

**Centro de Investigación Científica y de
Educación Superior de Ensenada**



**ESTUDIO DEL COMPORTAMIENTO DE
TRANSISTORES DE MICROONDAS A
TEMPERATURAS AMBIENTE Y CRIOGENICA.**

**TESIS
MAESTRIA EN CIENCIAS**

RONALDO ALFONSO ALMEYDA ORTEGA

ENSENADA, BAJA CALIFORNIA, MEXICO.

ENERO DE 1998.

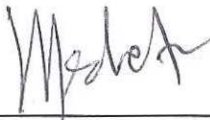
TESIS DEFENDIDA POR
RONALDO ALFONSO ALMEYDA ORTEGA

Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITE



Dr. José Luis Medina Monroy

Director del Comité



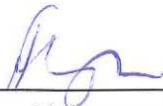
Dr. Francisco Javier Mendieta Jiménez

Miembro del Comité



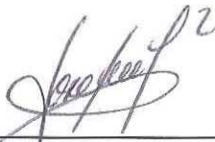
Dr. Héctor Manuel Escamilla Taylor

Miembro del Comité



Dr. Alexei Venguer Petrovich

Miembro del Comité



Dr. José Luis Medina Monroy

*Jefe del Departamento de Electrónica y
Telecomunicaciones*

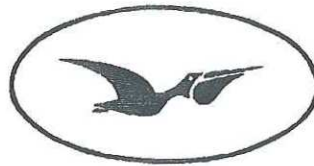


Dr. Federico Graef Ziehl

Director de Estudios de Posgrado

22 de enero de 1998

CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN
SUPERIOR DE ENSENADA



CICESE

DIVISIÓN DE FÍSICA APLICADA

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

**ESTUDIO DEL COMPORTAMIENTO DE TRANSISTORES DE
MICROONDAS A TEMPERATURAS AMBIENTE Y CRIOGÉNICA.**

TESIS

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

RONALDO ALFONSO ALMEYDA ORTEGA

Ensenada, Baja California, México, Enero de 1998.

RESUMEN de la Tesis de Ronaldo Alfonso Almeyda Ortega presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California, México. Enero de 1998.

ESTUDIO DEL COMPORTAMIENTO DE TRANSISTORES DE MICROONDAS A TEMPERATURAS AMBIENTE Y CRIOGÉNICA.

Resúmen aprobado por:



Dr. José Luis Medina Monroy
Director de Tesis

En este trabajo de tesis se presentan las metodologías relacionadas con la caracterización a temperaturas ambiente y criogénica de la familia de transistores de efecto de campo, en especial el transistor pseudomórfico de alta movilidad electrónica (PHEMT) de arseniuro de galio (GaAs).

Se efectúa la caracterización de los parámetros de dispersión a diferentes temperaturas y puntos de polarización para determinar el comportamiento de la ganancia, la estabilidad y los parámetros de ruido de los dispositivos.

Se describe la metodología utilizada para la medición de los parámetros de ruido del transistor, la cual consiste en un nuevo método desarrollado en los laboratorios del Instituto de Electrónica Fundamental (IEF) de la Universidad de París Sud, Francia. Presentándose además los bancos de medición utilizados en esta caracterización.

Una manera alterna utilizada en la extracción de los parámetros de ruido del transistor se lleva a cabo mediante el modelado de ruido del dispositivo. Esta metodología consiste en la obtención de dichos parámetros a través de la matriz de correlación mediante el análisis del circuito eléctrico equivalente de pequeña señal del transistor.

Por último se proporcionan resultados que describen el comportamiento de los dispositivos, así como comentarios importantes sobre los parámetros del transistor PHEMT a diferentes temperaturas y puntos de polarización en función de la frecuencia.

Palabras claves: Criogénica, PHEMT, matriz de correlación.

ABSTRACT of the Thesis presented by Ronaldo Alfonso Almeyda Ortega in order to obtain the MASTER of SCIENCES DEGREE in TELECOMMUNICATIONS AND ELECTRONICS. Ensenada, Baja California, Mexico. January 1998.

**STUDY OF THE BEHAVIOR OF THE MICROWAVE TRANSISTORS
AT ROOM AND CRYOGENIC TEMPERATURES.**

Approved by:



Dr. José Luis Medina Monroy

Thesis Advisor

In this work, different methodologies related with the characterization of field effect transistors at room and cryogenic temperatures are presented, especially for the GaAs pseudomorphic high electron mobility transistor (PHEMT).

A study of the behavior of the scattering parameters, gain, stability and the evolution of the devices noise parameters is performed at several temperatures and bias points.

The methodology used for the measurement of the transistor noise parameters is presented, which is based on a new method developed in the Fundamental Electronic Institute laboratories of the University of Paris-Sud, France. Besides, the characterization set up is described.

An alternative method to obtain the transistor noise parameters is carried out by means of the device noise modeling. This methodology is based on the extraction of the noise parameters by means of the correlation matrix obtained from the analysis of the transistor small signal equivalent circuit.

Important results and comments on the behavior of the PHEMT at several temperatures, frequency and bias points are presented.

DEDICATORIA.

En la memoria de mamá Rita y Franco Ivan.

AGRADECIMIENTOS.

A mi director de tesis Dr. José Luis Medina por su contribución y ayuda en la realización de este trabajo de tesis.

A los miembros del comité de tesis, por los comentarios y correcciones realizadas al trabajo tanto en su contenido como en su redacción.

Agradezco a los miembros del Instituto de Electrónica Fundamental (IEF), de la Universidad de Paris-Sud, Francia, por haberme permitido formar parte de su equipo de trabajo, especialmente al Dr. F. Aniel y al Dr. P. Crozat.

Al Sr. A. Jeaneveau, al Dr. G. Vernet y al Dr. E. Mitrani por haberme dado la oportunidad y el apoyo necesario para realizar una estancia en el IEF.

A mis compañeros de Electrónica y Telecomunicaciones por la amistad incondicional que me brindaron.

A mi familia por saber guiarme y apoyarme a lo largo de toda mi carrera.

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

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología.

CONTENIDO.

	<u>Página</u>
I. INTRODUCCIÓN.....	1
I.1 Antecedentes.....	2
I.2 Objetivo.....	2
I.3 Metodología general.....	3
I.4 Organización del trabajo.....	4
II. FUNDAMENTOS Y CARACTERÍSTICAS DE LOS TRANSISTORES DE MICROONDAS.....	6
II.1 Transistores de efecto de campo.....	6
II.1.1 Descripción del MESFET.....	6
II.1.2 HEMT Convencional basado en GaAs.....	8
II.1.3 HEMT Pseudomórfico (PHEMT) sobre GaAs.....	11
II.1.4 Modificaciones realizadas a los FET para disminuir el ruido en éstos.....	12
II.2 Parámetros de caja negra.....	13
II.2.1 Parámetros de dispersión [S].....	14
II.3 Caracterización estática.....	15
II.3.1 Corriente máxima de saturación I_{dss}	16
II.3.2 La Transconductancia g_m	17
II.3.3 La conductancia de salida g_{ds}	17
II.3.4 Voltaje de oclusión V_o	17
II.4 Criterios de estabilidad.....	18
II.4.1 Factores de estabilidad K y μ	18
II.4.2 Círculos de estabilidad.....	19
II.5 Criterios de Ganancia.....	20
II.5.1 Ganancia de potencia de transductor.....	21
II.6 El transistor, cuadripolo ruidoso.....	23
II.6.1 Orígenes del ruido.....	23
II.6.2 Representación de cuadripolos ruidosos.....	25
II.6.3 Definición del factor de ruido y temperatura de ruido.....	26
II.6.4 Los parámetros de ruido.....	28

CONTENIDO (Continuación)

	<u>Página</u>
III MODELADO DEL TRANSISTOR.....	31
III.1 Modelos físicos.....	31
III.2 Circuito eléctrico equivalente de pequeña señal.....	33
III.3 Modelos de ruido.....	37
III.3.1 Modelo de ruido intrínseco de Pospieszalski.....	38
III.3.1.1 Circuito eléctrico asociado a las fuentes de ruido.....	38
III.3.1.2 Cálculo de los coeficientes T_g y T_d	40
III.3.1.3 Cálculo de los parámetros de ruido en función de T_g y T_d	41
III.3.2 Modelo extrínseco de tres coeficientes.....	42
III.3.2.1 Circuito eléctrico asociado a las fuentes de ruido.....	43
III.3.2.2 Cálculo de los coeficientes P, R y C.....	44
III.3.2.3 Cálculo de los parámetros de ruido en función de P, R y C.....	46
III.3.3 Parámetros de ruido del modelo extrínseco a partir de la matriz de correlación.....	48
III.3.3.1 Asociación de elementos extrínsecos.....	48
III.3.3.2 Obtención de los parámetros de ruido del transistor intrínseco a partir de la matriz de correlación.....	50
IV. CARACTERIZACIÓN DE TRANSISTORES A TEMPERATURAS AMBIENTE Y CRIOGÉNICA.....	57
IV.1 Método de caracterización en alta frecuencia (AF) y corriente directa (DC).....	58
IV.1.1 Banco de medición.....	58
IV.1.2 Proceso de caracterización y extracción del circuito eléctrico de pequeña señal.....	60
IV.1.3 Resultados de la caracterización de los parámetros S, criterios de estabilidad y ganancia del transistor a temperatura ambiente.....	62
IV.1.3.1 Caracterización y modelado de los parámetros S del transistor....	62
IV.1.3.2 Determinación del modelo del circuito equivalente.....	63
IV.1.3.3 Resultados del análisis de ganancia y estabilidad del transistor. ..	65

CONTENIDO (Continuación)

	<u>Página</u>
IV.2 Técnicas de medición de ruido.....	69
IV.2.1 Técnica de medición estándar.....	70
IV.2.2 Método de medición de fuente fría.....	71
IV.2.3 Metodología de extracción de los parámetros de ruido del IEF.....	72
IV.2.3.1 El banco de medición del IEF.....	73
IV.2.3.2 Principios del método.....	73
IV.2.3.3 Extracción de los parámetros de ruido de un cuadripolo por el método del I.E.F.....	76
IV.2.3.4 Determinación de los parámetros de ruido.....	80
IV.2.4 Resultados de la caracterización de los parámetros de ruido a temperatura ambiente.....	83
IV.2.4.1 Comparación entre los modelos de ruido presentados en la sección III.3.....	83
IV.2.4.2 Extracción de los parámetros de ruido del transistor intrínseco a partir de la matriz de correlación.....	86
IV.2.4.3 Resultados de la medición de los parámetros de ruido.....	87
IV.2.4.4 Comparación de la extracción de los parámetros de ruido por el método del IEF y el modelo de ruido completo.....	90
IV.3 Caracterización a temperatura criogénicas.....	92
IV.3.1 La estación criogénica.....	92
IV.3.2 Método de caracterización de transistores en bajas temperaturas.....	93
IV.3.3 Las mediciones de los parámetros S a temperaturas criogénicas.....	94
IV.3.4 Comparación de mediciones realizadas a temperatura ambiente y criogénica.....	95
IV.3.4.1 Parámetros de dispersión.....	95
IV.3.4.2 Criterios de ganancia.....	96
IV.3.4.3 Factores de estabilidad.....	99
IV.3.4.4 Parámetros de ruido obtenidos a través del método analítico.....	101
V. CONCLUSIONES.....	105
V.1 Análisis de resultados y discusión.....	105
V.2 Aportaciones del trabajo realizado.....	107
V.3 Recomendaciones.....	106
LITERATURA CITADA.....	109
ANEXOS	
1. Parámetros de caja negra.....	115
2. Procedimiento de Hudec para la asociación de bipuertos ruidosos.....	117

LISTA DE FIGURAS.

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
1. Proceso de caracterización de los transistores de microondas.....	3
2. Corte esquemático del MESFET.....	7
3. Corte esquemático del HEMT sobre GaAs.....	8
4. Esquema de bandas de energía del GaAs y del $Al_xGa_{1-x}As$	9
5. Diagrama energético de la hetero-unión aislada en el equilibrio termodinámico.....	10
6. Corte esquemático del PHEMT.....	11
7. Diagrama de bandas de energía del PHEMT.....	12
8. Representación del transistor como bipuerto.....	14
9. Características I-V ideal en un FET.....	15
10. Característica corriente-voltaje $I_{ds}(V_{ds})$ para $V_{gs}=0$	16
11. Coeficientes de reflexión de entrada y salida en un cuadripolo.....	19
12. Círculos de estabilidad a la entrada y salida.....	20
13. Representación de potencias en la red.....	21
14. Representación del ruido térmico.....	24
15. Representación tipo cadena de un cuadripolo ruidoso.....	25
16. Principio del método de caracterización de ruido.....	26
17. Potencia de ruido vs temperatura.....	27
18. Circuito para el cálculo del factor de ruido de un cuadripolo.....	29
19. Factor de ruido en un transistor.....	30
20. Circuito equivalente de pequeña señal del transistor.....	34
21. Línea de acceso al transistor cargada con un corto circuito (CC), Circuito abierto (CA) y en transmisión.....	35
22. Circuito equivalente de Ruido de un transistor intrínseco.....	39
23. Modelo de Pucel.....	43
24. Modelo de ruido del transistor extrínseco.....	49
25. Representación del transistor intrínseco con fuentes de ruido asociadas.....	51
26. Análisis de fuentes de ruidos.....	53
27. Diagrama a bloques de los elementos que componen la.....	57
28. Diagrama a bloques para la caracterización de AF y DC.....	59
29. Parámetros S medidos y modelados.....	63
30. Evolución de los elementos del circuito eléctrico equivalente vs V_{gs} , a V_{ds} cte.....	64
31. Cálculo de G_{max} , G_{me} y S_{21} (dB) a 300° K.....	66
32. Criterios de estabilidad del transistor.....	67
33. Círculos de estabilidad en la fuente y en la carga.....	67
34. Cálculo de la frecuencia de corte.....	68
35. Cálculo del factor g_m/g_{ds}	69
36. Banco de medición del factor de ruido por el método estándar.....	70

LISTADO DE FIGURAS (Continuación)

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
37. Banco de medición de la técnica de fuente fría (modificado).....	72
38. Banco de medición para el método del IEF.....	74
39. Evolución en f del FR en un intervalo de 500 MHz, con CC desplazado a la entrada.....	75
40. Combinación de coeficientes de reflexión.....	76
41. Desacoplamiento en los planos (C) y (D) del banco de medición del método IEF.....	78
42. Contribuciones de las partes del sistema.....	79
43. Comparación del modelo completo (-), el de Pospieszalski (o) y el de Pucel (x) para la obtención de parámetros de ruido del transistor intrínseco.....	84
44. Parámetros de ruido del transistor intrínseco (método analítico vs. MDS).....	85
45. Obtención de los parámetros de ruido para $I_{ds} = 12$ mA, $V_{ds} = 1.3$ V.....	88
46. Obtención de los parámetros de ruido para $I_{ds} = 19$ mA, $V_{ds} = 1.3$ V.....	89
47. Comparación de resultados de los parámetros de ruido por medio de la extracción por el método IEF y el modelo de ruido completo.....	91
48. Esquema del crióstato utilizado en el banco de medición.....	93
49. Comparación de los parámetros S a 300° K y a 50° K.....	96
50. Comparación de $S_{21}(dB)$ a 300° K y a 50° K.....	97
51. Comparación de G_{max} a 300° K y a 50° K.....	97
52. Comparación de G_{me} a 300° K y a 50° K.....	98
53. Comparación de S_{21} (dB) a 300° K y a 50° K.....	98
54. El factor K a 300° K y a 50° K.....	99
55. Análisis de la estabilidad (factor μ) a 300° K y a 50° K.....	100
56. Factor Δ a las temperaturas de 300° K y a 50° K.....	100
57. Círculos de estabilidad de entrada (a) y salida (b) a 300° K.....	101
58. Factor de ruido mínimo F_{min} en función de la temperatura (300° K y 50° K).....	102
59. Comportamiento de la resistencia equivalente de ruido en función de la temperatura.....	102
60. Comportamiento de $ \Gamma_{opt} $ a 300° K y a 50° K.....	103
61. Comportamiento de ϕ_{opt} a 300° K y a 50° K.....	104
62. Representación del transistor como bipuerto.....	115
63. Asociación en serie.....	117
64. Asociación en paralelo.....	118
65. Asociación en cascada.....	118

LISTA DE TABLAS.

<u>Tabla</u>	<u>Página</u>
I. Identificación de variables del bloque 1 de la figura 25.....	52
II. Identificación de variables del bloque 1 de la figura 26.....	53
III. Valores de los elementos extrínsecos del transistor.....	65
IV. Valores de los coeficientes del modelo de las líneas de acceso.....	65
V. Valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente, del transistor intrínseco de la figura 25.....	87

ESTUDIO DEL COMPORTAMIENTO DE TRANSISTORES DE MICROONDAS A TEMPERATURAS AMBIENTE Y CRIOGÉNICA.

I INTRODUCCIÓN.

La radioastronomía y los sistemas de comunicación vía satélite exigen una gran sensibilidad en los instrumentos que los conforman. Los amplificadores de bajo ruido son una de las partes medulares en estos sistemas debido a los niveles de señal tan bajos que son manejados. De hecho, los amplificadores criogénicos de bajo ruido presentan un gran interés en estas aplicaciones, dado que permiten un aumento considerable en la sensibilidad del sistema.

El proceso de concepción de dichos amplificadores necesita una caracterización completa en frecuencia del dispositivo activo, tanto en parámetros de dispersión como en ruido, permitiendo así determinar los límites de funcionamiento del dispositivo, definir los problemas de orden tecnológico y a su vez proveer modelos completos del transistor necesarios para la simulación de estos componentes.

La optimización de la fabricación de los circuitos de microondas se ayuda de programas adecuados para el diseño asistido por computadora, los cuales utilizan dichos modelos.

La obtención de los parámetros de dispersión y de las características estáticas del transistor son temas dominados y controlados actualmente, sin embargo, la extracción de los parámetros de ruido representa aún un área a explorar y mejorar, a pesar de las técnicas de medición existentes.

El desarrollo de amplificadores de bajo ruido a temperaturas tanto ambiente como a criogénica demanda dispositivos activos cuyo comportamiento en parámetros de dispersión, características estáticas y sobre todo en ruido sean atractivos. La elección de estos componentes se lleva a cabo mediante un análisis de los mismos en función de las condiciones de polarización, frecuencia y temperatura de interés.

I.1 Antecedentes.

Los transistores de efecto de campo (FET, por sus siglas en inglés Field Effect Transistor) cumplen ampliamente con las características de bajo ruido y alta ganancia requeridas en las aplicaciones de microondas. La familia de los FETs está compuesta principalmente por: el MESFET (por sus siglas en inglés MEtal Semiconductor Field Effect Transistor) concebido a principios de los 70's, el HEMT (por sus siglas en inglés High Electron Mobility Transistor) presentado a principios de los 80's, y más recientemente el PHEMT (por sus siglas en inglés Pseudomorfic HEMT) creado a finales de la década pasada.

El estudio del comportamiento de gran señal de esta generación data desde la época de su concepción [Shockley, 1952]. Sin embargo, un análisis de su comportamiento en ruido fue tratado por primera vez en los años 60's [Van der Ziel, 1962], el cual ha sido tomado como punto de referencia para estudios posteriores [Pucel *et al*, 1974].

Otro tema de gran interés que data desde inicios de los años 70's es el estudio de la evolución de los parámetros de dispersión y de ruido de los FETs vs. la temperatura [Lorio *et al*, 1970],[Brockerhoff *et al*, 1989]. En estas investigaciones, es posible apreciar el mejoramiento de las características de ganancia y ruido del transistor cuando se opera a las temperaturas del nitrógeno líquido [Liechti y Larrick, 1976].

Aunado a estas investigaciones se han desarrollado diferentes técnicas de extracción de los parámetros de ruido del transistor [Maya *et al*, 1997] que en base al análisis de sus resultados, han sido de utilidad en el desarrollo de nuevos modelos de ruido, partiendo ya sea de las propiedades físicas del transistor [Pucel *et al*, 1974] o de relaciones semi-empíricas ligadas a ciertos coeficientes de ajuste [Pospieszalski, 1989], [Fukui, 1979].

I.2 Objetivo.

Este trabajo de tesis tiene como objetivo realizar un estudio del comportamiento del transistor pseudomórfico de alta movilidad (PHEMT) a temperaturas ambiente y criogénica partiendo de la medición de los parámetros de dispersión y enfocándose en el

comportamiento de ruido del mismo. En general, el objetivo es emplear las diferentes técnicas de caracterización basadas en la medición o modelado.

I.3 Metodología general.

La metodología que se sigue en la caracterización del dispositivo se muestra en la figura 1 y consiste en realizar lo siguiente:

Mediante la medición de los factores de ruido FR obtenidos a la salida del dispositivo bajo prueba (DBP), se hace uso de una técnica de extracción novedosa [Crozat *et al*, 1996b] para el cálculo de los parámetros de ruido del transistor (trayectoria 1 de la Figura 1).

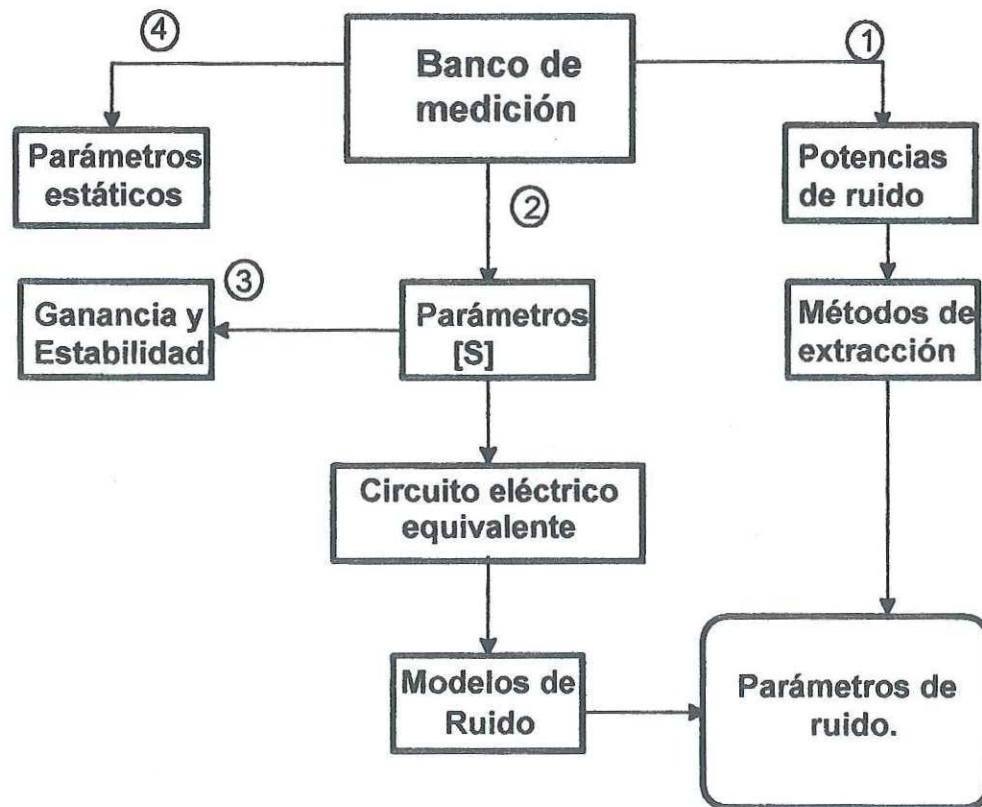


Figura 1. Proceso de caracterización de los transistores de microondas.

A través del análisis de los parámetros de dispersión se genera el circuito eléctrico equivalente de pequeña señal, el cual se utiliza para modelar el comportamiento de dichos parámetros en la frecuencia. Además, si se asocia un modelo de ruido al circuito mencionado se pueden extraer los parámetros de ruido del transistor de una manera analítica [Hillbrand y Russer, 1976] (ver trayectoria 2 de la figura 1).

El análisis de los parámetros de dispersión permite obtener las características de estabilidad y ganancia del dispositivo (ver trayectoria 3 de la figura 1).

El cálculo de las características estáticas del transistor se lleva a cabo de manera directa a partir del estudio del comportamiento corriente - voltaje del transistor (ver trayectoria 4 de la figura 1).

I.4 Organización del trabajo.

La organización de este trabajo es la siguiente:

En el capítulo II se proporcionan las bases teóricas para entender la construcción y el comportamiento físico de la familia de transistores de efecto de campo (FET). Además se presentan los conceptos fundamentales para comprender el análisis eléctrico y en ruido del dispositivo.

En el capítulo III se introducen los diferentes modelos del comportamiento del transistor. Iniciando en primer lugar por los modelos físicos del FET [Chao *et al*, 1989]. Posteriormente se explica el modelo del circuito eléctrico de pequeña señal, así como la metodología que se emplea para su extracción. En la última sección de este capítulo se exponen dos modelos de ruido del transistor intrínseco [Pucel *et al*, 1974],[Pospieszalski, 1989] existentes en la literatura, de los cuales se parte para la generación y análisis del modelo de ruido del transistor extrínseco, con la finalidad de calcular los parámetros de ruido del dispositivo.

El capítulo IV se compone de dos secciones: la primera se dedica a la presentación del proceso de caracterización del transistor a temperatura ambiente y la segunda a la caracterización en temperatura criogénica.

En primer lugar se explica la metodología seguida para la medición de los parámetros de dispersión del dispositivo, además se describen los diferentes métodos de extracción de los parámetros de ruido haciendo énfasis en un método desarrollado en el Instituto de Electrónica Fundamental (IEF) de la Universidad de Paris-Sud. Se presenta el banco de medición utilizado para la caracterización. En la última parte de esta sección se exponen los resultados de las mediciones de dichos parámetros, así como de las simulaciones hechas con los modelos de ruido del capítulo III.

Posteriormente se describen las consideraciones necesarias para llevar a cabo las mediciones a temperaturas criogénicas y se presenta además una comparación de resultados con aquellos obtenidos a temperatura ambiente.

En el capítulo V se presentarán las conclusiones y recomendaciones del trabajo.

Es necesario resaltar que la realización de este trabajo fue llevada a cabo parcialmente en el Instituto de Electrónica Fundamental de la Universidad de Paris-Sud, Francia.

II FUNDAMENTOS Y CARACTERÍSTICAS DE LOS TRANSISTORES DE MICROONDAS.

En este capítulo se presentan los fundamentos necesarios que permiten entender el comportamiento de los transistores de microondas, en especial la familia de los transistores de efecto de campo. Primeramente se presenta una descripción breve de cada uno de ellos, su construcción y su principio básico. Posteriormente se proporcionan los conceptos fundamentales utilizados en el diseño de circuitos de microondas, como son: los factores de estabilidad, ganancia y ruido del transistor. La información que proveen dichos factores es importante debido a que indican las características del transistor en función de la polarización, de la temperatura así como de la frecuencia.

II.1 Transistores de efecto de campo.

Los transistores de efecto de campo son una nueva generación de dispositivos a base de semiconductores del grupo III-V que basan su funcionamiento en el uso de heterouniones formadas por distintos materiales de diferente composición. Entre los transistores de efecto de campo más utilizados en microondas se encuentran: El MESFET (por sus siglas en inglés METal Semiconductor Field Effect Transistor), el HEMT (por sus siglas en inglés High Electron Mobility Transistor) y el PHEMT (por sus siglas en inglés Pseudomorphic HEMT), los cuales se presentan a continuación.

II.1.1 Descripción del MESFET.

El transistor de efecto de campo de contacto metal semiconductor (MESFET) está constituido básicamente por una barra semiconductor tipo n^+ sobre un substrato GaAs semi-aislante. Sobre esta capa son agregados los contactos metálicos de la fuente, compuerta y drenaje. Es necesario notar que la unión compuerta-canal forma un diodo

Schottky (metal-semiconductor) y los otros dos electrodos forman un contacto óhmico [Schilling *et al*, 1989].

En la figura 2 se muestra su corte esquemático completo.

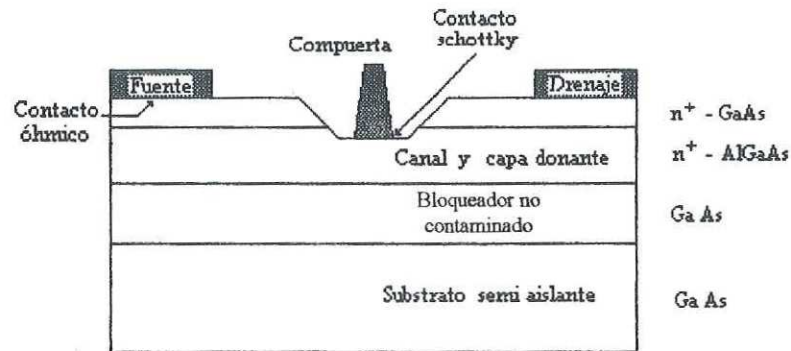


Figura 2. Corte esquemático del MESFET.

Las potencialidades para operar a frecuencias elevadas del MESFET, se atribuyen en gran parte a las excelentes propiedades de transporte de los materiales del grupo III-V tales como el GaAs o InGaAs en los que la movilidad de los portadores es muy superior a aquella encontrada en el silicio.

Un punto importante que debe de tomarse en cuenta en el diseño de los transistores de efecto de campo debido a las ventajas que proporciona, es la forma de la compuerta, por ejemplo: una compuerta corta es esencial para obtener altas frecuencias de corte y dispositivos de alta velocidad, una compuerta con forma de hongo (o T), se utiliza para disminuir la resistencia de compuerta R_g , además al obtener menores longitudes de compuerta, así como también una compuerta sumergida se emplea para alcanzar una mejor uniformidad en el voltaje de umbral y en la corriente [Chao *et al*, 1991].

II.1.2 HEMT Convencional basado en GaAs.

El transistor de alta movilidad electrónica (High Electron Mobility Transistor, HEMT), basado en AlGaAs/GaAs representó un mejoramiento revolucionario en la época en la que fue presentado por sus excelentes características de ganancia, ruido y potencia. Fue concebido simultáneamente por Fujitsu en Japón y por Thomson en Francia en 1980 [Chao *et al*, 1991].

El HEMT, como se muestra en la figura 3, está compuesto también por tres electrodos, de los cuales dos contactos son óhmicos, que son los correspondientes al drenaje y a la fuente y una unión tipo Schottky en la compuerta que controla el flujo de corriente entre los electrodos.

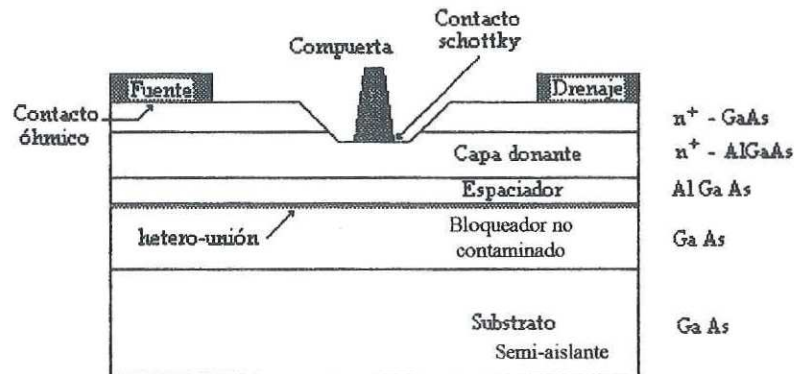


Figura 3. Corte esquemático del HEMT sobre GaAs.

El HEMT es similar al MESFET, pero la diferencia en ambos reside en las capas de los materiales semiconductores que lo constituyen, la cual representa la clave en las mejoras del HEMT. Estas diferencias se pueden apreciar en las figuras 2 y 3 mostradas anteriormente.

Las ventajas del HEMT sobre el MESFET, se obtienen al aprovechar los efectos producidos por la hetero-unión realizada al poner en contacto el AlGaAs y el GaAs, los cuales tienen un ancho de la banda prohibida diferente, lo que da lugar a [Danelon, 1995]:

1. La formación de una discontinuidad en la banda de conducción ΔE_C , entre la capa AlGaAs la cual tiene un gran ancho de banda prohibida y el GaAs no contaminado en el cual su ancho de banda prohibida es menor (ver figura 4)
2. Los electrones se localizan en una capa bidimensional de gas electrónico (2-DEG) en el lado del GaAs de la interface con la hetero-uni3n AlGaAs/GaAs.
3. Se ocasiona una separaci3n de 3tomos donantes y de electrones logrando as3 una reducci3n de la interacci3n coulombiana, permitiendo una gran movilidad electr3nica.

Estos esquemas de bandas de energ3a se muestran en las figuras 4 y 5.

El objetivo de las diferentes capas que conforman el HEMT es el siguiente [Chao,1991]:

La *capa superior* ("cap layer") por lo general altamente contaminada con Si, provee un buen contacto 3hmico con los metales, reduciendo la resistencia de fuente del dispositivo, adem3s de que protege a la capa donante de oxidaci3n y agotamiento.

La *capa donante* AlGaAs debe ser agotada tanto por la interface de la hetero-uni3n AlGaAs/GaAs y la compuerta Schottky para eliminar la conducci3n paralela del AlGaAs en el HEMT. Esta capa permite un buen contacto Schottky y sus niveles altos de contaminaci3n hacen posible una separaci3n entre la compuerta y el canal, adem3s de que cuando estos niveles son muy altos es posible obtener grandes valores de transconductancia g_m , de frecuencia de corte f_T y de densidad de corriente.

