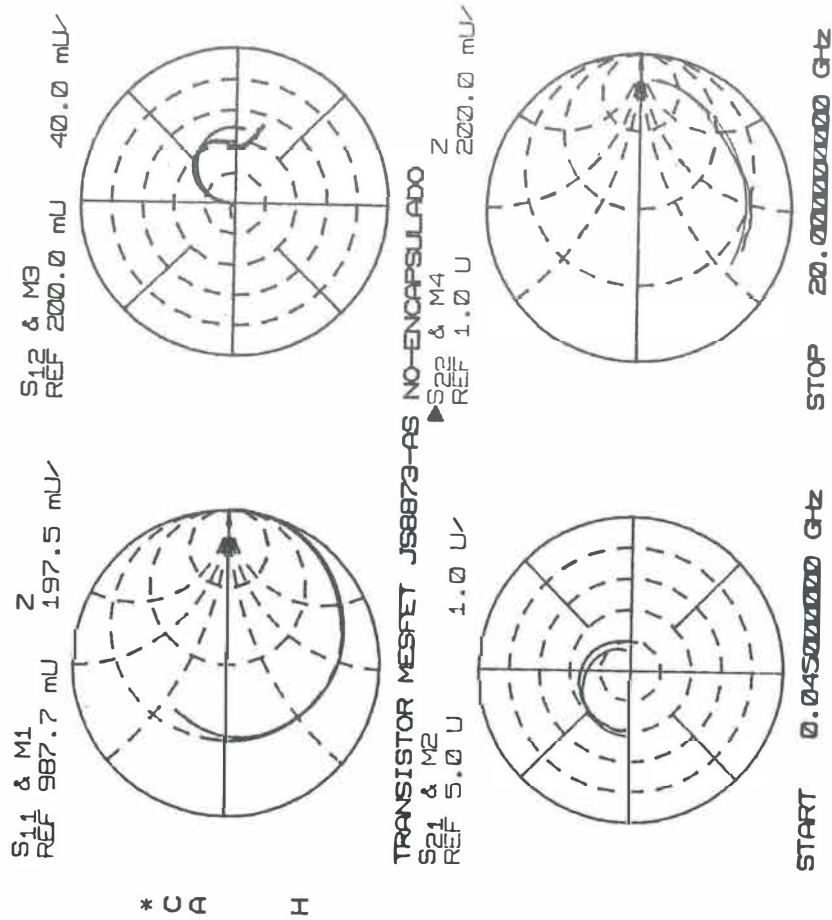


Figura 42. Parámetros S de un transistor MESFET no-encapsulado JS8873-AS. Intervalo de frecuencia: 0.045 a 20 GHz. Polarización: $V_{ds}=2$ V, $I_{ds}=2.9$ mA, $V_{gs}=-0.5$

c) Predicciones de no-linealidades por medio de un circuito eléctrico equivalente.

Los elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor intrínseco son no-lineales y su valor varía en cada punto de polarización. La dependencia a la polarización de todos los elementos intrínsecos es rápidamente establecida, permitiendo de esta manera modelización no-lineal en altas frecuencias. Las figuras 42 y 43 muestra gráficas en tres dimensiones de los valores de los elementos intrínsecos contra voltajes drenador-fuente y compuerta-fuente de un transistor HEMT S8905, estos resultados estan de acuerdo con los obtenidos por Berroth y Bosch [1990].

V.3 Conclusión.

En este capítulo se efectuó la caracterización y modelización de tres dispositivos (MESFET S8873-20, HEMT S8905-20, MESFET JS8873-AS), obteniendo el circuito eléctrico equivalente de cada uno de ellos. Para validar estos circuitos equivalentes se graficaron las partes reales e imaginarias de los parámetros S calculados a partir del circuito obtenido y los parámetros S medidos contra la frecuencia, observando una buena aproximación hasta 10 GHz. Esta aproximación hasta 10 GHz entre los parámetros medidos y los obtenidos del modelo se obtuvo sin necesidad de efectuar algún tipo de optimización, para mejorar la caracterización a frecuencias superiores a 10 GHz se recomienda hacer una aproximación (fitting) empleando algún método eficaz de optimización. Se puede observar en las gráficas de las figuras 38, 39 y 40 que existe una marcada diferencia entre la modelización de los transistores encapsulados y el no-encapsulado, este último ha mostrado un mejor ajuste entre los parámetros S calculados y medidos, esto es como consecuencia de la eliminación de los efectos parásitos generados por el recinto de empaquetado (encapsulado) en el cual ha sido insertado el dispositivo desde la fabricación del mismo. Además, la caracterización de estos dispositivos en diferentes puntos de polarización

permitio establecer la dependencia con la polarización de los elementos intrínsecos, dando principio a los trabajos de modelización no lineal que se llevarán a cabo en el laboratorio de altas frecuencias.

