

TESIS DEFENDIDA POR
María Berenice Fong Mata
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández
Director del Comité

**Dra. María del Carmen Maya
Sánchez**
Miembro del Comité

Dr. José Luis Medina Monroy
Miembro del Comité

Dr. Santiago Camacho López
Miembro del Comité

**Dr. Horacio Luis Martínez
Reyes**
Miembro del Comité

Dr. Arturo Velázquez Ventura
*Coordinador del programa de
posgrado en Electrónica y
Telecomunicaciones*

**Dr. Raúl Ramón Castro
Escamilla**
Director de Estudios de Posgrado

16 de Agosto de 2006

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



**PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS
EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**MODELADO Y SIMULACIÓN DE OSCILADORES OPTO-ELECTRÓNICOS A BASE DE
PHEMT's**

TESIS

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

Presenta:

MARÍA BERENICE FONG MATA

Ensenada, Baja California, México, Agosto del 2006.

RESUMEN de la tesis de **María Berenice Fong Mata**, presentada como requisito parcial para obtener el grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, B. C. Agosto del 2006.

“Modelado y Simulación de Osciladores Opto-Electrónicos a base de PHEMT’s”

Resumen aprobado por:

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

Director de Tesis

En el presente trabajo de tesis se simularon y modelaron osciladores opto-electrónicos a base de transistores de efecto de campo pseudomórficos considerando dos configuraciones distintas, en la primera de ellas se incluye un sintonizador mientras que en la segunda únicamente se emplean atenuadores para el control del nivel de potencia de la señal fundamental a la salida del opto-oscilador. Para llevar a cabo la simulación se estudió la capacidad de fotodetección del transistor utilizando un diodo láser de $\lambda=850\text{nm}$ modulado en amplitud. Se extrajeron los elementos del modelo del circuito equivalente no lineal para modelar el comportamiento del transistor en oscuridad y bajo iluminación monocromática ($\lambda=850\text{nm}$). Se presenta un cuadro comparativo de los resultados de la simulación en relación con los valores obtenidos de forma experimental. Se incluye también el trabajo experimental de una tercera configuración de opto-oscilador donde se utiliza un cambiador de fase. También, se presentan las gráficas que describen la banda de sincronía alcanzada por cada configuración al variar los voltajes de polarización en el transistor y la potencia de la señal moduladora, observándose anchos de banda similares en las tres configuraciones mencionadas (del orden de 22 kHz). Es importante señalar que el opto-oscilador con cambiador de fase conserva la banda de sincronía, aún en frecuencias diferentes a la correspondiente de la señal fundamental del oscilador. Como una segunda alternativa se propone la implementación del opto-oscilador pero incluyendo únicamente el elemento atenuador. Finalmente una tercera opción es el circuito opto-oscilador donde se incluye el elemento sintonizador, se deja al final esta configuración debido a la alta sensibilidad que presenta ante la variación de los parámetros del oscilador (voltajes de polarización, potencia de la señal moduladora).

Palabras Clave: Osciladores sincronizados, Transistor Pseudomórfico, Banda de Sincronía.

ABSTRACT of the thesis presented by **María Berenice Fong Mata** as a partial requirement to obtain the MASTER OF SCIENCE degree in ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS. Ensenada, Baja California, Mexico. August 2006.

“Modeling and Simulation of Optoelectronic Oscillators based on PHEMT’s”

Approved by:

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

Thesis director

In present thesis, PHEMTs (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor) were used for designing optoelectronic oscillators. The optoelectronic oscillators were simulated by a PHEMT–nonlinear model. To control the power level of the optoelectronic oscillator two different configuration were considered in this work, the first one used a tuner and the second one used attenuators in feedback loop. The frequency response of PHEMT to modulated light was studied using the $\lambda=850\text{nm}$ laser diode. In order to build the PHEMT–nonlinear model the elements of the nonlinear equivalent circuit model were extracted under dark and under illumination using monochromatic light ($\lambda=850\text{nm}$). A comparative table containing the correlation of both experimental and simulation data is presented. In the experimental study a third configuration of the optoelectronic oscillator was included, in this one a phase shifter was used to control the frequency and the output power of the oscillator. Finally, it is included a graphic data set showing both the locking range reached by each configuration when bias voltage in the transistor and, the power of the modulating signal were varied, observing wide bands similar to the three configurations used in the present work (around 22 kHz). It is important to point out that among the optoelectronic oscillators investigated in this thesis, the optoelectronic oscillator configuration with phase shifter retains the locking range, even at different frequencies from the correspondent of the oscillator fundamental signal. Finally, the optoelectronic oscillator circuit configuration where a tuner element is included, it is considered as the worst oscillator configuration due to the high sensibility observed in the oscillator parameters to bias voltages, modulating signal power.

Keywords: Injection-locked oscillators, Pseudomorphic transistor, Locking range.

Dedicatorias

Con mucho cariño y amor para mis padres y hermanos que siempre me han apoyado en cada una de las metas que me he propuesto.

A mis sobrinos por su paciencia y sacrificio de horas de juego durante este tiempo.

Agradecimientos

A Dios por brindarme la oportunidad de cumplir otra meta más en mi vida.

Al CONACYT por haberme apoyado económicamente en mis estudios de posgrado.

A las instalaciones de CICESE por haberme permitido llevar a cabo mis estudios y desarrollar el presente trabajo de tesis.

Al Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández por su paciencia y consejos durante el desarrollo del presente trabajo.

A los miembros del comité de tesis: al Dr. José Luis Medina Monroy, al Dr. Horacio Luis Martínez Reyes por sus comentarios acertados y en especial a la Dra. María del Carmen Maya Sánchez así como al Dr. Santiago Camacho López por apoyarme ampliamente en el trabajo de laboratorio.

Al Dr. Raúl Rangel Rojo, al técnico Eliseo Hernández Hernández así como a los demás compañeros del departamento de óptica por su valiosa ayuda en la realización de esta tesis.

A las secretarias Rossy, Aurora, Laura, y a todo el personal del departamento de Electrónica y Telecomunicaciones.

A Luis Gómez por su apoyo durante el presente trabajo.

A todos mis amigos y compañeros de dentro y fuera de CICESE por compartir sus conocimientos y motivación

CONTENIDO

	Página
I. Introducción.....	1
<i>I.1. Antecedentes.....</i>	<i>3</i>
<i>I.2. Objetivos y Metas.....</i>	<i>4</i>
<i>I.3. Materiales y Métodos.....</i>	<i>5</i>
<i>I.4. Descripción de los capítulos.....</i>	<i>7</i>
II. Osciladores sincronizados.....	8
<i>II.1. Introducción.....</i>	<i>8</i>
<i>II.2. Oscilador de retroalimentación.....</i>	<i>9</i>
<i>II.3. Amarre por inyección.....</i>	<i>12</i>
<i>II.4. Importancia del circuito equivalente del transistor en el diseño de osciladores.....</i>	<i>15</i>
III. El transistor como fotodetector.....	18
<i>III.1. Introducción.....</i>	<i>18</i>
<i>III.2. Estructura del PHEMT.....</i>	<i>19</i>
<i>III.2.1. Gas bidimensional de electrones 2DEG.....</i>	<i>21</i>
<i>III.2.2. Influencia de los voltajes de polarización.....</i>	<i>22</i>
<i>III.3. Principios de fotodetección óptica en el PHEMT.....</i>	<i>22</i>
<i>III.3.1. Efecto Fotoconductor.....</i>	<i>24</i>
<i>III.3.2. Efecto Fotovoltaico.....</i>	<i>25</i>
<i>III.3.2.1 Efecto fotovoltaico externo.....</i>	<i>25</i>
<i>III.3.2.2 Efecto fotovoltaico interno.....</i>	<i>26</i>
<i>III.4. Caracterización del PHEMT.....</i>	<i>27</i>
<i>III.4.1. Mediciones con el diodo láser modulado.....</i>	<i>27</i>
<i>III.4.2. Mediciones I(V) en régimen dinámico.....</i>	<i>32</i>
<i>III.4.3. Medición de los parámetros de dispersión.....</i>	<i>39</i>
<i>III.4.4. Modelado de parámetros [S] utilizando los elementos del circuito equivalente del transistor.....</i>	<i>43</i>
IV. Modelo no lineal.....	51
<i>IV.1. Introducción.....</i>	<i>51</i>
<i>IV.2. Modelo de Angelov.....</i>	<i>52</i>
<i>IV.3. Modelo de Soberanes.....</i>	<i>55</i>
<i>IV.4. Modelo de capacitancias.....</i>	<i>57</i>

CONTENIDO (continuación)

