Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada



Modelado de Ruido en Transistores de Alta Frecuencia con y sin lluminación Aplicando las Tecnicas F_{50} y de Impedancias Multiples

TESIS MAESTRIA EN CIENCIAS

BRENDA EDITH FIGUEROA RESENDIZ

ENSENADA BAJA CFA, MEXICO NOVIEMBRE DE 2005



TESIS DEFENDIDA POR

Brenda Edith Figueroa Reséndiz

Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

Dra. Máría del Carmen Maya Sánchez Director del Comité Director del Comité Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández Miembro del Comite Dr. Arturo Velázquez Ventura Miembro del Comité Dr. Arturo Velázquez Ventura Miembro del Comité

GILLS

Dr. Arturo Welázquez Ventura

Coordinador del programa de posgrado en Electrónica y Telecomunicaciones

Dr. Raúl Ramón Castro Escamilla Director de Estudios de Posgrado

21 de Noviembre de 2005

CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN SUPERIOR DE ENSENADA



PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES CON ORIENTACIÓN EN ALTAS FRECUENCIAS

MODELADO DE RUIDO EN TRANSISTORES DE ALTA FRECUENCIA CON Y SIN ILUMINACIÓN APLICANDO LAS TÉCNICAS F50 Y DE IMPEDANCIAS MÚLTIPLES

TESIS

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

Presenta:

BRENDA EDITH FIGUEROA RESÉNDIZ

Ensenada, Baja California, México, Noviembre de 2005.

RESUMEN de la tesis de **Brenda Edith Figueroa Reséndiz**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES con orientación en Altas Frecuencias. Ensenada, Baja California. Noviembre del 2005.

MODELADO DE RUIDO EN TRANSISTORES DE ALTA FRECUENCIA CON Y SIN ILUMINACIÓN APLICANDO LAS TÉCNICAS F₅₀Y DE IMPEDANCIAS MÚLTIPLES.

Resumen aprobado por:

Dra. Maria del Carmen Maya Sánchez Directora de Tesis

El interés de modelar el ruido en los transistores nace de la necesidad de operarlos en un nivel óptimo para obtener un mayor aprovechamiento de los mismos, así como el poder predecir el comportamiento de los parámetros de ruido a diferentes frecuencias y puntos de polarización. Bajo la anterior premisa surgen estudios que presentan modelos de ruido del transistor intrínseco. Estos modelos están basados en la medida de los parámetros de ruido utilizando la técnica de impedancias múltiples y la técnica F_{50} .

La presente tesis está relacionada con la obtención de los parámetros de ruido de transistores de alta frecuencia, utilizando las técnicas F_{50} y de impedancias múltiples. Para ello se utilizan factores de ruido medidos así como los coeficientes de reflexión asociados, además de sus parámetros de dispersión y los elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor.

Se presenta la extracción de los parámetros de ruido a partir del conocimiento del modelo de ruido que representa la contribución de ruido total del dispositivo. Asimismo, se compara el comportamiento de ruido del transistor intrínseco y sus parámetros de ruido calculados a partir de mediciones hechas con las técnicas de impedancias múltiples y con los valores obtenidos por F₅₀. Los resultados se muestran en función de la polarización y de la frecuencia. Se presentan también los parámetros de ruido y el comportamiento de ruido del transistor intrínseco bajo la influencia de un haz de luz coherente.

Palabras clave: Factor de Ruido, Parámetros de Ruido, Matrices de Correlación, Modelos de Ruido, Circuito eléctrico equivalente, Impedancias Múltiples, F₅₀.

ABSTRACT of the thesis presented by **Brenda Edith Figueroa Reséndiz** as a partial requirement to obtain the MASTER OF SCIENCE degree in ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS with orientation in high frequencies. Ensenada, Baja California, Mexico. November 2005.

NOISE MODELING OF HIGHT FREQUENCY TRANSISTORS, WITH AND WITHOUT LASER ILLUMINATION, APPLYING F_{50} AND MULTIPLE IMPEDANCES TECHNIQUES.

Abstract approved by:

Ta del Carmen Maya Sánchez

Dra. María del Carmen Maya Sánchez Thesis advisor

The interest in to develop the transistor noise models lies in to predict the behavior of the transistor noise parameters at different frequencies and at different bias points. In this way, some noise models of the intrinsic transistor have been studied. These models are developed by using the F_{50} and multiple impedances techniques.

The present dissertation deals with the noise parameters extraction of high frequency transistor, by using F_{50} and multiple impedances techniques. These techniques are implemented from measurements of noise factors and the associate reflection coefficients as well as the scattering parameters and the elements of the electrical equivalent circuit of the transistor.

In this work the extraction of the noise parameters from F_{50} and multiple impedances is presented in detail. Experimental results of the intrinsic noise behavior and the noise parameters of the transistor, using the F_{50} and the multiple impedances techniques, are presented and compared. The bias and the frequency dependence of the transistor noise parameters are investigated under dark and under illumination conditions using monochromatic light from 850-nm laser diode.

Key words: Noise Factor, Noise Parameters, Correlation Matrix, Noise Models, Electrical Equivalent Circuit, Multiple Impedances, F_{50} .

DEDICATORIA

Con mucho amor y respeto a mís padres, Mª Esther y Míguel Ángel por creer en mí y brindarme la oportunidad de lograr mís metas, pero sobre todo por todo su amor, comprensión y ejemplo que me ímpulsó para seguir adelante y no dejarme abatír.

A mí mamí, una persona ínigualable y la mujer que más admíro, por todo el sacrificio que hízo permitiéndome crecer lejos de ella, por su apoyo, por todos sus consejos, por estar conmigo a pesar de estar lejos, por decírme lo que necesitaba escuchar y no dejar que me venciera ante pequeños problemas, por enseñarme a ser una mejor persona día a día e inculcarme el superarme contínuamente.

A mí papí ese hombre admírable y maravilloso que me brindo la fortaleza y me inculcó la perseverancia para lograr todo lo que me proponga así, como el amor y la dicha de ayudar a los que necesitan, por sus consejos y palabras de aliento, por cuidar de mí, de mí mamí y de mís hermanos, por estar ahí cuando lo necesito.

A mís hermanos Angíe y Míky por todo su apoyo, amor y confianza. Por todas las palabras de alíento que me permítíeron sentírlos cerca a pesar de la dístancia, esperando ser un ejemplo para que sígan adelante y recordándoles que los quíero mucho.

A Mamá Meche y a mí Títo José por todo su caríño y pacíencia, por cuidarme y brindarme sus consejos, por tener fé en mí y criarme como una más de sus híjas, a ustedes abuelitos líndos que quiero y respeto. A mís tías Nora E. y Grís por su amor, consejos y que nunca me dejaron sola, por demostrarme todo el caríño que me dío fuerzas para luchar por mís metas. A Yulí y Julián a quienes considero como mís hermanos por todo lo que hemos vívído y aprendido juntos. A mí níño bonito Joel, que con su caríño y su línda sonrisa me anímó a continuar, a Manuelito y Yesí que con sus pequeños detalles me demostraron mucho caríño, esperando que continúen estudíando y superándose día con día.

A mí tío Angelito ese hombre maravilloso que quiero, admiro, respeto y sobre todo extraño mucho y a todos los que como él ya descansan en paz y que ahora son mís Ángeles de la Guarda que me cuidan y guían.

A toda mí famílía que de una u otra manera síempre me apoyaron y me ímpulsaron a seguír adelante.

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a Díos por haberme dado la oportunidad de seguir con vida y no desviar mi camino para lograr lo que ahora soy.

A la Dra. Carmen Maya, mí dírectora de tesís por su apoyo, pacíencía y consejos para realízar el presente trabajo, por compartírme sus experíencías y por brindarme una síncera y boníta amístad.

Al Dr. Apolínar Reynoso, por ímpulsarme a seguír y lograr mís metas.

Al M. C. Benjamín Ramírez por el díseño de los controladores para los conmutadores y piezas de mecánica fina necesarios para el montaje del banco de medición, al M. C. Jesús Ibarra por su apoyo en la automatización del banco de medición y al M.C. Ricardo Chávez por sus consejos en la elaboración de circuitos y en general a los tres por sus valiosas aportaciones y ayuda.

A los miembros de mi comité de tesis: Dr. José Luís Medina, Dr. Arturo Velázquez y Dr. Eugenio Méndez, por sus comentarios, sugerencias y correcciones al presente trabajo.

A todos los profesores que me instruyeron a lo largo de mi vida académica y gracias a los cuales obtuve el conocimiento que me permitió llegar hasta aqui.

A Auroríta, Rossy y Lauríta por su ayuda y a todo el personal del departamento de Electrónica y Telecomunicaciones.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada y al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología.

A Bere y Daniel por darme la oportunidad de conocerlos y brindarme su amistad, por apoyarme y acompañarme, por escucharme, por tener siempre una palabra para consolarme e impulsarme a seguir adelante, por lograr hacerme sonreir cuando el llanto me agobiaba y sobre todo por aguantarme en mis peores momentos, mil disculpas por los corajes que les hice pasar pero saben que ocupan un lugar especial en mi corazón.

A Anita y Maricarmen quienes me enseñaron lo hermoso que es construir una nueva amistad y descubrir que puedes recibir mucho más de quien menos lo esperas, muchas gracias chicas, las quiero mucho. A Hugo y Perla quíenes me apoyaron en una de las etapas más díficiles de mi vida y no dejaron que el dolor y la pena me vencieran.

A Karen, Mary, Aarón, Darío e Híram que me hícíeron sentír como en mí casa, por todos los cuídados y atenciones que tuvieron conmigo, por compartir bellos momentos, por permitirme entrar en su famílía.

A mís compañeros y amigos Adán, Gonzalo, Luís, Adrián, Roberto, Tína, Ruth, Elí, Ángel, Paúl, Carlos, Raúl y Eleazar por su amistad, compañerismo, apoyo, por permitirme compartir con ellos experiencias muy bonitas y divertidas que me ayudaron a conocerlos y cimentaron una bonita amistad.

A Pué por ser una gran amíga y que pese a la dístancía encontró la manera para demostrarme su apoyo y caríño en los momentos más dífícíles. A Caro por ser una persona muy importante en mí vída de la cual aprendí mucho y con la cual compartí muchas aventuras.

A mís compañeros y amígos míembros del Comíté de Juventud de la Cruz Roja Mexicana, en especial a Cande, quienes a pesar de la distancia me apoyaron y me impulsaron a continuar.

A todas las personas que de una u otra manera contríbuyen a que mí estancia fuera placentera y que me ayudaron a crecer como persona, a valorar y a agradecer por todo lo que tengo.

"13 LÍNEAS PARA VIVIR" GABRIEL GARCÍA MARQUEZ

1. Te quíero no por quíen eres, síno..... por quíen soy cuando estoy contígo.

2. Nínguna persona merece tus lágrimas, y quien se las merezca no te hará llorar.

3. Solo porque alguíen no te ame como tú quíeres, no sígnífica que no te ame con todo su ser.

4. Un verdadero amígox es quien te toma de la mano y te toca el corazón.

5. La peor forma de extrañar a alguíen es estar sentado a su lado y saber que nunca lo podrás tener.

6. Nunca dejes de sonreir, ni siquiera cuando estés triste, porque nunca sabes quien se puede enamorar de tu sonrisa.

F. Puedes ser solamente una persona para el mundo, pero para una persona tú eres el mundo.

8. No pases el tíempo con alguíen que no esté díspuesto a pasarlo contígo.

9. Quízá Díos quíera que conozcas mucha gente equívocada antes de que conozcas a la persona adecuada, para que cuando al fin la conozcas sepas estar agradecído.

10. No llores porque ya se termínó, sonríe porque sucedió.

11. Síempre habrá gente que te lastíme, así que lo que tíenes que hacer es seguír confiando y solo ser más cuídadoso en quíen confías dos veces.

12. Conviértete en una mejor persona y asegúrate de saber quien eres antes de conocer a alguien más y esperar que esa persona sepa quien eres.

13. No te esfuerces tanto, las mejores cosas suceden cuando menos te las esperas.

TODO LO QUE SUCEDE, SUCEDE POR UNA RAZÓN...... Y RECUERDA QUE NO PUEDES PERDER LO QUE NUNCA HAS TENIDO"

CONTENIDO

Página

11. Objetivos
12. Organización del trabajo. 4 II. ANTECEDENTES. 5 III. CUADRIPOLOS RUIDOSOS, FACTOR DE RUIDO Y 9 PARÁMETROS DE RUIDO. 10 III.1. Cuadripolos Ruidos 10 III.1.1. Matrices de Correlación de un cuadripolo ruidoso. 11 III.1.2. Representación de los cuadripolos ruidosos y sus Matrices de Correlación. 12 III.1.2.1 Representación en admitancia "Y". 13 III.1.2.2 Representación en cadena o "ABCD". 14 III.2.3 Representación en cadena o "ABCD". 16 III.2.1. Factor de Ruido y Parámetros de Ruido. 16 III.2.1. Factor de ruido en función de la Matriz de Correlación cadena o "ABCD" y la impedancia de fuente. 17 III.2.2. Parámetros de Ruido. 21 III.2.2.3. Figura Mínima de Ruido (R _n). 25 III.2.3. Factor de Ruido en función de los Parámetros de Ruido. 26 IV. EXTRACCIÓN DE LOS PARÁMETROS DE RUIDO (NP) DE UN 10
II. ANTECEDENTES. 5 III. CUADRIPOLOS RUIDOSOS, FACTOR DE RUIDO Y 10 PARÁMETROS DE RUIDO. 10 III.1. Cuadripolos Ruidos 10 III.1. Cuadripolos Ruidos 10 III.1. Matrices de Correlación de un cuadripolo ruidoso 11 III.1.2. Representación de los cuadripolos ruidosos y sus Matrices de Correlación 12 III.1.2.1 Representación en admitancia "Y" 13 III.1.2.2 Representación en cadena o "ABCD" 14 III.2.2 Representación en cadena o "ABCD" 15 III.2.1 Fundamentos del Factor de Ruido 16 III.2.1.1. Factor de ruido en función de la Matriz de Correlación cadena o "ABCD" y la impedancia de fuente 17 III.2.2. Parámetros de Ruido 21 III.2.2.1 Resistencia equivalente de Ruido (R _n) 25 III.2.2.3 Figura Mínima de Ruido (F _{min}) 25 III.2.3.5 Factor de Ruido en función de los Parámetros de Ruido 26 IV. EXTRACCIÓN DE LOS PARÁMETROS DE RUIDO (NP) DE UN 14
III. CUADRIPOLOS RUIDOSOS, FACTOR DE RUIDO Y 10 PARÁMETROS DE RUIDO
PARAMETROS DE RUIDO. 10 <i>III.1. Cuadripolos Ruidos</i> 10 III.1. Matrices de Correlación de un cuadripolo ruidoso. 11 III.1.2. Representación de los cuadripolos ruidosos y sus Matrices de 12 III.1.2.1 Representación en admitancia "Y". 13 III.1.2.2 Representación en impedancia "Z". 14 III.1.2.3 Representación en cadena o "ABCD". 15 <i>III.2. Factor de Ruido y Parámetros de Ruido</i> 16 III.2.1. Fundamentos del Factor de Ruido 16 III.2.2. Parámetros de Ruido 16 III.2.2. Parámetros de Ruido 17 III.2.2. Parámetros de Ruido 21 III.2.2.1 Resistencia equivalente de Ruido (R _n) 25 III.2.2.3. Figura Mínima de Ruido (F _{min}) 25 III.2.3. Factor de Ruido en función de los Parámetros de Ruido 26 IV. EXTRACCIÓN DE LOS PARÁMETROS DE RUIDO (NP) DE UN 17
III.1. Cuadripolos Ruidos
III. 1.1. Matrices de Correlación de un cuadripolo ruidoso. III III. 1.2.1. Matrices de Correlación de los cuadripolos ruidosos y sus Matrices de Correlación. 12 III. 1.2.1 Representación en admitancia "Y". 13 III. 1.2.2 Representación en impedancia "Z". 14 III. 1.2.3 Representación en cadena o "ABCD". 15 <i>III.2. Factor de Ruido y Parámetros de Ruido</i> . 16 III.2.1. Fundamentos del Factor de Ruido. 16 III.2.1. Factor de ruido en función de la Matriz de Correlación cadena o "ABCD" y la impedancia de fuente. 17 III.2.2. Parámetros de Ruido. 21 III.2.2.3. Resistencia equivalente de Ruido (R _n). 25 III.2.3. Factor de Ruido en función de los Parámetros de Ruido. 26 IV. EXTRACCIÓN DE LOS PARÁMETROS DE RUIDO (NP) DE UN 16
III. 1.2. Representación de los cuadripolos ruidosos y sus Matrices de 12 III. 1.2.1 Representación en admitancia "Y"
III. 1.2.1 Representación en admitancia "Y"
III. 1.2.1 Representación en admitancia "Y"
III. 1.2.2 Representación en impedancia "2"
III.1.2.3 Representación en cadena o "ABCD" 13 III.2. Factor de Ruido y Parámetros de Ruido 16 III.2.1. Fundamentos del Factor de Ruido 16 III.2.1. Fundamentos del Factor de Ruido 16 III.2.1. Factor de ruido en función de la Matriz de Correlación cadena o "ABCD" y la impedancia de fuente. 17 III.2.2. Parámetros de Ruido. 21 III.2.2.1. Resistencia equivalente de Ruido (R _n) 25 III.2.2.2. Admitancia de entrada óptima (Y _{opt}) 25 III.2.3. Figura Mínima de Ruido (F _{min}) 25 III.2.3. Factor de Ruido en función de los Parámetros de Ruido 26 IV. EXTRACCIÓN DE LOS PARÁMETROS DE RUIDO (NP) DE UN 10
III.2. Factor de Ruido y Parametros de Ruido
III.2.1. Fundamentos del Factor de Ruido
III.2.1.1. Factor de Tunción de Tunción de la Matriz de Conclucion cadena o "ABCD" y la impedancia de fuente
III.2.2. Parámetros de Ruido. 21 III.2.2.1. Resistencia equivalente de Ruido (R _n). 25 III.2.2.2. Admitancia de entrada óptima (Y _{opt}). 25 III.2.2.3. Figura Mínima de Ruido (F _{min}). 25 III.2.3. Factor de Ruido en función de los Parámetros de Ruido. 26 IV. EXTRACCIÓN DE LOS PARÁMETROS DE RUIDO (NP) DE UN 26
III.2.2.1 arametros de Ruido. 21 III.2.2.1. Resistencia equivalente de Ruido (R _n)
III.2.2.1. Resistencia equivalente de Ruido (R _h)
III.2.2.2. Figura Mínima de Ruido (F _{min})
III.2.2.5. Figure l'initial de l'étaide (l'imit) 26 III.2.3. Factor de Ruido en función de los Parámetros de Ruido
IV. EXTRACCIÓN DE LOS PARÁMETROS DE RUIDO (NP) DE UN
IV. EXTRACCIÓN DE LOS PARÁMETROS DE RUIDO (NP) DE UN
IV. EATRACCION DE DOSTARMINETROS DE ROBO (RT) DE ON
TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO (FET)
IV 1 Técnica de Impedancias Múltiples 29
IV 1.1. Técnica de Lane
IV.1.2. Técnica de Vasilescu
$IV.2$ Técnica de Impedancia Adaptada (F_{50})
IV.2.1 Determinación de la Matriz de Correlación Total (CAT) de
un Transistor de Efecto de Campo (FET)
IV.2.1.1. Cálculo de C_A^{EXT}
IV.2.1.2. Cálculo de C_{INT} . 43
IV.2.1.2.1. Obtención de los elementos de C _{INT} utilizando Modelos
de Ruido Intrínseco
IV.2.1.2.1. Obtención de los elementos de C _{INT} utilizando la técnica
F ₅₀

CONTENIDO (continuación)

	Página
IV.2.1.2.2.1. Métodos de Optimización analizados para el cálculo	-
de C _{INT}	53
V. SOFTWARE PROPUESTO	62
VI. ANÁLISIS DE RESULTADOS	71
VI.1 Efecto de la luz sobre el FET	71
VI.1.1. Efecto Fotoconductivo	73
VI.1.2. Efecto Fotovoltaico	73
VI.1.2.1. Efecto fotovoltaico externo	73
VI.1.2.2. Efecto fotovoltaico interno	74
VI.2 Resultados	74
VI.2.1. Cálculos con la técnica F ₅₀	76
VI.2.1.1. Caracterización transistores tipo MESFET	76
VI.2.1.2. Caracterización transistores tipo PHEMT	85
VI.2.2. Comparación F ₅₀ e Impedancias Múltiples	96
VI.2.2.1. Caracterización transistores tipo MESFET	96
VI.2.2.2 Caracterización transistores tipo PHEMT	97
VI.4. Comparación de topologías del circuito electrico equivalente del	00
transistor	100
V1.5 Caracterización de un transistor tipo MESFE1 en directa	109
VII. CONCLUSIONES	112
VII.1. Aportaciones	114
VII.2. Recomendaciones	116
	110
BIBLIOGRAFIA	118
ANEXOS	122
ANEXO 1. Obtención de las matrices de correlación de las redes	
extrínsecas del modelo del circuito eléctrico equivalente del	
transistor	122
A1.1. Topología 1	123
A1.2. Topología 2	130
A1.3. Topología 3	132
ANEXO 2. Métodos de Optimización	137
A2.1. Método de Newton	139
A2.2. Mínimos cuadrados	140
A2.3. Método de Levenberg-Maquard (LM)	140
A2.4. Descomposición en Valores Singulares (SVD)	141
A2.5. Método de Fletcher-Reeves (FR)	142

CONTENIDO (continuación)

	0
ANEXO 3. Sistema de Medida	143
A3.1. Características del sistema de medida	143
A3.2. Calibración del receptor y medida del factor de ruido del	
DUT	145
A3.3. Fotografías del banco de medición	150

Página

LISTA DE FIGURAS

Figura

1.	Cuadripolo con fuentes de ruido internas	10
2.	a) Cuadripolo con fuentes de ruido de corriente ($I_1 e I_2$) en paralelo a la entrada y salida; b) Cuadripolo con fuentes de ruido de voltaje ($V_1 y V_2$) en serie a la entrada y salida; c) Cuadripolo con fuente de ruido de voltaje (V) en serie y fuente de ruido de corriente (I) en paralelo a la	
	entrada	11
3.	Cuadripolo libre de ruido con dos fuentes de corriente de ruido, representación en admitancia o configuración π .	13
4.	Cuadripolo libre de ruido con dos fuentes de voltaje de ruido, representación en impedancia o configuración T	14
5.	Cuadripolo libre de ruido con una fuente de voltaje de ruido y una fuente de ruido de corriente, representación en cascada o configuración ABCD	15
6.	a) Representación de un cuadripolo no-ruidoso ideal. b) Representación de un cuadripolo no ruidoso con sus fuentes de ruido asociadas	18
7.	Representación de la figura de ruido mínima F _{min} en la gráfica del factor de ruido	27
8.	Circuito equivalente del transistor dividido en redes, incluyendo las fuentes de ruido intrínsecas para la configuración hibrida	37
9.	Diagrama a bloques del ensamblado de la matriz de correlación total del FET	38
10.	Topologías del circuito eléctrico equivalente del transistor en pequeña señal. a) Topología 1, b) Topología 2, c) Topología 3	41
11.	Modelo de ruido del FET intrínseco en configuración de admitancia, con dos fuentes de corriente de ruido: una debida a la compuerta y otra al drenador	45
12.	Circuito equivalente del FET intrínseco, con una fuente de tensión de ruido debida a la compuerta y fuente de corriente de ruido del drenador.	47
13.	Circuito equivalente del FET intrínseco, con una fuente de tensión de ruido debida a la compuerta asociada a una temperatura T_g y una fuente de corriente de ruido del drenaje asociada a una temperatura T_d	49
14.	Comparación de los valores de los elementos de la matriz de correlación intrínseca de un PHEMT para los diferentes modelos de optimización,	
	con valores iniciales obtenidos por pseudoinversa	57

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

Figur	a	Página
15.	Comparación de los valores de los parámetros de ruido de un PHEMT proporcionados por el fabricante con los valores obtenidos por los modelos de optimización mas representativos	58
16.	Comparación de los valores de los elementos de la matriz de correlación intrínseca de un PHEMT para los diferentes modelos de optimización con los nuevos valores iniciales	60
17.	Parámetros de ruido de un PHEMT proporcionados por el fabricante y estimados a partir de la matriz de correlación intrínseca calculada con la pseudoinversa y con el método de optimización	61
18.	Vista principal del software. Selección del cálculo de las matrices de correlación	62
19.	Vista principal del software. Selección del cálculo de los parámetros de ruido	63
20.	Diagrama de flujo del software propuesto. ECETI: Elementos del Circuito Eléctrico Equivalente del Transistor	64
21.	Configuración del sistema de medida de parámetros S y ruido hasta 26 GHz	75
22.	Curvas I-V del MESFET con y sin iluminación	78
23.	Parámetros de dispersión S_{11} y S_{22} medidos y calculados del MESFET sin luz de 1 a 26 GHz	79
24.	Parámetros de dispersión S_{12} y S_{21} medidos y calculados del MESFET sin luz de 1 a 26 GHz	79
25.	Parámetros de dispersión S_{11} y S_{22} medidos y calculados con luz del MESFET de 1 a 26 GHz	80
26.	Parámetros de dispersión S_{12} y S_{21} medidos y calculados con luz del MESFET de 1 a 26 GHz.	81
27.	Elementos de la matriz de correlación intrínseca con y sin iluminación en configuración híbrida del MESFET	82
28.	Comparación de los parámetros de ruido calculados a partir de mediciones con y sin luz del MESFET	83
29.	Comparación de los parámetros de ruido calculados a partir de mediciones con y sin luz para diferentes corrientes I _{DS} del MESFET	84
30.	Comparación del parámetros de dispersión S_{11}^* con los valores del coeficiente de reflexión óptimo del MESFET (con luz y sin luz)	85
31.	Curvas I-V del PHEMT con y sin iluminación	87