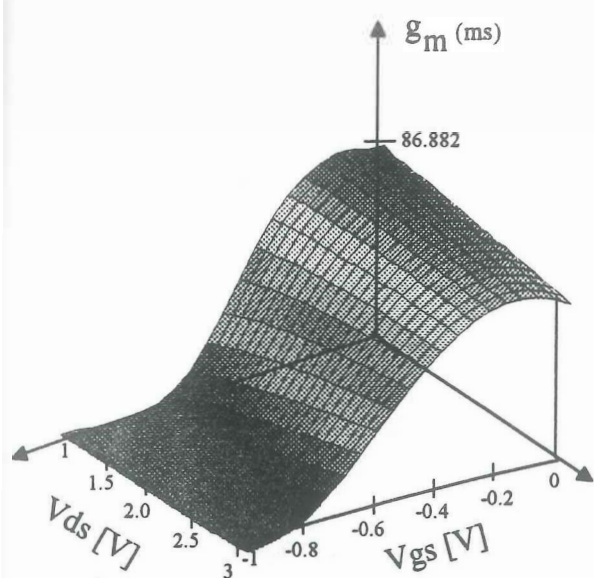
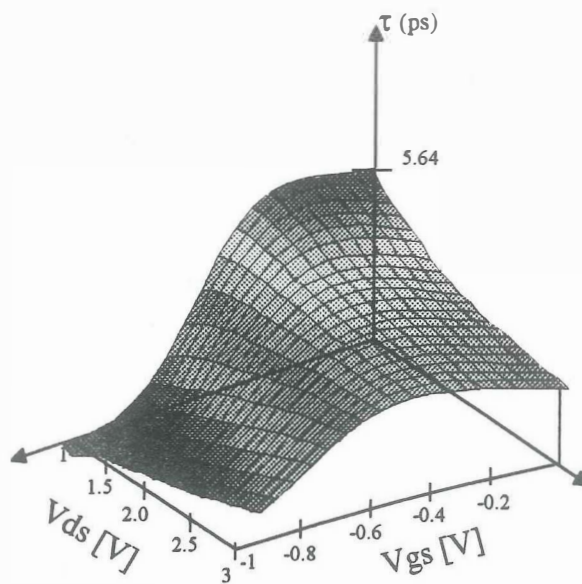
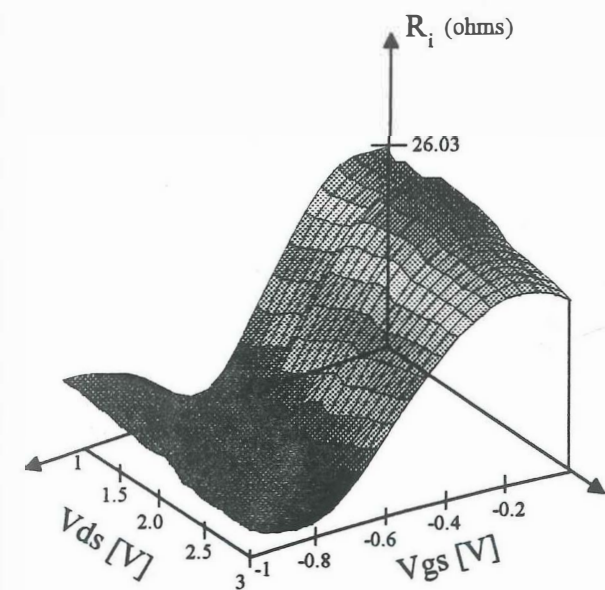
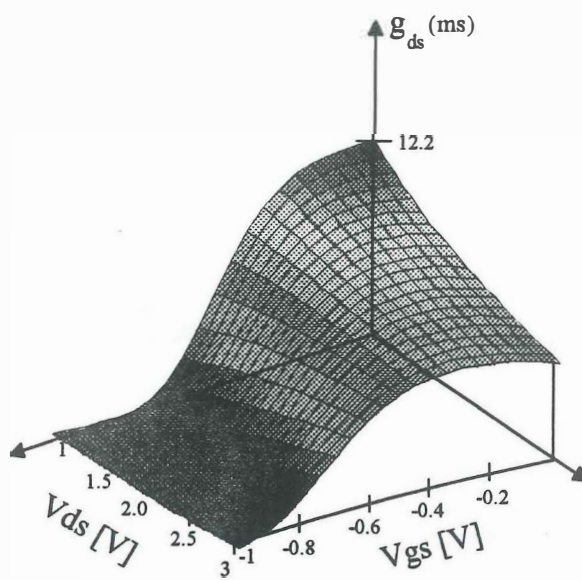
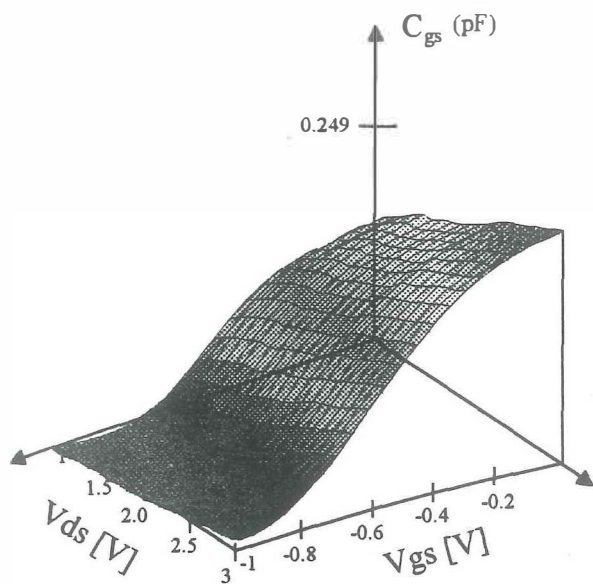
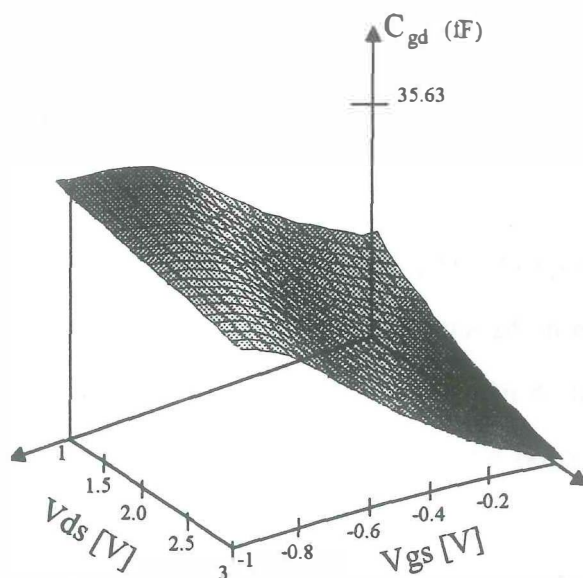
Transconductancia g_m Tiempo de transito τ Resistencia intrínseca R_i Conductancia de salida g_{ds}

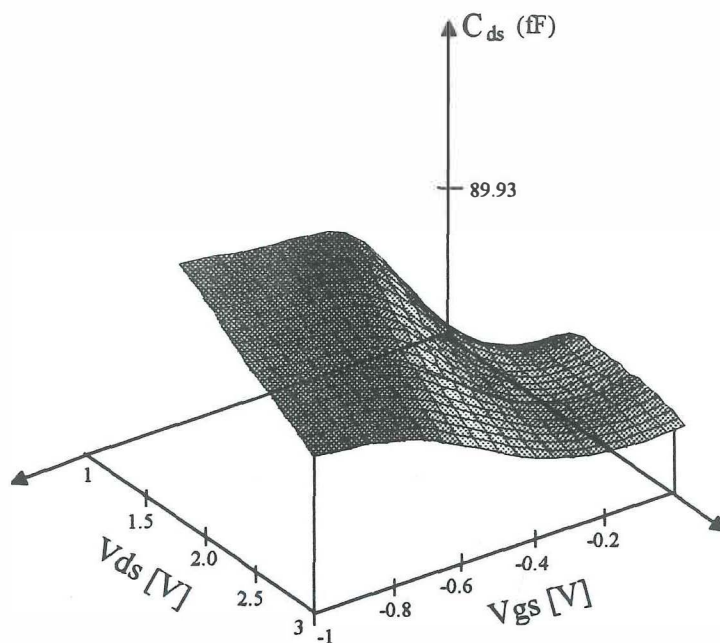
Figura 43.- Gráficas de la transconductancia, tiempo de retardo, resistencia intrínseca, conductancia de salida de un HEMT S8905-10 contra voltajes de compuerta y drenador.



Capacitancia compuerta-fuente C_{gs}



Capacitancia compuerta-drenador C_{gd}



Capacitancia drenador-fuente C_{ds}

Figura 44.- Gráficas de las capacitancias del TEC intrínseco de un HEMT S8905-10 contra voltajes de compuerta y drenador.

VI CONCLUSIONES GENERALES.

VI.1 Análisis de Resultados y Discusión.

En este trabajo de tesis se abordó el modelado de TEC GaAs (MESFET y HEMT) por medio de un circuito eléctrico equivalente, ya que es una herramienta de gran utilidad en el desarrollo de componentes de microondas. Se ha establecido como la caracterización de la estructura intrínseca y parásita puede ser empleada para determinar el impacto que pueda tener el proceso de fabricación del dispositivo en su funcionamiento. En el caso del diseño de amplificadores, el modelo circuital del dispositivo puede ser usado para predecir los parámetros de dispersión del mismo a muy altas frecuencias donde no pueden ser medidos por equipo convencional.

La extracción de los elementos del circuito eléctrico equivalente se puede efectuar por medio de mediciones en banda ancha (DC-RF) o bien por una combinación de mediciones en radiofrecuencia con métodos matemáticos conocidos como métodos de optimización. Sin embargo, la determinación del circuito eléctrico equivalente por medio de optimización tiene varios inconvenientes, como se mencionó en el capítulo III.

Para dar solución a los problemas que presenta el hecho de determinar el circuito eléctrico equivalente del TEC GaAs en pequeña señal con métodos de optimización, recientemente se han desarrollado nuevos métodos, los cuales han sido abordados en este trabajo. Estos métodos basan todos sus cálculos en medidas de parámetros S del transistor bajo distintas condiciones de polarización y en medidas en régimen estático. A partir de estas medidas se plantean una serie de expresiones matemáticas que permiten relacionar todos y cada uno de los elementos del circuito equivalente con las medidas efectuadas, de tal forma que los elementos así obtenidos tienen significado físico del TEC GaAs.