	Página
V. Simulación y diseño de los osciladores.....	60
<i>V.1. Introducción.....</i>	<i>60</i>
<i>V.2. Configuraciones estudiadas del circuito oscilador.....</i>	<i>60</i>
<i>V.3. Caracterización de los componentes del oscilador.....</i>	<i>64</i>
<i>V.4. Análisis de estabilidad.....</i>	<i>66</i>
<i>V.5. Simulación del oscilador.....</i>	<i>69</i>
<i>V.6. Resultado de la simulación.....</i>	<i>73</i>
VI. Desarrollo experimental.....	77
<i>VI.1. Introducción.....</i>	<i>77</i>
<i>VI.2. Resultados experimentales.....</i>	<i>77</i>
<i>VI.3. Análisis de resultados.....</i>	<i>86</i>
VII. Conclusiones y Aportaciones.....	88
<i>VII.1. Aportaciones.....</i>	<i>91</i>
<i>VII.2. Sugerencias.....</i>	<i>92</i>
Referencias.....	93
Apéndice I.....	96

LISTA DE FIGURAS

<i>Figura</i>		<i>Página</i>
1	Diagrama a bloques de un amplificador con retroalimentación.....	9
2	Respuesta en el dominio del tiempo para una determinada posición de los polos.....	11
3	Modelo no lineal del circuito equivalente del transistor.....	15
4	Estructura epitaxial del PHEMT.....	20
5	Discontinuidad de las bandas de energía.....	21
6	Banco de medición para el estudio del transistor como fotodetector.....	28
7	Potencia detectada por el PHEMT en función de la potencia óptica en dBm. ($\lambda=850nm$). El punto de polarización del PHEMT es $V_{gs}=-0.6V$ y $V_{ds}=1.4V$	29
8	Potencia detectada por el PHEMT en función de la frecuencia de modulación de la señal óptica ($\lambda=850nm$) con una potencia $P_{opt} = -2.94dBm$. El punto de polarización del PHEMT es $V_{gs}=-0.6V$ y $V_{ds}=1.4V$	30
9	Potencia detectada en función del voltaje V_{ds} para un voltaje $V_{gs}=-0.6V$ y una potencia óptica $P_{opt} = -2.94dBm$	31
10	Potencia detectada en función del voltaje V_{gs} para un voltaje $V_{ds}=1.4V$ y una potencia óptica $P_{opt} = -2.94dBm$	31
11	Banco de medición en modo pulsado.....	32
12	Fotorespuesta en función de las curvas $I_{ds}-V_{ds}$ del PHEMT. a) fotorespuesta negativa. b) fotorespuesta positiva	34
13	Curvas $I_{ds}-V_{gs}$ del PHEMT. Transistor sin iluminar e iluminado con un diodo láser de $\lambda = 850nm$ y $P_{opt} = 0.507mW$	35

LISTA DE FIGURAS (continuación)

<i>Figura</i>		<i>Página</i>
14	Corriente fotogenerada en el PHEMT iluminado con un láser de $\lambda = 850nm$ y $P_{opt} = 0.507mW$. a) corriente fotogenerada en función de V_{ds} . b) corriente fotogenerada en función de V_{gs}	37
15	Curvas de transconductancia gm	38
16	Fotovoltaje en función de la potencia óptica aplicada al PHEMT.....	40
17	Parámetros [S] del PHEMT medidos bajo iluminación y en la oscuridad para el punto $V_{ds}=1.3V$, $V_{gs}=-0.2V$	41
18	Parámetros [S] del modelo contra mediciones para el punto de polarización $V_{gs}=-0.2V$, $V_{ds}=1.3V$. a) Oscuridad. b) Iluminados.....	45
19	Parámetros [S] del modelo contra mediciones para el punto de polarización $V_{gs}=-0.2V$, $V_{ds}=1.4V$. a) Oscuridad. b) Iluminados...	47
20	Gráficas comparativas de la magnitud y la fase de los valores estimados contra los valores medidos para el punto de polarización $V_{gs}=-0.2V$, $V_{ds}=1.3V$	48
21	Gráficas comparativas de los valores real e imaginario estimados contra los valores medidos para el punto de polarización $V_{gs}=-0.2V$, $V_{ds}=1.3V$	49
22	Porcentaje de error absoluto calculado para los valores real e imaginario de los parámetros [S].....	50
23	Comparación de curvas I-V del modelo contra mediciones.....	54
24	Fotovoltaje del modelo contra mediciones.....	56
25	Curvas I-V con luz, modeladas contra medidas.....	57
26	Capacitancias C_{gs} y C_{gd} modeladas contra medidas.....	59

LISTA DE FIGURAS (continuación)

<i>Figura</i>		<i>Página</i>
27	Opto-oscilador A.....	61
28	Opto-oscilador B.....	62
29	Opto-oscilador C.....	63
30	Caracterización del filtro pasabanda.....	64
31	Caracterización del sintonizador.....	65
32	Factor de estabilidad.....	67
33	Parámetros S11 y S22.....	68
34	Círculo de estabilidad de entrada (izquierda) y círculo de estabilidad de salida (derecha).....	69
35	Configuración del opto-oscilador A en ADS.....	71
36	Configuración del opto-oscilador B en ADS.....	72
37	Diagrama de Bode. a) opto-oscilador A (sin sintonizador). b) opto-oscilador B (con sintonizador).....	74
38	Diagrama de Nyquist. Izquierda opto-oscilador A (sin sintonizador), derecha opto-oscilador B (con sintonizador).....	75
39	Balance armónico. a) opto-oscilador A. b) opto-oscilador B.....	76
40	Bancos de medición experimental de los osciladores A, B y C. a) opto-oscilador A. b) opto-oscilador B. c) opto-oscilador C.....	79
41	Armónicas del opto-oscilador.....	80
42	Espectro de salida de los opto-osciladores para el rango de frecuencia del a) opto-oscilador A, b) opto-oscilador B.....	81
43	Banda de sincronía con respecto a V_{gs}	83

LISTA DE FIGURAS (continuación)

<i>Figura</i>		Página
44	Banda de sincronía con respecto a V_{ds}	84
45	Banda de sincronía con respecto a P_{opt}	85

LISTA DE TABLAS

Tabla		Página
I	Bandas prohibidas y constantes de red para los grupos III-V	19
II	Valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor	42
III	Pérdidas en transmisión de los elementos de interconexión del oscilador	66
IV	Comparación de datos de la simulación contra mediciones experimentales	82

I. Introducción

La creciente demanda en el área de las telecomunicaciones ha originado que la investigación se oriente hacia la búsqueda de tecnologías que ofrezcan mayores anchos de banda, mayores velocidades, así como niveles de ruido menores en frecuencias altas. En los sistemas de comunicación se requiere que las señales de información provenientes de un lugar remoto puedan llegar a su destino con la mayor fidelidad posible, por citar un ejemplo, en las comunicaciones móviles se manejan diferentes tasas de bits y frecuencias de muestreo que requieren de equipos capaces de recuperar eficientemente las señales recibidas. Una forma de extraer las señales de banda ancha como video y datos a altas tasas de bits es a través de la sincronización de osciladores (Lasri, 2001), lo cual permite el control sobre la coherencia en las señales, es decir, la frecuencia del oscilador se mantiene constante con respecto a una señal de referencia. A partir de los años 1950's y 1960's se hizo popular para la sincronía de osciladores el método denominado amarre por inyección, el cual consiste en inyectar una señal estable como referencia a un oscilador de frecuencia libre para sincronizar su frecuencia y su fase con aquella de la señal inyectada.

Por otro lado, debido a que las señales ópticas presentan grandes ventajas, como por ejemplo: un ancho de banda amplio e inmunidad al ruido ocasionado por componentes electrónicos, se ha adoptado la combinación de la tecnología inalámbrica con la óptica, resultando en numerosos beneficios para el área de comunicaciones. Una combinación de estas tecnologías es la empleada para la sincronización de osciladores de frecuencia libre al utilizar como señal de referencia la señal modulada proveniente de un diodo láser.

Consideremos el amarre por inyección de un oscilador donde el elemento activo es un transistor de efecto de campo, el cual además de su ganancia intrínseca presenta una alta movilidad electrónica y es además altamente sensible a la luz; es posible tomar una señal de referencia óptica modulada para el amarre, con lo cual además de eliminar la interferencia electromagnética ocasionada por componentes electrónicos, se introduce un puerto óptico extra para controlar el dispositivo mediante la variación en la intensidad de la señal óptica.