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

Figura

Página

32.	Parámetros de dispersión S_{11} y S_{22} medidos y calculados del PHEMT sin luz.	88
33.	Parámetros de dispersión S_{12} y S_{21} medidos y calculados del PHEMT sin luz.	88
34.	Parámetros de dispersión S_{11} y S_{22} medidos y calculados con luz del PHEMT	89
35.	Parámetros de dispersión S_{12} y S_{21} medidos y calculados con luz del PHEMT de 1 a 26 GHz	90
36.	Elementos de la matriz de correlación intrínseca con y sin iluminación en configuración híbrida del PHEMT	91
37.	Comparación de los parámetros de ruido calculados a partir de mediciones con y sin luz del PHEMT	92
38.	Comparación de los parámetros de ruido calculados a partir de mediciones con y sin luz para diferentes corrientes I_{DS} del PHEMT	93
39.	Comparación del parámetros de dispersión S_{11}^* con y sin luz y los valores del coeficiente de reflexión óptimo obtenido para ambos casos (PHEMT)	94
40.	Parámetros de ruido para las diferentes posiciones del láser de 850nm del PHEMT	95
41.	Parámetros de ruido para el MESFET sin luz para diferentes frecuencias polarizado con $V_{DS}=2V$, $V_{GS}=-0.8V$ e $I_{DS}=10.82mA$	97
42.	Parámetros de ruido para el PHEMT sin luz para diferentes frecuencias. Comparación entre impedancias múltiples y F_{50}	98
43.	Elementos de la matriz de correlación intrínseca del MESFET sin luz, calculada para la topología 1 y la topología 3	100
44.	Parámetros de ruido para el MESFET con luz para diferentes corrientes. Comparación entre tuner y F_{50}	101
45.	Parámetros de Ruido en función de la corriente I_{DS} del MESFET sin luz para la topología 1 y la topología 3 para la frecuencia de 13.5GHz	102
46.	Elementos de la matriz de correlación intrínseca del MESFET con luz, calculados para la topología 1 y la topología 3	103
47.	Parámetros de Ruido en función de la frecuencia del MESFET con luz para la topología 1 y la topología 3	104
48.	Parámetros de Ruido en función de la corriente I _{DS} del MESFET con luz para la topología 1 y la topología 3 para la frecuencia de 13.5GHz	104

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

Página Figura 49. Elementos de la matriz de correlación intrínseca del PHEMT sin luz, 105 calculada para la topología 1 y la topología 3..... Parámetros de Ruido en función de la frecuencia del PHEMT sin luz 50. 106 para la topología 1 y la topología 3..... Parámetros de Ruido en función de la frecuencia del PHEMT sin luz 51. 107 para la topología 1 y la topología 3..... Elementos de la matriz de correlación intrínseca del PHEMT con luz, 52. 107 calculados para la topología 1 y la topología 3..... Parámetros de Ruido en función de la frecuencia del PHEMT con luz 53. 108 para la topología 1 y la topología 3..... Parámetros de Ruido en función de la corriente I_{DS} del PHEMT con luz 54. para la topología 1 y la topología 3 para la frecuencia de 13.5GHz..... 109 110 55. Modelo del circuito eléctrico del transistor en directa..... Elementos de la matriz de correlación intrínseca, calculada con los 56. valores teóricos, comparados con los obtenidos por pseudoinversa y los 111 optimizados por Newton Parámetros de Ruido en función de la frecuencia calculado a partir de 57. 111 C_{INT} o de los parámetros S..... 58. Circuito equivalente del transistor dividido en redes. Topología 1..... 123 130 59. Circuito equivalente del transistor dividido en redes. Topología 2..... 60. Circuito equivalente del transistor dividido en redes, incluyendo las fuentes de ruido intrínsecas para la configuración hibrida .Topología 132 3..... Configuración del sistema de medida de parámetros S y ruido hasta 26 61. 144 GHz Diagrama a bloques del sistema de medida empleando la técnica de 62. carga fría..... 147 Diagrama a bloques del sistema de medida empleando la técnica de 63. 149 carga fría considerando el DUT..... Fotografía del sistema de medida de parámetros S y de ruido de 64. dispositivos en configuración coplanar..... 150 Fotografía del bloque de entrada. Vista completa..... 151 65. Fotografía del receptor. Vista superior..... 151 66.

LISTA DE TABLAS

Página Tabla Elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor tipo MESFET I. 77 con y sin iluminación..... Elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor tipo PHEMT II. 86 con v sin iluminación..... 123 Matriz de paso P_{MY}..... III. Red Compuerta topología 1. a) Representación eléctrica. b) IV. Representación a bloques. c) Ecuaciones en impedancias..... 124 Matrices de paso entre Z, Y y ABCD..... 126 V. Red Drenaje topología 1. a) Representación eléctrica. b) Representación VI. a bloques. c) Ecuaciones en impedancias..... 126 Red Fuente topología 1. a) Representación eléctrica. b) Representación a VII. bloques. c) Ecuaciones en impedancias..... 128 VIII. Red Compuerta-Drenaje topología 1. a) Representación eléctrica. b) 129 Representación a bloques. c) Ecuaciones en impedancias..... topología 3. a) Representación eléctrica. b) Red Compuerta IX. Representación a bloques. c) Ecuaciones en impedancias..... 133 Red Drenaje topología 3. a) Representación eléctrica. b) Representación X.

a bloques. c) Ecuaciones en impedancias.....

135

MODELADO DE RUIDO EN TRANSISTORES DE ALTA FRECUENCIA CON Y SIN ILUMINACIÓN APLICANDO LAS TÉCNICAS F₅₀ Y DE IMPEDANCIAS MÚLTIPLES

I. INTRODUCCIÓN

El ruido se define como todo aquel conjunto de señales no deseadas que se superponen a la señal deseada y la degradan. Este conjunto de señales no deseadas tiene que producirse por condiciones y características propias del dispositivo, como temperatura, corriente de polarización o características físicas, ya que si las causas son artificiales, como por ejemplo otro transmisor, se trataría de interferencias y no de ruido.

El nivel de ruido que agregan los dispositivos se cuantifica generalmente mediante el factor de ruido o la figura de ruido, que es la expresión del factor de ruido en dB. El factor de ruido es una forma de especificar la potencia de ruido introducida por el bipuerto refiriéndolo a la potencia de ruido térmico de una fuente de referencia de entrada o carga de entrada.

El factor de ruido no sólo permite la caracterización de sistemas sino que también se emplea para caracterizar elementos individuales, como por ejemplo un amplificador de bajo ruido (LNA) [González, 1996]. El factor de ruido en amplificadores de bajo ruido, en general, es sencillo de medirse bajo condiciones ideales como adaptación perfecta y sin variación del coeficiente de reflexión de entrada. El factor de ruido de los dispositivos activos depende de la estructura, las dimensiones, el material semiconductor, las condiciones de polarización y la temperatura entre otras características. Además, el factor de ruido es función de la admitancia Y_s, o del coeficiente de reflexión Γ_s , presentada en la entrada del dispositivo y depende de cuatro parámetros conocidos como parámetros de ruido: figura de ruido mínima (F_{min}), coeficiente de reflexión óptimo (Γ_{opt} , en magnitud y fase) o admitancia de fuente óptima (Y_{opt}) y resistencia equivalente de ruido (R_n) [González, 1996], los cuales varían con la frecuencia y punto de polarización. Los parámetros de ruido describen las características de ruido del dispositivo y si los conocemos, se puede predecir o determinar el factor de ruido del dispositivo en función del coeficiente de reflexión presentado a su entrada (Γ_s) mediante la siguiente expresión:

$$F(\Gamma_{s}) = F_{\min} + 4 \frac{R_{n}}{Z_{0}} \frac{\left|\Gamma_{s} - \Gamma_{opt}\right|^{2}}{\left|1 + \Gamma_{opt}\right|^{2} \left(1 - \left|\Gamma_{s}\right|\right)^{2}}.$$
(1)

El interés de modelar el ruido en los transistores nace de la necesidad de operarlos en un nivel óptimo para obtener de ellos un mejor aprovechamiento, así como para poder predecir el comportamiento de los parámetros de ruido a diferentes frecuencias y para diferentes puntos de polarización. Basándose en lo anterior, surgen estudios que presentan modelos de ruido [Cappy, 1988; Pucel *et al.*, 1976; Pucel *et al.*, 1992; Pospieszalski, 1989] con características diversas que permiten analizar el ruido intrínseco del transistor y emplear algunas técnicas (F_{50} e impedancias múltiples) para calcular los parámetros de ruido. El modelado de ruido en transistores permite tener conocimientos más detallados sobre el comportamiento de ruido, siendo de gran utilidad en el diseño de amplificadores de bajo ruido, mezcladores y sistemas de recepción vía satélite, entre otros. Si se conocen las características de ruido es posible establecer las limitaciones de operación del dispositivo así como diseñar y construir circuitos que optimicen su desempeño.

Para medir los parámetros de ruido de un dispositivo activo se han desarrollado técnicas que facilitan la obtención de dichos parámetros como la técnica F_{50} [Tasker *et al.*, 1993; Lázaro y O'Callaghan, 1999], que utiliza la medida del factor de ruido del transistor correspondiente a una sola impedancia de fuente conectada a la entrada del dispositivo bajo prueba (DUT, por sus siglas en inglés) en combinación con el modelo de ruido del transistor; o las técnicas de impedancias múltiples [Lane, 1969; Vasilescu *et al.*, 1989], donde se requiere medir el factor de ruido para diferentes impedancias de entrada del dispositivo activo o en general de un dispositivo bajo prueba.

También resulta interesante el análisis de los parámetros de ruido de un transistor bajo la influencia de luz monocromática [Escotte *et al.*, 1998], lo cual representa un estudio novedoso ya que en la actualidad se han presentado pocos resultados que muestren el comportamiento de los parámetros de ruido bajo estas condiciones.

I.2 OBJETIVOS

De acuerdo a lo indicado anteriormente, los objetivos de la tesis son:

- Modelar las fuentes de ruido intrínsecas de transistores de alta frecuencia utilizando medidas realizadas con la técnica F₅₀ y la de impedancias múltiples.
- Estudiar y analizar el efecto de la luz monocromática en el comportamiento de los parámetros de ruido.

I.3 ORGANIZACIÓN DEL TRABAJO

En el capítulo II se presentan los antecedentes sobre el modelado de ruido de los transistores tipo MESFET y PHEMT, así como de los métodos de extracción de los parámetros de ruido. En el capítulo III se define el factor de ruido, se resume la teoría de cuadripolos ruidosos y la teoría de los parámetros de ruido. Las principales características de las técnicas de extracción de parámetros de ruido, basadas en la medición del factor de ruido utilizando la técnica de impedancias múltiples, se describen en el capítulo IV. En el capítulo IV se presenta el desarrollo matemático para extraer los parámetros de ruido aplicando la técnica F_{50} y se describe el procedimiento para obtener la matriz de correlación total C_{AT} así como las matrices de correlación extrínseca C_A^{EXT} y la matriz de correlación intrínseca C_{INT} . En el capítulo V se describe el software propuesto para el cálculo de las matrices de correlación y de los parámetros de ruido. Finalmente, en los capítulos VI y VII se comenta y se discute acerca de los resultados y las conclusiones a las que se llegó y además se emiten algunas recomendaciones.

II. ANTECEDENTES

En los años 30 y principios de los 40, el ruido en los receptores despertó un gran interés y llevó algún tiempo poder separar el ruido de la fuente (antena) del ruido del receptor [Engberg y Larsen, 1995]. Un primer intento fue hecho por Burguess en 1941, quien introdujo un factor K, el cual era dependiente de la resistencia de fuente, la resistencia de la red de entrada y la resistencia equivalente de ruido.

Una figura de mérito para el ruido del receptor, fue introducida por D.O. North e independientemente por K. Fränz en 1942. Dos años después, en 1944, H.T.Friis escribió un artículo sobre la figura de ruido (también llamada factor de ruido) y posteriormente surgieron varios artículos acerca de las definiciones de North y Friis citados por [Engberg y Larsen, 1995].

Las definiciones fueron expresadas un poco diferentes. Fränz no llamó a su definición de alguna manera, pero claramente utilizó el concepto de potencia disponible [Fränz, 1942]. Mientras que North introdujo el "factor de ruido de operación", el cual estaba multiplicado por la temperatura de ruido T₀ [North, 1942]. La definición de Friis fue más estricta, él usó la potencia y la ganancia disponible, y obtuvo una fórmula para el factor de ruido de una red en cascada [Engberg y Larsen, 1995].

El valor de la temperatura estándar T_0 se discutió por más tiempo, proponiéndose inicialmente valores de 288.39 a 300 K y finalmente, en 1962, la IRE determinó 290K como el estándar para la temperatura de ruido T_0 .

A principios de la década de los 60's se inició el estudio y desarrollo de las técnicas de extracción de los parámetros de ruido. Las mediciones necesarias para dicha extracción implican un gran consumo de tiempo y no siempre son exactas, por lo que es necesario buscar técnicas más precisas y que impliquen un menor consumo de tiempo.

En 1956 Rothe y Dahlke completaron la teoría de cuadripolos ruidosos al dividirlos en una parte libre de ruido y otra con fuentes de ruido en diversas configuraciones. Además, mostraron que el factor de ruido de los dispositivos depende de la admitancia Y_s presentada a la entrada del mismo y que es función de cuatro parámetros conocidos como parámetros de ruido (figura de ruido mínima F_{min} , conductancia G_{opt} y susceptancia B_{opt} de entrada óptima y la resistencia equivalente de ruido R_n), a partir de los cuales se puede definir el factor de ruido del dispositivo como [Proc. IRE, 1959]:

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_{opt}|^2.$$
 (2)

Para extraer los parámetros de ruido se propusieron diversos métodos basados en la medición del factor de ruido para diferentes admitancias presentadas a la entrada, a partir de los cuales se plantea un sistema de ecuaciones cuya solución determina los parámetros de ruido. Enfocándose específicamente en la solución del sistema de ecuaciones, se han

desarrollado diversas técnicas analíticas para resolver la expresión del factor de ruido en función de los cuatro parámetros de ruido, para lo cual es necesario tomar un conjunto de factores de ruido F_i y sus correspondientes admitancias de entrada Y_{si} . Estas técnicas, conocidas como técnicas de impedancias múltiples, consisten en presentar una admitancia a la entrada del dispositivo bajo prueba (DUT) y medir a la salida el factor de ruido, es decir, para n admitancias de entrada se miden n factores de ruido.

Posteriormente, en 1976, Hillbrand y Russer obtuvieron el factor de ruido en función de la impedancia de fuente y la matriz de correlación C_A en representación ABCD y la definieron como:

$$F = 1 + \frac{1}{4kT_0 \operatorname{Re}(Z_s^i)} \cdot \begin{bmatrix} 1 & Z_s^i \end{bmatrix} \cdot C_A \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ Z_s^{i^*} \end{bmatrix}, \qquad (3)$$

donde:

 C_A es la matriz de correlación total en representación cadena o ABCD del circuito eléctrico equivalente (en el presente trabajo se utiliza la nomenclatura C_{AT} en lugar de C_A).

 Z_s es la impedancia de fuente.

k es la constante de Boltzmann, $(1.3807 \times 10^{-23} \text{JK}^{-1})$.

 T_0 es la temperatura estándar (290° K).

i corresponde a la *i-ésima* frecuencia.

El superíndice '*' indica el complejo conjugado.

Hillbrand y Russer demuestran también que los parámetros de ruido se pueden obtener a partir del conocimiento de la matriz de correlación total C_{AT} en representación ABCD [Hillbrand y Russer, 1976].

En 1999 Lázaro *et al.* propusieron un método basado en la técnica F_{50} para extraer los parámetros de ruido el cual consiste en la determinación de los elementos de la matriz de ruido intrínseca del transistor a partir de la medición de la figura de ruido para una impedancia de entrada cercana a 50 ohms.

En el CICESE se han desarrollado algunos trabajos referentes a la extracción de los parámetros de ruido, los cuales se resumen a continuación:

En 1997 se realizó un estudio comparativo entre las diferentes técnicas de extracción de los parámetros de ruido en función de su precisión y eficiencia [Maya Sánchez, 1997], las técnicas de extracción de los parámetros de ruido que se estudiaron fueron: Técnica de Lane, Técnica de Mitama, Técnica de Vasilescu, Técnica de Boudiaf, Técnica de Caruso, Técnica de O'Callaghan. Se concluyó que la técnica de Vasilescu es la más precisa y la más inmune a errores de medición pero tiene un mayor consumo de tiempo para calcular los parámetros de ruido.

Posteriormente, en 1998, se implementó un banco experimental que permitía de una manera automatizada la medición del factor de ruido utilizando la técnica de impedancias

múltiples [Enciso Aguilar, 1998]. Presentó resultados del cálculo de los parámetros de ruido aplicando la técnica de Vasilescu.

En el 2000, se presentó un trabajo en el cual se obtuvieron los parámetros de ruido a partir de las matrices de correlación obtenidas del análisis del circuito eléctrico equivalente del transistor [Padilla Corral, 2000]. Se utiliza la inversa como solución al sistema de ecuaciones para determinar los elementos de la matriz de correlación intrínseca y sugiere el uso de la técnica de impedancia adaptada para la extracción de los parámetros de ruido.

Partiendo de las investigaciones previas, en este trabajo se analiza la obtención de los parámetros de ruido y se propone un software que permite la caracterización de ruido en transistores de alta frecuencia. Como se ha mencionado, existen diversas técnicas de extracción de los parámetros de ruido [Maya Sánchez, 1997], en este caso, para el cálculo de los parámetros de ruido de transistores se considera utilizar técnicas de impedancias múltiples y la técnica F_{50} .

Antes de presentar las características de las técnicas de extracción de parámetros de ruido estudiadas en este trabajo, es necesario definir el factor de ruido, para lo cual se resume primero la teoría de cuadripolos ruidosos y posteriormente se definen los parámetros de ruido y el factor de ruido.

III. CUADRIPOLOS RUIDOSOS, FACTOR DE RUIDO Y PARÁMETROS DE RUIDO.

III.1 CUADRIPOLOS RUIDOSOS

Una red con dos pares de terminales (entrada y salida) se conoce como un cuadripolo. Los componentes de la red eléctrica pueden representarse como cuadripolos (figura 1), en distintas configuraciones. Los cuadripolos relacionan las variables de entrada con las de la salida, es decir, mediante dos ecuaciones lineales entre voltaje y corriente de entrada (V_1 e I_1) y voltaje y corriente de salida (V_2 e I_2) se puede describir el comportamiento eléctrico de una red de dos puertos. Estas ecuaciones lineales, se pueden representar en función de admitancias (Y), impedancias (Z) o en cadena (ABCD).



Figura. 1 Cuadripolo con fuentes de ruido internas

Cuando se analiza un cuadripolo ruidoso, se supone que tiene fuentes de ruido internas. Para describir el comportamiento de dicho cuadripolo, es necesario reescribir las ecuaciones lineales que describen su comportamiento eléctrico, considerando además fuentes de corriente de ruido i_1 e i_2 o fuentes de voltaje de ruido v_1 y v_2 según sea el caso [Rothe y Dahlke, 1956].

Para analizar el cuadripolo ruidoso se considera que está compuesto de una red no ruidosa o libre de ruido y dos fuentes equivalentes de ruido de voltaje o de corriente adicionales, que representan la parte ruidosa, conectadas a la entrada o a la salida, en serie o en paralelo (figura 2). La representación dependerá de la configuración deseada.



Figura 2. a) Cuadripolo con fuentes de ruido de corriente (i1 e i2) en paralelo a la entrada y salida;
b) Cuadripolo con fuentes de ruido de voltaje (e1 y e2) en serie a la entrada y salida;
c) Cuadripolo con fuente de ruido de voltaje (e) en serie y fuente de ruido de corriente (i) en paralelo a la entrada.

III.1.1. MATRICES DE CORRELACIÓN DE UN CUADRIPOLO RUIDOSO

Las fuentes de ruido presentes en el cuadripolo ruidoso se describen mediante densidades espectrales (voltaje, corriente) de las señales ruidosas que se obtienen por medio de la transformada de Fourier de las funciones de autocorrelación y correlación cruzada de las señales ruidosas. Si se ordenan estas expresiones de forma matricial se obtienen las matrices de correlación del cuadripolo ruidoso [Hillbrand y Russer, 1976].

Partiendo de dos señales ruidosas n_1 y n_2 la matriz de correlación está dada de la siguiente manera [Padilla Corral, 2000]:

Matriz de correlación =
$$\begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{N_1 N_1^*} & \overline{N_1 N_2^*} \\ \overline{N_2 N_1^*} & \overline{N_2 N_2^*} \end{bmatrix}$$
, (4)

donde:

 N_1 es la densidad espectral de la señal n_1 .

N₂ es la densidad espectral de la señal n_{2.}

Dichas matrices deben ser simétricas conjugadas, con términos de la diagonal positivos y determinante mayor o igual a cero.

III.1.2. REPRESENTACIÓN DE LOS CUADRIPOLOS RUIDOSOS Y SUS MATRICES DE CORRELACIÓN

Las fuentes equivalentes de ruido asociadas a los cuadripolos ruidosos pueden ser de voltaje o de corriente y para representarlas se pueden utilizar tres configuraciones que se describen a continuación [Dobrowolsky, 1991].

III.1.2.1 Representación en admitancia "Y"

Un cuadripolo ruidoso en representación en admitancia o configuración π , consiste de un cuadripolo libre de ruido y dos fuentes de corriente de ruido en paralelo, una a la entrada (i₁) y otra a la salida (i₂), (figura 3).



Figura 3. Cuadripolo libre de ruido con dos fuentes de corriente de ruido, representación en admitancia o configuración π .

Las corrientes I_1 e I_2 están dadas en función de los parámetros de admitancia y de las fuentes de corriente de ruido i_1 e i_2 , por lo que la matriz que describe el comportamiento del cuadripolo ruidoso en configuración en admitancia es:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}.$$
(5)

Así mismo, la matriz de correlación del cuadripolo ruidoso para la representación en admitancia está dada como:

$$C_{\gamma} = \boxed{\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}^+ = \begin{bmatrix} \frac{\overline{i_1^2}}{i_2 i_1^*} & \overline{i_1 i_2^*} \\ \frac{\overline{i_1 i_2}}{i_2 i_1^*} & \frac{\overline{i_2 i_2}}{i_2^2} \end{bmatrix},$$
(6)

donde el superíndice '+' representa la transpuesta conjugada.

III.1.2.2 Representación en Impedancia "Z"

Un cuadripolo ruidoso en representación de impedancia o configuración T está compuesto por un cuadripolo libre de ruido con dos fuentes de voltaje de ruido en serie, una a la entrada (e_1) y otra a la salida (e_2), (figura 4).



Figura 4. Cuadripolo libre de ruido con dos fuentes de voltaje de ruido, representación en impedancia o configuración T.

Los voltajes V_1 y V_2 del cuadripolo se escriben en función de los parámetros de impedancia y de las fuentes de voltaje de ruido e_1 y e_2 , por lo que la matriz que describe el comportamiento del cuadripolo ruidoso en configuración en impedancia es:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix}.$$
 (7)

La matriz de correlación del cuadripolo se obtiene como:

$$C_{Z} = \boxed{\begin{bmatrix} e_{1} \\ e_{2} \end{bmatrix}} \begin{bmatrix} e_{1} \\ e_{2} \end{bmatrix}^{+} = \begin{bmatrix} \frac{\overline{e_{1}^{2}}}{e_{2}e_{1}^{*}} & \overline{e_{1}e_{2}^{*}} \\ e_{2}e_{1}^{*} & \overline{e_{2}^{2}} \end{bmatrix}.$$
(8)

III.1.2.3 Representación en Cadena o "ABCD"

Un cuadripolo ruidoso en configuración cadena está compuesto por un cuadripolo libre de ruido y dos fuentes de ruido a la entrada: una de voltaje de ruido (e_n) y otra de corriente de ruido (i_n) , (figura 5).



Figura 5. Cuadripolo libre de ruido con una fuente de voltaje de ruido y una fuente de ruido de corriente, representación en cascada o configuración ABCD.

El voltaje V₁ y la corriente I₁ se escriben en función de los parámetros ABCD y de las fuentes de ruido $e_n e i_n$ como:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_n \\ i_n \end{bmatrix}.$$
 (9)

La matriz de correlación total está dada como:

$$C_{AT} = \boxed{\begin{bmatrix} e_n \\ i_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_n \\ i_n \end{bmatrix}^+} = \begin{bmatrix} \frac{\overline{e_n^2}}{\overline{i_n e_n^*}} & \overline{\overline{e_n i_n^*}} \\ \frac{\overline{i_n e_n^*}}{\overline{i_n^2}} \end{bmatrix}}.$$
 (10)

III.2 FACTOR DE RUIDO Y PARAMETROS DE RUIDO

III.2.1. FUNDAMENTOS DEL FACTOR DE RUIDO

En un amplificador de microondas se puede presentar un determinado nivel de potencia en el puerto de salida conocida como potencia de ruido del amplificador, aun cuando no se tenga una potencia en el puerto de entrada.

El nivel de ruido que agregan los dispositivos se cuantifica generalmente mediante el factor de ruido o la figura de ruido, que es la expresión del factor de ruido en dB. El factor de ruido es una forma de especificar la potencia de ruido introducida por el bipuerto respecto a la potencia de ruido térmico de una fuente de referencia de entrada o carga de entrada.