Los modelos de circuito eléctrico equivalente que se han estudiado, hacen uso de mediciones en banda ancha (DC-RF) en diferentes condiciones de polarización. Los pasos a seguir en la extracción del circuito eléctrico equivalente son los siguientes:

- 1) El TEC es insertado en un soporte mecánico (base de pruebas) y se mide en un intervalo de frecuencias de 0.045 a 20 GHz. Para el caso de transistores no-encapsulados, previamente el dispositivo debe montarse primero en una estructura denominada portador (carrier), colocando posteriormente los alambres de conexión mediante una microsoldadora ultrasónica o por termocompresión.
- 2) Las resistencias de compuerta (R_g), fuente (R_s), y drenador (R_d) se determinan empleando un modelo matemático, a través de mediciones del transistor en directo, en régimen estático.
- 3) Se efectúan mediciones de parámetros S del TEC en frío con un voltaje drenador-fuente (V_{ds}) igual con cero para determinar los elementos reactivos parásitos tales como las inductancias de los alambres de conexión y las capacitancias extrínsecas.

Una vez realizadas estas mediciones adicionales, se efectúan mediciones de parámetros S en el punto de operación seleccionado y se relacionan con modelos matemáticos para determinar el circuito eléctrico equivalente del TEC intrínseco.

Una vez obtenido el circuito eléctrico equivalente de esta forma, la validez del mismo se realizó graficando las partes reales e imaginarias de los parámetros S calculados correspondientes al circuito obtenido y a los parámetros S medidos, lograndose una precisión aceptable hasta 10 GHz sin requerir ningún tipo de optimización, en un tiempo de computo de unos pocos segundos a diferencia de los métodos convencionales que emplean optimización.

De estos resultados, se ha observado que los transistores no-encapsulados proporcionan un mejor ajuste entre los parámetros S calculados y medidos. Esto se atribuye

a la eliminación de los efectos parásitos provocados por el empaquetado del transistor y las inductancias de los alambres de interconexión, logrando con esto, eliminar las posibles resonancias que provoca este empaquetado a frecuencias superiores a 10 GHz, como se ha observado con los transistores encapsulados.

Una vez que se estuvo en condiciones de determinar el circuito eléctrico equivalente en pequeña señal del TEC, se efectuaron una serie de mediciones en varios puntos de operación con el fin de determinar la dependencia con la polarización de todos los elementos del TEC intrínseco, logrando con esto establecer las bases para el estudio de las no linealidades de los TEC GaAs [Berroth, Bosch, 1990; Willing et al, 1978] trabajo abordado actualmente en el Laboratorio de Altas Frecuencias del Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones.

VI.2 Aportaciones del Trabajo Realizado.

Entre las principales aportaciones de este trabajo de tesis se pueden mencionar las siguientes:

- a) Se realizó la justificación matemática de los factores alfa (α_i, α_e), los cuales indican la porción de resistencia de canal (R_{CH}) que influye en el cálculo de las resistencias de acceso (R_s, R_g y R_d) del TEC GaAs.
- b) Instalación y puesta en operación del programa comercial **HP85161B** para control automático del Analizador de redes **HP8510C**.
- c) Se diseñó una base de pruebas para caracterización estática de transistores TEC GaAs no-encapsulados.
- d) Realización de un programa de computadora en lenguaje **HP BASIC** para la estación de trabajo **HP 382** el cual determina en forma automática el circuito eléctrico

equivalente para cualquiera de los modelos presentados en este trabajo sin requerir optimización.

- e) Se logro realizar la caracterización dinámica de los transistores TEC GaAs y la obtención del circuito eléctrico equivalente de TEC GaAs, permitiendo utilizar dicho circuito en el diseño de circuitos híbridos y monolíticos MMIC (circuitos integrados monolíticos).

VI.3 Recomendaciones.

- a) Realizar la automatización completa de ambos bancos de caracterización (estática y dinámica), de tal forma que la caracterización de transistores se efectué por medio de un solo programa de comando.
- b) Para el cálculo de las inductancias parásitas, se debe procurar que las mediciones de parámetros S se efectúen con un voltaje compuerta-fuente (V_{GS}) mayor que la altura de la barrera Schottky (V_{bi}), de tal forma que la corriente de compuerta sea superior a los 9 mA, logrando con esto evitar que la parte imaginaria del parámetro Z_{11} se menor que cero.
- c) Después de efectuados los pasos necesarios para realizar la calibración TRL, es conveniente, insertar el estándar THRU, puesto que los plano de referencia están a la mitad de la linea utilizada como THRU, una medición de esta linea indicara cero perdidas.
- d) Al soldar el transistor no-encapsulado en el portador (carrier), debe tenerse gran cuidado a fin de no dañar el dispositivo.
- e) Se debe procurar realizar una buena colocación del dispositivo en la base de pruebas a fin de evitar posibles resonancia.

- f) Al efectuar la extracción de los elementos del TEC intrínseco, es conveniente seleccionar un intervalo de frecuencia apropiado de los parámetros Y del TEC intrínseco, eliminando de esta manera alguna resonancias ocurridas durante la medición, especialmente en el caso de transistores encapsulados.
- g) Para obtener una buena aproximación entre los parámetros S medidos y los calculados del circuito eléctrico equivalente en frecuencias superiores a 10 GHz, se debe realizar una optimización con algun método eficaz.
- h) Por último, se recomienda realizar la construcción física de un amplificador con el circuito eléctrico equivalente, obtenido de la caracterización del transistor seleccionado para este propósito, para verificar la validez del modelo obtenido.

LITERATURA CITADA.

- Ali, F., A. Gupta, 1991. "HEMTs and HBTs: Devices, Fabrication, and Circuits". Artech House, Inc.
- Anholt, R., S. Swirhum, 1991. "Equivalent Circuit Parameter Extraction for Cold GaAs MESFET's". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 39, No. 7, julio 1991, pp 1243-1247.
- Bauer, R.F., P. Peneffeld, 1974. "De_embedding and Unterminating". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-22, No. 3, marzo 1974.
- Bennett, R. J. 1987. "Interpretation of Forward Bias Behavior of Schottky Barriers". IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-34, No. 4, abril 1987, pp 935-937.
- Berroth, M., R. Bosch, 1990. "Broad Band Determination of the FET Small-Signal Equivalent Circuit". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 38, No. 7, julio 1990, pp 891-895.
- Chauduri, S., M. Das, 1984. "On the Determination of Source and Drain Series Resistances of MESFET's". IEEE Electron Devices Letters, Vol. EDL-5, No. 7, julio 1984, pp 244-246.
- Chauduri, S., M. Das, 1985. "An Investigation of the MESFET "End" Resistance Using a Distributed Diode/Resistance Model". IEEE Transaction on Electron Devices, Vol. ED-32, No. 11, noviembre 1985, pp 2262-2268.
- Cheung, S. K., N. Cheung, 1986. "Extraction of Schottky Diode Parameters from Forward Current-Voltage Characteristics". Appl. Phys. Lett., Vol. 49, No. 2, julio 1986, pp 85-87.