Las señales moduladas en amplitud a frecuencias altas no pueden ser transmitidas a gran distancia, debido a las pérdidas por propagación; como consecuencia se requiere la instalación de un gran número de estaciones de radio-bases en las cuales la simplificación y miniaturización del equipo es importante. Con el amarre por inyección óptica el tamaño del equipo se reduce debido a que la detección de la luz puede hacerse de forma directa, es decir no se necesitan circuitos electrónicos adicionales para procesar las señales detectadas antes de aplicarlas al dispositivo de microondas.

El proceso básico en el control óptico directo de los dispositivos semiconductores de microondas es la fotoexcitación de portadores. Para realizar el proceso de detección la señal óptica modulada se enfoca en el transistor, provocando que la luz incidente genere pares electrón-hueco dentro de la región activa del dispositivo. Es importante hacer notar que para que el proceso de absorción se lleve a cabo la energía de fotón debe ser mayor que la banda de energía del semiconductor $E_f > E_v - E_c$. El amarre de fase de los osciladores ocurre cuando una señal óptica modulada en amplitud, a una frecuencia cercana a la frecuencia libre de oscilación del circuito, se absorbe en la región activa del dispositivo.

1.1 Antecedentes

El modelo analítico inicial de los osciladores de amarre por inyección fue reportado por Adler (1946) y Kurokawa (1973). A partir de entonces diversos autores se han dado a la tarea de investigar y buscar nuevos modelos para entender y explicar el amarre por inyección, como Yuen-Ren *et al.* (1999), Jacob Lasri *et al.* (2001), Chang-Soon *et al.* (2005), entre otros.

El efecto que ejerce la influencia de la luz en los transistores de efecto de campo también ha sido ampliamente estudiado por autores como De Salles (1991) y Romero (1996). Así el amarre por inyección óptica de osciladores se ha considerado un tema interesante de investigación.

En el grupo de electrónica de alta frecuencia del CICESE se ha trabajado y adquirido experiencia en el modelado de transistores pseudomórficos con canal InGaAs y de componentes InP. Además, el modelado bajo control óptico de distintos transistores constituye también un objetivo científico interesante. Con base en los resultados obtenidos en tesis recientes de maestría se demuestra el efecto de la luz monocromática sobre los modelos no lineales (en un circuito no lineal los valores de los elementos son funciones de sus voltajes de control) de transistores PHEMTs (Zuñiga, 2003), se han validado los diferentes modelos de transistores en gran señal (Hirata, 2004); y se ha desarrollado la infraestructura necesaria para obtener modelos no lineales de transistores de efecto de campo. Por otra parte, con la finalidad de mostrar la utilidad de los modelos no lineales se desarrolló la tesis “Sincronización óptica de osciladores de microondas diseñados utilizando transistores PHMETs” (Tamayo, 2004) donde se consideró solamente la

variación de los elementos intrínsecos con la potencia luminosa, en especial C_{gs} y C_{gd} . Un punto interesante a investigar respecto al tema de tesis mencionado previamente es el de incluir en el modelo del oscilador la fuente de sincronía (luz modulada).

1.2 Objetivo y metas

El objetivo general de este trabajo de tesis es modelar y simular osciladores optoelectrónicos a base de transistores PHEMT para predecir la banda de sincronía, en donde para cumplir con este objetivo se plantean las siguientes metas:

1. estudiar al transistor como detector de luz monocromática modulada e investigar la sincronización del oscilador tomando como señal de referencia una fuente (óptica) externa,
2. modelar al transistor PHEMT en régimen no-lineal utilizando mediciones I - V en modo pulsado bajo iluminación,
3. desarrollar el modelo no lineal del tipo circuito eléctrico equivalente,
4. utilizar el modelo no lineal para diseñar un oscilador a la frecuencia de 5.29GHz,
5. Simular y estudiar la sincronía del oscilador en ADS¹, donde se incluya la fuente externa de sincronía.

¹ Advanced Design System 2004A. Agilent Technologies. Copyright © 1983-2004.

1.3 Materiales y Métodos

En el departamento de electrónica y telecomunicaciones de la División de Física Aplicada del CICESE se cuenta con el laboratorio de Arseniuro de Galio con aplicación a comunicaciones ópticas y de microondas. El laboratorio dispone del siguiente equipo:

Analizador de Redes Vectorial HP8510C (0.045-50GHz)

Base de pruebas SUMMIT 9000 de Cascade

Puntas de prueba coplanares G-S-G (0.45-50GHz)

Banco de caracterización electro-óptica completamente automatizado

Software para calibrar analizadores de redes y soportes de prueba

Software ADS

LÁSER de $\lambda=850\text{nm}$ modulado y no modulado en amplitud

Transistores MESFETs, HEMTs Y PHEMTs

Analizador de espectros HP 70000A

Para cumplir con el objetivo de esta tesis se plantea la siguiente metodología:

1. Estudiar al transistor como detector de luz monocromática modulada y en base al comportamiento presentado, elegir el lugar óptimo donde se hará incidir la luz modulada e investigar la sincronización del oscilador con la misma.
2. Modelar un transistor PHEMT en régimen no-lineal, utilizando mediciones I-V en modo pulsado bajo iluminación, para observar de qué manera se verán afectados los elementos del circuito equivalente del transistor ante la presencia de una fuente óptica externa.

3. Desarrollar un modelo no lineal del tipo circuito eléctrico equivalente, para conocer los valores de los elementos intrínsecos y extrínsecos del transistor dependientes de la potencia óptica.
4. Utilizar el modelo no lineal para diseñar el oscilador a la frecuencia de operación $f_{ol} = 5.29\text{GHz}$.
5. Simular el oscilador en ADS para estudiar la sincronía presentada una vez que se incluya la fuente externa de sincronía.
6. Montar un banco de medición para determinar de manera experimental la banda de sincronía del oscilador bajo la influencia de una fuente óptica externa y comparar los resultados con el comportamiento simulado en ADS.

1.4 Descripción de los capítulos

El capítulo II explica la teoría referente a los osciladores de retroalimentación y las condiciones que se deben cumplir para que se lleve a cabo la oscilación. Además, se describe el método de amarre por inyección y se menciona la importancia del circuito equivalente en el diseño del oscilador. En el capítulo III se presentan los fundamentos y la teoría necesaria para entender el funcionamiento de los transistores de efecto de campo pseudomórficos (PHEMT) como fotodetectores. Asimismo, se realiza la caracterización del transistor para conocer su comportamiento como fotodetector y se llevan a cabo mediciones en régimen dinámico para la extracción de los elementos del circuito equivalente. En el capítulo IV se mencionan los modelos utilizados para representar los componentes no lineales del circuito equivalente cuando el transistor se encuentra operando en oscuridad y bajo la influencia del diodo láser. El capítulo V presenta la simulación del oscilador, los bancos de medición y sus componentes. Además, se muestran los resultados obtenidos en la simulación del oscilador operando a la frecuencia $f_{ol} = 5.29\text{GHz}$. En el capítulo VI se presentan los resultados obtenidos del circuito oscilador en su fase experimental y se hace una comparación con los valores obtenidos durante la simulación. Por último, el capítulo VII está dedicado a las conclusiones y aportaciones generadas durante la realización del presente trabajo de tesis.

II. Osciladores sincronizados

II.1 Introducción

Los circuitos osciladores son ampliamente utilizados en sistemas de comunicaciones y en aplicaciones de instrumentación. La principal característica que indica la calidad en los osciladores es la estabilidad en frecuencia, debido a ello se busca que la señal de salida de un oscilador posea un nivel de ruido de fase adecuado y una alta pureza espectral.

Cuando un oscilador a base de transistores opera a frecuencias altas, los elementos parásitos (señales de frecuencia aproximada a la del oscilador) introducen un cambio significativo en la fase y modifican la frecuencia del oscilador (Nguyen y Meyer, 1992).

Una de las configuraciones clásicas de circuitos osciladores a base de transistores es el oscilador de retroalimentación. El oscilador de retroalimentación se compone de dos redes multipuertos: una red directa y una red de retroalimentación. En la red directa se conecta el dispositivo activo (transistor) con la finalidad de obtener el mayor nivel de potencia a la salida, mientras que los componentes causantes de pérdidas se conectan en la red de retroalimentación para contribuir al aislamiento del parámetro S_{12} (coeficiente de transmisión inversa). Para generar un transitorio a la salida del dispositivo activo se debe observar que éste sea inestable cerca de su punto de operación, de forma que al aplicarle una excitación inicial el circuito entre en oscilación. Dado que un oscilador es un circuito autónomo el ruido electrónico en el circuito puede proveer la excitación que inicialice el crecimiento de la oscilación (Nguyen y Meyer, 1992). Conforme la señal de salida crezca, el circuito activo entrará en la región no lineal limitando así el crecimiento de la señal.

