

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



**DISEÑO DE UN MEZCLADOR DE BAJA DISTORSION**

**TESIS  
MAESTRIA EN CIENCIAS**

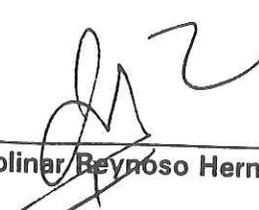
**JOSE RAUL LOO YAU**

**ENSENADA, B. C., JULIO DEL 2000.**





TESIS DEFENDIDA POR  
**José Raúl Loo Yau**  
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ



---

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

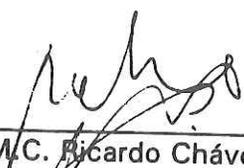
*Director del Comité*



---

Dr. Joaquín Alvarez G.

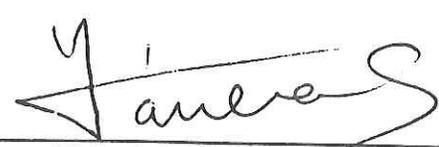
*Miembro del Comité*



---

M.C. Ricardo Chávez P.

*Miembro del Comité*



---

M.C. Salvador Farreras S.

*Miembro del Comité*

---

(Nombre del Sinodal)

*Miembro del Comité*



---

Dr. José Luis Medina M.

*Jefe del Departamento de  
Dpto. de Electrónica y  
Telecomunicación*



---

Dr. Federico Graef Ziehl

*Director de Estudios de Posgrado*

14 de julio del 2000

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE  
EDUCACIÓN SUPERIOR DE ENSENADA**



**DIVISIÓN DE FÍSICA APLICADA**

**DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**DISEÑO DE UN MEZCLADOR DE BAJA DISTORSIÓN**

**TESIS**

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

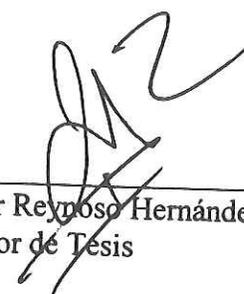
**JOSÉ RAÚL LOO YAU**

**Ensenada Baja California, México Julio del 2000**

RESUMEN de la tesis de José Raúl Loo Yau presentado como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California, México.

## DISEÑO DE UN MEZCLADOR DE BAJA DISTORSIÓN

Resumen aprobado por:



---

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández  
Director de Tesis

Esta tesis está relacionada con el modelado de un PHEMT Frío para ser utilizado en el diseño de un mezclador de baja distorsión. Diferentes modelos de I-V fueron investigados con el fin de predecir las mediciones I-V usando voltajes de drenador- fuente negativos y positivos. Con respecto a los capacitores de compuerta (capacitor de compuerta-fuente  $c_{gs}$ , capacitor compuerta-drenador  $c_{gd}$ ) un nuevo modelo dependiente de la polarización fue desarrollado para simular estos capacitores.

El nuevo modelo empírico para simular las capacitancias intrínsecas  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$  y  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$  permite predecir con gran acierto los valores experimentales.

Finalmente un procedimiento para diseñar un mezclador de baja distorsión y un análisis empleando el circuito eléctrico equivalente no lineal del transistor es presentado. Este análisis corrobora que las potencias de los productos de intermodulación de tercer orden son mucho menores que la potencia de la frecuencia intermedia.

Palabras claves: PHEMT Frío, FET Frío, Mezclador resistivo, Modelado no lineal, Modelo de Curtice cuadrático, Modelo de Angelov, Modelo de Chen, Capacitores intrínsecos, Pérdidas por conversión.

ABSTRACT of the thesis, presented by José Raúl Loo Yau, in order to obtain the MASTER of SCIENCE DEGREE in TELECOMMUNICATIONS AND ELECTRONICS, Ensenada, Baja California, Mexico.

## DESIGN OF A LOW DISTORSION MIXER

Approved by:



---

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández  
Thesis Advisor

This dissertation deals with the non linear modelling of a Cold PHEMT used in the design of a low distortion mixer. Different I-V models (Curtice, Angelov and Chen) were investigated in order to predict the I-V data measured using negative and positive drain source voltages. Regarding gate capacitances (gate-source capacitance  $c_{gs}$ , gate-drain capacitance  $c_{gd}$ ) a new bias dependent model was developed for simulating these capacitances.

The new empirical model for simulating the intrinsic capacitances  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$  and  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$  allows to predict successfully the experimental data.

Finally a procedure for designing a low distortion mixer and also an analysis using the non linear equivalent circuit of the transistor models are presented. This analysis corroborate that the powers of the third order intermodulation product are smaller than the power of the intermediate frequency.

Keywords: Cold PHEMT, Cold FET, Resistive mixer, Non linear models, Curtice Model, Angelov Model, Chen Model, Intrinsic capacitances model, Conversion loss.

# Dedicatoria

A toda mi familia en especial a mis padres Carlos Raúl Loo M. y Ngan Fung Yau de Loo por apoyarme en todo lo que he comenzando en mi vida.

A todos los que confiaron en mí.

## Agradecimientos

*El Maestro dijo "¿Quién espera ser capaz de salir de una casa como no sea por la puerta?. Entonces, ¿cómo es que nadie sigue este Camino nuestro?"*

*Confucio.*

*A Dios ante todo por darme vida y salud y sobre todo por cuidar a mis seres queridos.*

*A mi asesor el Dr J. Apolinar Reynoso Hernández por haberme asesorado en este trabajo de tesis y por brindarme su apoyo y amistad desde un inicio.*

*A los miembros del comité de tesis, Dr, Joaquín Alvarez, M.C. Ricardo Chavéz y M.C. Salvador Farreras, por sus comentarios constructivos a la tesis..*

*Al M.C. Jesús Ibarra por su ayuda en la calibración del analizador de redes.*

*A los doctores Pedro Negrete, César Cruz y Gilberto López por sus sugerencias en algunos aspectos de la tesis.*

*A nuestra secretaria Aurora Robles por su atención a nosotros los alumnos.*

*Al Centro de Investigación Científica y de Estudios Superiores de Ensenada por darme la oportunidad de estar en su recinto.*

*A Yao Chung Chen de la TRW por su amabilidad al compartir información de su trabajo conmigo.*

*A mis estimados amigos de Panamá Enrique Duarte, Hong Chen, Juan A. Loo, Juan Carlos Cheung, Ran Chen y Ricardo Chen por su amistad.*

*A mis amigos de Guadalajara, Alejandro Contreras, Alfonso Mendoza, Cecilia Sánchez, Eduardo Figueroa, Joel García, José Ramón Morales, Jorge Acosta y Jorge Giottonini, por el ayuda desinteresada que me brindaron en varias ocasiones.*

*A los ex miembros de la Zenith y amigos Maripaz, Rosa Martha y Eugenio por sus buenos deseos.*

*Al elocuente y amigo Alberto Ramírez por las horas de discusiones no sólo de trabajo sino también de la vida.*

*A los et al's de microondas, Jorge Calderon, Jaime Camacho, Juan Carlos Islas, Plácido Zaca, Meyran Woo, Susana Padilla y Raúl Infante por compartir un poco de su vida conmigo*

*Por ultimo pero no por menos importancia sino todo lo contrario a mi querida novia, Maricela Avendaño por confiar en mí en todo lo que he hecho.*

# Contenido

I	Introducción .....	1
I.1	Antecedentes .....	3
I.2	Organización del trabajo .....	4
II	Conocimientos previos al modelado de transistores de microondas .....	6
II.1	Clasificación de los modelos para transistores de microondas ....	6
II.2	Transistores HEMT y PHEMT .....	8
II.3	Características corriente-voltaje .....	10
II.4	Circuito eléctrico equivalente .....	11
II.5	El FET en Frío .....	12
II.6	Área de modelado .....	13
III	Modelado no lineal de transistores de microondas .....	16
III.1	Modelado no lineal de la corriente $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ .....	16
	III.1 Procedimiento para el modelado de la corriente $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ .....	17
	III.1.2 Modelo de Curtice cuadrático (Curtice, 1980) .....	18
	III.1.3 Extensión del modelo de Curtice cuadrático para $V_{DS} < 0V$ .....	22
	III.1.4 Modelo de Angelov (Angelov et al, 1992) .....	23
	III.1.5 Extensión del modelo de Angelov .....	30
	III.1.6 Modelo de Chen (Chen et al, 1998) .....	30
III.2	Observaciones sobre los modelos no lineales .....	34
	III.2.1 Modelo de Curtice cuadrático (Curtice, 1980) .....	35
	III.2.2 Modelo de Angelov (Angelov et al, 1992) .....	35

	III.2.3 Modelo de Chen (Chen et al, 1998) .....	38
III.3	Modelado de los capacitores $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$ y $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$ .....	39
	III.3.1 Metodología para el modelado de los capacitores $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$ y $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$ .....	40
	III.3.2 Nuevo modelo empírico para capacitancia .....	48
	III.3.3 Comentarios y discusión sobre el nuevo modelo .....	51
IV	Validación del modelo no lineal .....	57
IV.1	Modelado de $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ para el PHEMT de 0.25 $\mu\text{m}$ .....	57
IV.2	Modelado de $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ para el PHEMT de 0.50 $\mu\text{m}$ .....	59
IV.3	Modelado de $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ para el PHEMT de 1 $\mu\text{m}$ .....	61
IV.4	Modelado de los capacitores intrínsecos $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$ y $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$ .....	63
IV.5	Discusión de los resultados obtenidos .....	67
V	Aplicación de los modelos no lineales para el desarrollo de un mezclador de baja distorsión .....	73
V.1	Concepto de un mezclador .....	73
V.2	Productos de intermodulación y pérdidas por conversión .....	75
V.3	Mezclador de baja distorsión .....	76
V.4	Método para comprobar el mezclador de baja distorsión .....	81
	V.4.1 Selección del $V_{vca}$ para mínimas pérdidas por conversión .	85
V.5	Diseño del mezclador de baja distorsión .....	86
	V.5.1 Diseño de la red de acoplamiento para el OL .....	89
	V.5.2 Diseño de la red de acoplamiento de RF .....	89
	V.5.3 Diseño del filtro de FI .....	90
V.6	Procedimiento de diseño .....	90
V.7	Comentarios finales .....	92

VI	Resultados teóricos del mezclador de baja distorsión.....	93
VI.1	Resultados del análisis del mezclador de baja distorsión .....	93
VI.2	Síntesis de redes .....	99
VI.3	Comentarios finales .....	101
VII	Conclusiones .....	106
VII.1	Aportaciones .....	107
VII.2	Recomendaciones .....	109
	Literatura Citada .....	110
	Apéndice A: Lista de simbología .....	113

# Lista de Figuras

Figura		Página
1	Estructura Convencional de un HEMT .....	8
2	Estructura de un transistor pseudomorfo HEMT .....	9
3	Esquema de la polarización de un transistor .....	10
4	Curva $I_{DS} - V_{GS}$ a $V_{DS}$ constante, representado el voltaje de umbral o $V_T$ .....	11
5	Curva $I_{DS} - V_{DS}$ a $V_{GS} = 0V$ . Representación de $V_{sat}$ e $I_{DSS}$ .....	12
6	Ubicación de los elementos del circuito equivalente de un HEMT y PHEMT .....	13
7	Circuito Eléctrico Equivalente del HEMT y PHEMT .....	14
8	Ubicación de los elementos del circuito equivalente de un HEMT y PHEMT en FET frío .....	15
9	Circuito Eléctrico Equivalente para FET Frío .....	15
10	Diagrama a bloques de la metodología utilizada para el modelado de $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ .....	17
11	Linealización para calcula $V_T$ .....	19
12	Representación gráfica de $\lambda$ .....	20
13	Representación gráfica de $\alpha$ .....	22
15	$\psi$ versus $V_{GS}$ .....	26
16	Ajuste de la curva $\psi$ por medio del polinomio de interpolación $\Gamma$ .....	29
18	Comportamiento de $a_i$ 's en función de $V_{DS}$ .....	34
14	Representación de $G_M$ e $I_{DS}$ en función de $V_{GS}$ en la región de saturación y en la región óhmica, y determinación de los puntos de ( $V_{pk}$ e $I_{pk}$ ) de máxima pendiente (transconductancia) para la curvas en ambas regiones .....	24
17	Función $\psi$ para diferentes $V_{DS}$ .....	33

## Lista figuras (continuación)

Figura		Página
19	Diagrama a bloques del procedimiento usado para el modelado de las capacitancias de compuerta .....	41
20	Función $\chi$ a diferentes $V_{DS}$ .....	51
21	Representación de las constantes bi's en función de $V_{DS}$ .....	52
22	Representación gráfica de la Carga $Q_{gs}$ .....	54
23	Resultados del PHEMT de $0.25\mu\text{m}$ : (a) Modelado de $I_{DS} - V_{DS}$ a diferentes $V_{GS}$ , (b) Porcentaje de Error .....	58
24	Modelado del PHEMT de $0.25\mu\text{m}$ : (a) Modelado de $I_{DS} - V_{GS}$ a diferentes $V_{DS}$ , (b) Porcentaje de Error .....	59
25	Modelado del PHEMT de $0.25\mu\text{m}$ : (a) Modelado de $G_M$ a diferentes $V_{DS}$ , (b) Modelado de $G_{DS}$ a diferentes $V_{GS}$ .....	60
26	Modelado del PHEMT de $0.5\mu\text{m}$ : (a) Modelado de $I_{DS} - V_{DS}$ a diferentes $V_{GS}$ , (b) Porcentaje de Error .....	62
27	Modelado del PHEMT de $0.5\mu\text{m}$ : (a) Modelado de $I_{DS} - V_{GS}$ a diferentes $V_{DS}$ , (b) Porcentaje de Error .....	63
28	Modelado del PHEMT de $0.5\mu\text{m}$ : (a) Modelado de $G_M$ a diferentes $V_{DS}$ , (b) Modelado de $G_{DS}$ a diferentes $V_{GS}$ .....	64
29	Modelado del PHEMT de $1\mu\text{m}$ : (a) Modelado de $I_{DS} - V_{DS}$ a diferentes $V_{GS}$ , (b) Porcentaje de Error .....	65
30	Modelado del PHEMT de $1\mu\text{m}$ : (a) Modelado de $I_{DS} - V_{GS}$ a diferentes $V_{DS}$ , (b) Porcentaje de Error .....	66
31	Modelado del PHEMT de $1\mu\text{m}$ : (a) Modelado de $G_M$ a diferentes $V_{DS}$ , (b) Modelado de $G_{DS}$ a diferentes $V_{GS}$ .....	67
32	Modelado del PHEMT de $0.25\mu\text{m}$ con valores de la tabla V. (a) Modelado de $c_{gs}$ en función de $V_{GS}$ a diferentes $V_{DS}$ , los símbolos son las mediciones y las líneas son las modeladas, (b) Error relativo del modelado en porcentaje .....	70
33	Modelado de $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$ con $m=12$ y $n=6$ : (a) Modelado de $c_{gs}$ en función de $V_{GS}$ a diferentes $V_{DS}$ , los símbolos son las mediciones y las líneas son las modeladas, (b) Error relativo obtenido en el modelado .	71

## Lista figuras (continuación)

Figura		Página
34	Modelado de $c_{gd}$ con valores de la tabla VI: (a) Modelado de $c_{gd}$ en función de $V_{GS}$ a diferentes $V_{DS}$ , los símbolos son las mediciones y las líneas son las modeladas, (b) Error relativo obtenido en el modelado .....	72
35	Diagrama de bloques de un receptor de sencillo .....	74
36	Circuito Eléctrico Equivalente no lineal .....	82
37	Circuito Intrínseco no lineal .....	83
38	Circuito Extrínseco para cálculo de los voltajes intrínsecos del transistor .....	84
39	Circuito eléctrico equivalente intrínseco del FET en Frío .....	86
40	$G_{DS} - V_{GS} @ V_{DS} = 0.1V$ .....	87
41	Diagrama a bloque del mezclador de baja distorsión .....	88
42	Diagrama a bloques de la metodología para el diseño de las redes de acoplamiento .....	91
43	Comportamiento de la FI: (a) $A1 < A2$ , (b) $A1 > A2$ y (c) $A1 = A2$ .....	94
44	Pérdidas por conversión en función de la potencia del oscilador local .....	97
45	Respuesta en el dominio de la frecuencia del mezclador de baja distorsión: (a) Representación de la señal de OL a 8GHz, (b) Representación de la señal de RF a 13GHz, (c) Respuesta en frecuencia del mezclador .....	98
46	Red de acoplamiento para el OL diseñado a 7.5GHz - 8.5GHz .....	101
47	Pérdidas por regreso de la red de acoplamiento del OL .....	102
48	Red de acoplamiento para el puerto de RF diseñada a 12GHz - 14GHz .....	103
49	Pérdidas por regreso de la red de acoplamiento del puerto de RF .....	103
50	Circuito eléctrico del filtro de FI diseñado a 4GHz - 6GHz .....	104

## Lista de figuras (continuación)

Figura		Página
51	Pérdidas por regreso del filtro de FI diseñado para operar en 4GHz - 6GHz .....	104
52	Mezclador de Baja Distorsión con elementos concentrados .....	105

# Lista de Tablas

Tabla		Página
I	Valores de las constantes del modelo de Angelov para el transistor de 0.25 micrometros de longitud de compuerta .....	56
II	Valores de las constantes del modelo de Angelov para el transistor de 0.5 micrometros de longitud de compuerta .....	60
III	Valores de las constantes del modelo de Angelov para el transistor de 1 micrometro de longitud de compuerta .....	60
IV	Valores de los elementos parásitos del PHEMT de 0.25 micrometros ...	67
V	Valores de las constantes del nuevo modelo para el capacitor de compuerta-fuente del PHEMT de 0.25 micrometros .....	68
VI	Valores de las constantes del nuevo modelo para el capacitor de compuerta-drenador del PHEMT 0.25 micrometros.....	69
VII	Corriente drenador-fuente en función de la longitud de la compuerta del transistor a diferentes puntos de polarización .....	70
VIII	Especificaciones para el diseño de la red de acoplamiento de OL .....	88
IX	Especificaciones para el diseño de la red de acoplamiento de RF .....	89
X	Especificaciones para el diseño del filtro de FI .....	90
XI	Parámetros para el análisis del mezclador de baja distorsión .....	94
XII	Resultados del análisis de las pérdidas por conversión .....	95
XIII	Casos para analizar el mezclador de baja distorsión .....	98
XIV	Resultados de los casos de análisis .....	99

# I Introducción.

Con los recientes avances de los sistemas de comunicaciones móviles personales, el hombre se ha visto en la necesidad de mejorar el desempeño, de sus sistemas como por ejemplo: bajos niveles de consumo de potencia, miniaturización de los componentes, etc. Uno de los principales problemas que los diseñadores han atacado en los sistemas de recepción es la intermodulación (IM). La IM por lo general proviene de la etapa de mezclado, debido a que a la salida de la etapa del mezclador se presentan frecuencias diferentes a las de la entrada.

La etapa del mezclado se realiza fundamentalmente por un dispositivo no lineal. Un ejemplo de éstos son los diodos de barrera Schottcky. Los mezcladores hechos con diodos son los que presentan los peores niveles de IM, esto se debe a que el diodo es un dispositivo fuertemente no lineal. Este efecto ha motivado que se desarrollaran métodos para mejorar la IM, como por ejemplo proponer mezcladores balanceados para cancelar los productos de IM de orden impar.

Con la llegada de los transistores MESFET's, HEMT's y PHEMT's de GaAs, el siguiente paso es el de reemplazar los diodos por transistores. Sin embargo, esto no sucedió así.

Una de las ventajas que se tienen al utilizar transistores en mezcladores es que presentan muy bajas pérdidas por conversión y que son compatibles con los procesos monolíticos, (Maas, 1998). Sin embargo, la gran desventaja que se tiene es la complejidad de los diseños cuando se quiere hacer un mezclador balanceado.

La búsqueda de un mezclador de baja distorsión da origen al mezclador resistivo. El mezclador resistivo es que un transistor que opera en la región óhmica (FET Frío). En esta región el transistor presenta una resistencia con un comportamiento débilmente no lineal, esta característica es la base para que los niveles de IM sean bajos.

El desarrollo de los mezcladores resistivos no hubiera sido posible si no se tuvieran modelos empíricos no lineales y técnicas para evaluar el desempeño del dispositivo. Un modelo empírico no lineal nos ofrece la ventaja de poder conocer al dispositivo de una manera rápida y sencilla. Por otra parte, el modelado lineal del transistor juega un papel importante ya que sin éste no se podría obtener los datos que se necesiten para construir el modelo no lineal.

Hay que entender que el modelo del transistor no es más que la representación analítica del dispositivo y que éste forma parte de un sistema. Por tal motivo no tendría sentido alguno tener sólo el modelo y no tener herramientas para evaluar el sistema. Herramientas como balance armónico, series de potencias o series de Volterra son de gran utilidad para predecir el comportamiento del sistema. Lamentablemente estas herramientas no se encuentran fácilmente en cualquier simulador de circuitos de microondas.

En conclusión, la caracterización del dispositivo tanto en la región lineal como la no lineal van ligados estrechamente. Por otra parte, contar con buenas herramientas para el análisis es un factor importante para el diseño de cualquier etapa de un sistema.

## I.1 Antecedentes

El primer modelo no lineal surge en 1980, (Curtice 1980). A partir de esa fecha surgen más trabajos sobre modelado no lineal. En el que sobresale Maas [1987], que propone su propio modelo no lineal para el desarrollo de un mezclador de baja distorsión, sin embargo, el modelo carece de expresiones para las capacitancias intrínsecas de compuerta ( $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$  y  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$ ). Por otra parte, éste no considera en su modelo la región inversa del transistor por tal motivo esta incompleto el trabajo. En la actualidad no se tiene reporte alguno sobre el modelado de la zona inversa del transistor, siendo esta zona de interés para el mezclador de baja distorsión.

Hasta la fecha se tienen reportados varios modelos no lineales para la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  que predicen muy bien el comportamiento del transistor, ejemplo el modelo de Angelov *et al* [1992], sin embargo, dichos modelos no se han aplicado en la zona inversa del transistor. Por otra parte, los modelos para las capacitancias intrínsecas de compuerta que se tienen no son tan exactos para predecir el comportamiento de las mismas.

De tal manera en esta tesis se busca utilizar un modelo no lineal para modelar la zona inversa y directa de un transistor de microondas en FET Frío lo más fielmente, esto involucra el modelado de la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  y de los capacitores  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$  y  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$ .

## I.2 Organización del trabajo.

Este trabajo tiene como objetivo establecer una metodología para el diseño de un mezclador de baja distorsión. Para cumplir con dicho objetivo debemos de entender previamente cómo un transistor en FET Frío es capaz de trabajar como mezclador. De esta manera en el capítulo II se presentan los conceptos más importantes para el modelado lineal y no lineal de transistores de microondas. Posteriormente, en el capítulo III se presentan algunos modelos no lineales para modelar la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  que es el elemento más importante en este trabajo; así mismo se presenta la metodología para calcular los parámetros de dichos modelos. Por otra parte, también se presentan modelos no lineales para los capacitores  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$  y  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$ , resaltando en particular un nuevo modelo empírico para estos capacitores que se desarrolló en este trabajo. En el capítulo IV se presentan la validación del modelo que se empleará para el diseño del mezclador de baja distorsión.

Una vez que se tienen los modelos no lineales validados se pasa a la etapa del diseño, por tal motivo en el capítulo V se presentan los puntos a seguir para el diseño, así como la metodología y los requerimientos de las redes que se necesitan. Además, en este mismo capítulo se presenta una forma de predecir el comportamiento del mezclador. En el capítulo VI se presentan los resultados teóricos obtenidos del mezclador de baja distorsión. Finalmente, en el capítulo VII se presentan las conclusiones de este trabajo, las aportaciones y algunas recomendaciones.

## II Conocimientos previos al modelado de transistores de microondas.

En este capítulo se presentan los conceptos generales que se utilizarán para el desarrollo de los modelos no lineales utilizados en el diseño de mezcladores.

Uno de los elementos cruciales en el desarrollo del mezclador de baja distorsión usando un PHEMT Frío es un modelo no lineal de la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ . La importancia reside en que a partir de esta corriente se puede derivar la transconductancia ( $G_M$ ) y la conductancia ( $G_{DS}$ ) del transistor. Además, el conocimiento de la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  nos permitirá hacer un análisis de Fourier para determinar las pérdidas por conversión del mezclador. Por otra parte, se necesita también modelar los elementos intrínsecos del transistor con el fin de observar la contribución de éstos, en los productos de intermodulación.

### II.1 Clasificación de los modelos para transistores de microondas.

Un modelo no lineal para un transistor que vaya a ser implementado en algún simulador debe, ser exacto y efectivo. Para esto, los modelos serán definidos por un circuito eléctrico equivalente en donde los elementos no lineales deben de estar expresados en función de sus voltajes de control. Los modelos no lineales se dividen en modelos físicos y modelos empíricos.

El modelo físico es aquél que obtiene mediante las leyes físicas que gobiernan el transporte de corriente en los semiconductores. Para hacer un modelo físico es

necesario conocer las propiedades eléctricas del semiconductor como la movilidad, la concentración de portadores, etc. y las propiedades geométricas, como por ejemplo la longitud de compuerta y el ancho del canal. Este tipo de modelo puede describir al transistor, así como su comportamiento. Sin embargo, la gran desventaja que se tiene al usarlo es que no es muy fácil de implementarse en un simulador, además de que cada modelo físico está hecho para un tipo de familia de dispositivo.

Por otro lado, en un modelo empírico se utiliza una ecuación analítica. Esta ecuación analítica contiene constantes y funciones que dependen de los voltajes aplicados a las terminales del transistor; estas funciones están basadas en las expresiones de los modelos físicos. Estos modelos empíricos son capaces de representar las características no lineales, además de que sus constantes son más fáciles de obtenerse. Otra ventaja que se tiene es que una sola ecuación puede modelar diferentes tipos de familias de dispositivos. Sin embargo, el mayor problema que se tiene al usar modelos empíricos es que no siempre se tiene buenos resultados con respecto a la realidad. Esto puede ser debido a que la ecuación es muy simple para modelar adecuadamente los fenómenos presentes durante la operación del dispositivo.

En el desarrollo del mezclador de baja distorsión usaremos modelos empíricos, debido a que no se tiene información suficiente para construir el modelo físico de los transistores que se usarán en este trabajo.

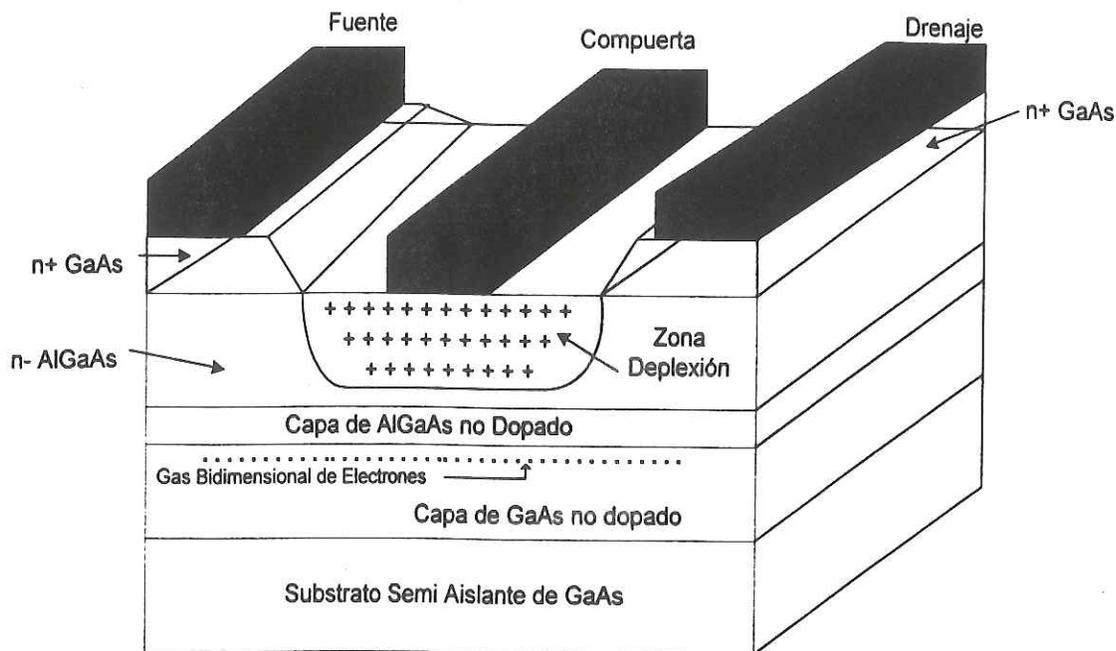


Figura 1 Estructura Convencional de un HEMT.

## II.2 Transistores HEMT y PHEMT.

El término HEMT vienen de las siglas en inglés de "High Electron Mobility Transistor", que en español es "Transistor de Alta Movilidad Electrónica". Este transistor hace uso de las propiedades de transporte de electrones en un pozo cuántico formado entre el material semiconductor de mayor ancho de banda (GaAlAs) y el material semiconductor de menor ancho de banda (GaAs).

Como se muestra en la figura 1, se puede observar que el HEMT está formado por tres contactos metálicos (fuente, compuerta y drenador). La compuerta (G) es una barrera Shottcky, mientras que la fuente (S) y el drenador (D) son contactos óhmicos. Estos tipos de transistores son fabricados por medio de heterouniones de semiconduc-

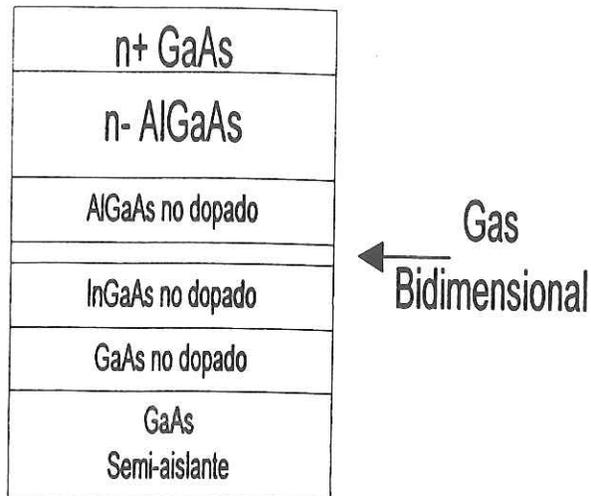


Figura 2 Estructura de un transistor pseudomorfo HEMT

tores de diferentes composiciones y de anchos de banda prohibidos como por ejemplo entre GaAs y AlGaAs o InGaAs y InP.

Un PHEMT es un HEMT pseudomórfico y se construye incorporando una capa de InGaAs no dopado entre el gas bidimensional y la capa de GaAs no dopado. Una representación gráfica se puede ver en la figura 2.