LITERATURA CITADA (Continuación)

- Curtice, W. R., R. Camisa, 1984. "Self-Consistent GaAs FET Models for Amplifier Design and Device Diagnostics". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-32, No. 12, diciembre 1984, pp 1573-1578.
- Dambrine, G., A. Cappy, F. Heliodore, E. Playez, 1988. "A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 36, No. 7, julio 1988, pp 1151-1159.
- Engen, G. F., C. Hoer, 1979. "Thru-Reflect-Line: An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-27, No. 12, diciembre 1979, pp 987-993.
- Fukui, H. 1979. "Determination of the Basic Parameters of a GaAs MESFET". The Bell Systems Technical Journal, Vol. 58, No. 3, marzo 1979, pp 771-797.
- Grebene, A., S. Ghandhi, 1969. "General Theory for Pinched Operation of the Junction-Gate FET". Solid State Electronics, Vol. 12, 1969, pp. 573-589.
- Golio, M., E. Arnold, M. Miller, B. Beckwith, 1990. "Direct Extraction of GaAs MESFET Intrinsic Element and Parasitic Inductance Values". IEEE MTT-S International Microwave Symposium DIGEST, 1990.
- Golio, Michael. 1991. "Microwave MESFETs and HEMTs". Motorola and Artech House, Inc.
- Elmore, G. 1986. "De_EMBEDDING Measurements Using the HP8510 Microwave Network Analyzer". RF & Microwave Measurements Symposium, Hewlett Packard, marzo 1986.

LITERATURA CITADA (Continuación)

- Hewlett Packard. 1986. "Network Analysis Applying the HP8510B TRL Calibration for Non-Coaxial Measurements". HP Product Note 8510-8, 1986.
- Hower, P. L., N. Bechtel, 1973. "Current Saturation and Small-Signal Characteristics of GaAs Field Effect Transistors". IEEE Transaction on Electron Devices, Vol. ED-20, marzo 1973, pp 213-220.
- Kashiwa, T., N. Tanino, H. Minami, T. Katoh, N. Yoshida, Y. Itoh, Y. Mitsui, T. Imatani, S. Mitsui, 1994. "Design of W-Band Monolithic Low Noise Amplifiers Using Accurate HEMT Modeling". IEEE MTT-S International Microwave Symposium DIGEST, 1994.
- Kurokawa, K. 1965. "Power Waves and the Scattering Matrix". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-13, No. 2, marzo 1965.
- Lee, K., M. Shur, K. Lee, T. Vu, P. Roberts, M. Helix, 1984. "A New Interpretation of "End" Resistance Measurements". IEEE Electron Devices Letters, Vol. EDL-5, No. 1, enero 1984, pp 5-7.
- Lee, K., M. Shur, K. Lee, T. Vu, P. Roberts, M. Helix, 1985. "Source, Drain, and Gate Series Resistances and Electron Saturation Velocity in Ion-Implanted GaAs FET's". IEEE on Electron Devices, Vol. ED-32, No. 5, mayo 1985, pp 987-992.
- Martínez Reyes, Horacio, Luis. 1993. "Sistema de Transmisión de Señales de Banda Ancha por Fibras Ópticas". CICESE, División de Física Aplicada, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, Tesis de Maestría.

LITERATURA CITADA (Continuación)

- Nagatomo, K., Y. Daido, M. Shimizu, N. Okubo, 1993. "GaAs MESFET Characterization Using Least Squares Approximation by Rational Functions". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 4, No. 2, febrero 1993, pp. 199-205.
- Pozar, D. 1990. "Microwave Engineering". Addison-Wesley Publishing Company.
- Pucel, R., H. Haus, H. Statz, 1975. "Signal and Noise Properties of Gallium Arsenide Microwave Field Effect Transistor". Advances in Electronics and Electron Physics, Vol. 38, 1975, pp. 195-265.
- Reynoso, Hernández, J. A., B. Ramírez Durán, R. Chávez Pérez, 1993. "Modelado de Dispositivos y Circuitos con Aplicación en el Desarrollo de Componentes de Alta Frecuencia". Reporte Técnico. CICESE, enero 1993.
- Rubin, D. 1990. "De_EMBEDDING mm-Wave MICs with TRL". Microwave Journal, junio 1990, pp 141-150.
- Seo, Y., B. Kim, W. Sang, 1993. "The Effect of Parasitic Components of GaAs FETs on High-Frequency Gain". Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 6, No. 2, febrero 1993, pp. 98-101.
- Vickes, H. 1991. "Determination of Intrinsic FET Parameters Using Circuit Partitioning Approach". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 39, No. 2, febrero 1991, pp. 363-366.
- Willing, H., C. Rauscher, P. De Santis, 1978. "A technique for Predicting Large-Signal Performance of a GaAs MESFET". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-26, No. 12, diciembre 1978, pp. 1017-1023.

LITERATURA CITADA (Continuación)

- Yang, L., S. Long, 1986. "New Method to Measure the Source and Drain Resistance of the GaAs MESFET". IEEE Electron Devices Letters, Vol. EDL-7, No. 2, febrero 1986, pp 75-77.

APÉNDICE A.

El objetivo, como se menciona con anterioridad es conocer los parámetros de dispersión de las cajas de error A y B conociendo S_{11} , S_{22} y $S_{12} \cdot S_{21}$ para los tres cuádrupolos ficticios que resultan de las conexiones del THRU, REFLECT y LINE como se muestra en la figura A1.

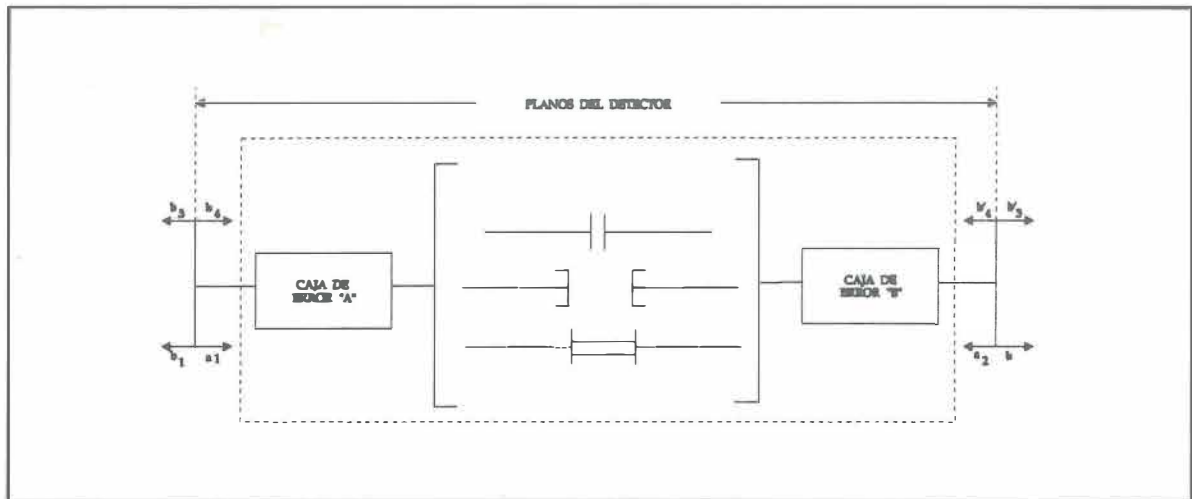


Figura A1. Aplicación de la técnica TRL para obtener los parámetros de las cajas de error A y B.

La representación de una red de dos puertos en función de las ondas incidentes y reflejadas es:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (190)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (191)$$

Para facilitar la manipulación matemática los parámetros S derivados de cada uno de los tres pasos de la calibración TRL son convertidos a parámetros de transmisión T . Estos parámetros se expresan como:

$$b_1 = r_{11}a_2 + r_{12}b_2 \quad (192)$$

$$a_1 = r_{21}a_2 + r_{22}b_2 \quad (193)$$

La relación entre ambos parámetros es:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix} = \mathbf{R} \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} \quad (194)$$

donde:

$$\mathbf{R} = \frac{1}{S_{21}} \begin{pmatrix} -\Delta & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{pmatrix} \quad (195)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (196)$$

Las matrices $\mathbf{R}$ (de transmisión) tienen una propiedad similar a las matrices $\mathbf{ABCD}$, las cuales pueden ser multiplicadas en cascada.