II.2 Oscilador de retroalimentación

En el caso general es posible representar al oscilador como un amplificador retroalimentado ideal de ganancia A en cascada con una función de transferencia $H1(s)$ que caracteriza su respuesta en frecuencia, como se muestra en la figura 1. Una porción de la señal de salida se regresa a través de una función de transferencia externa $H2(s)$ para sumarse a la señal de entrada (retroalimentación positiva), posteriormente el resultado de la suma se aplica a la entrada del amplificador (Boutin, 1999).

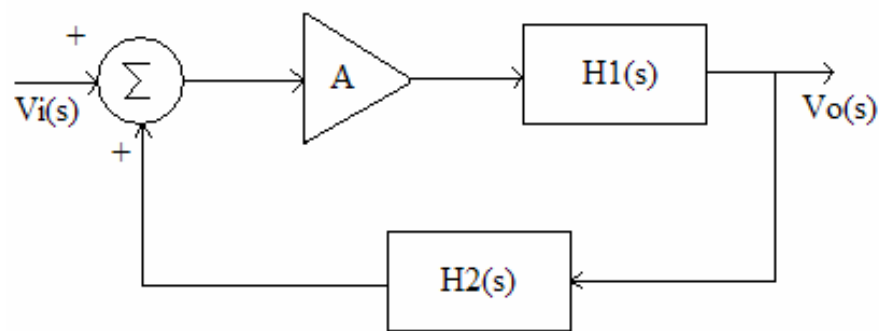


Figura 1. Diagrama a bloques de un amplificador con retroalimentación.

La ecuación 1 representa la función de transferencia del diagrama de la figura 1.

$$\frac{Vo(s)}{Vi(s)} = \frac{A \cdot H1(s)}{1 - A \cdot H1(s) \cdot H2(s)} \quad (1)$$

La ecuación característica de la función de transferencia del amplificador retroalimentado se calcula en la ecuación 2 y está dada por:

$$1 - A \cdot H1(s) \cdot H2(s) = 0 \quad (2)$$

El amplificador con retroalimentación se considera como un oscilador cuando se presenta una señal de salida en ausencia de una señal de entrada externa, esto sólo es posible si la ecuación 2 se iguala a cero, es decir, el lazo de ganancia es igual a la unidad para algunos valores de la frecuencia compleja. Cuando esto pasa para dos valores imaginarios conjugados, se presenta una señal de salida de amplitud constante. A esta condición se le conoce como el criterio de Barkhausen (Boutin, 1999) y se expresa matemáticamente como en la ecuación 3.

$$\begin{aligned} |A \cdot H1(\pm jw) \cdot H2(\pm jw)| &= 1 \\ Fase[A \cdot H1(\pm jw) \cdot H2(\pm jw)] &= 0 \end{aligned} \quad (3)$$

Lo cual significa que a la frecuencia de oscilación w , la señal en el lazo cerrado no debe sufrir una atenuación o cambio de fase debido a que cualquier cambio de fase resultará también en un cambio de frecuencia (Rhea y Clausen, 2004.). Cuando la condición 3 se cumple, los dos polos conjugados de la ecuación 1 se localizan en el eje imaginario. Cualquier desplazamiento de esa posición representa un incremento o decremento en la amplitud de la señal de salida en el dominio del tiempo como se muestra en la figura 2. Este tipo de cambio ocurre dependiendo si los polos conjugados se desplazan hacia la derecha o hacia la izquierda del eje imaginario, respectivamente.

Una vez que el oscilador ha sido excitado, la señal de salida no puede alcanzar su máxima amplitud instantáneamente, y entonces la condición que se toma en cuenta para asegurar la oscilación es:

$$\begin{aligned} |A \cdot H1(\pm jw) \cdot H2(\pm jw)| &> 1 \\ Fase[A \cdot H1(\pm jw) \cdot H2(\pm jw)] &= 0 \end{aligned} \quad (4)$$

Conforme la amplitud de la señal de salida aumente el circuito activo entrará en la región no lineal limitando así el crecimiento de la señal. Sin embargo, la condición (4) no siempre es suficiente para predecir la inestabilidad del circuito. Por ello es recomendable realizar el análisis según el criterio de Nyquist, el cual establece que el circuito es inestable si la gráfica en coordenadas polares de la respuesta en lazo abierto y su imagen encierran al menos una vez el punto $(1, i0)$ en el sentido de las manecillas del reloj conforme se incrementa la frecuencia (Cherry y Hooper, 1968), (D'azzo y Houpis, 1981).

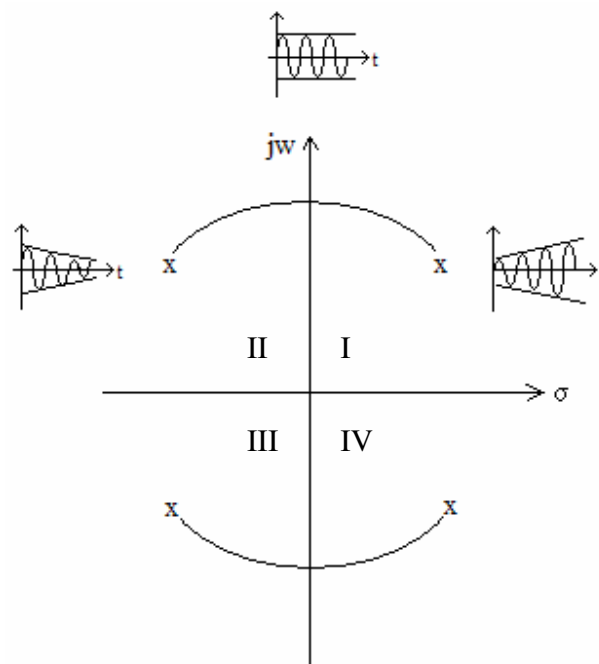


Figura 2. Respuesta en el dominio del tiempo para una determinada posición de los polos.

Si el par de polos conjugados se localizan en el eje imaginario la amplitud de la señal de salida permanece constante. El desplazamiento de los dos polos hacia los cuadrantes II y III

representa un decremento en la amplitud de la señal de salida, por el contrario si ambos polos se desplazan hacia los cuadrantes I y IV la amplitud de la señal se incrementa.

II.3 Amarre por inyección

El objetivo principal en el diseño de osciladores de frecuencia libre es obtener una alta estabilidad en frecuencia y una excelente pureza espectral. El ruido de fase de un oscilador está determinado por el valor del factor de calidad “ Q ” del filtro de microondas y de las pérdidas ocasionadas por el lazo de retroalimentación.

El modelo analítico inicial de los osciladores de amarre por inyección fue reportado por Adler (1946) y Kurokawa (1973). Con el proceso de amarre por inyección se puede lograr que en la salida del oscilador se obtenga una señal con mayor estabilidad que la conseguida hasta antes del amarre. Esto se debe a que el amarre se lleva a cabo a través de una señal más estable lo cual origina una reducción del ruido FM del oscilador durante el rango de amarre (Meyer y Daryoush, 2000).

Para que en un oscilador se logre el amarre por inyección se debe inyectar una señal la cual introduzca un cambio de fase en el lazo de retroalimentación del oscilador de frecuencia libre. Como una consecuencia, la frecuencia libre del oscilador también se desplazará. El lazo de retroalimentación ajusta la fase hasta satisfacer las condiciones de oscilación para la frecuencia inyectada. Existe un rango finito de frecuencias para el cual se satisfacen estas condiciones, al cual se le denomina *rango de amarre*. En la ecuación 5 se presenta la ecuación de Adler (Adler, 1946) para el amarre (Tamayo, 2004).

$$\Delta f = f_{ol} - f_{iny} = \frac{f_{ol}}{2Q_L} \frac{E_1}{E} \quad (5)$$

Donde:

f_{ol} : frecuencia libre de oscilación

f_{iny} : frecuencia de la señal inyectada

Q_L : factor de calidad

E_I : amplitud de la señal externa de frecuencia f_{iny} , inyectada al oscilador

E : amplitud de la señal instantánea de frecuencia f , retroalimentada a la entrada del oscilador perturbado

El amarre por inyección óptica sigue este mismo principio, sin embargo la señal de amarre (haz láser) se modula en amplitud por una señal RF y se acopla en la región activa (en este caso la compuerta) del PHEMT del oscilador. El amarre por inyección óptica en un transistor de microondas ocurre debido a la fotoexcitación de portadores en las diferentes capas del mismo con lo cual se incrementa el flujo de corriente del dispositivo (Seeds y De Salles, 1990).