El gas bidimensional actúa como un canal por donde fluye la corriente drenador-fuente, al cual le llamaremos  $I_{DS}$ . Esta corriente es función de los voltajes aplicados a las terminales del transistor. Estos voltajes se localizan entre la compuerta-fuente ( $V_{GS}$ ) y el drenador-fuente ( $V_{DS}$ ), como se presenta en la figura 3. El  $V_{GS}$  es el voltaje que controla el flujo de la corriente que pasa por el canal; entre más negativo sea este voltaje, menor será la corriente que pasa por el canal, llegando a un punto en el que no exista flujo de corriente, diciéndose entonces que el transistor está ocluido. El voltaje  $V_{GS}$  que logra ocluir al transistor se le conoce como voltaje de umbral, o  $V_T$ . Por otra parte, hay que tener cuidado que el voltaje  $V_{GS}$  no sea muy positivo, ya que si

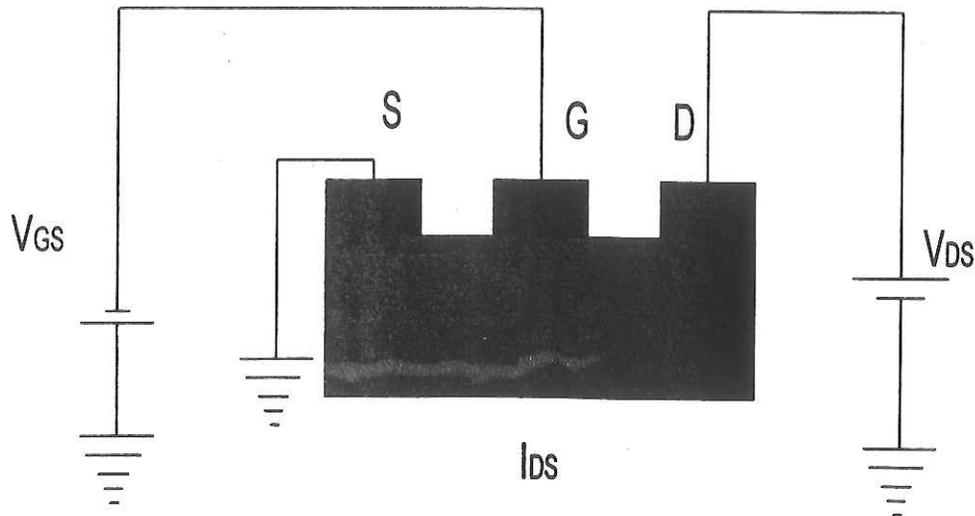


Figura 3 Esquema de la polarización de un transistor

sobrepasa el valor del voltaje de la barrera Schottcky ( $V_{bi} \cong 0.8V$ ) el transistor puede llegar a dañarse.

Otro voltaje importante que se usará en este trabajo es el voltaje de saturación ( $V_{sat}$ ). Este voltaje se determina a partir de la curva  $I_{DS} - V_{DS}$  para un voltaje  $V_{GS} = 0V$ , como se presenta en la figura 5. Así mismo, de esta misma curva, obtenemos la corriente de saturación ( $I_{DSS}$ ). Estos valores son utilizados en la siguiente sección para el cálculo de los valores iniciales de los modelos que se presentarán a lo largo de este trabajo.

### II.3 Características corriente-voltaje.

Las figuras 4 y 5 son las dos formas de presentar gráficamente la corriente en función de sus voltajes de control. A partir de ellas podemos encontrar dos elementos no lineales

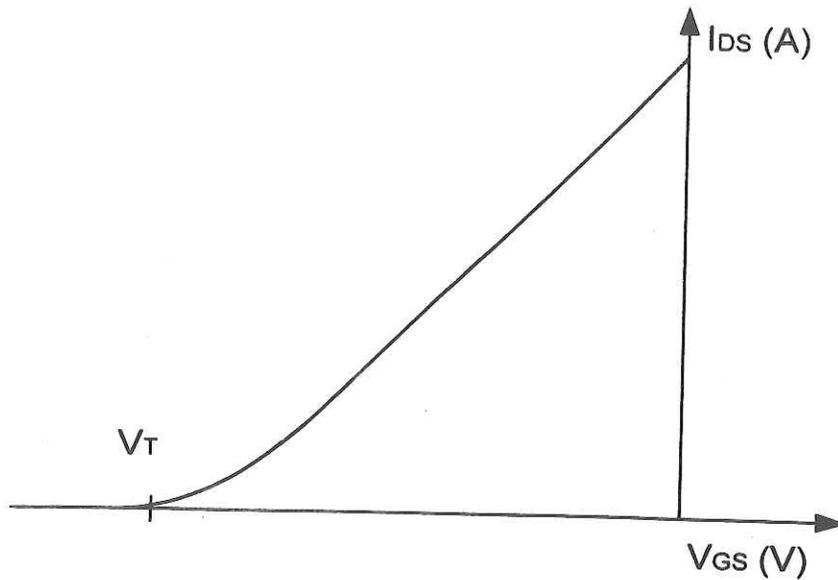


Figura 4 Curva  $I_{DS} - V_{GS}$  a  $V_{DS}$  constante, representando el voltaje de umbral o  $V_T$ .

del transistor. Estos elementos son la transconductancia ( $G_M$ ) y la conductancia ( $G_{DS}$ ); que se definen como:

$$G_M \triangleq \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \text{ (mS)} \quad (1)$$

$$G_{DS} \triangleq \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \text{ (mS)} \quad (2)$$

## II.4 Circuito eléctrico equivalente.

El circuito eléctrico equivalente es una representación abstracta del transistor. Básicamente, el transistor lo podemos dividir en dos partes, una de ellas es la parte extrínseca del transistor formada con los elementos parásitos como  $R_g$ ,  $R_d$ ,  $R_s$ ,  $L_g$ ,  $L_d$ ,

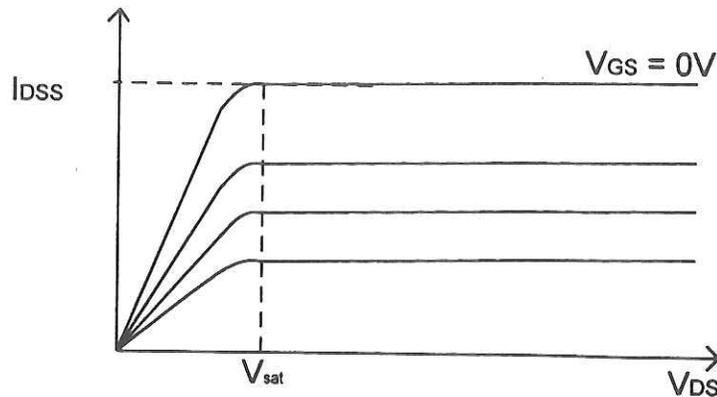


Figura 5 Curva  $I_{DS} - V_{DS}$  a  $V_{GS} = 0V$ . Representación de  $V_{sat}$  e  $I_{DSS}$ .

$L_s$ ,  $C_{pg}$  y  $C_{pd}$ . Estos elementos son independientes de la polarización. La otra parte del transistor es la parte intrínseca, compuesta por  $c_{gs}$ ,  $c_{gd}$ ,  $c_{ds}$ ,  $R_i$ ,  $g_m$ , y  $g_{ds}$ . Estos elementos son dependientes de la polarización, es decir que dependen de los voltajes  $V_{GS}$  y  $V_{DS}$ .

La estructura básica para representar los elementos del transistor se pueden observar en la figura 7, mientras que en la figura 6 se muestra la localización de estos elementos. El método para calcular los elementos extrínsecos del transistor es descrito en Reynoso *et al* [1995] y Rangel Patiño [1995]. Por otro lado, en Beroth y Bosch [1990] se presenta la metodología para calcular los elementos intrínsecos.

## II.5 El FET en Frío.

Hablar de FET Frío y PHEMT Frío es lo mismo, estos términos se refieren a que el voltaje  $V_{DS}$  es cero, aunque también se puede hablar de un PHEMT Frío para valores de voltajes  $V_{DS} < 0.5V$  (región óhmica). En este caso el transistor es un dispositivo simétrico, como se muestra en la figura 8.

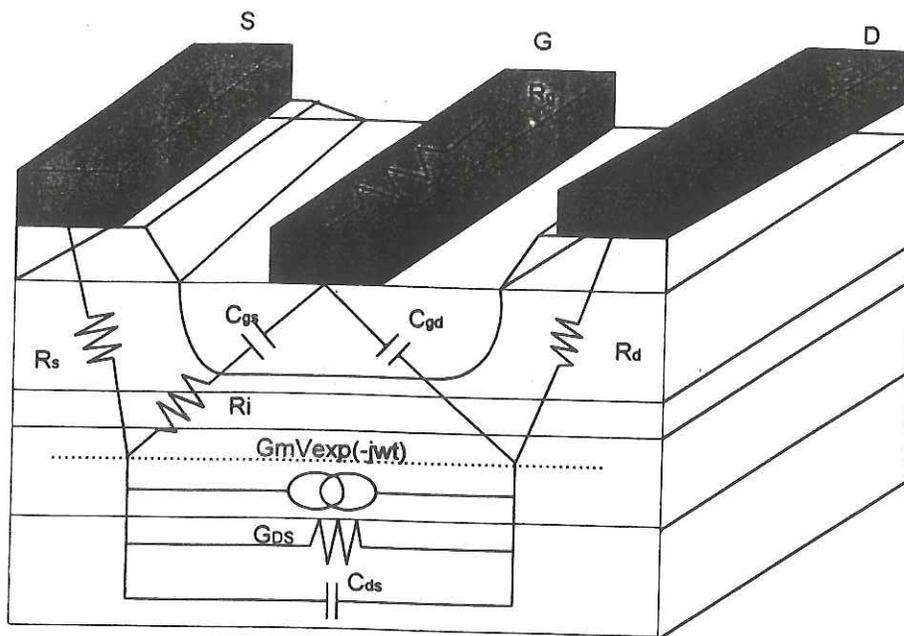


Figura 6 Ubicación de los elementos del circuito equivalente para HEMT y PHEMT

La figura 8 es muy parecida a la figura 6, la diferencia está en la zona de deserción en donde se incluye una resistencia  $R_{gd}$  en serie con el capacitor  $c_{gd}$ . La representación del circuito eléctrico equivalente se puede ver en la figura 9. El cálculo de los elementos extrínsecos e intrínsecos se presenta en Llopis *et al* [1999].

## II.6 Área de modelado.

En este trabajo el principal interés es el modelado de un transistor en PHEMT Frío. La razón de esto es que para el diseño del mezclador de baja distorsión se requiere modelar la región óhmica del transistor, ya que éste opera en dicha región. De esta forma se podrá predecir el comportamiento del mezclador.

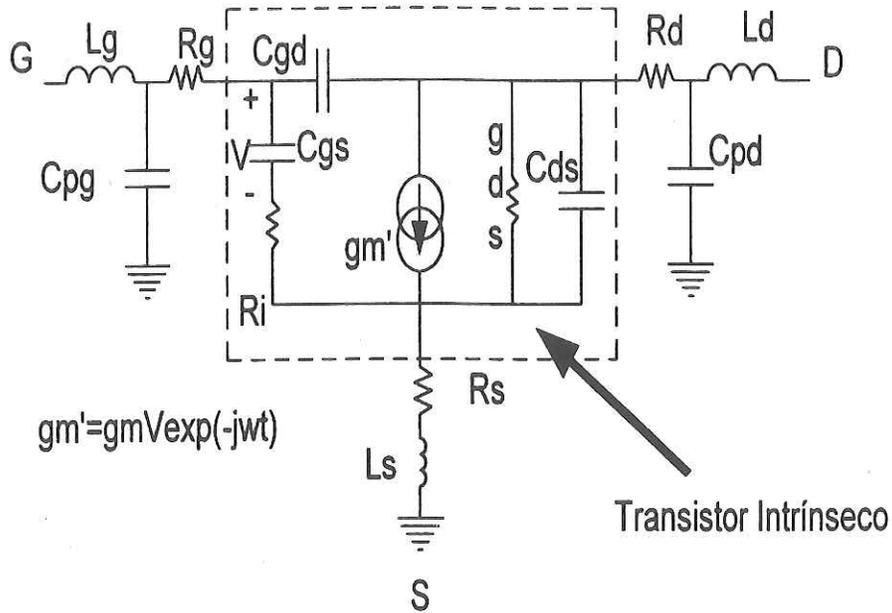


Figura 7 Circuito Eléctrico Equivalente del HEMT y del PHEMT

Por otra parte, el modelado del transistor debe contemplar la zona inversa del transistor ( $V_{DS} < 0$ ), debido a que se aplicará una señal de AC como voltaje  $V_{DS}$ , con un valor promedio de cero volts. Esto implica que el modelado debe hacerse en el intervalo  $-0.5V < V_{DS} < 0.5V$ .

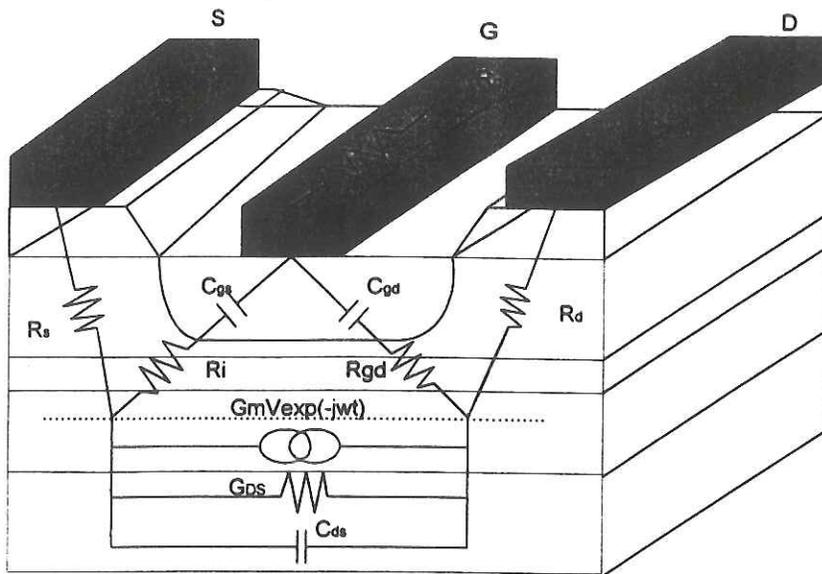


Figura 8 Ubicación de los elementos del circuito equivalente de un HEMT y PHEMT en FET frío

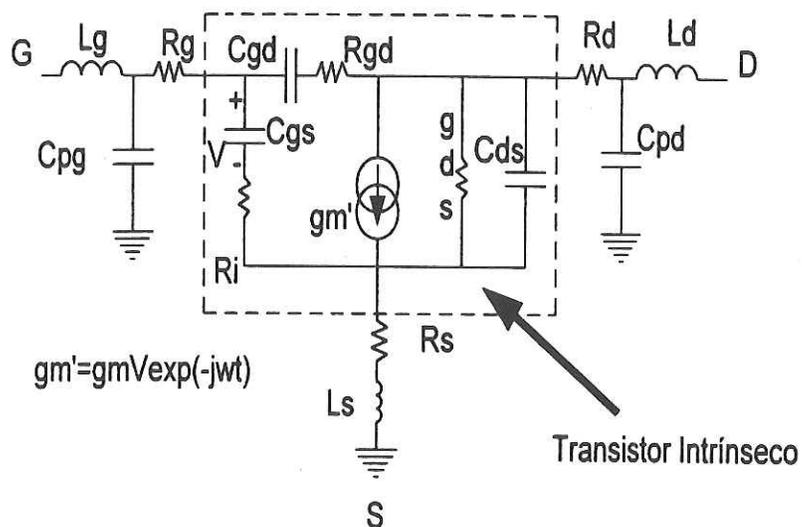


Figura 9 Circuito Eléctrico Equivalente para FET Frío.

### III Modelado no lineal de transistores de microondas.

Este capítulo está dividido en dos partes. La primera parte se enfoca al modelado no lineal de la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  y la segunda parte se enfocará al modelado no lineal de los capacitores intrínsecos de compuerta,  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$  y  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$ .

#### III.1 Modelado no lineal de la corriente $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ .

La corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  de un transistor es el elemento más no lineal que nos interesa, ya que de ella podemos obtener la  $G_M$  y la  $G_{DS}$ , dos elementos no lineales que son derivadas parciales de la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ , ecuaciones (1) y (2). Por otra parte, teniendo un modelo no lineal de la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  es posible tener información valiosa, como por ejemplo: los niveles de potencia a una frecuencia determinada, el nivel de potencia requerido para que se produzca el punto de intersección de tercer orden (IP3) de algún dispositivo, las pérdidas por conversión, etc.

En este trabajo se estudiaron tres modelos empíricos para modelar la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ . El primero de éstos es el modelo de Curtice cuadrático (Curtice, 1980), luego el modelo de Angelov (Angelov *et al*, 1992) y por ultimo el modelo de Chen (Chen *et al*, 1998). La razón de estudiar estos tres modelos es que guardan un cierto grado de similitud entre ellos, tienen la gran ventaja de que sus constantes son obtenidas por medio de mediciones corriente voltaje.

La intención es de seleccionar uno entre ellos que cubra nuestro requerimiento, que es el del modelado de la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  del transistor en la región óhmica,

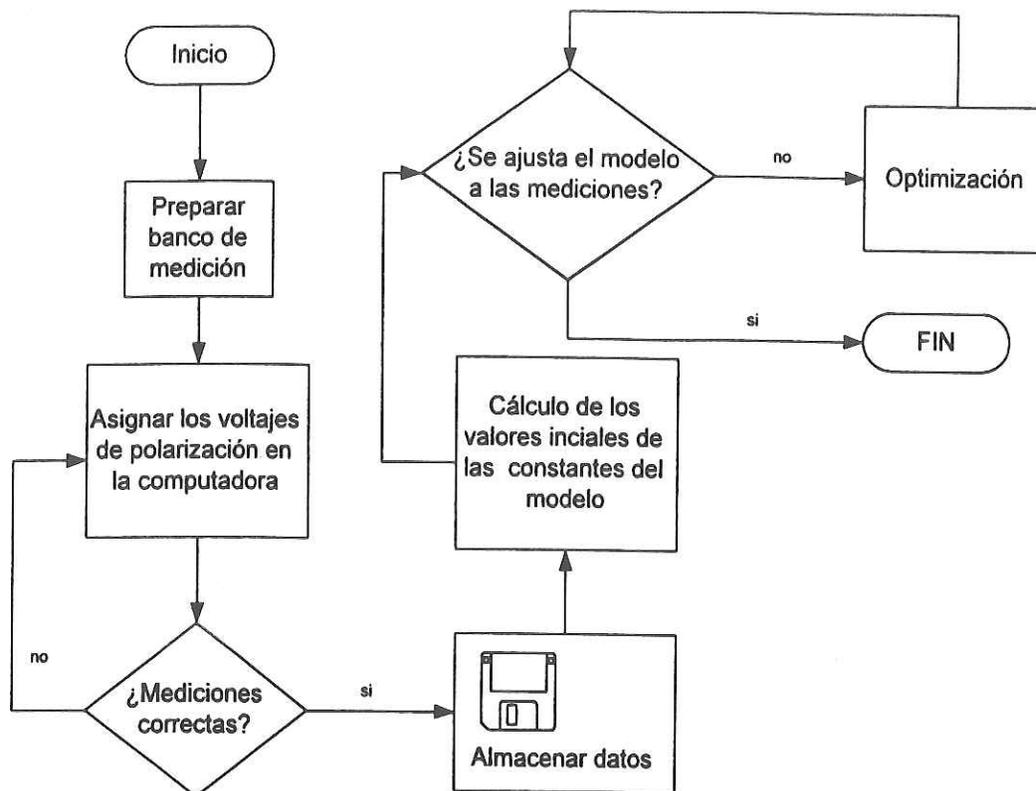


Figura 10 Diagrama a bloques de la metodología utilizada para el modelado de  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ .

tanto en directa como en inversa; así como resaltar las ventajas y desventajas de cada uno de los modelos analizados.

### III.1.1 Procedimiento para el modelado de la corriente $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$

El procedimiento propuesto para modelar la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  se describe por medio del diagrama de bloques de la figura 10.

Teniendo los datos de la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  se inicia el proceso del cálculo de los valores iniciales de los parámetros del modelo. Para esto se puede seguir por dos caminos, el primero es recurrir a la computadora y por medio de un proceso de

ajuste de curvas se obtienen las constantes. Sin embargo, en función del método de ajuste elegido, puede tener problemas de estabilidad numérica. Esto puede producir problemas de convergencia. Además, cabe la posibilidad de dejar ciclada a la máquina.

El segundo camino lleva al modelado empírico, es decir desarrollar expresiones analíticas dependientes de algunas constantes de ajuste del modelo. Las constantes calculadas de los datos son valores iniciales y, por lo general, el modelo no se ajusta completamente a las curvas medidas con los valores iniciales de las constantes. Por tal motivo se utiliza un proceso de optimización utilizando un algoritmo que busque los mejores valores de las constantes a partir de las constantes iniciales. La diferencia entre el primer camino y el segundo es que los valores óptimos de las constantes están cerca de los valores calculados.

### III.1.2 Modelo de Curtice cuadrático (Curtice, 1980).

El modelo de Curtice cuadrático fue el primer modelo empírico desarrollado para transistores de efecto de campo metal-semiconductor, mejor conocido como MESFET; muchos de los modelos empíricos están basados en este modelo. El modelo Curtice cuadrático representa la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  con la siguiente expresión:

$$I_{DS}(V_{GS}, V_{DS}) = \beta(V_{GS} - V_T)^2(1 + \lambda V_{DS}) \tanh(\alpha V_{DS}) \quad (3)$$

donde:

$\beta$  es el parámetro de transconductancia.

$V_T$  es el voltaje de umbral.

$\lambda$  es el parámetro relacionado con la conductancia.

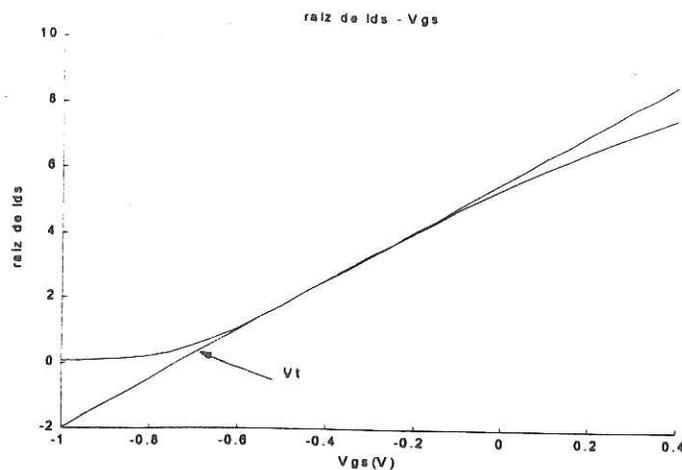


Figura 11 Linealización para calcular  $V_T$

$\alpha$  es el parámetro relacionado con la región óhmica.

Los parámetros anteriores se obtienen analíticamente de la siguiente manera:

### Cálculo de $V_T$

Para la obtención de  $V_T$  se utiliza el método de Curtice [1980]. Este método consiste en tomar una curva de corriente-voltaje en función de  $V_{GS}$  a un  $V_{DS}$  constante de saturación ( $V_{DS} > 1.5V$ ), luego se calcula la raíz cuadrada de la corriente y se traza una recta en la región más lineal de la curva. El  $V_T$  es el voltaje que cruza la recta con el eje de las abscisas, como se muestra en la figura 11.

### Cálculo de $\beta$ .

Para encontrar el valor inicial de  $\beta$ , nos auxiliaremos de la ecuación (3) haciendo las siguientes consideraciones:

Consideración 1: A  $V_{GS} = 0V$ ,  $I_{DS}$  es igual con la corriente de saturación ( $I_{DSS}$ ).

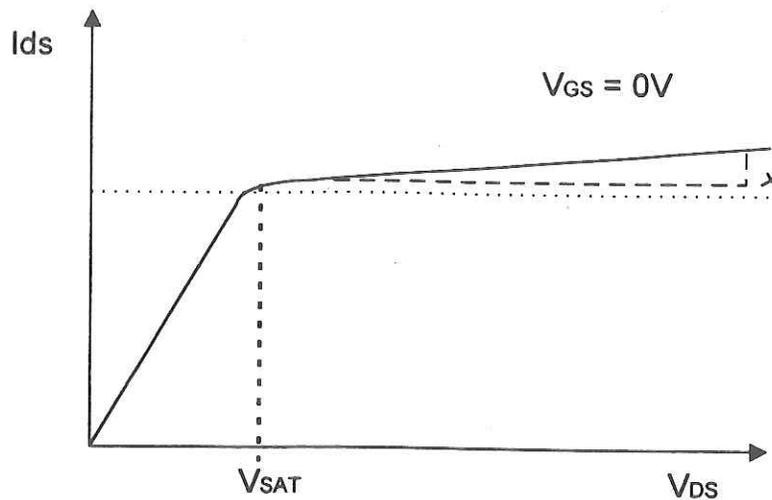


Figura 12 Representación gráfica de  $\lambda$ .

Consideración 2:  $\tanh(\alpha V_{DS}) \approx 1$ , debido a que en saturación la aportación de  $\alpha$  es despreciable.

Con estas dos consideraciones podemos expresar  $\beta$  como:

$$\beta = \frac{I_{DSS}}{-V_T^2 (1 + \lambda V_{DS})} \quad (4)$$

#### Cálculo de $\lambda$ .

Este es un parámetro que tiene mayor efecto en la zona de saturación. La contribución de este parámetro está relacionado con la pendiente que lleva la corriente en dicha zona, como se aprecia en la figura 12.

Como  $\lambda$  se relaciona con la pendiente, entonces podemos decir que  $\lambda$  está relacionado con la conductancia de salida  $G_{DS}$  por medio de la derivada de la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ . Derivando la ecuación (3) con respecto al voltaje  $V_{DS}$ . Como  $\lambda$  tiene

mayor efecto en la zona de saturación suponemos que  $\tanh(\alpha V_{DS}) \approx 1$  para encontrar una expresión analítica para  $\lambda$ , expresada por:

$$\lambda = \frac{G_{DS}}{\beta V_T^2} \quad (5)$$

Sustituyendo la ecuación (4) en la ecuación (5) para eliminar  $\beta$ , obtenemos

$$\lambda = \frac{G_{DS} (1 + \lambda V_{DS})}{I_{DSS}} \quad (6)$$

$$\lambda I_{DSS} = G_{DS} + G_{DS} \lambda V_{DS} \quad (7)$$

que, para el punto de saturación:  $V_{DS} = V_{sat}$  y:

$$\lambda = \frac{G_{DS}}{I_{DSS} - G_{DS} V_{sat}} \quad (8)$$

#### Cálculo de $\alpha$ .

Como se mencionó en la sección anterior, la constante  $\alpha$  no tiene mucho efecto en la región de saturación. Restringiendo la zona de acción de  $\alpha$  en la región óhmica, se puede comprobar que el efecto de  $\alpha$  está relacionado con la pendiente de la región óhmica, como se muestra en la figura 13.

Nuevamente la conductancia de salida  $G_{DS}$  se relaciona con  $\alpha$ . Si suponemos que el efecto de  $\lambda$  es despreciable en la región óhmica se puede reescribir la ecuación (3) como:

$$I_{DS}(V_{GS}, V_{DS}) = \beta (V_{GS} - V_T)^2 \tanh(\alpha V_{DS}) \quad \forall V_{DS} < V_{sat} \quad (9)$$

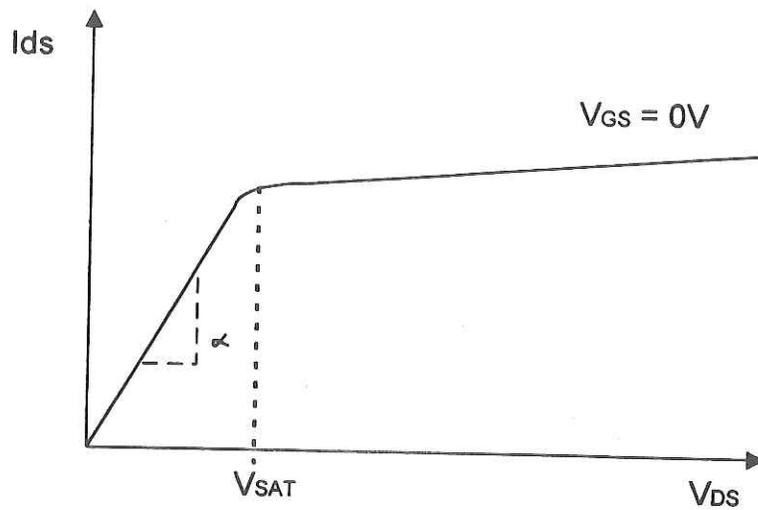


Figura 13 Representación gráfica de  $\alpha$ .

Haciendo un cambio de variable,  $\alpha V_{DS} = V'_{DS}$  y derivando con respecto a  $V'_{DS}$  tenemos.

$$G_{DS} = \beta (V_{GS} - V_T)^2 \operatorname{sech}^2 (V'_{DS}) \quad (10)$$

Resolviendo para  $\alpha$  y utilizando (4) se obtiene un valor inicial para  $\alpha$ .

$$\alpha = \frac{\operatorname{sech}^{-1} \left( \sqrt{\frac{G_{DS}}{I_{DSS}}} \right)}{V_{sat}}; \text{ para } \frac{G_{DS}}{I_{DSS}} > 0 \quad (11)$$

### III.1.3 Extensión del modelo de Curtice cuadrático para $V_{DS} < 0V$ .

Para el desarrollo del mezclador es importante modelar la corriente en la región inversa,  $V_{DS} < 0V$ , para esto se tiene que hacer ciertos ajuste al modelo, quedando de la siguiente forma:

$$I_{DS}(V_{GS}, V_{DS}) = \beta (V_{GS} - bV_{DS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS}) \tanh(\alpha V_{DS}) \quad (12)$$

donde la constante  $b$  es un factor de ajuste y por lo general es cercano a uno. La razón de modificar la ecuación (3) es debido a que el voltaje de control ahora es el voltaje  $V_{GD}$  representado por  $V_{GS} - V_{DS}$ .

#### III.1.4 Modelo de Angelov (*Angelov et al, 1992*).

El modelo de Angelov es un modelo relativamente reciente, orientado a transistores de tecnología MESFET, HEMT y PHEMT. Su contribución más importante en el modelado de la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ , es que logra predecir la transconductancia mucho mejor que otros modelos.

El modelo de Angelov propone la siguiente expresión para la corriente.

$$I_{DS}(V_{GS}, V_{DS}) = I_{pk} (1 - \tanh(\psi)) (1 + \lambda V_{DS}) \tanh(\alpha V_{DS}) \quad (A) \quad (13)$$

Donde:

$$\psi = P_1 (V_{GS} - V_{pk}) + P_2 (V_{GS} - V_{pk})^2 + P_3 (V_{GS} - V_{pk})^3 + \dots + P_n (V_{GS} - V_{pk})^n$$

$P_1, P_2, P_3$ , ayudan a un mejor modelado en saturación y en oclusión.

$V_{pk}$  es el voltaje al cual se presenta la máxima transconductancia.

$I_{pk}$  es la corriente a la cual se presenta la máxima transconductancia.

$\alpha$  y  $\lambda$  son los mismos parámetros que en el modelo de Curtice cuadrático.

Podemos afirmar que a medida que un modelo posea un mayor número de constantes, podremos tener un mejor ajuste. Por tal motivo este modelo nos presenta una ecuación sencilla pero a su vez que consta de  $n$  constantes debido a la función  $\psi$ . Sin

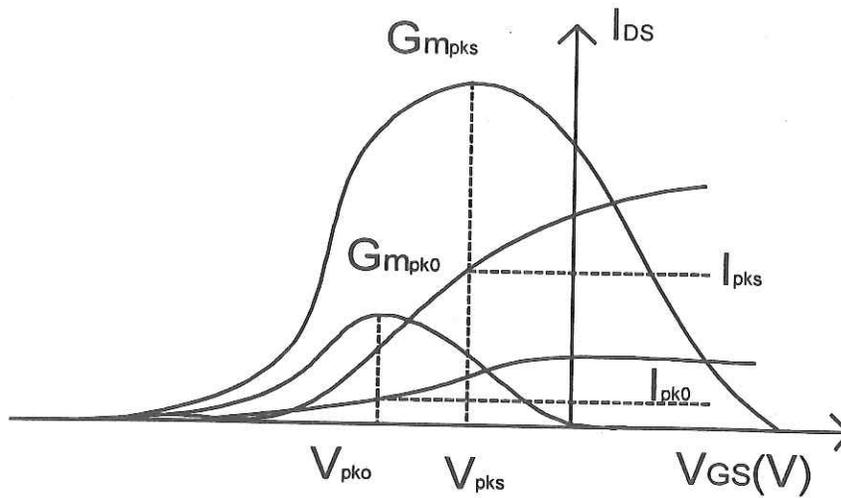


Figura 14 Representación de  $G_M$  e  $I_{DS}$  en función de  $V_{GS}$  en la región de saturación y en la región óhmica, y determinación de los pntos de  $(V_{pk}$  e  $I_{pk})$  de máxima pendiente (transconductancia) para las curvas en ambas regiones.

embargo, se ha visto que tener tres constantes ( $n = 3$ ) en la función es suficiente para tener un buen modelo.