El factor de ruido es una figura de mérito que indica la degradación que ocurre en la relación señal-ruido debido al ruido agregado y se define como la relación señal a ruido a la entrada con respecto a la relación señal a ruido a la salida [Friis, 1940]:

$$F = \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{S_o}{N_o}}.$$
(11)

La señal de salida, S_o, es igual a la señal de entrada (S_i) amplificada por la ganancia disponible (G_a), es decir, S_o=S_iG_a y el ruido a la salida, N_o, estará definido por el ruido a la entrada (N_i) amplificado por la ganancia G_a más el ruido agregado por el cuadripolo (N_a), esto es N_o=N_iG_a+N_a; por lo que el factor de ruido se puede reescribir como:

$$F = \frac{N_i G_a + N_a}{N_i G_a}.$$
(12)

Como se observa, el factor de ruido depende del nivel de ruido presentado a la entrada del bipuerto (N_i) y es referido al ruido térmico de una carga con una temperatura $T_0=290^{\circ}$ K. N_i se define como N_i=k T_0 B donde k es la constante de Boltzmann y B es el ancho de banda de integración de la densidad espectral de ruido. Sustituyendo N_i el factor de ruido queda definido como:

$$F = \frac{N_a + kT_0 BG_a}{kT_0 BG_a}.$$
(13)

III.2.1.1 Factor de ruido en función de la Matriz de Correlación Cadena o "ABCD" y la Impedancia de Fuente

El factor de ruido de un cuadripolo también se puede expresar en función de la matriz de correlación que lo representa. Para obtener el factor de ruido del cuadripolo de la figura 6 es necesario conectar una impedancia de fuente Z_s que tiene asociada una fuente de ruido de voltaje, que se representa en serie con la impedancia [Padilla Corral, 2000].



Figura 6. a) Representación de un cuadripolo no-ruidoso ideal. b) Representación de un cuadripolo no ruidoso con sus fuentes de ruido asociadas.

Considerando la representación del cuadripolo como un dispositivo ideal, libre de fuentes de ruido (figura 6a) y como un cuadripolo no ruidoso con las fuentes de ruido e_n e i_n conectadas a la entrada, figura 6b, el voltaje de salida de cada uno de los cuadripolos de la figura 6, será:

$$V_{ox} = e_s G, \tag{14}$$

$$V_{o} = V_{e}G, \tag{15}$$

donde, V_{ox} es el voltaje de salida del cuadripolo no ruidoso ideal (figura 6a), V_e y V_o son los voltajes de entrada y salida del cuadripolo ruidoso (figura6b) y G es la ganancia del cuadripolo.

El voltaje de entrada del cuadripolo ruidoso (Ve) se define como:

$$V_e = e_s + e_n + Z_s i_n \,. \tag{16}$$
Sustituyendo (16) en (15) se obtiene:

$$V_{o} = (e_{s} + e_{n} + Z_{s}i_{n})G.$$
(17)

Por lo tanto, las densidades espectrales de voltaje de ruido del cuadripolo no ruidoso y del cuadripolo ruidoso serán, respectivamente:

$$\overline{V_{ox}^2} = \overline{\left|e_s\right|^2} \left|G\right|^2,\tag{18}$$

$$\overline{V_o^2} = \overline{(e_s + e_n + Z_s i_n)^2} |G|^2.$$
(19)

De la definición del factor de ruido del cuadripolo dado como la relación de la potencia de ruido total a la salida del cuadripolo ruidoso con la potencia de ruido total a la salida del cuadripolo no ruidoso [González, 1996] se tiene:

$$F = \frac{\overline{V_o^2}}{\overline{V_{ox}^2}} = \frac{\overline{(e_s + e_n + Z_s i_n)^2}}{\overline{|e_s^2|}}.$$
 (20)

Desarrollando la ecuación (20) y considerando que no hay correlación entre la fuente de ruido e_s y las fuentes de ruido e_n , i_n , se define el factor de ruido como:

$$F = 1 + \frac{\overline{e_n^2} + |Z_s|^2 \overline{i_n^2} + Z_s \overline{i_n e_n^*} + Z_s^* \overline{i_n^* e_n}}{|e_s^2|},$$
(21)

donde, $\overline{|e_s^2|} = 4kT_0 \operatorname{Re}(Z_s)\Delta f$, considerando que $Z_s = R_s + jX_s$, entonces $\overline{|e_s^2|} = 4kT_0R_s\Delta f$.

Expresando la ecuación (21) en función de los elementos de la matriz de correlación total en representación cadena (ecuación 10):

$$C_{AT} = \begin{bmatrix} \overline{e_n^2} & \overline{e_n i_n^*} \\ \overline{i_n e_n^*} & \overline{i_n^2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{AT}^{11} & C_{AT}^{12} \\ C_{AT}^{21} & C_{AT}^{22} \end{bmatrix},$$
(22)

tenemos que el factor de ruido está dado como:

$$F = 1 + \frac{C_{AT}^{11} + \left|Z_{s}\right|^{2} C_{AT}^{22} + Z_{s} C_{AT}^{21} + Z_{s}^{*} C_{AT}^{12}}{4kT_{0}R_{s}\Delta f}.$$
(23)

Ordenando en forma matricial se tiene [Hillbrand y Russer, 1976]:

$$F = 1 + \frac{1}{4kT_0R_s\Delta f} \cdot \begin{bmatrix} 1 & Z_s \end{bmatrix} \cdot C_{AT} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ Z_s^* \end{bmatrix}.$$
 (24)

El cálculo es similar para el caso en que se presenta una admitancia de fuente $Y_s=G_s+jB_s$ en lugar de la impedancia de fuente Z_s . El factor de ruido en función de la admitancia de fuente queda:

$$F = 1 + \frac{C_{AT}^{22} + |Y_s|^2 C_{AT}^{11} + Y_s C_{AT}^{12} + Y_s^* C_{AT}^{21}}{4kT_0 G_s \Delta f}.$$
(25)

Ordenando en forma matricial se tiene:

$$F = 1 + \frac{1}{4kT_0G_s\Delta f} \cdot \begin{bmatrix} Y_s & 1 \end{bmatrix} \cdot C_{AT} \cdot \begin{bmatrix} Y_s^* \\ 1 \end{bmatrix}.$$
 (26)

III.2.2. PARÁMETROS DE RUIDO

De la ecuación (26) se observa que el factor de ruido depende de la admitancia de fuente Y_s y de los elementos de la matriz de correlación total $C_{AT.}$

Para determinar el valor óptimo de Y_s (Y_{opt}) para el cual se tiene un factor de ruido mínimo (F_{min}), se calculan las derivadas parciales del factor de ruido (ecuación 25) en función de la susceptancia (B_s) y conductancia (G_s) de Y_s y se igualan a cero como se indica a continuación:

Igualando con cero la derivada del factor de ruido con respecto a B_s para obtener B_{opt}:

$$\frac{\partial F}{\partial B_s} = 0.$$
 (27)

De (25) se tiene:

$$F = 1 + \frac{C_{AT}^{22} + (G_s^2 + B_s^2)C_{AT}^{11} + (G_s + jB_s)C_{AT}^{12} + (G_s - jB_s)C_{AT}^{21}}{4kT_0G_s\Delta f}.$$
 (28)

Entonces:

$$\frac{\partial F}{\partial B_s} = \frac{\partial \left(1 + \frac{C_{AT}^{22} + (G_s^2 + B_s^2)C_{AT}^{11} + (G_s + jB_s)C_{AT}^{12} + (G_s - jB_s)C_{AT}^{21}}{4kT_0G_s\Delta f}\right)}{\partial B_s} = 0, \quad (29)$$

$$\frac{\partial F}{\partial B_s} = \frac{B_s C_{AT}^{11} - \operatorname{Im} C_{AT}^{12}}{2kT_0 G_s \Delta f} = 0.$$
(30)

Despejando B_s , donde B_s es el valor óptimo de la susceptancia de fuente (denotada por B_{opt}) para obtener la figura de ruido mínima, se tiene:

$$B_{opt} = \frac{\text{Im} C_{AT}^{12}}{C_{AT}^{11}}.$$
(31)

> Igualando con cero la derivada del factor de ruido respecto a G_s para obtener G_{opt}:

$$\frac{\partial F}{\partial G_s} = 0, \qquad (32)$$

$$\frac{\partial F}{\partial G_s} = \frac{\partial \left(1 + \frac{C_{AT}^{22} + (G_s^2 + B_s^2)C_{AT}^{11} + (G_s + jB_s)C_{AT}^{12} + (G_s - jB_s)C_{AT}^{21}}{4kT_0G_s\Delta f}\right)}{\partial G_s} = 0, \quad (33)$$

$$\frac{\partial F}{\partial G_s} = \frac{-C_{AT}^{22} + G_s^2 C_{AT}^{11} - B_s^2 C_{AT}^{11} + 2B_s \text{Im} C_{AT}^{12}}{4kT_0 G_s^2 \Delta f} = 0.$$
(34)

Despejando G_s de (34):

$$G_s = \sqrt{\frac{C_{AT}^{22}}{C_{AT}^{11}} + B_s^2 - 2B_s \frac{\text{Im} C_{AT}^{12}}{C_{AT}^{11}}}.$$
(35)

El valor de G_s, ecuación (35), representa la conductancia de fuente óptima G_{opt} que genera la figura de ruido mínima. Sustituyendo el valor de B_s (ecuación 31) en la ecuación (35), G_{opt} se define como:

$$G_{opt} = \sqrt{\frac{C_{AT}^{22}}{C_{AT}^{11}} - \left(\frac{\text{Im} C_{AT}^{12}}{C_{AT}^{11}}\right)^2} .$$
(36)

Por lo tanto, el valor de la admitancia de fuente, en función de la matriz de correlación en configuración cadena, para la cual se obtiene la figura de ruido mínima es la admitancia óptima Y_{opt} calculada por:

$$Y_{opt} = G_{opt} + jB_{opt} . aga{37}$$

Sustituyendo los valores de Gopt y Bopt, se tiene:

$$Y_{opt} = \sqrt{\frac{C_{AT}^{22}}{C_{AT}^{11}}} - \left(\frac{\operatorname{Im} C_{AT}^{12}}{C_{AT}^{11}}\right)^2 + j \frac{\operatorname{Im} C_{AT}^{12}}{C_{AT}^{11}}.$$
(38)

Ahora bien, la figura de ruido mínima F_{min} se obtiene calculando el factor de ruido para la admitancia de fuente óptima:

$$F_{\min} = F \Big|_{Y_s = Y_{opt}} \quad . \tag{39}$$

Aplicando esta consideración a la ecuación (25), se obtiene:

$$F = 1 + \frac{C_{AT}^{22} + \left|Y_{opt}\right|^2 C_{AT}^{11} + Y_{opt} C_{AT}^{12} + Y_{opt}^* C_{AT}^{21}}{4kT_0 G_{opt} \Delta f}.$$
(40)

Sustituyendo Y_{opt} (ecuación 38) en la ecuación (40) y reduciendo términos, se tiene la definición de la figura de ruido mínima F_{min} en función de la matriz de correlación en configuración de cadena:

$$F_{\min} = 1 + \frac{1}{2kT_0\Delta f} \left[\operatorname{Re} C_{AT}^{12} + \sqrt{C_{AT}^{11} C_{AT}^{22} - (\operatorname{Im} C_{AT}^{12})^2} \right].$$
(41)

De (31), (36) y (41) y considerando la siguiente relación:

$$R_n = \frac{C_{AT}^{11}}{4kT_0 \Delta f},$$
 (42)

se obtienen los elementos de la matriz de correlación total C_{AT} en función de Y_{opt} , F_{min} y R_n como se indica a continuación.

$$C_{AT} = 4kT_{0}\Delta f \begin{bmatrix} R_{n} & \frac{1}{2}(F_{\min} - 1) - R_{n}Y_{opt}^{*} \\ \frac{1}{2}(F_{\min} - 1) - R_{n}Y_{opt} & R_{n}|Y_{opt}|^{2} \end{bmatrix},$$
(43)

donde, F_{min} es la figura de ruido mínima, R_n es la resistencia equivalente de ruido, $Y_{opt}=G_{opt}+jB_{opt}$ es la admitancia de entrada óptima, G_{opt} es la conductancia óptima y B_{opt} es la susceptancia óptima. A estos cuatro parámetros se les conoce como parámetros de ruido. De (31), (36), (41) y (42), se puede observar que si se conocen los elementos de la matriz de correlación total C_{AT} , es posible obtener los parámetros de ruido y en caso contrario, si se conocen los cuatro parámetros de ruido es posible calcular C_{AT} (ecuación 43).

Los parámetros de ruido describen las características de ruido del transistor y éstos varían con la frecuencia y punto de polarización. Si se conocen los cuatro parámetros de ruido: figura de ruido mínima (F_{min}), resistencia equivalente de ruido (R_n) y admitancia óptima (Y_{opt} , conductancia y susceptancia) se puede predecir o determinar el nivel de ruido que va a generar el transistor en función de la admitancia Y_s presentada a la entrada del dispositivo. A continuación se da una breve explicación de los parámetros de ruido.

III.2.2.1 Resistencia Equivalente de Ruido (R_n)

La resistencia equivalente de ruido, R_n , de un transistor indica la sensibilidad del factor de ruido a cambios en la admitancia de fuente Y_s , es decir, nos indica que tan rápido cambia la figura de ruido mínima conforme nos alejamos de la admitancia de fuente óptima. Para bajos valores de resistencia de ruido, se tiene una sensibilidad baja.

Generalmente, la resistencia de ruido se normaliza a la impedancia característica Z_0 , (50 ohms).

$$R'_n = \frac{R_n}{Z_0} \quad . \tag{44}$$

III.2.2.2 Admitancia de entrada óptima (Y_{opt}, conductancia y susceptancia)

Es el valor de la admitancia (Y_{opt} , conductancia G_{opt} y susceptancia B_{opt}) presentada a la entrada del dispositivo, para la cual se obtiene un factor de ruido mínimo de un dispositivo activo, también se puede representar como coeficiente de reflexión Γ_{opt} (en magnitud y fase).

III.2.2.3 Figura de Ruido Mínima (F_{min})

Se puede tener el mismo nivel de figura de ruido para varios valores de admitancia de fuente, pero conforme el nivel de ruido disminuye, el número de valores de admitancias que lo generan también disminuye. El valor mínimo de la figura de ruido (F_{min}) se obtiene cuando la admitancia de fuente (Y_s) es igual a la admitancia de fuente óptima (Y_{opt}).

III.2.3. FACTOR DE RUIDO EN FUNCIÓN DE LOS PARÁMETROS DE RUIDO

Sustituyendo (43) en (25), el factor de ruido también puede definirse en función de los parámetros de ruido y la admitancia de fuente Y_s :

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} \left| Y_s - Y_{opt} \right|^2, \tag{45}$$

En forma equivalente a la ecuación (45), haciendo algunos desarrollos algebraicos, el factor de ruido puede indicarse en función del coeficiente de reflexión de la entrada Γ_s y el coeficiente de reflexión óptimo Γ_{opt} en lugar de las admitancias Y_s y Y_{opt} , respectivamente, como se indica a continuación.

$$F(\Gamma_{s}) = F_{\min} + 4 \frac{R_{n}}{Z_{0}} \frac{\left|\Gamma_{s} - \Gamma_{opt}\right|^{2}}{\left|1 + \Gamma_{opt}\right|^{2} \left(1 - \left|\Gamma_{s}\right|\right)^{2}},$$
(46)

donde Z_0 es la impedancia característica (generalmente igual a 50 Ω), Γ_{opt} es el coeficiente de reflexión óptimo con el que se puede obtener la figura de ruido mínima y R_n es la resistencia equivalente de ruido que indica la degradación del factor de ruido F conforme el coeficiente de reflexión presentado a la entrada Γ_s se aleja del Γ_{opt} .

En la figura 7 se muestra una representación gráfica del factor de ruido en función de $\Gamma_{\rm S}$. Se observa que el factor de ruido puede tener el mismo nivel para varios coeficientes de reflexión presentados a la entrada, pero conforme el nivel de ruido disminuye, el número de coeficientes que lo generan también disminuye. Se obtienen valores pequeños del factor de ruido cuando se elige apropiadamente el coeficiente de reflexión de la entrada del dispositivo, y se llega al punto mínimo F_{min} cuando el coeficiente de reflexión de la entrada entrada $\Gamma_{\rm S}$ es igual al coeficiente de reflexión óptimo Γ_{opt} .



Figura 7. Representación de la figura de ruido mínima F_{min} en la gráfica del factor de ruido.

En resumen, el factor de ruido (figura de ruido) es función del coeficiente de reflexión Γ_S presentado a la entrada del dispositivo y depende de los cuatro parámetros de ruido: F_{min} , R_n y Y_{opt} (conductancia y susceptancia). En este sentido han surgido diversas técnicas que permiten medir el factor de ruido en función de la admitancia presentada a la entrada y a partir de estos datos y con la ayuda de datos conocidos, como parámetros de dispersión y elementos del circuito eléctrico equivalente, es posible determinar los parámetros de ruido. En este trabajo sólo se tratarán dos de las técnicas, las cuales se describen en el siguiente apartado.

IV. EXTRACCIÓN DE LOS PARÁMETROS DE RUIDO DE UN TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO (FET)

IV.1 TÉCNICA DE IMPEDANCIAS MÚLTIPLES

La técnica de impedancias múltiples permite la determinación de los parámetros de ruido a partir de la medición del factor de ruido para diferentes impedancias de entrada producidas por un sintonizador (Tunner).

En estas técnicas se necesita gran tiempo de medición ya que se requiere medir por lo menos 4 coeficientes de reflexión a la entrada del DUT, aunque se recomienda en la literatura como mínimo 7 puntos para cada frecuencia y punto de polarización. También se debe considerar que resulta un método costoso ya que se requiere usar sintonizadores. Las medidas del factor de ruido (F) y la admitancia presentada a la entrada (Y_s) se utilizan como datos en un sistema de ecuaciones cuya solución define los parámetros de ruido. Dichas mediciones tienen que ser lo más precisas posibles para minimizar la incertidumbre en la extracción [Enciso Aguilar, 1997]; la solución a este sistema de ecuaciones se puede obtener con la ayuda de un programa de computadora [Maya Sánchez, 1997].

Basándose en la solución del sistema de ecuaciones, se han desarrollado diversas técnicas analíticas para resolver la expresión del factor de ruido en función de los cuatro parámetros de ruido, tomando como datos un conjunto de factores de ruido F_i y sus admitancias de entrada Y_{si} correspondientes.

Entre las técnicas analíticas de extracción de los parámetros de ruido a partir de un análisis matemático se pueden mencionar los siguientes:

- Técnica de Lane [Lane, 1969]
- Técnica de Mitama [Mitama y Katoh, 1979]
- Técnica de Vasilescu [Vasilescu et al., 1989]
- Técnica de Boudiaf [Boudiaf et al., 1992]
- Técnica de Caruso [Caruso y Sanino, 1978]
- Técnica de O'Callaghan [O'Callaghan y Mondal, 1991]

Las técnicas de Lane, Caruso y O'Callaghan minimizan una función de error definida como la suma de las diferencias entre las figuras de ruido medidas y estimadas. En la técnica de Mitama también se minimiza una expresión de error, sólo que en este caso, se considera que existen errores de medición tanto en la figura de ruido F_i como en la admitancia de entrada Y_s . En la técnica de Vasilescu, se resuelve un sistema de cuatro ecuaciones no lineales. En la técnica de Boudiaf, se expresa la relación de la figura de ruido como una línea recta y se emplea el algoritmo de Williamson [Williamson, 1968] para extraer los parámetros de ruido.

En esta tesis sólo se utilizarán dos de las técnicas antes indicadas: la técnica de Lane y la de Vasilescu. Es importante mencionar que el resto de las técnicas también pueden ser implementadas de forma inmediata considerando que los algoritmos ya han sido escritos en un software de programación [Maya Sánchez, 1997].

IV.1.1. TÉCNICA DE LANE [LANE, 1969]

En esta técnica, se propone resolver un sistema de cuatro ecuaciones con cuatro incógnitas, para ello, es necesario conocer un conjunto de n valores medidos del factor de ruido para diferentes coeficientes de reflexión (Γ_s) presentados a la entrada (o admitancias, Y_s). En la literatura se recomiendan realizar 7 mediciones, aunque para obtener una mayor precisión es necesario un mayor número de mediciones. Se utiliza la expresión de la figura de ruido, F, en función de las admitancias:

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} [(G_s - G_{opt})^2 + (B_s - B_{opt})^2].$$
(47)

F también se puede expresar en función de pseudoparámetros:

$$F = A + BG_s + \frac{C + BB_s^2 + DB_s}{G_s},$$
(48)

a partir de los cuales se pueden definir los parámetros de ruido de la siguiente manera:

$$F_{\min} = A + \sqrt{4BC - D^2}, \qquad R_n = B,$$

$$B_{opt} = \frac{-D}{2B}, \qquad G_{opt} = \frac{\sqrt{4BC - D^2}}{2B}.$$
(49)

Para calcular los valores de A, B, C, D se utilizan mínimos cuadrados, por lo que se establece un criterio de error a minimizar:

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n} \left[A + B \left(G_s + \frac{B_s^2}{G_s} \right) + \frac{C}{G_s} + D \frac{B_s}{G_s} - F_i \right]^2.$$
(50)

donde n es el número de admitancias para las cuales fue medido F, i es la i-ésima medida.

Resolviendo se obtiene un sistema de cuatro ecuaciones con cuatro incógnitas, ordenando en forma matricial se tiene:

$$XY = Z, (51)$$

donde:

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \\ D \end{bmatrix},\tag{52}$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{n} F_{i} \\ \sum_{i=1}^{n} F_{i} \left(G_{s} + \frac{B_{s}^{2}}{G_{s}} \right) \\ \sum_{i=1}^{n} F_{i} \frac{1}{G_{s}} \\ \sum_{i=1}^{n} F_{i} \frac{B_{s}}{G_{s}} \end{bmatrix},$$
(53)

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} n & \sum_{i=1}^{n} \left(G_{s} + \frac{B_{s}^{2}}{G_{s}}\right) & \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{G_{s}} & \sum_{i=1}^{n} \frac{B_{s}}{G_{s}} \\ \sum_{i=1}^{n} \left(G_{s} + \frac{B_{s}^{2}}{G_{s}}\right) & \sum_{i=1}^{n} \left(G_{s} + \frac{B_{s}^{2}}{G_{s}}\right)^{2} & \sum_{i=1}^{n} \left(1 + \frac{B_{s}^{2}}{G_{s}^{2}}\right) & \sum_{i=1}^{n} \left(B_{s} + \frac{B_{s}^{3}}{G_{s}^{2}}\right) \\ \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{G_{s}} & \sum_{i=1}^{n} \left(1 + \frac{B_{s}^{2}}{G_{s}^{2}}\right) & \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{G_{s}^{2}} & \sum_{i=1}^{n} \frac{B_{s}}{G_{s}^{2}} \\ \sum_{i=1}^{n} \frac{B_{s}}{G_{s}} & \sum_{i=1}^{n} \left(B_{s} + \frac{B_{s}^{3}}{G_{s}^{2}}\right) & \sum_{i=1}^{n} \frac{B_{s}}{G_{s}^{2}} & \sum_{i=1}^{n} \frac{B_{s}^{2}}{G_{s}^{2}} \end{bmatrix}.$$
(54)

Para obtener A, B, C y D se multiplica (51), por la inversa de X a la derecha en ambos lados de la igualdad; es decir, $Y = X^{-1}Z$. Una vez conocidos estos valores se sustituyen en la ecuación (49) y se obtienen los parámetros de ruido.

IV.1.2. TÉCNICA DE VASILESCU [VASILESCU et al., 1989]

Esta técnica propone el desarrollo de un sistema de cuatro ecuaciones no lineales para encontrar los parámetros de ruido F_{min} , R_n , G_{opt} y B_{opt} . Como datos, se necesita un conjunto de cuatro mediciones del factor de ruido para diferentes coeficientes de reflexión a la entrada.

Inicialmente se sugiere un cambio de variable $G_{si}=R_{si}^{-1}$ en la ecuación de la figura de ruido:

$$F_{i} = F_{\min} + R_{n}R_{si}[(G_{si} - G_{opt})^{2} + (B_{si} - B_{opt})^{2}],$$
(55)

$$i = 1, 2, 3, 4;$$
 $R_{si} = \frac{1}{G_{si}}.$

Para eliminar F_{min} , se obtiene una nueva ecuación: F_{i+1} - F_i . Dando como resultado:

$$-d_{i} = a_{i} \left(G_{opt}^{2} + B_{opt}^{2} \right) + 2b_{i} B_{opt} - \frac{c_{i}}{R_{n}}, \qquad i=1, 2, 3;$$
(56)

en donde:

$$a_{i} = R_{si} - R_{s(i+1)},$$

$$b_{i} = B_{s(i+1)}R_{s(i+1)} - B_{si}R_{si},$$

$$c_{i} = F_{i} - F_{i+1},$$

$$d_{i} = G_{si} - G_{s(i+1)} + R_{si}B_{si}^{2} - R_{s(i+1)}B_{s(i+1)}^{2}.$$
(57)

Para eliminar $(G_{opt}^2+B_{opt}^2)$, la ecuación (56) se divide entre a_i y se realiza la operación: $(-d_{i+1}/a_{i+1})+(d_i/a_i)$, con lo cual resulta una expresión en función de B_{opt} y R_n

$$g_i = e_i B_{opt} + \frac{f_i}{R_n}; \quad i=1, 2;$$
 (58)

en donde:

$$e_{i} = 2(b_{i}a_{i+1} - b_{i+1}a_{i}),$$

$$f_{i} = a_{i}c_{i+1} - a_{i+1}c_{i},$$

$$g_{i} = d_{i+1}a_{i} - d_{i}a_{i+1}.$$
(59)

Con esto, en la ecuación (58) se tienen dos ecuaciones con dos incógnitas. Por lo que resolviendo el sistema se obtiene:

$$R_{n} = \frac{e_{2}f_{1} - e_{1}f_{2}}{e_{2}g_{1} - e_{1}g_{2}},$$

$$B_{o} = \frac{g_{2}f_{1} - g_{1}f_{2}}{e_{2}f_{1} - e_{1}f_{2}},$$
(60)

Se sustituyen estos valores para encontrar los restantes:

$$G_{opt} = \left[\left(-d_1 + \frac{c_1}{R_n} - 2B_{opt}b_1 \right) \frac{1}{a_1} - B_{opt}^2 \right]^{\frac{1}{2}},$$

$$F_{opt} = F_1 - R_n R_{s1} \left[(G_1 - G_{opt})^2 + (B_{s1} - B_{opt})^2 \right].$$
(61)

IV.2 TÉCNICA DE IMPEDANCIA ADAPTADA F₅₀

Como alternativa a las técnicas de impedancias múltiples para obtener C_{INT} se han propuesto técnicas basadas en la medida de una impedancia adaptada (F_{50}).