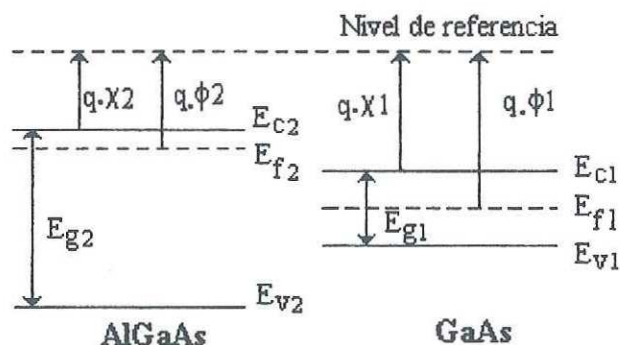


Figura 4. Esquema de bandas de energ3a del GaAs y del $Al_xGa_{1-x}As$.

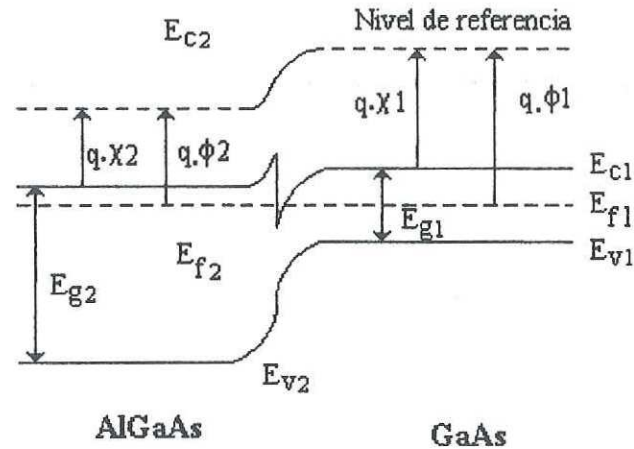


Figura 5. Diagrama energético de la hetero-unión aislada en el equilibrio termodinámico.

La presencia del *espaciador* limita aún más la interacción a distancia entre los electrones y las impurezas, mejorando así la movilidad electrónica. La densidad de corriente, así como los parámetros de transconductancia g_m y resistencia de fuente R_s , dependen en gran parte del espesor de esta capa.

La *capa bloqueadora* (o *buffer*) crea una barrera de energía en la banda de conducción, reduciendo la inyección de portadores en esta capa y en el sustrato, logrando un mejor confinamiento de los mismos en el canal.

Un factor importante a considerar en el diseño del HEMT, cuando se busca en éste un aumento en la frecuencia y una disminución en el factor de ruido, es el acortamiento geométrico de la compuerta que provoca en efecto, la reducción en los valores de un cierto número de parámetros (capacitancia de compuerta, longitud del canal) que mejoran el comportamiento del transistor (F_b , g_m). Existe un límite donde parece que más allá los cambios no son significativos. Este parece ser $L_g = 0.1 \mu\text{m}$. [Aniel, 1995].

II.1.3 HEMT Pseudomórfico (PHEMT) sobre GaAs.

Con el propósito de mejorar el comportamiento del HEMT, se agregó una capa de InGaAs entre las capas de AlGaAs y el GaAs, logrando que esta capa actúe como canal bidimensional del gas de electrones (2-DEG). El beneficio obtenido es el del mejoramiento del transporte de electrones comparado con el del GaAs, mejoramiento del confinamiento de portadores en el canal cuántico, una mayor discontinuidad en la banda de conducción entre la interface del AlGaAs/InGaAs que permite una mayor densidad de carga laminar, y de aquí una densidad de corriente y transconductancia más elevada que las logradas con un HEMT convencional AlGaAs/GaAs [Ali, 1991].

Como se puede apreciar en las figuras 3 y 6, el PHEMT basado en GaAs difiere del HEMT en esa pequeña capa de $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ (típicamente entre 50-200 Å) insertada entre el AlGaAs contaminado y la capa bloqueadora GaAs.

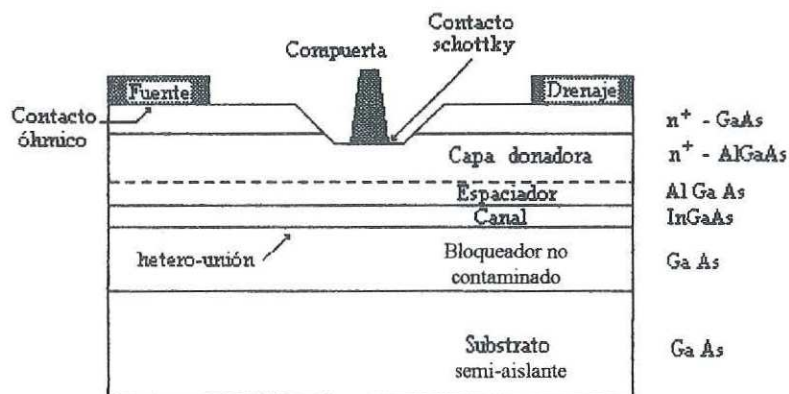


Figura 6. Corte esquemático del PHEMT.

El diagrama de bandas de energía resultante de las capas que conforman el PHEMT se muestra en la figura 7 [Ali y Gupta, 1989].

Otro punto a remarcar en el PHEMT es el hecho de que existe una diferencia entre las constantes de malla de las capas AlGaAs/GaAs y el InGaAs. Por lo que es necesaria una deformación en el arreglo cristalino por parte del InGaAs para poder satisfacer de manera

elástica el desacoplamiento que existe con las otras capas ya mencionadas. Es de aquí de donde proviene el nombre de pseudomórfico. Esta deformación es absorbida totalmente por el fino pozo cuántico en el InGaAs.

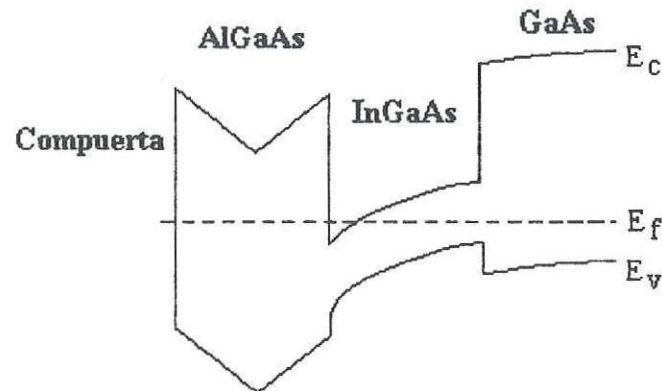


Figura 7. Diagrama de bandas de energía del PHEMT.

II.1.4 Modificaciones realizadas a los FET para disminuir el ruido en éstos.

A lo largo de la historia de los transistores de efecto de campo, se ha visto la evolución que han sufrido estos componentes con la finalidad de obtener mejoras en sus características de ganancia y ruido. Dichas modificaciones conllevan a la generación de nuevos dispositivos con un mejor funcionamiento. Uno de los aspectos con más interés es el comportamiento de ruido de los transistores de microondas, por lo que en el diseño de los mismos se buscan las formas y dimensiones óptimas intentando mejorar el comportamiento buscado. Se han realizado diversas investigaciones que han llegado a las siguientes conclusiones:

La tecnología de compuerta sumergida disminuye de manera significativa la resistencia de compuerta R_g , lo cual contribuye significativamente a la reducción del factor de ruido [Pengelly, 1984].

La incorporación de capas de contactos n^+ (por lo general altamente dopados con Si, aproximadamente $10^{18}/\text{cm}^3$) para los electrodos de fuente y drenaje, reduce la

resistencia de fuente R_s , por un factor de cuatro, lo cual afecta de manera positiva las características de ruido. [Pengelly, 1984]

El comportamiento de ruido del HEMT y PHEMT es función del espesor del espaciador. A bajas temperaturas un espaciador ancho es preferido debido a que se mejora la movilidad del canal y la velocidad. A temperatura ambiente se obtienen mejores características de ruido y potencia con uno más delgado debido a la reducción de la resistencia parásita de fuente R_s y al incremento de g_m [Chao et al, 1991].

Se obtiene un valor pequeño de R_n cuando se cuenta con un dispositivo de longitud de compuerta L_g corta y una relación N/a alta, es decir cuando tiene un espesor (a) de canal activo delgado y altamente dopado (N). Es necesario hacer un compromiso en esta relación ya que aunque F_{min} es una función débil de N para un valor dado de a , F_{min} toma un valor bajo en la región donde N/a es bajo, sin embargo N/a tiende a ser parámetro crítico de ruido al degradar la ganancia de potencia. [Fukui, 1979]

Además investigaciones recientes muestran que la fabricación de HEMT pseudomórficos sobre substratos InP mejora las características de ruido de manera considerable [Plana et al, 1993].

Hasta este punto, se ha descrito físicamente a los transistores de efecto de campo, su construcción, el objetivo de las capas que los conforman y el comportamiento de sus bandas de conducción. Más adelante se exponen las bases para entender las características eléctricas de estos dispositivos.

II.2 Parámetros de caja negra.

El transistor de efecto de campo es un dispositivo con tres terminales, y es utilizado por lo general en su configuración de fuente común, es decir, esta terminal hace pareja con cada una de las otras dos, formando así con la compuerta el puerto de entrada y con el drenaje el de salida, por lo que se le denomina al transistor: un bipuerto.

Aunque la relación de señal entrada-salida en el transistor es no-lineal, el transistor puede representarse por un bipuerto lineal para señales con amplitudes muy pequeñas, asignándole ciertos parámetros de pequeña señal.

Existen diferentes conjuntos de parámetros de pequeña señal posibles para describir el comportamiento del transistor, dependiendo cual de las señales de voltaje V , corriente I u ondas incidentes (a_1 y a_2) y reflejadas (b_1 y b_2) de la figura 8, se utilizan como variables dependientes o independientes. Estos conjuntos pueden ser los parámetros: Z , Y y $ABCD$ entre otros que se presentan en el anexo 1.

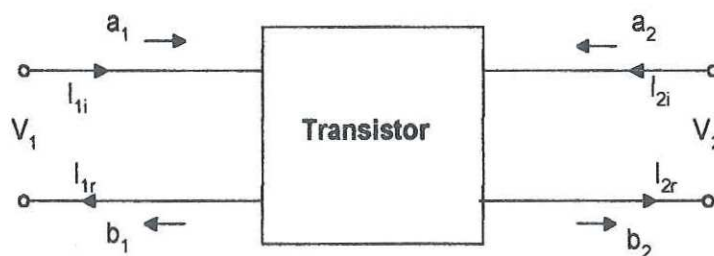


Figura 8. Representación del transistor como bipuerto.

II.2.1 Parámetros de dispersión $[S]$.

Los parámetros S se determinan en función de las ondas incidentes a_1 y a_2 que se consideran como variables independientes y como dependientes a las ondas reflejadas b_1 y b_2 representados en la matriz de la ecuación (1), con relación a la figura 8:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

donde los elementos S_{11} y S_{22} son llamados coeficientes de reflexión de entrada y salida respectivamente y S_{21} y S_{12} son los parámetros de transmisión en directa y en inversa respectivamente.

Todos estos conjuntos de parámetros de caja negra están relacionados entre sí, pudiendo pasar de uno a otro mediante una serie de conversiones sencillas.

Los parámetros expuestos en esta sección se obtienen a través del análisis del comportamiento en altas frecuencias (AF) del transistor. En seguida se exponen las características en corriente directa (DC) de los transistores de microondas.

II.3 Caracterización estática.

Una caracterización estática consiste en llevar a cabo la medición de I_{ds} (V_{ds}) para diferentes voltajes de compuerta-fuente V_{gs} y a partir de ésta obtener los parámetros estáticos del dispositivo. La característica I - V ideal de un transistor de efecto de campo se muestra en la figura 9:

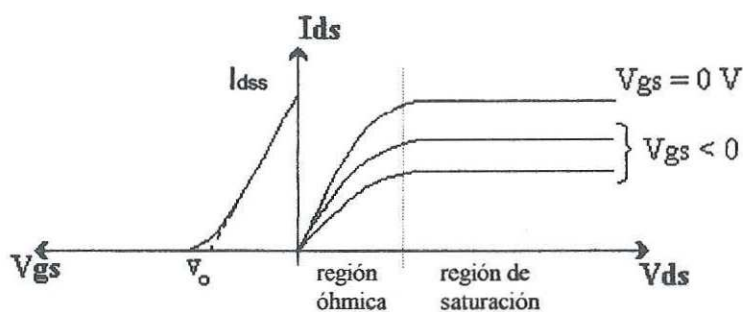


Figura 9. Características I-V ideal en un FET.

El transistor de efecto de campo tiene dos regiones de funcionamiento que son (ver la figura 9): la región óhmica y la región de saturación, en las cuales las características de conducción son diferentes. En la región óhmica la velocidad de los portadores varía linealmente con el campo eléctrico, esto implica que la corriente I_{ds} varíe de igual manera con el voltaje V_{ds} y en la región de saturación los portadores se mueven con una velocidad constante, causando así que la corriente alcance un valor máximo y constante independiente del voltaje drenador-fuente V_{ds} ; éste se denomina corriente máxima de saturación I_{dss} . En la siguiente sección se indica como obtenerlo.

Como se mencionó anteriormente, una vez obtenida la curva y los datos anteriores, es posible llevar a cabo el cálculo de los parámetros estáticos del transistor que son: la corriente máxima de saturación I_{dss} , la transconductancia g_m , la conductancia g_{ds} y el voltaje de oclusión V_o , como se indica a continuación.

II.3.1 Corriente máxima de saturación I_{dss} .

Si se aplica un potencial de valor V_{ds} entre el drenador y la fuente y si se pone a tierra el electrodo de compuerta, habrá un flujo de portadores de la fuente hacia el drenador, originando así la corriente I_{ds} tal y como se indica en la figura 10.

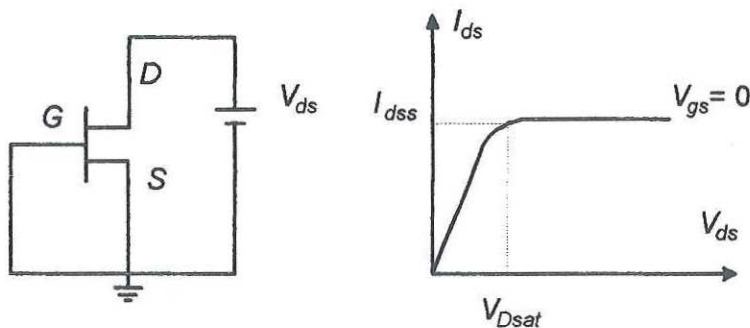


Figura 10. Característica corriente-voltaje $I_{ds}(V_{ds})$ para $V_{gs}=0$.

Para pequeños valores de voltaje V_{ds} , el transistor funciona en la región óhmica. A medida que el potencial V_{ds} crece el campo eléctrico del lado del drenador aumenta hasta que los portadores alcanzan su velocidad límite. A partir del voltaje V_{Dsat} donde ocurre este fenómeno, la corriente se mantiene en un valor constante llamado corriente de saturación I_{dss} [Reynoso, 1994].

II.3.2 La Transconductancia g_m .

Se determina directamente a través del análisis de la curva $I_{ds} = f(V_{gs})$ a V_{ds} constante y permite conocer el control que se tiene sobre la corriente I_{ds} manejada desde la tensión V_{gs} en la compuerta.

$$G_m = \left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right)_{V_{ds} = cte} \quad (2)$$

Trabajos ya realizados muestran un aumento en la transconductancia extrínseca G_m al disminuir la temperatura [Boutez, 1997].

II.3.3 La conductancia de salida g_{ds} .

La conductancia de salida representa la pendiente de la curva $I_{ds} = f(V_{ds})$ y su determinación permite evaluar la posibilidad de controlar la corriente I_{ds} a través del voltaje drenaje-fuente V_{ds} . Está definida por la relación:

$$G_{ds} = \left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right)_{V_{gs} = cte} \quad (3)$$

Se considera como criterios de calidad del componente el obtener una transconductancia lo más grande y una conductancia lo más baja posible.

II.3.4 Voltaje de oclusión V_o .

El voltaje de oclusión V_o indica el valor del voltaje compuerta-fuente V_{gs} al cual el canal del transistor de efecto de campo se encuentra bloqueado. En la figura 9, se muestra la corriente drenaje-fuente I_{ds} en función del voltaje de compuerta V_{gs} . Como se puede apreciar, una apropiada extrapolación de esta curva a la abscisa proporciona el voltaje de oclusión, mostrada con la línea punteada en la figura 9.

Una vez entendidos los conceptos de parámetros de caja negra y características estáticas de los dispositivos se puede iniciar el estudio de los criterios de estabilidad y ganancia de los transistores.

II.4 Criterios de estabilidad

Uno de los parámetros importantes en el diseño de circuitos de microondas, tales como amplificadores, es la estabilidad. Un dispositivo puede ser ya sea incondicionalmente estable o condicionalmente estable, lo cual puede ser definido a través del análisis de sus parámetros S, como se verá a continuación.

II.4.1 Factores de estabilidad K y μ

El Factor de estabilidad K representa la condición necesaria y suficiente para asegurar la estabilidad incondicional [Ha, 1981], esto es:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{21}S_{12}|} > 1 \quad (4)$$

y

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}| < 1. \quad (5)$$

Si $K > 1$ el dispositivo es incondicionalmente estable. Esto significa que sus resistencias de entrada y salida son positivas para terminaciones pasivas; sin embargo, si K es menor que la unidad, el transistor es condicionalmente estable y los coeficientes de reflexión de entrada Γ_G y salida Γ_C , deben ser escogidos cuidadosamente para operar al componente en una región estable.

Otro factor con el que es posible determinar las condiciones de estabilidad del dispositivo es el factor μ [Velazquez, 1996], el cual se calcula como sigue:

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{21}S_{12}|} > 1. \quad (6)$$

Si ésta es mayor que la unidad, se asegura que el transistor es incondicionalmente estable en toda la carta de Smith, es decir, para cualquier coeficiente de reflexión Γ_G o Γ_C presentado al transistor.

II.4.2 Círculos de estabilidad.

Los círculos de estabilidad a la entrada y a la salida delimitan las regiones donde los coeficientes de reflexión en ambos puertos son iguales a la unidad, es decir, separan las áreas estables ($|\Gamma_{sal}| < 1$ y $|\Gamma_{ent}| < 1$) de las inestables sobre la carta de Smith.

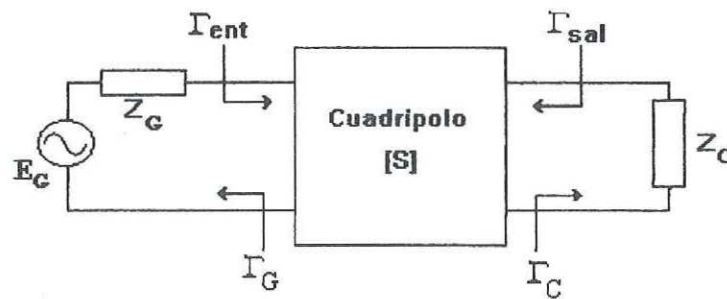


Figura 11. Coeficientes de reflexión de entrada y salida en un cuadripolo.

El lugar donde las impedancias del generador de entrada Γ_G (ver Figura 11) generan una inestabilidad ($|\Gamma_{sal}| > 1$) se representa sobre la carta de Smith por medio del círculo de estabilidad de entrada, el cual está definido por las siguientes relaciones de radio r_c y centro C_c [Pengelly, 1984]:

$$r_c = \left| \frac{S_{21}S_{12}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|, \quad (7)$$

$$C_c = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}. \quad (8)$$

Asimismo, el círculo de estabilidad a la salida se obtiene de la siguiente manera:

$$r_c = \left| \frac{S_{21}S_{12}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|, \quad (9)$$

$$c_c = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}. \quad (10)$$

Ambos son representados sobre la carta de Smith como se muestra en la Figura 12.

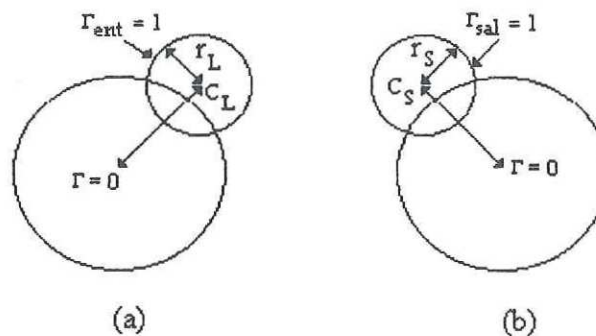


Figura 12. Círculos de estabilidad a la entrada y la salida.

La región estable o inestable se encuentra de una manera muy sencilla. Se calculan los coeficientes Γ_{sal} y Γ_{ent} , cuando se les presenta a la salida y entrada respectivamente una impedancia de 50Ω , es decir con un $\Gamma=0$, que representa el centro de la carta de Smith, y si éstos son menores que la unidad se puede decir que dicha región es estable.

II.5 Criterios de Ganancia.

La medición de los parámetros S , así como el conocimiento de los coeficientes de reflexión presentados en los puertos de entrada y salida del bipuerto, permiten determinar la ganancia del dispositivo.

Existen varias definiciones de ganancia utilizadas en los circuitos a base de transistores. Entre las más importantes se encuentra la ganancia de potencia de transductor, la cual se define utilizando el circuito de la figura 13.

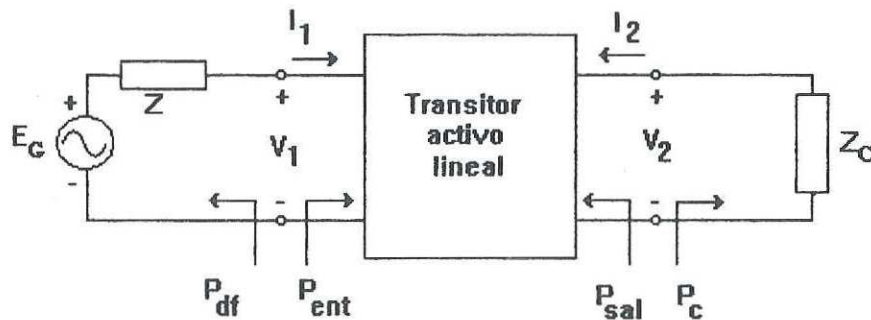


Figura 13. Representación de potencias en la red.

II.5.1 Ganancia de potencia de transductor.

La ganancia de potencia de transductor se define como sigue [Carson, 1982]:

$$G_T = \frac{P_{sal}}{P_{df}}, \quad (11)$$

siendo P_{sal} , la potencia entregada a la carga y P_{df} la potencia disponible de la fuente. La ganancia de potencia de transductor toma en cuenta las pérdidas por desacoplamiento en ambos puertos de la red y puede ser calculada de la siguiente manera [Ha, 1981]:

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_G|^2) (1 - |\Gamma_C|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_G)(1 - S_{22}\Gamma_C) - S_{12}S_{21}\Gamma_G\Gamma_C|^2}. \quad (12)$$

Si se supone al dispositivo unilateral, es decir que $S_{12} = 0$, se puede obtener la ganancia de transductor unilateral de la ecuación anterior es decir:

$$G_{TU} = \frac{(1 - |\Gamma_G|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_G|^2} |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_C|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_C|^2}. \quad (13)$$

Ahora bien, con esta condición de transistor unilateral es fácil obtener la condición de ganancia máxima, donde los coeficientes de reflexión de entrada y salida deben estar acoplados de manera conjugada con los puertos de entrada del cuadripolo, es decir, $\Gamma_G = S_{11}^*$ y $\Gamma_C = S_{22}^*$, con lo que se obtiene:

$$G_{TU \max} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)}. \quad (14)$$

Sin embargo, si se considera $S_{12} \neq 0$, las condiciones para obtener máxima ganancia serían diferentes, en el caso del coeficiente de reflexión a la entrada: $\Gamma_G = (S_{11}')^*$, esto es:

$$\Gamma_G = S_{11}' = \left(S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_C}{1 - S_{22}\Gamma_C} \right)^*. \quad (15)$$

En el caso de Γ_C , el cálculo se efectúa intercambiando los subíndices 1 por 2 y viceversa, además de Γ_C por Γ_G .

Otro punto a definir cuando se cuenta con un circuito incondicionalmente estable es la ganancia máxima disponible, que se define de la siguiente manera:

$$G_{md} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left(K \pm \sqrt{K^2 - 1} \right), \quad (16)$$

donde el signo positivo se utiliza cuando:

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0. \quad (17)$$

Si $K < 1$ la ganancia máxima estable G_{me} puede calcularse de

$$G_{me} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right|. \quad (18)$$

De acuerdo con investigaciones realizadas en ambientes criogénicos [Belache *et al*, 1991], la transconductancia g_m aumenta conforme a la disminución de la temperatura, con lo cual se puede predecir un aumento igualmente considerable en la ganancia disponible del transistor. Algunos investigadores [Pospieszalski *et al*, 1988] y [Brockerhoff *et al*, 1989] reportan aumentos en la ganancia máxima disponible en el transistor de hasta un 20%. Sin embargo, esto es posible siempre y cuando el fenómeno de colapso no ocurra, en

caso contrario, las características de ganancia del transistor son fuertemente degradadas [Kastalsky *et al*, 1986].

Como se pudo observar en las secciones anteriores, mediante la caracterización en altas frecuencias de los dispositivos es posible obtener suficiente información sobre las propiedades de ganancia y estabilidad del componente. A continuación se prosigue con el estudio de los conceptos básicos referentes al factor de ruido, así como a los parámetros de ruido de los dispositivos de microondas.

II.6 El transistor, cuadripolo ruidoso.

II.6.1 Orígenes del ruido.

Esencialmente el ruido que se produce en los transistores de efecto de campo en la gama de frecuencias de microondas y ondas milimétricas es de dos tipos: el ruido de disparo y el ruido térmico.

El ruido de disparo [Van der Ziel, 1963], se produce por los portadores al cruzar las heterouniones o unión metal-semiconductor del dispositivo, su densidad espectral es directamente proporcional a la corriente que circula entre la compuerta y la fuente. Debido a la naturaleza del espectro en la frecuencia se considera como ruido blanco:

$$S_i(f) = 2qI_0, \quad (19)$$

donde q es la carga del electrón = -1.6×10^{-19} e I_0 es la corriente de fuga de compuerta. Por otro lado, el ruido térmico [Pouvil, 1994], es debido al movimiento errático de los portadores libres durante su interacción con la red cristalina, bajo el efecto de la temperatura, provocando variaciones aleatorias de su velocidad y dirección, su valor cuadrático medio se obtiene por:

$$\langle e_n^2 \rangle = 4kTR\Delta f \quad \text{o} \quad \langle i_n^2 \rangle = 4kT\Delta f / R \quad (20)$$

donde k es la constante de Boltzmann, T es la temperatura ambiente y B es el ancho de banda. El ruido térmico está directamente relacionado a los dispositivos que presentan

pérdidas por conducción, por lo que para representarlo se utiliza una resistencia en paralelo con una fuente de ruido en tensión o en serie con una fuente de ruido de corriente. Esto se muestra en la Figura 14:

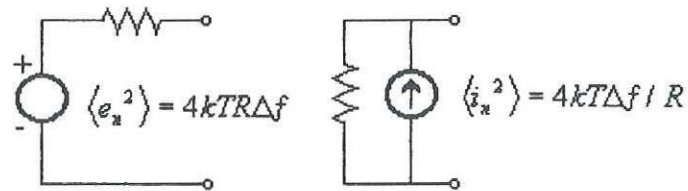


Figura 14. Representación del ruido térmico.

De estas dos fuentes de ruido, la primera domina en bajas frecuencias cuando la corriente de fuga es grande y la segunda lo hace en frecuencias altas; sin embargo, una gran disminución del ruido térmico ocurre en función de la temperatura, mejorando considerablemente el comportamiento en ruido del componente.

Estas fuentes de ruido son consideradas independientes entre sí, por lo que se dice que no existe correlación entre ellas. Sin embargo, cuando existe cierta dependencia entre las mismas, debido a que tienen el mismo origen físico, éstas pueden estar total o parcialmente correlacionadas [Van der Ziel, 1963].

En los transistores de efecto de campo, una variación en la velocidad de los portadores en el canal provoca una corriente de ruido i_d , y debido al acoplamiento capacitivo que existe entre compuerta y canal se produce una fuente de ruido i_g , la cual está parcialmente correlacionada con la primera, debido a que son causadas por el mismo fenómeno físico. El coeficiente de correlación se expresa de acuerdo a la relación (21) [Van der Ziel, 1963]:

$$\rho = \frac{\langle i_g i_d^* \rangle}{\sqrt{\langle i_g^2 \rangle \langle i_d^2 \rangle}}, \quad (21)$$

En el transistor se presentan, aunque en bajas frecuencias, otros tipos de ruido denominados ruidos en exceso, que son: el ruido de generación recombinación y el ruido $1/f$, conocido como "flicker". Estos se superponen al ruido térmico y al de disparo en las frecuencias bajas de 0.01 Hz hasta 100 Mhz. Estos ruidos en exceso son causados por los efectos de fluctuación de densidad de portadores debidos a la presencia de defectos y a los fenómenos de trampas presentados en este intervalo de frecuencias. Sin embargo, este estudio será enfocado a frecuencias que van mucho más allá del dominio de estos tipos de ruido.

II.6.2 Representación de cuadripolos ruidosos.

El análisis de ruido en un cuadripolo ruidoso se lleva a cabo separando el circuito ruidoso del no ruidoso, esto es, el primero se representa por dos generadores de ruido parcialmente correlacionados conectados al exterior del bipuerto no ruidoso. Existen tres formas diferentes de hacerlo [Rothe *et al*, 1956]: por medio de un circuito equivalente de Norton, de Thevenin o mediante una representación tipo cadena.

Estas se utilizan dependiendo del circuito que se desee analizar, buscando siempre emplear la más conveniente para la simplificación del problema. En este estudio se tomará la última debido a las ventajas que acarrea para el cálculo de los cuatro parámetros de ruido. Esta representación se muestra en la figura 15:

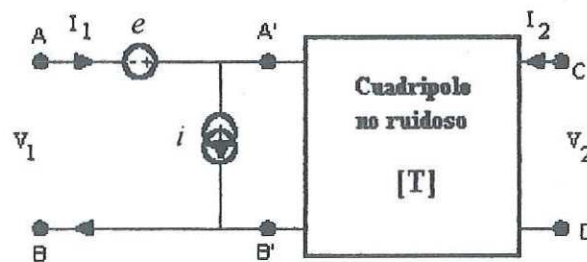


Figura 15. Representación tipo cadena de un cuadripolo ruidoso.

Se describe por el siguiente sistema de ecuaciones [Rothe *et al*, 1956]:

$$V_1 = AV_2 - BI_2 + v, \quad (22)$$

$$I_1 = CV_2 - DI_2 + i. \quad (23)$$

La ventaja de este esquema es que todas las fuentes de ruido del circuito se transfieren a la entrada, separando el circuito ruidoso (planos A-B a A'-B') del cuadripolo no ruidoso (planos A'-B' a C-D), facilitando de esta manera el análisis.

II.6.3 Definición del factor de ruido y temperatura de ruido.

El factor de ruido de un bipuerto se define como la relación de la potencia de ruido disponible a la salida por unidad de ancho de banda, sobre la porción de ésta a la salida debido a una terminación de referencia conectada a la entrada a una temperatura ambiente T_o [Haus *et al*, 1959].

El factor de ruido F es una figura de mérito que indica la degradación de la relación señal a ruido (S/N). Por lo que una definición equivalente a la anterior sería [Motchenbacher, 1973]:

$$F = \frac{\text{relación señal a ruido a la entrada}}{\text{relación señal a ruido a la salida}} = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o}, \quad (24)$$

siendo N_i y N_o las potencias de ruido disponibles a la entrada y a la salida del cuadripolo respectivamente.

Una manera más sencilla de comprender este concepto, es por medio del análisis basado en la figura 16, que se muestra a continuación [Medina, 1996].

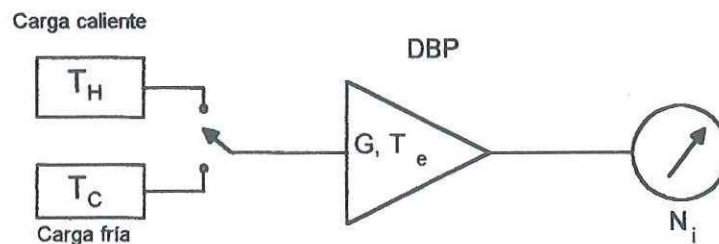


Figura 16. Principio del método de caracterización de ruido.

La medición del factor de ruido FR consiste en determinar la temperatura efectiva de ruido T_e del dispositivo bajo prueba DBP. Dicho parámetro se relaciona con la

temperatura equivalente de ruido a la entrada de una red "ideal" a la cual se encontraría un valor de resistencia que genere la misma potencia de ruido agregada N_a por una red "no-ideal" (ver figura 17).

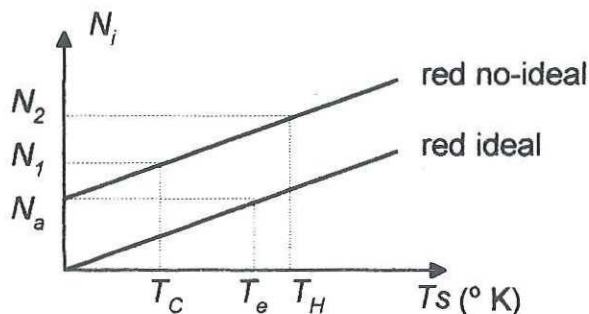


Figura 17. Potencia de ruido vs temperatura.