El principio básico consiste en modular un láser en amplitud con una señal de microondas y obtener así un haz de luz modulada en amplitud, que será enviado al transistor a través de una fibra óptica; posteriormente el transistor actúa como fotodetector. Debido a la fotoexcitación de portadores en el transistor, el flujo de corriente se incrementa y la señal óptica modulada en amplitud excita a su vez una señal de microondas.

Originalmente el oscilador opera a una frecuencia libre de oscilación f_{ol} para la cual se cumple que la fase a través de todo el lazo de retroalimentación se conserve, es decir, a la frecuencia f_{ol} se presenta un cambio de fase de 0° . Sin embargo, al inyectar una señal externa de frecuencia f_{iny} , la fase a través del lazo se modifica, y por lo tanto deja de cumplirse la condición de oscilación presentada en la ecuación 4. A partir de que la señal del oscilador se ve influenciada por la señal externa, la fase del oscilador se modifica (sufre

un adelanto o atraso). El cambio de fase que sufre la señal del oscilador, provoca que la frecuencia de oscilación se ajuste con la señal inyectada, dando como resultado la superposición de ambas señales. Ahora la condición de fase de cero grados se cumple para un determinado rango de frecuencias ocasionando el amarre por inyección.

El amarre con la frecuencia fundamental ocurre cuando $f_{iny} \approx f_{ol}$, es decir, cuando existe una fuente estable a una frecuencia cercana a la frecuencia de oscilación (De Salles, 1983).

El valor mínimo de ruido que se puede obtener, depende del rango de amarre. El ruido cercano a la señal amarrada es aproximadamente el mismo de la señal inyectada en toda la banda de sincronía y se aproxima al del oscilador de frecuencia libre en los extremos de la banda (Lasri *et al.*, 2001). Cuando el nivel de la potencia de inyección es bajo, se obtiene un amarre de fase estrecho; sin embargo debido a la relación entre el rango de amarre con la potencia de inyección, el rango de amarre puede mejorarse (hacerse más ancho) al incrementar la potencia de la señal inyectada. Escribiendo la ecuación 5 en términos de potencias queda como,

$$\Delta w_0 = \frac{w_0}{2Q_L} \sqrt{\frac{P_{iny}}{P_{op}}} \quad (6)$$

P_{iny} : potencia de la señal de RF que se le está inyectando al transistor

P_{op} : potencia de la señal fundamental presente a la salida del oscilador

II.4 Importancia del circuito equivalente del transistor en el diseño de osciladores

La fabricación de cualquier circuito siempre implica la inversión de tiempo y dinero, razón por la cual no se pueden permitir errores que minimicen el desempeño final del circuito. Pensando en esto existen en la actualidad diferentes tipos de simuladores que se utilizan como herramientas de diseño, con los cuales es posible anticipar el comportamiento que tendrán los dispositivos antes de proceder a su construcción.

Para hacer uso de cualquier simulador, es necesario establecer modelos que representen los elementos que componen el circuito. El elegir el modelo adecuado facilita el conseguir simulaciones eficientes y predecir con precisión su funcionamiento. El circuito oscilador está compuesto por dos redes, una red activa y una red pasiva; para representar eficazmente el comportamiento del transistor (red activa) en el oscilador durante la simulación, debe sustituirse el transistor por su circuito equivalente mostrado en la figura 3.

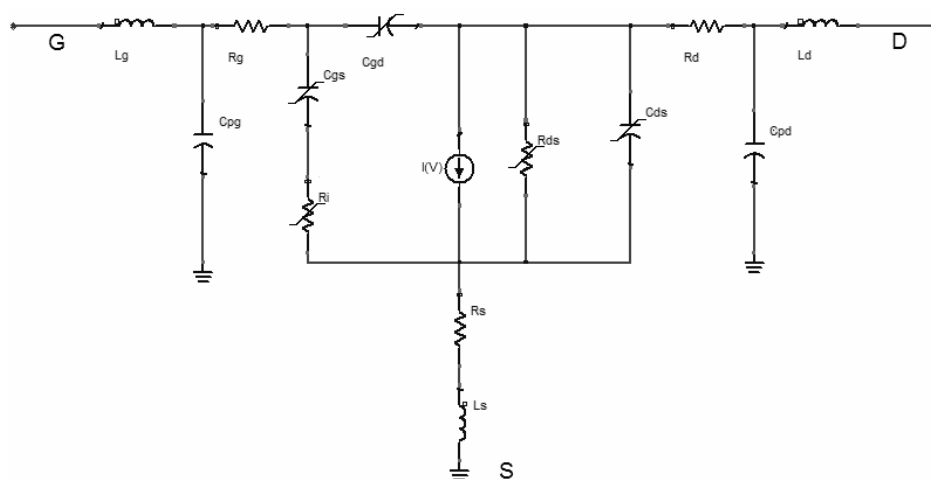


Figura 3. Modelo no lineal del circuito equivalente del transistor.

El circuito equivalente del transistor está compuesto por elementos extrínsecos (R_s , R_g , R_d , L_s , L_g , L_d , C_{pg} , C_{pd}) que no varían con los voltajes de polarización aplicados en las terminales (compuerta, drenador y fuente); y elementos intrínsecos (C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} , R_b , g_{ds} , gm , τ) los cuales a diferencia de los primeros sí se ven afectados por los cambios en los voltajes de polarización. Para extraer los valores de los elementos del circuito equivalente del transistor, se deben realizar mediciones en régimen estático y en régimen dinámico. A partir de las mediciones en régimen dinámico y utilizando modelos como el de Angelov *et al.* (1993) y Chen *et al.* (1998) entre otros, es posible determinar la respuesta no lineal de la fuente de corriente I_{ds} (V_{ds} , V_{gs}) dentro de la cual se incluye g_{ds} y gm . Para describir el comportamiento de las capacitancias intrínsecas C_{gs} y C_{gd} , existen modelos como el de Statz (1987), y el de Loo (2000), entre otros. Los elementos restantes se obtienen a partir de mediciones realizadas en régimen dinámico (parámetros de dispersión) y utilizando los procedimientos de extracción propuestos por Dambrine *et al.* (1988), Reynoso *et al.* (1996) y Berroth (1990).

Las observaciones experimentales en el espectro del circuito oscilador, muestran que el desempeño de ruido de FM del oscilador puede mejorar significativamente con iluminación. Al iluminar el transistor ocurre un cambio en el valor de la capacitancia compuerta-fuente C_{gs} a partir del cual se presenta un efecto significativo en la frecuencia de oscilación. Por lo anterior se deduce que el cambio en la capacitancia C_{gs} tiene un efecto dominante en la sintonización del oscilador.

Con la finalidad de que el resultado de la simulación sea lo más cercano al comportamiento en el circuito oscilador, se debe realizar también el modelado electro-óptico. Algunos

modelos electro-ópticos existentes para simular el transistor son el de Kawasaki *et al.* (1998), Soberanes (2005). El modelado adecuado del circuito equivalente del transistor ayuda a conocer con cierto grado de precisión el desempeño que presentará el circuito durante su operación una vez que haya sido construido; de aquí la importancia en que los valores del circuito equivalente modelados se ajusten lo mejor posible a los valores medidos.

III. El transistor como fotodetector

III.1 Introducción

El PHEMT representa un componente importante en el diseño de circuitos de microondas, debido a que presenta una movilidad electrónica alta y es sumamente sensible a la iluminación. El PHEMT se caracteriza por los materiales semiconductores que lo componen. Estos tienen diferentes anchos de banda prohibida, así como diferentes constantes de red, las cuales pueden ser ajustadas en su fracción molar para que el transistor responda a una determinada longitud de onda de una señal óptica. Considerando estas propiedades los PHEMT's pueden ser utilizados como fotodetectores o fototransistores pudiendo efectuar simultáneamente operaciones, que en el pasado hubieran necesitado de la configuración de más componentes, contribuyendo así en gran medida a la miniaturización de los equipos utilizados en el área de las telecomunicaciones. En el presente capítulo se presenta una explicación de la estructura del PHEMT, así como los efectos que se llevan a cabo en su estructura al operar bajo la influencia de la luz. Además se lleva a cabo la caracterización en régimen dinámico y régimen estático cuando el transistor se encuentra operando en oscuridad y bajo la influencia de la iluminación.

III.2 Estructura del PHEMT

La estructura de los PHEMT está formada por diferentes semiconductores con anchos de banda prohibida diferentes. Debido a estas diferencias se forman heterouniones, las cuales junto con las constantes de red de los materiales, caracterizan a este tipo de transistores. En la tabla I se presentan los valores correspondientes para los materiales del grupo III-V.

Tabla I. Bandas prohibidas y constantes de red para los grupos III-V (Sze, S.M, 1981).