La técnica F_{50} consiste en presentar un coeficiente de reflexión de la fuente con una impedancia de aproximadamente 50 ohms, por lo que no es necesario utilizar un sintonizador, y se mide el factor de ruido para varios puntos de frecuencia. Se define la matriz de correlación intrínseca C_{INT} en función de la contribución de ruido térmico debida a los elementos extrínsecos (matriz de correlación extrínseca C_A^{EXT}) y en función del factor de ruido medido. Los elementos de C_{INT} se definen como un polinomio en frecuencia, donde las incógnitas a determinar son los coeficientes de cada polinomio. Una vez calculada C_{INT} se agregan los elementos extrínsecos para obtener la matriz de correlación total C_{AT} que definirá el comportamiento de ruido total del dispositivo [Lázaro *et al.*, 1998; Lázaro *et al.*, 1999]. Los parámetros de ruido se obtienen a partir de esta matriz de correlación [Hillbrand y Russer, 1976]. El cálculo de cada una de las matrices de correlación se verá con mayor detalle en los siguientes apartados.

IV.2.1. DETERMINACIÓN DE LA MATRIZ DE CORRELACIÓN TOTAL (C_{AT}) DE UN TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO (FET)

Una manera de obtener los parámetros de ruido es definirlos en función de los elementos de la matriz de correlación total C_{AT} previamente conocida. En sentido inverso, tal como se indicó en el capítulo anterior, la alternativa para cuantificar la matriz de correlación total, C_{AT} , es mediante el conocimiento de los parámetros de ruido a un determinado punto de polarización y en un intervalo de frecuencia (ecuación 28).

Otra manera de obtener la matriz C_{AT} es mediante el análisis del circuito eléctrico equivalente del transistor, con el conocimiento previo de los valores de los elementos del mismo. Este análisis consiste en dividir el circuito en cinco redes de dos puertos como se muestra en la figura 8 [Lázaro *et al.*, 1999] y calcular para cada una de las redes la matriz de correlación que las representa.



Figura 8. Circuito equivalente del transistor dividido en redes, incluyendo las fuentes de ruido intrínsecas para la configuración híbrida (ver Anexo1).

Al cuadripolo del FET intrínseco se agregan las matrices de correlación de las redes pasivas (Redes Extrínsecas: Red Compuerta, Red Fuente, Red Drenaje y Red Compuerta-Drenaje) obteniendo así la expresión de la matriz de correlación total C_{AT} ; para ello se realiza el procedimiento de ensamblado de matrices de correlación, cuyo diagrama a bloques se muestra en la figura 9.



Figura 9. Diagrama a bloques del ensamblado de la matriz de correlación total del FET.

A continuación se describe el ensamblado de las matrices de correlación, [Maya Sánchez, 2003]:

Se transforma la matriz de correlación intrínseca C_{INT} en configuración híbrida a la configuración de admitancia utilizando la matriz de paso P_{HY} y se agrega la matriz de correlación de la red compuerta-drenador C_Y^{gd}, que se encuentra en paralelo al FET intrínseco.

$$C_Y^i = C_Y^{gd} + P_{HY} C_{INT} P_{HY}^+ . (62)$$

 La matriz resultante se transforma a la configuración de impedancia utilizando la matriz de paso P_{YZ} y se agrega la matriz de correlación de la fuente C_Z^S que está en serie:

$$C_Z^{si} = C_Z^s + P_{YZ} C_Y^i P_{YZ}^+. ag{63}$$

La matriz C_Z^{si} se transforma a configuración de cascada utilizando la matriz de paso
 P_{ZA} y se agrega la matriz de la correlación de la red drenaje C_A^d;

$$C_A^{dsi} = A_{si} C_A^d (A_{si})^+ + P_{ZA} C_Z^{si} P_{ZA}^+.$$
(64)

 Por último se agrega la matriz de correlación de la red compuerta C_A^g y se obtiene la matriz de correlación total en configuración de cascada:

$$C_{AT} = A_g C_A^{dsi} (A_g)^+ + C_A^g.$$
(65)

En este caso se considera que C_{INT} está en configuración híbrida. La matriz de transformación P_{HY} se puede generaliza a una matriz P_{MY} que transforma C_{INT} de cualquier configuración a una configuración de admitancia, por lo tanto; la matriz de correlación total C_{AT} queda definida de la siguiente manera:

$$C_{AT} = C_A^{EXT} + C_{INT}^A, ag{66}$$

donde:

 C_A^{EXT} representa la contribución total de ruido de los elementos extrínsecos y se define en el siguiente apartado.

 C^{A}_{INT} representa la contribución total de los elementos intrínsecos en configuración cadena y se define como:

$$C_{INT}^{A} = \left(A_{g}P_{ZA}P_{YZ}P_{MY}\right) \cdot C_{INT} \cdot \left(A_{g}P_{ZA}P_{YZ}P_{MY}\right)^{\dagger}.$$
(67)

Ag es la matriz eléctrica en configuración ABCD de la red compuerta.

 A_{si} representa la matriz eléctrica en representación ABCD de la conexión serie de la red intrínseca y la red fuente.

PZA, PYZ, PMY son las matrices de paso para cambiar de representación.

C_{INT} describe la matriz de correlación intrínseca en configuración híbrida.

IV.2.1.1 Cálculo de C_A^{EXT}

La matriz de correlación extrínseca (C_A^{EXT}) del transistor que agrupa el efecto de ruido térmico de los elementos extrínsecos, puede determinarse si se conocen las matrices de correlación de las redes pasivas y los parámetros S o los elementos del circuito eléctrico equivalente y esta dada de la siguiente manera:

$$C_{A}^{EXT} = A_{g} P_{ZA} P_{YZ} C_{y}^{gd} \left(A_{g} P_{ZA} P_{YZ} \right)^{+} + A_{g} P_{ZA} C_{z}^{s} \left(A_{g} P_{ZA} \right)^{+} + C_{A}^{g} + A_{g} A_{si} C_{A}^{d} \left(A_{g} A_{si} \right)^{+}, \quad (68)$$

donde las matrices de paso P_{ZA} , $P_{YZ} y P_{MY}$, las matrices en configuración ABCD, $A_g y A_{si}$, y las matrices de correlación de las redes extrínsecas, C_Y^{gd} , C_Z^{S} , $C_A^{g} y C_A^{d}$ se definen más adelante.

Es necesario hacer notar que existen diferentes topologías que representan el circuito eléctrico equivalente en pequeña señal del transistor [Reynoso *et. al.*, 1997], las cuales varían dependiendo la manera en que se coloquen los capacitores C_{pg} y C_{pd} (figura 10), por lo que para realizar la división del circuito se debe tomar en cuenta el tipo de topología que se tiene (ver detalle de topologías en el Anexo 1). Cada una de las topologías de la figura 10 corresponde al tipo de transistor que se esté caracterizando, es decir si son del tipo coplanar (en oblea) o bien si están montados en microcinta.



Figura 10. Topologías del circuito eléctrico equivalente del transistor en pequeña señal. a) Topología 1, b) Topología 2, c) Topología 3.

A continuación se presentan las matrices de correlación obtenidas para cada red extrínseca partiendo de la topología 3 del circuito eléctrico equivalente mostrada en la figura 8, (ver detalle del cálculo en el Anexo1).

* Red compuerta (en representación cascada o ABCD):

$$C_A^g = 4kT_0\Delta f \begin{bmatrix} R_g & -jwR_gC_{pg} \\ jwR_gC_{pg} & w^2R_gC_{pg}^2 \end{bmatrix}$$
(69)

* Red compuerta-drenaje (en representación de admitancia):

$$Y_{gd} = jwC_{gd} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$C_{y}^{gd} = 4kT_{0}\Delta f \operatorname{Re}[Y_{gd}] = 0$$
(70)

* Red Drenaje (en representación cascada o ABCD):

$$C_A^d = 4kT_0\Delta f \begin{bmatrix} R_d & 0\\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$
(71)

* Red Fuente (en representación de impedancia):

$$C_Z^s = 4kT_0 \Delta f R_s \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$$
(72)

donde R_g , R_d y R_s son las resistencias parásitas del transistor, C_{pg} es la capacidad parásita del PAD de la compuerta y C_{gd} es una de las capacidades intrínsecas del transistor.

IV.2.1.2 Cálculo de C_{INT}

Se han presentado diferentes modelos que describen el ruido de la parte intrínseca del transistor. A principios de los 60's Van Der Ziel [Van Der Ziel , 1962] presentó un modelo que considera que el ruido del transistor intrínseco es de origen térmico y que se puede representar por dos fuentes de corriente de ruido, una debida al drenador y otra a la compuerta. En 1976 Pucel presentó un modelo en el que se divide al canal en dos regiones, de las cuales, en una se considera que se tiene un comportamiento óhmico y que se genera ruido térmico mientras que en la otra se considera que existe ruido de difusión debido a fluctuaciones en la velocidad de saturación de los portadores, siendo este último el predominante.

Posteriormente, Pucel considera una topología híbrida en donde las fuentes intrínsecas se representan por una fuente de corriente de ruido debida al drenador y una fuente de voltaje de ruido debida a la compuerta [Pucel, 1992]. En 1994 Daneville concluye que el comportamiento de las fuentes de ruido es básicamente independiente de la frecuencia y su factor de correlación es muy pequeño pero no igual a cero. Pospieszalski [Pospieszalski, 1989] presentó también un modelo conocido como modelo de temperaturas que emplea la topología híbrida, pero el comportamiento del ruido está definido en función de dos temperaturas de ruido no correlacionadas e independientes de la frecuencia asociadas a la compuerta y al drenador. Para obtener los modelos de ruido del transistor intrínseco se resta previamente el efecto asociado a los elementos parásitos.

IV.2.1.2.1 Obtención de los Elementos de C_{INT} utilizando Modelos de Ruido del Transistor Intrínseco

La matriz de correlación intrínseca (C_{INT}):

$$C_{INT} = \begin{bmatrix} C_{11}^{INT} & C_{12}^{INT} \\ C_{21}^{INT} & C_{22}^{INT} \end{bmatrix},$$
(73)

puede ser en configuración híbrida, que es el modelo mostrado en la figura 8, o en configuración de admitancia, como se detalla a continuación.

Modelo de Admitancia [Van Der Ziel, 1962; Daneville et al., 1994]

Este modelo considera dos fuentes de corriente de ruido en paralelo, una entre la compuerta y la fuente que modela el ruido generado en la compuerta (i_g) y otra entre el drenador y la fuente que modela el ruido generado en el drenador (i_d) .

Considerando como elemento externo la capacitancia C_{gd} se tiene el circuito de la figura 11 y su matriz de correlación (ecuación 74):



Figura 11. Modelo de ruido del FET intrínseco en configuración de admitancia, con dos fuentes de corriente de ruido: una debida a la compuerta y otra al drenador.

$$C_{y} = \begin{bmatrix} \overline{i_{g}^{2}} & \overline{i_{g}i_{d}^{*}} \\ \overline{i_{g}^{*}i_{d}} & \overline{i_{d}^{2}} \end{bmatrix}$$
(74)

Los términos $\overline{i_g^2}$ e $\overline{i_d^2}$ son las densidades espectrales de las fuentes de corriente de ruido de compuerta y drenador, respectivamente. El término $\overline{i_g i_d^*}$ representa la correlación entre ambas fuentes de ruido, y están definidas como, [Van Der Ziel, 1963; Cappy, 1988]:

$$\overline{i_g^2} = 4kT_0 \Delta f(\omega C_{gs})^2 \frac{R}{g_m},$$
(75)

$$\overline{i_d^2} = 4kT_0g_mP\Delta f, \qquad (76)$$

$$\overline{i_g i_d^*} = \rho \sqrt{RP} 4kT_0 \Delta f \omega C_{gs}, \qquad (77)$$

donde, Δf corresponde al ancho de banda de integración de la densidad espectral de ruido, R, P y ρ son factores adimensionales que dependen de las condiciones de polarización y de los parámetros propios del dispositivo. ρ es el factor de correlación y expresa la relación entre la correlación de las fuentes y sus densidades espectrales propias:

$$\rho = \frac{\overline{i_g i_d^*}}{\sqrt{\overline{i_g^2} \ \overline{i_d^2}}} = jC.$$
(78)

De acuerdo a las expresiones (75) a (77) y a lo reportado en la literatura se mencionan las siguientes características del comportamiento de las fuentes de ruido consideradas en el modelo de admitancia [Cappy, 1988; Pucel *et al.*, 1976]:

- La densidad espectral de ruido debida a la compuerta evoluciona cuadráticamente con la frecuencia.
- La densidad espectral de ruido debida al drenador es independiente de la frecuencia.
- El factor de correlación entre las fuentes de ruido es imaginario.
- Modelo Híbrido [Pucel et al., 1992]

En este modelo se consideran una fuente de voltaje de ruido (e_{gs}) en serie con la resistencia intrínseca R_i y una fuente de corriente de ruido entre el drenador y la fuente (i_{ds}) como se muestra en la figura 12.



Figura 12. Circuito equivalente del FET intrínseco, con una fuente de voltaje de ruido debida a la compuerta y fuente de corriente de ruido del drenador.

La matriz de correlación es:

$$C_{H} = \begin{bmatrix} \overline{e_{gs}^{2}} & \overline{e_{gs}i_{ds}^{*}} \\ \overline{e_{gs}^{*}i_{ds}} & \overline{i_{ds}^{2}} \end{bmatrix}.$$
(79)

El término $\overline{e_{gs}^2}$ es la densidad espectral de tensión de ruido de la compuerta, $\overline{i_{ds}^2}$ es la densidad espectral de corriente de ruido del drenador y $\overline{e_{gs}}i_{ds}^*$ representa la correlación entre ambas fuentes de ruido y se definen como:

$$\overline{e_{gs}^2} \approx 4kT_0 \Delta f \frac{R}{g_m},\tag{80}$$

$$\overline{i_{ds}^2} \approx 4kT_0 g_m \Delta f(P+R) , \qquad (81)$$

$$\overline{e_{gs}i_{ds}^*} \approx 0.$$
(82)

De las ecuaciones (80) a (82) se observa que las principales características de estas fuentes son:

- Las densidades espectrales de voltaje de ruido de la compuerta y de corriente de ruido en el drenador son independientes de la frecuencia.
- La correlación entre las fuentes de ruido de tensión y corriente es aproximadamente cero.
- Modelo de Pospieszalski o de temperaturas [Pospieszalski, 1989]

Este modelo emplea una configuración híbrida para representar las fuentes de ruido e_{gs} -i_{ds} como se muestra en la figura 13. Las densidades espectrales de voltaje y corriente se expresan en función de dos temperaturas equivalentes de ruido, T_g y T_d, y considera que las fuentes de ruido no están correlacionadas [Pospieszalski, 1989; Tasker *et al.*, 1993].

La matriz de correlación para esta configuración es:

$$C_H = \begin{bmatrix} \overline{e_{gs}^2} & 0\\ 0 & \overline{i_{ds}^2} \end{bmatrix},\tag{83}$$

donde $\overline{e_{gs}^2}$ e $\overline{i_{ds}^2}$ dependen de las temperaturas T_g y T_d y se definen como:

$$\overline{e_{gs}^2} = 4kT_g R_i \Delta f , \qquad (84)$$

$$\overline{i_{ds}^2} = 4kT_d \,\frac{1}{R_{ds}}\Delta f \,. \tag{85}$$



Figura 13. Circuito equivalente del FET intrínseco, con una fuente de voltaje de ruido debida a la compuerta asociada a una temperatura $T_g y$ una fuente de corriente de ruido del drenaje asociada a una temperatura T_d .

El modelo de admitancia, híbrido o de temperaturas se puede obtener partiendo del conocimiento previo de los valores de las fuentes de ruido intrínsecas definidas en función de los elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor intrínseco y de los factores R, P y ρ o de T_g y T_d según sea el caso, o bien en sentido inverso, a partir de mediciones de los parámetros de ruido. En este último caso, los parámetros de ruido se obtienen mediante alguna de las técnicas de impedancias múltiples propuestas en la literatura [Lane, 1969; Vasilescu *et al.*, 1989; Mitama y Katoh, 1979; Boudiaf *et al.*, 1992; Caruso y Sanino, 1978; O'Callaghan y Mondal, 1991], restando posteriormente los efectos térmicos para determinar la matriz de correlación intrínseca, esto es, sus fuentes de ruido intrínsecas.

IV.2.1.2.2 Obtención de los Elementos de C_{INT} utilizando la Técnica F₅₀

El cálculo de C_{INT} se basa en la medición de F_{50} para un número de N puntos de frecuencia, considerando conocidos los elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor. Este circuito eléctrico se obtiene mediante mediciones en DC y RF. La caracterización estática (DC) permite determinar las resistencias extrínsecas R_s , R_g y R_d , mientras que la caracterización dinámica (RF), mediante la medición de parámetros S en directa: V_{ds} flotante y $V_{gs}>V_{bi}>0$, permite la obtención de las inductancias (L_s , L_d y L_g) y las resistencias extrínsecas (R_s , R_g y R_d), [Reynoso *et. al*, 1996, Reynoso *et. al*, 1997]. Si se llevan a cabo mediciones en inversa ($V_{ds}=0$ y $V_{gs}<V_T<0$) se obtienen las capacitancias extrínsecas (C_{pg} y C_{pd}), [Dambrine *et. al*, 1988, White y Healy, 1993, Ooi *et. al*, 1997]. Utilizando la caracterización dinámica y midiendo en un punto de polarización normal, se extraen los elementos intrínsecos del transistor (g_m , R_{ds} , C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} , R_i y τ), [Dambrine *et. al*, 1988, Ooi *et. al*, 1997, Beroth y Bosch, 1990]. En este trabajo se utilizaron mediciones en RF para obtener los elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor.

Como ya hemos mencionado, la técnica F_{50} utiliza la medición del factor de ruido del transistor correspondiente a una impedancia de fuente presentada a la entrada del transistor y utiliza redundancia en frecuencia para calcular los elementos de la matriz de correlación intrínseca C_{INT} . Una vez que se tiene el cálculo de C_{INT} , se agrega la matriz de correlación extrínseca C_A^{EXT} que representa la contribución de los elementos extrínsecos, los cuales generan ruido térmico [Lázaro *et al.*, 1999]. Del paso anterior se obtiene la matriz de correlación total C_{AT} que representa el comportamiento total de ruido del dispositivo y a partir de los elementos de la misma se pueden obtener los parámetros de ruido como ya se mencionó en capítulos anteriores.

Como se indica en la ecuación (24) el factor de ruido se puede expresar en función de la impedancia presentada a la entrada y de la matriz de correlación total, de tal forma que C_{AT} se puede expresar como:

$$C_{AT} = \begin{bmatrix} 1 & Z_s \end{bmatrix}^{-1} \cdot 4kT_0 \operatorname{Re}(Z_s) \cdot \begin{bmatrix} F(Zs) - 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ Z_s^* \end{bmatrix}^{-1}.$$
 (86)

Sustituyendo (66) en (86) y separando la contribución extrínseca de la intrínseca, se tiene:

$$\Delta^{i} = \begin{bmatrix} 1 & Z_{S}^{i} \end{bmatrix} \cdot P \cdot C_{INT} \cdot P^{+} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ Z_{S}^{i^{*}} \end{bmatrix},$$
(87)

donde:

$$\Delta^{i} = 4kT_{0}\operatorname{Re}(Z_{S})\left[F(Z_{S}^{i})-1\right]-\left[1\quad Z_{S}^{i}\right]\cdot C_{A}^{EXT}\cdot\left[\begin{array}{c}1\\Z_{S}^{i}\end{array}\right]$$

$$P = \left(A_{g}P_{ZA}P_{YZ}P_{MY}\right)$$
(88)

Se puede observar que en la ecuación (87) C_{INT} se define en función del factor de ruido medido así como de la matriz de correlación extrínseca. Dado que los elementos de la matriz de correlación intrínseca no son constantes para el rango de frecuencias de trabajo, se pueden definir como un polinomio en la frecuencia de orden *l*, donde los elementos de la

matriz de correlación son los coeficientes del polinomio para cada elemento de la matriz de correlación intrínseca:

$$C_{mn} = \sum_{l=0}^{L} C_{mn}^{l} f_{i}^{l} .$$
(89)

Desarrollando la parte derecha de la ecuación 87 y escribiéndola en forma matricial se tiene:

$$\Delta^{i} = \begin{bmatrix} M_{1}^{i} & M_{2}^{i} & M_{3}^{i} & M_{4}^{i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{11}^{INT} \\ C_{22}^{INT} \\ Re(C_{12}^{INT}) \\ Im(C_{12}^{INT}) \end{bmatrix},$$
(90)

donde:

 C_{11}^{INT} , C_{22}^{INT} , $Re(C_{12}^{INT})$, $Im(C_{12}^{INT})$ son los elementos de la matriz de correlación intrínseca C_{INT}, considerando que $C_{12}^{INT} = \operatorname{Re}(C_{12}^{INT}) + j\operatorname{Im}(C_{12}^{INT})$ y $C_{21}^{INT} = (C_{12}^{INT})^*$ M_1^i , M_2^i , M_3^i y M_4^i , se obtienen a partir de la solución de las operaciones matriciales indicadas en la ecuación 87.

Expresando los elementos de C_{INT} como un polinomio de orden 1, el sistema de la ecuación (90) queda definido como:

$$\begin{bmatrix} \Delta^{1} \\ \Delta^{2} \\ \vdots \\ \Delta^{i} \\ \vdots \\ \Delta^{nf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{1}^{1} & M_{1}^{1}f_{1} & M_{2}^{1} & M_{2}^{1}f_{1} & M_{3}^{1} & M_{3}^{1}f_{1} & M_{4}^{1} & M_{4}^{1}f_{1} \\ \vdots & \vdots \\ M_{1}^{i} & M_{1}^{i}f_{2} & M_{2}^{i} & M_{2}^{i}f_{2} & M_{3}^{i} & M_{3}^{i}f_{2} & M_{4}^{i} & M_{4}^{i}f_{2} \\ \vdots & \vdots \\ M_{1}^{nf} & M_{1}^{nf}f_{nf} & M_{2}^{nf} & M_{2}^{nf}f_{nf} & M_{3}^{nf} & M_{3}^{nf}f_{nf} & M_{4}^{nf} & M_{4}^{nf}f_{nf} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{11}^{INT^{0}} \\ C_{22}^{INT^{1}} \\ C_{22}^{INT^{1}} \\ Re(C_{12}^{INT^{1}})^{0} \\ Re(C_{12}^{INT^{1}})^{0} \\ Im(C_{12}^{INT})^{0} \\ Im(C_{12}^{INT})^{1} \end{bmatrix}$$
(91)

Resolviendo (91) se obtienen los elementos de la matriz de correlación intrínseca, teniendo en cuenta que deben de cumplir las siguientes restricciones:

$$C_{11} \ge 0, \qquad C_{22} \ge 0,$$

 $0 \le \left| \rho = \frac{C_{12}}{\sqrt{\left|C_{12}\right|^2 \left|C_{22}\right|^2}} \right| \le 1.$
(92)

Para calcular las 8 incógnitas de la ecuación (91) se emplea un algoritmo de optimización.

IV.2.1.2.2.1 MÉTODOS DE OPTIMIZACIÓN ANALIZADOS PARA EL CÁLCULO DE C_{INT}

Con el fin de determinar cual método de optimización es el mejor para el cálculo de la matriz de correlación intrínseca, se seleccionaron varias opciones y se compararon con datos proporcionados por el fabricante de un PHEMT. El objetivo de esta optimización es minimizar la función de error que se definió a partir de la ecuación (91), quedando como:

$$f = \left(\sum \left|\mathbf{M} x \mathbf{C} x - \Delta^{i}\right|^{2}\right)^{\frac{1}{2}},$$
(93)

donde:

 \mathbf{M}_x representa los elementos de la matriz \mathbf{M} correspondientes a la variable a optimizar.

 C_x representa el vector que contiene las variables a optimizar (los elementos de la matriz de correlación intrínseca C_{INT} :

$$C_{x} = \begin{bmatrix} C_{11}^{\text{INT}^{0}} & C_{11}^{\text{INT}^{1}} & C_{22}^{\text{INT}^{0}} & C_{22}^{\text{INT}^{1}} & \text{Re}(C_{12}^{\text{INT}})^{0} & \text{Re}(C_{12}^{\text{INT}})^{1} & \text{Im}(C_{12}^{\text{INT}})^{0} & \text{Im}(C_{12}^{\text{INT}})^{1} \end{bmatrix}^{\text{T}}$$

Los valores optimizados se comparan con los valores obtenidos en función de C_{AT} y C_A^{EXT} ya que estos valores corresponden a parámetros de ruido conocidos (proporcionados por el fabricante). Estos últimos valores se calculan utilizando:

$$P_{MY}C_{INT}P_{MY}^{+} = (P_X)^{-1}(C_{AT} - C_A^{EXT})(P_X^{+})^{-1}$$
(94)

donde:

$$P_X = A_g P_{ZA} P_{YZ} \,.$$

Los resultados obtenidos en cada uno de los métodos de optimización se compararon entre sí con el fin de determinar cuál método se aproxima más a los valores
deseados, para utilizarlo en el cálculo de la matriz de correlación intrínseca C_{INT} dentro del software en desarrollo.