En las siguientes secciones se describirán la forma de obtener dichas constantes.

#### Cálculo de $V_{pk}$ e $I_{pk}$ .

Estas dos constantes se pueden obtener directamente de las mediciones de corriente voltaje,  $I_{DS}$ - $V_{GS}$  para un voltaje  $V_{DS}$  constante como se muestra en la figura 14, identificando los puntos de máxima pendiente en las curvas para la regiones de saturación y óhmica.

Como una primera aproximación podemos decir que.

$$I_{pk} = I_{pk_s} \quad (14)$$

$$V_{pk} = V_{pks} \quad (15)$$

donde:

$I_{pks}$  es la corriente  $I_{DS}$  en saturación, a la cual se encuentra la máxima transconductancia ( $Gm_{pks}$ ).

$V_{pks}$  es el voltaje al cual se presenta la máxima transconductancia  $Gm_{pks}$ .

Otra constante que se utilizará es  $V_{pk0}$ , que aparece en la figura 14. Este  $V_{pk0}$  es el voltaje al cual se presenta la máxima transconductancia a un  $V_{DS}$  cercano a 0V (normalmente calculado en la región óhmica).

#### Cálculo de $\alpha$ y $\lambda$ .

Como se mencionó anteriormente estas dos constantes son las mismas constantes que aparecen en el modelo de Curtice cuadrático, por tal motivo, se pueden obtener de la misma manera como se presentó en las secciones anteriores.

#### Cálculo de $\psi$ .

La función  $\psi$  consta de  $n$  términos;  $n = 3$  para fines prácticos.. En esta sección se dearrollarán dos formas para encontrar las constantes  $P_i$  de esta función. El primer método se basa en lo que el autor, Angelov, sugiere y el segundo método es una manera analítica, propuesta en este trabajo.

#### Método de Angelov para el cálculo de las constantes P de la función $\psi$ .

Este método, válido solamente si la función  $\psi$  es real tiene una gran limitante, pues sólo permite calcular un máximo de tres constantes de la función; y es . Esta

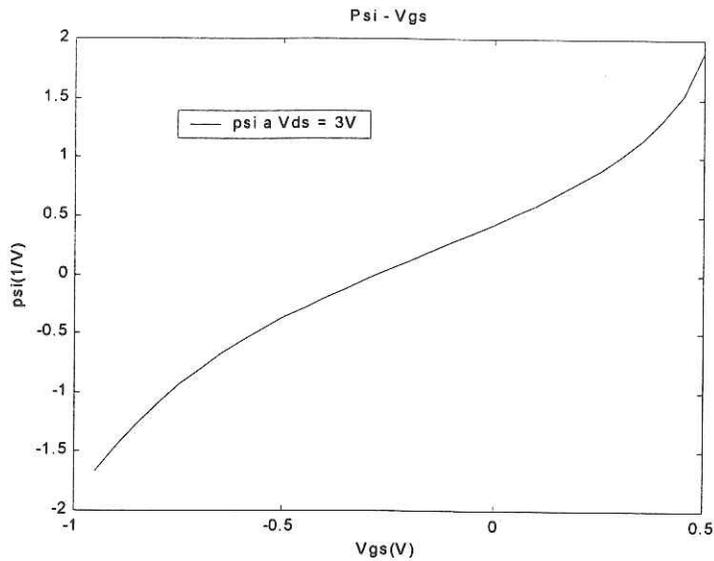


Figura 15  $\psi$  versus  $V_{gs}$

función se hace compleja si  $I_{pk} < 2I_{DS}$ , fenómeno que se produce cuando  $V_{pk} < 0$ . Por otra parte, si se desea calcular más de tres constantes, el autor sugiere utilizar algún programa para hacer ajustes de curvas.

Como una primera aproximación se propone la ecuación para encontrar  $P_1$ :

$$P_1 = \frac{Gm_{pks}}{I_{pk}} \quad (16)$$

Se calcula  $\psi$  con el fin de obtener  $P_2$  y  $P_3$ , tomando una de las curvas características  $I_{DS} - V_{GS}$  a un voltaje  $V_{DS}$  constante de saturación como se presenta en la figura 15, y aplicando las recomendaciones del autor:

$$\psi = \tanh^{-1} \left( \frac{I_{DS}}{I_{pk}} - 1 \right) \quad (17)$$

Para encontrar  $P_2$  se hace la siguiente suposición:  $V_{GS} - V_{pk} = \delta V_g$ , donde  $\delta V_g$  es un desplazamiento simétrico tanto para valores de  $V_{GS}$  negativos como positivos. Estos desplazamiento son a partir de  $\psi = 0$ . Entonces sustituyendo el  $\delta V_g$  en la serie de potencias  $\psi$  obtendremos las ecuaciones:

$$\psi_- = -P_1\delta V_g + P_2\delta V_g^2 - P_3\delta V_g^3 \quad (18)$$

$$\psi_+ = P_1\delta V_g + P_2\delta V_g^2 + P_3\delta V_g^3 \quad (19)$$

Donde  $\psi_-$  representa un valor de la función  $\psi$  para un desplazamiento  $\delta V_g$  negativo, y  $\psi_+$  representa un valor de la función  $\psi$  para un desplazamiento  $\delta V_g$  positivo. De las ecuaciones (18) y (19) se obtiene que:

$$P_2 = \frac{\psi_- + \psi_+}{2\delta V_g} \quad (20)$$

Conociendo  $P_1$  y  $P_2$  se procede a calcular  $P_3$  con la ecuación siguiente, proveniente de la serie de potencias de  $\psi$ :

$$P_3 = \frac{\psi - P_1\delta V_g - P_2\delta V_g^2}{\delta V_g^3} \quad (21)$$

Donde  $\psi$  es un valor cualquiera de la función y  $\delta V_g$  es el desplazamiento a partir de  $\psi = 0$  hasta el  $\psi$  escogido.

### Método Alternativo para el cálculo de las constantes P de la función $\psi$ .

En busca de una solución analítica, se desarrolló un nuevo método que no se encuentra en la literatura y que se puede aplicar para encontrar  $n$  constantes de la función  $\psi$ , este novedoso método consiste en lo siguiente:

Se expande la función de potencia  $\psi$  y se agrupa en función del voltaje  $V_{GS}$ , obteniéndose, para  $n = 3$ :

$$\psi = (-P_1V_{pk} + P_2V_{pk}^2 - P_3V_{pk}^3) + (P_1 - 2P_2V_{pk} + 3P_3V_{pk}^2)V_{GS} + (P_2 - 3P_3V_{pk})V_{GS}^2 + P_3V_{GS}^3 \quad (22)$$

En ésta, la serie de potencias  $\psi$  corresponde a un polinomio de forma:

$$\Gamma = a_0 + a_1V_{GS} + a_2V_{GS}^2 + a_3V_{GS}^3 \quad (23)$$

Donde:

$$a_0 = -P_1V_{pk} + P_2V_{pk}^2 - P_3V_{pk}^3 \quad (24)$$

$$a_1 = P_1 - 2P_2V_{pk} + 3P_3V_{pk}^2 \quad (25)$$

$$a_2 = P_2 - 3P_3V_{pk} \quad (26)$$

$$a_3 = P_3 \quad (27)$$

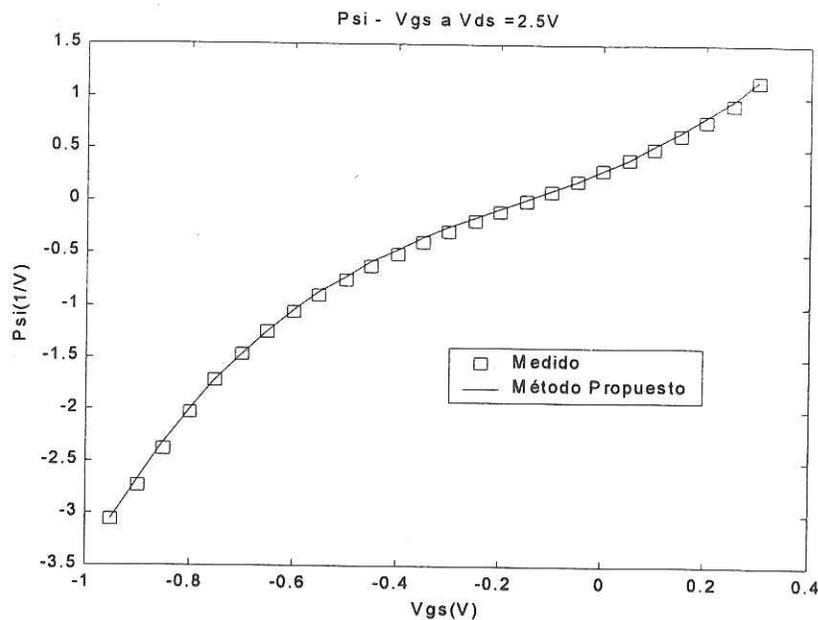


Figura 16 Ajuste de la curva  $\psi$  por medio del polinomio de interpolación  $\Gamma$

El problema se reduce en calcular los valores de  $a_i$ . Para calcularlas se utiliza la ecuación (7), de igual que en el método de Angelov. Luego por medio de mínimos cuadrados se encuentra los coeficientes del polinomio  $\Gamma$  que se ajusten a la curva  $\psi$  ver figura 16. Resolviendo las ecuaciones (24)-(27), se obtienen:

$$P_3 = a_3 \quad (28)$$

$$P_2 = a_2 + 3a_3V_{pk} \quad (29)$$

$$P_1 = a_1 + 2a_2 + 3a_3V_{pk}(2 + V_{pk}) \quad (30)$$

$$P_1 = a_2 V_{pk} + 2a_3 V_{pk}^2 - a_0 V_{pk}^{-1} \quad (31)$$

Hay dos soluciones para  $P_1$ , cualquiera de las dos es válida teniendo una diferencia menor de 5%.

### III.1.5 *Extensión del modelo de Angelov.*

La extensión del modelo es una mejora para el modelado de la región óhmica, que consiste en considerar una relación de dependencia entre  $V_{pk}$  con  $V_{DS}$ . Esta dependencia se representa con la siguiente expresión:

$$V_{pk} = V_{pk0} + (V_{pkS} - V_{pk0}) (1 + \lambda V_{DS}) \tanh(\alpha V_{DS}) \quad (32)$$

Sustituyendo la ecuación (32) en la ecuación (13) se obtiene una expresión para la corriente. Esto mejora el modelado de  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  en la región óhmica.

### III.1.6 *Modelo de Chen (Chen et al, 1998).*

El modelo de Chen es un modelo mucho más reciente que el modelo de Angelov. Este modelo, a comparación de los otros dos expuestos, pareciera ser más complicado. Sin embargo, es un modelo fácil de obtener.

La corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  se expresa con la siguiente ecuación:

$$I_{DS}(V_{GS}, V_{DS}) = (I_{\max}^{-1} + I_{dso}^{-1})^{-1} \quad (33)$$

Donde:

$$I_{\max}(V_{DS}) = IPK \tanh\left(\frac{V_{DS}}{VK}\right) (1 + \lambda V_{DS}) \quad (34)$$

Esta función representa la máxima corriente que pasa en el canal. Como se puede ver, la ecuación (34) es función de  $V_{DS}$ . En la siguiente sección se comentará sobre el cálculo de las constantes de  $I_{\max}$ .

Por otra parte,  $I_{dso}$  es una función que depende de los voltaje  $V_{GS}$  y  $V_{DS}$  y se expresa con la siguiente ecuación.

$$I_{dso} = \exp(\psi) \quad (35)$$

Esta función es dependiente del voltaje  $V_{GS}$  y  $V_{DS}$ . Esta dependencia es representada por la función  $\psi$  como:

$$\psi(V_{GS}, V_{DS}) = \sum_{i=0}^m a_i V_{GS}^i \quad (36)$$

$$a_i(V_{DS}) = \sum_{j=0}^n a_{ij} V_{DS}^j \quad (37)$$

La razón por la cual este modelo logra predecir las derivadas de orden superior es por la función  $I_{dso}$ . Esto se logra apreciar claramente en las ecuaciones (36) y (37).

El cálculo de las constante  $\psi$  se presenta en secciones posteriores.

### Cálculo de $IPK$ , $VK$ y $\lambda$ .

Las constantes para la ecuación (34) se pueden calcular fácilmente a partir de mediciones simples de corriente-voltaje. De esta manera, la constante  $IPK$  es el doble de la corriente a la cual se presenta la máxima transconductancia,  $VK$  es el 65% del

$V_{sat}$  y por último  $\lambda$  es la misma constante que se usa en los modelos de Curtice y Angelov.

### Cálculo de $a_{ij}$ .

Para encontrar las constantes  $a_{ij}$  debemos de entender que las ecuaciones (36) y (37), son expresiones que representan polinomios. Esto se logra apreciar mucho mejor si expandimos la serie, suponiendo que  $m=4$  y  $n=2$ , obtenemos las siguientes expresiones.

$$\psi(V_{GS}, V_{DS}) = a_0 + a_1 V_{GS} + a_2 V_{GS}^2 + a_3 V_{GS}^3 + a_4 V_{GS}^4 \quad (38)$$

$$a_0 = a_{00} + a_{01} V_{DS} + a_{02} V_{DS}^2 \quad (39)$$

$$a_1 = a_{10} + a_{11} V_{DS} + a_{12} V_{DS}^2 \quad (40)$$

$$a_2 = a_{20} + a_{21} V_{DS} + a_{23} V_{DS}^2 \quad (41)$$

$$a_3 = a_{30} + a_{31} V_{DS} + a_{32} V_{DS}^2 \quad (42)$$

$$a_4 = a_{40} + a_{41} V_{DS} + a_{42} V_{DS}^2 \quad (43)$$

Las ecuaciones (39) - (43) nos sugieren que para cada punto de polarización se tiene un conjunto de coeficiente  $a_i$ 's. Entonces el problema se reduce en encontrar

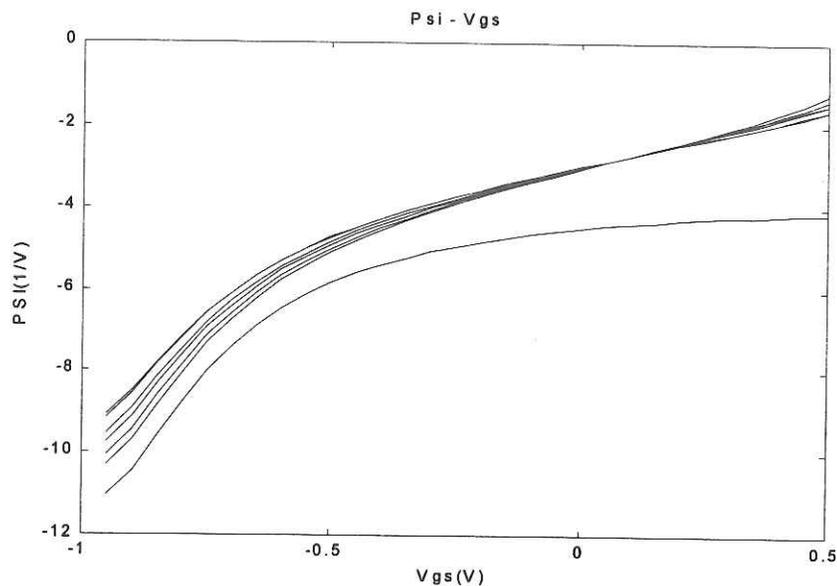


Figura 17 Función  $\psi$  para diferentes  $V_{ds}$ .

dichos coeficientes, para esto se necesita una ecuación que nos relacione la ecuación (38) con el modelo de corriente.

Esta ecuación se puede obtener a partir de la combinación de (33) y (35) y resolviendo para  $\psi(V_{GS}, V_{DS})$  se obtiene:

$$\psi(V_{GS}, V_{DS}) = \ln \left( \frac{I_{DS} I_{\max}}{I_{\max} - I_{DS}} \right) \quad (44)$$

Después de aplicar (44) se procede a utilizar (38) para cada  $V_{DS}$ . Esto se muestra en la figura 17.

El siguiente paso es encontrar las constantes  $a_{ij}$ . Para entender ¿cómo se calculan dichas constantes?, se utiliza la figura 18. Como se puede ver, en la figura 18 se han representado los valores  $a_i$ 's calculados en función de  $V_{DS}$ ; entonces el problema se reduce en encontrar los coeficientes del polinomio de interpolación, para cada una

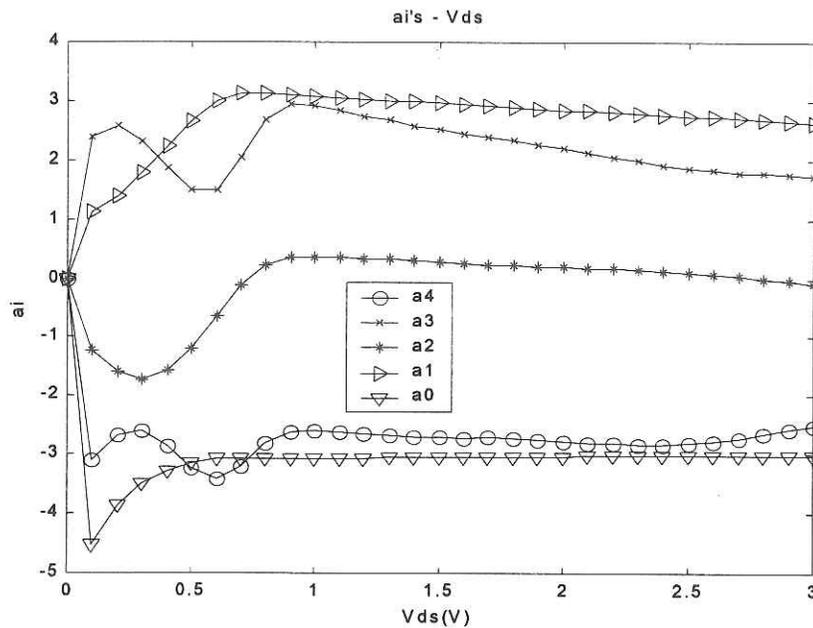


Figura 18 Comportamiento de  $a_i$ 's en función de  $V_{ds}$ .

de las curvas. Una conclusión rápida es que entre mejor se parezca nuestro polinomio de interpolación a las curvas mejor será el modelo. Es aquí donde entra el criterio del modelador para proponer el orden de los polinomios. Por ejemplo, podemos concluir que un polinomio de orden 2 no es suficiente para estas clase de curvas por el comportamiento en la región óhmica. Sin embargo, lo que se puede sugerir es ubicar la región con un comportamiento más suave y encontrar las constantes. En este caso se puede tomar desde 1V hasta 3V de  $V_{DS}$ .

### III.2 Observaciones sobre los modelos no lineales.

En esta sección se harán algunas observaciones sobre los tres modelos que se presentaron.

### III.2.1 Modelo de Curtice cuadrático (Curtice, 1980).

Este modelo es muy sencillo de utilizar y en su tiempo fue importante. De hecho es la base de muchos de los modelos actuales. Sin embargo, con la experimentación que se realizó en este trabajo se corroboró que este modelo no es aplicable a transistores tipo HEMT y PHEMT.

Otro punto importante sobre este modelo es la dependencia que se tiene con el voltaje de umbral ( $V_T$ ), Se pudo comprobar que una mala elección en el voltaje  $V_T$  puede producir mucha discrepancia entre las curvas modeladas y las medidas. Lamentablemente no existe ninguna forma de obtener un voltaje  $V_T$  óptimo, aún usando el método descrito por el mismo autor, (Curtice, 1980) pues de igual forma debe incluirse como parámetro de optimización.

Otra desventaja que presenta es que la transconductancia del transistor ( $G_M$ ) no se logró modelar bien. Esto se puede ver al derivar con respecto a  $V_{GS}$  la ecuación (III.3).

$$G_M = 2\beta (V_{GS} - V_T) (1 + \lambda V_{DS}) \tanh(\alpha V_{DS}) \quad (45)$$

Como ultimo comentario el modelo es válido para  $V_T < V_{GS} < 0$ .

### III.2.2 Modelo de Angelov (Angelov et al, 1992).

Este modelo tiene muchas ventajas con respecto al modelo de Curtice cuadrático. Comenzando porque este modelo funciona para MESFET, HEMT, PHEMT y recientemente fue utilizado para un MOSFET [Bengstsson et al, 1997]. Es también muy fácil

de encontrar sus constantes a partir de mediciones de corriente-voltaje, al igual que en el de Curtice cuadrático.

Una de las grandes ventajas que se tiene en este modelo es que logra predecir la transconductancia de una manera aceptable y también las derivadas de orden superior con respecto a  $V_{GS}$ , esto es debido al término  $\left(1 + \tanh\left(\sum_{i=1}^{\infty} P_i (V_{GS} - V_{pk})^i\right)\right)$  que aparece en la ecuación (13). Este término es dependiente de  $V_{GS}$  y está formado por una función trascendental que al derivarse produce otra función trascendental y, por otra parte, está formado por una serie de potencias que garantiza la continuidad de la curva, a diferencia del modelo de Curtice cuadrático, en el cual el término que contiene  $V_{GS}$  es una expresión cuadrática.

Esto nos sugiere que un modelo de corriente puede predecir las derivadas de orden superior con respecto a  $V_{GS}$ , si tiene términos trascendentales en función de ese voltaje y para asegurar la continuidad, el argumento de dicha función se debe expresar por medio de una serie de potencias.

Otra ventaja que se tiene en este modelo es que con una sola ecuación es posible modelar la región inversa del transistor. De esta manera tenemos mayor flexibilidad, ya que no hay que utilizar el voltaje  $V_{GD}$  para modelar la zona inversa como en el caso de Curtice cuadrático.

Sin embargo, el modelo posee un pequeño inconveniente. Este inconveniente es la forma del cálculo de las constantes de la serie de potencias  $\psi$  que propone el autor. Unos de los problemas para encontrar  $P_2$  radica en la elección de  $\delta V_g$ , es decir no existe un criterio para escogerlo. Así, una elección errónea de  $\delta V_g$  trae como consecuencias

que los valores iniciales que se obtienen se encuentran lejos del óptimo. Para el caso del coeficiente  $P_3$  el problema es que no existe tampoco un criterio para seleccionar la función  $\psi$ . Por otro lado, si el valor de  $P_2$  se calculó mal, entonces  $P_3$  igualmente está mal calculado.

Este método sólo es válido para encontrar un máximo de tres constantes y, en caso de tener más constantes en la serie de potencias, este proceso no se puede usar y se sugiere utilizar un programa para hacer el ajuste de las curva  $\psi$ . Esto sería una buena opción, pero si no se cuenta con un programa que nos permita esa facilidad, el problema queda sin resolverse.

Con el método alternativo que se desarrolló en este trabajo, es posible encontrar las  $n$  constantes que se deseen, por medio de un polinomio de interpolación usando mínimos cuadrados. Este nuevo método se obtiene directamente de las mediciones y de la curva  $\psi$ ; es fácil de implementarse a diferencia del método de Angelov, que es un poco confuso. Sin embargo, los dos métodos presentan un mismo problema, que consiste en que si el voltaje al cual el pico máximo de transconductancia se encuentra a un voltaje  $V_{GS} < 0$ , entonces la función  $\psi$  es una función compleja, haciendo difícil la obtención de las constantes. Una manera de evitar esto es tomando en cuenta la siguiente condición,  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS}) < 2I_{pk}$ . Esto nos sugiere que en caso de tener un transistor con esta característica debemos de proponer una nueva  $I_{pk}$ , esta libertad se permite pues tanto  $I_{pk}$  como  $V_{pk}$  son valores iniciales que pueden ser modificados por medio de una optimización.

Cuando se usa en la función  $\psi$  tres coeficientes es preferible que se mantengan las siguientes consideraciones:  $P_1 > 0$ ,  $P_3 > 0$  y  $4P_1P_3 - P_2^2 > 0$ . Si por alguna razón estas condiciones no se cumplen, se corre el riesgo de tener problemas de convergencia.

### III.2.3 Modelo de Chen (*Chen et al, 1998*).

El modelo de Chen pareciera a primera vista ser un modelo difícil de implementarse, pero como se vio en este capítulo es fácil de obtenerse.

Este modelo consta de dos funciones. La primera es  $I_{\max}$ , que es la corriente máxima que pasa por el canal, Esto sugiere que el modelo necesita una función patrón, es decir, una función que describa el comportamiento de  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ . Por otra parte, la función  $I_{dso}$  logra hacer lo que mucho de los modelos no pueden hacer y es garantizar el modelado en la región de oclusión. Modelos como el de Curtice cuadrático, Angelov et al., Stats et al. [Statz et al, 1987], Mass [Maas y Neilson, 1987], entre otros no lograrán modelar muy bien la región de oclusión y precisamente en esa zona se encuentra la mayoría de las no linealidades.

Esto es posible debido a la ecuación (36). Como se mencionó esta ecuación es dependiente del voltaje  $V_{GS}$  y se aplica para cada punto de voltaje  $V_{DS}$ . A diferencia de los otros modelos, que sólo utilizan unas cuantas curvas para obtener los coeficientes, este modelo necesita información de todas las curvas para obtener los coeficientes; de esta manera se garantiza un buen modelado de la corriente. Por esta razón las derivadas con respecto al voltaje  $V_{GS}$  se logran predecir bien. Al igual que en el modelo de Angelov, el modelo presenta una función trascendental y el argumento de esta función es una serie.

Sin embargo, este modelo presenta dos inconvenientes. El primero es que no se puede modelar la zona inversa del transistor, esto es debido a que los coeficientes  $a'_s$  se vuelven complejos como se puede ver en la ecuación (44). El segundo inconveniente del modelo es que es un poco "grande" a comparación de otros, esto se refleja en la función  $I_{dso}$ . Los autores sugieren que  $m=4$  y  $n=2$  en (36) y (37), respectivamente, es suficiente para tener buenos resultados. Este es el precio que se tiene que pagar por exactitud, el aumento de constantes. Esto puede llegar a ser una dificultad a la hora de implementarse en algún simulador comercial como MDS<sup>MR</sup>.

### III.3 Modelado de los capacitores $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$ y $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$ .

El modelado de los capacitores intrínsecos  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$  y  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$  es uno de los últimos puntos a tratar en este trabajo con respecto al modelado no lineal del transistor. El caso ideal es modelar todos los elementos intrínsecos del transistor, pero esto puede traer algunos problemas, como por ejemplo en la realización de un análisis no lineal en los simuladores modelando todo el transistor, puede llegar a tener problemas de convergencia. Por otro lado, no se tienen reportes sobre el modelado no lineal de los demás elementos del transistor.

La cantidad de modelos de capacitores son pocos, a comparación con los modelos de la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  y los pocos que existen no logran describir bien las características de las capacitancia. Algunos de esos modelos los autores no presentan una metodología a seguir para calcular las constantes de ajustes, lo que trae como consecuencia que se deba usar métodos más rudimentarios para la obtención de los

parámetros de ajuste; por ejemplo, utilizar la computadora para que ajusten las curvas, proponiendo valores iniciales que pueden estar muy lejos de la solución, provocando que el tiempo de cómputo sea muy grande. Otra desventaja que se tiene presente en estos modelos es la dependencia del voltaje  $V_{GD}$  para modelar la capacitancia  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$ . Siendo  $V_{GD}$  voltaje que no se puede medir directamente, como en el caso de  $V_{GS}$  y  $V_{DS}$ , debido a las dimensiones del transistor.

En esta sección de este capítulo abordaremos los modelos no lineales de capacitancia de Curtice cuadrático, Angelov, Statz, Picheta *et al* [1996]; mostrando los inconvenientes de cada uno de ellos. Por último se mostrará otro modelo empírico que se desarrolló en esta tesis, con el fin de compensar las desventajas de los modelos anteriores.

Este nuevo modelo puede ser implementado fácilmente y todas sus constantes son obtenidas de mediciones de capacitancia contra voltaje, obteniéndose un buen ajuste de las capacitancia con los valores iniciales sin necesidad de hacer un proceso de optimización.

### III.3.1 Metodología para el modelado de los capacitores $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$ y $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$ .

En la figura 19 se presenta un diagrama a bloques del procedimiento para el modelado de las capacitancias de compuerta.

El procedimiento para obtener los datos no es tan sencillo como en el caso de la corriente, pues en esta ocasión se necesita de un analizador de redes para medir los parámetros S del transistor en cada punto de polarización. Dicho analizador de redes

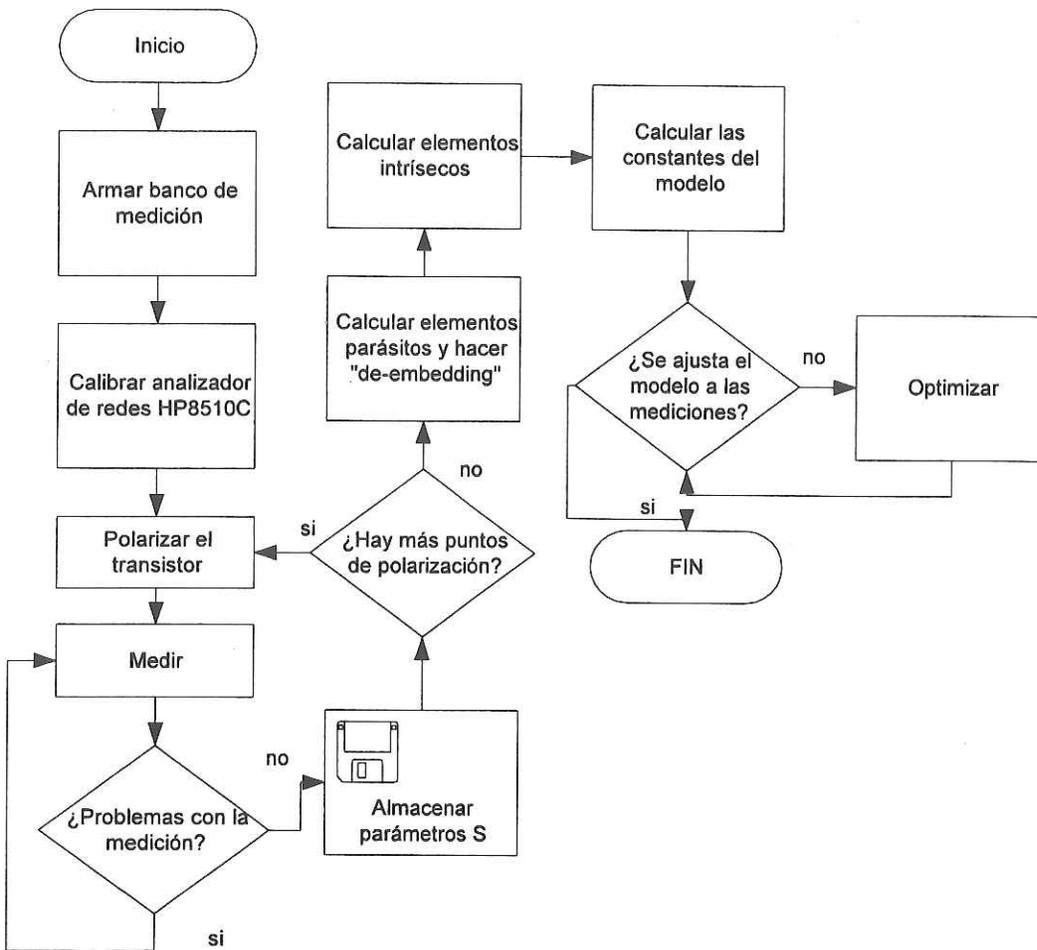


Figura 19 Diagrama de bloques del procedimiento usado para el modelado de las capacitancias de compuerta.

debe estar perfectamente calibrado. Obteniendo los elementos parásitos se procede a hacer un "de-embedding" para así tener los parámetros S del transistor intrínseco. Para la obtención de los elementos intrínsecos se utilizó el programa TECALI elaborado en el CICESE utilizando el paquete MATLAB<sup>MR</sup>.