El análisis se basa en calcular el factor de ruido FR del DBP a partir de la medición de las potencias de ruido N_i a la salida del dispositivo, cuando se le presenta a su entrada una fuente de ruido en sus estados de encendido y apagado. Es decir, cuando las temperaturas equivalentes de ruido de este último son iguales a T_H (temperatura en estado caliente) y T_C (temperatura en estado frío) respectivamente [Froelich, 1986].

La metodología se lleva a cabo calculando primeramente el factor y , el cual representa la relación entre N_1 y N_2 , esto es:

$$y = \frac{N_2}{N_1} = \frac{kGB(T_H + T_e)}{kGB(T_C + T_e)}, \quad (25)$$

donde N_1 y N_2 son las potencias de ruido medidas a la salida del DBP cuando se le presenta en la entrada las temperaturas de ruido T_C y T_H respectivamente (ver figura), G es la ganancia del DBP y B es el ancho de banda de medición. Ahora bien, una vez determinado el factor y , la temperatura equivalente de ruido T_e se obtiene llevando a cabo un simple despeje de la ecuación (25), como se indica a continuación:

$$T_e = \frac{T_H - yT_C}{y - 1}. \quad (26)$$

El factor de ruido FR y la temperatura equivalente de ruido T_e se relacionan como lo indica la siguiente ecuación:

$$FR = \frac{T_e + T_0}{T_0} \quad (27)$$

de aquí que:

$$FR = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (28)$$

donde T_0 es la temperatura ambiente de referencia (290° K).

Esta metodología tiene la desventaja de ser lenta y difícil de implementar, ya que a cada frecuencia de medición se requiere de un filtro pasabanda.

II.6.4 Los parámetros de ruido.

La caracterización de los parámetros de ruido del transistor consiste en determinar sus cuatro parámetros de ruido que son: el factor de ruido mínimo F_{min} , la resistencia equivalente de ruido R_n , la magnitud del coeficiente de reflexión óptimo $|\Gamma_{opt}|$ y su fase $\phi(\Gamma_{opt})$. Estos pueden ser determinados por medio de un método de medición como el método de impedancias múltiples [Lane, 1969], o mediante el cálculo directo de la matriz de correlación [Hillbrand, 1976] partiendo de un modelo de ruido del dispositivo, permitiendo conocer directamente dichos parámetros.

Como se indica en la definición del factor de ruido de la sección II.6.3, el factor de ruido en un bipuerto depende de la admitancia Y_G de la fuente que se presenta a la entrada, así como de la frecuencia y de la temperatura de operación.

El cálculo del factor de ruido se lleva a cabo partiendo del comportamiento de las fuentes de ruido a la entrada del cuadripolo en una representación tipo cadena, mostrada en la figura 18.

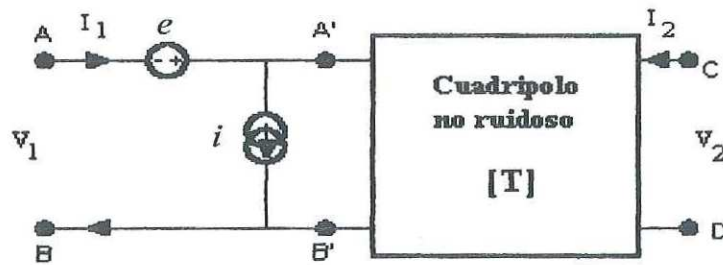


Figura 18. Circuito para el cálculo del factor de ruido de un cuadripolo.

Se puede apreciar que las fuentes de ruido en corriente $I_{na}(t)$ y en tensión $V_{na}(t)$, asociadas al cuadripolo, son referidas a la entrada en los planos A-B y A'-B'; por su parte $I_{ng}(t)$ modela la contribución de ruido del generador.

Las fuentes de ruido $I_{na}(t)$ y $V_{na}(t)$ son parcialmente correlacionadas, sin embargo, son independientes con respecto a la fuente de ruido del generador $I_{ng}(t)$; de aquí el factor de ruido se deduce como [Buckingham, 1983]:

$$F = \frac{|I_{ng}(t) + I_{na}(t) + Y_G V_{na}(t)|^2}{|I_{ng}(t)|^2} \quad (29)$$

Empleando la densidad espectral de potencia de las fuentes de ruido y desarrollando la ecuación (29), se puede obtener la expresión que describe el comportamiento del factor de ruido a través de su representación de admitancias [Haus et al, 1960]:

$$F = F_{\min} + \frac{1}{G_G G_{mv}} |Y_G - Y_{G0}|^2, \quad (30)$$

donde F es el factor de ruido, F_{\min} es la figura de ruido mínima, Y_G es la admitancia del generador, Y_{G0} es la admitancia del generador óptima, G_G es la conductancia del generador y G_n es la conductancia equivalente de ruido.

Por medio de una manipulación algebraica, utilizando $Y_G = (1 - \Gamma_G) / (1 + \Gamma_G)$ se obtiene la ecuación que describe el comportamiento del factor de ruido, en función del coeficiente de reflexión Γ_G presentado a la entrada.

$$F = F_{\min} + \frac{4R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_{opt} - \Gamma_G|^2}{|1 + \Gamma_{opt}|^2 (1 - |\Gamma_G|^2)}. \quad (31)$$

Esta ecuación representa las variaciones del factor de ruido del transistor en función del coeficiente de reflexión Γ_G , presentado a la entrada. Como se puede apreciar en la figura 19, la función describe una paraboloides circular, donde el valor de R_n indica la sensibilidad en el factor de ruido a un desacoplamiento de entrada. Esta sensibilidad se ve reflejada en la pendiente de crecimiento de la misma de forma directamente proporcional, es decir, indica que tan abierta o estrecha resulta ser la curva. El factor de ruido mínimo F_{\min} se encuentra cuando se le presenta al cuadripolo una impedancia tal que su coeficiente de reflexión $\Gamma_G = \Gamma_{opt}$.

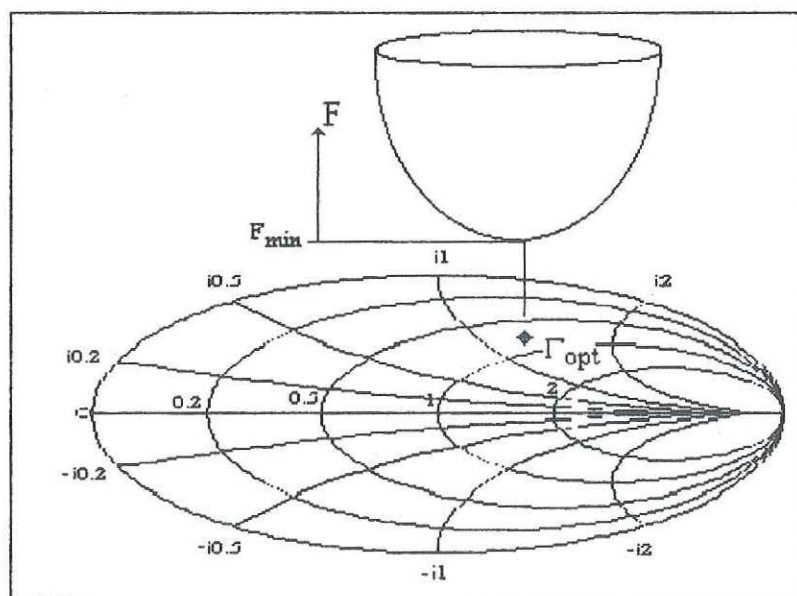


Figura 19. Factor de ruido en un transistor.

Una vez presentados los fundamentos y bases teóricas del funcionamiento y las características de los transistores de microondas, en particular los de efecto de campo de movilidad electrónica elevada, adecuados para operación a frecuencia de microondas y ondas milimétricas, en los capítulos siguientes se presentan resultados de la caracterización y análisis a temperatura ambiente y criogénica.

III MODELADO DEL TRANSISTOR.

Existen dos maneras de modelar las características dinámicas y de ruido del transistor. Una de éstas es por medio de modelos físicos, y la otra es a través del circuito eléctrico equivalente de pequeña señal.

Los modelos físicos, como su nombre lo indica, parten del análisis de los parámetros físicos tanto de construcción como de polarización, así como de fenómenos eléctricos dentro del dispositivo. Dichos parámetros se obtienen por medio de un cálculo analítico. En la literatura existen varias publicaciones sobre modelos físicos de transistores, como la de [Pucel *et al*, 1974], [Das, 1991] y la de [Chao *et al*, 1989], en esta sección se tratarán de manera somera los conceptos utilizados en este último trabajo.

El modelo de circuito eléctrico equivalente se obtiene del análisis de las mediciones de los parámetros de dispersión del transistor. Con éste es viable interpolar a altas frecuencias el comportamiento del transistor tanto en sus parámetros de dispersión como en el comportamiento de ruido. A continuación se presentarán estos dos tipos de modelos.

III.1 Modelos físicos.

El modelo físico de [Chao *et al*, 1989], toma en cuenta los efectos producidos por la disminución de las dimensiones del dispositivo, por lo que se incluyen los efectos de balística, inyección de portadores en el sustrato semi-aislante, calentamiento de electrones en el canal, etc. Todos éstos juegan un papel importante en la determinación de las características del dispositivo PHEMT con dimensiones de compuerta micrométricas.

El modelo de control de carga desarrollado está basado en la teoría descrita en [Grinberg, 1989], que utiliza una aproximación lineal de la velocidad del electrón v como se describe en las siguientes fórmulas:

$$v = \mu F \quad \text{para } F \leq F_S, \quad (32)$$

$$v = v_S \text{ para } F > F_S, \quad (33)$$

$$F_S = v_S / \mu. \quad (34)$$

donde μ es la movilidad para campo pequeño, F es el campo eléctrico, F_S es el campo eléctrico de saturación y v_S es la velocidad de saturación del electrón.

Sin embargo, se sabe que el valor de v_S en dispositivos con canal corto es muy diferente de la velocidad de saturación en una muestra semiconductor grande, en la primera es considerablemente alta y dependiente de la longitud de compuerta efectiva L_{geff} . Simulaciones unidimensionales arrojan la siguiente fórmula de interpolación para v_S [Chao *et al*, 1989]:

$$v_S = (0.22 + 1.39 L_{geff}) \times 10^7 / L_{geff}, \quad (35)$$

donde L_{geff} está en μm y v_S en cm/s . La velocidad depende tanto del campo como del potencial eléctrico, de aquí que el modelo llega a un valor efectivo de la velocidad del electrón en un campo eléctrico alto que proporciona una idea general de ésta, mas no una información acerca de la forma del perfil de velocidad en el canal.

Basándose en la aproximación anterior y suponiendo que las características de corriente-voltaje en dispositivos con canal corto se saturan cuando el campo eléctrico F alcanza el campo eléctrico de la velocidad de saturación F_S en el lado del drenaje del canal, se obtiene la siguiente ecuación para la corriente de saturación de drenaje.

$$I_{Dsat} = qn_s \mu F_s W \left[(1 + a^2)^{1/2} - a \right], \quad (36)$$

$$a = \epsilon F_s L_{geff} / (qn_s d), \quad (37)$$

$$\epsilon = k\epsilon_0, \quad (38)$$

$$k = 13.18 - 3.12 X, \quad (39)$$

donde n_s es la concentración de portadores en el lado de la fuente del canal, ϵ es la permitividad dieléctrica del $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$, d es la distancia entre la compuerta y la

heterointerface, W es el ancho de la compuerta, X es el porcentaje de átomos de Al en el $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ y q es la carga del electrón;

$$L_{g\text{eff}} = L_g + \beta(d + \Delta d) \quad (40)$$

es la longitud efectiva de compuerta, L_g es la longitud metalúrgica, Δd es el espesor del 2-DEG, y β es una constante con valor típico ≈ 2 . La longitud $\beta(d + \Delta d)$ representa el ancho del agotamiento total lateral y es una función del ancho de sumersión de la compuerta en el HEMT. Una aproximación simple para n_s está dada por:

$$n_s = \varepsilon(V_g - V_t) / [q(d + \Delta d)] , \quad (41)$$

donde V_t es el voltaje de umbral:

$$V_t = \phi_b - \Delta E_c - (q / \varepsilon) \int_0^d N_d(x) x dx \quad (42)$$

y ϕ_b es la altura de barrera del metal; ΔE_c es la discontinuidad de banda de conducción y N_d es la densidad de contaminación en el $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$.

Sin embargo, el cálculo de n_s no toma en cuenta la transferencia de espacio real de electrones en el AlGaAs, que puede jugar un papel importante en el HEMT de canal corto, de aquí que n_s se calcula numéricamente como se describe en la publicación del modelo [Chao *et al*, 1989].

III.2 Circuito eléctrico equivalente de pequeña señal.

El circuito eléctrico equivalente de pequeña señal mostrado en la figura 20 se utiliza para modelar los parámetros [S] del dispositivo en las diferentes condiciones de polarización y temperatura.

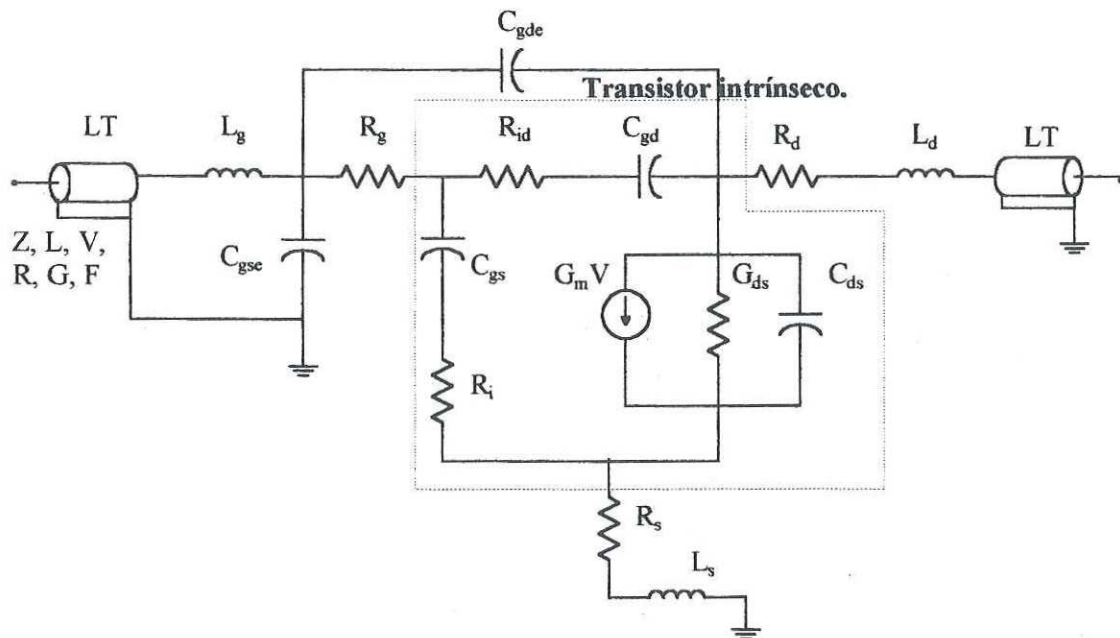


Figura 20. Circuito equivalente de pequeña señal del transistor.

Debido al papel tan importante que juega en el diseño de circuitos de microondas, es necesario que estos modelos sean lo más preciso posible, aún fuera de los intervalos de frecuencia de medición, logrando así reducción en los costos de fabricación de los dispositivos. El circuito eléctrico de pequeña señal permite también tener una idea de la magnitud de las componentes físicas en el transistor, como por ejemplo: el valor de las capacitancias C_{gs} y C_{gd} indican el comportamiento de la zona de agotamiento en el canal. Posteriormente en este trabajo se utilizará dicho circuito para la determinación de los parámetros de ruido, mediante la ayuda de modelos de ruido de los transistores de efecto de campo. A continuación se presenta el circuito eléctrico utilizado en este proyecto para modelar el transistor PHEMT [Aniel, 1995].

Como se puede apreciar en la figura 20, las terminales de acceso al transistor se modelan por una línea de transmisión, cuyos parámetros: impedancia equivalente (Z), longitud (L), velocidad (V), resistencia en serie (R), pérdidas en la línea (G) y frecuencia de efecto piel (F), se encuentran por medio de optimización utilizando el paquete de cómputo

MDS (Microwave Design Systems) [Anón., 1994], y comparando los parámetros de dispersión del modelo de línea de transmisión TL disponible en el MDS y los de una línea cargada con un corto circuito CC, un circuito abierto CA y en transmisión, construidos en la misma oblea del transistor y mostrados en la figura 21.



Figura 21. Línea de acceso al transistor cargada con un corto circuito (CC),

Circuito abierto (CA) y en transmisión.

Una vez obtenidos estos parámetros de línea se procede a determinar el resto de los elementos con la utilización de un programa computacional realizado por N. Zerounian [Aniel *et al*, 1997], el cual está basado en publicaciones relacionadas con la extracción de los elementos del circuito eléctrico de pequeña señal [Dambrine *et al*, 1988], de acuerdo a la siguiente metodología:

- 1) Se determinan los elementos extrínsecos $R_g, L_g, R_s, L_s, R_d, L_d$, basándose en mediciones de parámetros S con el dispositivo polarizado en condición "FET frío" (cold FET), es decir, $V_{gs} > 0$ y $V_{ds} = 0$.
- 2) Utilizando álgebra matricial, se determinan los parámetros Y del transistor intrínseco partiendo de la medición realizada en 1).
- 3) Se calculan los valores de los elementos $R_i, C_{gs}, C_{ds}, C_{gd}, G_m, R_{ds}$ a partir de los parámetros Y.
- 4) En la figura 20 se pueden diferenciar los circuitos de los dispositivos intrínseco y extrínseco, donde cada uno de éstos representan:

Elementos extrínsecos:

- L_s, L_g y L_d : Representan las inductancias parásitas del transistor.
- R_g : Resistencia de compuerta.
- R_d y R_s : Resistencias de acceso de drenaje y fuente.
- C_{gse} y C_{gde} : Capacitancias electrostáticas entre la compuerta y las capas de drenaje y fuente

Elementos intrínsecos:

- G_m : Transconductancia intrínseca, corresponde a la eficacia de control de corriente en el canal bajo la compuerta.
- τ : Indica el tiempo de retardo en la respuesta de la corriente I_{ds} en función de V_{gs} .
- C_{gs} : Modela la zona de agotamiento del canal y describe la eficacia de control de los portadores por el diodo Schottky.
- C_{gd} : Capacidad debida a la variación de la carga almacenada en la zona de carga de espacio bajo la compuerta en función de V_{gd} .
- G_{ds} : Conductancia del canal de salida. Indica el control de electrones logrado por un voltaje V_{ds} .
- R_i : Representa la resistencia de la zona de bajo la compuerta, la cual es semejante a una red de distribución RC. La impedancia de entrada de esta línea es equivalente a R_i en serie con C_{gs} .
- R_{gs} : Resistencia parásita de las regiones pasivas del semiconductor y del contacto con la metalización de compuerta (resistencia de fuga del diodo Schottky).
- R_{gd} : Elemento parásito del contacto compuerta-drenaje, representa la resistencia de fuga de esta unión.
- R_{id} : Al igual que en la unión G-S, en G-D R_{id} y C_{gd} representan la zona de agotamiento en esta unión.

Una vez determinados los elementos extrínsecos, se consideran invariables con la polarización; sin embargo, es necesario determinarlos cada vez que se cambia de temperatura.

Los elementos intrínsecos son dependientes tanto de la temperatura como de la polarización, por lo que se han realizado trabajos previos en este tema que arrojan metodologías para la obtención de relaciones que permiten obtener la dependencia en temperatura de cada uno de estos elementos, como lo presenta [Lardizabal *et al*, 1996] en su publicación: un incremento en la temperatura ambiente da lugar a una reducción de la velocidad de saturación de portadores, una caída en la transconductancia G_m y un incremento en R_{ds} . En el caso de C_{gs} , se puede esperar un incremento debido a la disminución tanto en la zona agotamiento así como la altura de la barrera Schottky con el aumento de la temperatura. Sin embargo, cabe mencionar que C_{gs} es dependiente de la polarización y la pendiente puede cambiar a negativa en función de los voltajes aplicados. Sin embargo, estas variaciones esperadas son pequeñas, al igual que para C_{gd} y C_{ds} .

Los elementos intrínsecos de R_{id} (con un valor pequeño $< 1 \Omega$) y R_{gd} y R_{gs} (con valores elevados $> 5 \text{ k}\Omega$) pueden ser despreciados si se desea simplificar los cálculos, ya que su influencia en el comportamiento del circuito es mínima.

III.3 Modelos de ruido.

La necesidad de contar con un modelo de ruido que describa fielmente el comportamiento de ruido del transistor proviene de la dificultad y las limitantes que se presentan en la extracción de los parámetros de ruido a frecuencias muy altas por medio de los métodos de medición de ruido existentes. El interés radica en el diseño de circuitos de bajo ruido que operan a frecuencias arriba de 100 GHz. En estos intervalos, una de las maneras viables de extraer el comportamiento de ruido es haciendo uso de modelos que permitan obtener sus parámetros mediante mediciones tomadas a bajas frecuencias.

De los modelos de ruido presentados en la literatura se pueden hacer dos grandes grupos: el primero, de aquellos que describen el comportamiento de ruido del transistor

basados en las ecuaciones fundamentales del transporte del semiconductor [Van der Ziel, 1963],[Pucel *et al*, 1975],[Cappy, 1988], dando un tratamiento comprensible de la señal y de la generación de ruido en el transistor. El segundo grupo, que apoyándose del circuito eléctrico de pequeña señal, basa su análisis en conocimientos empíricos para el desarrollo de ecuaciones que permitan describir la evolución de los parámetros de ruido en la frecuencia. [Fukui, 1979],[Pospieszalski, 1989]. Este grupo, aunque no provee una descripción de los mecanismos que generan el ruido en el transistor, es el más utilizado para modelar el comportamiento de ruido del dispositivo.

En esta sección se verá básicamente el modelo de dos coeficientes de [Pospieszalski, 1989], y el de tres coeficientes desarrollado por [Pucel *et al*, 1974].

III.3.1 Modelo de ruido intrínseco de Pospieszalski.

El modelo de Pospieszalski utiliza dos fuentes de ruido asociadas al transistor intrínseco. Dichas fuentes se asocian a la entrada y a la salida del circuito, siendo gobernadas por la relación de Nyquist [Nyquist, 1928]. A cada una de éstas se les asigna una temperatura equivalente de ruido.

Por su simplicidad y la facilidad con la que se determinan sus coeficientes, el modelo de Pospieszalski resulta ser el más utilizado.

III.3.1.1 Circuito eléctrico asociado a las fuentes de ruido.

El modelo de ruido de dos parámetros presentado por Pospieszalski [Pospieszalski, 1989], fue desarrollado para transistores de efecto de campo de gran tamaño. Este modelo utiliza dos fuentes de ruido independientes: una fuente en tensión e_{gs} asociada al circuito de entrada por medio de la resistencia R_i y otra en corriente a la salida i_{ds} , asignada a la conductancia de salida G_{ds} , como se puede apreciar en la figura 22.

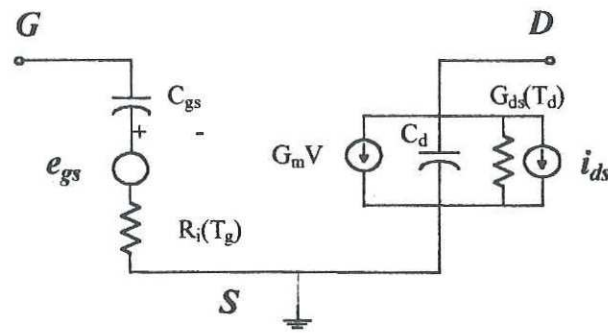


Figura 22. Circuito equivalente de ruido de un transistor intrínseco.

En el transistor intrínseco se producen dos corrientes de ruido: una en el drenaje y la otra en la compuerta debido al acoplamiento capacitivo que existe entre la compuerta y la fuente C_{gs} . Esta segunda corriente está parcialmente correlacionada con la primera.

Ahora bien, con el fin de simplificar el análisis, se elimina el coeficiente de correlación entre éstas suponiendo lo siguiente: la fuente de corriente de ruido en el circuito de salida (drenaje) se divide en dos partes, siendo la primera una fuente de ruido completamente correlacionada con la de la compuerta y una segunda que sea totalmente independiente de ésta.

En el modelo de Pospieszalski, la fuente de tensión e_{gs} modela el proceso que producen las dos corrientes de ruido perfectamente correlacionadas tanto en el drenaje como en la compuerta con un coeficiente de correlación puramente imaginario. La fuente i_{ds} modela el comportamiento de la fuente de corriente de ruido en el drenaje que no está correlacionada con ninguna de las otras dos. Estas fuentes están representadas en la figura 22 y sus expresiones son las siguientes:

$$\langle e_{gs}^2 \rangle = 4kT_g R_i \Delta f, \quad (43)$$

$$\langle i_{ds}^2 \rangle = 4kT_d G_{ds} \Delta f. \quad (44)$$

En este modelo se puede ignorar el coeficiente de correlación si se expresan las características de ruido medido con suficiente exactitud [Han *et al*, 1996].

La característica principal de este modelo, es que a los elementos resistivos antes descritos, aunque siguen la relación de Nyquist para la descripción de su densidad espectral de potencia ruido, [Pospieszalski, 1989] les asigna una temperatura de ruido diferente a la temperatura ambiente a R_i y G_{ds} denominadas T_g y T_d respectivamente.

Sin embargo, aunque este modelo es uno de los más utilizados actualmente debido a su sencillez y aun cuando sus resultados concuerdan con las mediciones de los parámetros de ruido, estas temperaturas no tienen aún una explicación teórica bien definida ya que el modelo fue desarrollado experimentalmente.

III.3.1.2 Cálculo de los coeficientes T_g y T_d .

Algunas investigaciones han demostrado que la temperatura de ruido en la entrada T_g es equivalente a la temperatura ambiente [Hughes, 1992], [Tasker *et al*, 1993], y para encontrar la temperatura de ruido a la salida T_d , estos autores siguen el siguiente proceso:

1. Extracción del circuito eléctrico equivalente de pequeña señal basándose en la medición de los parámetros de dispersión.
2. Medición del factor de ruido del transistor con una carga de 50Ω a la entrada, es decir F_{50} , a una frecuencia y punto de polarización fijos.
3. Asociación de T_d para la conductancia G_{ds} y T_a para cada uno de los elementos resistivos del circuito.
4. Optimización de T_d hasta que el factor de ruido FR a la salida del dispositivo sea igual a F_{50} medido.

Otra manera alternativa de calcular las temperaturas equivalentes de ruido T_g y T_d es mediante las siguientes relaciones [Gasquet *et al*, 1995]:

$$T_g = \frac{C_{gs}^2}{(C_{gs} + C_{gd})^2} T_o \quad (45)$$

y

$$T_d \approx \left(1 + \frac{G_m}{G_{ds}}\right) T_o. \quad (46)$$

La ventaja que éstas presentan es que pueden ser calculadas fácilmente una vez que son determinados los elementos del circuito equivalente de pequeña señal, que como ya se ha mencionado anteriormente, se extraen basándose en las mediciones de los parámetros de dispersión, los cuales varían en función de la polarización y la temperatura, lo que hace que T_g y T_d lo hagan de la misma manera, haciendo válido el modelo también a temperaturas criogénicas.

En este caso, es necesario resaltar que cuando se desee utilizar el modelo de Pospieszalski para el cálculo de los cuatro parámetros de ruido del transistor intrínseco, la temperatura equivalente a la entrada se puede considerar igual a la temperatura ambiente T_a , ya que éste no incluye el elemento C_{gd} , es decir $C_{gd} = 0$ en la ecuación (45).

III.3.1.3 Cálculo de los parámetros de ruido en función de T_g y T_d .

Un modelo de gran utilización actualmente es el modelo de Pospieszalski, donde el cálculo de los cuatro parámetros de ruido consiste en el conocimiento de una temperatura de ruido mínima T_{min} , una impedancia óptima Z_{opt} y una conductancia g_n o parámetro N [Lange, 1967], que ha sido encontrado útil en la descripción de parámetros de ruido. La expresión para calcular la temperatura de ruido T_{min} y la medición de ruido M de un bipuerto con un generador con impedancia Z_g a la entrada, son las siguientes:

$$T_{min} = 2 \frac{f}{f_c} \sqrt{G_{ds} R_{gs} T_g T_d + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2 r_{gs}^2 g_{ds}^2 T_d^2} + 2 \left(\frac{f}{f_c}\right)^2 r_{gs} g_{ds} T_d, \quad (47)$$

el factor M ,

$$M = \frac{T_n}{T_o} \frac{1}{1 - \frac{1}{G_a}}, \quad (48)$$

y la temperatura equivalente de ruido,

$$T_n = T_{\min} + 4NT_o \frac{|\Gamma_g - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_{opt}|^2)(1 - |\Gamma_g|^2)}, \quad (49)$$

donde:

$$N = R_{opt} \cdot g_n. \quad (50)$$

Finalmente, los parámetros de ruido puede ser encontrados con las siguientes relaciones:

$$Z_{opt} = \sqrt{\left(\frac{f_c}{f}\right)^2 \frac{R_{gs} T_g}{G_{ds} T_d} + R_{gs}^2} + j \frac{1}{\omega C_{gs}}, \quad (51)$$

$$R_n = \frac{T_g}{T_o} R_{gs} + \frac{T_d G_{ds}}{T_o G_m^2} (1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_{gs}^2), \quad (52)$$

$$F = 1 + M. \quad (53)$$

Este modelo fue retomado por [Hughes, 1992] con la consideración de que T_g es muy cercana a la temperatura ambiente, la cual puede ser aproximada por dicho valor y la temperatura equivalente de salida T_d como único parámetro ajustable.

III.3.2 Modelo extrínseco de tres coeficientes.

Uno de los pioneros en el estudio del ruido en los transistores de efecto de campo fue Van der Ziel, (1963). Posteriormente Pucel *et al*, (1975), se basaron en dichas investigaciones para describir el comportamiento de ruido del transistor partiendo de un análisis físico del mismo.

El modelo de tres coeficientes describe el comportamiento de ruido del transistor en base a las ecuaciones fundamentales del transporte del semiconductor lo que lo hace un modelo completo pero poco práctico de utilizarse.

III.3.2.1 Circuito eléctrico asociado a las fuentes de ruido.

El modelo está representado por dos fuentes de corriente de ruido en paralelo con la compuerta y el drenaje del transistor intrínseco respectivamente (ver figura 23), las cuales están en función de tres parámetros adimensionales P , R y C , independientes de la frecuencia, pero que dependen de la polarización, de la geometría y de la calidad del transistor.

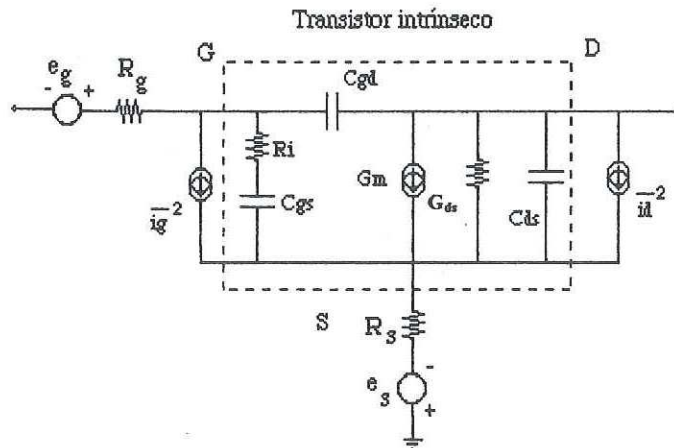


Figura 23. Modelo de Pucel.

La fuente de corriente a la salida i_d^{-2} representa el ruido en el canal de conducción, el cual se genera debido a la variación de la velocidad instantánea de los electrones causado por la agitación térmica, y está dada por:

$$\overline{i_d^2} = 4kT_o P G_m \Delta f \quad (54)$$

El acoplamiento capacitivo que existe entre la compuerta y el canal de conducción (C_{gs}) provoca que se genere en el circuito de entrada una corriente de ruido i_g^{-2}

completamente correlacionada con $\overline{i_d^2}$. Esta última se representa por una fuente de corriente en paralelo con la entrada del transistor intrínseco y es de la forma:

$$\overline{i_g^2} = 4kT_oR \frac{C_{gs}^2 \omega^2}{G_m} \Delta f, \quad (55)$$

$$jC = \frac{\overline{igid^*}}{\sqrt{\overline{i_g^2 i_d^2}}}. \quad (56)$$

Pucel (1974) utilizó también el modelo de tres parámetros para describir el comportamiento de ruido del transistor. Para calcular dichos parámetros utiliza una serie de relaciones que dependen de las condiciones físicas del dispositivo teniendo en cuenta su construcción y punto de polarización. Esto lo hace un modelo más confiable dado que sus coeficientes se calculan basándose en las características del comportamiento del transistor [Pucel *et al*, 1974], y no de aproximaciones o elementos ajustables. Sin embargo, para el manejo de sus expresiones es necesario apoyarse de un programa computacional, con esto se determinan tanto los elementos del circuito de pequeña señal, como los parámetros P , R y C , empleados en el cálculo de los parámetros de ruido.

En la próxima sección se presenta la metodología utilizada en este trabajo para la determinación de dichos parámetros.

III.3.2.2 Cálculo de los coeficientes P , R y C .