Se calcularon los valores de C_{INT} utilizando la pseudoinversa como solución al sistema y los datos obtenidos se tomaron como valores iniciales para los diferentes métodos de optimización.

Los métodos que se revisaron para la obtención de los elementos de la matriz de correlación intrínseca fueron [Dobrowolsky, 1991, Stoer y Bulirsh, 1992]:

1.- Método de Newton (OptN)

2.- Mínimos cuadrados (minCua)

3.- Levenberg-Maquard (LM)

4.- Descomposición en valores singulares (SVD)

5.- Fletcher- Reeves (FR)

En el anexo 2 se describen cada uno de estos.

Se implementaron los diferentes métodos de optimización en MATLAB. Los métodos de optimización necesitan valores iniciales para realizar una correcta optimización, estos se obtuvieron aplicando la pseudoinversa para calcular los elementos de la matriz de correlación intrínseca. Además, como primer paso se determinó un peso para cada término con el fin de establecer un orden de optimización. Esto se realizó

generando un vector de valores iniciales indicando un término a la vez y calculados con la pseudoinversa, el resto iguales a cero y optimizando, así sucesivamente hasta variar todos los términos. De este proceso surgió el orden de optimización siguiente: C_{22}^{0} , C_{22}^{1} , Re (C_{12}^{0}) , Re (C_{12}^{1}) , Im (C_{12}^{0}) , Im (C_{12}^{1}) C_{11}^{0} , C_{11}^{1} , ingresando como valores iniciales los valores obtenidos con la pseudoinversa. La optimización se realizó indicando el valor inicial para el primer término e indicando ceros en los demás, una vez optimizado se fijo con el valor obtenido y se indico el valor inicial para el segundo término, nuevamente se optimizó y ya obtenido el nuevo valor se fijó y se indicó el valor inicial para el siguiente término y así sucesivamente hasta optimizar todos los términos. Con éste procedimiento se obtuvieron los datos que se muestran a continuación.

En la figura 14 se observa que en el cálculo de C_{11} el método más eficiente resultó ser el de LM ya que se acerca más que los otros al valor esperado, sin embargo existe todavía una diferencia importante. En relación con el método de Newton y al cálculo de la pseudoinversa propuesto por MATLAB, se obtienen resultados menores a cero que no cumplen con las restricciones indicadas en (92). Los valores de C_{11} optimizados por el método LM fueron los que más se aproximaron a los valores deseados. Para el elemento de la matriz de correlación C_{22} , los métodos que arrojaron datos más cercanos a los valores deseados fueron el LM, mínimos cuadrados, FR y SVD, todos ellos cumpliendo con las restricciones indicadas. Los resultados que se obtuvieron para $Re(C_{12})$ muestran que los valores están muy lejos de lo esperado, dado que ningún método de optimización se acercó lo suficiente a los valores deseados. Para Im (C_{12}) los métodos LM, mínimos cuadrados, FR y SVD se acercaron más a los valores deseados, sin embargo aún se observan diferencias importantes entre los resultados estimados y los valores esperados.



Figura 14. Comparación de los valores de los elementos de la matriz de correlación intrínseca de un PHEMT para los diferentes modelos de optimización, con valores iniciales obtenidos por pseudoinversa.

•	Cxx int] En función de CAT(obtenida con los parametros de ruido) y CAEXT
	Cxx int	Utilizando la pseudoinversa en MATLAB
\Diamond	Cxx int	Optimizando con el método de Newton
	Cxx int _{minCua}	Optimizando con mínimos cuadrados
	Cxx int	Optimizando con Levenberg-Marquardt
	Cxx int _{SVD}	Descomposición en Valores Singulares
*	Cxx int _{FR}	Optimizando con Fletcher-Reeves

Como se observa en la figura 14, el método que ajustó mejor la mayoría de los elementos de la matriz de correlación intrínseca fue el método LM, sin embargo, ninguno de los métodos implementados llegó cerca de los valores esperados. Se calcularon los parámetros de ruido en función de las matrices de correlación obtenidas para dos de los

métodos de optimización que mejor se ajustaron (LM y FR) y con la pseudoinversa, una vez obtenidos dichos parámetros se compararon con datos proporcionados por el fabricante. En la Figura 15 se observa que para el caso de la figura de ruido mínima y la magnitud del coeficiente de reflexión óptimo, el método que más se aproxima es el LM, sin embargo para la resistencia equivalente de ruido fué el método de FR. En lo que respecta a la fase del coeficiente de reflexión óptimo, los tres métodos proporcionan resultados que prácticamente coinciden con los valores esperados, sin embargo el que mejor ajustó fué el LM.



Figura 15. Comparación de los valores de los parámetros de ruido de un PHEMT proporcionados por el fabricante con los valores obtenidos por los modelos de optimización mas representativos.

	Datos proporcionados por el fabricante.
* Con CINT por Pse	Calculados a partir de la CINT obtenida por pseudoinversa.
Con CINT por LM	Calculados a partir de la CINT obtenida porLevenberg-Marquardt.
-⊖- Con CINT por FR	Calculados a partir de la CINT obtenida por Fletcher-Reeves.

Basándose en lo anterior, se optó por modificar los valores iniciales proporcionados a los métodos antes mencionados, considerándose ahora $C_{11}^{0}=4kT_iR_i$ [Pospieszalski, 1989], donde $T_i=700K$ y R_i la resistencia intrínseca del transistor, C_{22}^{0} , Re (C_{12}^{0}), Im (C_{12}^{0}) son los valores obtenidos por la pseudoinversa y C_{22}^{1} , Re (C_{12}^{1}), Im (C_{12}^{1}) y C_{11}^{1} son cero. El orden de optimización es el siguiente: C_{22}^{0} , C_{22}^{1} , C_{11}^{0} , C_{11}^{1} , Re (C_{12}^{0}), Re (C_{12}^{1}), Im (C_{12}^{0}), Im (C_{12}^{1}), debido a que el término C_{22} es el de mayor peso y se ajusta mejor. Se llegó a este orden de optimización después de observar cómo afectan los cambios de los elementos de C_{INT} en el comportamiento de los parámetros de ruido, notando que al variar C_{22} se presenta un cambio mayor que al variar el resto de los elementos. Los resultados que se obtuvieron se muestran en la figura 16, en la cual se observa que los resultados obtenidos con el método de Newton se aproximan mucho más a los valores deseados.

Para corroborar lo anterior, se compararon los valores de los parámetros de ruido proporcionados por el fabricante con los parámetros de ruido calculados a partir de C_{INT} obtenida por pseudoinversa y parámetros de ruido calculados con C_{INT} optimizada por el método de Newton. En la figura 17 se observa que en general la respuesta de los parámetros de ruido se ajusta a los valores teóricos, sin embargo en R_n y en la fase de Γ_{opt} se nota una pequeña discrepancia a alta frecuencia, no obstante las diferencias en ambos casos son menores a un 3%.



Figura 16. Comparación de los valores de los elementos de la matriz de correlación intrínseca de un PHEMT para los diferentes modelos de optimización con los nuevos valores iniciales.

٠	C _{XX} int _{NP}	En funcion de CAT (obtenida de los parámetros de ruido) y CAEXT
*	Cxx int	Utilizando la pseudoinversa en MATLAB
	Cix int	Optimizando con el método de Newton
afa	Cxxint	Optimizando con Fletcher-Reeves
auronфresson	Cxx int _{MinCuad}	Optimizando con mínimos cudrados
greeners synghod b.	Cxx int	Optimizando con Levenberg-Marquardt
×	Cxx int _{svD}	Descomposición en valores singulares



V. SOFTWARE PROPUESTO

Con el fin de facilitar el análisis de ruido de los dispositivos, se propone un software, programado en MATLAB, que sirva de herramienta para la obtención de las matrices de correlación de cada una de las redes del circuito eléctrico equivalente del transistor mostrado en la figura 8, utilizando como datos los parámetros S y los valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente según sea el caso, así como el cálculo de los parámetros de ruido utilizando las técnicas F_{50} y de impedancias múltiples. Se diseñó una interfaz gráfica, cuya vista principal se muestra en las figuras 18 y 19, con el fin de que sea amigable al usuario permitiendo su fácil manejo.



Figura 18. Vista principal del software. Selección del cálculo de las matrices de correlación.



Figura 19. Vista principal del software. Selección del cálculo de los parámetros de ruido.

En la figura 20, se presenta un diagrama de flujo que describe de manera sencilla los cálculos que se pueden realizar y las principales características del programa se describen a continuación.

En algunos casos se solicitan como datos los parámetros S y en otros los elementos del circuito eléctrico del transistor intrínseco. Esto se debe a que a partir del conocimiento de cualquiera de ellos, es posible determinar la matriz de admitancia intrínseca del transistor que servirá para obtener las matrices de paso necesarias. En ambos casos es indispensable el conocimiento de los elementos extrínsecos del transistor ya que a partir de ellos se obtienen las matrices de correlación de las redes extrínsecas.



Figura 20. Diagrama de flujo del software propuesto. ECETI: Elementos del Circuito Eléctrico Equivalente del Transistor.

Cálculo de las Matrices de Correlación:

Como se ha mencionado en capítulos previos, las matrices de correlación son herramientas para el análisis de ruido de un dispositivo; por lo que en este software se presenta la opción del cálculo de la matriz de correlación total C_{AT} , la matriz de correlación extrínseca (C_{EXT}) y la matriz de correlación intrínseca (C_{INT}).

\circ Matriz de Correlación Total (C_{AT}).

La matriz de correlación total C_{AT} describe el comportamiento total en ruido del transistor y se puede definir ya sea en función de la matriz de correlación extrínseca (C_{EXT}) e intrínseca (C_{INT}) o de los parámetros de ruido (NP). Por lo que las opciones de cálculo son las que se mencionan a continuación.

En función de los parámetros de ruido (NP).

Partiendo del conocimiento de los parámetros de ruido se calcula la matriz de correlación total utilizando la ecuación (43):

$$C_{AT} = 4kT_{0}\Delta f \begin{bmatrix} R_{n} & \frac{1}{2}(F_{\min} - 1) - R_{n}Y_{opt}^{*} \\ \frac{1}{2}(F_{\min} - 1) - R_{n}Y_{opt} & R_{n}|Y_{opt}|^{2} \end{bmatrix}.$$
 (95)

En función de la matriz de correlación intrínseca (C_{INT}).

El cálculo de la matriz de correlación total C_{AT} se realiza utilizando la ecuación 66:

$$C_{AT} = C_A^{EXT} + C_{INT}^A, (96)$$

donde:

 C_A^{EXT} representa la contribución total de ruido de los elementos extrínsecos definida en el capítulo anterior (ecuación 68). C_{INT}^A representa la contribución total de los elementos intrínsecos y se considera como un dato conocido (en esta opción del programa).

Se requieren como datos conocidos la matriz de correlación intrínseca en configuración híbrida. También es necesaria la matriz de admitancia del transistor intrínseco la cual se obtiene ya sea conociendo los parámetros S (restando los efectos de los elementos extrínsecos) o los elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor intrínseco (además de los extrínsecos).

• Matriz de Correlación Extrínseca (C_{EXT}).

La matriz de correlación extrínseca representa la contribución de ruido total de los elementos extrínsecos del circuito eléctrico equivalente del transistor.

El cálculo de la matriz de correlación extrínseca se realiza a partir del conocimiento de los elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor, calculando cada una de las matrices de correlación de las redes extrínsecas, utilizando la ecuación (68):

$$C_{A}^{EXT} = A_{g} P_{ZA} P_{YZ} C_{y}^{gd} \left(A_{g} P_{ZA} P_{YZ} \right)^{+} + A_{g} P_{ZA} C_{z}^{s} \left(A_{g} P_{ZA} \right)^{+} + C_{A}^{g} + A_{g} A_{si} C_{A}^{d} \left(A_{g} A_{si} \right)^{+}$$
(97)

definida previamente.

• Matriz de correlación Intrínseca (C_{INT}).

La matriz de correlación intrínseca representa la contribución de ruido total de la red intrínseca del transistor y puede calcularse de acuerdo a las siguientes opciones:

Utilizando la técnica F_{50.}

El cálculo de C_{INT} se basa en la medición del factor de ruido utilizando la técnica F_{50} para un número de N puntos de frecuencia.

El cálculo de los elementos de la matriz de correlación intrínseca se realiza de acuerdo a la teoría descrita en la sección IV.2.1.2.2, partiendo de la ecuación 91 se obtiene la solución para las 8 incógnitas utilizando como algoritmo de optimización el Método de Newton (Ver anexo 1).

$$\begin{bmatrix} \Delta^{1} \\ \Delta^{2} \\ \vdots \\ \Delta^{N} \\ \vdots \\ \Delta^{nf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{1}^{1} & M_{1}^{1}f_{1} & M_{2}^{1} & M_{2}^{1}f_{1} & M_{3}^{1} & M_{3}^{1}f_{1} & M_{4}^{1} & M_{4}^{1}f_{1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{1}^{i} & M_{1}^{i}f_{2} & M_{2}^{i} & M_{2}^{i}f_{2} & M_{3}^{i} & M_{3}^{i}f_{2} & M_{4}^{i} & M_{4}^{i}f_{2} \\ \vdots & \vdots \\ M_{1}^{nf} & M_{1}^{nf}f_{nf} & M_{2}^{nf} & M_{2}^{nf}f_{nf} & M_{3}^{nf} & M_{3}^{nf}f_{nf} & M_{4}^{nf} & M_{4}^{nf}f_{nf} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{11}^{iNT^{0}} \\ C_{22}^{iNT^{1}} \\ C_{22}^{iNT^{1}} \\ Re(C_{12}^{iNT^{0}})^{0} \\ Re(C_{12}^{iNT^{0}})^{0} \\ Re(C_{12}^{iNT^{0}})^{0} \\ Im(C_{12}^{iNT^{0}})^{1} \end{bmatrix}$$
(98)

Los valores iniciales considerados se obtuvieron del cálculo de la pseudoinversa ya que es un sistema sobredeterminado.

Los datos necesarios para éste cálculo son las admitancias presentadas a la entrada y el factor de ruido correspondiente a cada una de ellas. Se requiren también los parámetros S o los elementos del circuito eléctrico equivalente a partir de los cuales se calcula la matriz de admitancia del transistor intrínseco.

Utilizando la técnica de impedancias múltiples (Tuner).

Para esta opción, el cálculo de C_{INT} se basa en la medición del factor de ruido utilizando impedancias múltiples para un número de N puntos de frecuencia. Conociendo los parámetros S o los elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor se calcula la matriz de admitancia del transistor intrínseco. Con la técnica de Lane o de Vasilescu se obtienen los parámetros de ruido y en función de estos se obtiene la matriz de correlación total C_{AT} utilizando la ecuación (43). Una vez conocidas las matrices de paso, los parámetros S, la matriz de correlación extrínseca y a partir de los elementos extrínsecos conocidos, se obtiene la matriz de correlación intrínseca C_{INT} despejando de la ecuación (66).

$$C_{INT}^A = C_{AT} - C_A^{EXT} \,. \tag{99}$$

> Cálculo de los Parámetros de Ruido (NP).

Los parámetros de ruido pueden obtenerse de acuerdo a las siguientes opciones.

Utilizando la técnica F_{50.}

La técnica F_{50} permite obtener la matriz de correlación intrínseca C_{INT} , como ya se ha explicado anteriormente. Por lo que en esta opción se pide como dato la matriz de correlación intrínseca en configuración híbrida. Con el conocimiento de los elementos extrínsecos se obtiene la matriz de correlación extrínseca y utilizando los parámetros S o los elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor se obtiene la matriz de admitancia intrínseca del transistor. Estos datos en conjunto permiten calcular la matriz de correlación total C_{AT} (ecuación 96) y a partir de ella obtener los parámetros de ruido.

• Utilizando la técnica de impedancias múltiples (Tuner).

Los parámetros de ruido se obtienen midiendo el factor de ruido para más de cuatro coeficientes de reflexión presentados a la entrada y cuya solución se obtiene utilizando las siguientes técnicas de extracción:

Lane.

En ésta técnica se minimiza una función de error definida como la suma de las diferencias entre las figuras de ruido medidas y estimadas.

Vasilescu.

En ésta técnica se resuelve un sistema de cuatro ecuaciones no lineales.

En ambos casos se piden los coeficientes de reflexión y sus correspondientes factores de ruido medidos.

\circ Comparación de parámetros de los valores de los parámetros de ruido calculados por F_{50} e impedancias múltiples.

En ésta opción se comparan los resultados de los parámetros de ruido calculados con F_{50} e impedancias múltiples.

VI. ANÁLISIS DE RESULTADOS

La sensibilidad a la iluminación de los semiconductores ha permitido el desarrollo de funciones de control óptico de dispositivos semiconductores de microondas siendo un área de gran interés en la actualidad.

El caracterizar FETs bajo condiciones de iluminación monocromática permitirá evaluar el comportamiento y desempeño de los transistores, por lo que es de particular interés el analizar que sucede con los parámetros de ruido al incidir luz coherente directamente sobre el transistor.

Antes de presentar los resultados obtenidos es necesario considerar algunos conceptos relacionados con el efecto de la luz sobre los transistores.

VI.1 EFECTO DE LA LUZ SOBRE EL FET

La longitud de la compuerta del transistor determina el tiempo de tránsito de los electrones a través del transistor y por consiguiente, la frecuencia máxima a la que operará el dispositivo. Así mismo, los espacios libres compuerta-fuente y compuerta-drenador permiten la penetración de los fotones a la región activa del transistor. Por lo tanto, ambas longitudes permiten determinar la eficiencia asociada con el proceso de absorción de la luz en el FET [Tamayo, 2004]. Cuando se ilumina el transistor, los fotones con mayor energía

que el ancho de banda prohibida del semiconductor pueden ser absorbidos y se generan pares electrón-hueco en la sección del semiconductor expuesta a la luz, este exceso de portadores será responsable de la ganancia óptica en el transistor.

Algunos semiconductores pueden ajustarse para responder a una longitud de onda óptica particular ajustando su fracción molar, lo cual varía el coeficiente de absorción y ancho de banda prohibida del semiconductor. En la estructura de los FETs, la absorción de los fotones se lleva a cabo en los semiconductores de menor ancho de banda prohibida que la energía de la luz incidente y ésta energía es directamente dependiente de la frecuencia de la onda luminosa [Tamayo, 2004].

Al iluminar el transistor se nota la presencia de ganancia óptica, la cual está compuesta de una lenta componente causante de la ganancia a baja frecuencia (efecto fotovoltaico) y una rápida componente producida por la colección directa de los electrones fotogenerados (efecto fotoconductivo) [De Salles y Romero, 1991; Romero *et al.*, 1996].

La presencia del efecto fotoconductivo o fotovoltaico en el transistor depende de la región en donde los fotones son absorbidos y esto a su vez depende de la longitud de onda de la luz incidente y del semiconductor con el que está hecho el transistor [Tamayo, 2004].

72

VI.1.1. EFECTO FOTOCONDUCTIVO

Este efecto se presenta cuando los fotones se absorben en la región no desértica del transistor (capa canal). La corriente producida por el flujo de los portadores fotogenerados (I_{DSph}) se suma a la corriente fuente-drenador del transistor pero su magnitud es muy pequeña debido al estrecho espesor de la capa canal. La corriente generada por este efecto no varía con pequeños cambios en el voltaje V_{GS} quedando en función solo del espesor de la capa canal y de la potencia óptica absorbida por el semiconductor [De Salles y Romero, 1991].

VI.1.2. EFECTO FOTOVOLTAICO

Este efecto presenta una contribución mayor que el efecto fotoconductivo sobre la ganancia del transistor. El efecto fotovoltaico se debe principalmente a los huecos fotogenerados en las capas externas al canal (capa donadora y/o buffer) que no son alcanzados por el campo longitudinal de la polarización fuente-drenador y son atraídos por el campo transversal contribuyendo con una carga positiva que influye directamente a la antipolarización de la compuerta [Tamayo, 2004].

VI.1.2.1 Efecto Fotovoltaico Externo.

Se presenta cuando pares electrón-hueco son generados en el semiconductor de la capa donadora y posteriormente son separados por los campos internos del transistor. La corriente de compuerta producida por flujo de huecos dirigiéndose al circuito externo

induce un fotovoltaje que se suma al voltaje de polarización de compuerta provocando un incremento significativo en la corriente de fuente-drenador [De Salles y Romero, 1991].

VI.1.2.2 Efecto Fotovoltaico Interno.

Se presenta cuando los pares electrón-hueco son generados en el semiconductor de la capa buffer. La carga positiva de los huecos acumulados en la interfase buffer-substrato provocan un incremento significativo en la corriente fuente-drenador [Romero *et al.*, 1996; Romero y Herczfeld, 1995].

Ahora bien, considerando que los transistores utilizados están constituidos de GaAs se determinó el uso del láser de 850nm, el cual posee una energía equivalente a 1.458eV afectando a los semiconductores de GaAs (Eg=1.4eV) [De Salles y Romero, 1991].

VI.2 RESULTADOS

Se presentan resultados de la matriz de correlación intrínseca de transistores tipo MESFET y PHEMT y de sus parámetros de ruido. Además se muestran resultados un transistor polarizado en directa para verificar la técnica F_{50} .

Utilizando el banco de medición de la figura 21 (ver Anexo 3), aplicando la técnica de medición de impedancias múltiples y la de F_{50} de manera independiente, se

caracterizaron dos dispositivos: un transistor tipo MESFET y un transistor tipo PHEMT (los dos sin luz y bajo la incidencia de luz coherente proporcionada por un diodo láser modelo 1780 de New Focus con una longitud de onda de 850nm a una potencia de 0.5mW) para diferentes puntos de polarización en un rango de frecuencias de 1 a 26 GHz. Los parámetros S, factores de ruido y coeficientes de reflexión medidos se procesaron mediante el software propuesto y se obtuvieron los resultados que a continuación se presentan. En primer término se muestran los resultados de la caracterización con F_{50} y posteriormente los resultados obtenidos a partir de mediciones con impedancias múltiples, todos éstos considerando mediciones con luz y sin luz. Finalmente se presentan resultados del transistor polarizado en directa.



Figura 21. Configuración del sistema de medida de parámetros S y ruido hasta 26 GHz.

VI.2.1. CÁLCULOS CON LA TÉCNICAF50

VI.2.1.1 Caracterización del transistor tipo MESFET

Se caracterizó el transistor tipo MESFET SG2X60 (de longitud de compuerta de 0.2μ m y de ancho de compuerta de $2x60\mu$ m) sin luz y bajo incidencia de luz coherente. Se midieron sus parámetros S y factor de ruido correspondiente al coeficiente de reflexión presentado a la entrada, para diferentes puntos de polarización en un rango de frecuencia de 1 a 26 GHz. Una vez obtenidos estos datos se procedió a calcular la matriz de correlación intrínseca y los parámetros de ruido, aplicando la técnica F₅₀, utilizando como herramienta el software propuesto. Los resultados obtenidos se muestran a continuación.

Como parte de la caracterización del transistor, con los parámetros S medidos en directa y pinch-off según sugieren Reynoso y Dambrine [Reynoso et. al., 1997; Dambrine et. al., 1988] y utilizando el programa de extracción LIMMIFET (Zúñiga, 2003) se extrajeron los valores de los elementos extrínsecos del circuito eléctrico equivalente del transistor (considerando la topología 3, figura 10) y también con este software se midieron las curvas I-V. Antes de medir los parámetros S y como parte del procedimiento de calibración del sistema de medida para la caracterización de los dispositivos, se calibró el analizador de redes vectorial utilizando la técnica de calibración LRM implementada en el mismo analizador. Una vez conocidos los elementos parásitos para cada punto de polarización medido se calcularon los elementos intrínsecos [Berroth y Bosch, 1990]. En la tabla I se muestran los valores de los elementos del circuito equivalente para el transistor sin iluminar e iluminado. Se observa que para los elementos extrínsecos no se presenta un

cambio significativo al incidirle luz al transistor, sin embargo, los elementos intrínsecos si presentan cambios. En la figura 22, se presentan las curvas I-V del MESFET, medidas con y sin luz, se observa claramente que al incidir luz sobre el transistor los valores de corriente, para los diferentes voltajes de compuerta aplicados (V_{GS} de -0.1V a -2.5V en incrementos de 0.15V), aumentan.

Elementos Intrínsecos	Sin Luz	Con Luz
$R_{ds}(\Omega)$	271.68	234.07
$R_i(\Omega)$	3.82	3.15
C _{gd} (fF)	16.29	16.91
$C_{gs}(fF)$	101.39	102.2
$C_{ds}(fF)$	3.52	5.34
τ (ps)	1.47	1.38
G _{m0} (S)	0.026	0.028
Elementos Extrínsecos		
L _g (pH)	43.00	43.24
L _d (pH)	76.99	77.59
L _s (pH)	11.90	11.90
$R_{g}(\Omega)$	3.97	3.85
$R_d(\Omega)$	11.57	11.31
$R_s(\Omega)$	8.36	8.10
C _{pg} (fF)	20.11	20.07
C _{pd} (fF)	40.04	41.83

Tabla I. Elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor tipo MESFET con y sin iluminación para el punto de polarización $V_{DS}=2V$, $V_{GS}=-0.8V$ e $I_{DS}=10.82$ mA.



Figura 22. Curvas I-V del MESFET medidas con y sin iluminación.