### Modelo de Curtice (Curtice, 1980).

Uno de los primeros modelos de capacitancia fue desarrollado por Curtice. El autor sugiere que en la mayoría de los transistores de GaAs el comportamiento del capacitor es como un diodo Shottcky que varía con la polarización de la compuerta. De esta manera utiliza la siguiente expresión.

$$C_{gs} = \frac{c_{gs0}}{\sqrt{1 - \frac{V_{GS}}{V_{bi}}}} \quad (46)$$

donde:

$c_{gs0}$  es la capacitancia  $c_{gs}$  a un voltaje  $V_{GS}$  igual a cero.

$V_{bi}$  es la altura de la barrera Schottky.

Dos observaciones se pueden hacer en este modelo. La primera es que sólo está modelada  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$ , debido a que  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS}) \ll c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$ . Esto se concluye debido a que, a medida que el voltaje  $V_{DS}$  aumenta, el valor de la capacitancia en  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$  se hace más pequeño, ya que la zona de deserción en el MESFET se extiende cada vez más hacia el drenador y la separación que se forma entre la compuerta y el drenador es más grande. La segunda observación en este modelo es que la capacitancia  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$  solo depende del voltaje  $V_{GS}$ , esto es debido a que el autor sugiere que el voltaje  $V_{DS}$  no influye mucho en esta capacitancia. Este hecho puede ser tomado en cuenta para la región de saturación.

Sin embargo, algunos reportes como Picheta *et al* [1996], se basan en la ecuación (46) y presentan la siguiente expresión para calcular  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$ :

$$C_{gd} = \frac{c_{gd0}}{\sqrt{1 - \frac{V_{GD}}{V_{bi}}}} \quad (47)$$

Donde:

$c_{gd0}$  es el capacitor  $c_{gd}$  a un voltaje  $V_{GD}$  igual a cero.

### Modelo de Statz et al (Statz *et al*, 1987).

Este modelo de capacitancia es un poco más completo. El modelo está basado en Curtice, [1980], presentando nuevas expresiones para  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$  y  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$ . Este modelo utiliza diodos Shottcky para representar las capacitancias. En éste se contempla una carga de compuerta ( $Q_g$ ), que está en función de los voltajes  $V_{GS}$  y  $V_{GD}$ , a diferencia de los modelos convencionales utilizados en los simuladores como SPICE<sup>MR</sup> que calcula una carga en compuerta-fuente ( $Q_{gs}$ ) y otra carga en compuerta-drenador ( $Q_{gd}$ ). Una de las etapas más tediosas a desarrollar en este modelo es el cálculo de las constantes mediante las ecuaciones siguientes:

$$c_{gs} = \frac{c_{gs0}}{4\sqrt{1 - \frac{V_{new}}{V_B}}} \left\{ 1 + \frac{V_{eff1} - V_T}{\sqrt{(V_{eff1} - V_T)^2 + \delta^2}} \right\} \dots \quad (48)$$

$$\left\{ 1 + \frac{V_{GS} - V_{GD}}{\sqrt{(V_{GS} - V_{GD})^2 + (\frac{1}{\alpha})^2}} \right\} + \frac{c_{gd0}}{2} \left\{ 1 - \frac{V_{GS} - V_{GD}}{\sqrt{(V_{GS} - V_{GD})^2 + (\frac{1}{\alpha})^2}} \right\}$$

$$c_{gd} = \frac{c_{gs0}}{4\sqrt{1 - \frac{V_{new}}{V_B}}} \left\{ 1 + \frac{V_{eff1} - V_T}{\sqrt{(V_{eff1} - V_T)^2 + \delta^2}} \right\} \dots \quad (49)$$

$$\left\{ 1 - \frac{V_{GS} - V_{GD}}{\sqrt{(V_{GS} - V_{GD})^2 + (\frac{1}{\alpha})^2}} \right\} + \frac{c_{gd0}}{2} \left\{ 1 + \frac{V_{GS} - V_{GD}}{\sqrt{(V_{GS} - V_{GD})^2 + (\frac{1}{\alpha})^2}} \right\}$$

donde:

$$V_{new} = \frac{1}{2} \left( V_{eff1} + V_T + \sqrt{(V_{eff1} - V_T)^2 + \delta^2} \right)$$

$$V_{eff1} = \frac{1}{2} \left( V_{GS} + V_{GD} + \sqrt{(V_{GS} - V_{GD})^2 + \frac{1}{\alpha^2}} \right)$$

$\delta$  es un factor de ajuste para amortiguar la transición de  $C_{gs}$  en pinch-off.

$\alpha$  es el mismo factor de ajuste que se usa en el modelo de  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ .

$V_{new}$  y  $V_{eff1}$  no son factores de ajuste fijos sino que están variando con respecto a los voltajes aplicados. La dependencia de  $V_T$  en  $V_{new}$  y  $V_{eff1}$ , es otra desventaja que presenta este modelo, ya que no se tiene una forma exacta de calcular el voltaje  $V_T$ .

Las ecuaciones (48) y (49) son válidas para la región de oclusión. Para la región de saturación y la zona inversa se contemplan otras ecuaciones, como se muestra a continuación:

$$c_{gs} = \frac{c_{gs0}}{2\sqrt{1 - \frac{V_{eff1}}{V_B}}} \left\{ 1 + \frac{V_{GS} - V_{GD}}{\sqrt{(V_{GS} - V_{GD})^2 + \Delta^2}} \right\} + \frac{c_{gd0}}{2} \left\{ 1 - \frac{V_{GS} - V_{GD}}{\sqrt{(V_{GS} - V_{GD})^2 + \Delta^2}} \right\} \quad (50)$$

$$c_{gd} = \frac{c_{gs0}}{2\sqrt{1 - \frac{V_{eff1}}{V_B}}} \left\{ 1 - \frac{V_{GS} - V_{GD}}{\sqrt{(V_{GS} - V_{GD})^2 + \Delta^2}} \right\} + \frac{c_{gd0}}{2} \left\{ 1 + \frac{V_{GS} - V_{GD}}{\sqrt{(V_{GS} - V_{GD})^2 + \Delta^2}} \right\} \quad (51)$$

donde

$V_B$  es el voltaje de barrera Shottcky.

$\Delta$  es un factor ajuste.

### Modelo de Picheta et al (Picheta *et al*, 1996).

Los modelos de Curtice [1980] y Statz et al [1987] presentados anteriormente son modelos orientados a transistores MESFET. El modelo de Picheta et al. está orientado a transistores de tecnología MESFET y HEMT. El modelo presenta las capacitancias con las siguientes expresiones.

$$C_{gs} = d - e \left( \frac{V_{GS}}{V_p} \right) + a_s \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right) \tanh \left[ b_s \left( V_{DS} - C_s - \frac{V_{GS}}{2} \right) \right] \quad (52)$$

$$C_{gd} = F - g \left( \frac{V_{GD}}{V_p} \right) - a_d \left( 1 - \frac{V_{GD}}{V_p} \right) \tanh \left[ b_d \left( V_{DS} - C_d - \frac{V_{GD}}{2} \right) \right] \quad (53)$$

donde:

$a_s, b_s, C_s, a_d, b_d, C_d, d, e, F$  y  $g$  son parámetros de ajustes

$V_p$  es el voltaje de pinch-off.

Este modelo no tiene una manera de calcular los parámetros de ajuste, los mismos autores sugieren utilizar un método de ajuste de curva para encontrar los coeficientes del modelo con valores iniciales cualesquiera y haciendo que la computadora encuentre los valores óptimos por medio de algún algoritmo de ajuste de curvas.

### Modelo de Angelov et al (Angelov *et al*, 1992)

Al igual que en Picheta *et al* [1996,] este modelo funciona para MESFET, HEMT y PHEMT. Las constantes de este modelo son más fáciles de calcular que en los modelos de Statz *et al* [1987] y Picheta *et al* [1996]. Esto se logra utilizando una expresión para modelar los capacitores de la forma como se presenta en la ecuación (54), cuya

estructura es parecida a la que se utiliza en el modelado de  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  en el modelo de Angelov:

$$C = C_A \tanh [f(V_{GS})] \tanh [f(V_{DS})] \quad (54)$$

Ésta ecuación contiene expresiones trascendentes tanto para  $V_{GS}$  como para  $V_{DS}$ . También se esperaría que  $f(V_{GS})$  como  $f(V_{DS})$  sean series de potencias con el fin de asegurar que el modelo no sea discontinuo. Las ecuaciones para  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$  y  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$  son:

$$C_{gs} = C_{gs0} [1 + \tanh(\psi_1)] [1 + \tanh(\psi_2)] \quad (55)$$

$$C_{gd} = C_{gd0} [1 + \tanh(\psi_3)] [1 - \tanh(\psi_4)] \quad (56)$$

donde:

$$\psi_1 = P_{0gsg} + P_{1gsg}V_{GS} + P_{2gsg}V_{GS}^2 + P_{3gsg}V_{GS}^3 + \dots \quad (57)$$

$$\psi_2 = P_{0gsd} + P_{1gsd}V_{DS} + P_{2gsd}V_{DS}^2 + P_{3gsd}V_{DS}^3 + \dots \quad (58)$$

$$\psi_3 = P_{0gsd} + P_{1gsd}V_{GS} + P_{2gsd}V_{GS}^2 + P_{3gsd}V_{GS}^3 + \dots \quad (59)$$

$$\psi_4 = P_{0gdd} + (P_{1gdd} + P_{1cc}V_{GS})V_{DS} + P_{2gdd}V_{DS}^2 + P_{3gdd}V_{DS}^3 + \dots \quad (60)$$

$c_{gs0}$  y  $c_{gd0}$  son las capacitancias  $c_{gs}$  y  $c_{gd}$  respectivamente para  $V_{GS} = 0V$  y  $V_{DS} = 0V$ .

En el modelo de Angelov, (Angelov, 1996), se presenta como estimar las constantes de las funciones  $\psi_{n's}$ ; aproximando las constantes del modelo de  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  con los del modelo de capacitancia, basado en el comportamiento de los capacitores. Esta manera de calcular las constantes que propone el autor carece de un fundamento teórico.

Una mejor idea para calcular las constantes sería el de aprovechar las expresiones (57)-(60), que son series de potencias en función de los voltajes  $V_{GS}$  y  $V_{DS}$ . Estas expresiones se asemejan mucho a polinomios de interpolación cuyas constantes pueden ser encontradas fácilmente por medio de mínimos cuadrados, aunque en (60) no parece ser tan fácil. Esto representa un obstáculo, pero independientemente de esta limitante se requiere conocer las funciones  $\psi_n$  para poder así calcular los coeficientes, e igualmente no se tiene información de cómo hacerlo.

Suponiendo que fuera posible el cálculo de las funciones  $\psi_n$ , por la experiencia adquirida en Chen et al, [1998], se puede decir que una característica importante de este modelo es incluir series de potencias tanto para  $V_{GS}$  como para  $V_{DS}$ . Esta característica es una gran ventaja sobre los otros modelos mencionados, ya que las expresiones (46)-(53), éstas son expresiones que no llevan el comportamiento de las capacitancia medidas. En este modelo se ataca este problema por medio de las series de potencias, y así se puede asegurar que el modelo se ajusta a las curvas.

Debido a las características mencionadas este modelo es una buena alternativa para modelar los capacitores, pero presenta un obstáculo para el cálculo de sus cons-

tantes y el cálculo de  $\psi_n$ . Por tal motivo se desarrolló un nuevo modelo empírico inspirado en las características de Chen *et al* [1998], que se expone a continuación.

### III.3.2 Nuevo modelo empírico para capacitancia.

Este novedoso modelo logra predecir las capacitancias mucho mejor que los modelos, porque tiene la propiedad de que con los valores iniciales es posible tener un buen ajuste de las curvas medidas con las modeladas sin necesidad de pasar por un proceso de optimización como en los modelos anteriores.. A diferencia de los otros modelos, las constantes se pueden calcular fácilmente utilizando algunas rutinas de MATLAB<sup>MR</sup> y mediciones de capacitancia-voltaje.

Para describir las capacitancias  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$  y  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$ , se propone la misma ecuación empírica: (que es original e inédita de este trabajo)

$$C_{gs,d}(V_{GS}, V_{DS}) = \frac{C_{gs,d\max} C_{gs,d00}}{C_{gs,d\max} + C_{gs,d00}} \quad (61)$$

donde;  $c_{gs,d\max}$  es una función patrón que depende sólo del voltaje  $V_{DS}$  y a la vez representa la máxima capacitancia del transistor. Para derivar la ecuación de  $C_{gs,d\max}$  se propone usar una ecuación parecida a la ecuación (54), pero haciéndola dependiente del voltaje  $V_{DS}$  como se presenta en Chen *et al* [1998]:

$$C_{gs,d\max}(V_{DS}) = \eta C_{\max} [1 + \tanh(\psi_0)] \quad (62)$$

donde:

$$\psi_0 = a_0 + a_1 V_{DS} + a_2 V_{DS}^2 + a_3 V_{DS}^3 + \dots \quad (63)$$

$\eta$  es un factor de ajuste que toma un valor aproximado de 2 en adelante.

$C_{\max}$  es una capacitancia máxima.

Por otra parte,  $C_{gs,d00}$  es una función que depende de los puntos de polarización tanto de  $V_{GS}$  como de  $V_{DS}$ . Esta característica permite que este modelo se ajuste a las curvas medidas no importa que tendencia lleve. De tal manera  $C_{gs,d00}$  se expresa de la siguiente manera.

$$C_{gs,d00} = \exp(\chi) \quad (64)$$

donde:

$$\chi(V_{GS}, V_{DS}) = \sum_{i=0}^m b_i V_{GS}^i \quad (65)$$

$$b_i(V_{DS}) = \sum_{j=0}^n b_{ij} V_{DS}^j \quad (66)$$

#### Cálculo de las constantes de $C_{gs,d\max}(V_{DS})$ .

Para el cálculo de las constantes de  $C_{gs,d\max}(V_{DS})$  se necesita únicamente mediciones de capacitancia contra voltaje. El primer paso para encontrar las constantes es determinar el valor de  $C_{\max}$ . La forma de hacerlo es derivar las capacitancias con respecto a  $V_{DS}$ , cuando se modela  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$ , y con respecto a  $V_{GS}$  cuando se modela  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$ , el punto de polarización en el cual se encuentra el máximo corresponde al valor de capacitancia  $C_{\max}$ .

El segundo paso es encontrar las constantes de la función  $\psi_0$  en la ecuación (63), para esto se necesita la curva de capacitancia contra  $V_{DS}$  a un  $V_{GS} = 0V$  y aplicando la siguiente hipótesis:

$$\psi_0 = \tanh^{-1} \left( \frac{C_{gi}}{C_{gi0}} - 1 \right) \quad (67)$$

En que  $c_{gi}$  denota indistintamente  $c_{gs}$  o  $c_{gd}$  según el caso.

A partir de las ecuaciones (67) y (63) y la curva de capacitancia mencionada se obtienen las constantes  $a'_i$ 's .

#### Cálculo de las constantes de $C_{gs,d00}$ .

Para el cálculo de las constantes de  $C_{gs,d00}$ , igualmente sólo se necesitan mediciones de capacitancia contra voltaje, y encontrar los coeficientes de las series de potencias de las expresiones (65) y (66). Para esto se necesita una expresión que relacione las series de potencias con el modelo, que se obtiene combinando la ecuación (64) en (61) y resolviendo para  $\chi$ .

$$\chi(V_{GS}, V_{DS}) = \ln \left( \frac{C_{gi} C_{gi \max}}{C_{gi \max} - C_{gi}} \right) \quad (68)$$

La ecuación (68) se aplica a cada punto de polarización y la representación gráfica se presenta en la figura 20.

Para cada una de las curvas que se presentan se aplica la ecuación (65), obteniéndose un conjunto de  $b'_i$ 's para cada una de ellas como se muestra en la figura 21.

Desarrollando la ecuación (66) encontramos las constantes  $b_{ij}$ .

$$b_0 = b_{00} + b_{01}V_{DS} + b_{02}V_{DS}^2 + b_{03}V_{DS}^3 + \dots$$

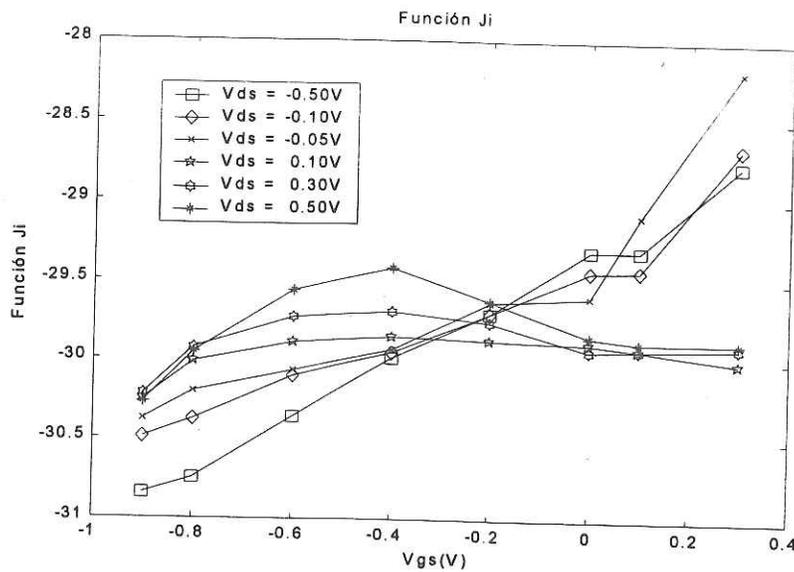


Figura 20 Función  $\chi$  a diferentes  $V_{DS}$

$$b_1 = b_{10} + b_{11}V_{DS} + b_{12}V_{DS}^2 + b_{13}V_{DS}^3 + \dots$$

$$b_2 = b_{20} + b_{21}V_{DS} + b_{22}V_{DS}^2 + b_{23}V_{DS}^3 + \dots$$

$$b_n = b_{n0} + b_{n1}V_{DS} + b_{n2}V_{DS}^2 + b_{n3}V_{DS}^3 + \dots$$

mostrando que las constantes  $b_{ij}$  se pueden obtener a partir de cada una de las curvas que se presentan en la figura 21, pudiendo calcularse por medio de MATLAB<sup>MR</sup>.

### III.3.3 Comentarios y discusión sobre el nuevo modelo.

Como se puede ver este nuevo modelo puede llegar a superar a los otros modelos mostrados, en cuanto a exactitud se refiere. Sin embargo, hay que tener cuidado cuando se quiere obtener los parámetros Y de un circuito no lineal usando análisis de pequeña

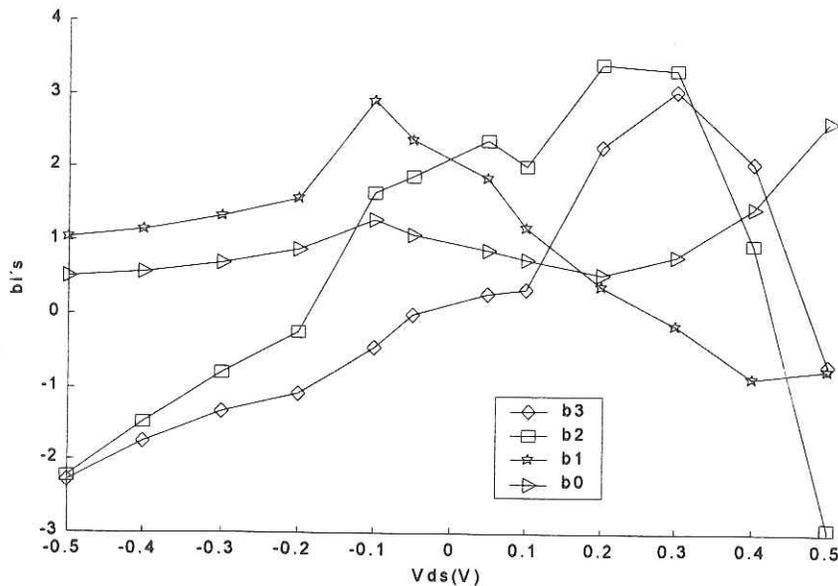


Figura 21 Representación de las constantes  $b'_i$ s en función de  $V_{DS}$ .

señal (AC), ya que se prefiere utilizar fuente de carga controlada por voltaje (VCQS) para representar a los capacitores intrínsecos.

Este cambio de elemento obedece a que, al linealizar un circuito no lineal después de analizarlo por medio de un análisis no lineal (como por ejemplo análisis transitorio (TA)), las partes imaginarias de los parámetros Y no concuerdan con los obtenidos con AC.

Para entender un poco mejor la razón de utilizar VCQS en los capacitores intrínsecos, obsérvese primero que un capacitor sencillo es un elemento de dos terminales y que la capacitancia depende del voltaje aplicado entre sus terminales; pero los capacitores  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$  y  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$  no son capacitores de dos terminales, ya que su capacitancia varía en función de dos voltajes. Entonces, cuando se está haciendo el análisis transitorio (TA), el simulador calcula la capacitancia en función del voltaje en-

tre las dos terminales del capacitor que pueden ser indistintamente  $V_{GS}$  o  $V_{DS}$ , pero no ambos simultáneamente, esto nos provoca resultados erróneos. Al utilizar VCQS lo que indicamos al simulador es que la carga debe variar con respecto a los voltajes que nosotros le indicamos, en este caso entre  $V_{GS}$  y  $V_{DS}$ .

La solución de usar VCQS no es suficiente para que los resultados en TA y AC sean congruentes, este fenómeno se explica de la siguiente manera. La corriente que pasa por  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$  en un análisis de pequeña señal se puede representar como.

$$i_{C_{gs}(V_{GS}, V_{DS})} = C_{gs}(V_{GS}, V_{DS}) \frac{\partial V_{GS}}{\partial t} \quad (69)$$

Sin embargo, para el análisis no lineal reemplazamos el capacitor por un VCQS, entonces la corriente que pasa por la carga, en este caso  $Q_{gs}$ , se puede escribir de la siguiente manera.

$$i_{Q_{gs}(V_{GS}, V_{DS})} = \frac{\partial Q_{gs}(V_{GS}, V_{DS})}{\partial V_{GS}} \frac{\partial V_{GS}}{\partial t} + \frac{\partial Q_{gs}(V_{GS}, V_{DS})}{\partial V_{DS}} \frac{\partial V_{DS}}{\partial t} \quad (70)$$

$$C_T(V_{GS}, V_{DS}) = \frac{\partial Q_{gs}(V_{GS}, V_{DS})}{\partial V_{DS}} \quad (71)$$

La expresión (71) es un nuevo elemento producto de la linealización de la ecuación (70) y es la razón por la cual existe la incongruencia entre los resultados del análisis en TA y en AC. Si vemos en la figura 22 podemos ver que la capacitancia como la transcapacitancia son componentes de un campo de conservación vectorial y podemos establecer la expresión siguiente:

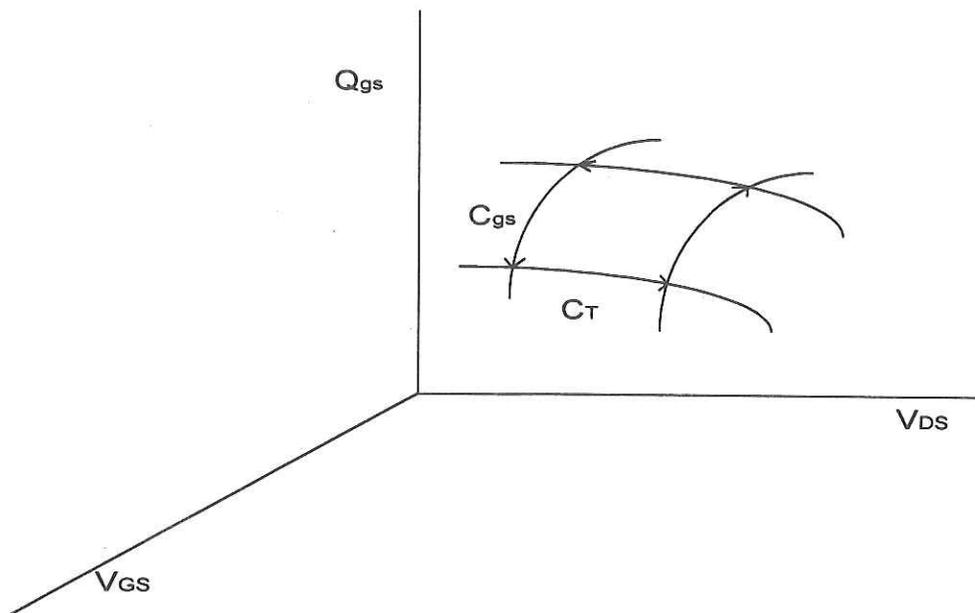


Figura 22 Representación gráfica de la Carga  $Q_{gs}$

$$\frac{\partial C_{gs}(V_{GS}, V_{DS})}{\partial V_{DS}} = \frac{\partial C_T(V_{GS}, V_{DS})}{\partial V_{GS}} \quad (72)$$

La ecuación (72) es lo que se le llama "Ley de la Conservación de la Carga", al satisfacerse esta ley el análisis en transitorio (TA) concuerda con el de pequeña señal (AC). Este tema se aborda con mayor profundidad en Root y Hughes [1988], Calvo et al [1995] y Snider [1995].

En los párrafos anteriores se expuso un problema de convergencia y se dio la solución. Ahora aplicando la solución, se puede calcular la carga de un capacitor usando:

$$Q = \int C dV \quad (73)$$

De esta forma la carga de compuerta-fuente ( $Q_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$ ) y de compuerta-drenador  $Q_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$  se pueden calcular a partir del modelo de capacitancia. Pero ¿cómo repercute este hecho en el nuevo modelo?. Como se mencionó con anterioridad, este nuevo modelo logra describir las capacitancias mucho mejor que los otros modelos sin tener que recurrir a un proceso de optimización; sin embargo, el costo es que el modelo es muy grande.

Comparando el proceso de integración del modelo de capacitancia de Angelov *et al* [1992], suponiendo que las series de potencias están limitadas a dos constantes:

$$Q_{gs} = \int C_{gs0} (1 + \tanh(P_{10} + P_{11}V_{GS})) (1 + \tanh(P_{20} + P_{21}V_{DS})) dV_{GS} \quad (74)$$

$$Q_{gs} = C_{gs0} \left( V_{GS} + \frac{\log(\cosh(P_{10} + P_{11}V_{GS}))}{P_{11}} + V_{GS} \tanh(P_{20} + P_{21}V_{DS}) + \dots \right) + C \quad (75)$$

donde:

C es la constante de integración.

Con la integración en el nuevo modelo:

$$Q_{gs}(V_{GS}, V_{DS}) = \int \frac{\eta C_{\max} \tanh(a_0 + a_1 V_{DS}) \exp\left(\sum_{i=0}^m \sum_{j=0}^n b_{ij} V_{GS}^i V_{DS}^j\right)}{\eta C_{\max} \tanh(a_0 + a_1 V_{DS}) + \exp\left(\sum_{i=0}^m \sum_{j=0}^n b_{ij} V_{GS}^i V_{DS}^j\right)} dV_{GS} \quad (76)$$

Podemos ver que la expresión (76) de la integral es un poco más complicada que en la expresión (74), pero igualmente a medida que las series de potencias tengan más constantes, la integral (74) se vuelve tan difícil como en la expresión (76). Para  $Q_{gd}$  las

situación es un poco diferente, ya que para calcularlo la integral debe ser con respecto a  $V_{GD}$ . Por esta razón por los otros modelos presentados involucran este voltaje, incluso Angelov *et al* [1999] que es una mejora de Angelov *et al* [1992], propone nuevas expresiones para las capacitancias agregando nuevas variables y poniendo a  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$  en función de los voltajes  $V_{GS}$  y  $V_{GD}$ .

El nuevo modelo expuesto presenta, además de su característica de exactitud en el ajuste de las curvas, la ventaja de que se puede encontrar sus constantes de ajuste de una manera mucho más sencilla y más confiable que en los otros modelos, en que se hacen una serie de suposiciones que pueden traer como consecuencia problemas de convergencia.

Otro punto importante es que no es necesario tener en cuenta el voltaje  $V_{GD}$ , ya que por las dimensiones en que se trabaja, este voltaje no se puede obtener directamente como en  $V_{GS}$  y  $V_{DS}$ . Por último la limitante de la carga sólo afecta en el resultado del análisis de pequeña señal (AC), en que hay que tomar en cuenta el efecto de la transcapacitancia.

## IV Validación del modelo no lineal.

En el capítulo anterior se discutieron varios modelos no lineales para modelar corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  y los capacitores intrínsecos  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$  y  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$ . Se pudo ver que el modelo de corriente que mejor se adapta a nuestro requerimiento de modelar al transistor en la región óhmica tanto en directa como en inversa es el modelo de Angelov, por su simplicidad. Por otra parte, para el modelado de las capacitancias de compuerta se utilizará el nuevo modelo desarrollado en este trabajo, por su capacidad de ajustarse a las curvas medidas.

En este capítulo se presentan los resultados del modelado no lineal  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  de tres PHEMT de longitudes de compuerta diferentes (0.25, 0.50 y 1  $\mu\text{m}$ ) y mostrando posteriormente el modelado de las capacitancias de compuerta para el PHEMT de 0.25 $\mu\text{m}$  de longitud de compuerta, que es el que se usará para el diseño.

### IV.1 Modelado de $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ para el PHEMT de 0.25 $\mu\text{m}$ .

Tabla I Valores de las constantes del modelo de Angelov para el transistor de 0.25 micrometros de longitud de compuerta

$V_{pk}(V)$	$V_{pk0}(V)$	$I_{pk}(mA)$	$P_1(V^{-1})$	$P_2(V^{-2})$	$P_3(V^{-3})$	$\alpha(V^{-1})$	$\lambda(V^{-1})$
-0.187	-0.055	29.8814	2.2289	-1.665	2.0189	1.3782	0.00393

En la tabla I se presentan los valores de las constantes que se utilizaron para modelar  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ . Estos valores fueron obtenidos después de un proceso de optimización por medio de MMICAD<sup>MR</sup>. El resultado del modelado de  $I_{DS} - V_{DS}$  a diferentes  $V_{GS}$  se presenta en la figura 23.a.