<i>Elemento</i>	<i>Constante de red (Å) a 26.85° C</i>	<i>Banda prohibida (eV) a 26.85° C</i>
AlAs	5.6605	2.16
AlP	5.4510	2.45
AlSb	6.1355	1.58
BN	3.6150	~7.5
BP	4.5380	2.0
GaAs	5.6533	1.42
GaN	a=3.189 c=5.185	3.36
GaP	5.4512	2.26
GaSb	6.0959	0.72
InAs	6.0584	0.36
InP	5.8686	1.35
InSb	6.4794	0.17
AlGaAs	5.65	1.55
InGaAs	5.86	0.74-1.05

La estructura epitaxial del PHEMT se muestra en la figura 4. El PHEMT se fabrica sobre un sustrato semiaislante de GaAs. Sobre el sustrato se crece una capa de GaAs llamada capa buffer con el objetivo de aislar los defectos del sustrato y crear una superficie más adecuada para el crecimiento de la capa activa del transistor. A continuación se crece la capa canal. La característica más importante de la capa canal es el gas bidimensional de

electrones (2DEG) que resulta de los diferentes anchos de banda prohibida entre el AlGaAs y el InGaAs. La siguiente capa es la denominada capa spacer la cual no está dopada y separa al 2DEG de cualquier donador de la capa N^+ AlGaAs. La movilidad electrónica en la capa canal se incrementa conforme el grosor de la capa spacer aumenta. A continuación se crece la capa donadora N^+ AlGaAs que sirve como fuente de electrones. Posteriormente se crece una capa N^+ GaAs fuertemente dopada con la finalidad de disminuir la resistencia de los contactos óhmicos (Fazal y Aditya, 1991).

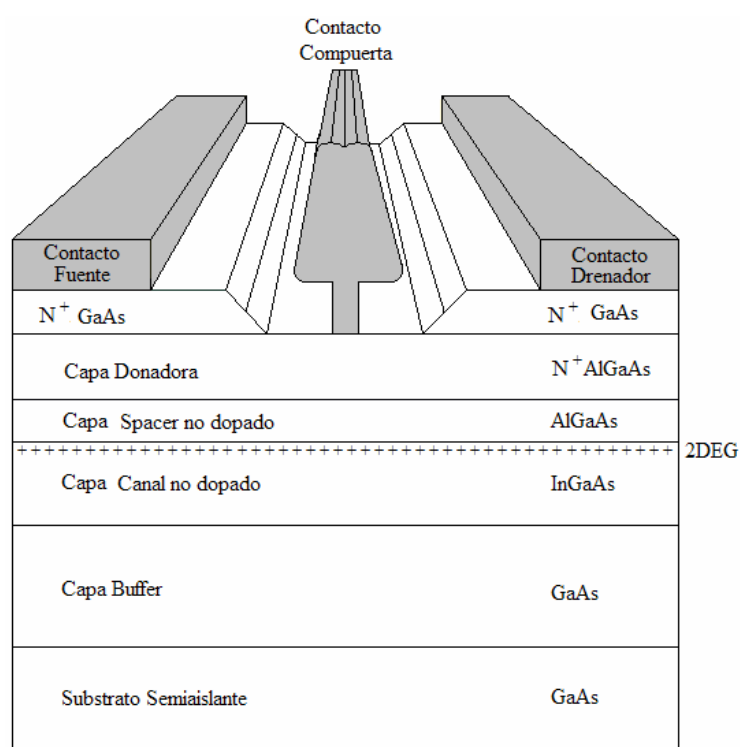


Figura 4. Estructura epitaxial del PHEMT.

III.2.1 Gas bidimensional de electrones 2DEG

La unión de dos materiales semiconductores con diferente ancho de banda prohibida da lugar a la creación de una discontinuidad en la banda de conducción en la interface entre los dos materiales como se muestra en la figura 5. El 2DEG se forma debido a que la capa con mayor ancho de banda prohibida AlGaAs, libera electrones que posteriormente se difunden hacia la capa de menor ancho de banda prohibida InGaAs cerca de la interface. Esta heterounión forma una barrera de potencial triangular en el canal donde se acumulan los electrones provenientes de la capa donadora. La heterounión se caracteriza por la discontinuidad de la banda de conducción en ambos materiales, lo que permite la separación espacial de los átomos donadores ionizados y los electrones libres. Los electrones que viajan en esta región no sufren dispersión porque la capa canal no ha sido dopada. Debido a esto se presenta una alta movilidad electrónica.

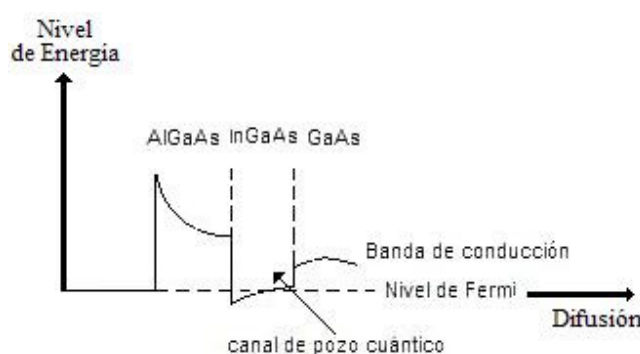


Figura 5. Discontinuidad en las bandas de energía.

III.2.2 Influencia de los voltajes de polarización

El voltaje de polarización fuente-drenador V_{ds} proporciona el campo eléctrico longitudinal en el canal mientras que el voltaje de polarización en la compuerta V_{gs} controla la concentración de portadores del 2DEG. Si se aplica un voltaje negativo en el electrodo de compuerta la concentración de electrones en el 2DEG disminuye. Con un voltaje de polarización en la compuerta debajo del voltaje de umbral V_{TH} la concentración de portadores en el canal se vuelve despreciable y el dispositivo se lleva a la condición de apagado.

III.3 Principios de fotodetección óptica en el PHEMT

Los PHEMT son altamente sensibles a la luz monocromática, en donde al ser iluminado el transistor la luz penetra a través de las aberturas entre las terminales compuerta-fuente V_{gs} y compuerta-drenador V_{ds} .

Los portadores libres (pares electrón-hueco) se generan en el material semiconductor cuando la luz cuya energía de fotón E_f es igual o mayor que la energía de la banda prohibida del semiconductor (Simons, 1990). A la diferencia entre la corriente de salida del drenador bajo iluminación y la corriente presentada en oscuridad se le denomina fotocorriente I_{ph} . Dependiendo de la posición en donde se ha iluminado el PHEMT, la longitud de onda del diodo láser, así como el nivel de potencia óptica, este puede presentar fotorespuesta positiva o negativa (Romero y Herczfeld, 1995). La fotocorriente se define como:

$$I_{ph} = I_{ds} \text{ (iluminada)} - I_{ds} \text{ (en oscuridad)} \quad (A) \quad (7)$$

La fotorespuesta positiva ($I_{ph} > 0$) se observa cuando al iluminar el PHEMT la corriente de drenador aumenta, mientras que la fotorespuesta negativa ($I_{ph} < 0$) se presenta cuando al iluminar el transistor la corriente de drenador disminuye.

En la capa buffer o sustrato del PHEMT existen trampas profundas las cuales capturan a los electrones fotogenerados por la radiación de la luz. Se cree que la fotorespuesta negativa se debe a la captura de portadores por las trampas y la sucesiva extracción de electrones de la capa 2DEG por lo tanto la corriente en el drenador disminuye. Conforme la potencia óptica se incrementa, las trampas de los niveles profundos se llenan y una gran cantidad de fotoelectrones alcanzan el 2DEG, ocasionando que la corriente en el drenador I_{ds} también incremente (fotorespuesta positiva).

En dispositivos semiconductores bajo iluminación óptica se presentan dos fenómenos físicos denominados efecto fotoconductor y efecto fotovoltaico. Ambos efectos son causados por el exceso de pares electrón-hueco fotogenerados, de forma que dependiendo de la región iluminada y voltajes de polarización presentes en las terminales, uno de los dos efectos es el dominante.

Como consecuencia de los efectos fotoconductor y fotovoltaico las curvas del transistor medidas en DC así como los valores de los parámetros de circuito equivalente en pequeña señal, cambian cuando la energía óptica es absorbida por el transistor. Debido a ello, la luz incidente puede suponerse como una terminal adicional que controla ópticamente la operación del dispositivo.

III.3.1 Efecto Fotoconductor

El efecto fotoconductor se presenta cuando el voltaje V_{gs} es menor que el voltaje de umbral V_{TH} (apagado). Si se ilumina al dispositivo de forma que la potencia óptica se vaya incrementando, se podrá observar que la corriente I_{ds} aumenta ligeramente debido a los electrones fotogenerados dando lugar a un aumento en la conductividad del canal.