Para verificar la extracción correcta de los elementos del circuito equivalente se estimaron los parámetros S. En las figuras 23 y 24 se muestra la comparación entre los parámetros S medidos y estimados sin luz para el punto de polarización: $V_{DS}=2V$ e $I_{DS}=10.82$ mA ($V_{GS}=-0.8V$) para las frecuencias de 1 a 26 GHz. Se puede apreciar que los parámetros estimados mediante los elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor se ajustan a los parámetros de dispersión medidos.



Figura 23. Parámetros de dispersión S_{11} y S_{22} medidos y calculados del MESFET sin luz de 1 a 26 GHz. + representa S_{11} y * representa S_{22} estimados, la línea continua indica los respectivos parámetros medidos.



Figura 24. Parámetros de dispersión S₁₂ y S₂₁ medidos y calculados del MESFET sin luz de 1 a 26 GHz. + representa S₁₂ y * representa S₂₁ estimados, la línea continua indica los respectivos parámetros medidos.

Se hizo incidir sobre el transistor un haz de luz proporcionado por un diodo láser modelo 1780 de New Focus con una longitud de onda de 850nm a una potencia de 0.5mW, y se midieron y estimaron sus parámetros S en el intervalo de frecuencia de 1 a 26 GHz. En las figuras 25 y 26 se muestra la comparación entre los parámetros de dispersión medidos y estimados, de 1 a 26 GHz, para el punto de polarización: $V_{DS}=2V$ e $I_{DS}=13.69$ mA ($V_{GS}=-0.8V$). Se observa que los parámetros estimados se ajustan a los parámetros de dispersión medidos.



Figura 25. Parámetros de dispersión S_{11} y S_{22} medidos y calculados con luz del MESFET de 1 a 26 GHz. + representa S_{11} y * representa S_{22} estimados, la línea continua indica los respectivos parámetros medidos.



Figura 26. Parámetros de dispersión S₁₂ y S₂₁ medidos y calculados con luz del MESFET de 1 a 26 GHz. + representa S₁₂ y * representa S₂₁ estimados, la línea continua indica los respectivos parámetros medidos.

Utilizando los parámetros de dispersión, los factores de ruido y sus correspondientes coeficientes de reflexión medidos y mediante el uso del software propuesto, se calcularon los elementos de la matriz de correlación intrínseca en configuración híbrida (C_H^{INT}) para el punto de polarización ya mencionado. En la figura 27 se muestra la comparación de los cuatro elementos de C_H^{INT} (ecuación 79 y 90) obtenidos para mediciones con y sin luz. Se observa que al incidir luz, los elementos $C_H^{INT}_{11}$, y $C_H^{INT}_{12}$ de la matriz de correlación son menores en comparación con los datos sin luz. Para el caso del elemento $C_H^{INT}_{22}$ se observa que aumenta al incidirle luz. La parte imaginaria de $C_H^{INT}_{21}$ también aumenta sin embargo, este término tiene un comportamiento equivalente a $C_H^{INT}_{12}$ dado que $C_H^{INT}_{21}=(C_H^{INT}_{12})^*$.



Figura 27. Elementos de la matriz de correlación intrínseca con y sin iluminación en configuración híbrida del MESFET para el punto de polarización: $V_{DS}=2V$ e $I_{DS}=13.69$ mA ($V_{GS}=-0.8V$).

Una vez obtenidos los elementos de la matriz de correlación intrínseca se agregó la contribución de los elementos extrínsecos (matriz de correlación extrínseca, ecuación 68), se determinó la matriz de correlación total y a partir de ella se obtuvieron los parámetros de ruido en el intervalo de frecuencia de 1 a 26 GHz. La figura 28 muestra los parámetros de ruido en función de la frecuencia calculados para mediciones con y sin luz. De esta gráfica se puede notar que la figura de ruido mínima F_{min} disminuye al incidir luz sobre el transistor mientras que el resto de los parámetros de ruido aumentan; para el caso de R_n el aumento es mayor a baja frecuencia, mientras que para la magnitud del coeficiente de reflexión óptimo el aumento es mayor a mediana y alta frecuencia. La fase de Γ_{opt} presenta

un aumento constante a lo largo de la frecuencia. Entre los cuatro parámetros de ruido la fase de Γ_{opt} es en la que se observa menor influencia a la luz.



Figura 28. Comparación de los parámetros de ruido calculados a partir de mediciones con y sin luz del MESFET.

También se muestran los parámetros de ruido en función de la corriente I_{DS} (figura 29), se observa que conforme aumenta la corriente F_{min} y la fase de Γ_{opt} aumentan, contrario a lo que sucede en la magnitud de Γ_{opt} que disminuye conforme la corriente aumenta. Para el caso de R_n se observa que alcanza valor mínimo alrededor de los 10mA y para F_{min} está por debajo de 10mA.

Las diferencias se pueden atribuir al efecto fotovoltaico producido al incidir luz sobre el transistor, el cual genera un aumento en la corriente fuente drenador como se observó en la figura 22. El efecto de la luz también se observa en la variación de los parámetros de ruido logrando que el MESFET tenga una figura mínima de ruido menor al incidirle luz coherente.



Figura 29. Comparación de los parámetros de ruido calculados a partir de mediciones con y sin luz para diferentes corrientes I_{DS} del MESFET para la frecuencia de 13.5GHz.

De la teoría se tiene que el comportamiento de $\Gamma_{opt} \approx S_{11}^*$. En la figura 30 se presenta el parámetro S_{11} conjugado (S_{11}^*) y se compara con el Γ_{opt} para ambos casos (con y sin luz). El S_{11}^* medido con luz difiere, a alta frecuencia, del S_{11}^* sin luz, en cuanto a Γ_{opt} con luz y sin luz se observa mayor diferencia. Notamos que aunque hay variación en magnitud, tanto el Γ_{opt} como el S_{11}^* siguen el mismo comportamiento en la carta de Smith.



Figura 30. Comparación del parámetros de dispersión S_{11}^* (con luz (*) y sin luz (-)) con los valores del coeficiente de reflexión óptimo del MESFET (con luz (*) y sin luz (-).

VI.2.1.2 Caracterización transistor tipo PHEMT

Se utilizó el transistor tipo PHEMT 2x60 y también se midieron parámetros S y los factores de ruido correspondientes al coeficiente de reflexión presentado a la entrada del dispositivo para diferentes puntos de polarización, en un rango de frecuencia de 1 a 26 GHz. También se calcularon la matriz de correlación intrínseca y sus parámetros de ruido, aplicando la técnica F_{50} , utilizando para ello el software propuesto. Los datos obtenidos se muestran a continuación.

Al igual que en el MESFET, antes de calcular la matriz de correlación intrínseca y los parámetros de ruido, se obtuvieron los elementos extrínsecos del circuito equivalente (figura 8) y para cada punto de polarización normal se calcularon los elementos intrínsecos. En la tabla II se presentan los valores de los elementos del circuito equivalente del transistor para el punto de polarización $V_{DS}=2V$ e $I_{DS}=14.68$ mA ($V_{GS}=-0.65V$). En la figura 31, se presentan las curvas I-V del PHEMT (para valores de V_{GS} de 0V a -1.5V con incrementos de 0.15V), medidas con y sin luz, en donde se puede observar claramente que al incidir luz los valores de corriente aumentan.

Elementos Intrínsecos Sin Luz Con Luz 149.31 $R_{ds}(\Omega)$ 145.95 $R_i(\Omega)$ 1.22 2.03 22.83 22.89 $C_{gd}(F)$ 104.17 104.19 $C_{gs}(fF)$ 3.99 3.49 Cds (fF) 0.27 0.23 τ (ps) $G_{m0}(S)$ 0.08 0.08 Elementos Extrínsecos 40.15 40.24 $L_{g}(pH)$ $L_d(pH)$ 48.73 48.61 1.98 2.03 $L_s(pH)$ 4.54 3.92 $R_g(\Omega)$ $R_d(\Omega)$ 6.96 6.95 3.96 3.95 $R_s(\Omega)$ C_{pg} (fF) 29.12 29.74 $C_{pd}(fF)$ 63.53 64.06

Tabla II. Elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor tipo PHEMT con y sin iluminación para el punto de polarización V_{GS} =-0.65V, V_{DS} =2V e I_{DS}=14.68mA



Figura 31. Curvas IV del PHEMT medidas con y sin luz.

Para verificar la extracción correcta de los elementos del circuito equivalente se estimaron los parámetros S del transistor. En las figuras 32 y 33 se muestra la comparación entre los parámetros S medidos y los estimados, de 1 a 26 GHz, sin luz para el punto de polarización: $V_{DS}=2V$ e $I_{DS}=14.68$ mA ($V_{GS}=-0.65V$). Se observar que los parámetros estimados mediante los elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor se ajustan a los parámetros de dispersión medidos.



Figura 32. Parámetros de dispersión S₁₁ y S₂₂ medidos y calculados de 1 a 26 GHz del PHEMT sin luz. + representa S₁₁ y * representa S₂₂ estimados, la línea continua indica los parámetros medidos.



Figura 33. Parámetros de dispersión S_{12} y S_{21} medidos y calculados del PHEMT sin luz, de 1 a 26 GHz. + representa S_{12} y * representa S_{21} estimados, la línea continua indica los parámetros medidos.

Se hizo incidir sobre el PHEMT un haz de luz proporcionado por un láser, con una longitud de onda de 850nm a una potencia de 0.5mW, y se midieron y estimaron sus parámetros de dispersión. En las figuras 34 y 35 se muestran los parámetros de dispersión medidos y estimados, de 1 a 26 GHz, para el punto de polarización: $V_{DS}=2V$ e $I_{DS}=14.68$ mA ($V_{GS}=-0.65V$); se observa que los parámetros estimados se ajustan a los medidos.



Figura 34. Parámetros de dispersión S_{11} y S_{22} medidos y calculados con luz del PHEMT de 1 a 26 GHz. + representa S_{11} y * representa S_{22} estimados, la línea continua indica los parámetros medidos.



Figura 35. Parámetros de dispersión S₁₂ y S₂₁ medidos y calculados con luz del PHEMT de 1 a 26 GHz. + representa S₁₂ y * representa S₂₁ estimados, la línea continua indica los parámetros medidos.

Utilizando como datos las medidas de parámetros S, factores de ruido y coeficientes de reflexión, de forma similar que en el transistor anterior; y mediante el uso del software propuesto se calcularon los elementos de la matriz de correlación intrínseca en configuración híbrida, para el punto de polarización ya mencionado. En la figura 36 se presenta la comparación de los cuatro elementos de C_H^{INT} obtenidos para mediciones con y sin luz, se observa que al incidir luz los elementos $C_H^{INT}_{11}$ y $C_H^{INT}_{22}$ de la matriz de correlación son mayores en comparación con las datos sin luz. Para el caso del elemento $C_H^{INT}_{12}$ se observa que la parte real disminuye bajo la influencia de la luz, mientras que la parte imaginaria aumenta. El elemento $C_H^{INT}_{21}$ disminuye al incidirle luz.


Figura 36. Elementos de la matriz de correlación intrínseca con y sin iluminación en configuración híbrida del PHEMT para el punto de polarización: $V_{DS}=2V$ e $I_{DS}=14.68$ mA ($V_{GS}=-0.65$ V).

La figura 37 muestra los parámetros de ruido calculados para mediciones con y sin iluminación. De esta gráfica se puede notar que F_{min} y R_n aumentan siendo mayor la diferencia a alta frecuencia. La magnitud de Γ_{opt} disminuye al incidir luz mientras que, la fase de Γ_{opt} aumenta, aunque este aumento no es significativo.



Figura 37. Comparación de los parámetros de ruido calculados a partir de mediciones con y sin luz del PHEMT.

En la figura 38 se presentan los parámetros de ruido en función de I_{DS} . Se observa que F_{min} , R_n y la fase de Γ_{opt} tienen un mínimo entre 5 y 10mA y aumentan para valores superiores de corriente, contrario a lo que sucede a la magnitud de Γ_{opt} que disminuye conforme la corriente aumenta. Se puede apreciar que el mínimo para F_{min} se observa alrededor de 10mA.

Como en el caso del MESFET, al incidir luz sobre el transistor se observan diferencias las cuales se pueden asociar al efecto fotovoltaico producido al incidir luz sobre el transistor, el cual genera un aumento en la corriente fuente-drenador como se observó en la figura 31. El efecto de la luz también se observa en la variación de los parámetros de ruido logrando que el PHEMT tenga una figura mínima de ruido mayor al incidirle luz coherente.



Figura 38. Comparación de los parámetros de ruido calculados a partir de mediciones con y sin luz para diferentes corrientes I_{DS} del PHEMT para la frecuencia de 13.5GHz.

En la figura 39 se presenta el parámetro S_{11} conjugado (S_{11}^*) y se compara con el coeficiente de reflexión óptimo para ambos casos (con y sin luz). Se observa que el Γ_{opt} sin luz es muy similar al Γ_{opt} con luz y que ambos tienen una respuesta similar a S_{11}^* .



Figura 39. Comparación del parámetros de dispersión S_{11}^* con y sin luz y los valores del coeficiente de reflexión óptimo obtenido para ambos casos (PHEMT).

En las mediciones con luz se utilizó un láser con una longitud de onda de 850nm. Este láser permite elegir entre 10 posiciones que corresponden a diferentes potencias, los resultados antes presentados corresponden a la posición 5 que indica una potencia de 0.5mW. Para verificar que existe poca variación en los resultados para diferentes potencias se realizaron mediciones para las posiciones extremo: Pos1=0.4mW y Pos10=0.6mA polarizando con V_{DS}=2V e I_{DS}=7.5mA (V_{GS}=-0.8V). En la figura 40 se muestran los parámetros de ruido para las posiciones 1 y 10 del láser, observamos en los cuatro parámetros de ruido que los resultados entre las posiciones 1 y 10 no presentan cambios importantes. Por lo tanto, se infiere que se presentan variaciones mínimas para las diferentes posiciones.



Figura 40. Parámetros de ruido para las diferentes posiciones del láser de 850nm del PHEMT polarizando con V_{DS}=2V e I_{DS}=7.5mA (V_{GS}=-0.8V). — representa la posición 1 correspondiente a 0.4mW y • representa la posición 10 correspondiente a 0.6mW.

Como se mencionó al principio del capítulo, también se obtuvieron la matriz de correlación intrínseca y los parámetros de ruido de los dispositivos utilizando la técnica de impedancias múltiples. A continuación se presentan los resultados, comparando éstos con la técnica F_{50} .

VI.2.2. COMPARACION F₅₀ E IMPEDANCIAS MÚLTIPLES

VI.2.2.1 Caracterización transistor tipo MESFET

Se caracterizó el transistor tipo MESFET sin luz y bajo incidencia de luz coherente, se midieron sus parámetros S y factores de ruido correspondientes a diferentes coeficientes de reflexión, presentados a la entrada del dispositivo mediante un sintonizador, para diferentes puntos de polarización en un rango de frecuencia de 1 a 26 GHz. Una vez obtenidos estos datos se procedió a calcular la matriz de correlación intrínseca y los parámetros de ruido para el punto de polarización: $V_{DS}=2V$ e $I_{DS}=10.82$ mA ($V_{GS}=-0.8V$) utilizando como herramienta el software propuesto. Los resultados obtenidos se muestran a continuación.

En la figura 41 se muestran los parámetros de ruido, en función de la frecuencia, calculados con la técnicas F_{50} y la de impedancias múltiples. Se puede notar que F_{min} y la fase de Γ_{opt} calculadas por la técnica F_{50} interpolan los resultados calculados con impedancias múltiples. En el caso de R_n y la magnitud de Γ_{opt} la diferencia entre ambas técnicas es más notable. Para el caso de las mediciones con luz, se hizo incidir un haz de luz coherente, con una longitud de onda de 850nm a una potencia de 0.5mW, sobre el transistor polarizado con $V_{DS}=2V$, $V_{GS}=-0.8V$ e $I_{DS}=13.69$ mA, los resultados que se obtuvieron fueron similares a los presentados sin luz.

La diferencia presente entre ambas técnicas se debe en gran medida a las desadaptaciones y pérdidas presentes en el sistema ya que influyen de manera importante

en la extracción de los parámetros de ruido aplicando las técnicas de impedancias múltiples. Al tener coeficientes de reflexión grandes y desadaptaciones, se produce incertidumbre en la medición del factor de ruido que se ve reflejada en el Γ_{opt} , el cual es menor a lo esperado.



Figura 41. Parámetros de ruido para el MESFET sin luz para diferentes frecuencias polarizado con $V_{DS}=2V$, $V_{GS}=-0.8V$ e $I_{DS}=10.82$ mA. Comparación entre impedancias múltiples (Tuner) y F_{50} .

VI.2.2.2 Caracterización transistor tipo PHEMT

Para el PHEMT, se realizó un análisis similar al realizado para el MESFET. Se obtuvieron los elementos de C_{INT} y a partir de estos resultados se procedió a calcular los parámetros de ruido, para medidas con luz y sin luz, para el punto de polarización: $V_{DS}=2V$ e $I_{DS}=14.68$ mA ($V_{GS}=-0.65V$). En la figura 42 se presentan los parámetros de ruido obtenidos para mediciones sin luz con ambas técnicas. Se observa que F_{min} y la fase de Γ_{opt} obtenida por F_{50} interpolan a los resultados obtenidos por impedancias múltiples, R_n coincide en algunos puntos a baja frecuencia y la magnitud de Γ_{opt} no coincide. En general se observa que los resultados obtenidos con el método de impedancias múltiples presentan mayor dispersión en toda la banda de frecuencia debido a las desadaptaciones presentes. Para el caso de las mediciones con luz, se hizo incidirán haz de luz coherente, con una longitud de onda de 850nm a una potencia de 0.5mW, sobre el transistor polarizado con V_{GS} =-0.65V, V_{DS} =2V e I_{DS}=14.68mA, los resultados que se obtuvieron fueron similares a los presentados sin luz.



Figura 42. Parámetros de ruido para el PHEMT sin luz para diferentes frecuencias. Comparación entre impedancias múltiples (Tuner) y F₅₀.

En general los resultados que se obtuvieron con la técnica de impedancias múltiples, en nuestro caso, no permiten un análisis sencillo ya que presentan dispersión en todo el rango de frecuencias, mientras que los resultados con la técnica F_{50} nos muestran un comportamiento más suave en todo el rango de frecuencias en los diferentes dispositivos analizados, tanto con luz como sin luz. Las técnicas de impedancias múltiples son muy sensibles a errores en la medición por lo que es recomendable poner especial cuidado en la elección de los coeficientes de reflexión para los cuales se van a medir los factores de ruido.

VI.2.3. COMPARACIÓN DE TOPOLOGÍAS DEL CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE DEL TRANSITOR

Como se mencionó en la sección IV.2.1.1, existen diferentes topologías que representan el circuito eléctrico equivalente en pequeña señal del transistor [Reynoso *et. al.*, 1997], las cuales varían dependiendo de cómo se coloquen los capacitores C_{pg} y C_{pd} (figura 10) por lo que para realizar la división del circuito se debe tomar en cuenta el tipo de topología que se tiene (ver detalle de topologías en el Anexo 1). Los resultados presentados hasta aquí han sido obtenidos analizando la topología 3, sin embargo se consideró la opción de comparar con otra topología con el fin de observar que comportamiento presentan los parámetros de ruido. A continuación se presentan la comparación de los resultados obtenidos utilizando la topología uno y la tres para los datos del MESFET y del PHEMT (medido con y sin iluminación).

En la figura 43 se presentan la comparación de los valores obtenidos de C_{INT} para las topologías 1 y 3. Los datos utilizados corresponden al punto de polarización: $V_{DS}=2V$ e $I_{DS}=10.82$ mA ($V_{GS}=-0.8V$) del MESFET sin luz. Se observa que $C_{H}^{INT}_{11}$ y $C_{H}^{INT}_{12}$ para la topología 1 es mayor mientras que $C_{H}^{INT}_{22}$ es menor en comparación con la topología 3. Para el caso de $C_{H}^{INT}_{21}$ la parte real para la topología 1 es mayor mientras que la parte imaginaria es menor con respecto a la topología 3.



Figura 43. Elementos de la matriz de correlación intrínseca del MESFET sin luz, calculada para la topología 1 y la topología 3.

En la figura 44 se presentan los parámetros de ruido calculados para ambas topologías. Se observa que en general los valores son similares en ambas topologías sin embargo para el caso de la magnitud y la fase de Γ_{opt} existe cierta diferencia a alta frecuencia, siendo menores los valores para la topología 1.



Figura 44. Parámetros de Ruido en función de la frecuencia del MESFET sin luz para la topología 1 y la topología 3.

En la figura 45 se presentan los parámetros de ruido calculados para ambas topologías en función de la corriente. Se observa que F_{min} es menor para el caso de la topología 3, sucediendo lo contrario para R_n y la magnitud y fase de Γ_{opt} .



Figura 45. Parámetros de Ruido en función de la corriente I_{DS} del MESFET sin luz para la topología 1 y la topología 3 para la frecuencia de 13.5GHz.

En la figura 46 se presenta la comparación de los valores obtenidos de C_{INT} para las topologías 1 y 3, los datos utilizados corresponden al punto de polarización: $V_{DS}=2V$ e $I_{DS}=13.69$ mA ($V_{GS}=-0.8V$) del MESFET con luz, se observa que $C_{H}^{INT}_{11}$ y $C_{H}^{INT}_{12}$ para la topología 1 es mayor mientras que $C_{H}^{INT}_{22}$ es menor en comparación con la topología 3. Para el caso de $C_{H}^{INT}_{21}$ la parte real para la topología 1 es mayor mientras que la parte imaginaria es menor con respecto a la topología 3.



Figura 46. Elementos de la matriz de correlación intrínseca del MESFET con luz, calculados para la topología 1 y la topología 3.

En la figura 47 se presentan los parámetros de ruido calculados para ambas topologías. Se observa que en general los valores son similares en ambas topologías sin embargo para el caso F_{min} y la magnitud de Γ_{opt} existe una mayor diferencia a alta frecuencia, siendo menores los valores para la topología 1.

En la figura 48 se presentan los parámetros de ruido calculados para ambas topologías en función de la corriente. Se observa que F_{min} y R_n son menores para el caso de la topología 3, sucediendo lo contrario para la magnitud y fase de Γ_{opt} .



Figura 47. Parámetros de Ruido en función de la frecuencia del MESFET con luz para la topología 1 y la topología 3.



Figura 48. Parámetros de Ruido en función de la corriente I_{DS} del MESFET con luz para la topología 1 y la topología 3 para la frecuencia de 13.5GHz.

En la figura 49 se presentan la comparación de los valores obtenidos de C_{INT} para las topologías 1 y 3. Los datos utilizados corresponden al punto de polarización: $V_{DS}=2V$ e $I_{DS}=9.29$ mA ($V_{GS}=-0.75V$) del PHEMT sin luz, se observa que $C_{H}^{INT}{}_{11}$ y $C_{H}^{INT}{}_{22}$ para la topología 1 es menor mientras que $C_{H}^{INT}{}_{12}$ es mayor en comparación con la topología 3. Para el caso de $C_{H}^{INT}{}_{21}$ la parte real para la topología 1 es mayor mientras que la parte imaginaria es menor con respecto a la topología 3.



Figura 49. Elementos de la matriz de correlación intrínseca del PHEMT sin luz, calculada para la topología 1 y la topología 3.

En la figura 50 se presentan los parámetros de ruido calculados para ambas topologías en función de la frecuencia. Se observa que F_{min} aumenta a altas frecuencias para el caso de la topología 3 en comparación con la topología 1, sucediendo lo contrario para la fase de Γ_{opt} . R_n y la magnitud de Γ_{opt} son mayores para el caso de la topología 1.



Figura 50. Parámetros de Ruido en función de la frecuencia del PHEMT sin luz para la topología 1 y la topología 3.

En la figura 51 se presentan los parámetros de ruido calculados para ambas topologías en función de la corriente. Se observa que F_{min} y la fase de Γ_{opt} son mayores para el caso de la topología 3, sucediendo lo contrario para R_n y la magnitud de Γ_{opt} .

En la figura 52 se presentan la comparación de los valores obtenidos de C_{INT} para las topologías 1 y 3, los datos utilizados corresponden al punto de polarización: $V_{DS}=2V$ e $I_{DS}=10.63$ mA ($V_{GS}=-0.75V$) del PHEMT con luz, se observa que $C_{H}^{INT}{}_{11}$ y $C_{H}^{INT}{}_{22}$ para la topología 3 son mayores en comparación con la topología 1, sucediendo lo contrario para es menor mientras que $C_{H}^{INT}{}_{12}$. Para el caso de $C_{H}^{INT}{}_{21}$ la parte real para la topología 1 es mayor mientras que la parte imaginaria es menor con respecto a la topología 3.



Figura 51. Parámetros de Ruido en función de la corriente I_{DS} del PHEMT sin luz para la topología 1 y la topología 3 para la frecuencia de 13.5GHz.



Figura 52. Elementos de la matriz de correlación intrínseca del PHEMT con luz, calculados para la topología 1 y la topología 3.

En la figura 53 se presentan los parámetros de ruido calculados para ambas topologías. Se observa que para el caso de F_{min} y la fase de Γ_{opt} los valores para la topología 1 son menores en comparación con la topología 3, contrario a lo que sucede con la magnitud de Γ_{opt} y R_n ya que los valores con la topología tres son menores.



Figura 53. Parámetros de Ruido en función de la frecuencia del PHEMT con luz para la topología 1 y la topología 3.

En la figura 54 se presentan los parámetros de ruido calculados para ambas topologías en función de la corriente. Se observa que F_{min} y la fase de Γ_{opt} son mayores para el caso de la topología 3, sucediendo lo contrario para R_n y la magnitud de Γ_{opt} .



Figura 54. Parámetros de Ruido en función de la corriente I_{DS} del PHEMT con luz para la topología 1 y la topología 3 para la frecuencia de 13.5GHz.