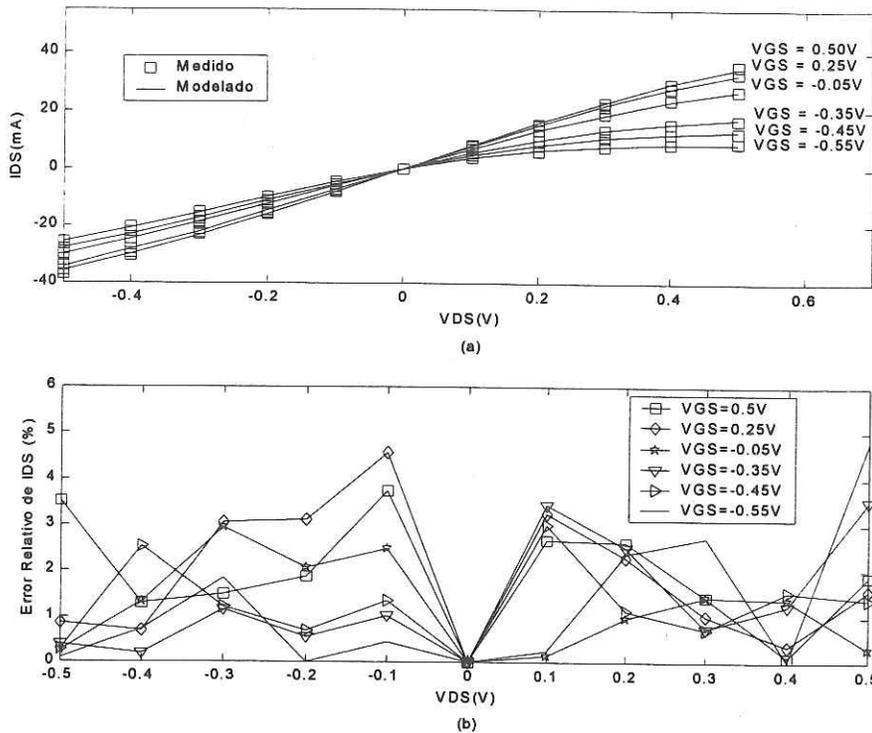


Figura 23 Resultados del PHEMT de  $0.25\mu\text{m}$ : (a) Modelado de  $I_{DS} - V_{DS}$  a diferentes  $V_{GS}$ . (b) Porcentaje de Error.

Como se puede observar el modelo se ajusta a las mediciones muy bien. Calculando el error relativo por medio de la ecuación (77), se puede ver que existe un máximo de 5% de error para ciertas curvas, pero en promedio el error es del orden de 2%. El error se puede observar en la figura 23.b.

$$Error = \frac{|Medido - Modelado|}{|Medido|} \quad (77)$$

En la figura 24.a, se presenta el resultado del modelado  $I_{DS} - V_{GS}$  a diferentes  $V_{DS}$ . Igualmente se puede observar que el modelo se ajusta bastante bien a las curvas medidas. En la figura 24.b se muestra el error relativo que se obtuvo en el modelado.

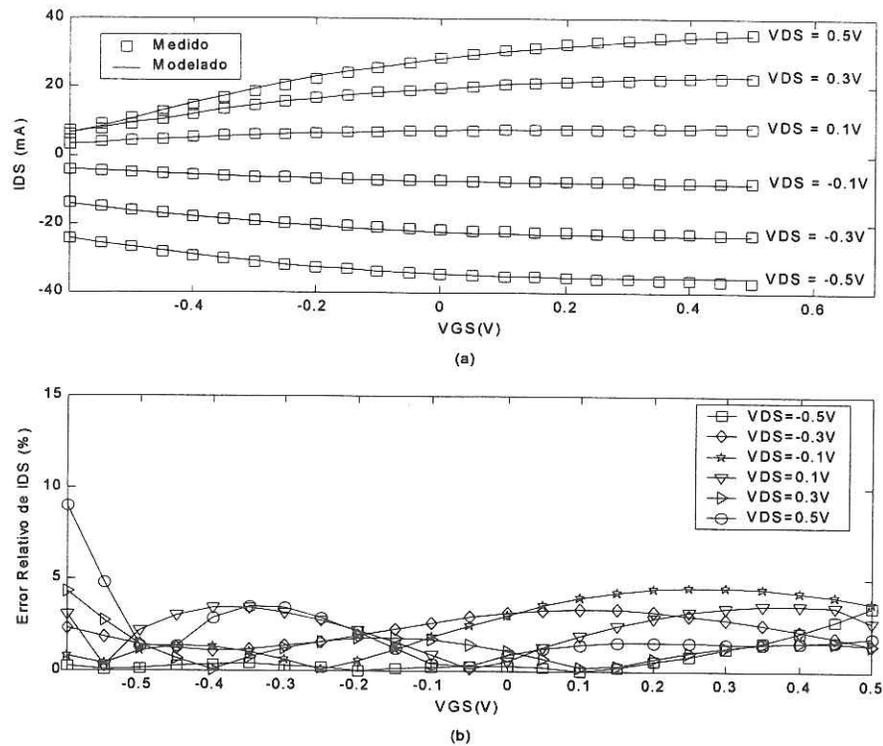


Figura 24 Modelado de PHEMT de  $0.25 \mu\text{m}$ : (a) Modelado de  $I_{DS} - V_{GS}$  a diferentes  $V_{DS}$ . (b) Porcentaje de error.

Una vez que se tiene el modelo, se procedió a validar la transconductancia  $G_M$  y la conductancia  $G_{DS}$ . Lo que se hizo fue solo aplicar la derivada parcial de  $I_{DS}$  con respecto a  $V_{GS}$  para obtener la  $G_M$ . El resultado se puede ver en la figura 25.a. Por otra parte, El resultado del modelado de  $G_{DS}$  se puede ver en figura 25.b.

## IV.2 Modelado de $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ para el PHEMT de $0.5\mu\text{m}$ .

Los valores de la tabla II son los valores que se encontraron después de aplicar un proceso de optimización por medio de MMICAD<sup>MR</sup> al PHEMT de  $0.5\mu\text{m}$  de longitud

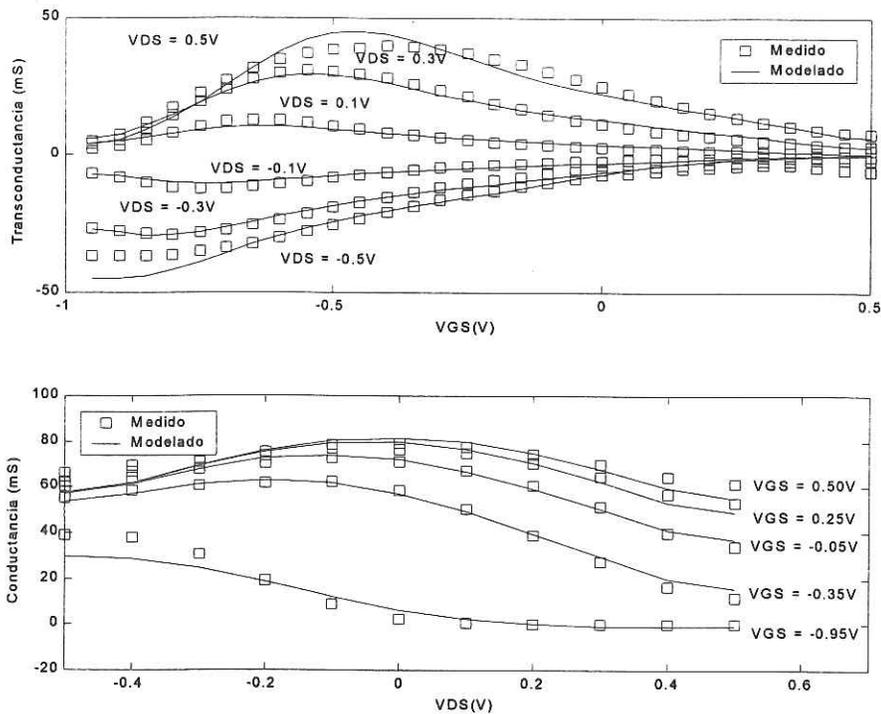


Figura 25 Modelado del PHEMT  $0.25\mu\text{m}$ : (a) Modelado de  $G_M$  a diferentes  $V_{DS}$ . (b) Modelado de  $G_{DS}$  a diferentes  $V_{GS}$

de compuerta. Los resultados del modelado de la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  en función de sus voltajes de control se presentan a continuación.

En la figura 26.a se presenta el modelado de  $I_{DS} - V_{DS}$  a diferentes  $V_{GS}$ , a primera vista no se logra apreciar si las curvas modeladas no se están ajustando bien a las mediciones. Sin embargo, en la figura 26.b.podemos observar el error relativo que se tuvo para algunas curvas. Podemos observar que para niveles muy negativos de  $V_{GS}$  el error obtenido todavía es aceptable, dentro del 15%. Por otra parte hay que estar consciente de que los modelos empíricos tiene un mayor grado de error a medida

Tabla II Valores de las constantes del modelo de Angelov para el transistor de 0.5 micrometros de longitud de compuerta

$V_{pk}(V)$	$V_{pk0}(V)$	$I_{pk}(mA)$	$P_1(V^{-1})$	$P_2(V^{-2})$	$P_3(V^{-3})$	$\alpha(V^{-1})$	$\lambda(V^{-1})$
0.0768	-0.3881	32.9958	2.0395	-1.2357	1.2303	1.1369	0.0257

que se quiere modelar la zona de oclusión. Una de las razones por la cual sucede esto es debido a que la ecuación que modela la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  es simple.

Por otro lado, el modelado de  $I_{DS} - V_{GS}$  a diferentes  $V_{DS}$  confirma que el modelo tiene problemas en la región de oclusión, esto se puede observar en la figura 27.a, mientras que en la figura 27.b se muestra el error relativo que se tuvo para este transistor.

En la figura 28. se muestra la transconductancia  $G_M$  y la conductancia  $G_{DS}$  medidas y modeladas. Hay que notar que el modelado lleva la tendencia de las mediciones.

### IV.3 Modelado de $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ para el PHEMT de $1\mu m$ .

Tabla III Valores de las constantes del modelo de Angelov para el transistor de 1 micrometro de longitud de compuerta

$V_{pk}(V)$	$V_{pk0}(V)$	$I_{pk}(mA)$	$P_1(V^{-1})$	$P_2(V^{-2})$	$P_3(V^{-3})$	$\alpha(V^{-1})$	$\lambda(V^{-1})$
0.2236	-0.2361	28.0748	1.8627	-1.1292	1.5136	1.1571	0.0242

Por último se modeló un PHEMT de  $1\mu m$  de longitud de compuerta. Los valores de las constantes del modelo se presentan en la tabla III. Estos valores son los que se obtuvieron después de utilizar MMICAD<sup>MR</sup> para optimizar las curvas.

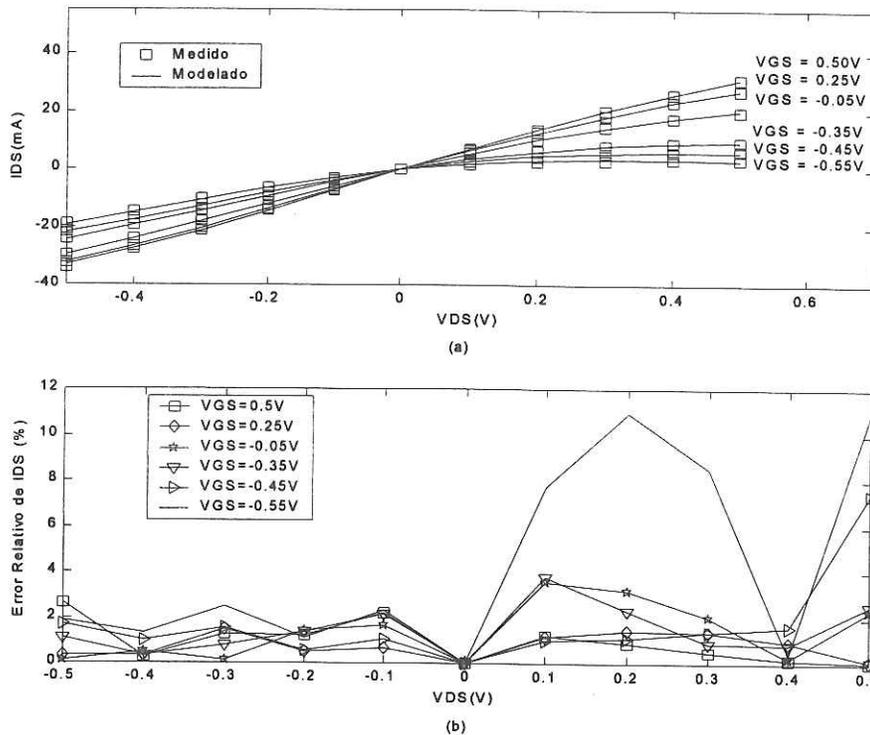


Figura 26 Modelado PHEMT  $0.5\mu\text{m}$ : (a) Modelado de  $I_{DS} - V_{DS}$  a diferentes  $V_{GS}$ . (b) Porcentaje de Error.

En la figura 29.a, se presenta el resultado del modelado de la corriente  $I_{DS}$  en función de  $V_{DS}$ . Una vez más se puede apreciar que las curvas modeladas se ajustan bien a las curvas medidas; sin embargo, el error relativo calculado para algunas curvas en la figura 29.b nos muestran errores de hasta 15%.

Los resultados del modelado de  $I_{DS}$  en función de  $V_{GS}$  a diferentes  $V_{DS}$  se muestran en la figura 30.a, mientras que en la figura 30.b se presenta el error relativo calculado.

Al igual que en los otros dos transistores, se presentan en la figura 31 el modelado de  $G_M$  y  $G_{DS}$ .

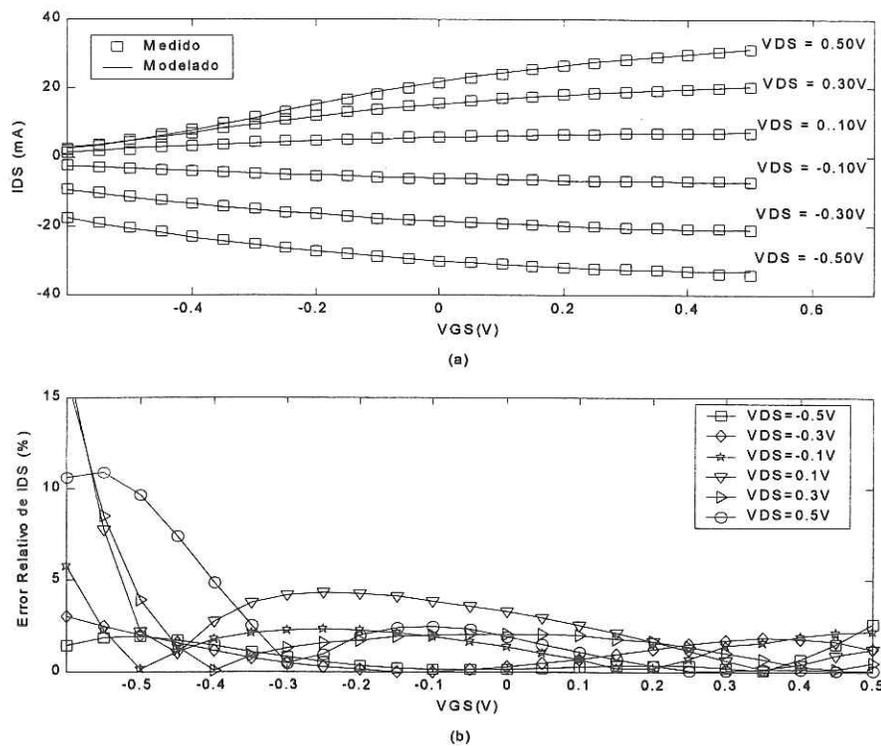


Figura 27 Modelado PHEMT  $0.5\mu\text{m}$ : (a) Modelado de  $I_{DS} - V_{GS}$  a diferentes  $V_{DS}$ . (b) Porcentaje de error

#### IV.4 Modelado de los capacitores intrínsecos $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$ y $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$ .

En esta sección se modelarán los capacitores intrínsecos  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$  y  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$  del PHEMT F4X25 de  $0.25\mu\text{m}$  de longitud de compuerta. El motivo para seleccionar el transistor de  $0.25\mu\text{m}$  es que presentó menores errores en el modelado de  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ . Por otra parte, el estado del arte nos lleva a trabajar con transistores de longitudes de compuerta menores.

En la tabla IV se presenta los valores obtenidos de los parásitos para el transistor PHEMT de  $0.25\mu\text{m}$  de longitud de compuerta. A continuación se presentará el resultado del modelado de  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$  utilizando el nuevo modelo de capacitancias

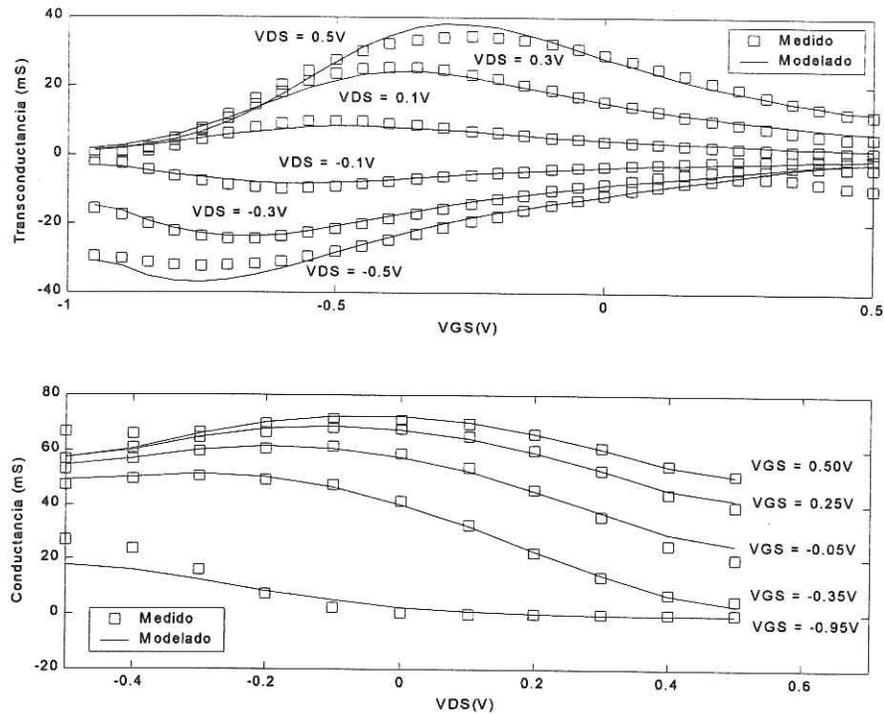


Figura 28 Modelado del PHEMT  $0.5\mu\text{m}$ : (a) Modelado de  $G_M$  a diferentes  $V_{DS}$ . (b) Modelado de  $G_{DS}$  a diferentes  $V_{GS}$ .

desarrollado en este trabajo. Utilizando  $m=4$  y  $n=3$ , los valores de las constantes obtenidas se presentan en la tabla V.

En la figura 32.b se puede notar que los errores son menores al 10% para voltajes negativos de  $V_{GS}$ . Sin embargo, para  $V_{GS}$  positivos el error se va incrementando. Para probar que el modelo puede ajustarse mucho mejor a las curvas medidas se propone nuevamente modelar  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$  aumentando los grados del polinomio, esto demostrará que en un modelo entre mayor número de constantes tendrá un mejor ajuste.

Manteniendo fijos los valores de  $\eta$ ,  $C_{\text{max}}$  y  $a_0$ - $a_3$  se calculan los valores de  $a_{ij}$  para  $m=6$  y  $n=12$ . De esta forma el modelo consta ahora de 78 constantes, el resultado es

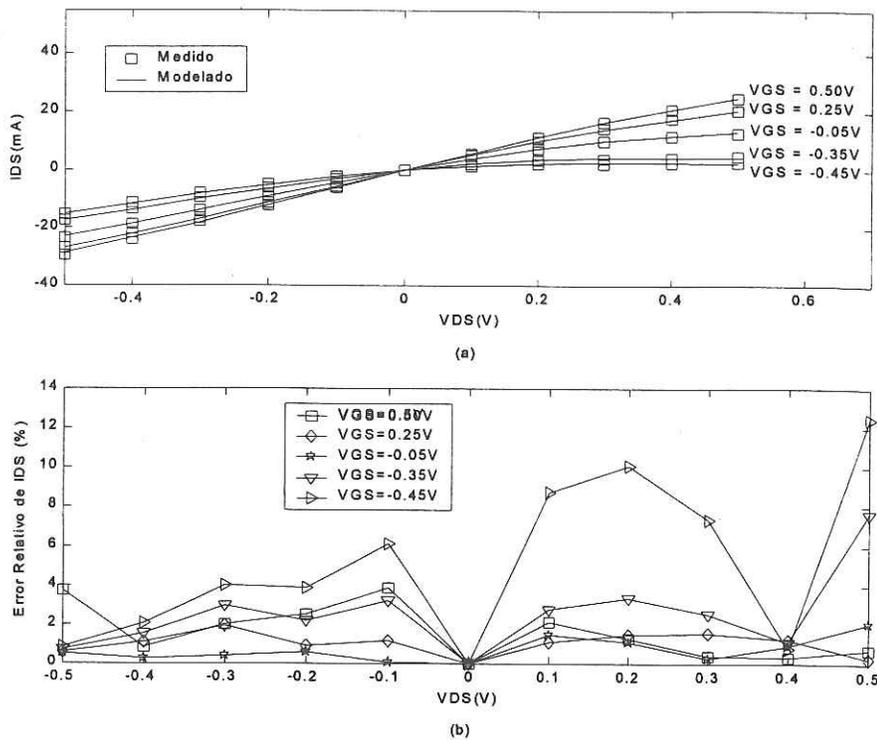


Figura 29 Modelado del PHEMT de  $1\mu\text{m}$ : (a) Modelado de  $I_{DS} - V_{DS}$  a diferentes  $V_{GS}$ . (b) Porcentaje de error,

un mejor ajuste a las curvas medidas con errores menores al 6% en el peor de los casos. Esto se puede apreciar en la figura 33.

Se debe de notar que  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$  tiene dos tendencias; es decir, para voltajes  $V_{DS}$  negativo la tendencia de  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$  es ascendente a medida que  $V_{GS}$  se hace más positivo, mientras que para  $V_{DS}$  positivos la tendencia es ascender desde la región de oclusión, pero llega un momento en que comienza a descender. Esto se puede apreciar en las figuras 32.a y 33.a. Este fenómeno provoca que el modelo tenga que ser tan complejo. Sin embargo, se puede esperar una reducción considerable de las constantes

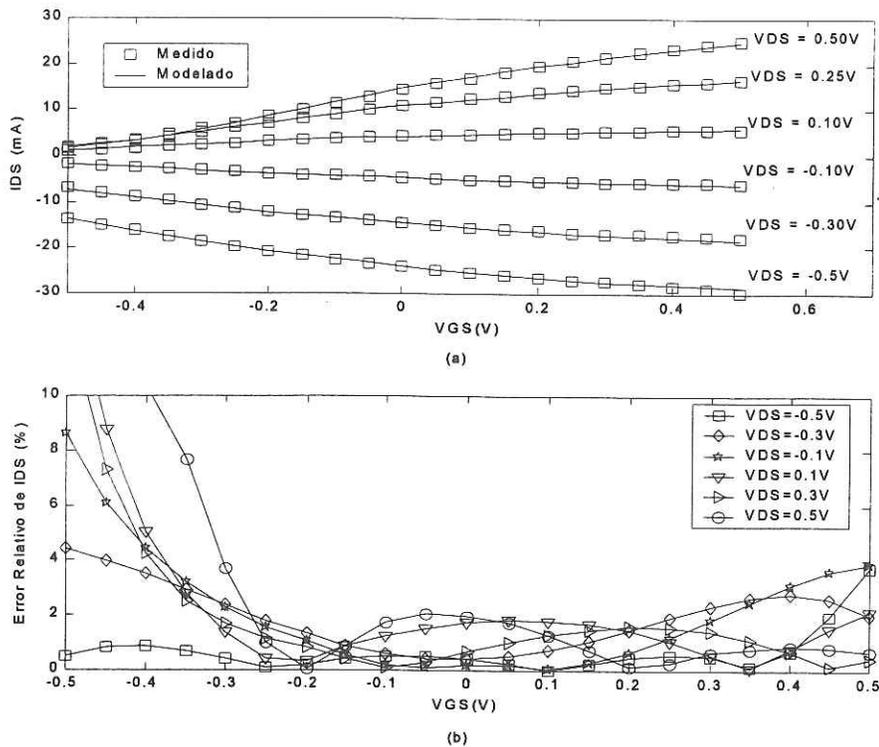


Figura 30 Modelado del PHEMT de  $1\mu\text{m}$ : (a) Modelado de  $I_{DS} - V_{GS}$  a diferentes  $V_{DS}$ . (b) Porcentaje de error.

$a_{ij}$  para modelar capacitores que tengan un comportamiento más suave como en el caso de  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$ .

En el modelado de  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$  se procedió con la misma metodología que en  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$ , la diferencia que se encontró fue que el comportamiento de  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$  es mucho más suave. Proponiendo  $m=4$  y  $n=3$  se procedió a modelar  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$ , los valores de las constantes se muestran en la tabla VI.

El resultado del modelado se puede apreciar en la figura 34.a. Mientras que en la figura 34.b, el error obtenido es menor al 8% en el peor de los casos. Este margen

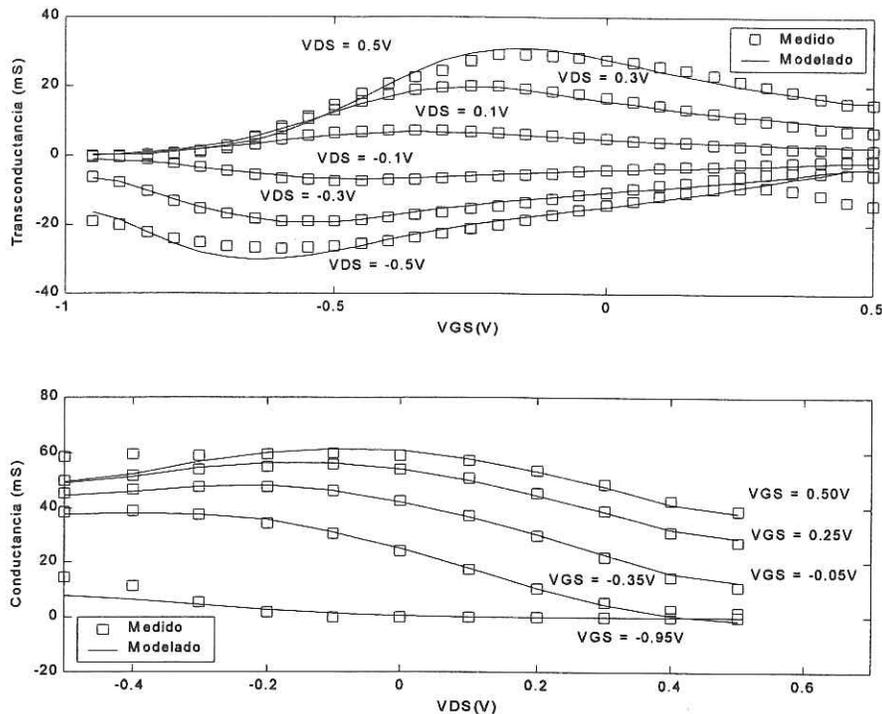


Figura 31 Modelado del PHEMT 1 $\mu$ m: (a) Modelado de  $G_M$  a diferentes  $V_{DS}$ . (b) Modelado de  $G_{DS}$  a diferentes  $V_{GS}$ .

de error no es posible ser obtenido por ningún modelo de capacitancia con los valores de las constantes iniciales. Prácticamente se puede evitar un proceso de optimización.

## IV.5 Discusión del los resultados obtenidos.

En el modelado de la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  se puede concluir que el modelo no esta funcionando bien para la región de oclusión. Los errores obtenidos en esta región para los tres transistores es algo que puede mejorarse en función del algoritmo de búsqueda. En este caso se empleó el algoritmo que utiliza MMICAD<sup>MR</sup>. Por otra

Tabla IV Valores de los elementos parásitos del PHEMT de 0.25 micrometros

$R_g (\Omega)$	$R_d (\Omega)$	$R_s (\Omega)$	$L_g (pH)$	$L_d (pH)$	$L_s (pH)$	$C_{pg} (fF)$	$C_{pg} (fF)$
1.46	7.00	5.00	39.59	35.7	7.7	32.7	32.7

parte, paquetes comerciales como MDS<sup>MR</sup> probablemente nos proporcionaría menores errores.

Sin embargo, no se puede esperar que el error en la región de oclusión mejore considerablemente por usar algún paquete computacional para hacer el proceso de optimización, ya que todos los modelos presentan este mismo problema. La razón es que en la región de oclusión el valor de la corriente es muy pequeña. Si observamos bien los errores obtenidos en las figuras 23.b, 26.b y 29.b podemos ver que el error se incrementa a medida que el ancho de compuerta es mayor; por la física del transistor sabemos que entre mayor sea el ancho de la compuerta habrá menor corriente, entonces podemos concluir que en la región de oclusión la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  es muy pequeña tal que los modelos no puedan ajustarse a esos valores medidos.

En la tabla VII se presenta los niveles medidos de  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  en función de la longitud de compuerta. Obsérvese que para el transistor de longitud de compuerta de  $1\mu\text{m}$  el nivel de corriente es muy pequeño y en los errores este transistor presentó el mayor error.

Por otra parte, los errores obtenidos en el modelado de las capacitancias de compuerta son menores al 10%. Hay que tener en cuenta que estos errores son obtenidos a partir de los valores iniciales y sin pasar por un proceso de optimización. Sin embargo, el sacrificio que se tiene que hacer es el de trabajar con un modelo con muchas constantes como en el caso del modelado de  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$ . Por otra parte, una conclusión a la

Tabla V Valores de las constantes del nuevo modelo para el capacitor de compuerta-fuente del PHEMT de 0.25 micrometros

$\eta$	$C_{\max} (fF)$	$a_{00}$	$a_{01} (V_{DS}^{-1})$	$a_{02} (V_{DS}^{-2})$	$a_{03} (V_{DS}^{-3})$
2	87.311	-29.7134	-1.1123	0.3261	2.9517
$a_{10} (V_{GS}^{-1})$	$a_{11} (V_{GS}^{-1}, V_{DS}^{-1})$	$a_{12} (V_{GS}^{-1}, V_{DS}^{-2})$	$a_{13} (V_{GS}^{-1}, V_{DS}^{-3})$	$a_{20} (V_{GS}^{-2})$	$a_{21} (V_{GS}^{-2}, V_{DS}^{-1})$
0.8534	-4.9056	-3.2151	11.2170	2.0979	-7.8884
$a_{22} (V_{GS}^{-2}, V_{DS}^{-2})$	$a_{23} (V_{GS}^{-2}, V_{DS}^{-3})$	$a_{30} (V_{GS}^{-3})$	$a_{31} (V_{GS}^{-3}, V_{DS}^{-1})$	$a_{32} (V_{GS}^{-3}, V_{DS}^{-2})$	$a_{33} (V_{GS}^{-3}, V_{DS}^{-3})$
-5.4836	38.1292	2.6655	-15.3158	3.9937	73.0515
$a_{40} (V_{GS}^{-4})$	$a_{41} (V_{GS}^{-4}, V_{DS}^{-1})$	$a_{42} (V_{GS}^{-4}, V_{DS}^{-2})$	$a_{43} (V_{GS}^{-4}, V_{DS}^{-3})$	$a_0$	$a_1 (V_{DS}^{-1})$
0.6385	-11.3050	4.8143	44.3859	-0.0861	-0.3105
$a_2 (V_{DS}^{-2})$	$a_3 (V_{DS}^{-3})$				
0.3363	1.6901				

que se puede llegar es que el error sería mucho mayor si dichos capacitores hubiesen sido modelados por medio de algunos de los modelos que se expusieron, Curtice cuadrático, Statz et al, Angelov et al, ya que como se mencionó dichos modelos no siguen a las mediciones.