Para la determinación de los parámetros P , R y C del modelo de Pucel, se ha basado en el concepto de matriz de correlación [Hillbrand *et al*, 1976], la cual se puede obtener de dos maneras diferentes: una de éstas se basa en la medición directa de las fuentes de corriente de ruido i_g e i_d [Dambrine *et al*, 1993], en paralelo con la entrada y la salida respectivamente, para proceder posteriormente al cálculo de la matriz de correlación:

$$C_Y = \frac{1}{2\Delta f} \begin{bmatrix} \langle i_g i_g^* \rangle & \langle i_g i_d^* \rangle \\ \langle i_d i_g^* \rangle & \langle i_d i_d^* \rangle \end{bmatrix}. \quad (57)$$

Por otro lado, una manera alternativa de calcular C_Y de un modo más sencillo y directo, es a través del cálculo de la matriz de correlación C_Z [Hillbrand *et al*, 1976], basándose en los parámetros Z del circuito eléctrico equivalente del transistor intrínseco. Estos se pueden obtener ya sea por simulación, o bien de manera analítica efectuando un desplazamiento del plano de referencia empleando la técnica del "de-embedding" utilizando los parámetros medidos del dispositivo en los planos de referencia de entrada y salida del transistor. Esta relación se define [Hillbrand *et al*, 1976]:

$$C_Z = 2kT \operatorname{Re}\{Z\}. \quad (58)$$

Posteriormente, se cambia de representación de C_Z a C_Y , empleando una transformación por medio de los parámetros Y como se muestra en la ecuación (52) [Hillbrand *et al*, 1976]:

$$C_Y = Y C_Z Y^+. \quad (59)$$

El signo (+) representa el Hermitiano de Y , que no es otra cosa que la transpuesta del complejo conjugado de Y .

Una vez obtenida C_Y , el valor cuadrático medio de las fuentes $\overline{i_g^2}$ e $\overline{i_d^2}$, y el de su coeficiente de correlación $\overline{i_g i_d^*}$, se obtienen directamente los elementos de la matriz C_Y , resultando:

$$\overline{i_g^2} = 2\Delta f C_Y[1,1], \quad (60)$$

$$\overline{i_d^2} = 2\Delta f C_Y[2,2], \quad (61)$$

$$\overline{i_g i_d^*} = 2\Delta f C_Y[1,2]. \quad (62)$$

Una vez determinada la magnitud de las fuentes de ruido y el coeficiente de correlación, así como los valores de g_m , C_{gs} y ω , se sustituyen en las ecuaciones (55) y (56), para obtener los parámetros P , R y C buscados.

III.3.2.3 Cálculo de los parámetros de ruido en función de P, R y C.

Van der Ziel fue uno de los primeros en trabajar en este tema y una de las primeras expresiones del factor de ruido mínimo en función de P, R y C está dada por [Van der Ziel, 1963]:

$$F_{\min} = 1 + \left(\frac{f}{f_c}\right) \sqrt{PR(1-C^2)}, \quad (63)$$

donde f_c es la frecuencia de corte del transistor intrínseco.

$$f_c = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}}. \quad (64)$$

Pucel también trabajó con el modelo de tres parámetros. En su análisis considera que algunos elementos del transistor intrínseco tienen poca influencia sobre el comportamiento de ruido del transistor y los descarta como es el caso de: C_{das} , C_{gd} y g_{ds} ; así como también incluye elementos extrínsecos R_g y R_s , que considera que tienen influencia primordial en el valor de F_{\min} [Pucel *et al*, 1974].

Las expresiones para determinar los parámetros de ruido están basadas también en los coeficientes P, R, y C introducidos en el modelo anterior. Estas se muestran a continuación:

$$F_{\min} = 1 + 2\sqrt{K_g[K_r + g_m(R_g + R_s)]}\left(\frac{f}{f_c}\right) + 2[K_g g_m(R_s + R_g + K_c R_i)]\left(\frac{f}{f_c}\right) \quad (65)$$

donde

$$K_s = P \cdot \left[\left(1 - C\sqrt{\frac{R}{P}}\right)^2 - (1 - C^2)\frac{R}{P} \right], \quad (66)$$

$$K_r = \frac{1 - C\sqrt{\frac{R}{P}}}{\left(1 - C\sqrt{\frac{R}{P}}\right)^2 + (1 - C^2)\frac{R}{P}}, \quad (67)$$

$$K_c = \frac{R(1-C^2)}{\left(1-C\sqrt{\frac{R}{P}}\right)^2 + (1-C^2)\frac{R}{P}} \quad (68)$$

El cálculo de la resistencia equivalente de ruido está dada por:

$$r_n = (R_g + R_s) + K_r \left(\frac{1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2}{g_m} \right). \quad (69)$$

La figura de ruido tiene su mínimo valor cuando la parte imaginaria de la impedancia del generador es igual en magnitud y en signo opuesto a la parte imaginaria de la impedancia de correlación $Z_c = R_c + j X_c$, y la parte real de Z_s tiene su valor óptimo de $R_{s,opt}$.

$$Z_c = (R_g + R_s) + \frac{K_c}{Y_{11}}, \quad (70)$$

$$Z_{s,opt} = \left[R_c^2 + \left(\frac{r_n}{g_n} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} - j X_c. \quad (71)$$

Cappy llega a nuevas expresiones de los parámetros de ruido en función de estos tres parámetros despreciando R_i y C_{gd} [Cappy, 1988]:

$$F_{min} = 1 + 2\sqrt{P+R-2C\sqrt{PR}} \frac{f}{f_c} \sqrt{g_m(R_s + R_g) + \frac{PR(1-C^2)}{R+P-2C\sqrt{RP}}}; \quad (72)$$

además,

$$Z_{opt} = \sqrt{\frac{g_m(R_s + R_g) + \frac{PR(1-C^2)}{P+R-2C\sqrt{RP}}}{P+R-2C\sqrt{PR}}} \frac{1}{\omega C_{gs}} + \frac{1}{j\omega C_{gs}} \left(\frac{P-C\sqrt{RP}}{P+R-2C\sqrt{RP}} \right) \quad (73)$$

donde

$$g_n = g_m \left(\frac{f}{f_c} \right)^2 \sqrt{P + R - 2C\sqrt{RP}}. \quad (74)$$

Estos modelos concuerdan en los siguientes puntos [Boudiaf, 1993]:

- El ruido de la compuerta influencia F_{min} , igualmente en bajas frecuencias.
- F_{min} conserva una evolución lineal en bajas frecuencias.
- Si las R 's de acceso son despreciables, todas las fórmulas son iguales a la de Van der Ziel.
- El efecto de la correlación entre las dos fuentes de ruido i_g e i_d , se traduce en una disminución del factor de ruido mínimo.

III.3.3 Parámetros de ruido del modelo extrínseco a partir de la matriz de correlación.

El objetivo principal del modelado de ruido es poder predecir el comportamiento de ruido de los dispositivos. Para esto, es necesario tomar en cuenta todos y cada uno de los elementos, incluyendo las fuentes de ruido que componen el circuito, con el fin de determinar de manera confiable los parámetros de ruido del transistor. En esta sección se presenta un análisis de ruido realizado al transistor partiendo del circuito eléctrico de pequeña señal basándose en los modelos antes estudiados.

III.3.3.1 Asociación de elementos extrínsecos.

En la sección III.3.1 y III.3.2 de este capítulo se analizaron dos tipos de modelos de ruido del transistor intrínseco.

Sin embargo, el objetivo final es conocer el comportamiento del dispositivo en sus planos de referencia de entrada y salida, incluyendo el efecto de cada uno de sus elementos. Para esto, en este trabajo se utiliza el circuito eléctrico equivalente de pequeña señal del transistor asociado al modelo intrínseco de [Pospieszalski, 1989], así como otra fuente

adicional que modele el comportamiento del ruido de disparo presente en el transistor a frecuencias bajas (hasta 5 GHz), como se muestra en la figura 24.

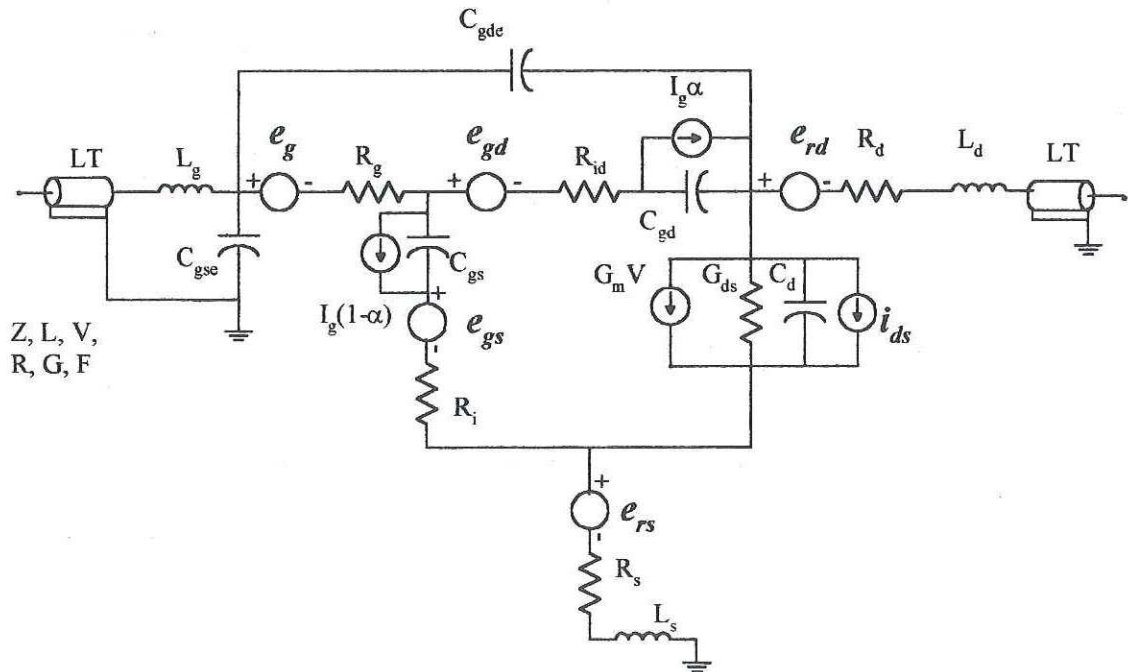


Figura 24. Modelo de ruido del transistor extrínseco.

Los elementos considerados en el análisis se enlistan a continuación:

1. El modelo de [Pospieszalski, 1989] se seleccionó debido a la sencillez para el cálculo de sus coeficientes de temperatura T_g y T_d , y por otro lado, a la convergencia que presentaron los resultados de los parámetros de ruido utilizando las relaciones publicadas por el mismo autor con los obtenidos mediante la simulación de ruido realizada en MDS para el dispositivo intrínseco.
2. En el modelo se toma en cuenta la contribución de ruido del transistor intrínseco, sin embargo, si se desea considerar el ruido térmico producido por los elementos resistivos del circuito eléctrico, es necesario agregar a cada uno de ellos una fuente de ruido en tensión o corriente cuya densidad espectral de potencia esté dada por la relación de

Nyquist. Es decir, $\overline{|e_i|^2} = 4kTR_i\Delta f$ o $\overline{|i_i|^2} = 4kTG_i\Delta f$ respectivamente. Adicionalmente, los elementos reactivos del modelo se consideran no ruidosos.

3. El ruido de disparo se representó por medio de dos fuentes de ruido en corriente: la primera representando el ruido producido por los portadores al cruzar la unión $G-S$ y la otra debido a que se considera que una pequeña parte de la corriente de fuga cruza por la unión $G-D$, produciendo así una corriente de ruido. Para el cálculo de estas relaciones de corriente se utiliza un factor α , que indica la relación que existe entre C_{gs} y C_{gd} , lo cual también representa el comportamiento del canal. Este valor de α está dado por:

$$\alpha = C_{gd} / (C_{gd} + C_{gs}). \quad (75)$$

Una manera rápida de determinar los parámetros de ruido del circuito de la figura 24, es haciendo un análisis de ruido empleando simuladores tales como el MDS (Microwave Design Systems) [Anón., 1994] Otra manera alternativa es conjuntar analíticamente la contribución en ruido de cada uno de los elementos determinados del circuito eléctrico equivalente, para extraer posteriormente la información necesaria para calcular los parámetros de ruido. Para esto se puede emplear el método de asociación de bipuertos de Hudec (1992), presentado en el anexo 2.

A continuación, empleando este método anteriormente mencionado, se procederá a calcular de manera analítica los cuatro parámetros de ruido del transistor, partiendo del circuito eléctrico equivalente.

III.3.3.2 Obtención de los parámetros de ruido del transistor intrínseco a partir de la matriz de correlación.

Un cuadripolo ruidoso se puede representar dividiéndolo en dos partes: uno ruidoso y otro no ruidoso, como se ve en la figura 15 (en la sección II.6.2.). La matriz de correlación, de donde se obtiene la información necesaria para extraer los parámetros de

ruido del transistor se calcula del producto ee^* , ei^* , ie^* e ii^* de las fuentes de ruido obtenidas en dicha representación.

A continuación se proporciona un ejemplo práctico de este proceso empleando las relaciones de Hudec (1992) para el análisis de ruido del circuito eléctrico del transistor intrínseco, al cual se le han asociado tanto la fuente de ruido en tensión de compuerta e_{gs} , la fuente de ruido de corriente de drenaje i_{ds} , así como la fuente en tensión que simula el ruido térmico en la resistencia R_{gd} , como se muestra en la figura 25. Estas se consideran independientes entre sí, con un coeficiente de correlación igual a cero.

Como se puede observar en la figura 25, el circuito se separa en dos bloques con la finalidad de poder identificar el circuito total en bipuertos básicos y poder manejarlos de una manera sencilla, llevando paso a paso las fuentes de ruido a la entrada.

El análisis se inicia con el bloque 1, el cual tiene asociada la fuente de ruido en tensión e_{gs} a la entrada y la fuente de ruido de corriente i_{ds} a la salida, lo que corresponde a la configuración en cascada citada en la figura 64 del anexo 2.

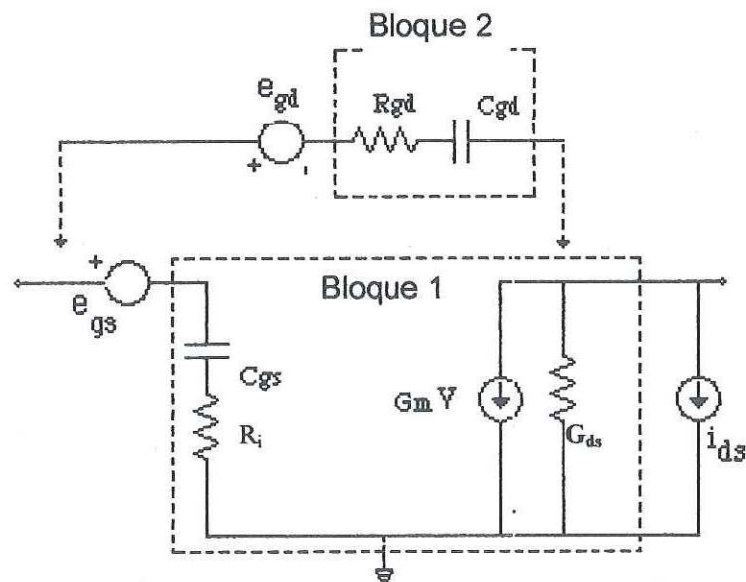


Figura 25. Representación del transistor intrínseco con fuentes de ruido asociadas.

Para llevar este sub-circuito (bloque 1) a una representación tipo cadena (fuentes a la entrada) se sigue la analogía de los elementos de ambas figuras identificando en el circuito las variables de las ecuaciones respectivas (124) - (126), como se indica a continuación:

Tabla I. Identificación de variables del bloque 1 de la figura 25.

Circuito de la figura 65.	Circuito intrínseco figura 25
A'	Bloque 1
A''	-
e_{n1}	e_{gs}
i_{n1}	-
e_{n2}	-
i_{n2}	i_{ds}

Es necesario recalcar que el bloque representado por A'' en la figura 65 del anexo 2 no influye en los cálculos de este proceso en cascada, por lo que no importa que esté conectado después del bloque 1, de cualquier manera se pueden obtener las relaciones de las fuentes de ruido a la entrada e_{nr1} y i_{nr1} aplicando las relaciones (125) y (126). Entonces, las fuentes de ruido en tensión e_{nr} y en corriente i_{nr} resultantes se obtienen como se muestra a continuación:

$$e_{nr1} = e_{gs} + A_{12}i_{ds}, \quad (76)$$

$$i_{nr1} = A_{22}i_{ds}, \quad (77)$$

donde A_{11} y A_{22} representan los parámetros ABCD del bloque.

Debido a que $e_{n2} = i_{n1} = 0$, el segundo elemento de e_{nr} en la relación (125) y los dos primeros de i_{nr} en (126) son también iguales a cero.

La segunda etapa del procedimiento consiste en asociar al bloque 1 resultante un nuevo subcircuito (bloque 2), como el que se muestra en la siguiente figura 26.

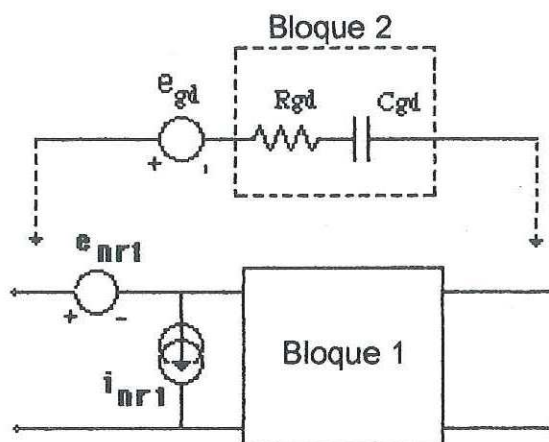


Figura 26. Análisis de las fuentes de ruido.

Haciendo de nuevo una analogía con las figuras del anexo 2, se encuentra que la figura 64 describe el procedimiento necesario para agrupar los elementos eléctricos y el efecto de ruido de estos dos bloques. En seguida se hacen de nuevo las comparaciones necesarias.

Tabla II. Identificación de variables del bloque 1 de la figura 26.

Figura 64 (Anexo 2)	Circuito intrínseco (figura 26)
Y'	Bloque 1
Y''	Bloque 2
e_{n1}	e_{nr1}
i_{n1}	i_{nr1}
e_{n2}	e_{gd}
i_{n2}	-

Posteriormente, antes de iniciar el cálculo de las nuevas fuentes de ruido resultantes e_{nr2} e i_{nr2} es necesario determinar los parámetros $[Y]$ de ambos circuitos básicos.

Apoyándose en la analogía de la figura 64 se identifican las variables en la tabla II y se substituyen en las ecuaciones (122) y (123), dando como resultado:

$$e_{nr2} = K_1 e_{gd} + K_2 e_{gs} + K_2 A_{12} i_{ds}, \quad (78)$$

$$i_{nr2} = K_3 e_{gd} - K_3 e_{gs} + (A_{22} - K_3 A_{12}) i_{ds}, \quad (79)$$

donde K_1 , K_2 y K_3 dependen de los parámetros Y de ambos subcircuitos. Desarrollando estas expresiones se obtienen coeficientes dependientes de los elementos del circuito eléctrico de pequeña señal, como se puede apreciar a continuación:

$$K_1 = \frac{Y_{21}'}{Y_{21}'+Y_{21}''} = \frac{\omega C_{gd}}{g_m^2} \left(-\omega C_{gd} R_{gd} g_m + \omega C_{gd} + g_m R_t C_{gs} + g_m \omega \tau - j g_m \right), \quad (80)$$

$$K_2 = \frac{Y_{21}''}{Y_{21}'+Y_{21}''} = 1 + j \frac{\omega C_{gd}}{g_m}, \quad (81)$$

$$K_3 = \frac{Y_{21}' Y_{11}'' - Y_{11}' Y_{21}''}{Y_{21}'+Y_{21}''} = \frac{\omega^2 C_{gd}}{g_m} \left(C_{gd} - C_{gd} R_{gd} + C_{gs} \right) - j \omega C_{gd}, \quad (82)$$

siendo A_{ij} los parámetros ABCD del bloque 1 como en la primera etapa.

Hasta este paso se han obtenido las relaciones que describen las fuentes de ruido e_{n2} e i_{n2} de la representación tipo cadena, necesarias para describir el comportamiento de ruido del transistor intrínseco. Sin embargo, si se desea incluir aún más elementos del circuito, el proceso se repite de la manera que se ha descrito con anterioridad. A continuación se muestra un resumen de la metodología utilizada:

1. Se determinan los parámetros eléctricos de caja negra (Z, Y o ABCD) y las fuentes de ruido asociadas al elemento o circuito a agregar.
2. Se transforma éste a una configuración tipo cadena..
3. Se asocia con el bloque resultante de la etapa precedente.
4. Se identifica tanto la configuración a utilizar para dicha asociación (serie, paralelo o cascada), como las variables de fuentes de corriente y de voltaje de las ecuaciones asociadas (anexo 2) a utilizar.

5. Por último, se aplican las fórmulas asociadas para llegar a una representación tipo cadena total.

Hecho esto, se continúa ahora con la obtención de la matriz de correlación, la cual está directamente relacionada con los parámetros de ruido del dispositivo.

El cálculo de dicha matriz se efectúa a partir de los productos de las fuentes de corriente e_{nr} e i_{nr} resultantes, de la manera como lo indica cada uno de los elementos C_{ij} de la matriz de correlación de la ecuación (83);

Es necesario señalar que debido a que las fuentes e_{gs} , i_{ds} , e_{gd} , etc. se consideran no correlacionadas entre sí, por lo tanto los productos cruzados entre ellas $e_x e_y$ y $e_x i_y$ son iguales a cero [Gasquet *et al*, 1995].

$$C_Y = \frac{1}{2\Delta f} \begin{bmatrix} \langle e_{nr} e_{nr}^* \rangle & \langle e_{nr} i_{nr}^* \rangle \\ \langle e_{nr} i_{nr}^* \rangle & \langle i_{nr} i_{nr}^* \rangle \end{bmatrix}. \quad (83)$$

En el ejemplo utilizado, los resultados de cada uno de estos elementos de la matriz de correlación son los siguiente:

$$\langle e_{nr2} e_{nr2}^* \rangle = |K_1|^2 e_{gd} + |K_2|^2 e_{gs} + |K_2 A_{12}|^2 i_{ds}, \quad (84)$$

$$\langle i_{nr2} i_{nr2}^* \rangle = |K_3|^2 e_{gd} - |K_3|^2 e_{gs} + |A_{22} - K_3 A_{12}|^2 i_{ds}, \quad (85)$$

$$\langle e_{nr2} i_{nr2}^* \rangle = K_1 K_3^* e_{gd}^2 - K_2 K_3^* e_{gs}^2 + K_2 A_{12} (A_{22} - K_3 A_{12})^* i_{ds}^2, \quad (86)$$

$$\langle e_{nr2} i_{nr2}^* \rangle = \langle e_{nr2} i_{nr2}^* \rangle^* \quad (87)$$

Obtenidos estos productos, el cálculo de los parámetros de ruido resulta ser casi directo debido a que los elementos de la matriz de correlación se relacionan con los parámetros de ruido como se indica en seguida [Boutez, 1997],

$$C = \begin{bmatrix} R_n & \frac{F_{\min} - 1}{2} - R_n Y_{opt} \\ \frac{F_{\min} - 1}{2} - R_n Y_{opt}^* & R_n |Y_{opt}| \end{bmatrix}. \quad (88)$$

Igualando los elementos de las dos matrices de las ecuaciones (83) y (88), se obtiene fácilmente el valor de los cuatro parámetros de ruido del dispositivo.

$$F_{\min} = 1 + \frac{1}{2kT\Delta f} \left\{ \operatorname{Re}(\langle ei^* \rangle) + \sqrt{\langle ee^* \rangle \langle ii^* \rangle - [\operatorname{Im}(\langle ei^* \rangle)]^2} \right\}, \quad (89)$$

$$R_n = \frac{\langle ee^* \rangle}{4kT\Delta f}, \quad (90)$$

$$G_{opt} = \sqrt{\frac{\langle ii^* \rangle}{\langle ee^* \rangle} - \left[\frac{\operatorname{Im}(\langle ei^* \rangle)}{\langle ee^* \rangle} \right]^2}, \quad (91)$$

$$B_{opt} = \frac{\operatorname{Im}(\langle ei^* \rangle)}{\langle ee^* \rangle}. \quad (92)$$

La metodología introducida en esta sección presenta una manera alterna de caracterizar el comportamiento de los parámetros de ruido de los transistores de microondas. La exactitud en esta técnica depende de la precisión de la extracción de los valores de los elementos del circuito de pequeña señal, así como de la medición de la corriente de fuga I_g .

Los resultados del modelado del transistor mediante esta técnica se presentan en la sección IV.2.4. En ésta se hace una comparación de los datos obtenidos por los diferentes modelos presentados, así como una confrontación entre los resultados de los parámetros de ruido extraídos por medio del modelo y los medidos por medio de las técnicas descritas en el siguiente capítulo.

IV CARACTERIZACIÓN DE TRANSISTORES A TEMPERATURAS AMBIENTE Y CRIOGÉNICA.

En este capítulo se describe el proceso de extracción de las diferentes características del transistor pseudomórfico de alta movilidad electrónica (PHEMT) en el intervalo de frecuencia de 1 a 40 GHz, a diferentes puntos de polarización y a temperatura ambiente y criogénica.

La caracterización completa del transistor se obtiene con la medición de los parámetros de dispersión S, la extracción de los parámetros de ruido y la caracterización estática del dispositivo, como se puede apreciar en el diagrama a bloques de la figura 27.



Figura 27. Diagrama a bloques de los elementos que componen la caracterización de transistores.

En la primera parte de este capítulo se presenta el banco de medición utilizado para la obtención de los parámetros de dispersión S a temperatura ambiente. Además se presentan los resultados del análisis de ganancia, estabilidad y la evolución de los elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor obtenidos.

Posteriormente se describe el banco de medición de ruido utilizado en el Instituto de Electrónica Fundamental (IEF) para la extracción de los parámetros de ruido del transistor, así como la técnica utilizada para dicha caracterización. Además se muestran los resultados tanto de la medición como del modelado de los parámetros de ruido (ver sección III.3).

Finalmente se presentan las consideraciones necesarias para llevar a cabo la caracterización a temperatura criogénica, así como la estación criogénica utilizada. Por último se analizan y muestran los resultados.

IV.1 Método de caracterización en alta frecuencia (AF) y corriente directa (DC).

La caracterización de los parámetros de dispersión S del transistor (AF) es la información más explotada a lo largo de este trabajo. Mediante éstos es posible realizar diferentes estudios del comportamiento del transistor, tales como el análisis en ganancia, estabilidad y ruido, expuestos en el capítulo II. Además los elementos del circuito eléctrico de pequeña señal se obtienen también de la información de los parámetros S medidos a diferentes puntos de polarización [Reynoso *et al*, 1996],[Dambrine *et al*, 1988], como se explica en la sección III.2.

Las características estáticas tales como la transconductancia G_m , la conductancia de salida G_{ds} y la capacitancia de salida C_{ds} , se encuentran analizando los parámetros S de igual manera que el resto de los elementos del circuito eléctrico equivalente.

IV.1.1 Banco de medición.

A continuación se presenta el diagrama a bloques del banco de medición utilizado para la caracterización en alta frecuencia (AF) y corriente directa (DC) del transistor (ver la figura 28).

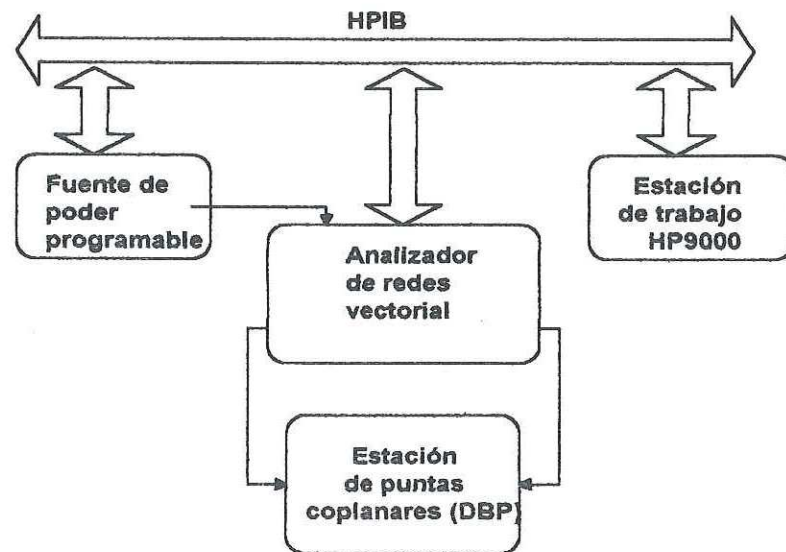


Figura 28. Diagrama a bloques para la caracterización de AF y DC.

El sistema que compone el banco de medición se constituye por el siguiente equipo:

- La estación de puntas coplanares Summit 8000 de Cascade Microtech .
- Alimentación de DC programable HP 4142B.
- El analizador de redes vectorial HP8510C.
- La estación de trabajo HP9000, la cual se utiliza para automatizar y efectuar las mediciones, así como para calcular y extraer los parámetros.
- Multímetro digital programable.

Para la caracterización estática se realiza la medición de la corriente I_{ds} por medio del mutímetro digital programable, cuando se hace un barrido en la polarización del transistor a través de la fuente de poder HP 4142B. Dicho barrido se efectúa variando V_{ds} (en el intervalo de 0 a 3 V) para puntos de V_{gs} constantes (entre -1.5 a 0 V) para el DBP.

Para determinar los parámetros S se emplea el analizador de redes vectorial HP8510C, el cual realiza las mediciones de dichos parámetros a puntos fijos de polarización comandados por la fuente de poder HP4142B. Estos voltajes de polarización

(V_{gs} y V_{ds}) se escogen dentro de la región de saturación (V_{ds} en el intervalo de 1 a 3 V) de la característica I - V del transistor.

Ambas caracterizaciones se efectúan automáticamente por medio de un programa computacional (introducido en la siguiente sección) comandado desde la estación de trabajo HP9000.

IV.1.2 Proceso de caracterización y extracción del circuito eléctrico de pequeña señal.

La metodología utilizada en la caracterización de los parámetros de dispersión y extracción de los elementos del circuito eléctrico equivalente consiste en el proceso siguiente:

1. El primer paso a seguir es la calibración del equipo de medición; en este caso del analizador de redes vectorial, el cual permite conocer las características y el comportamiento de los parámetros de dispersión en la frecuencia.

La calibración permite determinar y eliminar los errores sistemáticos y reproducibles ligados al sistema de medición. Al calcular los errores, el analizador de redes proporciona unas mediciones libres de éstos. En este trabajo, la calibración llevada a cabo fue del tipo OSTL modificado (por sus siglas en inglés Open-Short-Thru-Load) [Crozat *et al*, 1991].

2. Posteriormente, el dispositivo bajo prueba se coloca en la estación de puntas de prueba coplanares Cascade Microtech, que se utiliza en las condiciones de temperatura ambiente.
3. Por medio de un programa de medición denominado "Full_meas" realizado en el IEF por M. N. Zerounian [Aniel *et al*, 1997] es posible llevar a cabo la extracción de los parámetros S en los diferentes puntos de polarización establecidos (V_{gs} de -1.5 a 0 V y V_{ds} de 0 a 3 V) variados automáticamente por el HP4142B que se controla desde el programa cargado en la estación de trabajo HP9000.

4. Posteriormente, contando con las mediciones de los parámetros S se utiliza un nuevo programa para la extracción de los elementos del circuito eléctrico equivalente de pequeña señal llamado "Full_extract", realizado de igual manera por M. N. Zerounian [Aniel et al, 1997] y basado en el método de [Dambrine *et al*, 1988], el cual utiliza la siguiente metodología para el cálculo de dichos elementos:
- a) Primeramente, las resistencias e inductancias de acceso de drenaje, fuente y compuerta se extraen al analizar y ajustar los parámetros S del circuito eléctrico equivalente de pequeña señal con aquellos medidos al transistor mediante el método de "FET-frío" (cold FET). Dicho método consiste en medir los parámetros de dispersión con una polarización de $V_{ds}=0$ y un voltaje en compuerta V_{gs} tal que se logre una conducción de I_{gs} en polarización directa en esta unión (I_{gs} mayor a 5 mA aproximadamente). Es necesario resaltar que los valores encontrados de las resistencias de acceso son punto crítico en la determinación de los elementos intrínsecos del dispositivo [Aniel *et al*, 1997].
 - b) Las capacitancias electrostáticas (y las capacitancias parásitas de compuerta y drenaje si es que son tomadas en consideración para la simulación de las líneas de acceso), se extraen de igual forma por el método de FET-frío, pero ahora con la unión compuerta - fuente en el estado de oclusión completa. Una vez realizados los dos puntos anteriores, se han extraído todos los elementos extrínsecos del transistor. Estos valores se suponen fijos para cualquier otro punto de polarización.
 - c) Para la determinación de los elementos del transistor intrínseco se utilizan las mediciones de los parámetros de dispersión obtenidas en el punto 3), excepto las realizadas al transistor en polarización directa y en su estado ocluido (puntos a y b). La matriz de parámetros S (medidos en los planos de referencia a la entrada y salida del dispositivo), se convierte a parámetros [Y] intrínsecos al eliminar mediante álgebra matricial el efecto de los elementos extrínsecos. Los valores de los elementos que componen el circuito eléctrico del transistor intrínseco se calculan mediante el análisis de esta matriz [Y].