Analizando por separado los tres casos que resultan cuando se colocan el THRU, REFLECT y LINE:

1) Conexión directa THRU.

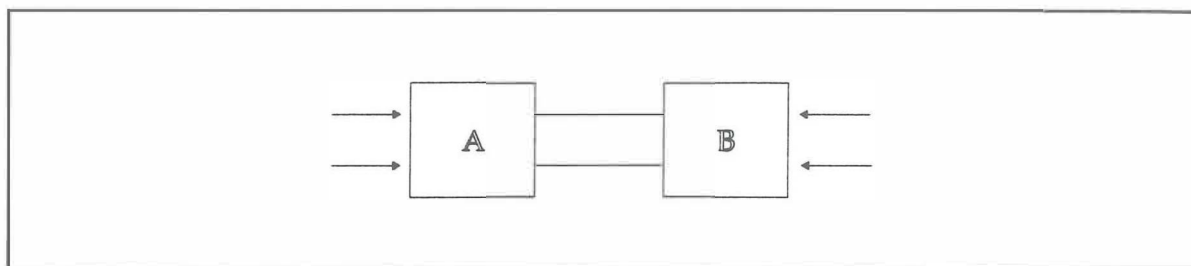


Figura A2. Conexión THRU.

De la conexión mostrada en la figura A2, los parámetros medidos son: S_{AB} convirtiendo a parámetros $\mathbf{R}$ y aplicando la propiedad de multiplicación en cascada, se tiene:

$$\mathbf{R}_t = \mathbf{R}_A \cdot \mathbf{R}_B \quad (197)$$

2) Conexión de LINE

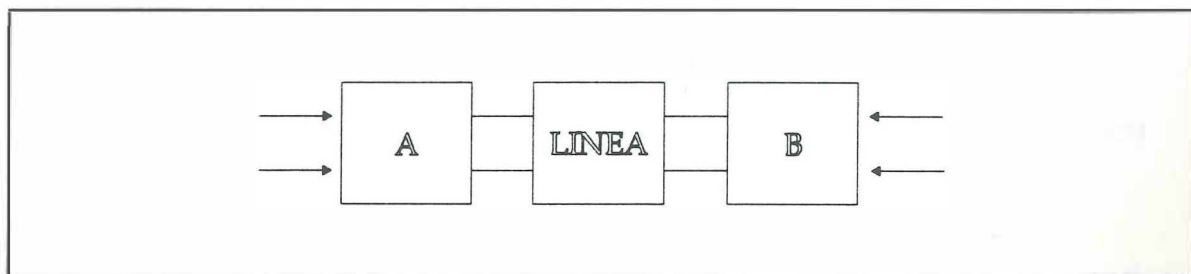


Figura A3. Conexión LINE.

Los parámetros medidos de la conexión mostrada en la figura A3 son: S_{ALB} convirtiendo a parámetros R , y por la multiplicación en cascada, se tiene que:

$$R_d = R_A \cdot R_L \cdot R_B \quad (198)$$

Donde R_L es la matriz de transmisión de LINE.

De la ecuación (197), resolviendo para R_B se tiene:

$$R_B = R_A^{-1} \cdot R_t \quad (199)$$

De la ecuación (198) y multiplicando por R_B se tiene

$$R_A \cdot R_L \cdot R_B = R_A \cdot R_L \cdot R_A^{-1} \cdot R_t = R_d \quad (200)$$

Haciendo:

$$T = R_A \cdot R_L \cdot R_A^{-1} \quad (201)$$

De la ecuación (200) tenemos:

$$T \cdot R_t = R_A \cdot R_L \cdot R_B \quad (202)$$

Sustituyendo la ecuación (197) en la ecuación precedente, tenemos que:

$$R_A \cdot R_L = T \cdot R_A \quad (203)$$

Donde:

$$T = R_d \cdot R_t^{-1} \quad (204)$$

La matriz T puede calcularse a partir de los parámetros obtenidos con las mediciones de THRU y LINE.

Si γ y ℓ representan respectivamente la constante de propagación y la longitud de la línea, entonces, suponiendo que la línea no es reflectora, la matriz de parámetros S se define como:

$$S_L = \begin{pmatrix} 0 & e^{-\gamma \ell} \\ e^{-\gamma \ell} & 0 \end{pmatrix} \quad (205)$$

Donde:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (206)$$

Transformando S_L a parámetros R tenemos:

$$\mathbf{R}_L = \begin{pmatrix} e^{-\gamma t} & 0 \\ 0 & e^{\gamma t} \end{pmatrix} \quad (207)$$

Los elementos de $\mathbf{R}_A$ y $\mathbf{T}$ serán representados por r_{ij} y t_{ij} , respectivamente:

Sustituyendo las matrices respectivas en la ecuación (203),

$$\begin{pmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{-\gamma t} & 0 \\ 0 & e^{\gamma t} \end{pmatrix} \quad (208)$$

$$t_{11}r_{11} + t_{12}r_{21} = r_{11}e^{-\gamma t} \quad (209)$$

$$t_{21}r_{11} + t_{22}r_{21} = r_{21}e^{-\gamma t} \quad (210)$$

$$t_{11}r_{12} + t_{12}r_{22} = r_{12}e^{\gamma t} \quad (211)$$

$$t_{21}r_{12} + t_{22}r_{22} = r_{22}e^{\gamma t} \quad (212)$$

Ahora, tomando la relación de las ecuaciones (209) a (210) y de (211) a (212).

De las ecuaciones (209) y (210),

$$t_{21} \left(\frac{r_{11}}{r_{21}} \right)^2 + (t_{22} - t_{11}) \left(\frac{r_{11}}{r_{21}} \right) - t_{12} = 0 \quad (213)$$

De las ecuaciones (211) y (212),

$$t_{21} \left(\frac{r_{12}}{r_{22}} \right)^2 + (t_{22} - t_{11}) \left(\frac{r_{12}}{r_{22}} \right) - t_{12} = 0 \quad (214)$$

Las relaciones $\left(\frac{r_{11}}{r_{21}} \right)$ y $\left(\frac{r_{12}}{r_{22}} \right)$ son obtenidas por medio de la solución de las

ecuaciones cuadráticas (213) y (214), donde, los coeficientes son los parámetros de la matriz

$\mathbf{T}$.

En la solución de las ecuaciones (213) y (214), existe ahora, el problema de la elección de las raíces, este problema se resolverá en un apartado al final del apéndice.

Tomando la relación entre las ecuaciones (209) y (210),

$$e^{2\gamma l} = \frac{t_{21} \left(\frac{r_{12}}{r_{22}} \right) + t_{22}}{t_{12} \left(\frac{r_{12}}{r_{11}} \right) + t_{11}} \quad (215)$$

Por el momento se dispone del conocimiento de $\left(\frac{r_{11}}{r_{21}} \right)$ y $\left(\frac{r_{12}}{r_{22}} \right)$ y $e^{2\gamma l}$.

Hasta este punto no se han obtenido los elementos de los cuadripolos A y B que representan las cajas de error.

Para la determinación de los elementos de los cuadripolos A y B, en primer lugar se presentan las cajas de error por su matriz de parámetros S, como se muestra en la figura A4.