Los polinomios de interpolación que se utilizaron tienen como función seguir las mediciones para así tener el menor error posible. Este hecho confirma que los errores obtenidos en el modelado de  $I_{DS} (V_{GS}, V_{DS})$  podrían disminuir al emplearse el modelo de Chen. Sin embargo, el modelo de Chen no logra funcionar para la región inversa del transistor, debido a que la función  $\psi (V_{GS}, V_{DS})$  se vuelve compleja a raíz de que la corriente es negativa.

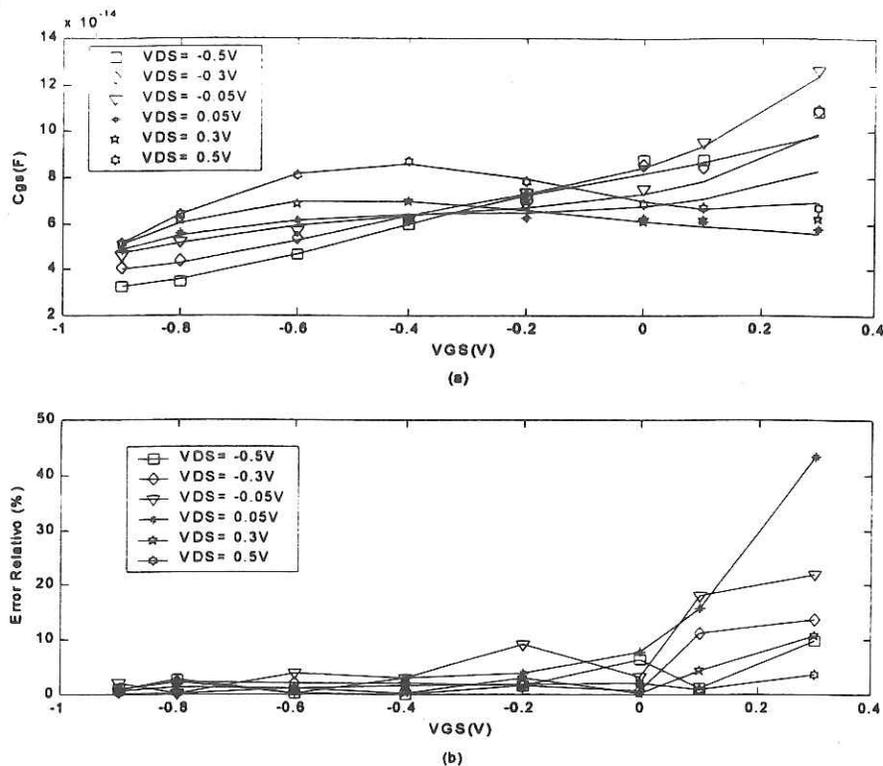


Figura 32 Modelado del PHEMT de  $0.25\mu\text{m}$  con los valores de la tabla : (a) Modelado de  $C_{gs}$  en función de  $V_{GS}$  a diferentes  $V_{DS}$ , los símbolos son las mediciones y las líneas son las modeladas. (b) Error relativo del modelado en porcentaje.

Tabla VI Valores de las constantes del nuevo modelo para el capacitor de compuerta-drenador del PHEMT de 0.25 micrometros

$\eta$	$C_{max} (fF)$	$a_{00}$	$a_{01} (V_{DS}^{-1})$	$a_{02} (V_{DS}^{-2})$	$a_{03} (V_{DS}^{-3})$
2	88.635	-29.9033	0.1769	-0.1698	-0.2667
$a_{10} (V_{GS}^{-1})$	$a_{11} (V_{GS}^{-1}, V_{DS}^{-1})$	$a_{12} (V_{GS}^{-1}, V_{DS}^{-2})$	$a_{13} (V_{GS}^{-1}, V_{DS}^{-3})$	$a_{20} (V_{GS}^{-2})$	$a_{21} (V_{GS}^{-2}, V_{DS}^{-1})$
0.7974	-1.2959	2.3004	14.0599	1.7457	-3.8097
$a_{22} (V_{GS}^{-2}, V_{DS}^{-2})$	$a_{23} (V_{GS}^{-2}, V_{DS}^{-3})$	$a_{30} (V_{GS}^{-3})$	$a_{31} (V_{GS}^{-3}, V_{DS}^{-1})$	$a_{32} (V_{GS}^{-3}, V_{DS}^{-2})$	$a_{33} (V_{GS}^{-3}, V_{DS}^{-3})$
-8.0437	8.3509	2.3314	9.7347	-18.0585	-41.3591
$a_{40} (V_{GS}^{-4})$	$a_{41} (V_{GS}^{-4}, V_{DS}^{-1})$	$a_{42} (V_{GS}^{-4}, V_{DS}^{-2})$	$a_{43} (V_{GS}^{-4}, V_{DS}^{-3})$	$a_0$	$a_1 (V_{DS}^{-1})$
0.5604	9.3499	-5.6599	-30.1977	-0.0940	0.1341
$a_2 (V_{DS}^{-2})$	$a_3 (V_{DS}^{-3})$				
-0.5934	-1.7123				

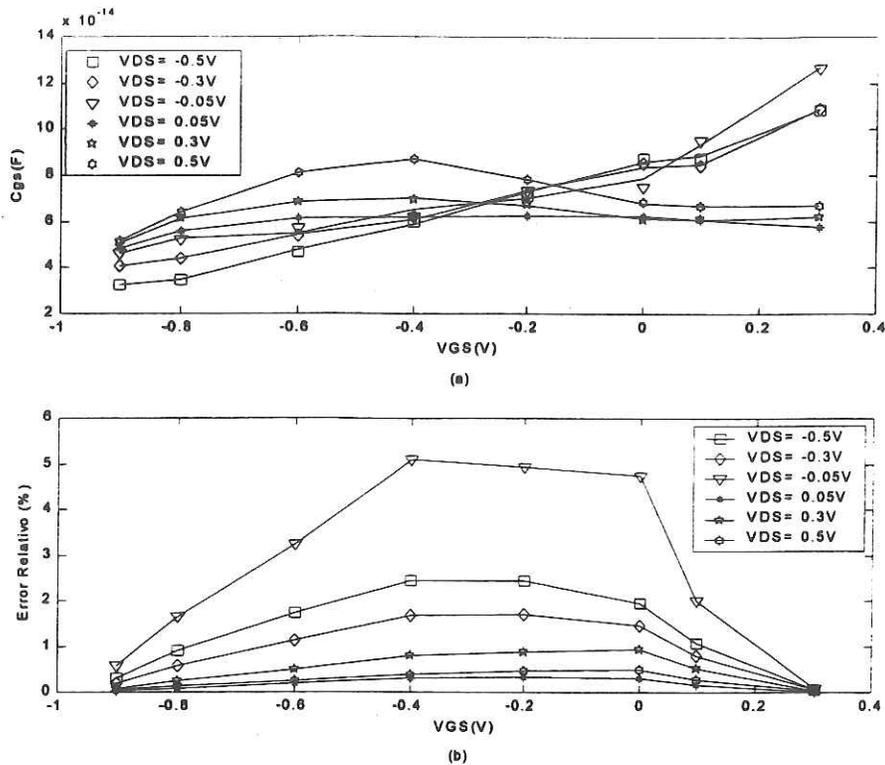


Figura 33 Modelado de  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$  con  $m=12$  y  $n=6$ : (a) Modelado de  $c_{gs}$  en función de  $V_{GS}$  a diferentes  $V_{DS}$ , los símbolos son las mediciones y las líneas son las modeladas. (b) Error relativo obtenido en el modelado.

Tabla VII Corriente drenador-fuente en función de la longitud de compuerta del transistor a diferentes puntos polarización

Punto de polarización	$I_{DS}(0.25\mu m)$ mA	$I_{DS}(0.5\mu m)$ mA	$I_{DS}(1\mu m)$ mA
$V_{DS} = -0.5V - V_{GS} = -0.65V$	-22.481	-15.734	-9.656
$V_{DS} = -0.3V - V_{GS} = -0.75V$	-9.96	-5.484	-2.425
$V_{DS} = -0.1V - V_{GS} = -0.85V$	-2.364	-0.312	-0.046
$V_{DS} = 0.5V - V_{GS} = -0.65V$	2.4413	0.9368	0.2619
$V_{DS} = 0.3V - V_{GS} = -0.75V$	2.185	0.4912	0.0676
$V_{DS} = 0.1V - V_{GS} = -0.85V$	0.9506	0.1212	0.0134

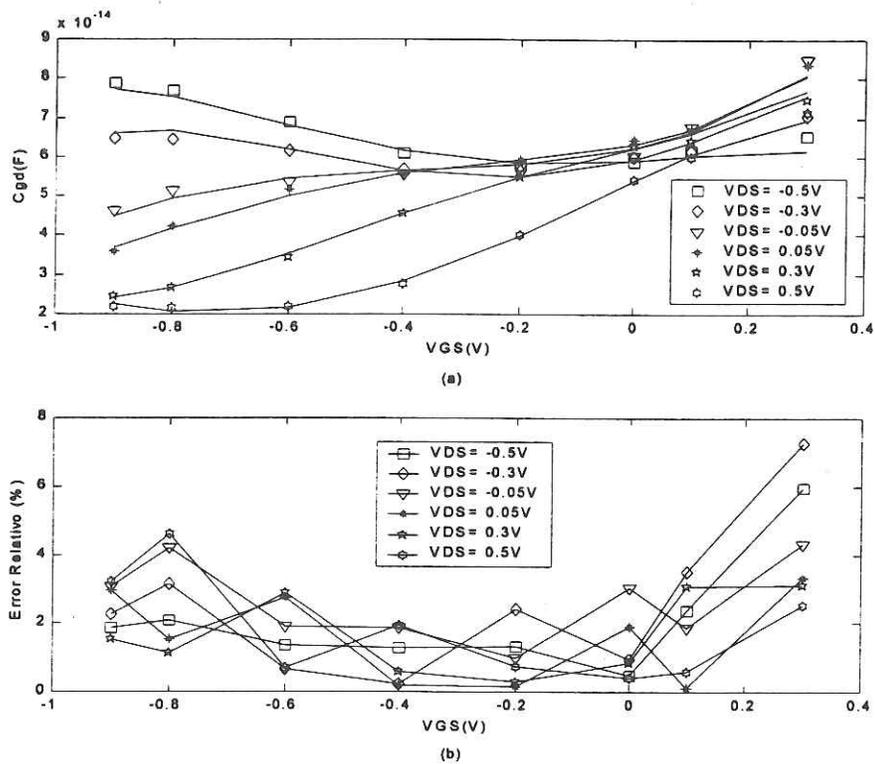


Figura 34 Modelado de  $c_{gd}$  con los valores de la tabla : (a) Modelado de  $c_{gd}$  en función de  $V_{GS}$  a diferentes  $V_{DS}$ , los símbolos son las mediciones y las líneas son las modeladas. (b) Error relativo obtenido en el modelado.

## V Aplicación de los modelos no lineales para el desarrollo de un mezclador de baja distorsión.

Con los recientes avances en las comunicaciones móviles, los requerimientos como rendimiento, bajos consumos de potencia, miniaturización han incrementado. Esto trae como consecuencia el desarrollo de nuevos estudios a los dispositivos, que posteriormente dan como resultados posibles soluciones para satisfacer los requerimientos mencionados.

En este capítulo se mostrará cómo la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  de un transistor influye en el diseño mezcladores. Sin embargo, nuestro interés es diseñar un mezclador de baja distorsión utilizando un PHEMT Frío, esto significa que el transistor está operando en la región óhmica, a diferencia de otros mezcladores que operan en la región de saturación. De esta manera se presenta un método basado en la transformada de Fourier para demostrar que es posible realizar un mezclador de baja distorsión operando al transistor en la región óhmica. Por último se propone el diseño y la metodología para diseñar las redes que se necesitan de dicho mezclador.

### V.1 Concepto de un mezclador.

Aunque los mezcladores son utilizados comúnmente en los sistema de recepción, también pueden ser utilizados en los sistemas de transmisión. Los mezcladores pueden ser utilizados como moduladores, detectores de fase y como conversor de frecuencia, Maas [1988]. En este capítulo se hablará en particular del mezclador como conversor de frecuencia.

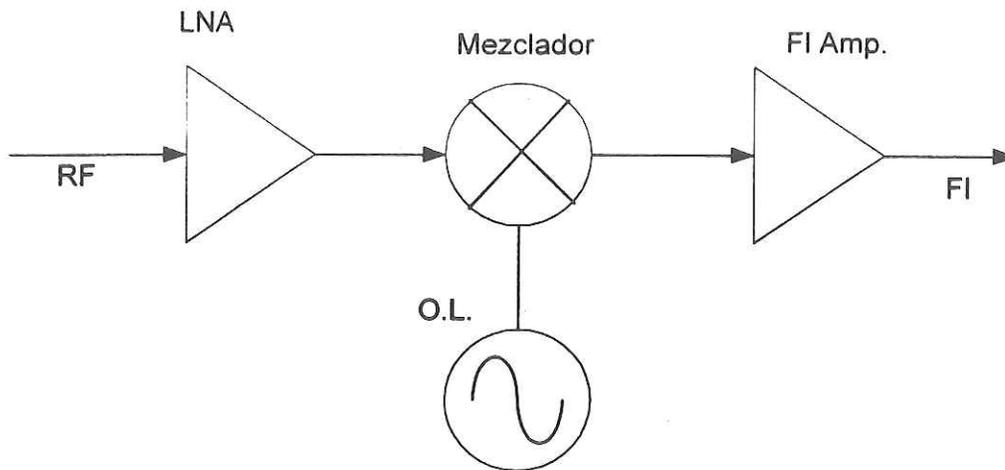


Figura 35 Diagrama de bloques de un receptor sencillo.

Un mezclador como convertidor de frecuencia nace con el fin de facilitar la etapa de recepción, es decir, que la amplificación y selección de todos los emisores se puedan recibir sobre una misma frecuencia llamada frecuencia intermedia (FI). Esta FI es el producto de dos señales; la primera es una señal a la que llamaremos radiofrecuencia (RF), que por lo general es una señal que tiene una información modulada a una frecuencia y que proviene de un transmisor, mientras que la segunda señal es generada en el receptor, al que llamaremos oscilador local (OL). Éste, por lo general, genera una señal con una potencia mayor que las otras señales. Sin embargo, su frecuencia por lo general es inferior a la de RF.

El diagrama de bloques de un sistema simple de recepción se muestra en la figura 35, en donde se pueden apreciar las señales ya mencionadas en el párrafo anterior. De esta manera toda la circuitería que sigue después del amplificador de FI esta diseñada para que funcione a la frecuencia intermedia.

El proceso de mezclado se define con la siguiente expresión:

$$FI = (\pm n f_{RF} \pm m f_{OL}) \quad (78)$$

donde:

$$n = 0, 1, 2, 3, \dots, \infty.$$

$$m = 0, 1, 2, 3, \dots, \infty.$$

$f_{OL}$  es la frecuencia del oscilador local.

$f_{RF}$  es la frecuencia de radiofrecuencia.

De acuerdo con (78), a la salida del mezclador se producen un conjunto de señales armónicas, entre las cuales nos interesa dos frecuencias en particular,  $(f_{OL} - f_{RF})$ , "down converter", y  $(f_{OL} + f_{RF})$ , "up converter".

## V.2 Productos de intermodulación y pérdidas por conversión.

Todo el conjunto de frecuencias que se presentan a la salida de algún dispositivo no lineal, a consecuencia de la combinación de dos o más tonos, se le llama productos de intermodulación (IM). Estos productos son señales espurias y representan un gran problema en los sistemas de recepción, ya que pueden causar interferencias con respecto a la señal que se desea. De todos los productos de IM los que nos interesan son los productos de IM de orden impar, en especial los de tercer orden, que ocurren a  $2f_{OL} - f_{RF}$  y  $2f_{RF} - f_{OL}$ , debido a que estos productos son los de mayor nivel de potencia y se presentan muy cerca de las frecuencias de RF y OL. Esto implica que el filtro que se requiere para eliminar los productos de intermodulación de tercer orden debe de ser muy selectivo, esto significa que el filtro sea muy difícil de diseñar o incluso

que no se pueda hacer, ya sea por limitaciones tecnológicas, por el tipo de material en que quiere hacer, etc.

Otro parámetro utilizado para caracterizar el rendimiento de un mezclador es la pérdida por conversión (PC), que se define como la diferencia de potencia en dB entre la señal de RF y la señal de FI.

$$PC = Potencia_{RF}(dB) - Potencia_{FI}(dB) \quad (79)$$

Dicho de otra forma las pérdidas por conversión nos indica la cantidad de energía de RF que se convierte en energía de FI.

### V.3 Mezclador de baja distorsión.

Un mezclador se puede realizar con un dispositivo no lineal. Uno de los primeros dispositivos usados fueron los diodos Schottky, que proporcionaban los peores niveles de IM y las pérdidas por conversión eran muy altas, posteriormente siguieron los transistores que ofrece: menores pérdidas por conversión, compatibilidad en los procesos monolíticos. Sin embargo, los diseños son muy complicados.

Bajas pérdidas por conversión y bajos niveles de intermodulación es lo que se busca en un mezclador. Una solución a este problema es la utilización de un mezclador resistivo hecho con un transistor, en este caso por medio de un PHEMT Frío, esto implica que el transistor se encuentre operando en la región óhmica, con un voltaje promedio  $V_{DS} = 0V$ .

Un transistor en esta condición actúa como una resistencia no lineal controlada por voltaje. Esta característica es muy parecida al funcionamiento de los mezcladores hechos con diodos Schottky, en el que el voltaje de OL modula la conductancia del diodo para producir la conversión de frecuencia. En el caso del transistor el voltaje de OL es utilizado de la misma manera. Sin embargo, esta resistencia representa una pequeña no linealidad, por esta razón es capaz de producir niveles de IM muy bajos.

En los párrafos anteriores se menciona que el uso de un PHEMT Frío puede producir bajos niveles de IM, debido a que el transistor se comporta como una resistencia no lineal controlada por voltaje. De esta forma se propone que el OL esté conectado a la compuerta, para que éste module la conductancia del transistor, mientras que en el drenador le llegue la señal de RF. Para demostrar que con esta configuración se puede hacer un mezclador, nos auxiliaremos del modelo de corriente de  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  de Angelov, ya que la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  es el elemento más importante para un mezclador hecho con un transistor.

$$I_{ds} = I_{pk} (1 + \tanh(\psi)) (1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\alpha V_{ds}) \quad (80)$$

Si la función  $\psi = \sum_{i=1}^3 P_i (V_{gs} - V_{pk})^i$ , entonces:

$$I_{ds} = I_{pk} \left( 1 + \tanh \left( \sum_{i=1}^3 P_i (V_{gs} - V_{pk})^i \right) \right) (1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\alpha V_{ds}) \quad (81)$$

Si  $V_{gs} = A_1 \cos(2\pi f_{OL}t)$  y  $V_{ds} = A_2 \cos(2\pi f_{RF}t)$ , donde  $A_1$  y  $A_2$  son las amplitudes de la señal de OL y RF respectivamente. Suponiendo que  $V_{pk} = 0$  para simplificar los cálculos, se tiene lo siguiente:

$$I_{ds} = I_{pk} (1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\alpha V_{ds}) + I_{pk} (1 + \lambda V_{ds}) \tanh\left(\left(\sum_{i=1}^3 P_i (V_{gs} - V_{pk})^i\right)\right) \tanh(\alpha V_{ds}) \quad (82)$$

La ecuación (82) consta de dos términos. Para que la demostración sea fácil de desarrollar, reescribiremos la ecuación (82) de la siguiente forma:

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_F + I_C \quad (83)$$

Donde:

$$I_F = I_{pk} (1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\alpha V_{ds}) \quad (84)$$

$$I_C = I_{pk} (1 + \lambda V_{ds}) \tanh\left(\left(\sum_{i=1}^3 P_i V_{gs}^i\right)\right) \tanh(\alpha V_{ds}). \quad (85)$$

Utilizando hasta el tercer término de la series de Taylor en la función "tanh" podemos analizar  $I_F$ :

$$I_F = I_{pk} (1 + \lambda V_{ds}) \left( \alpha V_{ds} - \frac{(\alpha V_{ds})^3}{3} + \frac{2(\alpha V_{ds})^5}{15} \right) \quad (86)$$

Como podemos ver, la ecuación (86) es dependiente de la frecuencia de RF ( $f_{RF}$ ), obteniendo componentes de  $f_{RF}$ ,  $3f_{RF}$ ,  $5f_{RF}$ , ..., etc. Por otro lado, si hacemos lo mismo para la ecuación (85) tendremos:

$$I_C = (I_{pk} + I_{pk}\lambda V_{ds}) \left( \sum_{i=1}^3 P_i V_{gs}^i - \frac{\left( \sum_{i=1}^3 P_i V_{gs}^i \right)^3}{3} + \frac{2 \left( \sum_{i=1}^3 P_i V_{gs}^i \right)^5}{15} \right) \left( \alpha V_{ds} - \frac{(\alpha V_{ds})^3}{3} + \frac{2(\alpha V_{ds})^5}{15} \right) \quad (87)$$

Así mismo podemos reescribir la ecuación (87) de la siguiente forma:

$$I_C = I_{C1} + I_{C2} \quad (88)$$

Donde:

$$I_{C1} = I_{pk} \left( \sum_{i=1}^3 P_i V_{gs}^i - \frac{\left( \sum_{i=1}^3 P_i V_{gs}^i \right)^3}{3} + \frac{2 \left( \sum_{i=1}^3 P_i V_{gs}^i \right)^5}{15} \right) \left( \alpha V_{ds} - \frac{(\alpha V_{ds})^3}{3} + \frac{2(\alpha V_{ds})^5}{15} \right) \quad (89)$$

$$I_{C2} = I_{pk}\lambda V_{ds} \left( \sum_{i=1}^3 P_i V_{gs}^i - \frac{\left( \sum_{i=1}^3 P_i V_{gs}^i \right)^3}{3} + \frac{2 \left( \sum_{i=1}^3 P_i V_{gs}^i \right)^5}{15} \right) \left( \alpha V_{ds} - \frac{(\alpha V_{ds})^3}{3} + \frac{2(\alpha V_{ds})^5}{15} \right) \quad (90)$$

De la ecuación (88) sólo nos interesan las componentes de la suma y la resta de OL y RF. Para esto debemos de desarrollar las expresiones (89) y (90). Desarrollando dichas expresiones, podemos obtener al menos un término que involucre la suma y la resta de OL y RF.

Por inspección las ecuaciones (89) y (90) presentan términos en el cual tanto  $V_{gs}$  como  $V_{ds}$  están elevados a una potencia, esto implica que tendremos múltiplos de las frecuencias de OL y RF y cuyas amplitudes son muy pequeñas tal que se pueden

despreciar. Sin embargo, de (89) tenemos un producto que no se puede despreciar, entonces sea:

$$FI = \alpha I_{pk} \left( \sum_{i=1}^3 P_i V_{gs}^i \right) V_{ds} \quad (91)$$

entonces:

$$FI(t) = \alpha I_{pk} A_2 \cos(2\pi f_{RF}t) \left( \sum_{i=1}^3 P_i A_1^i \cos^i(2\pi f_{OL}t) \right) \quad (92)$$

$$FI(t) = \alpha I_{pk} A_2 \cos(2\pi f_{RF}t) (P_1 A_1 \cos(2\pi f_{OL}t) + P_2 A_1^2 \cos^2(2\pi f_{OL}t) + P_3 A_1^3 \cos^3(2\pi f_{OL}t)) \quad (93)$$

Con el fin de demostrar que se produce los términos de la FI, se tomará de la ecuación (93) el primer producto de la serie ya que los otros productos contienen componentes en frecuencias múltiplos de OL.

$$FI(t) = \alpha I_{pk} P_1 A_1 A_2 \cos(2\pi f_{RF}t) \cos(2\pi f_{OL}t) \quad (94)$$

$$FI(t) = \frac{\alpha I_{pk} P_1 A_1 A_2}{2} (\cos(2\pi (f_{OL} - f_{RF})t) + \cos(2\pi (f_{OL} + f_{RF})t)) \quad (95)$$

Aplicando la transformada de Fourier a la ecuación (95) se obtiene:

$$FI(f) = \alpha I_{pk} P_1 A_1 A_2 (\delta(f - (f_{OL} - f_{RF})) + \delta(f + (f_{OL} + f_{RF}))) \quad (96)$$

La ecuación (96) nos demuestra que se puede hacer un mezclador aplicando las señales a la compuerta y al drenador. Por otra parte, la magnitud de  $FI(f)$  es

directamente proporcional a las amplitudes de las señales. Sin embargo, a simple vista no se puede ver ¿cómo es afectado la magnitud de  $FI(f)$ ?, ya que si  $A_1$  o  $A_2$  son valores pequeños la magnitud de  $FI(f)$  igualmente es pequeña, la única manera de poder determinar el efecto que tiene  $A_1$  y  $A_2$  sobre  $FI(f)$  es por medio de un análisis numérico.

#### V.4 Método para comprobar el mezclador de baja distorsión.

En la sección anterior se presentó el funcionamiento del mezclador resistivo y se comprobó de una manera analítica ¿cómo la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  influye para la realización de un mezclador?. Sin embargo, no es posible estimar ¿cómo es afectada la magnitud de la señal mezclada cuando se varían los niveles de las señales de OL y RF?, a menos que sea por medio de un análisis numérico. Por tal motivo en esta sección se presenta un método basado en la transformada de Fourier para ver cómo afecta las amplitudes de OL y RF para la FI y además podemos demostrar con este método que un transistor operando como una resistencia no lineal controlada por voltaje puede funcionar como un mezclador de baja distorsión y calcular las pérdidas por conversión del mezclador de baja distorsión. En este análisis se hace uso de los modelos no lineales obtenidos y de los demás elementos del transistor.

En Peng [1997], se presenta un método para predecir las pérdidas por conversión. Sin embargo, este método sólo utiliza el circuito intrínseco del transistor y además hace una suposición que está basado en Maas [1987]; en donde se dice que  $R_s \cong R_d$ .

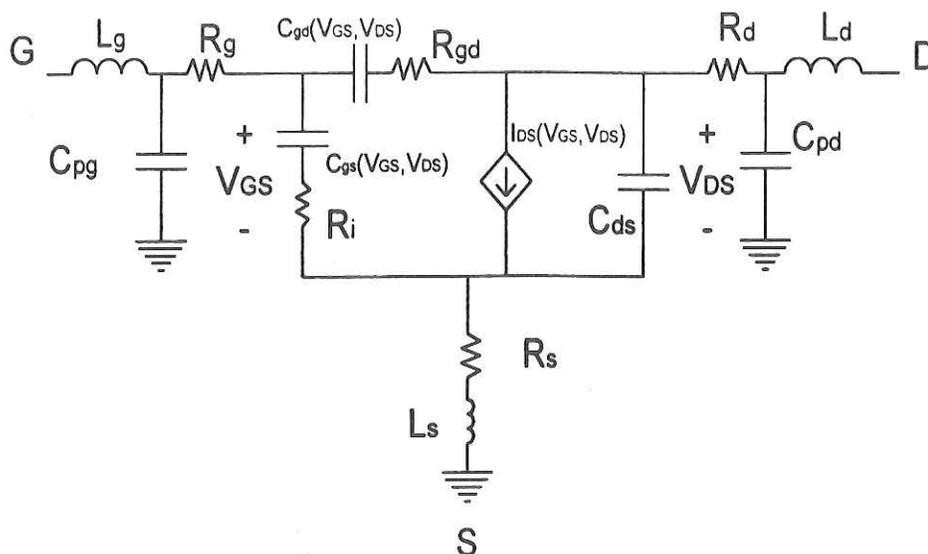


Figura 36 Circuito Eléctrico Equivalente no lineal

Esta suposición es incorrecta, ya que es muy difícil encontrar un transistor con esta condición.

El nuevo método que se propone para analizar las pérdidas por conversión está basado en el cálculo de la transformada de Fourier de la corriente de salida del transistor en función de los voltajes aplicados a las terminales del transistor y de los elementos extrínsecos e intrínsecos. Para esto se necesitaron los modelos de corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  y de capacitancias obtenidos en el capítulo anterior. El análisis fue hecho para el transistor HP F4X25 con una longitud de ancho de compuerta de  $0.25\mu m$ .

Si analizamos el circuito eléctrico equivalente intrínseco, de la figura 36 se puede obtener una corriente  $I_2$  que nos representaría la corriente de salida del transistor, como aparece se ve en la figura 37.

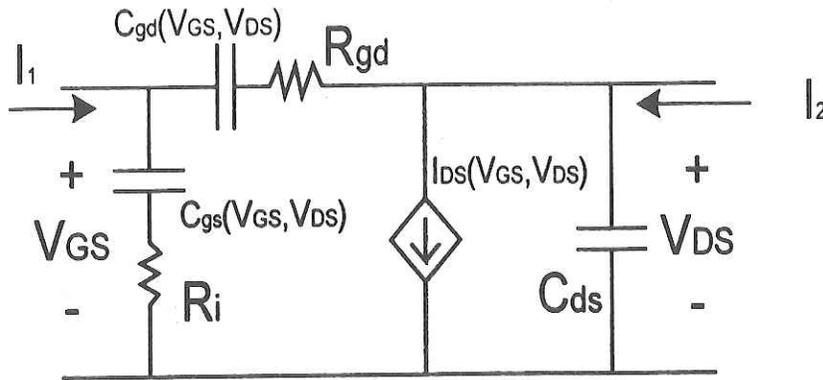


Figura 37 Circuito Intrínseco no lineal

$$I_2 = I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) + j\omega \left( c_{ds} + \frac{C_{gd}(V_{gs}, V_{ds})}{1 + j\omega R_{gd} C_{gd}(V_{gs}, V_{ds})} \right) V_{ds} - \frac{j\omega C_{gd}(V_{gs}, V_{ds})}{1 + j\omega R_{gd} C_{gd}(V_{gs}, V_{ds})} V_{gs} \quad (97)$$

Haciendo un análisis nodal en  $I_2$  se obtiene la ecuación (97). La corriente de salida involucra la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ , pero esta  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$  es la intrínseca y se encuentra en función de los voltajes intrínsecos del transistor; por tal motivo se deben calcular los voltajes intrínsecos.