- d) Es necesario remarcar que los elementos de acceso del transistor se modelan por líneas de transmisión cuyos parámetros se encuentran mediante el proceso de optimización empleando el paquete MDS (Microwave and RF Design Systems), al compararse los parámetros S de las estructuras de prueba medidas (ver figura 21) con los datos simulados en el modelo de línea de transmisión respectiva (ver sección III.2).

Una vez expuesta la metodología seguida para la caracterización en alta frecuencia del transistor, en la próxima sección se presentan los resultados de los parámetros S medidos y modelados, el análisis del comportamiento de ganancia y estabilidad, así como la evolución de los elementos del circuito eléctrico equivalente de pequeña señal.

Dichos resultados fueron extraídos en el intervalo de frecuencias de 1 a 40 GHz bajo las condiciones de polarización $V_{ds}=1.3$ V a diferentes I_{ds} , a la temperatura de 300° K.

IV.1.3 Resultados de la caracterización de los parámetros S, criterios de estabilidad y ganancia del transistor a temperatura ambiente.

En esta sección se presentan los resultados de los parámetros S medidos y modelados, el análisis del comportamiento de ganancia y estabilidad, así como la evolución de los elementos del circuito eléctrico equivalente de pequeña señal.

Dichos resultados fueron extraídos en el intervalo de frecuencias de 1 a 40 GHz bajo las condiciones de polarización $V_{ds}=1.3$ V, a diferentes I_{ds} y a temperatura ambiente (300° K).

IV.1.3.1 Caracterización y modelado de los parámetros S del transistor.

En esta sección se presentan los resultados de la caracterización y modelado de los parámetros de dispersión del transistor, los cuales se extraen por medio de la metodología descrita en la sección IV.1.2.

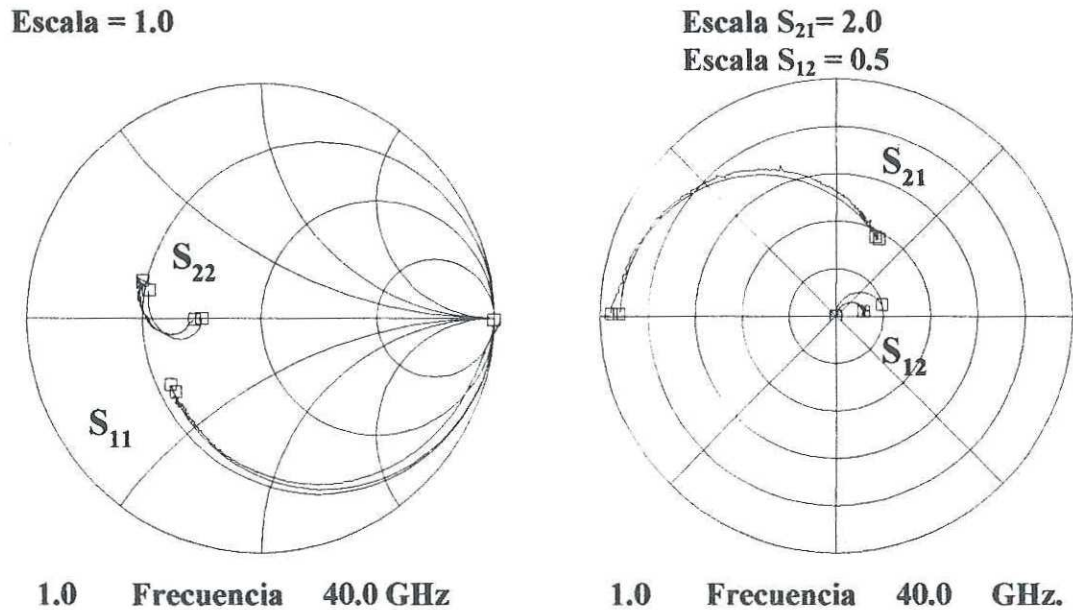


Figura 29. Parámetros S medidos y modelados.

En la figura 29 se pueden apreciar tanto los parámetros S medidos para un punto de polarización $V_{ds}=1.3$ V e $I_{ds}=29$ mA, como los modelados mediante el circuito eléctrico equivalente de pequeña señal. Ambos muestran una gran concordancia en todo el intervalo de frecuencia de 1 a 40 GHz, validando la buena extracción de los valores de los parámetros del circuito.

IV.1.3.2 Determinación del modelo del circuito equivalente.

Los resultados de los valores de los elementos del circuito eléctrico de pequeña señal tales como: la transconductancia G_m , la admitancia de salida G_{ds} y la capacitancia compuerta - fuente C_{gs} que se obtienen mediante la metodología descrita en la sección IV.1.2 se utilizan para construir el modelo del circuito equivalente del PHEMT. Con dicho modelo se logra obtener un comportamiento lineal en el transistor con entrada, salida y función de transferencia discreta [Das, 1991].

El análisis de la variación de los parámetros del circuito equivalente de pequeña señal se realizó para los siguientes puntos de polarización: $V_{ds} = 1.3$ V constante y V_{gs} desde -1.5 a 0 V como se muestra a continuación.

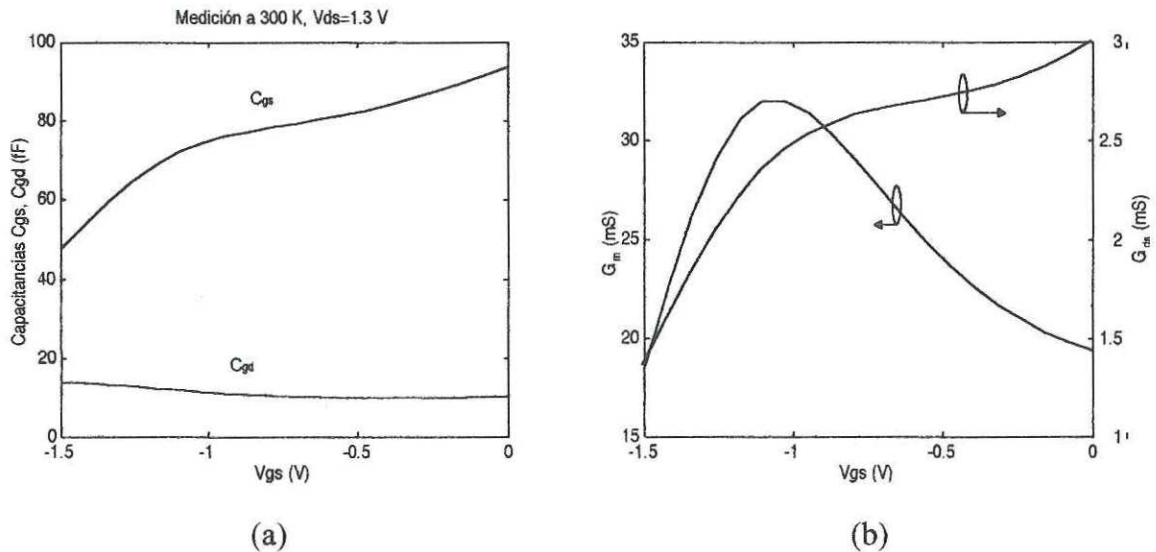


Figura 30. Evolución de los elementos del circuito eléctrico equivalente vs V_{gs} , a V_{ds} cte.

Al igual que S_{11} , la evolución de la capacitancia de compuerta - fuente C_{gs} muestra un crecimiento importante en función del aumento del voltaje compuerta -fuente V_{gs} como se ve de la figura 30a. Esto se debe al comportamiento de la zona de agotamiento del canal en el dispositivo [Reynoso, 1994].

Se puede observar también en la figura 30b el comportamiento que presenta la transconductancia g_m en función de la variación de V_{gs} , la cual encuentra su máximo en $V_{gs} = -1.1$ V, cuando en el transistor circula una corriente de $I_{ds} = 10.2$ mA. Este valor decrece posteriormente debido a que el cambio en la corriente I_{ds} con respecto al cambio en el voltaje V_{gs} disminuye, a medida que I_{ds} se acerca a la corriente de saturación.

Los elementos parásitos del transistor como inductancias, resistencias y capacitancias, al igual que los coeficientes del modelo de la línea de acceso, se consideran

independientes de la polarización y constantes en la frecuencia. Sus valores se enlistan a continuación:

Tabla III. Valores de los elementos extrínsecos del transistor.

$R_g = 2 \Omega$	$R_s = 7.3 \Omega$	$R_d = 5.84 \Omega$
$L_g = 0.21 \text{ pH}$	$L_s = 10.3 \text{ pH}$	$L_d = 1.779 \text{ pH}$
$C_{gse} = 5 \text{ ff}$	$C_{gde} = 5 \text{ ff}$	

Tabla IV. Valores de los coeficientes del modelo de las líneas de acceso.

$\nu = 0.31$	$G = 0 \text{ mS}/\text{mm}$	$f = 0.5 \text{ GHz}$
$r_a = 5 \text{ oh}/\text{mm}$	Long. de línea compuerta=60 μm	Longitud de línea drenaje = 70 μm

IV.1.3.3 Resultados del análisis de ganancia y estabilidad del transistor.

En base a los conceptos presentados en la sección II.5.1, mediante los parámetros S se realizan los cálculos necesarios para obtener el comportamiento de ganancia del dispositivo en función de la frecuencia.

En la figura 31 se muestran los resultados de los cálculos de ganancia máxima de transductor G_{max} y ganancia máxima estable G_{me} , así como la evolución de la magnitud de S_{21} (en dB).

Se puede apreciar en la figura 31 que G_{ma} y G_{me} no difieren mucho en sus magnitudes, llegando a tener a la frecuencia de 1 GHz un valor de 25 dB. Después de 20 GHz se aprecia una diferencia considerable, incrementándose linealmente hasta llegar a un valor de 5 dB a 40 GHz. En cambio, la magnitud de S_{21} muestra una disminución gradual más allá de de 10 GHz y en casi todo el intervalo medido y llegando a 6.5 dB a aproximadamente 40 Ghz.

El comportamiento antes descrito depende directamente de la evolución de S_{12} en la frecuencia; entre más pequeño sea este valor es posible alcanzar una mayor ganancia estable.

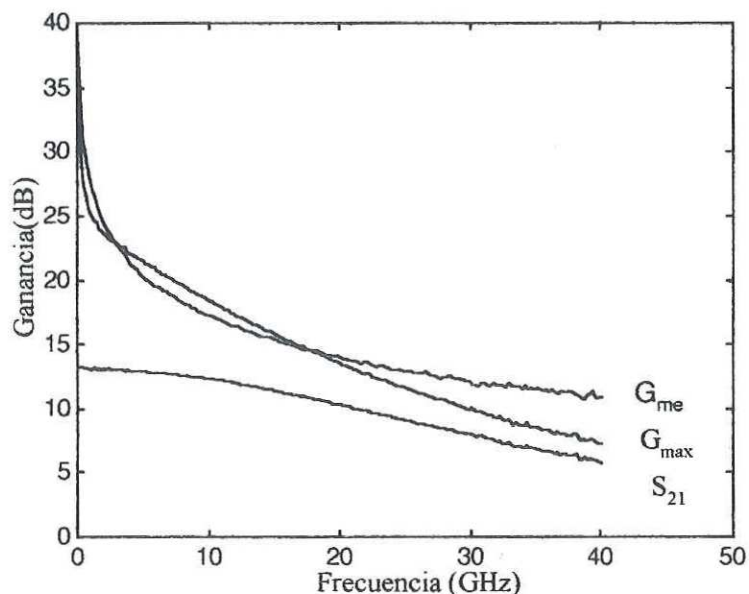


Figura 31. Cálculo de G_{max} , G_{me} y S_{21} (dB) a 300° K.

En la figura 32 se presentan los factores K , Δ y μ , los cuales indican las condiciones de estabilidad del dispositivo bajo prueba.

El factor K , en conjunto con Δ , muestran que el transistor es incondicionalmente estable a frecuencias mayores de 20 GHz, pero también en un intervalo de frecuencias de 450 MHz hasta 1.24 GHz, lo cual es correcto, ya que al ser calculados los círculos de estabilidad, éstos arrojan las zonas inestables fuera de la carta de Smith tanto en la fuente como en la carga. Por el contrario, el factor μ indica que no es sino hasta 19.6 GHz que el transistor alcanza este estado de estabilidad incondicional.

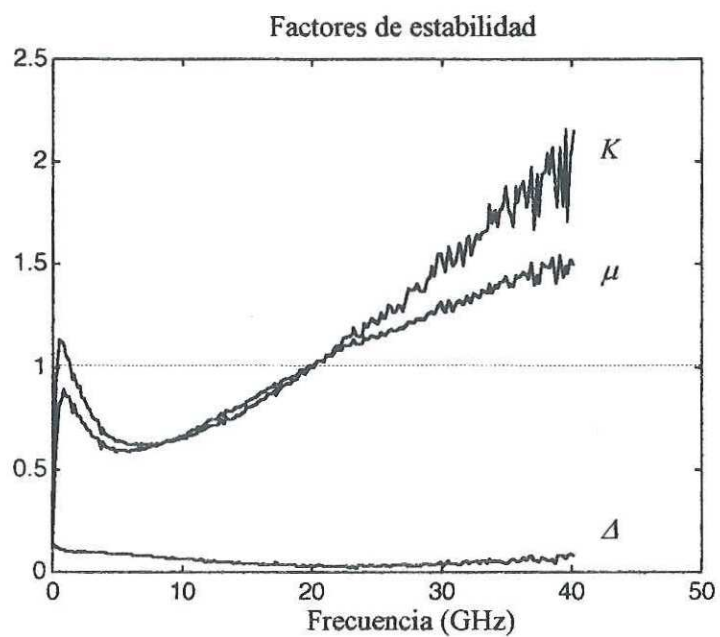


Figura 32. Criterios de estabilidad del transistor.

En la figura 33 se pueden apreciar los círculos de estabilidad tanto en la fuente como en la carga a las frecuencias de 8, 10 y 12 GHz.

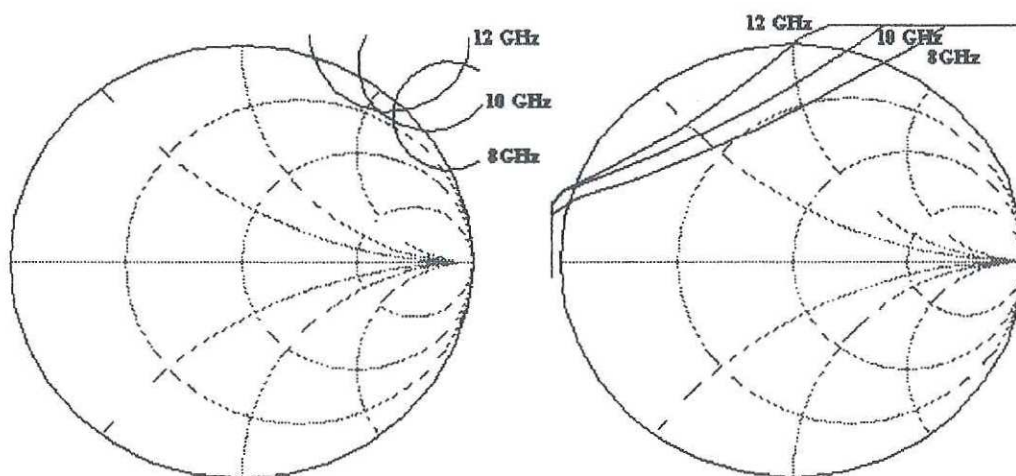


Figura 33. Círculos de estabilidad en la fuente y en la carga.

Las frecuencias mostradas resultaron ser las más representativas, debido a que en frecuencias bajas (menores a 5 GHz) las zonas inestables incluyen un área muy pequeña de la carta de Smith, y en las altas (mayores a 20 GHz) éstas están fuera de ella.

Por último, en la figura 34 se muestra el cálculo de la frecuencia de corte, la cual determina hasta que frecuencia se tiene en el transistor una ganancia de transferencia unitaria, en este caso hasta 103 Ghz.

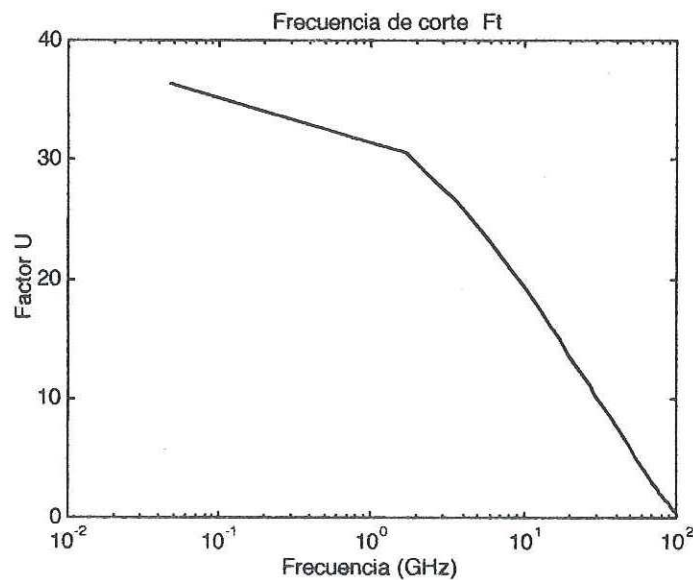


Figura 34. Cálculo de la frecuencia de corte.

En la figura 35 se presenta el factor G_m/G_{ds} , el cual indica el comportamiento y funcionalidad del HEMT. Un FET ideal presenta un factor de ganancia G_m/G_{ds} infinito [Danelon, 1995], por lo que aumentando G_m y disminuyendo G_{ds} se puede obtener mayor ganancia.

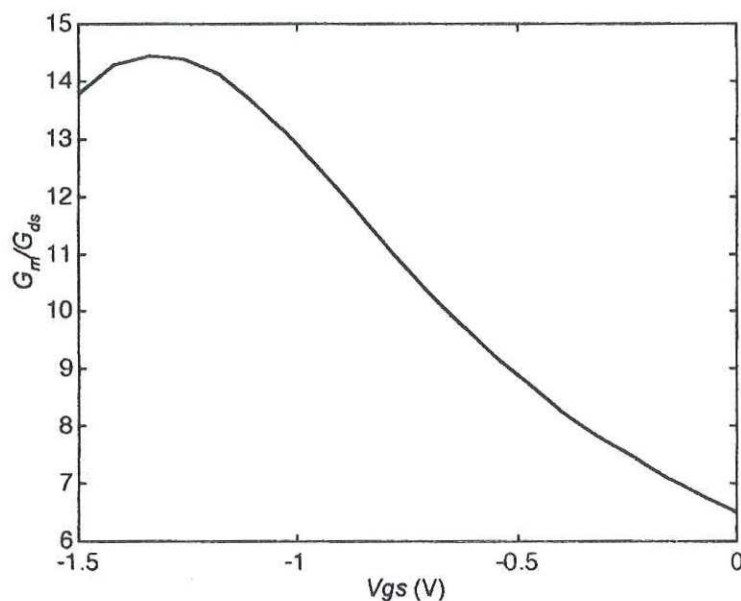


Figura 35. Cálculo del factor G_m/G_{ds} .

Los términos de frecuencia de corte, graficada a través del factor U y G_m/G_{ds} , son particularmente interesantes, ya que definen las limitaciones en el funcionamiento del componente.

Como se aprecia en el desarrollo de esta sección, mediante los parámetros de dispersión se extrae la información necesaria del comportamiento de ganancia y estabilidad del transistor. También es posible obtener un modelo de señal pequeña del dispositivo que permite extrapolar su comportamiento a los intervalos de frecuencia deseada.

Aunque también es posible calcular los parámetros de ruido del dispositivo partiendo de dicha medición, la manera más confiable de obtener estas características es llevando a cabo la medición de las potencias de ruido a la salida del DBP dependiendo de las condiciones presentadas a la entrada, como se expone en la siguiente sección.

IV.2 Técnicas de medición de ruido.

La caracterización completa en ruido del transistor se obtiene al conocer los cuatro parámetros de ruido del mismo que son: el factor de ruido mínimo F_{min} , la resistencia

equivalente de ruido R_n , la magnitud del coeficiente de reflexión óptimo a la entrada $|\Gamma_{opt}|$ y su fase ϕ_{opt} .

Para obtenerlos existen diferentes técnicas de extracción, siendo las más utilizadas aquellas que determinan los parámetros de ruido midiendo la potencia de ruido a la salida del DBP cuando se le presenta a la entrada una serie de impedancias generadas por un sintonizador[Lane, 1969].

En esta sección se hablará en primer lugar de las dos técnicas de medición de ruido más utilizadas que son: la estándar y la de fuente fría. Posteriormente se presenta un nuevo método desarrollado en los laboratorios del Instituto de Electrónica Fundamental (IEF) de La Universidad de París Sud [Crozat *et al*, 1996a],[Danelon *et al*, 1997], que tiene la ventaja de no utilizar sintonizador.

IV.2.1 Técnica de medición estándar.

El banco de medición del método estándar se presenta en la figura 36. Está formado por una fuente de ruido, un sintonizador y un receptor, que a su vez está compuesto por un amplificador de bajo ruido, un convertor de frecuencias y un medidor de potencias de ruido.

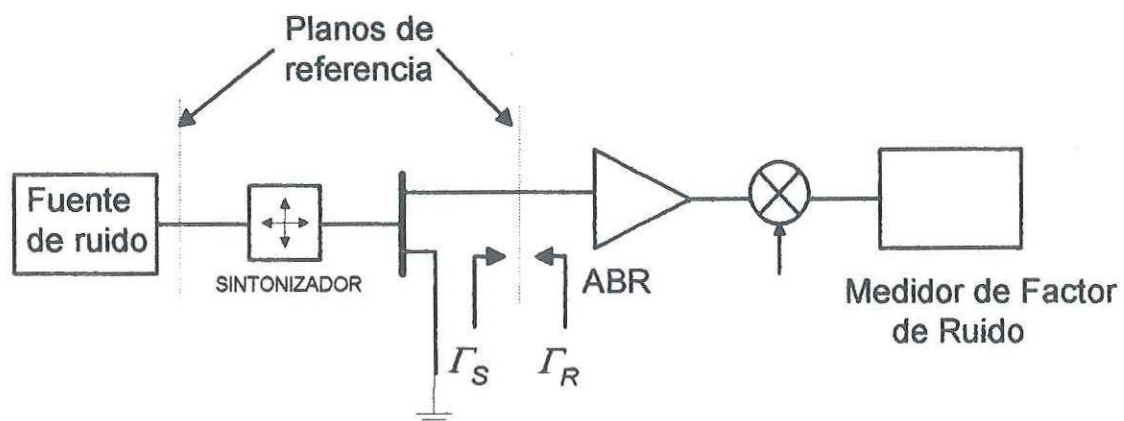


Figura 36. Banco de medición del factor de ruido por el método estándar.

El método consiste básicamente en calcular el factor de ruido del DBP mediante la medición de las potencias de ruido a la salida del dispositivo, cuando se le presenta a su entrada una fuente de ruido en sus estados de encendido y apagado. Es decir cuando las temperaturas equivalentes de ruido de éste último son iguales a T_H (temperatura en estado caliente) y T_C (temperatura en estado frío), respectivamente [Froelich,1986].

La función del sintonizador es presentar al DBP una constelación de impedancias de fuente diferentes a 50 ohms. El cálculo de los cuatro parámetros de ruido se basa en la información obtenida en la dependencia de la potencia de ruido medida a la salida en función de la impedancia presentada a la entrada.

En este sistema es necesario conocer con gran exactitud las pérdidas del sintonizador ya que influyen directamente en el factor de ruido; además, los parámetros de dispersión del DBP deben determinarse para calcular los factores de corrección por desacoplamiento en la entrada del receptor como lo indica la ecuación (93) [Meierer *et al*, 1995].

$$\mu = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S \Gamma_R|^2}, \quad (93)$$

siendo Γ_S el coeficiente de reflexión presentado a la entrada del receptor y Γ_R el coeficiente de reflexión presentado por el receptor.

IV.2.2 Método de medición de fuente fría.

En la figura 37 se muestra el banco de medición del método de fuente fría (modificado) presentado por [Meierer *et al*, 1995]. Como se puede apreciar dicha configuración muestra una versatilidad en el proceso de extracción de los parámetros de ruido, debido a que tanto la calibración de la cadena como la caracterización de los parámetros de dispersión del DBP se pueden llevar a cabo directamente sin necesidad de hacer alguna conexión extra. A continuación se describirá brevemente la metodología seguida por este método.

1. Caracterización completa de los parámetros de dispersión y coeficientes de reflexión presentados en los diferentes planos de referencia del banco de medición.
2. Calibración del receptor, que consiste en medir el producto ganancia - ancho de banda kGB en su conjunto y obtener los parámetros de ruido del propio receptor, tomando en consideración los coeficientes de reflexión presentados a su entrada.
3. Una vez calibrado el banco se coloca el transistor en los planos A'-B' para la medición de potencias de ruido correspondiente a un conjunto de coeficientes de reflexión presentados a la entrada del DBP.
4. Calcular el factor de ruido del DBP utilizando los resultados de estas mediciones y con el conocimiento de los coeficientes de reflexión en los diferentes planos de referencia.
5. Determinación de los parámetros de ruido del dispositivo.

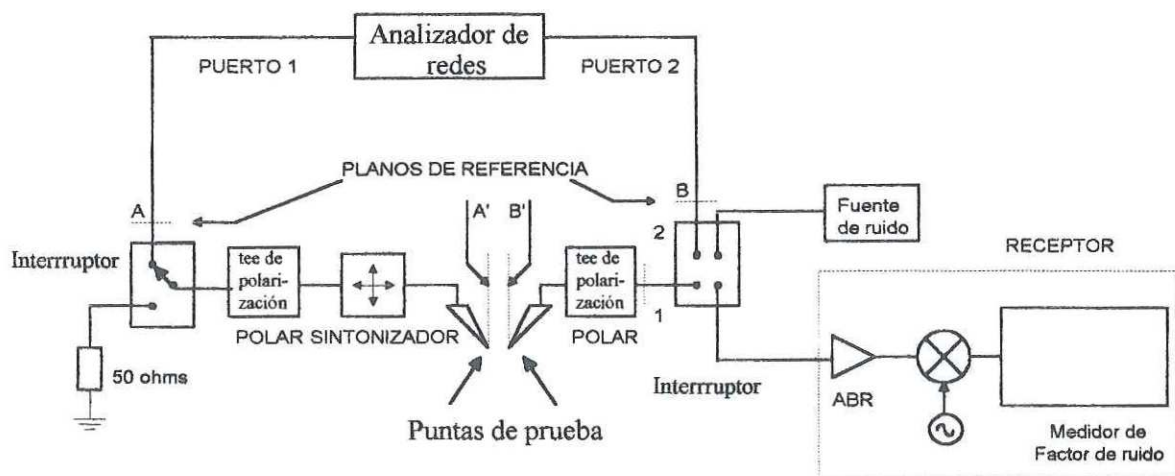


Figura 37. Banco de medición de la técnica de fuente fría (modificado).

IV.2.3 Metodología de extracción de los parámetros de ruido del IEF.

El desarrollo de un nuevo método para la determinación de los parámetros de ruido en altas frecuencias para cuadripolos activos, tanto a temperatura ambiente como en temperaturas criogénicas, está siendo desarrollado en los laboratorios del Instituto de

Electrónica Fundamental (IEF) de La Universidad de Paris-Sud [Crozat, 1996a-b],[Danelon *et al*, 1997].

Su característica principal es explotar la dependencia en frecuencia del factor de ruido a la salida del sistema cuando dos impedancias conocidas se presentan en el plano de entrada de un cuadripolo. Dichas impedancias son: una carga de 50 ohms y un corto circuito (CC) desplazado.

En esta sección se describe en primer lugar el banco de medición y los principios generales del método, y posteriormente se expone de manera detallada el proceso de calibración y caracterización del banco, así como el proceso de extracción de parámetros.

IV.2.3.1 El banco de medición del IEF.

El esquema presentado en la figura 38 muestra el banco de medición empleado por este método, el cual está compuesto por:

1. El analizador de redes HP8510C (que opera de 40 MHz - 50 GHz).
2. Las tee de polarización y los conmutadores (con una banda pasante hasta de 26 GHz).
3. Las fuentes de ruido HP (con un ENR de 15 dB) de fuente de diodo de avalancha.
4. El receptor, que comprende un amplificador MITEQ con banda pasante de 0.1 - 26 GHz y un analizador de espectro HP85563.
5. El dispositivo bajo prueba (DBP).

IV.2.3.2 Principios del método.

El factor de ruido FR de un cuadripolo ruidoso medido en su plano de entrada está dado por la ecuación 31. Dicha relación será de gran ayuda en la derivación de las ecuaciones correspondientes para la extracción de los parámetros de ruido. El análisis se

basa en la medición de potencias de ruido a la salida del DBP en las diferentes condiciones presentadas a la entrada del sistema (plano de referencia (C) de la figura 38).

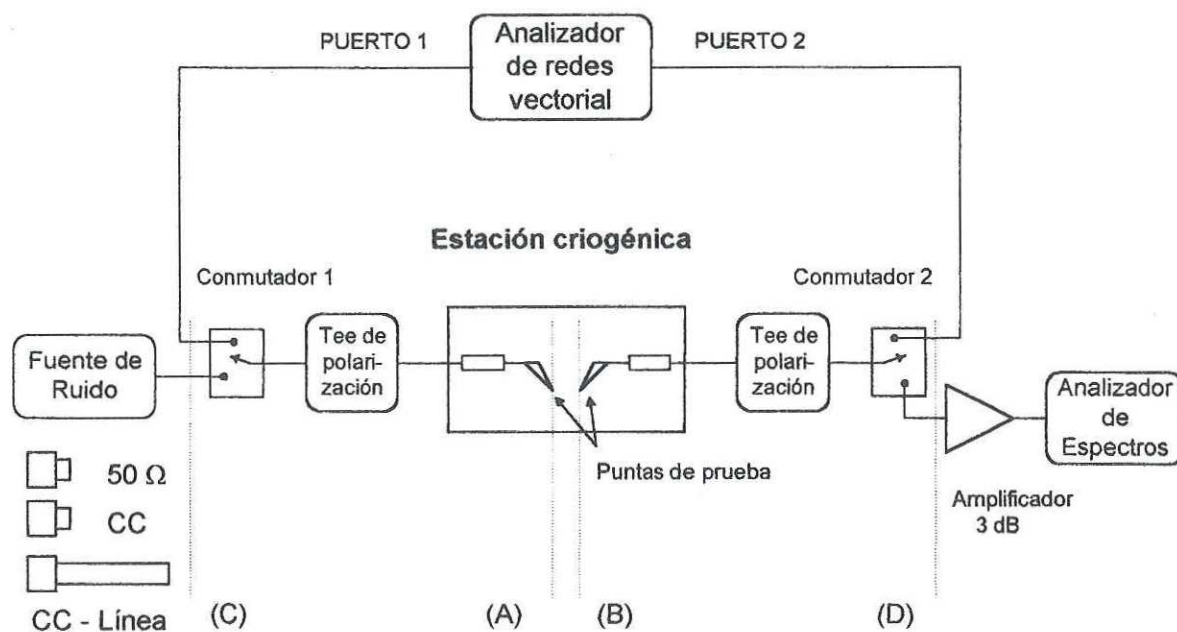


Figura 38. Banco de medición para el método del IEF.

El factor de ruido FR de un cuadripolo muestra una dependencia sinusoidal en un pequeño intervalo de frecuencia, hasta 400 MHz, cuando un corto circuito desplazado se presenta a su entrada. Esto se puede apreciar en la figura 39 [Danelon *et al*, 1997].

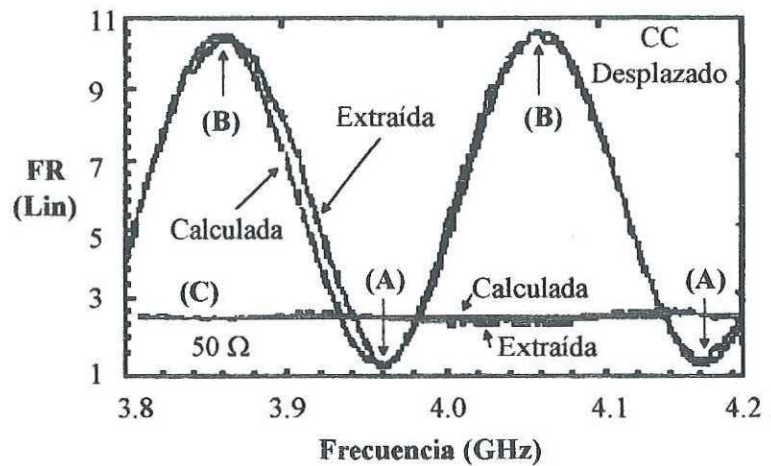


Figura 39. Evolución en f de FR en un intervalo de 500 MHz, con CC desplazado a la entrada.

Es en esta evolución frecuencial que el método de extracción se apoya. La metodología se basa en el análisis de la información de los factores de ruido medidos y de los valores de magnitud y fase de los coeficientes de reflexión Γ_{sc} presentados a la entrada del sistema. Esto es, se extrae el FR y Γ_{sc} en el punto mínimo (A) y los máximos sucesivos (B) alrededor de la frecuencia central de medición, como se muestra en las figuras 39 y 40 [Crozat *et al*, 1996b].

Como se puede apreciar en el punto (A) de la figura 40, el factor de ruido alcanza un valor mínimo $FR = F_m$ cuando el coeficiente de reflexión presentado a la entrada Γ_{sc} se encuentra en fase con Γ_{opt} . FR llega a su punto máximo F_M , cuando Γ_{sc} y Γ_{opt} se encuentran en oposición de fase, es decir, en el punto (B) desplazado a la entrada.