El efecto fotoconductor es dominante cuando la energía del fotón incidente E_f es igual o mayor que la energía de la banda prohibida de la capa canal pero menor que la energía de la banda prohibida de la capa donadora. Los fotoelectrones generados en esta capa experimentarán un campo eléctrico vertical asociado con la curvatura de las bandas en la heterounión, y un campo eléctrico horizontal asociado con el voltaje fuente-drenador V_{ds} aplicado. Dado que los electrones viajan en dirección horizontal estos son colectados en la capa 2DEG, y los fotoelectrones contribuyen a incrementar la conductancia de salida del PHEMT así como la corriente fuente-drenador I_{ds} . Los huecos fotogenerados se dirigen hacia el sustrato semiaislante donde son acoplados capacitivamente con la fuente a tierra. La variación en la concentración de fotoelectrones se vuelve despreciable con pequeños cambios en el voltaje de polarización en la compuerta V_{gs} (De Salles y Romero, 1991).

La fotocorriente causada por el efecto fotoconductor se calcula con la ecuación 8 (Kang *et al.*, 2004).

$$I_{ph,pc} = (q\mu_n nE)WD \quad (8)$$

Donde:

μ_n : movilidad del electrón en el canal ($cm^2 / V \cdot s$)

n : concentración de electrones generados por el efecto fotoconductor (cm^{-3})

E : campo eléctrico aplicado en el canal (V / cm)

W : anchura de la región activa (cm)

D : profundidad de la región activa (cm)

q : carga del electrón ($1.6 \times 10^{-19} C$)

III.3.2 Efecto Fotovoltaico

El efecto fotovoltaico es dominante en encendido (cuando V_{gs} es mayor que V_{TH}) y dependiendo de la región del transistor donde la luz es absorbida, se pueden observar dos efectos diferentes: el efecto fotovoltaico externo y el efecto fotovoltaico interno. El efecto fotovoltaico externo se origina por la absorción de la luz en la capa donadora (GaAlAs), mientras que el efecto fotovoltaico interno se origina por la absorción de la luz en la capa buffer (GaAs). Cuando el PHEMT se ilumina, los huecos fotogenerados en la región de fuente se confinan en el pozo cuántico junto con los electrones. Los huecos y electrones de la fuente se separan espacialmente debido al campo interno formado por el 2DEG.

III.3.2.1 Efecto fotovoltaico externo

El *efecto fotovoltaico externo* ocurre cuando los fotones se absorben en la capa donadora (AlGaAs) y al mismo tiempo se conecta a la terminal de compuerta una resistencia de polarización de valor grande de aproximadamente $1M\Omega$ (Romero *et al.*, 1996). El campo eléctrico asociado causa que los pares electrón-hueco se separen, creando una fotocorriente de compuerta. La fotocorriente fluye fuera del electrodo de compuerta a través de la resistencia de polarización y como resultado se induce un fotovoltaje V_{ph} , el cual se añade

al voltaje de polarización de la compuerta V_{gs} sin iluminación ocasionando un incremento en la corriente fuente-drenador I_{ds} y en la capacitancia fuente-compuerta C_{gs} .

III.3.2.2 Efecto fotovoltaico interno

El *efecto fotovoltaico interno* se origina cuando la luz se absorbe en la capa buffer (GaAs), el campo eléctrico asociado causa que los pares electrón-hueco se separen incrementando así el flujo de corriente. La cantidad de huecos acumulados en la capa buffer tiene que ser balanceada por un incremento en la concentración de electrones en el 2DEG, correspondiéndole al circuito externo proveer los portadores para neutralizar la carga. Como consecuencia de la iluminación, el nivel de Fermi se altera y causa un incremento en la concentración de portadores. A esta variación en la curvatura de las bandas se le conoce como el fotovoltaje inducido V_{ph} y se añade al voltaje aplicado en la compuerta V_{gs} desplazando el voltaje de umbral V_{TH} hacia valores más negativos (Takanashi *et al.* 1998). Takanashi considera el cálculo del fotovoltaje como se muestra en la ecuación 9.

$$V_{ph} = \Delta V_{TH} = \frac{\eta kT}{q} \ln \left(1 + \frac{\eta q P}{I_{pd} h\nu} \right) \quad (9)$$

Donde:

η : eficiencia cuántica asociada con la absorción en el canal

$h\nu$: energía de fotón (eV)

I_{pd} : corriente de huecos en oscuridad (A)

q : carga del electrón (1.6×10^{-19} C)

k : constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} J °K⁻¹)

T : temperatura expresada en °K

P : potencia óptica incidente (W)

III.4 Caracterización del PHEMT

Como se mencionó en el capítulo II el éxito del desempeño del circuito, una vez que éste sea llevado a la práctica, depende ampliamente del correcto modelado de los componentes que constituyen el circuito equivalente del transistor. En la presente sección se estudia al transistor como fotodetector y se realizan mediciones en régimen estático y dinámico con la finalidad de extraer los parámetros que componen dicho circuito equivalente

III.4.1 Mediciones con el diodo láser modulado

Para conocer la respuesta que presentará el transistor a la luz monocromática es necesario caracterizarlo. Con este propósito se hace incidir sobre él un haz proveniente de un diodo láser ($\lambda = 850nm$) modulado por una fuente externa (sintetizador). Para iluminar el transistor se utilizó un trozo de fibra óptica multimodo de $62.5\mu m$ de diámetro. La salida de la fibra se colocó a una distancia aproximada de 1mm sobre la superficie del transistor.

El transistor utilizado es un NE32400 de heterounión pseudomórfico (InGaAs) con longitud y ancho de compuerta de $0.25\mu m$ y $200\mu m$ respectivamente.

El diodo láser es modelo 1780 de NEW FOCUS con $\lambda=850nm$ modulable hasta 7.5GHz.

La figura 6 muestra el arreglo experimental utilizado para evaluar al transistor como fotodetector.

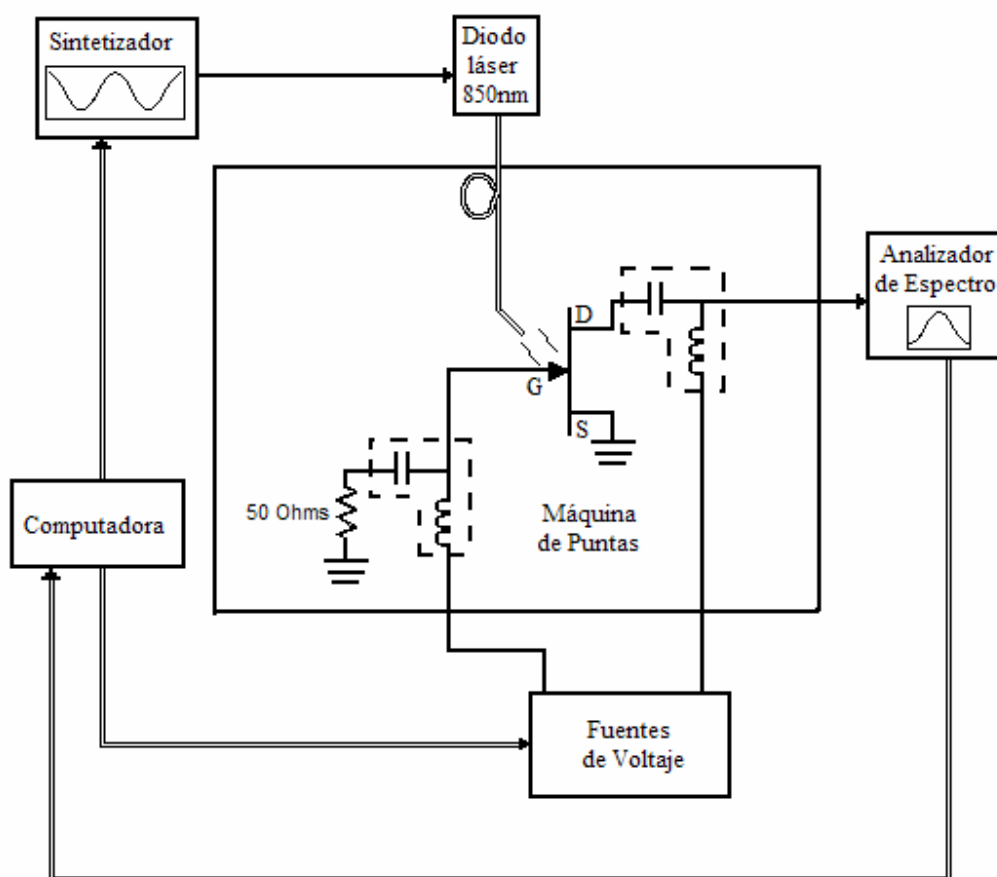


Figura 6. Banco de medición para el estudio del transistor como fotodetector.