Para calcular los voltajes intrínsecos, consideremos el siguiente circuito que aparece en la figura 38. Sea  $V_{gs_{ext}} = A_1 \cos(2\pi f_{OL} t) - V_{V_{GS}}$  y  $V_{ds_{ext}} = A_2 \cos(2\pi f_{RF} t)$ , donde  $V_{V_{GS}}$  es el voltaje de polarización de la compuerta.

$$V_{DS} = V_{C_{pd}} - (R_d + R_s + j\omega_{RF} L_s) I_{DS_{ext}} \quad (98)$$

Por otra parte,  $V_{C_{pd}}$ :

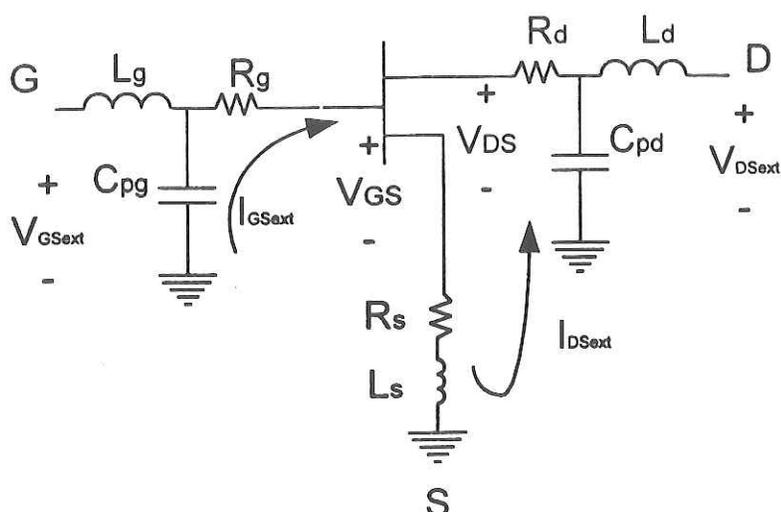


Figura 38 Circuito Extrínseco para calculo de los voltajes intrínsecos del transistor.

$$V_{C_{pd}} = \frac{V_{d_{sext}}}{1 - \omega_{RF}^2 L_d C_{pd}} \quad (99)$$

Entonces,

$$V_{DS} = \frac{V_{d_{sext}}}{1 - \omega_{RF}^2 L_d C_{pd}} - (R_d + R_s + j\omega_{RF} L_s) I_{D_{sext}} \quad (100)$$

Por otra parte, para encontrar  $V_{GS}$ , resolvemos la malla de entrada.

$$V_{GS} = V_{C_{pg}} - R_g I_{G_{sext}} - (R_s + j\omega_{RF} L_s) I_{D_{sext}} \quad (101)$$

Finalmente,

$$V_{C_{pg}} = \frac{V_{g_{sext}}}{1 - \omega_{OL}^2 L_g C_{pg}} \quad (102)$$

Combinando (102) en (101) y considerando que  $I_{G_{sext}}$  es suficientemente pequeño para que se pueda despreciar la caída de voltaje en  $R_g$ , se obtiene:

$$V_{GS} = \frac{V_{gsext}}{1 - \omega_{OL}^2 L_g C_{pg}} - (R_s + j\omega_{RF} L_s) I_{DSext} \quad (103)$$

Con los voltajes intrínsecos calculados y fijando  $R_{gd}$  y  $c_{ds}$  como constantes se procede a utilizar la ecuación (97) con el fin de obtener la corriente  $I_2$  que representa la corriente del transistor. Esta  $I_2$  que se obtiene esta en el dominio del tiempo. Una representación espectral se puede lograr aplicando la transformada de Fourier a la corriente de salida.

En microondas las unidades de potencia está dada en dBm, por tal motivo calculamos la potencia referida a 1mW a un  $Z_0 = 50\Omega$ . Las pérdidas por conversión se puede calcular con la ecuación (79).

#### V.4.1 Selección de $V_{GS}$ para mínimas pérdidas por conversión.

Las pérdidas por conversión es un parámetro importante en el mezclador, entre menor sean mejor será el mezclador. Un trabajo anterior como lo es García et al, [1999], presenta el voltaje óptimo de  $V_{GS}$  para obtener las mínimas pérdidas por conversión. Sin embargo, el motivo del para escoger ese valor, no es mencionado. Una hipótesis para explicar este hecho se propone a continuación. Consideremos el circuito eléctrico equivalente intrínseco del transistor de la figura 39.

Lo que se desea es que exista un mayor voltaje de salida entre el drenador (D) y la fuente (S). Para lograr esto se propone encontrar el valor mínimo de  $G_{DS}$  en función de  $V_{GS}$ , tal que este voltaje mantenga en operación al transistor. Este caso se presenta cerca del  $V_T$ .

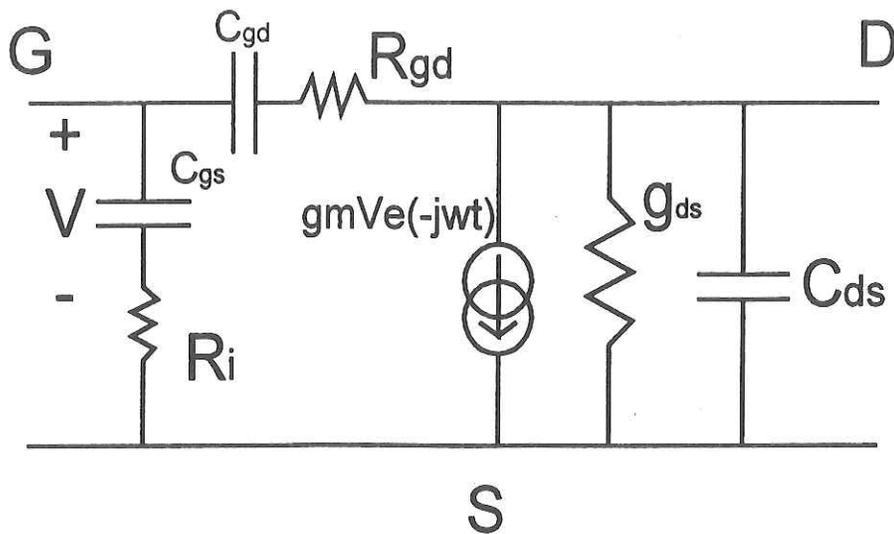


Figura 39 Circuito eléctrico equivalente intrínseco del FET en Frío.

Se escogió un  $V_{DS} = 0.1V$ , debido a que es el valor más cercano a  $0V$ . Si observamos la figura 40 tenemos la conductancia  $G_{DS}$  en función de  $V_{GS}$  y como se mencionó en el párrafo anterior, el valor mínimo de  $G_{DS}$  se encuentra cerca del  $V_T$ . Eligiendo  $V_{GS} = -0.8V$  obtenemos una conductancia de  $5mS$ ; el inverso de la conductancia nos entrega una resistencia de  $200\Omega$ , que es un valor de resistencia mayor que si se hubiera escogido un valor de  $V_{GS} > -0.8V$ .

## V.5 Diseño del mezclador de baja distorsión.

Como se presentó en las secciones anteriores, el transistor por sí sólo es capaz de trabajar como un mezclador, siempre y cuando las impedancias del OL, RF y FI se encuentren acopladas al transistor. Una configuración sencilla para un mezclador resistivo se muestra en la figura 41. Como se puede observar, se necesita diseñar

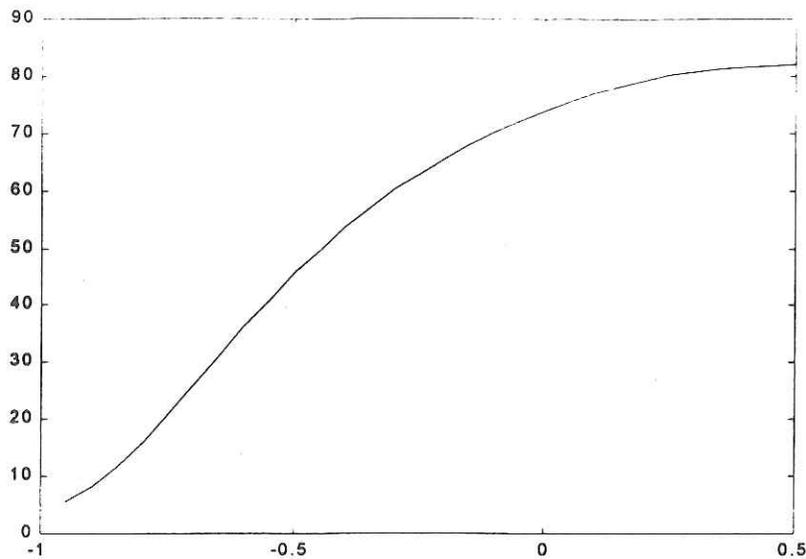


Figura 40  $G_{DS} - V_{GS} @ V_{DS} = 0.1V$

las redes de acoplamiento y el filtro de la frecuencia intermedia. Para este caso, el transistor está en una configuración de fuente común y la impedancia del oscilador local en este caso  $50\Omega$  debe de acoplarse a la compuerta del transistor (G) mientras que el drenador del transistor (D) se debe de acoplar a las impedancias de RF y de FI en este caso  $50\Omega$ .

En microondas, hablar de acoplamiento se refiere a que el coeficiente de reflexión se encuentra al centro de la carta de Smith o, en su defecto, que el coeficiente de reflexión sea igual a cero. Un coeficiente de reflexión es la relación entre el voltaje reflejado y el voltaje incidente, es decir:

$$\Gamma = \frac{\text{Potencia}_{\text{reflejado}}}{\text{Potencia}_{\text{incidente}}} \quad (104)$$

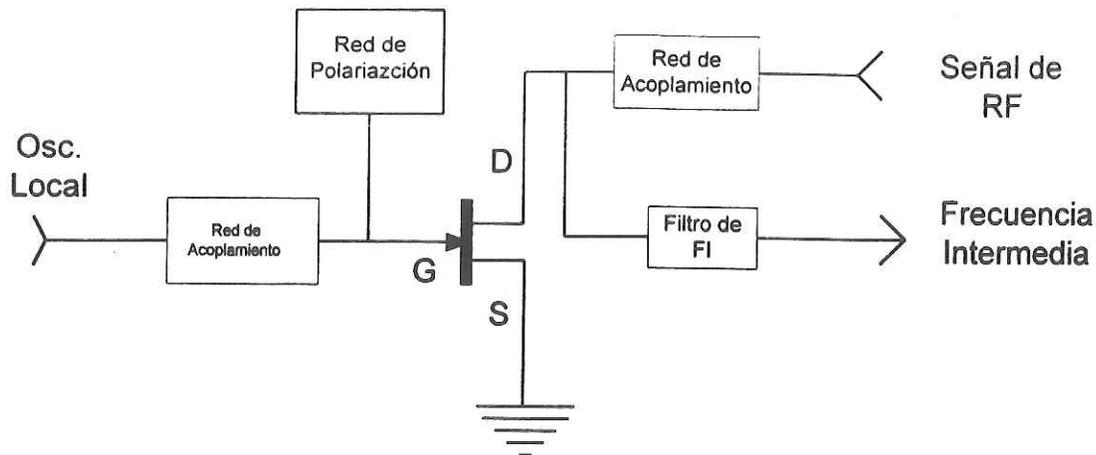


Figura 41 Diagrama a bloque del mezclador de baja distorsión.

Lo que se busca entonces es llevar los coeficientes de reflexión lo más cercano posible al centro de la carta de Smith, ya sea por medio de elementos concentrados o distribuidos. Para esto se utilizarán los parámetros S del transistor, en particular  $S_{11}$  y  $S_{22}$ , ya que éstos nos representan los coeficientes de reflexión de la compuerta y del drenador respectivamente. Los parámetros S se midieron a  $V_{GS} = -0.8V$  para obtener las mínimas pérdidas por conversión y a  $V_{DS} = 0V$  debido a que la señal de RF tiene valor promedio de 0V.

En microondas existen dos formas para diseñar las redes de acoplamiento. Estos son:

- 1.- Método gráfico utilizando la carta de Smith.
- 2.- Método de síntesis de redes.

El primer método es muy utilizado para hacer acoplamientos para una sola frecuencia. Cuando se tiene que hacer para más de una frecuencia el método es ineficaz, la razón por la cual no se puede utilizar es debido a que se tiene un  $\Gamma$  diferente para

cada frecuencia. Para este caso se utiliza el segundo método. Este método genera una topología a partir de polinomios que están en función de los coeficientes de reflexión.

Cabe mencionar que el diseño de las redes de acoplamiento y del filtro están hechos con elementos concentrados ideales y que los valores de estos están pensados para que puedan ser contruidos en elementos distribuidos.

### V.5.1 *Diseño de la red de acoplamiento para el OL.*

La red de acoplamiento para el OL tiene como objetivo dejar pasar la frecuencia del OL a la compuerta del transistor con las mínimas pérdidas por regreso posibles. Para este caso se propone un oscilador local que esté trabajando dentro de la banda X (8GHz -12.4GHz) con un ancho de banda a cada uno de sus lados de 0.5GHz.

En la tabla VIII se presenta las características de la red de acoplamiento de entrada.

TablaVIII Característica de la red de acoplamiento del OL

Tipo de Respuesta	Pasa Banda Chebyshev
Frecuencia de Operación	7.5GHz-8.5GHz
Impedancia de Entrada	50 $\Omega$
Impedancia de Salida	S <sub>11</sub> del PHEMT F4X25
Número de Resonadores	3
Factor de Rizo	0.05dB
Pérdidas por Regreso	menores de -7dB

### V.5.2 Diseño de la red de acoplamiento de RF

La red de acoplamiento para RF debe permitir el paso de la señal de RF al drenador del transistor con las mínimas pérdidas por regreso posibles. En la tabla IX se muestra las especificaciones de la red.

Tabla IX Característica de la red de acoplamiento de RF

Tipo de Respuesta	Pasa Altas Chebyshev
Frecuencia de Operación	12GHz - 14GHz
Impedancia de Entrada	S <sub>22</sub> del PHEMT F4X25
Impedancia de Salida	50Ω
Número de Resonadores	3
Factor de Rizo	0.05dB
Pérdidas por Regreso	menores de -7dB

### V.5.3 Diseño del filtro de FI.

Como se mostró en la sección anterior, la señal de FI es una señal rica en armónicos. En lo particular nos interesa solamente la diferencia del OL y la RF, por este motivo se propone diseñar el filtro con las características que se presentan en la tabla X.

## V.6 Procedimiento de diseño

El procedimiento de diseño se presenta por medio de un diagrama de bloques que se muestra en la figura 42.

Como se observa en el diagrama de bloques de la figura 42 se tienen dos procesos de optimización. El primero es el que se hace con el programa ESYN<sup>MR</sup>, esta optimización es aplicado solamente a la red sintetizada para obtener las mínimas pérdidas por

Tabla X Características del filtro de FI

Tipo de Respuesta	Pasa Bajas Chebyshev
Frecuencia de Operación	4.5GHz - 5.5GHz
Impedancia de Entrada	S <sub>22</sub> del PHEMT F4X25
Impedancia de Salida	50Ω
Número de Resonadores	3
Factor de Rizo	0.05dB
Perdidas por Regreso	menores -7dB

inserción posibles. Mientras que en el segundo bloque de optimización se utilizó MDS<sup>MR</sup>, esta vez tomando en cuenta al transistor y las redes sintetizadas. El objetivo de la optimización en esta parte es el de obtener pérdidas por regreso menores a -7dB en las bandas de operación de cada una de las redes.

El diseño está hecho para elementos concentrados. Sin embargo, los valores obtenidos son tales que se pueden realizar en elementos distribuidos.

## V.7 Comentarios finales

En este capítulo hemos podido observar cómo la corriente juega un papel importante en los mezcladores hechos con transistores. También hemos podido establecer una manera sencilla para predecir el comportamiento del mezclador usando los modelos no lineales que se desarrollaron en los capítulos anteriores, esto nos demuestra la importancia que juega el modelado del transistor en cualquier diseño. De esta forma podemos estar seguros que el transistor funcionará como esperamos, sin tener que recurrir a simuladores comerciales y costosos como MDS<sup>MR</sup>.

Por otra parte, hemos propuesto las características de las redes de acoplamiento. La utilización de programas de síntesis de redes es un camino muy popular debido

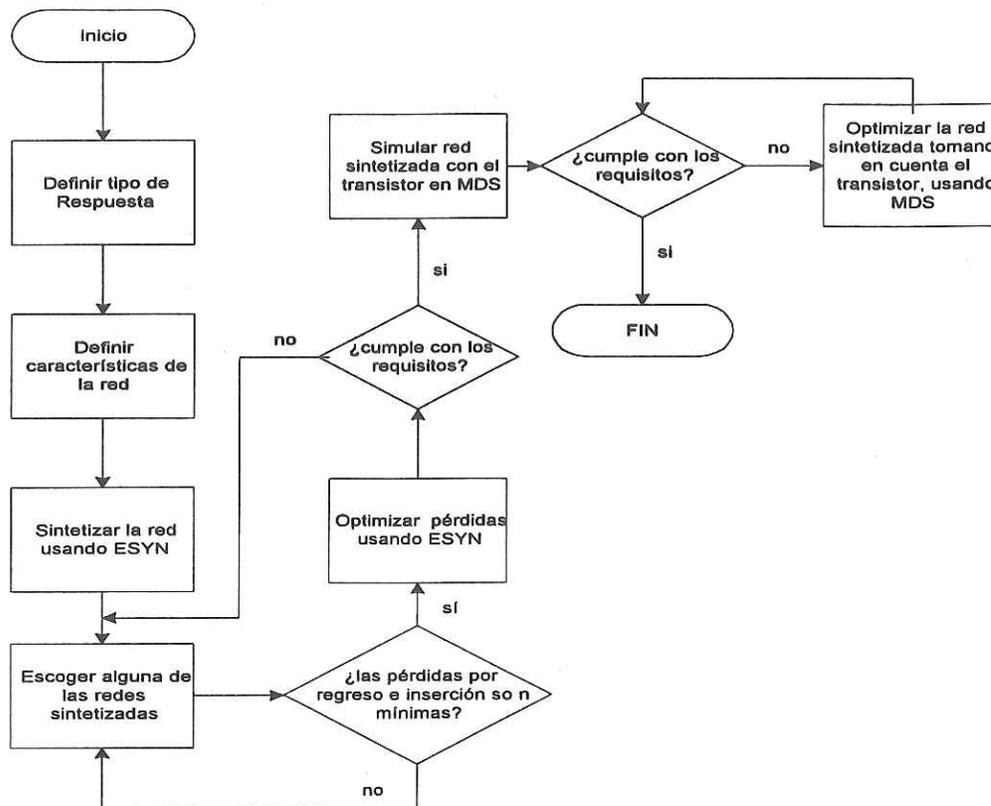


Figura 42 Diagrama a bloques de la metodología para el diseño de las redes de acoplamiento.

a lo complejo que se hace el cálculo de los elementos de las redes por los métodos convencionales. Como dato adicional, los requerimientos de las pérdidas por regreso son especificaciones que se usan en muchos diseños comerciales.

En el capítulo siguiente presentaremos los resultados del análisis por medio del método propuesto, así mismo se podrá ver cómo afecta la respuesta del mezclador cuando se varían los niveles de  $A_1$  y  $A_2$ , que son las amplitudes de las señales de OL y RF, respectivamente.

## VI Resultados teóricos del mezclador de baja distorsión.

En el capítulo anterior se propuso una forma analítica para la predicción de las pérdidas por conversión, así mismo se propusieron las especificaciones de las redes de acoplamiento que se necesitan. En este capítulo se presentan los resultados del análisis y las respuestas de las redes de acoplamiento.

### VI.1 Resultados del análisis del mezclador de baja distorsión.

En el capítulo anterior se mostró cómo la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  es fundamental para el proceso del mezclado. Sin embargo, lo único que se puede concluir de esa demostración es que al excitar al transistor con señales de AC en la compuerta como en el drenador podemos obtener la suma y la resta de OL y RF. Por otra parte, no podemos percibir cómo la magnitud de la FI varía si las amplitudes de OL y RF son diferentes. Una manera de hacerlo es por medio de un análisis numérico.

Sea  $V_{gs} = A_1 \cos(2\pi f_{OL}t)$  y  $V_{ds} = A_2 \cos(2\pi f_{RF}t)$ , donde  $f_{OL} = 8GHz$  y  $f_{RF} = 13GHz$ . Entonces, para ver cómo varía la magnitud de FI con respecto a las amplitudes de  $V_{gs}$  y  $V_{ds}$ , consideremos los siguientes casos:

CASO I.-  $A_1 < A_2$ .

CASO II.-  $A_1 > A_2$ .

CASO III.-  $A_1 = A_2$ .

Como se puede observar en la figura 43, el análisis muestra que en todos los casos se presenta la componente de RF y además se produce la suma y la resta de las señales

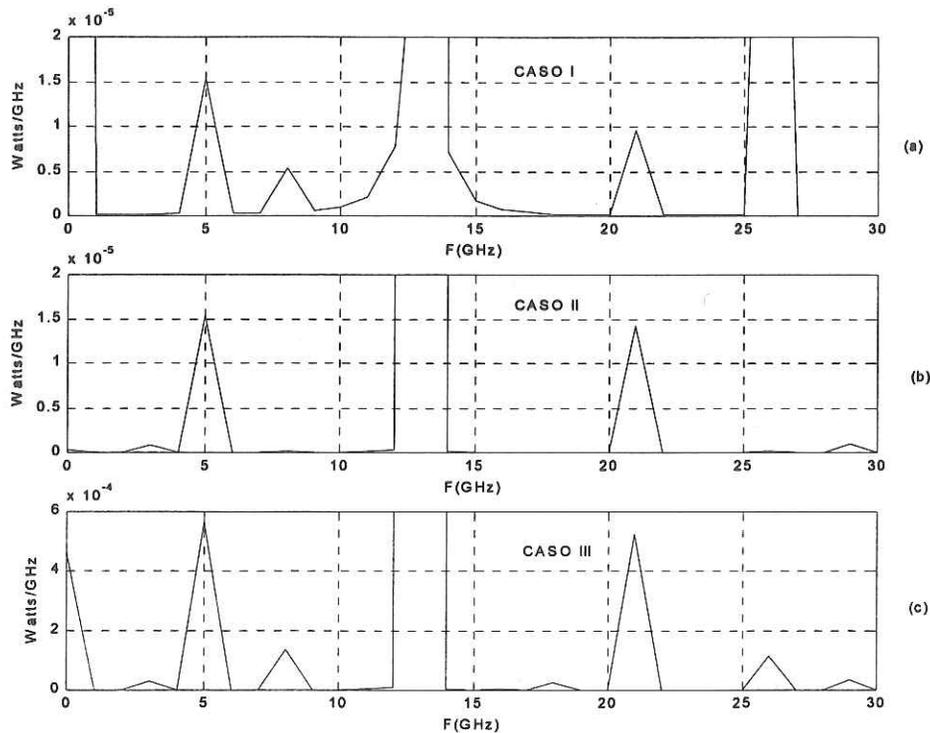


Figura 43 Comportamiento de la FI: (a)  $A_1 < A_2$ . (b)  $A_1 > A_2$  y (c)  $A_1 = A_2$ .

de OL y RF. Sin embargo, para el caso I y III el espectro de frecuencia es mucho más complejo, por ejemplo en el caso I se presenta la componente de OL, mientras que en el caso III se presentan las componentes de  $f_{OL}$ ,  $f_{RF}$ ,  $2f_{OL}$ ,  $2f_{RF}$  y las componentes de IM3. Por otra parte, el caso II sólo presenta una componente de IM3 en el cual la potencia es muy pequeña a comparación con el nivel de FI. Como se puede ver tanto para el caso I y II los niveles del "down converter" son iguales, sin embargo, el nivel del "up converter" en el caso I es mucho menor que en el del caso II, esto es debido a efectos no lineales producto de que el nivel de RF es mayor que el de OL.

Por otra parte, podemos concluir que el mejor caso es el II porque en el espectro de frecuencia no aparecen señales armónicas como en el caso I y III. Esto repercute en que el filtro de FI no tenga que tener una pendiente tan pronunciada.

Basado en el método para predecir las pérdidas por conversión del transistor que se propone en este trabajo, se procedió a calcular las pérdidas por conversión y la potencia en los productos de intermodulación de tercer orden a diferentes niveles de potencia de OL y manteniendo un nivel de RF constante. En la tabla XI se presentan las condiciones con que se hizo el análisis, sin embargo, el análisis estaría incompleto sin los datos de la tabla IV. Los resultados obtenidos se presentan en la tabla XII.

Tabla XI Parámetros para el análisis del mezclador de baja distorsión

$V_{GS}$	$f_{OL}$	$P_{OL}$	$f_{RF}$	$P_{RF}$	$C_{ds}$	$R_{gd}$	$C_{gd}$
-0.8 V	8 GHz	6 dBm	13 GHz	-10 dBm	1 fF	1 $\Omega$	Modelo

En la tabla XII se puede ver que los niveles de IM3 son muy bajos, que es lo que se esperaba obtener. Por otro lado, las pérdidas por conversión que se obtuvieron son un poco altas comparadas con los que se han obtenidos en otros trabajos de investigación [Peng, S. 1997]. Hay que mencionar que estos tipos de mezcladores no existen comercialmente y que solo son estudios que se tienen. Por otra parte, el transistor que se está utilizando en este trabajo es un transistor que no es comercial, esto puede ser un indicativo que utilizando un transistor comercial es posible obtener mejores pérdidas por conversión.

Sin embargo, con este análisis se logra observar ciertos fenómenos que no han sido reportados hoy en día. Se puede ver en la figura 44 que existe un nivel de

Tabla XII Resultados del análisis de las pérdidas por conversión

$P_{OL}$ (dbm)	$P_{RF}$ (dbm)	Pérd. Conv (dB)	$2f_{RF} - f_{OL}$ (dB)	$2f_{OL} - f_{RF}$ (dB)
0	-10	12.1404	-91.7080	-83.8121
2	-10	11.1634	-88.7361	-80.8826
4	-10	10.5907	-86.2086	-76.8603
6	-10	10.5014	-84.2372	-72.0324
8	-10	10.9620	-82.9190	-67.3000
10	-10	12.0531	-82.3404	-63.2026
12	-10	13.8449	-82.8739	-60.0060
14	-10	15.9917	-85.4060	-58.1659
16	-10	17.4745	-89.2634	-58.0762

potencia de OL tal que nos produce las mínimas pérdidas por conversión y a medida que incrementamos la potencia del OL las pérdidas por conversión van aumentando. Una posible razón para explicar este hecho es relacionándolo con la  $G_M$ , es decir, que para cada potencia de OL le corresponde un voltaje  $V_{GS}$  tal que corresponde al máximo  $G_M$  en la región óhmica, esto se puede comprobar por medio de la figura 25.a. Para potencias de OL mayores corresponde a un  $V_{GS}$  mayor, en estos casos se presenta el efecto del MESFET parásito. Tal parece que la aparición del MESFET parásito tiene un efecto negativo en las pérdidas por conversión.

Utilizando la ecuación (97) se analizó en frecuencia la respuesta del mezclador, comprobando así que los niveles de IM3 son muy pequeños y que es posible hacer un mezclador utilizando al transistor en la región óhmica. Dicha representación se muestra en la figura 45.

En las figura 45.a y 45.b se presentan los espectros de frecuencia de las señales de OL (8GHz) y RF (13GHz) respectivamente. Mientras que en 45.c se presenta la respuesta en frecuencia del mezclador, donde se pueden apreciar las componentes más importantes del mezclador, la suma y la diferencia de las señales de OL con RF. Así

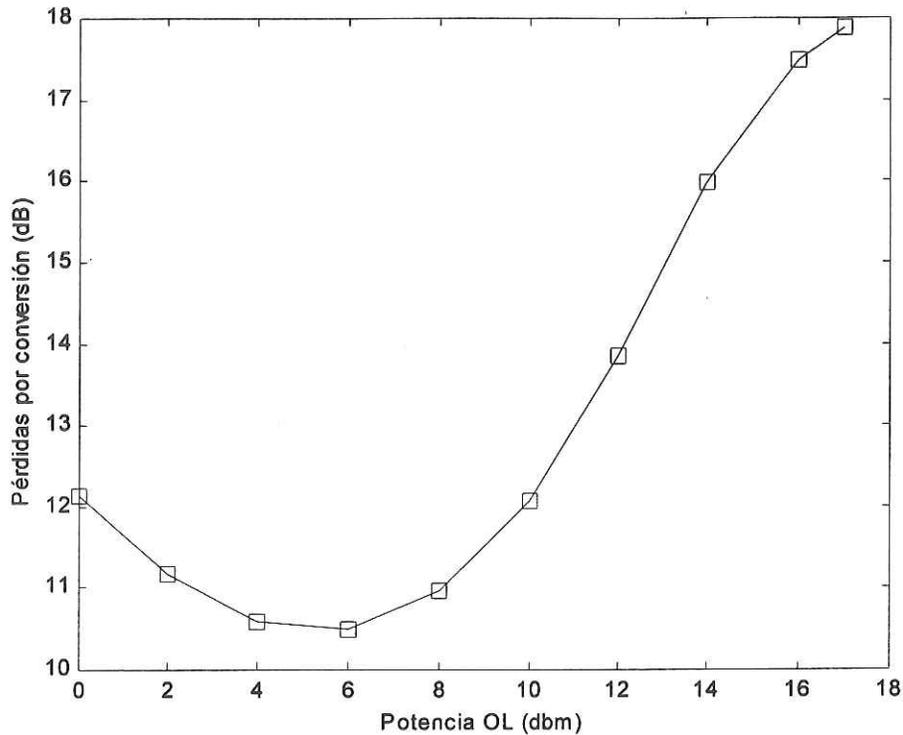


Figura 44 Pérdidas por conversión en función de la potencia del oscilador local.

mismo se puede observar que los productos de IM3 son muy pequeños en comparación con los niveles de FI.

Por otro lado, para comprobar que la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  es el elemento más importante en el proceso del mezclado se consideraron los casos que se presentan en la tabla XIII.

Como se aprecia en la tabla XIII se consideraron diferentes combinaciones para los elementos intrínsecos, los resultados se presentan en la tabla XIV. Como se puede ver en el caso *a* y *c*, las pérdidas por conversión y los productos de IM3 son idénticos mientras que para el caso *b*, en las pérdidas por conversión se presenta un ligero aumento,

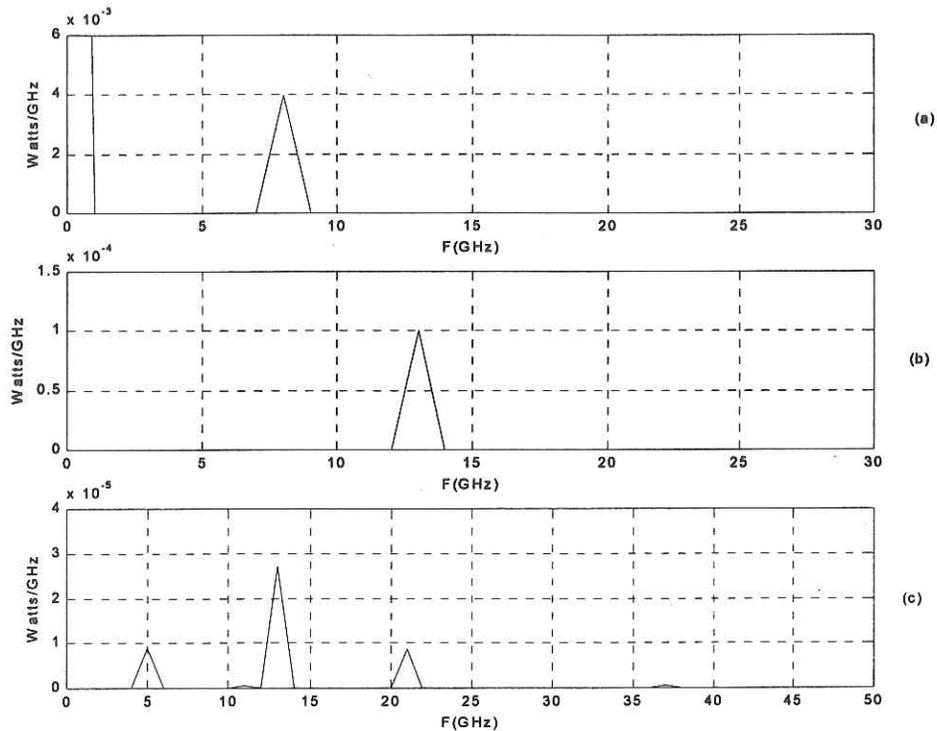


Figura 45 Respuesta en el dominio de la frecuencia del mezclador de baja distorsión: (a) Representación de la señal de OL a 8GHz. (b) Representación de la señal de RF a 13GHz. (c) Respuesta en frecuencia del mezclador.

aproximadamente de 0.1%. Podemos concluir que el efecto de los elementos intrínsecos no afecta de una manera drástica las pérdidas por conversión ni a los productos de IM3.