Cuando se le presenta al cuadripolo el coeficiente de reflexión a la entrada $\Gamma_{s50}=0$, se obtiene un valor de factor de ruido $FR = F_{50}$, punto (C) de la gráfica, que en el intervalo de frecuencias utilizado (400 MHz), puede considerarse constante (ver la figura 39).

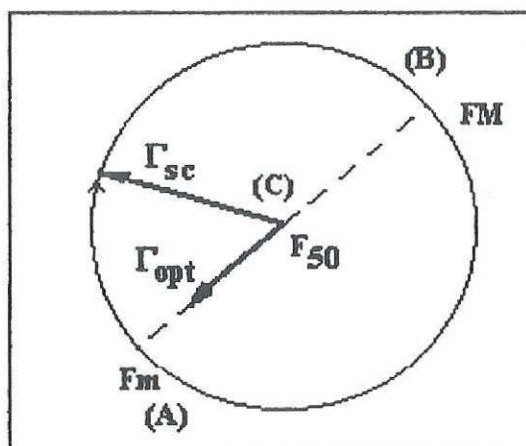


Figura 40. Combinación de coeficientes de reflexión.

IV.2.3.3 Extracción de los parámetros de ruido de un cuadripolo

por el método del I.E.F.

En esta sección se presenta de manera detallada la metodología seguida en la caracterización completa de las partes que componen el banco de medición. Se lleva a cabo la medición de los parámetros de dispersión, ganancia, factores de desacoplamiento y de ruido de cada una de las etapas.

Dicha caracterización es necesaria para la determinación de los parámetros de ruido del dispositivo bajo prueba. Este proceso se describe a continuación [Crozat et al, 1996b],[Boutez, 1997]:

1. En primer lugar se realizan tres calibraciones del analizador de redes vectoriales: una calibración en dos puertos ("full-2-ports") en los planos de referencia (A)-(B) en coplanar y dos calibraciones de 1-puerto en los planos (C) y (D), como se muestra en la figura 38.
2. Medición completa de los parámetros S de la sección izquierda, planos (C) - (A) compuesta por: el interruptor, la tee de polarización y la sección de línea de entrada, así

como también el lado derecho, planos (B) - (D), que involucra a los componentes de salida.

3. Determinación de la ganancia propia del receptor G_o . Para esto se coloca una línea en los planos (A)-(B) del banco de medición del método mostrado en la figura 38. Posteriormente se procede a medir el producto ganancia - ancho de banda kGB del receptor. Igual que se explica en la sección II.6.3, se determina este producto al aplicar dos temperaturas T_H y T_C y medir dos potencias de ruido P_H y P_C :

$$kBG_o = \frac{P_H - P_C}{T_H - T_C} \frac{1}{\alpha\mu}, \quad (94)$$

donde las potencias de ruido medidas por el receptor para los dos estados del generador de ruido (P_H en encendido y P_C en apagado) están en función de las temperaturas de ruido de acuerdo a:

$$P_H = \left[T_H \alpha + (1 - \alpha) T_{eff} + T_r \right] \mu kBG_o, \quad (95)$$

$$P_C = \left[T_C \alpha + (1 - \alpha) T_{eff} + T_r \right] \mu kBG_o, \quad (96)$$

siendo T_H la temperatura caliente de la fuente de ruido, T_C la temperatura fría de la fuente de ruido, T_{eff} la temperatura física de la etapa intermedia entre los planos (C) - (D), μ el coeficiente de desadaptación del receptor y α representa las pérdidas de la etapa pasiva entre los planos (C) - (D), la cual puede ser calculada con la expresión de ganancia disponible de un cuadripolo [Strid, 1981], dada por:

$$\alpha = \frac{1 - |\Gamma_G|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_G|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{(1 - |S_{22}'|^2)}, \quad (97)$$

donde S_{22}' , es el coeficiente de reflexión presentado por el receptor y se encuentra de la misma manera que la ecuación (15) para la sección entre los planos (C) - (D).

Por otro lado, el factor de desacoplamiento μ en el plano de entrada (D) del receptor se define de la siguiente manera (ver figura 41):

$$\mu = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S \Gamma_R|^2}, \quad (98)$$

donde Γ_S es el coeficiente de reflexión presentado al receptor en el plano (D) y Γ_R es el coeficiente de reflexión presentado por el receptor en el plano (D).

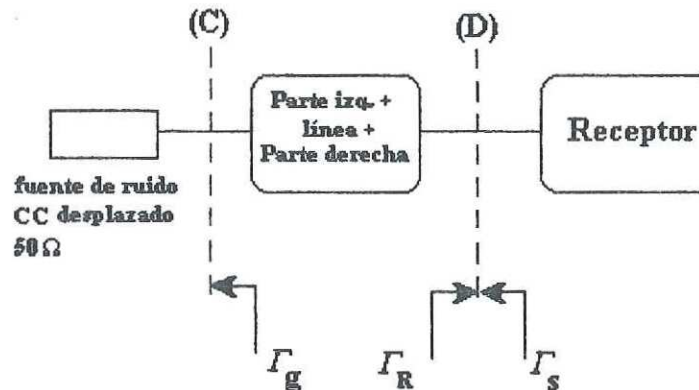


Figura 41. Desacoplamiento en los planos (C) y (D) del banco de medición del método IEF.

4. Determinación del factor de ruido F_r del receptor. Aún con una línea conectada entre los planos (A) y (B) (ver figura 38) se presentan las impedancias de CC desplazado y 50Ω en el plano (C), determinando por medio del analizador de redes los coeficientes de desacoplamiento μ presentados por éstas. Al mismo tiempo se calcula el factor de ruido F_r del receptor, el cual está en función de:

$$F_r = \frac{P_R}{\mu k B G_0 T_0} - \frac{T_a}{T_0} + 1 \quad (99)$$

donde P_R es la potencia de ruido medida en el analizador de espectros, μ es el coeficiente de desacoplamiento en el plano (C), T_a es la temperatura ambiente y T_0 es la temperatura de referencia (290 °K).

Es precisamente del factor de ruido del receptor F_r , de donde se analiza la evolución frecuencial y se determinan los valores máximos F_M y mínimos F_m , con la finalidad de

calcular los cuatro parámetros de ruido del receptor, de la manera presentada en la sección IV.2.3, para posteriormente iniciar con la caracterización del dispositivo bajo prueba.

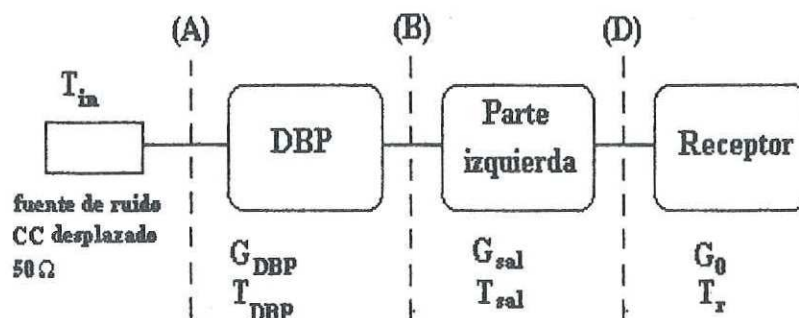


Figura 42. Contribución de las partes del sistema.

5. Cálculo del factor de ruido total. Sustituyendo la línea por el DBP entre los planos (A) y (B) (ver figura 42), se procede a medir el factor de ruido del mismo. Sin embargo su factor de ruido no puede ser medido directamente, se requiere efectuar un análisis de toda la cadena (ver figura 38), considerando el factor de ruido de toda la cadena. Posteriormente, mediante la fórmula de Friis [Friis, 1944] se determina el factor de ruido del dispositivo bajo prueba FR_{DBP} . Entonces, el factor de ruido total F_{TOT} está dado por:

$$F_{TOT} = \frac{P_R}{kBT_0 G_0 \mu G_{av}} - \frac{T_a}{T_0} + 1, \quad (100)$$

donde P_R es la potencia de ruido medida, G_{av} es la potencia disponible entre los planos (A) y (D) [Croizat et al, 1996b], que se expresa como:

$$G_{av} = \frac{(1 - |\Gamma_g|^2) |S_{21}|^2}{|1 - \Gamma_g S_{11}|^2 (1 - |S_{22}'|)}, \quad (101)$$

siendo S_{22}' la impedancia vista por el receptor y está dada por:

$$S_{22}' = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_g}{1 - \Gamma_g S_{11}}, \quad (102)$$

en la cual S_{ij} son los parámetros S entre los planos (A) y (D) y Γ_g es el coeficiente de reflexión presentado por la fuente en el plano (C). Entonces, la ganancia de inserción del receptor adaptado G_0 se calcula por:

$$G_0 = (1 - |\Gamma_r|^2) G_r, \quad (103)$$

siendo G_r la ganancia de inserción del receptor y μ el factor de desacoplamiento en (D).

6. Por último se calcula el factor de ruido del DBP utilizando la fórmula de Friis para el cálculo del factor de ruido total de la cadena [Friis, 1944]. Como se puede apreciar en la fórmula 104, el cálculo del factor de ruido total está en función de la contribución de ganancia y de ruido de cada etapa del banco de medición:

$$F_{TOT} = F_{DBP} + \frac{F_{sal} - 1}{G_{DBP}} + \frac{F_r(\Gamma_s) - 1}{G_{DBP}G_{sal}}, \quad (104)$$

donde G_{DBP} es la potencia disponible del dispositivo bajo prueba, G_{sal} es la ganancia disponible en la sección de salida del sistema (B-D) y F_r es el factor de ruido del receptor en función de los parámetros de ruido obtenidos y del coeficiente de reflexión presentado a su entrada Γ_s .

Finalmente, mediante la fórmula de Friis [Friis, 1944], se calcula el factor de ruido aportado por el DBP, resultando:

$$F_{DBP} = F_{TOT} - \frac{F_r(\Gamma_s) - G_{sal}}{G_{DBP}G_{sal}}, \quad (105)$$

En este punto, sólo resta aplicar el proceso de extracción de los parámetros de ruido, el cual se presenta en la siguiente sección.

IV.2.3.4 Determinación de los parámetros de ruido.

Una vez que se ha determinado la información de magnitud y fase de los coeficientes de reflexión y los valores de potencia de ruido en los puntos antes señalados, se puede proceder a calcular los cuatro parámetros de ruido como se expondrá en esta

sección. Este procedimiento se aplica para la caracterización del receptor y posteriormente para el dispositivo bajo prueba (DBP), [Crozat *et al*, 1996b].

Debido a que se conoce con exactitud la información de fase del coeficiente de reflexión ϕ_{sc} presentado en el plano de entrada del DBP, la fase del coeficiente de reflexión óptimo ϕ_{opt} se puede identificar fácilmente. Cuando la potencia de ruido se encuentra en un valor máximo F_M (ver figuras 39 y 40), estos coeficientes de reflexión se encuentran en oposición de fase, por lo que ϕ_{opt} está dada por:

$$\phi_{opt} = \phi_{sc} + \pi, \quad (106)$$

donde la posición de dos máximos sucesivos indica la variación de la fase con respecto a la frecuencia.

En este momento se tienen tres incógnitas que son: la magnitud del coeficiente de reflexión óptimo $|\Gamma_{opt}|$, la resistencia equivalente de ruido R_n y el factor de ruido mínimo F_{min} . Pero también se cuenta con la información del FR para tres coeficientes de reflexión a la entrada, esto es: F_M , F_m y F_{50} . Ahora bien, la extracción de estos tres parámetros se conseguirá al resolver un sistema de tres ecuaciones con tres incógnitas.

$$F_M = F_{min} + \frac{4R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_{opt} - \Gamma_{SCM}|^2}{|1 + \Gamma_{opt}|^2 (1 - |\Gamma_{SCM}|^2)}, \quad (107)$$

$$F_m = F_{min} + \frac{4R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_{opt} - \Gamma_{SCm}|^2}{|1 + \Gamma_{opt}|^2 (1 - |\Gamma_{SCm}|^2)}, \quad (108)$$

$$F_{50} = F_{min} + \frac{4R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_{opt}|^2}{|1 + \Gamma_{opt}|^2 (1 - |\Gamma_{SC50}|^2)}. \quad (109)$$

Asociando las ecuaciones (108) y (109) se puede obtener una primera relación para la resistencia equivalente de ruido R_n , la cual depende todavía de la magnitud del coeficiente de reflexión óptimo $|\Gamma_{opt}|$, esto es:

$$R_n = \frac{Z_0 (F_{50} - F_m)}{4Den}, \quad (110)$$

con

$$Den = \frac{|\Gamma_{opt}|^2}{|1 + \Gamma_{opt}|^2} - \frac{(|\Gamma_{sc}| - |\Gamma_{opt}|)^2}{(1 - |\Gamma_{sc}|^2)|1 + \Gamma_{opt}|^2}. \quad (111)$$

Ahora bien, se puede obtener una nueva relación de R_n de tal manera que involucre la ecuación (107):

$$R_n = \frac{(1 - |\Gamma_{sc}|^2)(F_M - F_m)|1 + \Gamma_{opt}|^2}{16|\Gamma_{sc}||\Gamma_{opt}|}. \quad (112)$$

De esta manera se cuenta con dos ecuaciones dependientes de $|\Gamma_{opt}|$, por lo que se utiliza un lazo de iteración que haga variar la magnitud del coeficiente de reflexión óptimo, desde un valor inicial igual a 0.1 hasta 0.99, llevando a cabo una comparación de los valores de R_n obtenidos. Cuando el error entre ambos cálculos sea lo suficientemente pequeño se determina tanto la R_n como la $|\Gamma_{opt}|$.

Hasta este momento se han encontrado ya tres de las cuatro incógnitas, por lo que es fácil determinar el valor del factor de ruido mínimo F_{min} partiendo de la ecuación (109), esto es:

$$F_{min} = F_{50} - \frac{4R_n}{Z_0|1 + \Gamma_{opt}|^2} \frac{|\Gamma_{opt}|^2}{1 - |\Gamma_s|}. \quad (113)$$

Como se mencionó en un principio, este proceso se utiliza para la caracterización en ruido del receptor y posteriormente se repite para el DBP, con el fin de obtener sus cuatro parámetros de ruido.

Una vez cubiertos los conceptos teóricos tanto de la técnica de medición empleada como del modelado del dispositivo presentado en el capítulo III, la siguiente sección está dedicada a la presentación de los resultados de los parámetros de ruido obtenidos mediante ambas metodologías.

IV.2.4 Resultados de la caracterización de los parámetros de ruido a temperatura ambiente

A continuación se presentan los parámetros de ruido del transistor CNRS21 obtenidos a temperatura ambiente y a diferentes puntos de polarización (indicados en cada una de las siguientes secciones).

Primeramente se establece una comparación de los parámetros de ruido del transistor extraídos mediante los tres modelos de ruido estudiados en la sección III.3.

Posteriormentese muestran los resultados del análisis realizado al transistor intrínseco a partir del método expuesto en la sección III.3.3.2. Dicha técnica consiste en un proceso de asociación de las fuentes de ruido del circuito eléctrico equivalente de pequeña señal del transistor. [Hudec, 1992].

Las mediciones realizadas por medio de la metodología del IEF estudiada en la sección IV.2.3 se presentan a continuación, y por último se muestra una comparación entre los parámetros medidos por esta técnica y los modelados mediante el modelo de ruido extrínseco explicado en la sección III.3.3.1.

IV.2.4.1 Comparación entre los modelos de ruido presentados en la sección III.3.

El modelo de tres coeficientes de [Pucel, 1974] y el de dos coeficientes de [Pospieszalski, 1989], presentados en la sección III.3, no incluyen el efecto producido por el ruido de disparo.

En la sección III.3.3. se presenta un modelo completo basado en el de Pospieszalski, que incluye las fuentes de ruido i_g que modelan este efecto (ver figura 24).

Esta sección tiene como objetivo analizar la influencia del efecto producido por el ruido de disparo, además de evaluar los procesos de extracción de los coeficientes T_g y T_d (del modelo de Pospieszalski) y P , R y C (del modelo de Pucel) explicados en las secciones III.3.1.2 y III.3.2.2 respectivamente.

Se realizó un análisis en el programa MDS, arrojando los resultados mostrados en la figura 43 para un punto de polarización de $V_{ds}=1.3$ V e $I_{ds} = 19.2$ mA.

En este punto de polarización, con $I_{ds} = 19.2$ mA, la corriente de fuga I_g tiene un valor de $5 \mu\text{A}$, lo cual viene a ser considerable en el comportamiento del ruido a bajas frecuencias (menores a 10 GHz).

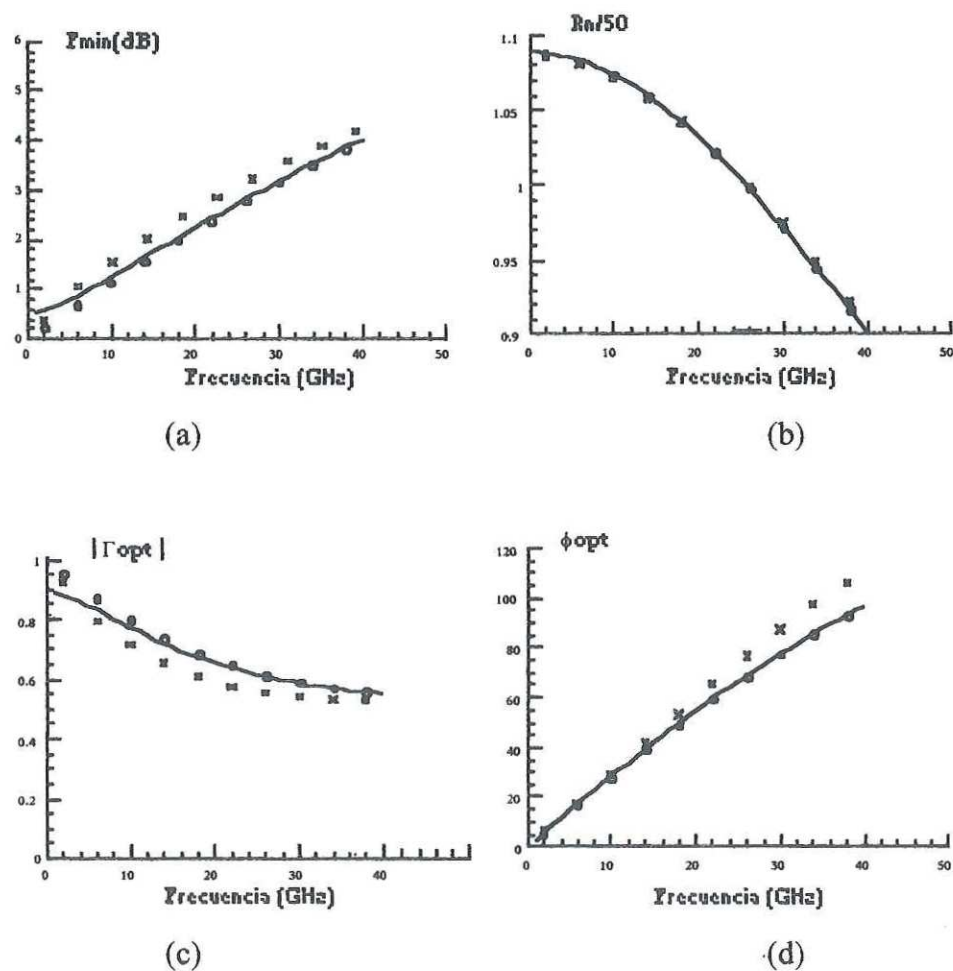


Figura 43. Comparación del modelo completo (-), el de Pospieszalski (o) y el de Pucel (x), para la obtención de parámetros de ruido del transistor intrínseco.

En la figura 44a se observa la evolución del factor de ruido mínimo F_{min} . El modelo de ruido completo muestra los efectos de la fuente de ruido de disparo, dando un valor de F_{min} mayor que los otros dos en el intervalo de frecuencia mencionado anteriormente.

La magnitud del coeficiente de reflexión óptimo $|\Gamma_{opt}|$ se muestra en la figura 44b. Este parámetro muestra el resultado de la inclusión de las fuentes i_g en el circuito eléctrico equivalente del modelo de ruido completo a frecuencias menores a 10 GHz.

Si se desea observar con más claridad esta diferencia se recomienda tomar como punto de comparación el resultado mostrado por el modelo de Pospieszalski, marcado mediante círculos ("o"), y cotejarlo con el modelo completo en línea uniforme("-"), dado que la única diferencia entre ambos corresponde exactamente a las fuentes de ruido de disparo incluidas en este último.

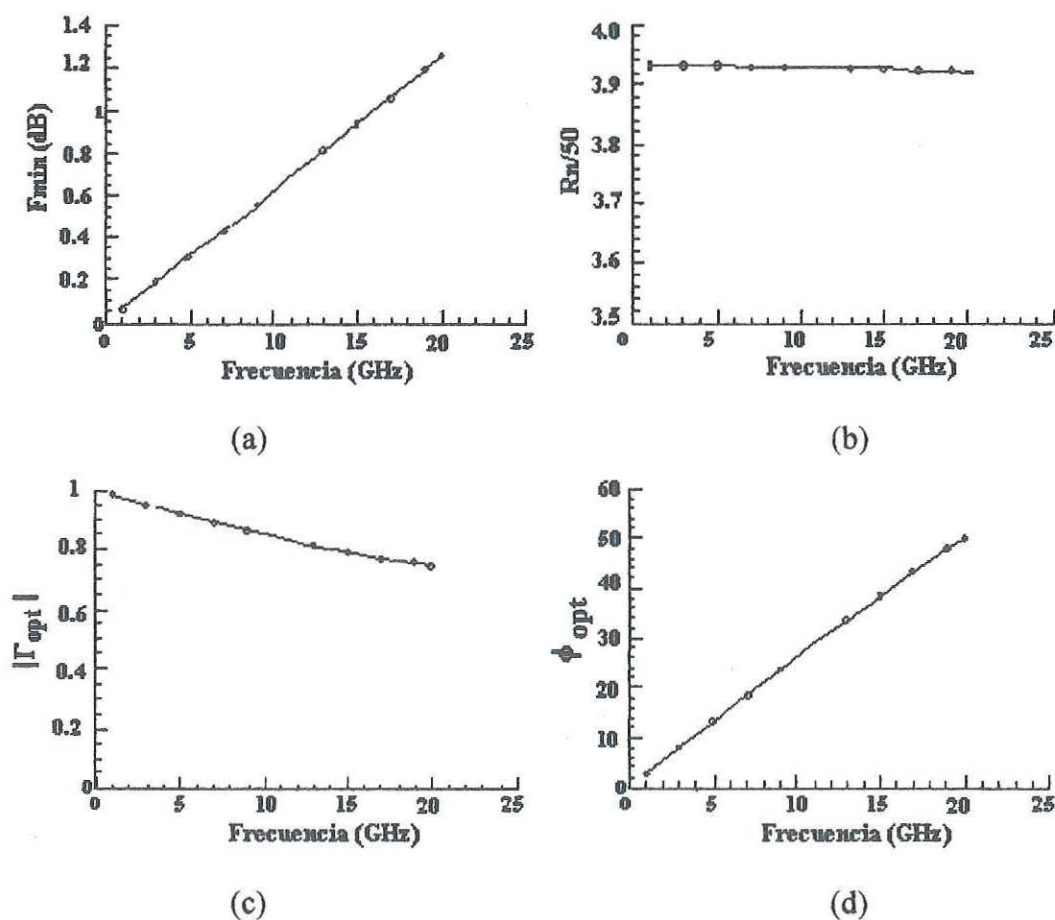


Figura 44. Parámetros de ruido del transistor intrínseco (método analítico vs. MDS).

En los puntos de polarización donde el ruido de disparo sobrepasa este valor de I_g las diferencias entre F_{min} y Γ_{opt} en bajas frecuencias se incrementan, dando como resultado

un valor considerable de ruido de disparo con respecto al ruido térmico producido por los elementos resistivos del circuito.

Se puede apreciar que el ruido de disparo no afecta a los parámetros R_n y ϕ_{opt} . Además se observa que este efecto se puede despreciar a frecuencias mayores a 10 GHz.

A frecuencias mayores a 20 GHz se observa una divergencia en la fase ϕ_{opt} obtenida por el método de Pucel con respecto al de Pospieszalski, mientras que el valor obtenido de R_n no presenta diferencias considerables.

Es necesario resaltar que resulta obvio que el modelo de Pospieszalski tenga un mejor seguimiento en altas frecuencias a este otro que se denomina "modelo completo", ya que éste último se basó en el modelo de Pospieszalski, como ya se había mencionado anteriormente.

Los resultados encontrados por el modelo de Pucel (1974) muestran un pequeño desfaseamiento con respecto a los otros dos. Esto se puede atribuir a que la metodología utilizada para la extracción de los parámetros P, R y C del modelo, no explote adecuadamente las fuentes de ruido del transistor intrínseco, teniendo necesidad de llevar a cabo un ajuste por medio de optimización.

IV.2.4.2 Extracción de los parámetros de ruido del transistor intrínseco a partir de la matriz de correlación .

Con el propósito de validar la metodología expuesta en la sección III.3.3.2 se llevaron a cabo dos simulaciones de ruido del circuito mostrado en la figura 25. La primera de éstas fue realizada por medio de un programa desarrollado en MATLAB basado en dicha técnica de análisis [Hudec, 1992]; Por otro lado se utilizó el paquete MDS [Anón., 1994] para la simulación de ruido de la misma figura.

Los elementos del circuito eléctrico equivalente fueron encontrados a un punto de polarización de $V_{ds} = 1.3$ V e $I_{ds} = 8.22$ mA, los cuales se enlistan en la tabla III. Los

resultados obtenidos en el MDS se compararon con los cálculos arrojados por el programa (ecuaciones (108) a la (110)).

Tabla V. Valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor intrínseco de la figura 25.

$C_{gs}=69$ fF	$G_{ds}=2.2$ mS
$R_{gd}=68$ ohms	$G_m=31.1$ mS
$R_f=6.79$ ohms	$C_{ds}=13.2$ fF

En la figura 44 se pueden apreciar los resultados obtenidos tanto por el método analítico programado en MATLAB como por el MDS.

Los parámetros extraídos por ambos análisis concuerdan satisfactoriamente. Se puede decir que la metodología utilizada resulta ser confiable y precisa si tomamos como referencia el sistema MDS.

IV.2.4.3 Resultados de la medición de los parámetros de ruido.

A continuación se muestran los resultados de la caracterización de ruido para el transistor CNRS21 mediante el método del IEF presentado en la sección IV.2.3, en el intervalo de frecuencia de 1 a 40 GHz, en dos condiciones de polarización.

Las figuras 45 y 46 muestran los parámetros de ruido medidos con un punto de polarización igual a: $I_{ds}=19$ mA e $I_{ds}=12$ mA, respectivamente, para $V_{ds}=1.3$ V.

La fase del coeficiente de reflexión óptimo ϕ_{opt} , mostrada en las figuras 45d y 46d es el primer parámetro en determinarse por el método, la cual resulta estar de acuerdo con la evolución esperada, es decir, muestra un crecimiento lineal con un inicio cercano a cero grados (en corriente directa), en ambos puntos de polarización.

En el proceso de extracción, se calcula a continuación la magnitud del coeficiente de reflexión $|\Gamma_{opt}|$, al hacerse iterar desde un valor mínimo de 0.1 a su máximo permisible

de 0.9. Éste es extraído cuando las funciones (110) y (112) se cruzan; por lo que una mala determinación de $|\Gamma_{opt}|$ recae directamente en el cálculo de la resistencia equivalente R_n .

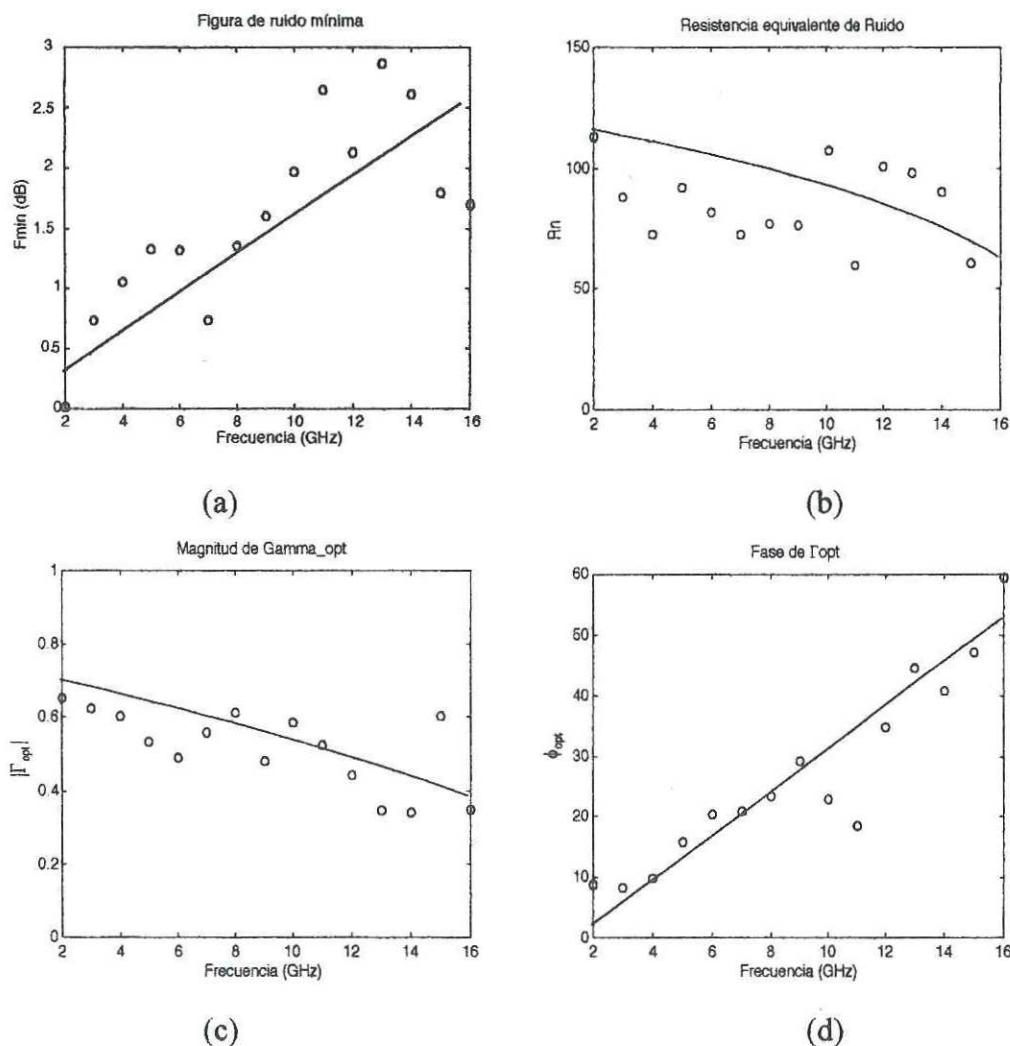


Figura 45. Obtención de los parámetros de ruido para $I_{ds} = 12$ mA, $V_{ds} = 1.3$ V.

En los resultados se puede apreciar la evolución obtenida en $|\Gamma_{opt}|$, la cual empieza en un valor cercano a 0.7, teniendo un comportamiento decreciente en la frecuencia, lo cual resulta ser normal.

La resistencia equivalente R_n , aunque muestra la tendencia esperada de disminuir en el intervalo de frecuencia de medición, resulta ser un poco dispersa. La razón es clara, este

parámetro es muy sensible a la determinación de $|\Gamma_{opt}|$, por lo que una pequeña variación de $|\Gamma_{opt}|$ de su valor real da como resultado un gran error en dicho parámetro.