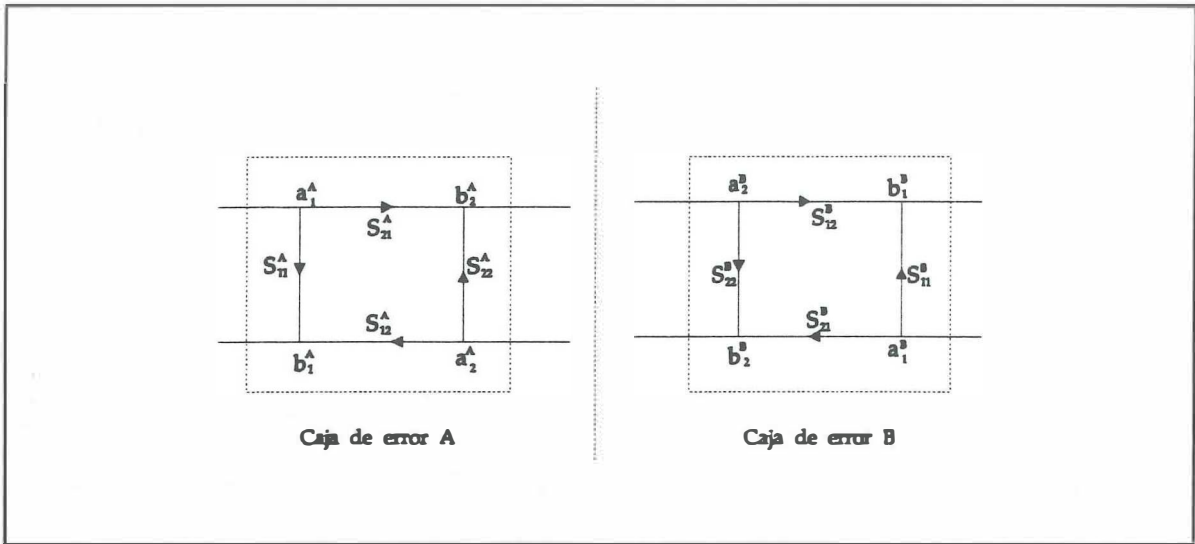


Figura A4. Representación de los cuadripolos A y B por sus parámetros S.

El problema consiste ahora en convertir los parámetros S de los cuadripolos A y B a parámetros R. Para el caso de la caja de error A las ecuaciones que definen al cuadripolo en función de los parámetros S y los parámetros R respectivamente son las siguientes:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (216)$$

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R^A_{11} & R^A_{12} \\ R^A_{21} & R^A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} \quad (217)$$

Relacionando las ecuaciones (216) y (217) se pueden encontrar los parámetros de transmisión del cuadripolo A en función de los parámetros S del mismo, de acuerdo a la siguiente ecuación.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix} = \frac{1}{S^A_{21}} \begin{pmatrix} -\Delta^A & S^A_{11} \\ -S^A_{22} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} \quad (218)$$

Donde:

$$\Delta = S^A_{11} \cdot S^A_{22} - S^A_{12} \cdot S^A_{21} \quad (219)$$

Regresemos a la ecuación (197).

$$\mathbf{R}_t = \mathbf{R}_A \cdot \mathbf{R}_B$$

Definiendo $\mathbf{R}_B$, $\mathbf{R}_A$ y $\mathbf{R}_t$ como:

$$\mathbf{R}_B = \rho_{22} \begin{pmatrix} \alpha & \beta \\ \gamma & 1 \end{pmatrix} \quad (220)$$

$$\mathbf{R}_A = r_{22} \begin{pmatrix} a & b \\ c & 1 \end{pmatrix} \quad (221)$$

$$\mathbf{R}_t = g \begin{pmatrix} d & e \\ f & 1 \end{pmatrix} \quad (222)$$

Donde:

$$a = \frac{r^A_{11}}{r^A_{22}}, \quad b = \frac{r^A_{12}}{r^A_{22}}, \quad c = \frac{r^A_{21}}{r^A_{22}}$$

$$\alpha = \frac{r^B_{11}}{r^B_{22}}, \quad \beta = \frac{r^B_{12}}{r^B_{22}}, \quad \gamma = \frac{r^B_{21}}{r^B_{22}}$$

Hasta el momento, determinados a partir de la solución de las ecuaciones cuadráticas (213) y (214), se conocen los siguientes elementos de la caja de error A:

$$a/c = \frac{r^A_{11}}{r^A_{21}}; \quad b = \frac{r^A_{12}}{r^A_{22}}$$

Multiplicando en ambos lados de la ecuación (197) por $\mathbf{R}_A^{-1}$ lo que equivale a resolver para $\mathbf{R}_B$ se tiene,

$$\mathbf{R}_B = \mathbf{R}_A^{-1} \cdot \mathbf{R}_t \quad (223)$$

La inversa de la matriz $\mathbf{R}_A$ esta dada como:

$$\mathbf{R}_A^{-1} = \frac{1}{r_{22}(a-bc)} \begin{pmatrix} 1 & -b \\ -c & a \end{pmatrix} \quad (224)$$

sustituyendo las ecuaciones (224) y (222) en (223),

$$\mathbf{R}_B = \frac{g(a-ce)}{r_{22}(a-bc)} \begin{pmatrix} \frac{d-fb}{a-ce} & \frac{e-b}{a-ce} \\ \frac{af-cd}{a-ce} & 1 \end{pmatrix} \quad (225)$$

comparando término a término de (225) y (220),

$$\gamma = \frac{f-d \frac{c}{a}}{1-e \frac{c}{a}} \quad (226)$$

$$\beta/\alpha = \frac{e-b}{d-bf} \quad (227)$$

$$a\alpha = \frac{d-bf}{1-e \frac{c}{a}} \quad (228)$$

b y c/a son conocidos, los términos restantes d, e y f pueden calcularse a partir de la relación con los elementos de $\mathbf{R}_t$ (por la conexión del THRU), entonces γ , β/α y $a\alpha$ se obtienen de las ecuaciones anteriores.

Los elementos conocidos hasta el momento se presentan en la siguiente tabla:

Caja de error	Elementos conocidos	Incógnitas
A	$b, c/a$	c, a
B	$\gamma, a\alpha, \beta/\alpha$	β, α

De acuerdo a esta tabla, es necesario determinar el valor de α , a fin de conocer completamente los elementos de las cajas de error y poder calibrar el analizador de redes, para poder realizar esto, nos vemos en la necesidad de emplear un REFLECT.

3) Conexión del estándar Reflect.

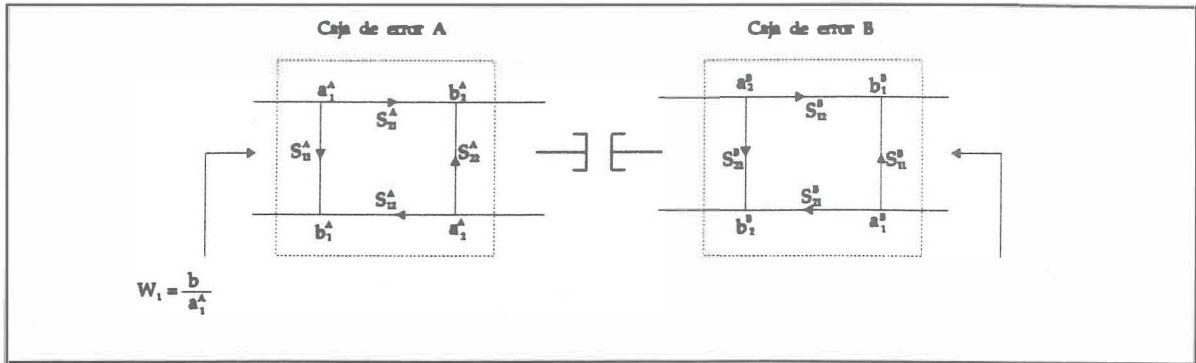


Figura A5. Conexión del estándar REFLECT.