VI.2.4. CARACTERIZACION DE UN TRANSISTOR TIPO MESFET EN DIRECTA

La caracterización del transistor en directa permite revisar el ajuste de los parámetros de ruido calculados con la técnica F_{50} , ya que en esta condición el transistor se comporta como pasivo por lo que se puede obtener su matriz de correlación de una manera teórica utilizando la ecuación 100. Es por esto, que se polarizó un MESFET en directa, con V_{DS} flotante (con drenador abierto) para diferentes corrientes I_{GS} con $V_{gs}>V_{bi}>0$, y se obtuvieron C_{H}^{INT} y sus parámetros de ruido. El circuito eléctrico equivalente del transistor se muestra en la figura 55.



Figura 55. Modelo del circuito eléctrico del transistor en directa.

En la figura 56 se presentan los elementos de la matriz de correlación intrínseca calculados por pseudoinversa, comparados con los calculados por el método de optimización de Newton y el valor teórico obtenido utilizando la expresión (100) ya que se considera como un dispositivo pasivo. Nótese que los valores que menos ajustan son los originados con la pseudoinversa, sin embargo al utilizar éstos como valores iniciales para la optimización se observa que se aproximan más al valor teórico.

$$C_z = 4kT_0 \Delta f \operatorname{Re}[Z_{\text{int}}], \qquad (100)$$

donde Z_{int} representa la matriz de impedancia del transistor intrínseco.

En la figura 57 se presentan los parámetros de ruido en función de la frecuencia calculados a partir de C_{INT} (calculada con F_{50} y el algoritmo de optimización) y se comparan con los resultados obtenidos a partir de los parámetros S, es decir a partir de la matriz de impedancia intrínseca. Los valores obtenidos a partir de C_{INT} son mayores que los obtenidos a partir de la matriz de impedancia intrínseca debido a que no son el caso ideal, es decir existen desadapataciones en el sistema lo que genera cierta incertidumbre en los resultados.



Figura 56. Elementos de la matriz de correlación intrínseca, calculada con los valores teóricos, comparados con los obtenidos por pseudoinversa y los optimizados por Newton.



Figura 57. Parámetros de Ruido en función de la frecuencia calculado a partir de C_{INT} y de los parámetros S.

VII. CONCLUSIONES

En este trabajo de tesis se presenta el análisis matemático para determinar los cuatro parámetros de ruido de un FET mediante la determinación de la matriz de correlación del transistor intrínseco. La matriz de correlación intrínseca (C_{INT}) se calcula en función de la matriz de correlación extrínseca (C_A^{EXT}) y del factor de ruido medido, utilizando técnicas de impedancia adaptada (técnica F₅₀) en conjunto con un algoritmo de optimización. Una vez conocidas C_{INT} y C_A^{EXT} se obtiene la matriz de correlación total (C_{AT}), que representa la contribución de ruido total del dispositivo, y en función de C_{AT} se determinan los parámetros de ruido del dispositivo.

La técnica F_{50} utiliza como datos únicamente la medida del factor de ruido para una carga conectada a la entrada del dispositivo. Además, el desarrollo de la técnica se basa en un análisis de matrices de correlación que puede implementarse con relativa facilidad en un software comercial, por lo anterior aunque aumenta la complejidad en el desarrollo matemático se reduce ampliamente el tiempo de lectura de datos para el cálculo de los parámetros de ruido en comparación con las técnicas de impedancias múltiples.

En base a los resultados obtenidos, se observa que la técnica de fuente adaptada (F_{50}) nos presenta un método alterno rápido y confiable de obtener los parámetros de ruido además de que este método es menos sensible a errores de medida, sin embargo depende en gran medida de la correcta extracción de los elementos del circuito eléctrico equivalente del

transistor. Por otro lado, la técnica de impedancias múltiples se puede aplicar a cualquier cuadripolo, sin embargo, ésta es muy sensible a errores de medición. La principal limitante que se tuvo al trabajar con impedancias múltiples fué lo complicado de controlar el sintonizador y el tiempo de medida, ya que en este caso la medición se hizo multipunto y multifrecuencia siendo más complicado el ajuste y control del sintonizador, así como las desadaptaciones presentes en el banco de medición. Estas dificultadas se ven reflejadas en el cálculo de los parámetros de ruido, ya que si los datos tienen demasiada incertidumbre al resolver el sistema de ecuaciones, por cualquiera de las técnicas mencionadas para la extracción de parámetros de ruido a partir de mediciones con impedancias múltiples, se presentan singularidades ocasionando resultados erróneos.

Al incidir luz coherente sobre el transistor tipo MESFET se observó un aumento en la corriente (figura 26), esta respuesta del transistor a la luz, de manera similar, se observa en los elementos de la matriz de correlación intrínseca los cuales también variaron. Al incidir luz los elementos $C_{H}^{INT}_{11}$ y $C_{H}^{INT}_{12}$ disminuyeron mientras que el elemento $C_{H}^{INT}_{22}$ aumentó. Estas variaciones se ven reflejadas en los parámetros de ruido; F_{min} disminuye mientras que R_n aumenta. La magnitud y la fase de Γ_{opt} aumentan siendo más apreciable para la magnitud a alta frecuencia.

El PHEMT presenta un comportamiento similar al MESFET, se observó que al incidir un haz de luz coherente se presenta un aumento en la corriente (figura 36), por lo que los elementos de la matriz de correlación intrínseca también variaron. Al incidir luz el

elemento $C_{H}^{INT}_{11}$ disminuyo mientras que el elemento $C_{H}^{INT}_{22}$ aumentó. Estas variaciones se ven reflejadas en los parámetros de ruido; F_{min} y R_n aumentan, la magnitud y la fase de Γ_{opt} , disminuye a alta frecuencia.

Por otro lado, las diferencias presentadas al comparar los resultados con luz y sin luz se asocian al efecto fotovoltaico producido al incidir luz sobre el transistor. El cual nos genera un aumento en la corriente fuente-drenador como se observó en las figuras 22 y 31 siendo éste aumento más significativo en el MESFET.

Se caracterizó un MESFET polarizado en directa del cual se extrajeron sus parámetros de ruido. Con esto se comprobó que los elementos de la matriz de correlación intrínseca ajustaban mejor al ser optimizados que al utilizar la pseudoinversa.

Otro punto importante que se trató en esta tesis fueron las diversas topologías mediante las cuales se puede representar el circuito eléctrico equivalente, en específico se analizaron las topologías 1 y 3 (figura 10) para las cuales se extrajeron los parámetros de ruido. Se mostró que para el MESFET existe poca variación en los resultados entre las dos topologías, sin embargo en el PHEMT se presenta una diferencia apreciable obteniéndose valores de F_{min} , R_n y la magnitud de Γ_{opt} menores para la topología 3 en comparación con la topología 1.

VII.1 APORTACIONES

Las aportaciones más importantes de este trabajo de tesis son las siguientes:

- Se presenta un modelo para la extracción de los parámetros de ruido a partir del cálculo de las matrices de correlación.
- Se desarrolla un método matemático utilizando el algoritmo de optimización de Newton para el cálculo de la matriz de correlación intrínseca.
- Implementación de un software de programación escrito en MATLAB que permite el cálculo de las matrices de correlación y los parámetros de ruido del transistor.
- Implementación del banco de medición experimental que permite la caracterización de dispositivos, en configuración coplanar, en pequeña señal y ruido hasta 26GHz.
- Se presentan resultados del análisis del comportamiento de los parámetros de ruido bajo la incidencia de un haz de luz coherente proporcionado por un diodo láser.
- Se presentan resultados de la caracterización de ruido del transistor configurado en directa.
- Comparación del ensamblado de las matrices de correlación para las topologías 1 y 3 descritas en la literatura.

Como resultado de este trabajo de tesis se presentaron dos trabajos en la modalidad cartel en el XX Congreso de Instrumentación SOMI, octubre 2005, celebrado en la Cd. De León, Gto.

VII.2 RECOMENDACIONES

Durante el desarrollo del presente trabajo surgieron situaciones que dificultaron la obtención de los resultados por lo que se recomienda:

- Establecer un criterio de alineación del láser lo cual nos permita repetir las mismas condiciones para todos los casos.
- Ajustar el sistema de medición de tal manera que se reduzcan las desadaptaciones y las pérdidas, también es recomendable utilizar en el montaje, en medida de lo posible, componentes con mayor ancho de banda.
- Es importante que se asegure una correcta extracción de los elementos del circuito eléctrico equivalente ya que estos influyen de manera importante en los cálculos realizados. Es recomendable que la caracterización de los dispositivos se haga en una sola sesión de medida para evitar problemas de contactos y asegurar que se tienen las mismas condiciones de medida.

Ahora bien, de la experiencia adquirida con este trabajo de investigación se emiten las siguientes recomendaciones para ampliar la investigación en ésta área:

- Implementación del banco de medición hasta 40 GHz.
- Mejorar el control sobre el sintonizador de impedancias.
- Análisis de la incertidumbre del banco de medición
- Considerar el uso de otras técnicas de calibración del analizador de redes, diferentes a las incluidas en el software interno del mismo, que sean indiferentes a la posición de las puntas coplanares al contactar los dispositivos bajo prueba, o que esta posición se tenga en cuenta [Reynoso e Inzunza, 2002; Reynoso, 2004].
- Análisis del ensamblado de las matrices de correlación para la topología 2.
- Estudio del comportamiento en ruido de transistores para diferentes anchos de compuerta.
- Caracterización de transistores de distintos materiales para diferentes longitudes de onda del láser y potencias, teniendo en cuenta la respuesta del dispositivo al láser.

BIBLIOGRAFÍA

Berroth, M. y Bosch, R., 1990, "Broad band determination of the FET small signal equivalent circuit", IEEE, Trans. Microwave Theory and Tech. 38(7): 891-895p.

Boudiaf, A., M. Laporte, J. Dangla y G. Vernet. 1992. "Accuracy Improvements in twoport noise parameter extraction method". IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. 1569-1572p.

Burguess, R.E, 1941, "Noise in receiving aerial systems", Proc. Physical Society, 53: 293-304p.

Cappy, A., 1988, "Noise modeling and measurement techniques", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., 36 (1):1-10p.

Caruso, G. y Sannino, M. 1978. "Computer aided determination of microwave two-port noise parameters". IEEE Trans. Microwave Theory Tech. MTT-26 (9): 639-642 p.

Dambrine, G, Cappy, A., Heliodore, F. y Playez, E., 1988, "A new method for determining the FET Small Signal Equivalent Circuit", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. 36(7): 1151-1159p.

Danneville, F., Happy, H., Dambrine, G., Belquin, J., y Cappy, A., 1994, "Microscopic noise modeling and macroscopic noise models: how good a connection", IEEE Trans. Electron Devices, 41(5): 779-786 p.

De Salles, A. y Romero, M. A., 1991, "Al_{0.3}Ga_{0.7}As/GaAs HEMTs under optical illumination", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. 39(12): 2010-2017p.

Dobrowolsky, J. A., 1991, "Introduction to Computer Methods for Microwave Circuit Analysis and Design", Artech House, Inc. 1a. Edición. Boston, 423pp.

Escotte, L., Grenier, K., Tartarin, J.G., y Graffeuil, J., 1998, "Microwave noise parameters of pseudomorphic GaInAs HEMTs under optical illumination", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., 46 (11): 1788-1789p.

Enciso Aguilar, M. A., 1997, "Medición automatizada de un MESFET empleando el método de impedancias múltiples". Tesis Maestría, B.C. México, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, 116pp.

Engberg, J. y Larsen, T., 1995, "Noise Theory of Linear and Nonlinear circuits", John Wiley & Sons. New York, 295pp.

Friis, H. T., 1944, "Noise Figures of radio receivers", Proc. IRE. 32: 419-422p.

González, G., 1996, "Microwave transistor amplifiers, analysis and design", Editorial Prentice Hall, 2a. Edición, New Jersey, 506pp.

Hillbrand, H. y Russer P. H., 1976, "An efficient method for computer aided noise analysis of linear amplifier networks", IEEE Trans. on circuits and systems, CAS-23(4): 235-238p.

IRE Subcommittee on Noise 1960. "IRE standards on methods of measuring noise in linear twoports, 1959". Proc. IRE 48: 60-68p.

IRE Subcommittee on Noise 1960. "IRE standards on Electron Tubes: Definitions of terms 1962". Proc. IEEE 51: 434-435p.

Lane, R.Q., 1969, "The determination of noise parameters", Proc. IEEE, 57: 1461-1462p.

Lázaro, A., Pradell L., y O'Callaghan J., 1999, "FET noise parameter determination using a novel technique bases on 50 Ω noise figure measurements", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., 47(3): 315-324p.

Maya Sánchez, M. C., 1997, "Estudio comparativo entre diferentes técnicas de extracción de los parámetros de ruido del TEC GaAs", Tesis Maestría, B.C. México, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, 135pp.

Maya Sánchez M. C, 2003, "Medida de parámetros de ruido de dispositivos activos, basada en fuente adaptada", Tesis Doctoral, Barcelona, Universidad Politécnica de Cataluña, 217pp.

Maya Sánchez M. C, Figueroa Résendiz B.E., Reynoso Hernández J.A., 2005, "Sistema automático para caracterizar en pequeña señal y ruido transistores de alta frecuencia", Memorias SOMI XX Congreso Nacional de Instrumentación, León, Guanajuato, 24-29 de Octubre de 2005, clave MMSXX163.

Mitama, M. y Katoh, H. 1979. "An improved computational method for noise parameter measurement". IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 27(6): pp. 612-615.

North, D.O, 1942, "The absolute sensitivity of radio receivers", RCA Review, 6: 332-344p.

O'Callaghan, J. M. y Mondal, J.P.. 1991. "A vector approach for noise parameter fitting and selection of source admitances". IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 39(8): pp. 1376-1382.

Ooi B. L., Kooi P., y Leong M.S., 1997, "A new pinched-off cold FET model for the determination of small-signal equivalent circuit of a FET", Microwave Conference Proceedings, 2:713-716p.

Padilla Corral, S., 2002, "Obtención de los parámetros de ruido a partir del circuito eléctrico equivalente en pequeña señal de un TEC-GaAs", Tesis Maestría, B.C. México, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, 173pp.

Pospieszalski, M.W., 1989, "Modeling of noise parameters of MESFET's and MODFET's and their frequency and temperature dependence", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., 37(9): 1340-1350p.

Pucel, R.A., Massé, D.J., y Krumm, C.F., 1976, "Noise performance of gallium arsenide field-effect transistors", IEEE J. Solid-State Circuits, 11: 243-255p.

Pucel, R. A., Struble, W., Hallgren, R., y Rodhe, U.L., 1992, "A general noise deembedding procedure for packaged two-port linear active devices", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., 40(11):2013-2024p.

Reynoso Hernández, J. A., Rangel Patiño, J. y Perdomo, J., 1996 "Full RF Characterization for Extraction the small signal equivalent circuit in Microwave FETs", IEEE, Trans. Microwave Theory and Tech. 44(12): 2625-2633.

Reynoso Hernández, J. A., Ramirez Duran, B., Ibarra Villaseñor, J. y Perdomo, J., 1997 "Reliable RF techniques for extracting parasitic elements in microwave FETs", IEEE International Workshop on experimentally based FET device modeling & related nonlinear circuits design, U of Kassel, Germany.

Reynoso Hernández, J. A. y Inzunza Gonzalez, E., 2002 "Comparasion of LRM (m), TRM, TRRM and TAR, calibration techniques using the straightforward de-embedding method", 59th ARFTG Conference, Seatle, Washington, USA, June.

Reynoso Hernández, J. A., 2004, "On wafer calibration technique using a non-reflecting lossy line of arbitrary length", 63rd ARFTG Conference: June 11, Forth Worth, TX, 205-210p.

Romero, M. A. y Herczfeld, P.R., 1995, "Negative photoresponse in Modulation Doped Field Effect Transistors (MODFETs): Theory and Experiment", IEEE, Trans. On Microwave Theory and Tech. 43(3): 511-517p.

Romero, M. A., Martinez, M.A.G. y Herczfeld, P.R., 1996, "An Analytical Model for the Photodetection Mechanisms in High Electron Mobility Transistors", IEEE, Trans. On Microwave Theory and Tech. 44(12): 2279-2287p.

Rothe, H. y Dahlke, W., 1956, "Theory of noisy Fourpoles". Proc. IRE 44: 811-818p.

Store, J. y Burlirsch, R., 1992, "Introduction to Numerical Analysis", Editorial Springer, 2a. Edición, New York, 659pp.

Tamayo Rivera L., 2004, "Sincronización Óptica de osciladores de Microondas diseñados utilizando transistores PHEMTs", Tesis Maestría, B.C. México, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, 70pp.

Tasker, P. J., Reinert, W., Hughes, B., Braunstein, J. y Schlechtweg, M., 1993, "Transistor noise parameter extraction using a 50 Ω measurement system", IEEE MTT-S Digest, 1251-1254p.

Van Der Ziel, A., 1962, "Thermal noise in field effect transistors", Proc. IRE, 50: 1808-1812p.

Van Der Ziel, A., 1963,"Gate noise in field effect transistors at moderately high frequencies", Proc. IRE, 51: 461-467p.

Vasilescu, G., Alquie, G., y Krim, M., 1989, "Exact computation of two-port noise parameters", Electron. Letters, 25(4): 292-293p.

White, P.M. y Healy, R. M., 1993, "Improved equivalent circuit for determination of MESFET and HEMT parasitic capacitances coldFET measurements", IEEE, Microwave and guided wave lett. 3(12):453-454.

Williamson, J. H., 1968, "Least-squares fitting of a stright line". Canadian Journal of Physics. 46: pp. 1845-1847.

Zuñiga Juárez, E., 2003, "Evaluación de Modelos No-lineales para PHEMTs", Tesis Maestría, B.C. México, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, 142pp.

ANEXO 1.

DETERMINACIÓN DE LAS MATRICES DE CORRELACIÓN DE LAS REDES EXTRÍNSECAS DEL MODELO DEL CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE DEL TRANSISTOR

Para realizar el análisis de ruido con matrices de correlación se necesita dividir el circuito eléctrico equivalente del transistor en redes de dos puertos, como se muestra en la figura 58 [Padilla, 2003]. Se han presentado diferentes topologías que describen el circuito eléctrico equivalente del transistor en pequeña señal, las cuales varían en función de la posición en la que son colocados los capacitores C_{pg} y C_{pd} [Reynoso, 1997].

El cálculo de las matrices de correlación de cada una de las redes extrínsecas se resume a continuación, teniendo en cuenta la topología utilizada para representar el circuito equivalente del transistor. El ensamblado de las matrices de correlación para las topologías 1 y 3 (figura 58 y 60) se describió en el capitulo IV. El procedimiento para calcular la matriz de correlación total C_{AT} para la topología 2 se describe más adelante.

TRANSISTOR INTRÍNSECO

En las tres topologías se considera que la matriz de correlación del transistor intrínseco se define como $C_{INT} = P_{MY}C_{INT}P_{MY}$ donde P_{MY} es la matriz de paso para transformar de configuración híbrida a admitancia, según sea la configuración de C_{INT} . En la tabla III se indica la matriz de paso P_{MY} para cada caso. Tabla III. Matriz de paso P_{MY}



A1.1 TOPOLOGÍA 1

En esta topología C_{pg} se encuentran entre L_g y R_g , y C_{pd} se encuentran entre L_d y R_d .



Figura 58. Circuito equivalente del transistor dividido en redes. Topología 1.

A continuación se describe el procedimiento para calcular las matrices de correlación de la red compuerta, drenaje, fuente y compuerta drenador.

➢ <u>RED COMPUERTA</u>

Tabla IV. Red Compuerta topología 1. a) Representación eléctrica. b) Representación a bloques. c) Ecuaciones en impedancias.

$G \bullet \begin{array}{c} L_g \\ C_{pg} = R_g \\ \hline \end{array}$	G ← ZLg ZRg ZCg	$Z_{Lg} = j\omega L_g,$ $Z_{Cg} = \frac{1}{j\omega} C_{pg},$ $Z_{Rg} = R_g.$
a)	b)	c)

Las ecuaciones que definen el comportamiento eléctrico de la red compuerta en términos de los parámetros Z son:

$$V_{1} = (Z_{Lg} + Z_{Cg})I_{1} - Z_{Cg}I_{2},$$

$$V_{2} = Z_{Cg}I_{1} - (Z_{Rg} + Z_{Cg})I_{2}.$$
(101)

Utilizando las definiciones de los parámetros ABCD se obtiene la matriz eléctrica en configuración en cascada de la red compuerta:

$$A_{g} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_{Lg}}{Z_{Cg}} & Z_{Lg} + Z_{Rg} + \frac{Z_{Lg}Z_{Rg}}{Z_{Cg}} \\ \frac{1}{Z_{Cg}} & 1 + \frac{Z_{Rg}}{Z_{Cg}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \omega^{2}L_{g}C_{pg} & R_{g} + \omega^{2}L_{g}C_{pg}R_{g} + j\omega L_{g} \\ j\omega C_{pg} & 1 + j\omega C_{pg}R_{g} \end{bmatrix}, \quad (102)$$

donde ω es la frecuencia angular y se calcula como $\omega = 2\pi f$

 C_Z^g se determina a partir de la definición de los parámetros Z. Sustituyendo, la matriz eléctrica en configuración de impedancia está dada como:

$$\begin{bmatrix} Z_{g} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{Lg} + Z_{Cg} & Z_{Cg} \\ Z_{Cg} & Z_{Cg} + Z_{Rg} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j \left(\omega L_{g} - \frac{1}{\omega C_{pg}} \right) & -j \frac{1}{\omega C_{pg}} \\ -j \frac{1}{\omega C_{pg}} & -\frac{1}{\omega C_{pg}} \end{bmatrix},$$
(103)

La matriz de correlación de la red compuerta en representación Z será:

$$C_{Z}^{g} = 4kT_{0}\Delta f \operatorname{Re}\left[Z_{g}\right] = 4kT_{0}\Delta f \begin{bmatrix} 0 & 0\\ 0 & R_{g} \end{bmatrix}.$$
 (104)

Utilizando matrices de paso [Hillbrand y Russer, 1976] se puede convertir C_Z^g en representación cascada:

$$C_A^g = P_{ZA} C_Z^g P_{ZA}^+, aga{105}$$

De la tabla V, donde se indican las matrices de paso entre las configuraciones Y, Z, ABCD, P_{ZA} está dada como:

$$P_{ZA} = \begin{bmatrix} 1 & -(1 - \omega^2 L_g C_{pg}) \\ 0 & -j\omega C_{pg} \end{bmatrix}.$$
 (106)

El superíndice '+' indica la transpuesta conjugada.

Sustituyendo, la matriz de correlación de la red compuerta quedará:

$$C_{A}^{g} = 4kT_{0}\Delta f \begin{bmatrix} R_{g}(1-\omega^{2}L_{g}C_{pg})^{2} & -j\omega C_{pg}R_{g}(1-\omega^{2}L_{g}C_{pg}) \\ j\omega C_{pg}R_{g}(1-\omega^{2}L_{g}C_{pg}) & \omega^{2}C_{pg}^{2}R_{g} \end{bmatrix}.$$
 (107)

de	Y	Z	ABCD
Y	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -Y_{11} & 1 \\ -Y_{21} & 0 \end{bmatrix}$
Z	$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & -Z_{11} \\ 0 & -Z_{21} \end{bmatrix}$
ABCD	$\begin{bmatrix} 0 & B \\ 1 & D \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & -A \\ 0 & -C \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$

Tabla V. Matrices de paso entre Z, Y y ABCD.

➢ <u>RED DRENAJE</u>

Tabla VI. Red Drenaje topología 1. a) Representación eléctrica. b) Representación a bloques. c) Ecuaciones en impedancias.

R _d L _d D		$Z_{Ld} = j\omega L_d,$ $Z_{Cd} = \frac{1}{j\omega} C_{pd},$ $Z_{Rd} = R_d.$
a)	b)	c)
Las ecuaciones que definen el comportamiento eléctrico de la red drenaje en términos de los parámetros Z son:

$$V_{1} = (Z_{Rd} + Z_{Cd})I_{1} - Z_{Cd}I_{2},$$

$$V_{2} = Z_{Cd}I_{1} - (Z_{Cd} + Z_{Ld})I_{2}.$$
(108)

Utilizando las definiciones de los parámetros ABCD se obtiene la matriz eléctrica en configuración cascada de la red drenaje:

$$Z_{d} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{Rd} + Z_{Cd} & Z_{Cd} \\ Z_{Cd} & Z_{Cd} + Z_{Ld} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{d} + \frac{1}{j\omega C_{pd}} & \frac{1}{j\omega C_{pd}} \\ \frac{1}{j\omega C_{pd}} & \frac{1}{j\omega C_{pd}} + j\omega L_{d} \end{bmatrix}.$$
 (109)

La matriz de correlación de la red drenaje en representación Z será:

$$C_Z^d = 4kT_0\Delta f \operatorname{Re}\left[Z_d\right] = 4kT_0\Delta f \begin{bmatrix} R_d & 0\\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$
 (110)

Utilizando matrices de paso se puede convertir C_Z^g en representación cadena:

$$C_{A}^{d} = P_{ZA} C_{Z}^{d} P_{ZA}^{+}, (111)$$

donde:

$$P_{ZA} = \begin{bmatrix} 1 & -(1+j\omega R_d C_{pd}) \\ 0 & -j\omega C_{pd} \end{bmatrix}.$$
 (112)

Sustituyendo, la matriz de correlación de la red drenaje quedará:

$$C_A^d = 4kT_0\Delta f \begin{bmatrix} R_d & 0\\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$
 (113)

➢ <u>RED FUENTE</u>

Tabla VII. Red Fuente topología 1. a) Representación eléctrica. b) Representación a bloques. c) Ecuaciones en impedancias.