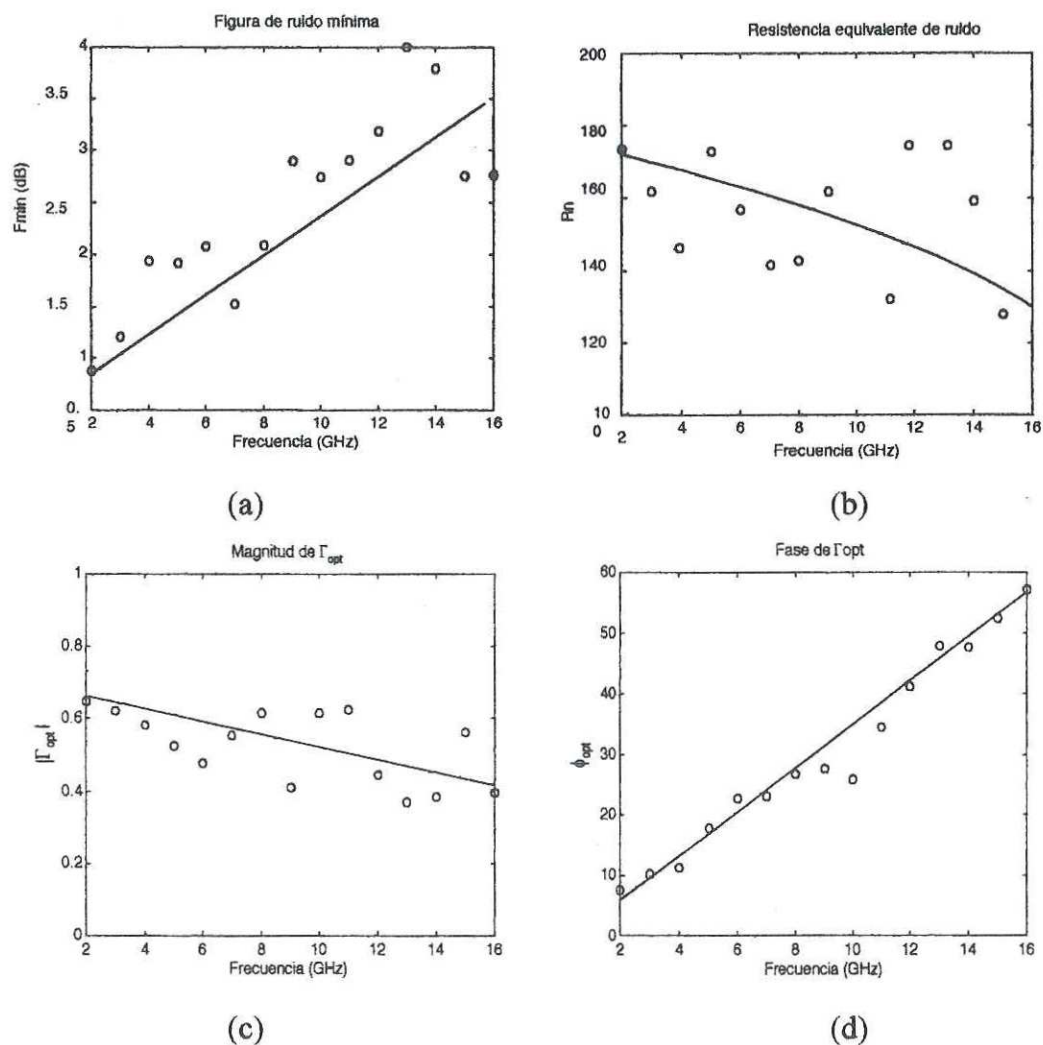


Figura 46. Obtención de los parámetros de ruido para $I_{ds} = 19$ mA, $V_{ds} = 1.3$ V.

Finalmente, el último parámetro a determinar es el factor de ruido mínimo F_{min} , el cual es dependiente de la determinación de los otros tres. En las figuras 45a y 46a se aprecia un aumento de F_{min} con respecto a la frecuencia.

También se puede notar en ambas figuras que un aumento tanto en la resistencia equivalente de ruido R_n como en el factor de ruido mínimo F_{min} resulta al aumentar la corriente I_{ds} .

IV.2.4.4 Comparación de la extracción de los parámetros de ruido por el método del IEF y el modelo de ruido completo.

En esta sección se presenta una comparación de los resultados de la extracción de los parámetros de ruido del transistor, medidos por medio del método del IEF (ver sección IV.2.3) y los extraídos con el análisis del modelo de ruido completo (sección III.3.3), a un punto de polarización de $V_{ds}=1.3$ V e $I_{ds} = 10$ mA.

Como se puede observar en la figura 47, estos primeros resultados extraídos mediante el método de medición de los parámetros de ruido del transistor y los arrojados por el modelo de ruido extrínseco, resultan ser alentadores aún con las diferencias que se aprecian con la evolución que muestra el modelo de ruido.

La fase del coeficiente de reflexión óptimo resulta ser fácil de obtener, por lo cual se muestra una gran concordancia en ambos métodos. Sin embargo, la diferencia existente en la magnitud del coeficiente de reflexión óptimo $|\Gamma_{opt}|$ da lugar a una extracción de la resistencia equivalente R_n que difieren por un factor cercano al 50 %. Aún así, se puede apreciar que la evolución de ambas es la de disminuir a medida que aumenta la frecuencia.

Como el último parámetro en calcularse es F_{min} , la diferencia en las extracciones anteriores tanto por el método de medición como por el modelo proporciona un resultado un tanto disperso pero cercano a los valores reales.

El proceso de caracterización a temperatura ambiente ha sido efectuado de manera completa. Se cuenta con los parámetros de dispersión, el comportamiento de ganancia, estabilidad y ruido, además del circuito eléctrico equivalente de pequeña señal.

Se continúa con el estudio del dispositivo a temperatura de 50° K y a los puntos de polarización establecidos, con la finalidad de realizar una comparación de los resultados, con el objetivo de apreciar los cambios generados al disminuir la temperatura.

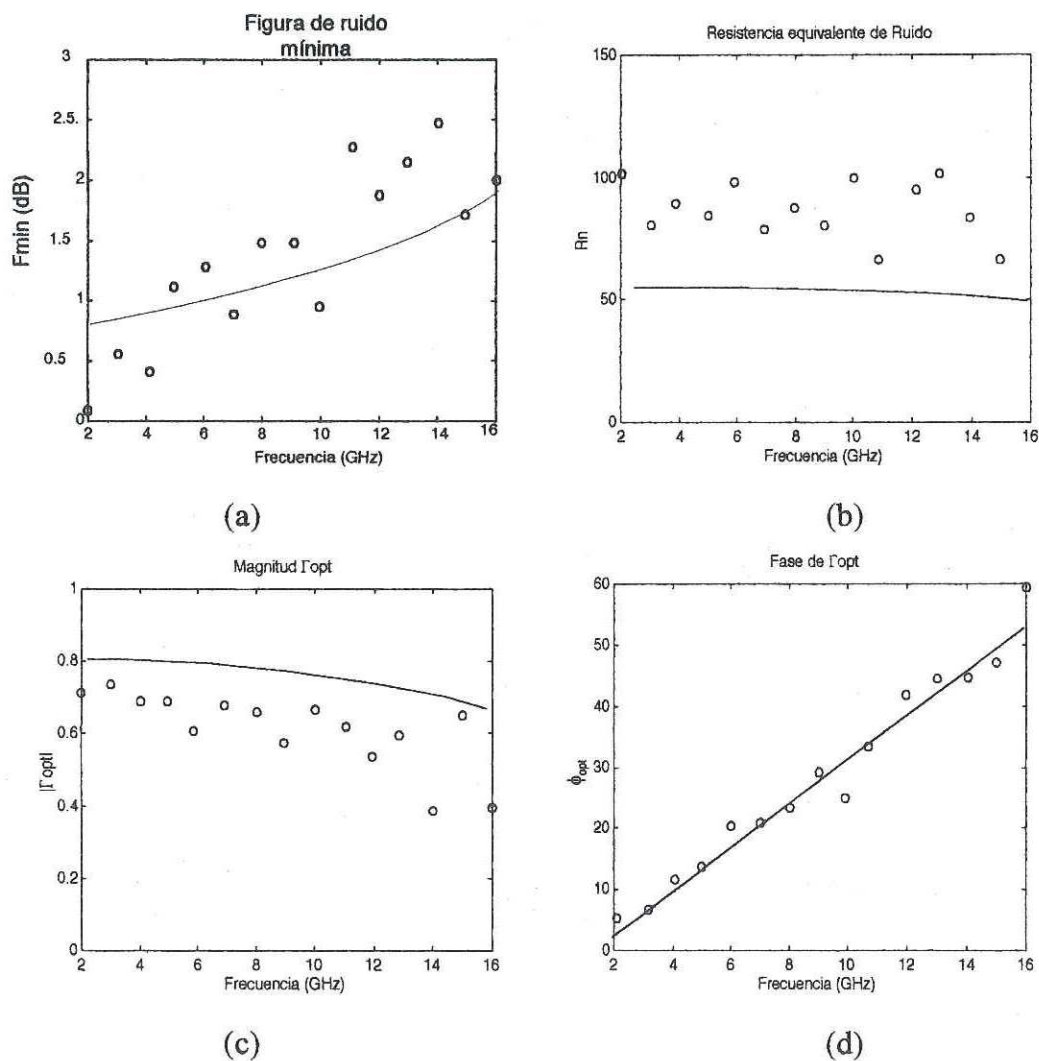


Figura 47. Comparación de resultados de los parámetros de ruido por medio de la extracción por el método IEF y el modelo de ruido completo.

IV.3 Caracterización a temperaturas criogénica.

La construcción de un amplificador de microondas que funcione a temperaturas criogénicas conlleva, en primer lugar, a ventajas en las características del dispositivo debido a las mejoras del comportamiento de los componentes que lo conforman, tanto en el aumento en ganancia como en la disminución en los niveles de ruido manejados.

En este capítulo se evaluará el mejoramiento de las características del transistor cuando se somete a una temperatura criogénica, en comparación con las obtenidas a temperatura ambiente.

IV.3.1 La estación criogénica.

La estación criogénica forma parte del banco de medición de usos múltiples presentado en la figura 38. Mediante esta se realiza la caracterización tanto de los parámetros de dispersión como de ruido a diferentes temperaturas.

Para llevar a cabo la caracterización el transistor en bajas temperaturas se montó la oblea en una placa en el interior del crióstato o cámara fría (ver figura 48), que fue concebido para un funcionamiento entre 10 y 300° K; éste funciona a un vacío (de 10^{-3} torr a 300° K) a fin de eliminar los problemas de transferencia térmica y de condensación sobre la muestra de medición.

Para las mediciones a temperaturas criogénicas el conjunto se enfría por circulación de helio (2) en una cámara refrigerada (4). La placa donde fue depositada la muestra se enfría por conducción térmica (1). Las puntas de prueba coplanares (3) son enfriadas por medio de conducción térmica de unas tiras trenzadas metálicas ligadas a un crióstato auxiliar lleno de nitrógeno líquido. Se presenta un gradiente térmico debido a la diferencia de temperaturas entre las puntas y el soporte del componente. Este gradiente térmico, una vez establecido, se mantiene igual durante todo el procedimiento de medición. Las puntas de prueba se guían por medio de brazos (6), protegidas con un fuelle (7), con la ayuda de

posicionadores XYZ (6 y 8), microcontroladas al exterior del crióstato. También se cuenta con un posicionador en Z (11) que facilita el desplazamiento en esta dirección.

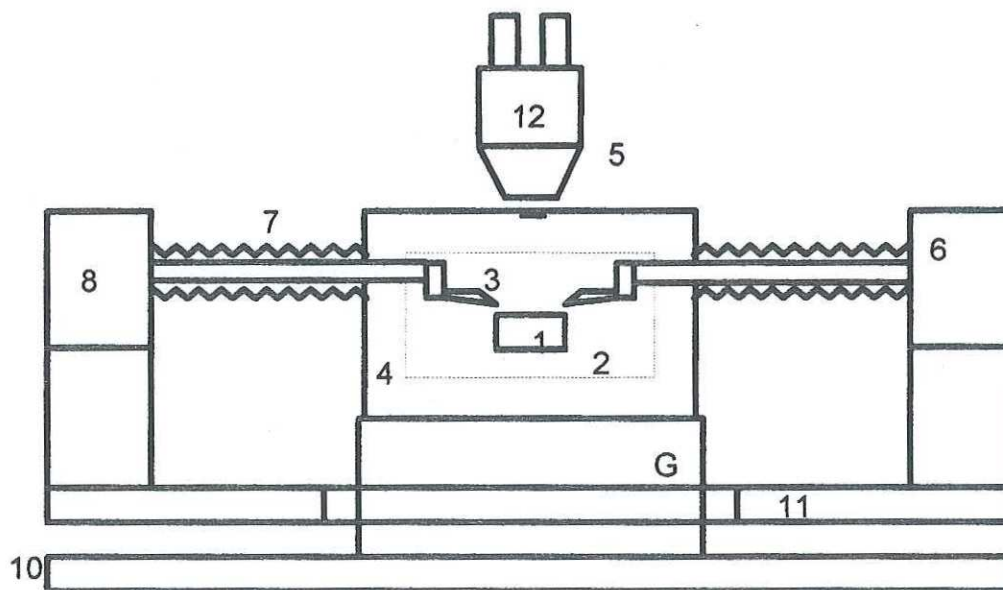


Figura 48. Esquema del crióstato utilizado en el banco de medición.

La estación cuenta de igual manera con una ventana óptica (5) que permite una visualización del posicionamiento de las puntas así como del dispositivo, observados con un microscopio (12).

IV.3.2 Método de caracterización de transistores en bajas temperaturas.

Hasta el momento, el método de extracción de los parámetros de ruido desarrollado en el IEF ha sido evaluado a temperatura ambiente, presentando un poco de dispersión en sus resultados. Sin embargo, el método pretende ser implementado posteriormente a bajas temperaturas, para lo cual debe ser modificado en dos niveles [Boutez, 1997]:

1) La potencia de ruido presentada a la entrada del transistor ya no será más T_o , sino T_m modificando el cálculo del factor de ruido global F_{TOT} , por lo tanto, 2) debe de

considerarse el gradiente de temperatura entre los planos (B)-(D) para el cálculo de F_{dut} , haciendo uso de la fórmula de Friis [Friis, 1944].

La potencia de ruido total recibida por el receptor es [Crozat *et al*, 1996b]:

$$P_B = \left[(T_{in} + T_{dut})G_{dut}G_{out} + T_{out}G_{out} + Tr \right] kBG_T \mu G_o \quad (114)$$

donde:

$T_{in} = T_a G_{in} + (1 - G_{in}) T_I$: ruido incidente en A.

$T_{out} = \frac{1 - G_{out}}{G_{out}} Tr$: temperatura de ruido (BD)

G_{in} : ganancia disponible entre C y A.

T_I : temperatura equivalente de (CA).

Tr : temperatura equivalente de (BD).

También para esto existe un método [Escotte *et al*, 1994] que permite caracterizar las líneas de acceso al DBP, considerando también que existe un gradiente de temperatura difícil de conocerse y por lo tanto difícil de determinar la contribución de ruido debido a las mismas. El método consiste en calcular por medio de álgebra matricial el efecto de ruido producido por dichas líneas, al ser medido el factor de ruido de un elemento del cual sea conocido su comportamiento en ruido.

IV.3.3 Medición de los parámetros S a temperaturas criogénicas.

En bajas temperaturas, como se mencionó anteriormente, es necesario tener en cuenta el control y estabilidad del gradiente de temperatura entre los dispositivos, ya que éste juega un papel importante en la medición de los parámetros del banco. Particularmente los gradientes de temperatura en los cables de acceso crean una variación de fase, donde la corrección de fase obtenida a 300° K puede alcanzar varios grados (entre 10 y 30 °) cuando la estación se enfría a 50° K, debido a la variación de las longitudes de los elementos en el interior del crióstato y al cambio en el dieléctrico.

Por lo tanto, si se desean mediciones precisas y repetitivas, es necesario realizar una calibración a la temperatura de trabajo, por lo que es necesario dejar estabilizar por al menos dos horas la temperatura del equipo de prueba. La calibración efectuada a bajas temperaturas es idéntica a aquella realizada en temperatura ambiente descrita en IV.1.2.

IV.3.4 Comparación de mediciones realizadas a temperatura ambiente y criogénica .

Es importante recalcar que el comportamiento de los FETs no se puede inferir del comportamiento a temperatura ambiente. De hecho, algunos dispositivos no son útiles en temperatura criogénicas por el comportamiento anormal que presentan en estos ámbitos, como el efecto de colapso presentado estudiado por [Katalisky y Kiehl, 1986], por lo tanto es necesario siempre llevar a cabo una caracterización completa para definir si las características deseadas son encontradas en el dispositivo bajo prueba.

De la figura 49 a la 61 se presenta una comparación del comportamiento del transistor en temperatura ambiente (300° K) y criogénica (50° K) en el intervalo de frecuencias de 1 a 40 GHz. En éstas se puede apreciar el mejoramiento en las características del transistor CNRS21 tanto en ganancia como en ruido. Es precisamente esta la ventaja de las hetero-estructuras, la cual se atribuye a su mejoramiento pronunciado de movilidad de electrones en bajas temperaturas [Brockhoff *et al*, 1989].

IV.3.4.1 Parámetros de dispersión.

En la figura 49 se muestran los parámetros S del PHEMT estudiado. Se nota un gran cambio en S_{11} debido al incremento de la capacitancia de entrada C_{gs} , así como a la disminución que experimenta S_{22} , provocada por los cambios sufridos por la conductancia G_{ds} y capacitancia de salida C_{ds} .

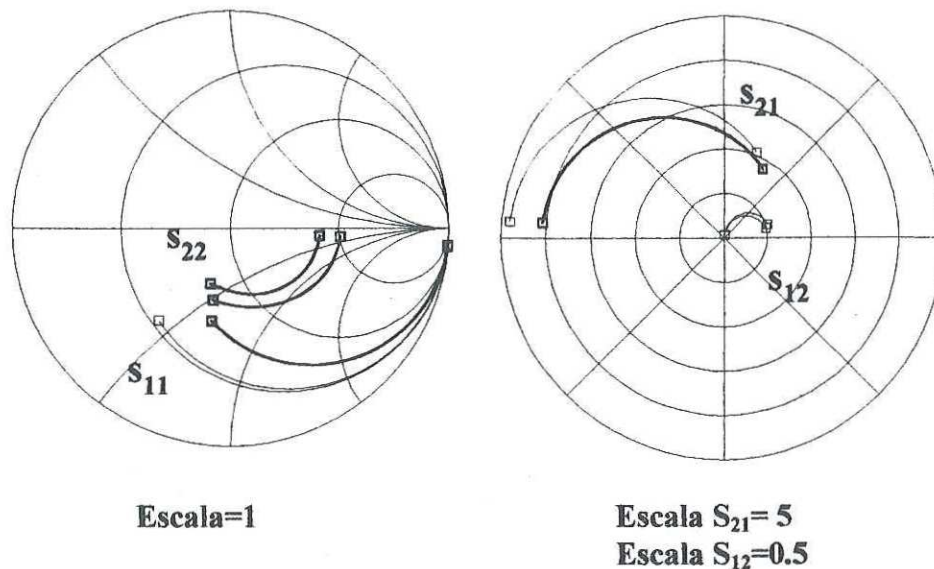


Figura 49. Comparación de los parámetros S a 300° y a 50° K.

Además se puede apreciar un incremento en $|S_{21}|$, lo cual indica un aumento en la ganancia del transistor. Esto se atribuye a un mejoramiento en la dinámica del electrón en el dispositivo, revelado por el incremento en la movilidad de campo bajo, lo que se traduce por el aumento de la transconductancia g_m al disminuir la temperatura [Belache *et al*, 91]. Por otro lado, en el parámetro S_{12} no se aprecian cambios considerables.

Al obtener un $|S_{22}|$ menor y un $|S_{21}|$ mayor, se provee un mejor acoplamiento a la salida y un mayor producto ganancia-ancho de banda [Duh G. *et al*, 1988].

IV.3.4.2 Criterios de ganancia.

Como se mencionó anteriormente, el incremento en la ganancia puede ser relacionada al mejoramiento de la movilidad y dinámica de los portadores cuando decrece la temperatura. Se puede observar en la figura 51 un aumento en la G_{max} hasta de un 40% a 1 GHz y hasta de un 10 % a 10 GHz. Esta cualidad es posible apreciarla de igual manera en la figura 50, que muestra como se incrementa la magnitud de S_{21} (en dB) cuando la

temperatura se disminuye, siendo esto un punto favorable para su utilización en el diseño de amplificadores que operan a temperaturas criogénicas [Pospieszalski *et al*, 1988].

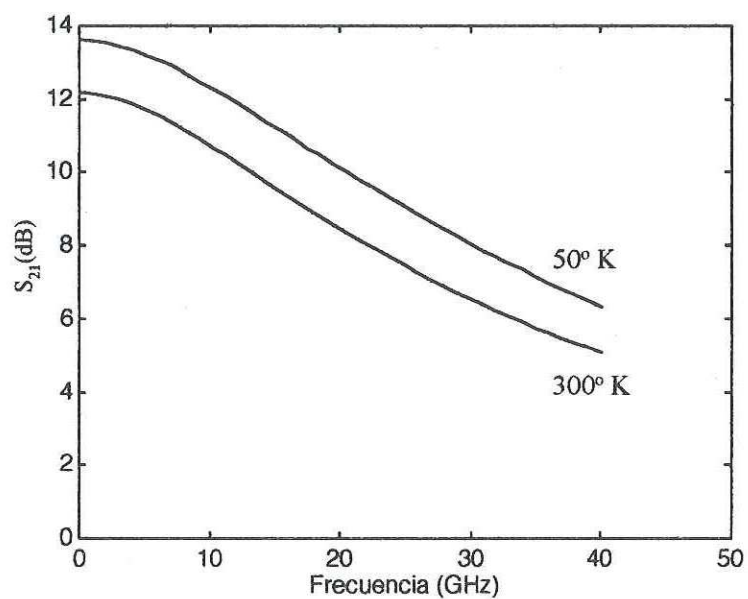


Figura 50. Comparación de S_{21} (dB) a 300° K y a 50° K.

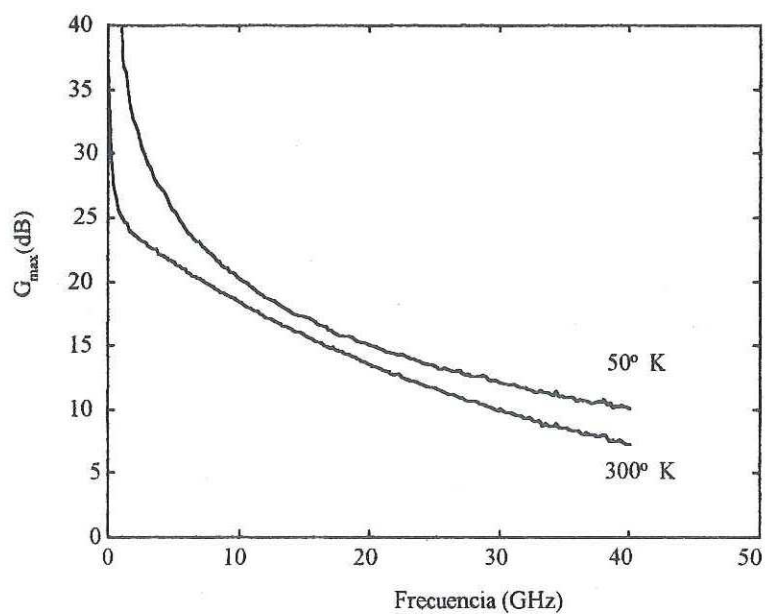


Figura 51. Comparación de G_{max} a 300° K y a 50° K.

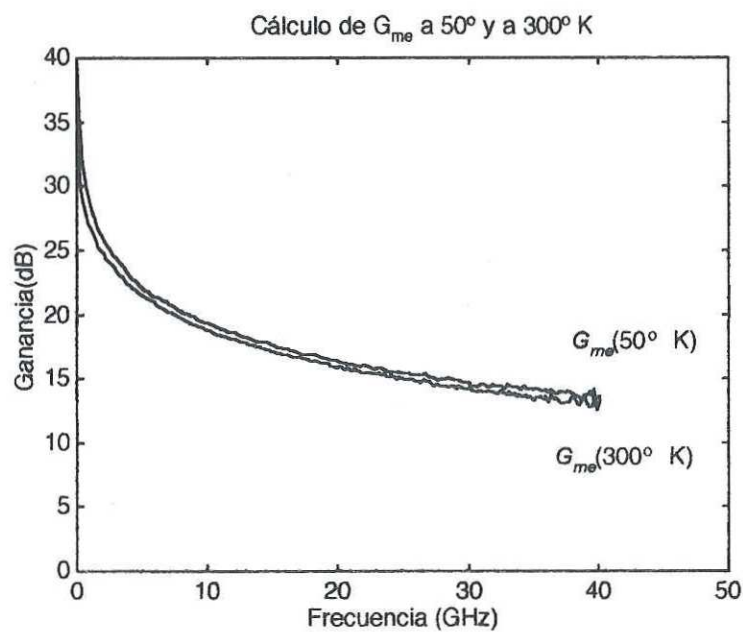


Figura 52. Comparación de G_{me} a 300° K y a 50° K.

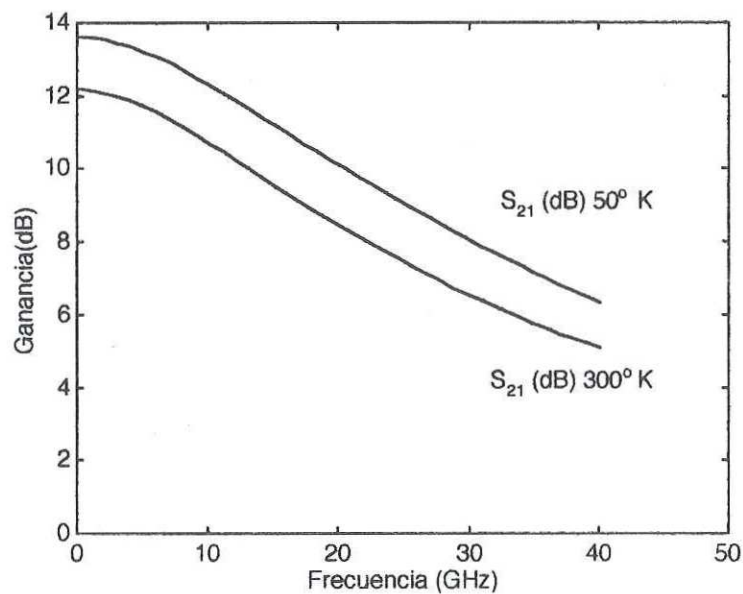


Figura 53. Comparación de S_{21} (dB) a 300° K y a 50° K.

IV.3.4.3 Factores de estabilidad.

Otro punto importante a considerar para el diseño de amplificadores es la estabilidad de los dispositivos activos, como se puede apreciar de la figura 54 a la 57, donde se muestran los factores de estabilidad K , Δ y μ , así como los círculos de estabilidad a la entrada y a la salida para ambas temperaturas. De acuerdo con el factor K , el transistor es más inestable a bajas temperaturas en frecuencias bajas; sin embargo, a una frecuencia aproximadamente de 9 GHz, el transistor llega a su estado incondicionalmente estable, mientras que a 300° K lo hace hasta a 20 GHz aproximadamente. Es importante resaltar el hecho de que a frecuencias elevadas se vuelve más estable debido a la disminución en su ganancia.

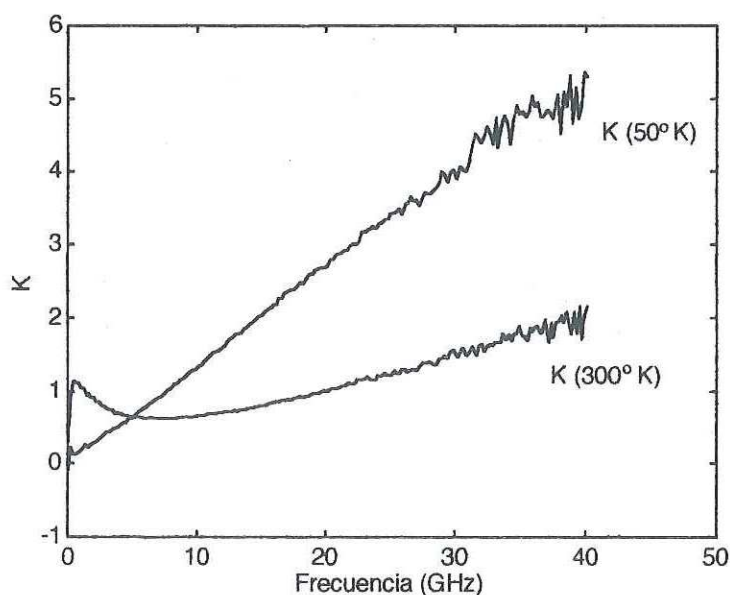
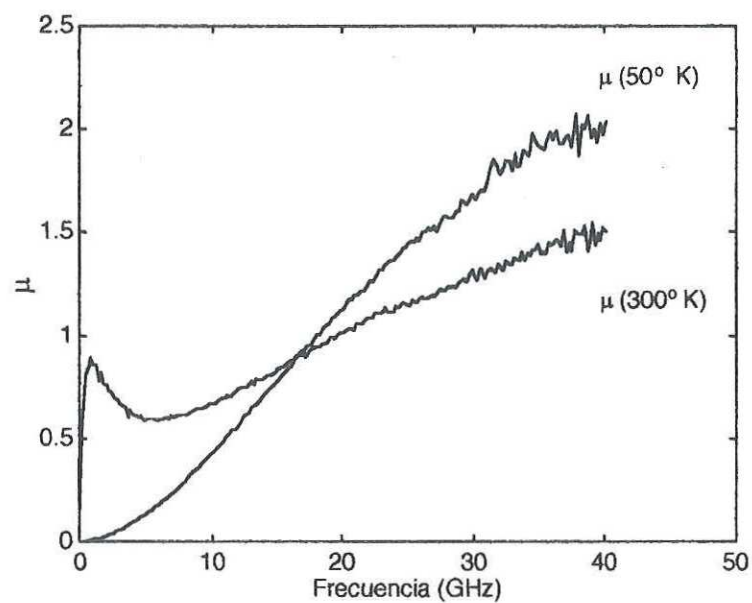
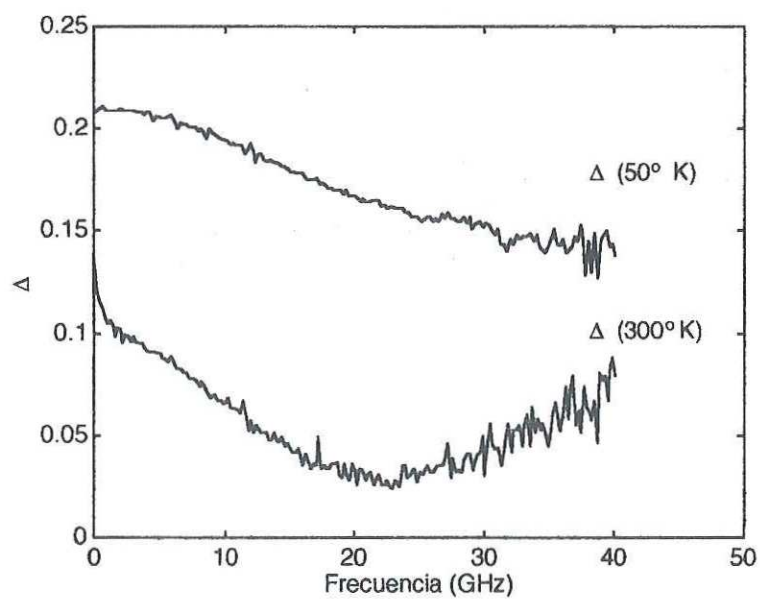


Figura 54. El factor K a 300° K y a 50° K.

Figura 55. Factor μ a 300° K y a 50° KFigura 56. Factor Δ a las temperaturas de 300° K y a 50° K.

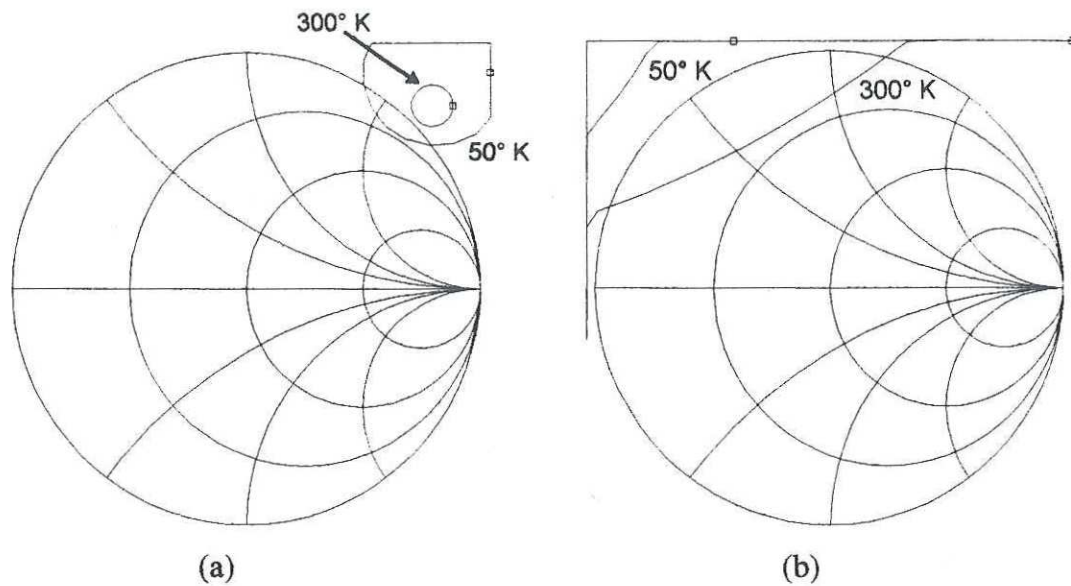


Figura 57. Círculos de estabilidad de entrada (a) y salida (b) a 300° K y a 50° K a la frecuencia de 10 Ghz.

Los círculos de estabilidad de la figura 57 indican las zonas inestables en ambas temperaturas, tanto en la fuente como en la carga. Se puede apreciar que la zona de estabilidad condicional en la entrada es más pronunciada para bajas temperaturas, siendo el caso contrario en la carga. Este punto es importante en los métodos de medición de ruido, ya que se debe cuidar de no escoger un coeficiente de reflexión que este dentro de alguna de estas zonas, lo que puede proporcionar resultados inciertos debido a la tendencia a oscilar que presenta el transistor en estas condiciones.

IV.3.4.4 Parámetros de ruido obtenidos a través del método analítico.

Por último, se presentan los resultados obtenidos de los parámetros de ruido del transistor, los cuales fueron extraídos mediante un programa computacional escrito en MATLAB, basado en el proceso de asociación de la influencia de ruido de los elementos del circuito eléctrico de pequeña señal explicado en la sección III.3.3.

Los valores de los componentes del circuito eléctrico se calcularon de la misma manera que se hizo a temperatura ambiente, según explicado en la sección IV.1.2.