Una vez efectuada la conexión del estándar reflect, como se muestra en la figura A5, los coeficientes de reflexión medidos a la entrada de ambos cuadripolos, se definen en función de los parámetros de transmisión normalizados como:

$$w_1 = \frac{b + a\Gamma_L}{1 + c\Gamma_L} \quad (229)$$

$$w_2 = \frac{\alpha\Gamma_L - \gamma}{1 - \beta\Gamma_L} \quad (230)$$

Resolviendo para α de la ecuación precedente,

$$\alpha = \frac{w_2 + \gamma}{\Gamma_L \left(1 + \frac{\beta}{\alpha} w_2 \right)} \quad (231)$$

Para eliminar la necesidad de Γ_L (puesto que es incógnita) se emplea la ecuación (229), de esta ecuación resolviendo para Γ_L , tenemos,

$$\Gamma_L = \frac{w_1 - b}{a \left(1 - w_1 \frac{c}{a} \right)} \quad (232)$$

sustituyendo Γ_L en (231) se tiene,

$$\frac{a}{\alpha} = \frac{(w_1 - b) \left(1 + w_2 \frac{\beta}{\alpha} \right)}{(w_2 + \gamma) \left(1 - w_1 \frac{c}{a} \right)} \quad (233)$$

combinando (233) con (228),

$$a = \pm \sqrt{\frac{(w_1 - b) \left(1 + w_2 \frac{\beta}{\alpha} \right) (d - bf)}{(w_2 + \gamma) \left(1 - w_1 \frac{c}{a} \right) \left(1 - e \frac{c}{a} \right)}} \quad (234)$$

habiendo calculado a se obtiene,

$$\alpha = \frac{(d - bf)}{a \left(1 - e \frac{c}{a} \right)} \quad (235)$$

con el resultado de α es posible calcular β y γ , por medio de las ecuaciones (226) y (227).

Extracción de los parámetros S del dispositivo.

El dispositivo se inserta en la posición de referencia, que es la unión de la transiciones THRU y REFLECT del TRL, como se muestra en la figura A6. Esta posición necesita estar en el centro de la línea de transmisión LINE.

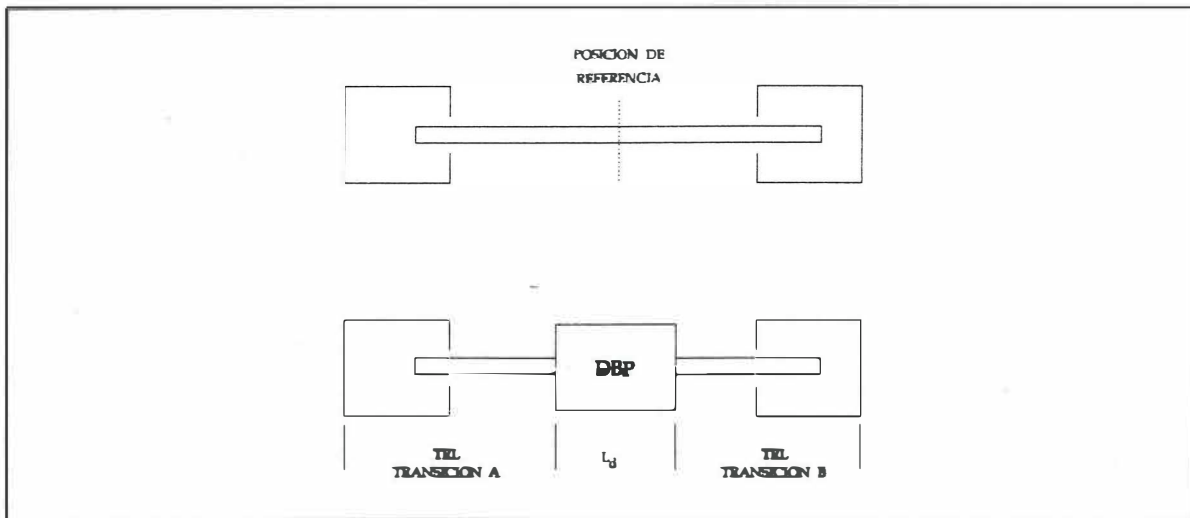


Figura A6. Inserción del dispositivo en la posición de referencia.

De la figura A6, los datos medidos son: S_{ADB} convirtiendo a parámetros de transmisión, R_{ADB} . Esta matriz puede ser escrita de tal forma que incluya la longitud negativa de línea ocupada por el DBP.

La matriz R de la línea negativa $-\frac{L_d}{2}$ es

$$R_N = \begin{bmatrix} e^{\frac{\gamma L_d}{2}} & 0 \\ 0 & e^{-\frac{\gamma L_d}{2}} \end{bmatrix} \quad (236)$$

donde L_d es la longitud del carrier.

Aplicando la propiedad de multiplicación en cascada de la matriz de transmisión, la matriz R_{ADB} puede ser definida como

$$R_{ADB} = R_A \cdot R_N \cdot R_D \cdot R_N \cdot R_B \quad (237)$$

donde R_D es la matriz de transmisión del dispositivo bajo prueba.

Aplicando las ecuaciones (220) y (221) a la ecuación (237).

$$R_D = \frac{1}{r_{22}\rho_{22}} \cdot [A \cdot R_N]^{-1} \cdot [R_{ADB}] \cdot [R_N \cdot B]^{-1} \quad (238)$$

donde:

$$A = \begin{pmatrix} a & b \\ c & 1 \end{pmatrix} \quad (239)$$

$$B = \begin{pmatrix} \alpha & \beta \\ \gamma & 1 \end{pmatrix} \quad (240)$$

Los valores de r_{22} y ρ_{22} aun no han sido determinados, de la ecuación (197) se escribe,

$$R_t = r_{22}\rho_{22} \cdot A \cdot B \quad (241)$$

la ecuación precedente permite,

$$R_t(2,2) = r_{22} \cdot \rho_{22} (1 + c \cdot \beta) \quad (242)$$

Combinando la ecuación (242) con (238),

$$\mathbf{R}_D = \frac{(1+c\beta)}{\mathbf{R}_t(2,2)} \cdot [\mathbf{A} \cdot \mathbf{R}_N]^{-1} \cdot [\mathbf{R}_{ADB}] \cdot [\mathbf{R}_N \cdot \mathbf{B}]^{-1} \quad (243)$$

De la ecuación precedente se observa que los valores situados a la derecha del signo de igual han sido determinados, entonces, los parámetros de transmisión del dispositivo pueden ser calculados.

Finalmente, la matriz de parámetros de transmisión $\mathbf{R}$ puede ser convertida a parámetros $\mathbf{S}$ por fórmulas de conversión convencionales.

Empleando esta técnica (TRL), también es posible, determinar la constante de propagación y la constante dieléctrica efectiva del estándar LINE, de la siguiente manera.

Combinando las ecuaciones (209) y (210) tenemos,

$$e^{-2\gamma\ell} - e^{-\gamma\ell}(t_{11} + t_{22}) + (t_{11} \cdot t_{22} - t_{12} \cdot t_{21}) = 0 \quad (244)$$

de las ecuaciones (211) y (212),

$$e^{2\gamma\ell} - e^{\gamma\ell}(t_{11} + t_{22}) + (t_{11} \cdot t_{22} - t_{12} \cdot t_{21}) = 0 \quad (245)$$

La solución para $e^{-\gamma\ell}$ y $e^{\gamma\ell}$ son las dos soluciones de la ecuación compleja,

$$G^2 - G(t_{11} + t_{22}) + (t_{11} \cdot t_{22} - t_{12} \cdot t_{21}) = 0 \quad (246)$$

resolviendo la ecuación precedente,

$$G = B[1 \pm D^{1/2}] \quad (247)$$

con soluciones,

$$|G_1|e^{j\theta_1} \quad (248)$$

y

$$|G_2|e^{j\theta_2} \quad (249)$$

donde,

$$B = \frac{t_{11} + t_{22}}{2} \quad (250)$$

$$C = t_{11} \cdot t_{22} - t_{12} \cdot t_{21} \quad (251)$$

$$D = 1 - \frac{4C}{B^2} \quad (252)$$

La solución para $e^{-\gamma\ell} = e^{-\alpha\ell} \cdot e^{-j\beta\ell}$ será,

$|G_1|e^{j\theta_1}$ si θ_1 es negativo.