A partir de los resultados obtenidos, se puede garantizar que un transistor que trabaja en la zona lineal puede funcionar como mezclador y que los niveles de intermodulación son muy bajos. Por tal motivo, la segunda parte del diseño es el sintetizar las redes de acoplamiento con los requerimientos que se expusieron en el capítulo anterior.

Tabla VIII Casos para analizar el mezclador de baja distorsión

Casos	$V_{GS}$	$f_{OL}$	$P_{OL}$	$f_{RF}$	$P_{RF}$	$C_{ds}$	$R_{gd}$	$R_i$	$C_{gd}$
a	-0.8 V	8 GHz	6 dbm	13 GHz	-10 dbm	0 fF	0 $\Omega$	0 $\Omega$	Modelo
b	-0.8 V	8 GHz	6 dbm	13 GHz	-10 dbm	25 fF	10 $\Omega$	10 $\Omega$	0 fF
c	-0.8 V	8 GHz	6 dbm	13 GHz	-10 dbm	0 fF	0 $\Omega$	0 $\Omega$	0 fF

## VI.2 Síntesis de redes.

Como se mencionó con anterioridad el  $S_{11}$  y el  $S_{22}$  representa los coeficientes de reflexión de la compuerta y del drenador respectivamente. Estos coeficientes de reflexión están relacionados con las impedancias que se presentan en la compuerta y en el drenador del transistor. De esta manera las redes están diseñadas para que acople una impedancia de  $50\Omega$  a los coeficientes de reflexión. El hecho de utilizar el complejo conjugado es debido a que debemos de eliminar la parte reactiva de la impedancia del transistor para que así se cumpla el teorema de máxima transferencia de energía.

El objetivo de esta sección es sintetizar las redes de acoplamiento con las mínimas pérdidas por regreso posible. En la figura 46 se tiene la red de acoplamiento para el OL. Dicha red esta diseñada para que se presente una impedancia de  $50\Omega$  a la entrada y a la salida esté terminada al complejo conjugado del  $S_{11}$  ( $S_{11}^*$ ).

La respuesta de la red se presenta en la figura 47. Como se puede ver las pérdidas por regreso son menores a -7dB, como se especificó en la tabla VIII.

Por otra parte, la red que se sintetizó para el puerto de RF se muestra en la figura 48. Esta red también fue diseñada para ver  $50\Omega$  a la entrada y ver al complejo conjugado del  $S_{22}$  ( $S_{22}^*$ ).

Tabla XIV Resultados de los casos de análisis

Casos	Pérd. Conv.(dB)	$2f_{RF} - f_{OL}$ (dB)	$2f_{OL} - f_{RF}$ (dB)
a	10.5013	-84.2345	-72.0304
b	10.5022	-84.2993	-72.0805
c	10.5013	-84.2345	-72.0304

La respuesta de la red se presenta en la figura 49. Podemos ver que existen dos resonancias, la primera se presenta aproximadamente en 4.7GHz y la segunda se presenta en 12GHz.

Por último, se presenta el diagrama eléctrico del filtro de FI en la figura 50. Las terminaciones de la red sintetizada de FI son iguales que en la red de RF, sólo que a la frecuencia de FI.

La respuesta del filtro se presenta en la figura 51. De acuerdo con la respuesta de la red se puede concluir que es muy selectivo.

La resonancia que se presenta en la respuesta del filtro influye en la resonancia en 4.7GHz de la respuesta de la red de RF, esto es debido a que tanto la red de RF como la de FI están unidas al mismo nodo y de alguna manera la respuesta de uno afecta al otro. Sin embargo, lo que hay que cuidar es que el filtro de FI rechace señales a las frecuencias de RF.

Por último, se presenta el diseño final del mezclador en elementos concentrados en la figura 52.

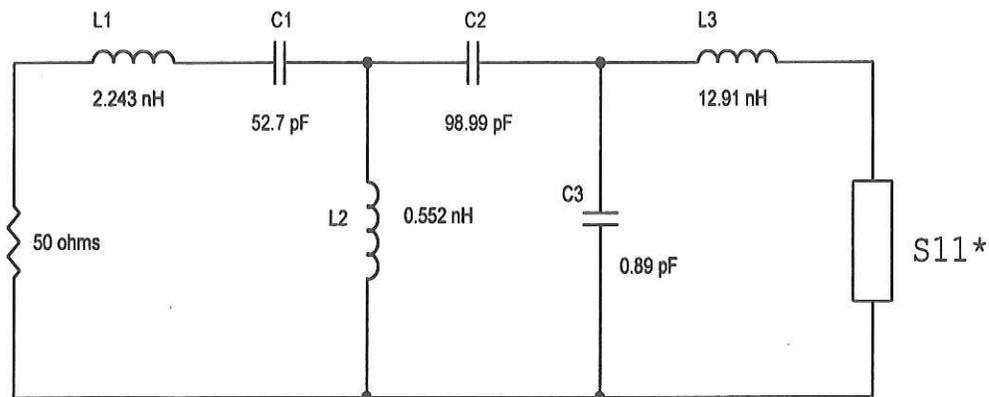


Figura 46 Red de acoplamiento para el OL diseñado a 7.5GHz - 8.5GHz.

### VI.3 Comentarios finales.

En este capítulo hemos podido demostrar que no importa la amplitud de las señales OL y RF, siempre tendremos el "down converter" y el "up conveter". Sin embargo, si el nivel de OL es menor que el de RF, entonces en el espectro de frecuencias se encuentran más componentes de frecuencias que pueden ser señales armónicos de algunos de las señales de OL y RF. Por otra parte, se observó que en el mezclador siempre aparece la señal de RF. Esto es algo que se espera pues en el análisis que se hizo en el capítulo anterior, la corriente  $I_{DS}(V_{gs}, V_{ds})$  está formada por dos corrientes,  $I_F$  e  $I_C$ , donde  $I_F$  es una señal que tiene componentes en frecuencia de RF.

También con la utilización de los modelos de capacitancia y del circuito eléctrico equivalente del transistor se pudo comprobar cómo las pérdidas por conversión aumentan a medida que el nivel de OL se hace mayor, ya que un aumento en el nivel de OL implica un mayor voltaje de  $V_{GS}$  y esto representa un nivel de  $G_m$ . Además, también se pudo demostrar que no hay una contribución considerable en el proceso del mezclado

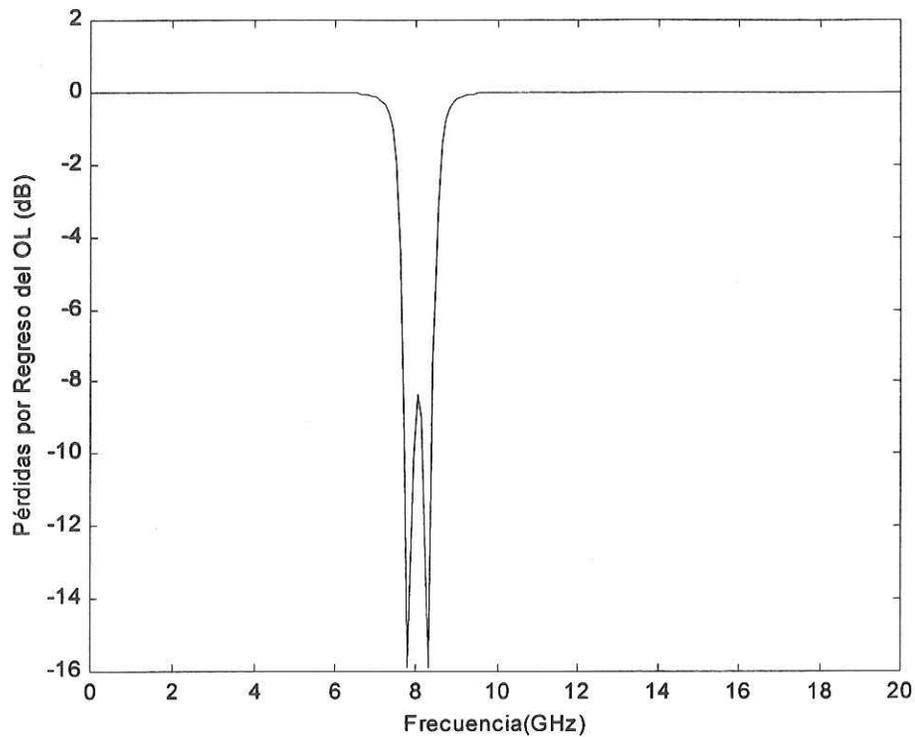


Figura 47 Pérdidas por regreso de la red de acoplamiento del OL.

por parte de los elementos intrínsecos del transistor, demostrando así que la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  es el elemento más importante.

Esto nos lleva a la conclusión de que lo único que necesitamos es transferir la máxima potencia de las señales de OL y RF a la compuerta y al drenador respectivamente, para esto se diseñaron las redes de acoplamiento que están en función de los coeficientes de reflexión de entrada y salida del transistor.

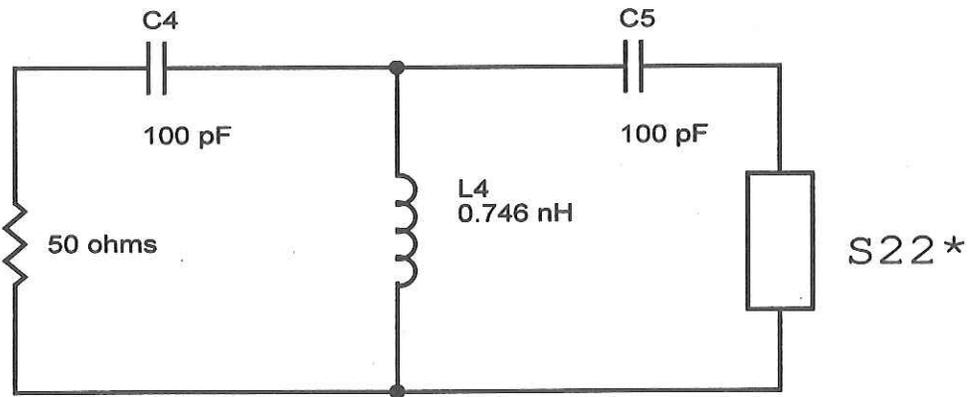


Figura 48 Red de acoplamiento para el puerto de RF diseñada a 12GHz - 14GHz.

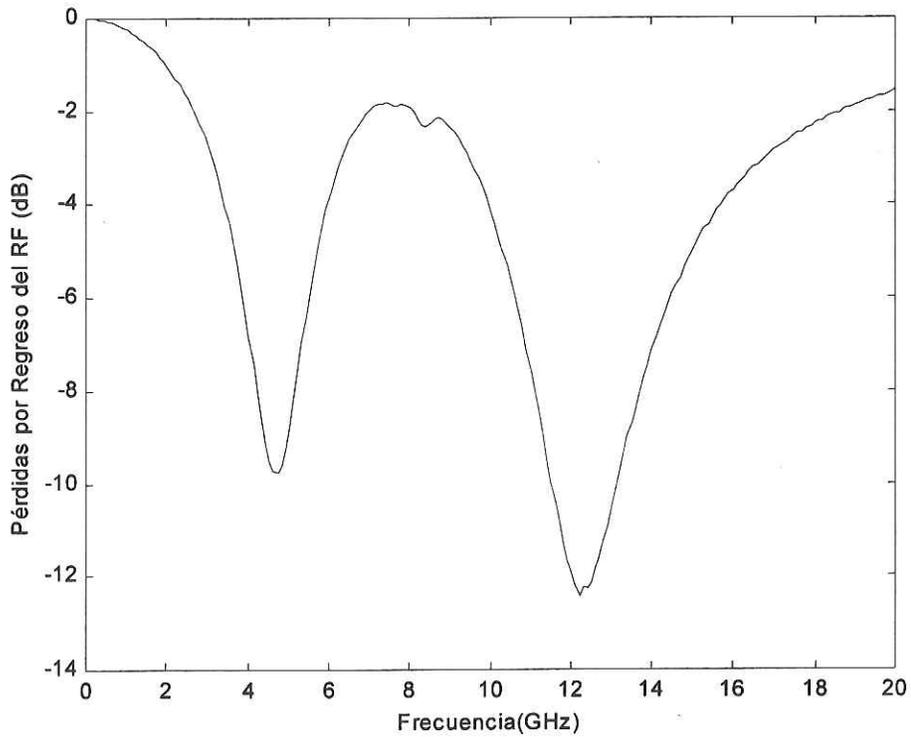


Figura 49 Pérdidas por regreso de la red de acoplamiento del puerto de RF.

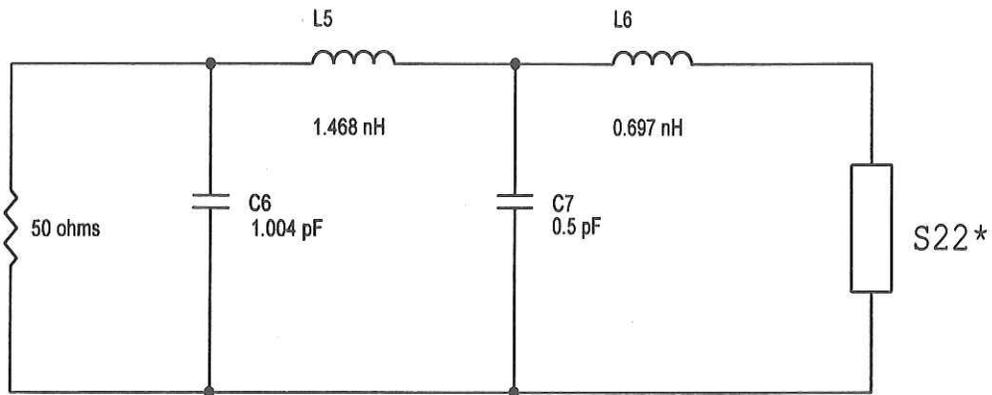


Figura 50 Circuito eléctrico del filtro de FI diseñado a 4GHz - 6GHz.

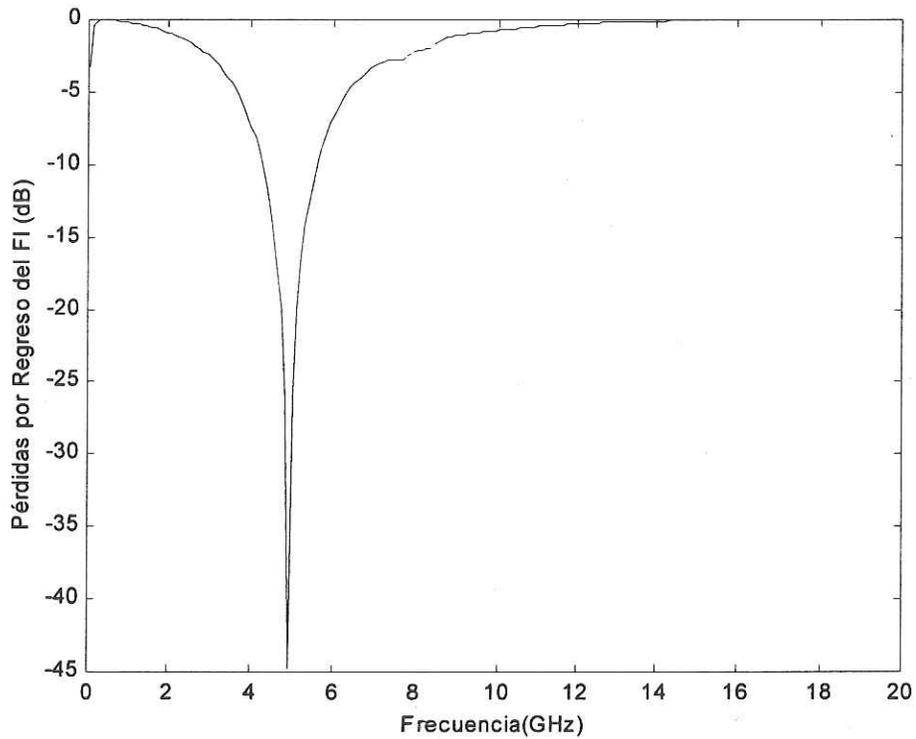


Figura 51 Pérdidas por regreso del filtro de FI diseñado para operar en 4GHz- 6GHz

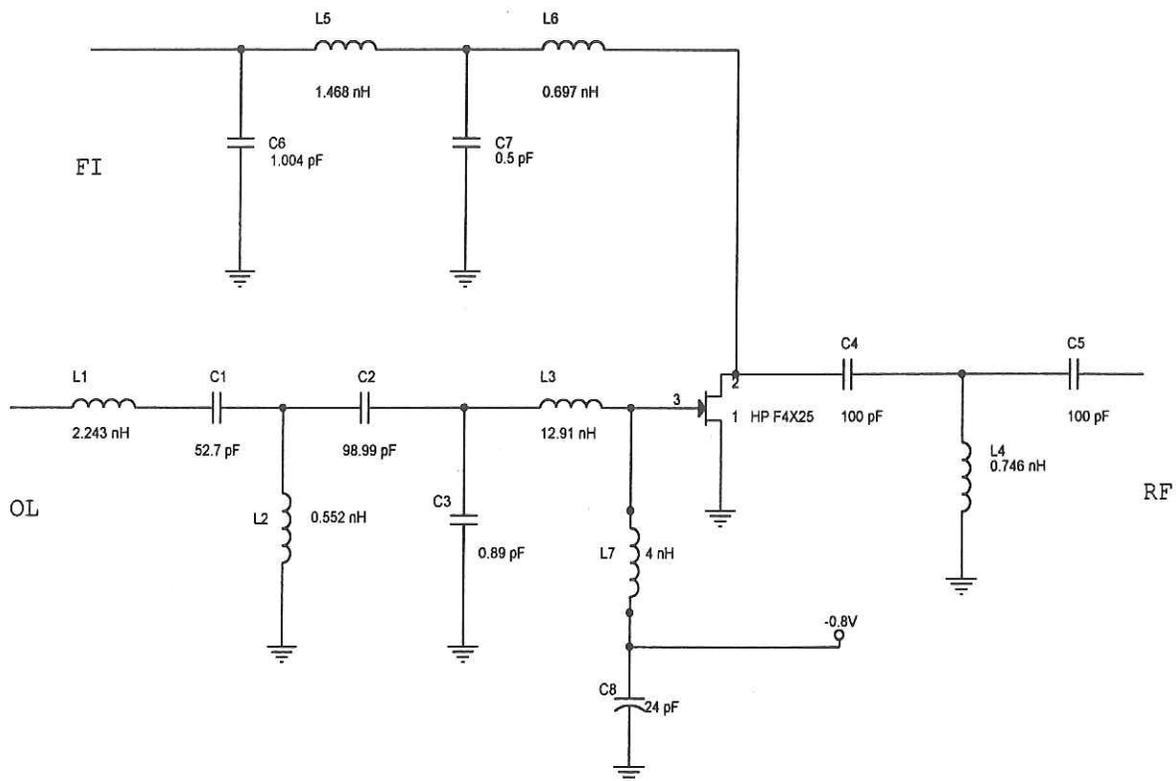


Figura 52 Mezclador de Baja Distorsión con elementos concentrados.

## VII Conclusiones

En este trabajo se presentó el desarrollo de un mezclador de baja distorsión, para esto se requirió utilizar modelos no lineales para transistores PHEMT de GaAs. Básicamente, la necesidad de los modelos no lineales usados en este trabajo tenían como fin el de poder mostrar la posibilidad de utilizar un PHEMT en Frío para que funcione como un mezclador de baja distorsión, esperando que los niveles de IM3 sean bajos.

Uno de los inconvenientes de los modelos no lineales es la forma de calcular sus constantes. Por tal motivo, en este trabajo se enfatizó en modelos no lineales en los cuales las constantes pudieran ser extraídas a partir de mediciones simples y se presentaron expresiones y la metodología para calcular las constantes de los modelos que se presentaron en este trabajo.

Por otra parte, es importante resaltar la gran ayuda que se tuvo con el modelado lineal del transistor, ya que a partir del circuito eléctrico equivalente se pudieron obtener los valores de los elementos intrínsecos, en especial el de las capacitancias de compuerta,  $c_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$  y  $c_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$ . Otra gran ayuda que se tuvo al usar el modelo de pequeña señal del transistor fue el que nos proporcionó las herramientas necesarias para entender que al polarizar el transistor en la compuerta obtengan las mínimas pérdidas por conversión.

Por otra parte, gracias al método de análisis propuesto se pudo comprobar que el elemento que más influencia tiene en el proceso del mezclado es la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  y que los demás elementos no tienen mucho efecto. Este método puede ser muy útil para tener una aproximación del comportamiento del transistor sin tener

que recurrir a simuladores especializados y costosos. Por otra parte, los resultados que se obtuvieron con este método fue suponiendo un acoplamiento perfecto. Con esto podemos saber cuál es el valor mínimo de las pérdidas por conversión que podemos esperar del transistor.

La respuesta que se tuvo en la red de acoplamiento de RF es un comportamiento que se obtiene debido a la topología seleccionada. Para este tipo de mezcladores se pueden sugerir otras configuraciones. Sin embargo, esto implica que se tengan que hacer mediciones de parámetros S para una configuración que no sea fuente común.

En conclusión, el modelado del transistor juega un papel importante para cualquier tipo de diseño que se quiera realizar, ya que gracias a él se puede explotar al máximo al dispositivo. La ventaja de contar con el modelo del transistor es que nos permite proponer formas alternas para predecir el comportamiento del transistor para así darnos una idea de qué tan cerca o lejos estamos de nuestro objetivo, sin tener que recurrir a la simulación con programas muy costosos que no se tienen al alcance.

## VII.1 Aportaciones.

En este trabajo de tesis las aportaciones fueron las siguientes:

- 1.— Se presenta un modelo no lineal que logra modelar la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  en la región inversa del transistor.
- 2.— Se presentan expresiones analíticas para encontrar todas las constantes de los modelos no lineales de corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ , Curtice cuadrático, Angelov y Chen.

- 3.— Se presenta un método analítico simple para calcular las  $n$  constantes de la función  $\psi$  en el modelo de Angelov.
- 4.— Se presenta la metodología para implementar el modelo de Chen, esto involucra un programa en MATLAB para calcular automáticamente las constantes  $a_{ij}$  del modelo.
5. Se hace una comparación analítica entre los tres modelos no lineales de la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ , Curtice cuadrático, Angelov et al. y Chen et al..
- 6.— Se desarrolló un nuevo modelo empírico para los capacitores de compuerta, tal que las curvas modeladas se apegan a las curvas medidas lo más fielmente posible y no es necesario utilizar métodos de optimización ya que los errores encontrados son menores al 10%.
- 7.— Se logra demostrar que la utilización de un PHEMT operando en su zona lineal puede funcionar como un mezclador, con la característica de tener muy bajos niveles de IM.
- 8.— Se propone un método alternativo para predecir las pérdidas por conversión para cualquier transistor
- 9.— Se propone un procedimiento para diseñar un mezclador de baja distorsión para obtener mínimas pérdidas por conversión.

## VII.2 Recomendaciones.

◆ Crear un programa en la HP9000 tal que se puedan introducir los valores de los elementos parásitos del transistor, para que así al hacer las mediciones en RF se puedan obtener los elementos intrínsecos del transistor.

◆ Tener un mayor control de la temperatura en el laboratorio de microondas, ya que algunos elementos extrínsecos e intrínsecos son muy sensibles a la temperatura.

◆ Extraer cuidadosamente los elementos extrínsecos del transistor, ya que de no ser así se cometería un error en el modelado no lineal.

◆ Construir un mezclador de baja distorsión con el procedimiento propuesto, para comprobar la efectividad de los métodos de análisis que se proponen utilizando el transistor F4X25 de  $0.25 \mu\text{m}$  y otro con un transistor comercial.

◆ Proponer una solución para mejorar el modelo de Chen para que funcione en la región inversa del transistor.

◆ Proponer estudios para el desarrollo de un modelo no lineal para la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  que pueda describir las derivadas parciales y de orden superior de la corriente  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  con respecto a los voltajes de control.

◆ Desarrollo de un simulador para circuitos de microondas que tenga la capacidad de hacer análisis no lineal utilizando los modelos desarrollados en este trabajo, como el nuevo modelo de capacitancia.

# Literatura Citada

Angelov, Iltcho, Rorsman, Niklas, Stenarson, Jörgen, García, Mikael and Zirath, Herbert, "An Empirical Table-Based FET Model," *IEEE Trans Microwave Theory Tech.*, vol. 47, pp. 2350-2357, Dec. 1999.

Angelov, Iltcho, "Chalmers Nonlinear HEMT and MESFET Model Extraction Procedure, extraction procedure Part A: Extraction of the current part of the model," Chalmers University of Technology Department of Microwave Technology, Report 26, Nov. 1996.

Angelov, Iltcho, "Chalmers Nonlinear HEMT and MESFET Model Extraction Procedure, extraction procedure Part B: Extraction of the capacitance and dispersive parts of the model," Chalmers University of Technology Department of Microwave Technology, Report 26, Nov. 1996.

Angelov, Iltcho, Zirath, Herbert and Rorsman, Niklas, "A new Empirical Nonlinear Model for HEMT and MESFET Devices," *IEEE Trans Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-40, pp. 2258-2266, Dec 1992.

Beroth, M. and Bosch, R, "Broad-band determination of the FET small-signal equivalent circuit," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol 38, pp. 891-895, Jul. 1990.

Calvo, M. V, Snider, A. D. , and Dunleavy, L. P. , "Resolving Capacitor Discrepancies Between Large and Small Signal FET Models," *IEEE MTT's Digest*, pp. 1251-1254, 1995.

Curtice, Walter, "A MESFET Model for Use in the Design of GaAs Integrated Circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-28, pp. 448-455, May 1980.

Chavéz P, Ricardo A, 1990. "Diseño y Construcción de un Modulo Conversor de Frecuencias Aplicable en la Etapa de Recepción y Transmisión de una Estación Terrena en la Banda Ku", CICESE, División de Física Aplicada, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, Tesis de Maestría.

Chen, Y. C, Ingram, D. L, Yen, H. C, Lai, R, and Streit, D. C, "A New Empirical Nonlinear Model for HEMT and MESFET Devices," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 8, pp. 342-344, Oct. 1998.

Golio, J. Michael, "Microwave MESFETs and HEMTs," Motorola Tempe, Arizona, ISBN: 0-89006-426-1, 1991 ARTECH HOUSE, INC.

Llopis, O, Reynoso H, J. A, Parra, T, and Graffeuil, "Development of low distortion mixers, Final report: FET Modelling," Centre National de la Recherche Scientifique LAAS, 1999.

Maas, Stephen A, "The RF and Microwave Circuit Design Cookbook," Artech House microwave library, ISBN: 0-89006-973-5, 1998 ARTECH HOUSE, INC.

Maas, Stephen, and Neilson, David, "Modeling MESFET's for Intermodulation Analysis of Mixers and Amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, pp. 1964-1971, Dec. 1990.

Maas, Stephen, "A GaAs MESFET Mixer with Very Low Intermodulation," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol-MTT 35, pp. 425-429, Apr. 1987.

Peng Solti, "A Simplified Method to Predict the Conversion Loss of FET Resistive Mixers," *IEEE's Digest*, pp. 857-860, 1997.

Picheta, Laurence, Allamndo, Etienne-André et Gosse, Emmanuel, "Modélisation phénoménologique non linéaire", *Informatique et amélioration de la logistique*, 1996.

Rangel Patiño, Francisco Elías, 1994. "Modelado de Transistores TEC GaAs No Encapsulados Por Medio de un Circuito Eléctrico Equivalente", CICESE, División de Física Aplicada, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, Tesis de Maestría.

Reynoso H, J. Apolinar, Rangel Patiño, Francisco, and Perdomo, Julio, "Full RF Characterization for Extraction the Small Signal Equivalent Circuit in Microwave FET's," *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, vol. 44, pp. 2625-2633, Dec. 1996.

Root, D and Hughes, B, "Principles of Nonlinear Active Device Modeling for Circuit Simulation," 32nd ARFTG Conference, Dec 1988.

Snider, A. D, "Charge Conservation and the Transcapacitance Element: An Exposition," *IEEE Transaction on Education*, vol. 38, pp. 376-379, Nov 1995.

Statz, H, Newman, P, Smith, I. W, Pucel, R, and Haus, H, "GaAs FET Devices and Circuit Simulation in SPICE," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. ED-34, Feb 1987.

# Apéndice A: Lista de simbología

$\alpha$ : Constante de ajuste relacionado con la región óhmica. Empleado en los modelo de Curtice cuadrático y Angelov.

$\beta$ : Constatne de ajuste relacionado con la transconductancia en el modelo de Curtice cuadrático.

$c_{gd}$ : Capacitancia de compuerta - drenador.

$c_{gs}$ : Capacitancia de compuerta - fuente.

$c_{pd}$ : Capacitancia parasita de drenador.

$c_{pg}$ : Capacitancia parasita de compuerta.

FET Frío: Transistor de efecto de campo sin polarización.

HEMT: Transistor de alta movilidad electrónica.

$G_{DS}$ : Conductancia de salida en DC.

$g_{ds}$ : Conductancia de salida en pequeña señal (AC).

$G_M$ : Transconductancia en DC.

$g_m$ : Transconductancia en pequeña señal (AC).

$G_{mpk0}$ : Transconductancia máxima en la región óhmica (DC).

$G_{mpks}$ : Transconductancia máxima en la región de saturación (DC).

$I_{DS}$ : Corriente drenador - fuente.

$I_{DSS}$ : Corriente drenador - fuente de saturación.

$I_{pk0}$ : Corriente  $I_{DS}$  a la cual se presenta la  $G_{mpk0}$ .

$I_{pk}$ : Constante de ajuste en el modelo de Angelov et al.

$I_{pks}$ : Corriente  $I_{DS}$  a la cual se presenta la  $G_{mpks}$ .

$\chi$ : Función analítica utilizada en el nuevo modelo de capacitancia.

$\lambda$ : Constante de ajuste relacionado con la conductancia. Utilizado en los modelos de Curtice cuadrático y Angelov.

$L_d$ : Inductancia parásita del drenador.

$L_g$ : Inductancia parásita de la compuerta.

$L_s$ : Inductancia parásita de la fuente.

MESFET:: Transistor de efecto de campo metal semiconductor.

MOSFET: Transistor de efecto de campo metal óxido.

PHEMT: Transistor pseudomórfico de alta movilidad electrónica.

$P_i$ : Constantes de ajuste en el modelo de Angelov et al.

$\psi$ : Función utilizada en el modelo de Angelov et al.

$R_d$ : Resistencia parásita del drenador.

$R_g$ : Resistencia parásita de la compuerta.

$R_s$ : Resistencia parásita de la fuente.

$V_{bi}$ : Voltaje de la barrera Shottcky.

$V_{ds}$ : Voltaje de AC de drenador fuente.

$V_{dsext}$ : Voltaje de AC de drenador fuente extrínseco.

$V_{DS}$ : Voltaje drenador fuente.

$V_{gs}$ : Voltaje de AC de compuerta fuente.

$V_{gsext}$ : Voltaje de AC de compuerta fuente extrínseco.

$V_{GS}$ : Voltaje de compuerta fuente.

$V_{pk0}$ : Voltaje al cual se presenta la  $G_{mpk0}$ .

$V_{pk}$ : Constante de ajuste utilizado en el modelo de Angelov.

$V_{pks}$ : Voltaje al cual se presenta la  $G_{mpks}$ .

$V_{SAT}$ : Voltaje al cual se presenta la  $I_{DSS}$ .

$V_T$ : Voltaje de oclusión.