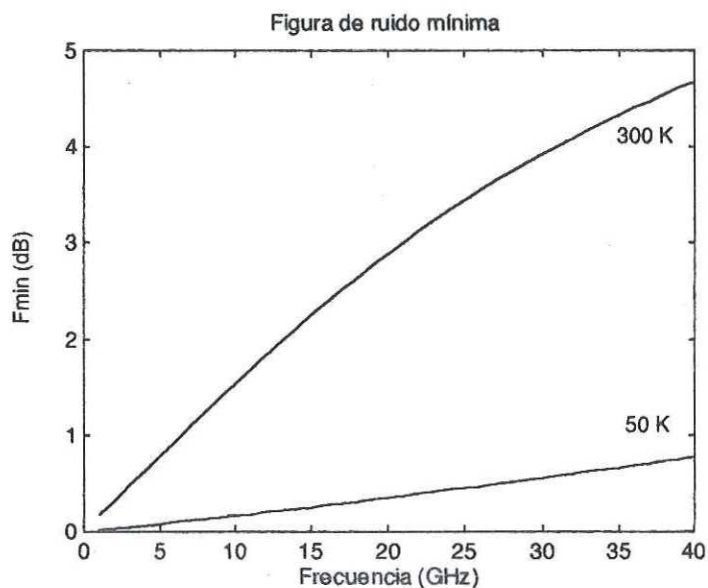


Figura 58. Factor de ruido mínimo F_{min} para diferentes temperaturas (300° K y 50° K).

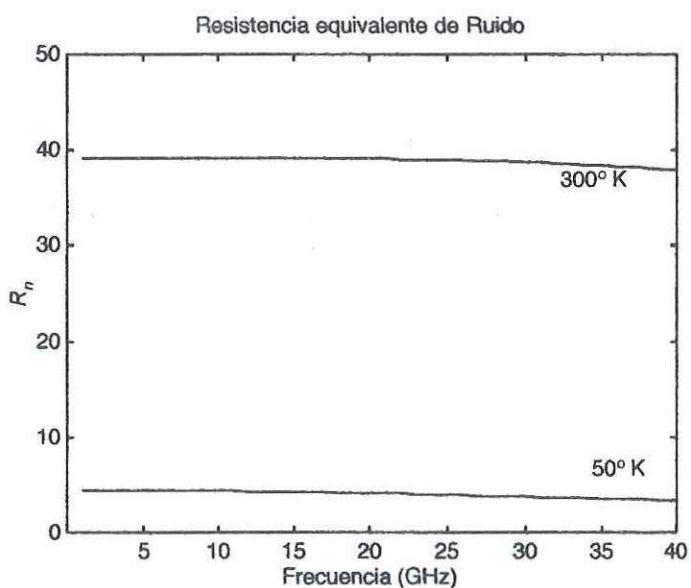


Figura 59. Comportamiento de la resistencia equivalente de ruido para diferentes temperaturas.

A temperatura ambiente las fuentes de ruido térmico producidas por los elementos resistivos del dispositivo dominan en el comportamiento de ruido de los TEC, los cuales al ser enfriados producen una reducción considerable del factor de ruido, como se puede apreciar en la figura 58 [Liechti y Larrick, 1976].

Otro factor que influye en esta reducción es la disminución de los valores de las resistencias de acceso debido al mejoramiento de la movilidad de portadores de campo bajo en el dispositivo [Belache *et al*, 91].

Como se observa en la figura 58, a temperatura ambiente se obtiene una figura mínima de ruido F_{min} de 4.5 dB a 40 GHz, mientras que a 50° K dicho valor disminuye hasta 0.8 dB. Además, en la figura 59 se puede apreciar una disminución considerable de la resistencia equivalente de ruido R_n , desde un valor de 38 a 4 Ω , tal y como se esperaba de acuerdo con resultados previos encontrados en la literatura [Chao *et al*, 1987].

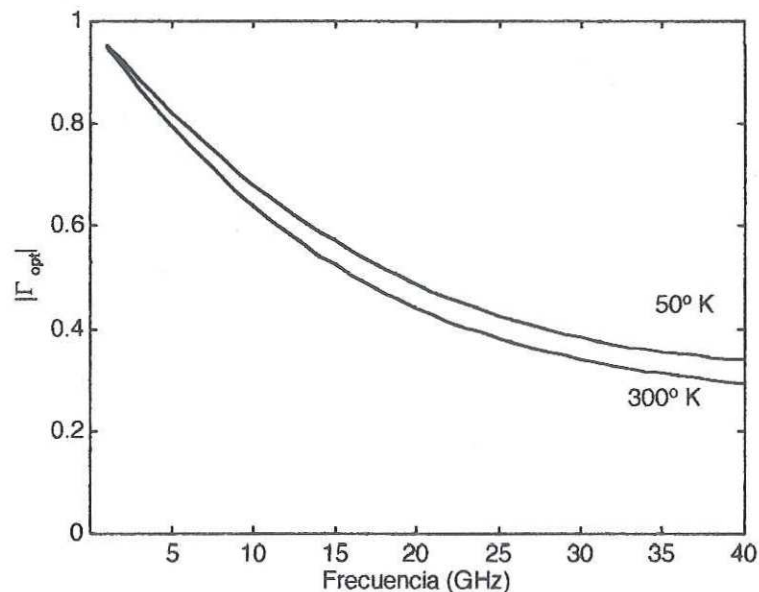


Figura 60. Comportamiento de $|\Gamma_{opt}|$ a 300° K y a 50° K

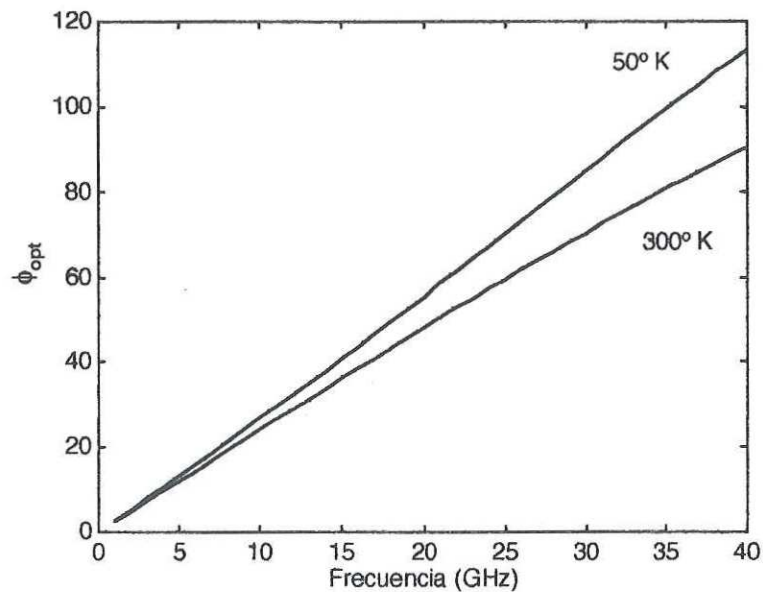


Figura 61. Comportamiento de ϕ_{opt} a 300° K y a 50° K.

En las figuras 60 y 61 se puede observar la evolución presentada por Γ_{opt} y ϕ_{opt} para diferentes temperaturas. Se ve que Γ_{opt} experimenta una disminución en la magnitud, mientras que la fase tiende a ser más pronunciada conforme aumenta la frecuencia.

Se puede apreciar en el análisis de los resultados anteriores una mejoría mostrada por el comportamiento del transistor PHEMT a una temperatura de 50° K con respecto a la temperatura ambiente, obteniéndose un dispositivo con mayor ganancia, menor ruido y mayor estabilidad. Esto resulta ser relevante considerando las ventajas que se obtienen en los dispositivos amplificadores de bajo ruido utilizados en los sistemas de radioastronomía y sistemas de comunicación via satélite.

V CONCLUSIONES.

V.1 Análisis de resultados y discusión.

El presente trabajo de tesis ha permitido llevar a cabo la caracterización del transistor pseudomórfico de alta movilidad electrónica (PHEMT) a temperaturas ambiente (300°K) y criogénica (50°K).

Mediante la utilización de un banco de medición completo se realizaron las mediciones de los parámetros de dispersión y de ruido del transistor, haciendo un estudio de su evolución. De igual manera, a partir de la información de los parámetros S obtenidos, se efectuaron los cálculos de ganancia y estabilidad del dispositivo, analizando la influencia de la temperatura en el comportamiento de dichos parámetros, encontrándose resultados positivos en la evolución del dispositivo.

Empleando una metodología y un banco de medición pertenecientes al Instituto de Electrónica Fundamental (IEF) de la Universidad de París Sud, el cual permite la extracción de los parámetros S en un intervalo de temperatura de 10° a 300°K , se llevo a cabo la caracterización de los parámetros de ruido del transistor. Dicha técnica está actualmente en proceso de depuración.

Con el propósito de validar la extracción del método propuesto por el IEF tanto a temperaturas ambiente como criogénica, se presentan resultados que describen el comportamiento en ganancia, estabilidad y ruido de los dispositivos caracterizados, así como comentarios importantes relacionados con la comparación de los diferentes modelos de ruido.

A través de un análisis a diferentes modelos de ruido, se seleccionaron los modelos de Pospieszalski (1989), por la simplicidad que ofrece en la determinación de sus coeficientes y el de Pucel (1974), por ser el modelo más completo, ya que su análisis parte de las consideraciones físicas del dispositivo como son: condiciones de polarización, y

factores geométricos y físicos de su construcción. Sin embargo, en este trabajo se utilizó en ambos modelos el cálculo de dichos coeficientes explotando la información del circuito eléctrico equivalente de pequeña señal.

El circuito eléctrico equivalente de pequeña señal fue utilizado tanto para el modelado de los parámetros S como para la obtención de los parámetros de ruido de manera analítica por el procedimiento de análisis de ruido de Hudec [Hudec, 1992]. Dicho circuito fue determinado por medio de un programa desarrollado en el IEF [Aniel et al, 1997], basado en la técnica de Dambrine (1988), efectuando ciertas modificaciones.

De igual forma se realizó un programa en MATLAB que agrupa el análisis de ruido efectuado al circuito eléctrico del PHEMT, del cual se obtuvieron resultados satisfactorios al ser comparados con aquellos obtenidos con el paquete MDS.

V.2 Aportaciones del trabajo realizado.

Las principales aportaciones del trabajo realizado son las siguientes:

1. La realización de una metodología sistemática implementada en MATLAB para efectuar la extracción de los parámetros de ruido del transistor PHEMT a diferentes temperaturas, mediante la utilización de su circuito eléctrico equivalente de pequeña señal y de los modelos de ruido estudiados y evaluados.
2. Se logró realizar la caracterización dinámica del PHEMT sobre GaAs, obteniéndose el circuito eléctrico equivalente, además del comportamiento de ganancia, estabilidad y ruido en función de la temperatura para dispositivos en oblea.
3. Se participó en la implementación del método propuesto por el IEF para la extracción de los parámetros de ruido del transistor, que no requiere sintonizadores en el banco de medición de ruido.
4. Se presentaron los diferentes bancos de medición utilizados en el desarrollo de este proyecto, tanto a temperatura ambiente como a temperaturas criogénicas para la caracterización de los parámetros de dispersión y de ruido de transistores de microondas y ondas milimétricas.

5. El estudio y utilización de los modelos de ruido fue un tema muy explotado en este proyecto, el cual tuvo como propósito principal la comparación de los resultados de ruido obtenidos mediante el método anteriormente mencionado, además de indicarnos la evolución del comportamiento de los parámetros de ruido en temperaturas criogénicas.
6. Como consecuencia, en el desarrollo de este trabajo se participó en dos publicaciones relacionadas con: 1) la dependencia frecuencial del factor de ruido del DBP cuando se le presentan a la entrada estándares conocidos, presentado en la Décima Jornada Nacional de Microondas en mayo de este año en Saint Malo, Francia [Danelon *et al*, 1997], y 2) con el análisis en alta frecuencia del transistor HEMT InP vs temperatura, presentado en ESSDERC '97, en septiembre de 1997, en Stuttgart [Aniel *et al*, 1997].

V.3 Recomendaciones.

A continuación se hacen algunas recomendaciones a los interesados en continuar con el análisis del comportamiento del transistor utilizando las técnicas aquí descritas:

1. Los modelos de ruido de Pucel (1974) y de Pospieszalski (1988) sólo toman en cuenta el ruido térmico producido por los elementos resistivos del dispositivo así como el ruido de difusión en el canal, sin embargo desprecian las fuentes de ruido generadas por la corriente de fuga de la compuerta, es decir el ruido de disparo. Por lo que si se utiliza alguno de estos dos modelos en el análisis de ruido del transistor y se tiene una corriente de fuga $I_g > 2\mu\text{A}$ es necesario incluirse este efecto en el modelo de ruido, como se explica en la sección III.3.
2. En el modelo de ruido de Pospieszalski [Pospieszalski, 1988], la temperatura equivalente de ruido de entrada T_g se puede aproximar a la temperatura ambiente, dado que las diferencias obtenidas en los análisis realizados cuando T_g es calculada por la relación (45) son despreciables.
3. Un punto muy importante a resaltar es la fuerte influencia que tiene la determinación de las resistencias de acceso en la extracción de los valores de los elementos del dispositivo intrínseco, por lo que se recomienda utilizar un método eficaz.

4. El programa realizado en MATLAB para el cálculo de los cuatro parámetros de ruido a partir del circuito eléctrico equivalente de pequeña señal está restringido a la topología del PHEMT presentado en la sección III.2 de este trabajo. Se recomienda implementar rutinas que permitan incluir otras configuraciones de circuito eléctrico equivalente de los transistores de efecto de campo, haciendo de éste un programa más completo.
5. El programa desarrollado puede añadirse al que se encarga de la medición de los parámetros de dispersión, así como al utilizado para la extracción de los elementos del circuito eléctrico equivalente de pequeña señal, obteniéndose un programa completo para la caracterización automática tanto de los parámetros de ruido como de los de dispersión.
6. Si se implementa el método de extracción propuesto por el IEF se recomienda cuidar que los coeficientes de reflexión presentados a la entrada del DBP no caigan en las zonas inestables de los círculo de estabilidad, ya que esto puede provocar oscilaciones en el dispositivo, generando resultados dispersos y no repetitivos.

LITERATURA CITADA.

- Anónimo 1994. "HP 8510B Microwave and RF Design Systems: Designer's Task Reference". Manual de referencia.
- Ali F., A. Gupta 1989. "HEMT's and HBT's : devices, fabrication, and circuits". Artech House, Inc. Norwood, MA, pp 372.
- Anholt R. and S. Stanley 1992. "Experimental Investigation of the Temperature Dependence of GaAs FET Equivalent Circuits". IEEE Transactions of Electron Devices. 39 (9) : pp 2029-2035.
- Aniel F. 1995, "Les transistors à effet de champ à hétérojonction sur GaAs et grille ultra - courte aux basses températures: Evolution des propriétés électriques et physiques". Tesis de doctorado, Universidad de Paris XI.
- Aniel F., N. Zerounian, A. Almeyda, V. Danelon, G. Vernet, P. Crozat, R. Adde, J-C. Harmand, C. Ladner 1997. "High Frequency Analysis of InP Transistors versus Temperature". ESSDERC'97, septiembre 1997, Stuttgart.
- Belache A., A. Vanoverschelde, G. Salmer, and M. Wolny 1991. "Experimental Analysis of HEMT Behavior Under low-Temperature Conditions". IEEE Transactions on Electron Devices, 38 (1): pp 3 - 13.
- Berroth M. and R. Bosch 1990. "Broad-Band Determination of the FET Small-Signal Equivalent Circuit". IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques. 38(7): pp 891 - 895.
- Brockhoff W., H. Meschede, W. Prost, K. Heime, G. Weimann and W. Schlap 1989. "Measurements and Characterization of Heterostructure Field-Effect Transistors at Low Temperatures". IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, 37(9): pp 1380 - 1387.
- Buckingham M. J. 1985. "Noise in Electronics Devices and Systems". John Wiley & Sons. New York. pp 372.
- Boudiaf A. 1993. "Développement d' un banc automatique de mesure des paramètres de bruit en hyperfréquence, Caractérisation et Modélisation en bruit de transistors à effet de champ III-V". Université de Paris-Sud. Tesis de doctorado.

LITERATURA CITADA (Continuación)

- Boutez C. 1997. "Amplificateurs Cryogeniques Faible Bruit à Base de transistors A Heterojonction Pour Applications Spatiales.". Université de Paris-Sud. Tesis de doctorado.
- Cappy A. 1988. "Noise Modeling and Measurement Techniques". MTT 36 (1) : pp 1-10.
- Carson R. S. 1982. "High-Frequency amplifiers". John Wiley & sons. New York. pp 291.
- Chao P.C., C. Tiberio, K. Duh, P. Smith, J. Ballingall, L. Lester, B. Lee, A. Jabra and G. Gifford 1987. "0.1 μm Gate-Length Pseudomorphic HEMT's". IEEE Electron Device Letters. 8 (10): pp. 489 -491.
- Chao P.C., M. S. Shur, R. C. Tiberio, G. Duh, P. Smith, J. M. Ballingall, P. Ho and A. Jabra 1989. "DC and Microwave Characteristics of Sub-0.1 μm Gate-Length Planar-Doped Pseudomorphic HEMT's". IEEE Transactions on Electron Devices. 36(3): pp 461 - 472.
- Chao P.C., Alan Swanson, April Brown, Umesh Mishra, Fazal Ali y Cindy Yuen. 1991. "HEMT's Devices and Circuits Applications. En: F. Ali, A. Gupta. HEMT's and HBT's: devices, fabrication, and circuits. Artech House". Inc. Norwood. MA. pp 77-190.
- Crozat P., J.C Henaux, G. Vernet 1991. "Precise determination of open circuit capacitance of coplanar probes for on-wafer automatic network analyser measurement". Electronic Letters. 27(16).
- Crozat P., C. Boutez, M. Chaubet, V. Danelon, A. Sylvestre and G. Vernet 1996a. "50 ohms noise measurements with full receiver calibration without tuner". Electronics Letters. 32(3): pp 261-262.
- Crozat P., C. Boutez, G. Vernet 1996b. "Caractérisation en bruit de transistors en environnement cryogénique". Rapport d'etude IEF-Universite de Paris-Sud Orsay.
- Danelon V., 1995. "Etude de transistors HEMT's sur substrat InP à Grille Ultra-Courtes". DEA Microélectronique, Université Paris-Sud. Rapport de stage.
- Danelon V., P. Crozat, C. Boutez, A. Almeyda et G. Vernet 1997. "Nouvelle méthode de mesure de bruit HF composants actifs basée sur la dependance fréquentielle du facteur de bruit". 10èmes Journées nationales Micro-ondes, Mai 1997, Saint Malo.

LITERATURA CITADA (Continuación)

- Dambrine G., A. Cappy, F. Heliodore and E. Playez 1988. "A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 36(7): pp 1151-1159.
- Dambrine G., H. Happy, F. Danneville, and A. Cappy 1993. A new method for On Wafer Noise Measurement. *IEEE Trans. On Microwave and Techniques.* 41(3): pp 375-381.
- Das M. B., 1991. "HEMT Device Physics and Models En: F. Ali, A. Gupta. HEMT's and HBT's : devices, fabrication, and circuits". Artech House. Inc. Norwood, MA. pp 11-75.
- Duh G., M.W. Pospieszalski, P. Ho, P. Chao, P. Smith, J. Ballingall and S. Weinreb 1988. "Ultra-Low-Noise Cryogenic High-Electron-Mobility Transistors". *IEEE Transactions On Electron Devices.* 35(3): pp 249 -255.
- Escotte L., F. Séjalon and J. Grafeuil 1994. "Noise Parameter measurement of Microwave Transistors at Cryogenic Temperature". *IEEE Transactions on Instrumentation and Meausurement".* 43(4): pp 536-543.
- Friis H. T. 1944, "Noise Figures of Radio Receivers". *Proc. of the IRE.* 32: pp 419-422.
- Froelich R. 1986. "Measurement of GaAs FET Noise Parameters". Watkins-Johnson Company Tech-notes.
- Fukui H. 1979a. "Optimal noise figure of microwave GaAs MESFETs". *IEEE Trans. On Eletron Devices.* 13(2): pp 1032-1037.
- Fukui H. 1979b. " Desing of Microwave GaAs MESFETs for Broad-Band Low-Noise Amplifiers". *IEEE Trans. on Microwave Theory an Techniques.* 27(7): pp 643-650.
- Gasquet D., F. Barberousse, M. de Murcia, W. de Raedt and C. Claeys 1995. "Determination of PHEMT's Microwave Noise Parameters Only by Means of the Small-Signal Equivalent Circuit and Experimental Comparisons". *Journal of Phys. III. France* 5(1995): pp 495-507.
- Ha, Tri T. 1981. "Solid-State Microwave Amplifier Design". John Wiley & Sons, Inc. Primera edición. New York. pp 326.
- Haus H. A. *et al* 1959. "IRE Standards on Methods of Measuring Noise in Linear Twoports". *Proceedings of the IRE.* pp 60-68.

LITERATURA CITADA (Continuación)

- Haus H.A. *et al* 1960. "Representation of Noise in Linear Twoports". Proceedings of the IRE, 48: pp 690-691.
- Han J. H. and K. Lee 1996. " A New Extraction Method for Noise Sources and Correlation Coefficient in MESFET". IEEE MTT. 44(3): pp 487-490.
- Hillbrand H. and P. Russer 1976. "An Efficient Method for Computer Aided Noise Analysis of Linear Amplifier Networks". IEEE Transactions on Circuits and Systems, 23(4).
- Hudec P. 1992. "Procedures for Exact Noise Analysis". Microwave Journal. September 1992: pp 162-170.
- Hughes B. 1992. "A Temperature Noise Model for Extrinsic FETs". IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques". 40(9): pp 1821-1833.
- Katalsky A. and R. Kiehl 1986. "On the Low-Temperature Degradation of (AlGa)As/GaAs Modulation-doped Field-Effect Transistors". IEEE Transactions on Electron Devices. 33(3): pp 414-423.
- Lane R.Q. 1960. "The determination of device noise parameters", Proc. IRE. 48: pp 60-68.
- Lange J. 1967. "Noise Characterization of linear two-ports in terms of invariant parameters". IEEE J. Solid-State Circuits. 2: pp 37-40.
- Lardizabal S. M., L. Dunleavy, W. Yau and S. Bar 1994. "Experimental Investigation of the Temperature Dependence of PHEMT Noise parameters". 1994 IEEE MTT-Digest. pp 845-847.
- Lardizabal S. M., A. S. Fernandez, and L. P. Dunleavy 1996a. "Temperature-Dependent Modeling of Gallium Arsenide MESFET's". IEEE Transactions On Microwave Theory an Techniques. 44(3).
- Lardizabal S. M., P. Lawrence, L. P. Dunleavy and A. Boudiaf 1996b. "New Aspects concerning the Bias and Temperature Dependence of Intrinsic Noise Generator in Extracte FET Models". 1996 IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques Digest. pp 1325 - 1328.
- Liechti C. and R. Larrick 1976. "Performances of GaAs MESFETs at Low Temperatures". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 24(6): pp 376-381.

LITERATURA CITADA (Continuación)

- Maya M. del C., J. de J. Ibarra y A. Reynoso 1997. "Estudio comparativo entre Diferentes Técnicas de Extracción de los Parámetros de Ruido del TEC GaAs". CIE 1997.
- Medina J.L. 1996. Impartido en el curso de "Caracterización de circuitos y componentes de microondas". CICESE 1996.
- Meierer R and R. Tsironis 1995. "An On-Wafer noise Parameter Measurement Technique with Automatic Receiver Calibration". *Microwave Journal*. 3: pp 22 - 37.
- Motchenbacher F. & F. C. Fitchen 1973. "Low-Noise Electronic Design". John Wiley & Sons. New York. pp 358.
- Plana R., L. Escotte, O. Llopis, H. Amine, T. Parra, M. Gayral and J. Graffeuil. 1993. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 40(5): pp 852-858.
- Pengelly R. S. 1984. "Microwave Field Effect Transistors - Theory, Design and Applications". Research Studies Press. Primera Edición. Chinchester. pp 470.
- Pospieszalski M. W., S. Weinreb, R. D. Norrod 1988. "FET's and HEMT's at Cryogenic Temperatures - Their Porperties and Use in Low-Noise Amplifiers". *IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques*. 36(3): pp 552- 60.
- Pospieszalski. M. W. 1989. "Modeling of Noise Parameters of Mesfet's and Modfet's and Their Frequency and Temperature Dependence". *IEEE Transactions On Microwaver Theory and Techniques*. 37(9): pp 1340 -1350.
- Pouvil P. 1994. "Compsants semiconductor micro-ondes". Annexe B. Editorial Masson.
- Pucel R. A., H. A. Haus and H. Statz 1974. "Signal and Noise Properties of gallium arsenide field effect transistors". En: "Advances in electronics and electron physics". 38: pp 195-265.
- Reynoso J.A. 1994. "Dispositivos de Alta Frecuencia". CICESE. MET007.
- Reynoso J. A., F. Rangel and J. Perdomo 1996. "Full RF Characterization for Extracting the Small-Signal Equivalent Circuit in Microwave FET's". *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*. 44(12): pp 2625-2633.
- Rothe H. and W. Dahlke 1956. "Theory of noisy fourpoles". *Proceeding of the IRE*. 44(6): pp 811-818.

LITERATURA CITADA (Continuación)

- Schilling D.L., C. Belove, T. Apelewicz, R. J. Saccardi 1989. "Electronic Circuits, Discrete and Integrated". McGraw-Hill Book Company. Tercera Edición. New York. pp 936.
- Strid E. 1981. "Measurement of Losses in Noise-Matching Networks. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques". 29(3): pp 247 -252.
- Tasker P. J., W. Reinert, B. Hughes, J. Braunstenin and M. Shlechtweg 1993. "Transistor Noise Parameter Extraction Using a 50 Ω Measurement System". IEEE MTT-S Digest. pp 1251 - 1254.
- Van der Ziel A 1963. "Gate Noise in Field Effect Transistors at Moderately High Frequencies". Proc. of the IRE. 51: pp 461-467.
- Velázquez A. 1996. Impartido en el "Curso de Circuitos de microondas I". CICESE 1996.

ANEXO 1. Parámetros de caja negra.

Existen diferentes conjuntos de parámetros de pequeña señal posibles para describir el comportamiento del transistor dependiendo de cual de las señales de voltaje V o corriente I de la Figura 62, se utilizan como variables dependientes o independientes,

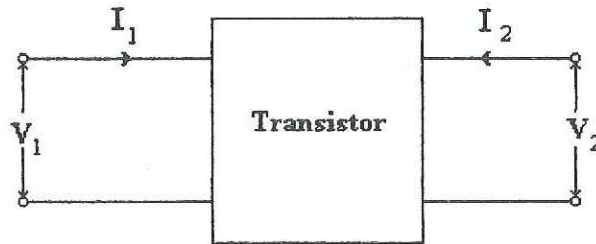


Figura 62. Representación del transistor como bipuerto.

La relación que existe entre las variables dependientes e independientes y los parámetros puede ser expresada en una matriz de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{d1} \\ \Phi_{d2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{i1} \\ \Phi_{i2} \end{bmatrix}, \quad (115)$$

donde Φ_{d1} y Φ_{d2} son las variables dependientes, Φ_{i1} Φ_{i2} las independientes y k_{ii} o k_{ij} ($i=1,2;j=1,2;$) representan los parámetros en un conjunto particular.

Otro conjunto de parámetros que es ampliamente utilizado pero que no está relacionado con señales de voltaje y corriente de entrada y salida, sino con ondas incidentes y reflejadas, se presenta a continuación.

a) Parámetros de impedancia de circuito abierto $[Z]$.

Si las corrientes son las variables independientes los voltajes dependientes están dados por [Carson, 1982]:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}. \quad (116)$$

Los parámetros Z son constantes para un transistor particular y son determinados para un punto de polarización y frecuencia definido. Siendo:

Z_{11} : impedancia de entrada.

Z_{21} : impedancia de transferencia directa.

Z_{12} : impedancia de transferencia inversa.

Z_{22} : impedancia de salida.

a) Parámetros de Admitancia [Y].

Si los voltajes son las variables independientes, la corrientes dependientes están dadas por [Carson, 1982]:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (117)$$

donde:

Y_{11} : admitancia de entrada.

Y_{21} : admitancia de transferencia directa.

Y_{12} : admitancia de transferencia inversa.

Y_{22} : admitancia de salida.

Existen aún más parámetros que describen un bipuerto basándose en las señales de voltaje y corriente de entrada y salida como son: los parámetros $ABCD$ los cuales toman como variables independientes V_1 e I_1 y como dependientes V_2 e I_2 , así como también los parámetros h , que son encontrados de manera similar..

ANEXO 2. Procedimiento de Hudec para la asociación de bipuertos ruidosos.

En este anexo se presenta el método utilizado para la asociación de bipuertos ruidosos en las diferentes configuraciones, en donde la conexión está restringida a dos bipuertos básicos, haciéndolo práctico y fácil de utilizar sin tener un límite fijo de fuentes de ruido o bipuertos que agregar. Esto lo hace adecuado para la elaboración de un programa computacional.

i) Conexión en serie. Agrupación de bipuertos descritos por los parámetros $[Z]$

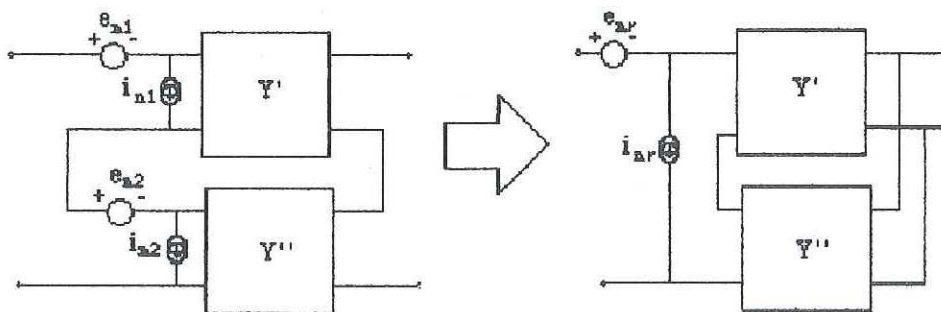


Figura 63. Asociación en serie.

$$Z = Z' + Z'' \quad (118)$$

$$e_{nr} = e_{n1} + e_{n2} + \frac{Z_{21}' Z_{11}'' - Z_{11}' Z_{21}''}{Z_{21}' + Z_{21}''} i_{n1} + \frac{Z_{21}'' Z_{11}' - Z_{11}'' Z_{21}'}{Z_{21}' + Z_{21}''} i_{n2} \quad (119)$$

$$i_{nr} = \frac{Z_{21}'}{Z_{21}' + Z_{21}''} i_{n1} + \frac{Z_{21}''}{Z_{21}' + Z_{21}''} i_{n2} \quad (120)$$

ii) Conexión en paralelo. Elementos caracterizados en parámetros [Y].

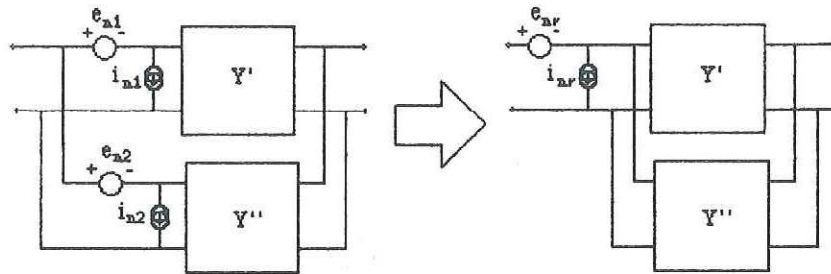


Figura 64. Asociación en paralelo.

$$Y = Y' + Y'' \quad (121)$$

$$e_{nr} = \frac{Y_{21}'}{Y_{21}' + Y_{21}''} e_{n1} + \frac{Y_{21}''}{Y_{21}' + Y_{21}''} e_{n2} \quad (122)$$

$$i_{nr} = \frac{Y_{21}' Y_{11}'' - Y_{11}' Y_{21}''}{Y_{21}' + Y_{21}''} e_{n1} + \frac{Y_{21}'' Y_{11}' - Y_{11}'' Y_{21}'}{Y_{21}' + Y_{21}''} e_{n2} + i_{n1} + i_{n2} \quad (123)$$

iii) Conexión en cascada. Utilización de parámetros T o ABCD para la representación de elementos.

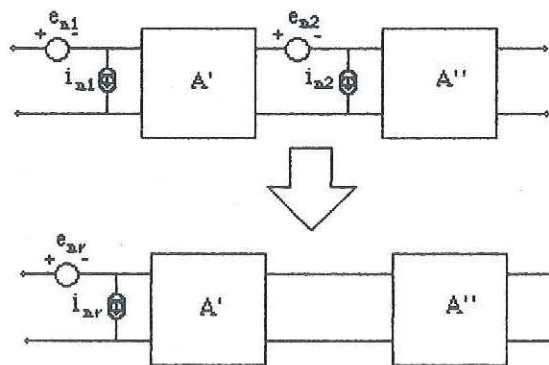


Figura 65. Asociación en cascada.

$$A = A' * A'' \quad (124)$$

$$e_{nr} = e_{n1} + A_{11}' e_{n2} + A_{12}' i_{n2} \quad (125)$$

$$i_{nr} = i_{n1} + A_{21}' e_{n2} + A_{22}' i_{n2} \quad (126)$$