$|G_2|e^{j\theta_2}$ si θ_2 es negativo.

La atenuación en dB a una distancia ℓ es $20 \cdot \log(G_{1,2})$, de esta manera,

$$\alpha[\text{dB/pulg.}] = \frac{20 \cdot \log(G_{1,2})}{\ell(\text{pulg.})} \quad (253)$$

donde $G_{1,2}$ es la solución correcta encontrada de la ecuación (247).

Puesto que,

$$\beta\ell = \theta = \frac{2 \cdot \pi \cdot \ell}{\text{longitud de onda}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot \ell \cdot f \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}{c} \quad (254)$$

entonces, la constante dieléctrica efectiva de la línea queda definida como,

$$\epsilon_{\text{eff}} = \left[\frac{30 \cdot \theta}{5.08 \cdot \pi \cdot \ell(\text{pulg.}) \cdot f(\text{GHz.})} \right]^2 \quad (255)$$

El problema de la elección de las raíces.

Igualando las ecuaciones (213) y (214) se tiene,

$$t_{21} \left(\frac{r_{11}}{r_{21}} \right)^2 + (t_{22} - t_{11}) \left(\frac{r_{11}}{r_{21}} \right) - t_{12} = t_{21} \left(\frac{r_{12}}{r_{22}} \right)^2 + (t_{22} - t_{11}) \left(\frac{r_{12}}{r_{22}} \right) - t_{12} \quad (256)$$

utilizando la definición de los elementos a , b y c , la ecuación precedente se escribe como,

$$t_{21} \left(\frac{a}{c} \right)^2 + (t_{22} - t_{11}) \left(\frac{a}{c} \right) = t_{21} b^2 + (t_{22} - t_{11}) b \quad (257)$$

De esta manera se observa que las raíces de las ecuaciones son a/c y b ; sin embargo, existe otra posibilidad, y es que una de las raíces es igual a ambas a/c y b , considerando esta posibilidad tenemos:

$b=a/c$, esto implica que $a=bc$, sustituyendo sus respectivos valores en parámetros de transmisión:

$$a = bc = \frac{r_{11}}{r_{22}} = \frac{r_{12}}{r_{22}} \cdot \frac{r_{21}}{r_{22}} \quad (258)$$

entonces,

$$r_{11} = \frac{r_{12}r_{21}}{r_{22}} \quad (259)$$

sustituyendo los valores de los parámetros S en la ecuación precedente:

$$\frac{S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}}{-S_{21}} = \frac{S_{11}S_{22}}{-S_{21}} \quad (260)$$

la ecuación precedente solo puede llegar a ser una identidad si $S_{12}S_{21} = 0$ para la caja de error A, entonces se tendría de la ecuación (229) $\Gamma_{in} = S_{11}$, si hacemos $S_{12}S_{21} = 0$, lo cual es obviamente falso.

Por tanto, se llega a la conclusión de que $\frac{a}{c} \neq b$, esto significa que existen dos raíces diferentes. Si consideramos el valor absoluto de las raíces.

$$\frac{|b|}{|a/c|} = \frac{|bc|}{|a|} \quad (261)$$

sustituyendo los respectivos valores de a , b y c .

$$\frac{|bc|}{|a|} = \frac{\left| \frac{r_{12}}{r_{22}} \frac{r_{21}}{r_{22}} \right|}{\left| \frac{r_{11}}{r_{22}} \right|} = \frac{|r_{12}r_{21}|}{|r_{11}r_{22}|} \quad (262)$$

en función de parámetros S se tiene que:

$$\frac{|r_{12}r_{21}|}{|r_{11}r_{22}|} = \frac{|S_{11}S_{22}|}{|\Delta_s|} = \frac{|S_{11}S_{22}|}{|S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|} < 1 \quad (263)$$

con este ultimo resultado se observa que:

$\frac{|bc|}{|a|} < 1$ que es lo mismo que $|b| < \left| \frac{a}{c} \right|$ esto servirá como base para la elección de las raíces. Para

demostrar esto es el caso ordinario es conveniente expandir la ecuación (194).

$$b_1 = r_{12} \left(\frac{r_{11}}{r_{12}} a_2 + b_2 \right) \quad (264)$$

$$a_1 = r_{22} \left(\frac{r_{21}}{r_{22}} a_2 + b_2 \right) \quad (265)$$

En la mayoría de los sistemas de medición, incluyendo los Analizadores de Redes hechos con hexapuertos, es deseable disponer de una respuesta nominalmente proporcional a b_2 que incide al DUT. Esto demanda que:

$$\left| \frac{r_{21}}{r_{22}} \right| \ll 1 \quad S_{22} \ll 1 \quad (266)$$

En el caso de un Analizador de Redes de cuatro puertos es además requerido que la respuesta resultante sea nominalmente proporcional a a_2 lo cual sugiere que:

$$\frac{r_{11}}{r_{12}} \gg 1 \quad \frac{a}{c} \gg 1 \quad (267)$$

Entonces

$$\left| \frac{r_{11}}{r_{12}} \right| \gg \left| \frac{r_{21}}{r_{22}} \right| \quad (268)$$

lo cual sugiere que

$$|b| \ll \left| \frac{a}{c} \right| \quad (269)$$

La ecuación (269) servirá como base para la elección de las raíces de las ecuaciones (213) y (214).

GLOSARIO

AlGaAs.-	Aseniuro de aluminio galio.
CD.-	Corriente directa.
DSI.-	Diodo Schottky ideal.
FET.-	(Field Effect Transistor).- Transistor de efecto de campo.
GaAs.-	Arseniuro de galio.
HEMT.-	(High Electron Mobility Transistor).- Transistor de alta movilidad electrónica.
HBT.-	(Heteroestructura Bipolar Transistor).- Transistor de heteroestructura bipolar.
InP.-	Fosfuro de indio.
InGaAs.-	Arseniuro de indio galio.
IF.-	(Intermediate Frequency).- Frecuencia intermedia.
LRL.-	(Line Reflect Line).- Técnica de calibración.
LRM.-	(Line Reflect Match).- Técnica de calibración.
MESFET.-	(MEtal Semiconductor Field Effect Transistor).- Transistor de efecto de campo metal semiconductor.
MODFET.-	(Modulation Doped Field Effect Transistor).- Transistor de efecto de campo de dopado modulado.
MMIC.-	(Monolithic Microwave Integrated Circuits).- Circuitos monolíticos integrados de microondas.
OSL.-	(Open Short Load).- Técnica de calibración.
PHEMT.-	(Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor).- Transistor pseudomorfo de alta movilidad de electrones.

GLOSARIO (continuación)

RF.-	Radio frecuencia.
SDHT.-	(Selectively Doped Heterostructure Transistor).- Transistor heteroestructura de selectividad en dopado.
TEC GaAs.-	Transistor de efecto de campo en arseniuro de galio.
TEGFET.-	(Two Dimensional Electron Gas Field Effect Transistor).- Transistor de efecto de campo de gas de electrones bidimensional.
TRL.-	(Thru Reflect Line).- Técnica de calibración.
VSWR.-	(Voltage Standing Wave Ratio).- Relación de onda estacionaria de voltaje
2-DEG.-	(Two Dimensional Electron Gas).- Gas de electrones bidimensional.