Las ecuaciones que definen el comportamiento eléctrico de la red fuente en términos de los parámetros Z son:

$$V_{1} = 2Z_{RL}I_{1} + Z_{RL}I_{2},$$

$$V_{2} = Z_{RL}I_{1} - 2Z_{RL}I_{2}.$$
(114)

Utilizando las definiciones de los parámetros ABCD se obtiene la matriz eléctrica en configuración cascada de la red fuente:

$$Z_{s} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{RL} & Z_{RL} \\ Z_{RL} & Z_{RL} \end{bmatrix} = R_{s} + j\omega L_{s} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}.$$
 (115)

La matriz de correlación de la red fuente en representación Z será:

$$C_Z^s = 4kT_0\Delta f \operatorname{Re}[Z_s] = 4kT_0\Delta f R_s \begin{bmatrix} 1 & 1\\ 1 & 1 \end{bmatrix}.$$
(116)

<u>RED COMPUERTA-DRENAJE</u>

Tabla VIII. Red Compuerta-Drenaje topología 1. a) Representación eléctrica. b) Representación a bloques. c) Ecuaciones en impedancias.



Utilizando las definiciones de los parámetros Y, se obtiene la matriz en admitancia de la red compuerta-drenaje:

$$Y_{gd} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{Z_{gd}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} = j\omega C_{gd} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}.$$
 (117)

La matriz de correlación de la red compuerta-dranaje en representación Y será:

$$C_{Y}^{gd} = 4kT_{0}\Delta f \operatorname{Re}[Y_{gd}] = 4kT_{0}\Delta f[0] = 0.$$
(118)

A1.2 TOPOLOGÍA 2

En esta topología C_{pg} se encuentran entre L_g y R_g y entre L_s y R_s , mientras que C_{pd} se encuentra entre L_d y R_d y L_s y R_s , figura 59. En este caso el análisis se realiza de manera diferente a las otras topologías debido a que no es posible dividir el circuito eléctrico del transistor en red de dos puertos extrínseca e intrínseca.



Figura 59. Circuito equivalente del transistor dividido en redes. Topología 2.

Los elementos extrínsecos son pasivos por lo que las matrices de correlación pueden ser calculadas en cualquiera de las siguientes representaciones:

$$C_{Y} = 4kT_{0}\Delta f \operatorname{Re}[Y],$$
 Configuración admitancia (119)

$$C_z = 4kT_0\Delta f \operatorname{Re}[Z],$$
 Configuración impedancia (120)

El ensamblado de las matrices de correlaciones se describe a continuación:

 Se transforma la matriz de correlación intrínseca C_{INT} de cualquier configuración a la configuración de impedancia utilizando la matriz de paso P_{MZ} y se agregan las matrices de correlación de las resistencias R_g, R_d y R_s.

$$C_Z^i = C_Z^{Rd} + C_Z^{Rs} + C_Z^{Rg} + P_{MZ}C_{INT}P_{MZ}^+ .$$
(121)

Se define la matriz P_{MZ} como:

$$P_{MZ} = P_{ZY} P_{MY} P_{ZY}$$

donde P_{MY} y P_{ZY} se definieron en las tablas I y III respectivamente.

 La matriz resultante se transforma en configuración admitancia utilizando la matriz de paso P_{ZY} y se agregan las matrices de correlación de los capacitores C_{pd} y C_{pg}.

$$C_Y^{si} = C_Y^{Cpd} + C_Y^{Cgd} + P_{ZY} C_Y^i P_{ZY}^+.$$
(122)

• La matriz C_Y^{si} se transforma a configuración impedancia utilizando P_{YZ} y se agrega la matriz de correlación de las inductancias.

$$C_Z^{dsi} = C_Z^{Lg} + C_Z^{Ld} + C_Z^{Ls} + P_{YZ} C_Y^{si} P_{YZ}^+.$$
(123)

 C_Z^{dsi} será la matriz de correlación total en configuración admitancia para esta topología.

A1.3 TOPOLOGÍA 3

En esta topología C_{pg} y C_{pd} se encuentran en los extremos.



Figura 60. Circuito equivalente del transistor dividido en redes, incluyendo las fuentes de ruido intrínsecas para la configuración hibrida .Topología 3.

La diferencia entre la topología 1 y 3 es básicamente en las redes de compuerta y drenaje, las redes de fuente y compuerta-drenador son las mismas. Las matrices de correlación de estas últimas ya fueron definidas por 116 y 118. A continuación se definen las matrices de correlación de la red compuerta y drenador para la topología 3.

RED COMPUERTA

Tabla IX. Red Compuerta topología 3. a) Representación eléctrica. b) Representación a bloques. c) Ecuaciones en impedancias.



Las ecuaciones que definen el comportamiento eléctrico de la red compuerta en términos de los parámetros Z son:

$$V_{1} = Z_{Cg}I_{1} - Z_{Cg}I_{2},$$

$$V_{2} = Z_{Cg}I_{1} - (Z_{RL} + Z_{Cg})I_{2}.$$
(124)

Utilizando las definiciones de los parámetros ABCD se obtiene la matriz eléctrica en configuración cadena de la red compuerta:

$$A_{g} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_{RL} \\ \frac{1}{Z_{Cg}} & 1 + \frac{Z_{RL}}{Z_{Cg}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & R_{g} + j\omega L_{g} \\ j\omega C_{pg} & 1 - \omega^{2}C_{pg}L_{g} + j\omega C_{pg}R_{g} \end{bmatrix}.$$
 (125)

$$Z_{g} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{Cg} & Z_{Cg} \\ Z_{Cg} & Z_{Cg} + Z_{RL} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{j\omega C_{pg}} & \frac{1}{j\omega C_{pg}} \\ \frac{1}{j\omega C_{pg}} & R_{g} + \frac{1}{j\omega C_{pg}} \end{bmatrix}.$$
 (126)

La matriz de correlación de la red compuerta en representación Z será:

$$C_Z^g = 4kT_0\Delta f \operatorname{Re}\left[Z_g\right] = 4kT_0\Delta f \begin{bmatrix} 0 & 0\\ 0 & R_g \end{bmatrix}.$$
(127)

Utilizando matrices de paso se puede convertir C_z^g en representación cadena:

$$C_{A}^{g} = P_{ZA} C_{Z}^{g} P_{ZA}^{+}, (128)$$

donde:

$$P_{ZA} = \begin{bmatrix} 1 & -A \\ 0 & -C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & -j\omega C_{pg} \end{bmatrix}.$$
 (129)

Sustituyendo, la matriz de correlación de la red compuerta quedará:

$$C_A^g = 4kT_0\Delta f \begin{bmatrix} R_g & -j\omega C_{pg}R_g \\ j\omega C_{pg}R_g & \omega^2 C_{pg}^2R_g \end{bmatrix}$$
(130)

RED DRENAJE

Tabla X. Red Drenaje topología 3. a) Representación eléctrica. b) Representación a bloques. c) Ecuaciones en impedancias.



Las ecuaciones que definen el comportamiento eléctrico de la red drenaje en términos de los parámetros Z son:

$$V_{1} = (Z_{RL} + Z_{Cd})I_{1} - Z_{Cd}I_{2},$$

$$V_{2} = Z_{Cd}I_{1} + Z_{Cd}I_{2}.$$
(131)

Utilizando las definiciones de los parámetros ABCD se obtiene la matriz eléctrica en configuración cadena de la red drenaje:

$$Z_{d} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{RL} + Z_{Cd} & Z_{Cd} \\ Z_{Cd} & Z_{Cd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{d} + j\omega L_{d} + \frac{1}{j\omega C_{pd}} & \frac{1}{j\omega C_{pd}} \\ \frac{1}{j\omega C_{pd}} & \frac{1}{j\omega C_{pd}} \end{bmatrix}.$$
 (132)

La matriz de correlación de la red drenaje en representación Z será:

$$C_Z^d = 4kT_0\Delta f \operatorname{Re}\left[Z_d\right] = 4kT_0\Delta f \begin{bmatrix} R_d & 0\\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$
(133)

Utilizando matrices de paso se puede convertir C_Z^g en representación cadena:

$$C_{A}^{d} = P_{ZA} C_{Z}^{d} P_{ZA}^{+}, (134)$$

donde:

$$P_{ZA} = \begin{bmatrix} 1 & -(1 - \omega^2 L_d C_{pd} + j\omega R_d C_{pd}) \\ 0 & -j\omega C_{pd} \end{bmatrix},$$
(135)

Sustituyendo, la matriz de correlación de la red drenaje quedará:

$$C_A^d = 4kT_0\Delta f \begin{bmatrix} R_d & 0\\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$
 (136)

ANEXO 2.

MÉTODOS DE OPTIMIZACIÓN

Cómo se mencionó en la sección IV.2.1.2.2 C_{INT} se define en función del factor de ruido medido así como de la matriz de correlación extrínseca. Dado que los elementos de la matriz de correlación intrínseca no son constantes para el rango de frecuencias de trabajo, estos se pueden definir como un polinomio en la frecuencia de orden L, donde las incógnitas (elementos de la matriz de correlación) son los coeficientes del polinomio para cada elemento de la matriz de correlación intrínseca:

$$C_{mn} = \sum_{l=0}^{l=L} C_{mn}^{l} f_{i}^{l} , \qquad (137)$$

 C_{mn} son los elementos de la matriz de correlación intrínseca: C_{11}^{INT} , C_{22}^{INT} , *Re* (C_{12}^{INT}), *Im* (C_{12}^{INT}). Considerando un polinomio de grado 1, se tienen 8 incógnitas, que se calculan utilizando un algoritmo de optimización.

Definimos la función a optimizar de la ecuación 93 como:

$$f = \left(\sum \left|\mathbf{M} x \,\mathbf{C} \,x - \Delta^{i}\right|^{2}\right)^{\frac{1}{2}},\tag{138}$$

donde:

 $\mathbf{M}_{\mathbf{x}}$ representa los elementos de la matriz \mathbf{M} correspondientes a la variable a optimizar.

 C_x representa el vector que contiene las variables a optimizar (los elementos de la matriz de correlación intrínseca C_{INT} :

 $C_{x} = \begin{bmatrix} C_{11}^{\text{INT}^{0}} & C_{11}^{\text{INT}^{1}} & C_{22}^{\text{INT}^{0}} & C_{22}^{\text{INT}^{1}} & \text{Re}(C_{12}^{\text{INT}})^{0} & \text{Re}(C_{12}^{\text{INT}})^{1} & \text{Im}(C_{12}^{\text{INT}})^{0} & \text{Im}(C_{12}^{\text{INT}})^{1} \end{bmatrix}^{\text{T}}$

Esta función se utilizará para los diferentes métodos de optimización tomando como valores iniciales los obtenidos con la pseudoinversa.

Los métodos que se revisaron para el cálculo de los elementos de la matriz de correlación intrínseca C_{INT} fueron [Dobrowolsky, 1991, Stoer y Bulirsh, 1992]:

- 1.- Método de Newton (OptN)
- 2.- Mínimos cuadrados (minCua)
- 3.- Levenberg-Maquard (LM)
- 4.- Descomposición en valores singulares (SVD)
- 5.- Fletcher- Reeves (FR)

Por lo que a continuación se da una breve descripción de cada uno de ellos.

A2.1 MÉTODO DE NEWTON

El método de optimización de Newton presenta una técnica iterativa que permite encontrar el mínimo del sistema utilizando como dirección de búsqueda el gradiente.

$$x^{k+1} = x^{k} - \left[\nabla^{2} f(x^{k})\right]^{-1} \nabla f(x)^{k}, \qquad (139)$$

$$\nabla f = \left(\frac{\partial f}{\partial x}\right). \tag{140}$$

La función a optimizar, en este caso, se define como:

$$f = \left(\sum \left|\mathbf{M} x \,\mathbf{C} \,x - \Delta^{i}\right|^{2}\right)^{\frac{1}{2}}.$$
(141)

Para encontrar la dirección de búsqueda se necesita definir:

$$error = \mathbf{M} \, \mathbf{x} \, \mathbf{C} \, \mathbf{x} - \Delta^1 \tag{142}$$

$$\nabla f = \left(\frac{\partial f}{\partial \mathbb{C}x}\right) = \frac{\left(\sum |error|\right) \cdot \left(\sum \mathbb{M}x\right)}{\left(\sum |error|^2\right)}.$$
(143)

$$\left(\frac{\partial^2 f}{\partial \mathbf{C} x^2}\right) = \frac{\left(\sum \mathbf{M} x\right)^2}{\sqrt{\left[\sum |error|^2\right]}} - \left(1 - \frac{\left(\sum |error|\right)^2}{\left(\sum |error|^2\right)}\right).$$
(144)

A2.2 MÍNIMOS CUADRADOS

Para el problema en particular se planteó un error definido como $\epsilon = \Delta^{i} \cdot M_{x}C_{x}$ cuya norma 2 esta dada como:

$$\|\varepsilon\|_{2} = \left(\Delta^{i} - \mathbf{M}_{x} \mathbf{C}_{x}\right)^{T} \left(\Delta^{i} - \mathbf{M}_{x} \mathbf{C}_{x}\right),$$

$$= \Delta^{i^{T}} \Delta^{i} - \Delta^{i^{T}} \mathbf{M}_{x} \mathbf{C}_{x} - \mathbf{C}_{x}^{T} \mathbf{M}_{x}^{T} \Delta^{i} + \mathbf{C}_{x}^{T} \mathbf{M}_{x}^{T} \mathbf{M}_{x} \mathbf{C}_{x}.$$

$$(145)$$

Minimizando respecto a $\mathbf{C}_{\mathbf{x}}$: $\frac{\partial \varepsilon}{\partial C_x} = \mathbf{M}_x^T \mathbf{M}_x \mathbf{C}_x - \mathbf{M}_x^T \Delta^i = 0.$ (146)

Obteniendo
$$\mathbf{C}_{\mathbf{x}}$$
: $\mathbf{C}_{x} = \left(\underbrace{\mathbf{M}_{x}^{T} \mathbf{M}_{x}}_{PSEUDOINVERSA} \right)^{-1} \underbrace{\mathbf{M}_{x}^{T}}_{PSEUDOINVERSA} \Delta^{i}$. (147)

A2.3 MÉTODO DE LEVENBERG-MAQUARD (LM)

El método de LM se basa en la linearización de la función f(x) en la vecindad de \hat{x} definida como:

$$f(x) = f(\hat{x}) + J(\hat{x})\Delta x, \tag{148}$$

donde:

$$\Delta x = x - \hat{x}.$$

$$J(\hat{x}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_m}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_m}{\partial x_n} \end{bmatrix}$$

A2.4 DESCOMPOSICIÓN EN VALORES SINGULARES (SVD)

La SVD permite una reformulación de la matriz pseudoinversa y está dada de la siguiente manera:

Sea D una matriz de mxn. Se define la SVD de D como:

$$D = U \cdot S \cdot V^+, \tag{149}$$

donde, los vectores columna en U y V son los autovectores de DD^+ y D^+D respectivamente. Los elementos en la diagonal de S (valores singulares) son la raíz cuadrada positiva de los valores propios distintos de cero de DD^+ y D^+D .

La matriz pseudoinversa queda definida como:

$$D^{\#} = V \cdot \begin{bmatrix} E^{-1} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot U^{+} \cdot$$
(150)

donde E es una matriz diagonal que contiene solamente los valores singulares no nulos de S.

142

A2.5 MÉTODO DE FLETCHER-REEVES (FR)

La primera búsqueda d_o se comienza en la dirección de la pendiente más fuerte (negativo del gradiente).

$$d_0 = -\nabla f(x_o). \tag{151}$$

Las siguientes direcciones de búsqueda son combinaciones lineales del gradiente en un punto x_k y otro previamente utilizado en la dirección de búsqueda.

$$d_{1} = -\nabla f(x_{1}) + \alpha d_{0},$$

$$\vdots$$

$$d_{k+1} = -\nabla f(x_{k+1}) + \alpha_{k} d_{k}.$$
(152)

donde α_k esta dado como:

$$\alpha_k = \frac{\left[-\nabla f(x_{k+1})\right]^T \nabla f(x_{k+1})}{\left[-\nabla f(x_k)\right]^T \nabla f(x_k)}.$$
(153)

ANEXO 3. SISTEMA DE MEDIDA

A3.1 CARACTERÍSTICAS DEL SISTEMA DE MEDIDA

Para poder caracterizar el comportamiento en ruido del dispositivo bajo prueba (DUT) es necesario contar con un sistema que permita medir el nivel de ruido que genera un cuadripolo; por lo que se implementó un banco de medición que permite caracterizar dispositivos en configuración coplanar. El sistema propuesto tiene la posibilidad de efectuar medidas, tanto de pequeña señal como de ruido de dispositivos, en oblea de 1 a 26GHz de frecuencia [Maya *et. al.*, 2005]. El sistema está completamente automatizado y controlado vía GPIB mediante un software escrito en MATLAB. A continuación se describen los elementos que conforman el banco de medición propuesto (figura 61):

- Analizador de redes vectorial (VNA) para medir parámetros S y coeficientes del receptor y de carga.
- Bloque de entrada: se encuentra entre la fuente de ruido (plano 00') y el plano coplanar de entrada al receptor (plano 22'). Se compone de una punta coplanar, una T de polarización y un conmutador (SWT1) que permite la conexión hacia el analizador de redes o hacia la fuente de ruido según sea la configuración requerida.
- Fuente de ruido.
- Sintonizador o Tuner.

 Bloque de salida o receptor (plano 22'). Se compone de una punta coplanar, una T de polarización, un conmutador (SWT2), un amplificador de bajo ruido (LNA) y un analizador de espectros. El conmutador permite la conexión hacia el analizador de redes o hacia el receptor.

Para el caso de la medición bajo iluminación se considera el uso de un láser con una longitud de onda de 850nm con una potencia de 0.5mW y otro con una longitud de onda de 1310 nm con una potencia de 0.5246mW, que se hace incidir sobre el transistor mediante una fibra óptica.



Figura 61. Configuración del sistema de medida de parámetros S y ruido hasta 26 GHz.

A3.2 CALIBRACIÓN DEL RECEPTOR Y MEDIDA DEL FACTOR DE RUIDO DEL DUT

Se considera que el sistema de medida tiene un nivel de ruido propio y es muy importante caracterizarlo antes de medir el DUT. La caracterización del sistema de medida consiste en la medida de la constante de ganancia del receptor y de sus parámetros de ruido: factor de ruido mínimo del receptor (F_{min}), resistencia equivalente (R_n) y coeficiente de reflexión óptimo (Γ_{opt}). Para calcular los parámetros de ruido se pueden utilizar técnicas de impedancias múltiples [Lane, 1969; Vasilescu *et al.*, 1989], o expresiones aproximadas [Tasker *et al.*, 1993; Lázaro y O'Callaghan, 1999]. En la etapa de calibración del sistema, se conecta un thru entre los planos 11'y 22' (Figura 73) en lugar del DUT.

Para calcular los parámetros de ruido es necesario medir el factor de ruido en función del coeficiente de reflexión de entrada. El factor de ruido se puede medir con la técnica del Factor Y o la técnica de carga fría, en ambas técnicas se utilizan lecturas de potencias de ruido. En la técnica de carga fría se utiliza una lectura de potencia correspondiente a un coeficiente de reflexión de entrada a temperatura ambiente, teniendo en cuenta la desadaptación entre la carga a la entrada y el receptor. En la técnica del factor Y se mide la potencia de ruido correspondiente a dos temperaturas de ruido conocidas, cuyos coeficientes de reflexión se asume que son iguales; en esta técnica no se tiene en cuenta la desadaptación existente entre el receptor y la carga a la entrada.

En nuestro caso, se medirán dispositivos activos por lo que hay que tener en cuenta que el coeficiente de reflexión a la salida del DUT varía con la frecuencia y punto de polarización, que además es función de la carga presentada a la entrada. Por ésta razón lo que es de gran importancia considerar los efectos de desadaptación a la entrada del receptor. En base a esto, para medir el factor de ruido se utiliza la técnica de carga fría, la cual como ya se dijo, consiste en la medición de la potencia de ruido correspondiente a una carga presentada a la entrada, cuya temperatura y coeficiente de reflexión son conocidos. La temperatura de la carga generalmente se considera igual a la temperatura ambiente. Para aplicar esta técnica es necesario conocer la constante de ganancia del receptor, para lo cual se utiliza una carga con dos temperaturas de ruido conocidas y sus coeficientes de reflexión asociados. Para generar las dos temperaturas de ruido generalmente se utilizan fuentes de ruido, de tal manera que cuando la fuente de ruido no se polariza se dice que la fuente está apagada y cuando se polariza se dice que está encendida.

Para el cálculo del factor de ruido se utiliza la técnica de carga fría utilizando la siguiente expresión:

$$F(\Gamma_s) = \frac{P_s}{T_0 k B G_0 \mu_s} - \frac{Tc}{T_0} + 1, \qquad (154)$$

donde, T_0 es la temperatura estándar (290K), k la constante de Boltzmann, B es el ancho de banda de integración de la densidad espectral de ruido, G_0 es la ganancia del receptor para cuando $\Gamma_s = 0$, P_s es la potencia de ruido medida con una carga conectada a la entrada del receptor para un coeficiente de reflexión Γ_s a una temperatura T_c (figura 62). $G_0 \cdot \mu_s$ es la ganancia disponible, G_a , del receptor, la cual se define en función del coeficiente presentado a la entrada. μ_s es el factor de desadaptación entre la impedancia de entrada y la entrada del bipuerto (en el plano 22"), es decir entre Γ_s y Γ_R :

$$\mu_{s} = \mu(\Gamma_{s}, \Gamma_{R}) = \frac{1 - \left|\Gamma_{s}\right|^{2}}{\left|1 - \Gamma_{s}\Gamma_{R}\right|^{2}},$$
(155)



Figura 62. Diagrama a bloques del sistema de medida empleando la técnica de carga fría.

De la ecuación 154 se puede observar que es necesario medir kG_0B antes de calcular el factor se ruido. Para obtener kG_0B se emplean medidas de potencias de ruido de la fuente de ruido encendida P_H y apagada P_C , definidas como:

$$P_{C} = kG_{0}B\mu_{SC}(T_{C} + T_{e}(\Gamma_{SC}))$$
(156)

$$P_{H} = kG_{0}B\mu_{SH}(T_{h} + T_{e}(\Gamma_{SH}))$$
(157)

donde T_h y T_c son las temperaturas de la fuente de ruido en los estados encendido y apagado, respectivamente. T_c se considera que es igual a la temperatura ambiente y T_h se calcula de la relación de ruido en exceso ENR de la fuente de ruido desplazando al plano 22'. Para referir T_h al plano 22' se calculan las pérdidas del bloque de entrada (mediciones de parámetros de dispersión) utilizando para ello los resultados de las calibraciones LRRM y OSL en los planos 22' y 00' respectivamente (mediciones de parámetros de dispersión). μ_{SH} y μ_{CH} son los factores de desadaptación asociados a Γ_{SH} y Γ_{SC} , T_e es la temperatura efectiva asociada al receptor y esta en función de Γ_{SH} y Γ_{SC} . Haciendo la diferencia de las potencias medidas respecto a su factor de desadaptación y despejando kG₀B, se tiene:

$$kG_0 B = \frac{\frac{P_H}{\mu_{SH}} - \frac{P_C}{\mu_{SC}}}{T_h + T_e(\Gamma_{SH}) - T_c - T_e(\Gamma_{SC})}.$$
(158)

Considerando que la temperatura T_e es aproximadamente constante entre los estados encendido y apagado de la fuente, la expresión anterior se puede simplificar, quedando:

$$kG_0 B = \frac{\frac{P_H}{\mu_{SH}} - \frac{P_C}{\mu_{SC}}}{T_h - T_c}.$$
 (159)

Al conectar un dispositivo para caracterizarlo, se está midiendo el factor de ruido de éste más la contribución del receptor (Figura 63). El factor de ruido total se obtiene a partir de lecturas de potencia en función de Γ_s definiéndose de la siguiente manera.

$$F_{tot}(\Gamma_S) = \frac{P_s}{T_0 k B G_0 \mu(\Gamma'_S, \Gamma_R) G_{DUT}} - \frac{Tc}{T_0} + 1.$$
(160)

donde G_{DUT} es la ganancia disponible del dispositivo.



Figura 63. Diagrama a bloques del sistema de medida empleando la técnica de carga fría considerando el DUT.

Una vez calibrado el sistema se conecta el DUT y se mide el factor de ruido total (el DUT (F_{DUT}) en cascada con el receptor (F_{REC})) que está en función del coeficiente de reflexión presentado a la entrada del DUT (Γ_{S}) [Friis, 1940] y que se define con la expresión de Friis

$$F_T(\Gamma_S) = F_{DUT}(\Gamma_S) + \frac{F_{REC}(\Gamma_S) - 1}{G_{DUT}}.$$
(161)

Una vez que se conocen G_{DUT} y F_{REC} se puede determinar F_{DUT} .

Esta técnica se usó para la medición de los factores de ruido de los diferentes dispositivos, los cuales junto con sus correspondientes coeficientes de reflexión asociados nos permitirán el cálculo de los parámetros de ruido. Para la técnica de impedancias múltiples se utiliza la medición de 9 factores de ruido (7 pertenecientes a la constelación seleccionada y 2 correspondientes a la fuente de ruido en encendido y apagado) para cada punto de frecuencia y punto de polarización. Para el caso de F_{50} se midió el factor de ruido para la impedancia de la fuente de ruido en estado frío (apagada), cercana a 50 ohms para todo el rango de frecuencias y puntos de polarización deseados.

A3.3 FOTOGRAFÍAS DEL BANCO DE MEDICIÓN



Figura 64. Sistema de medida de parámetros S y de ruido de dispositivos en configuración coplanar.



Figura 65. Bloque de entrada. Vista completa.