Con la finalidad de observar la capacidad de detección del PHEMT a una señal óptica modulada en amplitud proveniente del diodo láser ($\lambda=850nm$), se realizaron las mediciones en potencia mostradas en la figura 7 y 8, en donde el punto de operación del transistor se mantuvo fijo en $V_{gs}=-0.6$ V, $V_{ds}=1.4$ V considerando que en dicho punto el transistor se comporta como un amplificador de pequeña señal.

En la figura 7 se muestran las mediciones correspondientes a los niveles de potencia a la salida del transistor al variar la potencia óptica del diodo láser. Para ello se realizaron diez mediciones distintas posicionando la potencia óptica en el rango de 0.4 a 0.7mW.

En la figura 8 se reporta la potencia detectada por el PHEMT en función de la frecuencia de modulación de la señal óptica. En esta figura se puede observar como la intensidad de la potencia detectada disminuye conforme la frecuencia de modulación se incrementa.

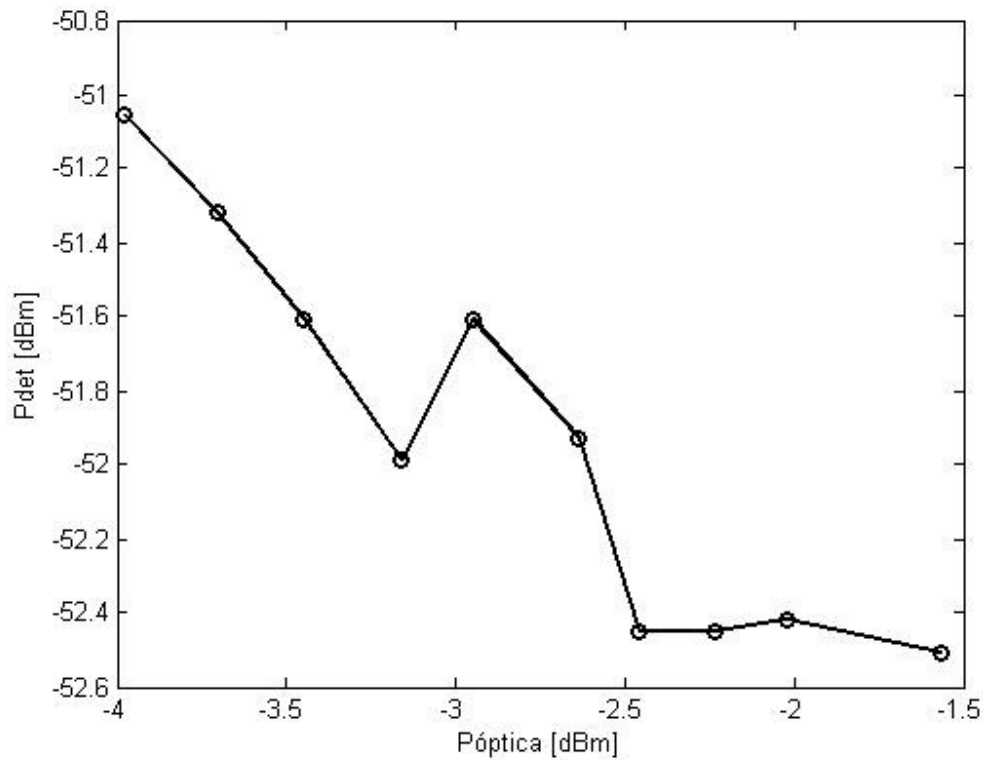


Figura 7. Potencia detectada por el PHEMT en función de la potencia óptica en dBm. ($\lambda=850nm$). El punto de polarización del PHEMT es $V_{gs}=-0.6V$ y $V_{ds}=1.4V$.

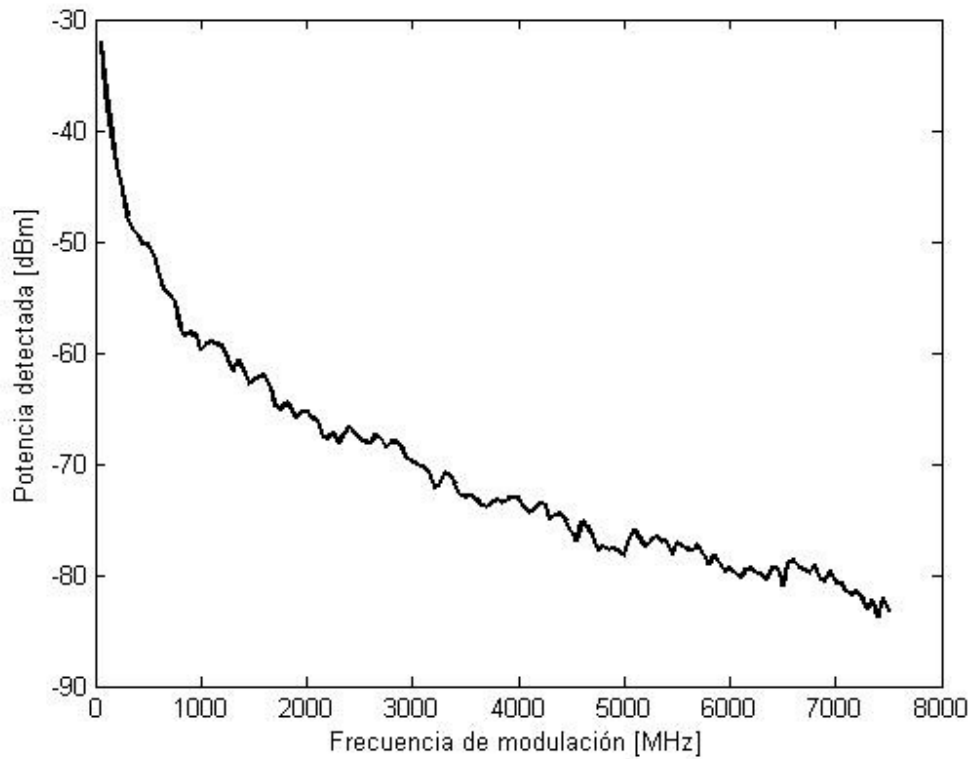


Figura 8. Potencia detectada por el PHEMT en función de la frecuencia de modulación de la señal óptica ($\lambda = 850nm$) con una potencia $P_{opt} = -2.94dBm$. El punto de polarización del PHEMT es $V_{gs} = -0.6V$ y $V_{ds} = 1.4V$.

Con el objeto de determinar el mejor punto de operación del transistor PHEMT como detector de luz, se hicieron mediciones de la potencia detectada variando V_{ds} y V_{gs} . En las figuras 9 y 10 se presentan las gráficas de la potencia detectada por el PHEMT a una frecuencia de modulación de 1GHz.

En la figura 9, el voltaje de polarización V_{gs} se mantiene constante para distintos valores de V_{ds} ; mientras que en la figura 10 el barrido de voltajes se hace para V_{gs} y se conserva un valor fijo de V_{ds} .

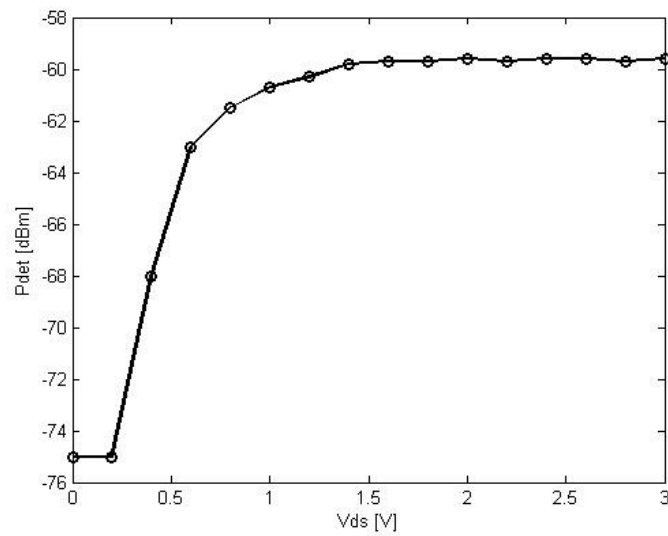


Figura 9. Potencia detectada en función del voltaje V_{ds} para un voltaje $V_{gs}=-0.6V$ y una potencia óptica $P_{opt} = -2.94dBm$.

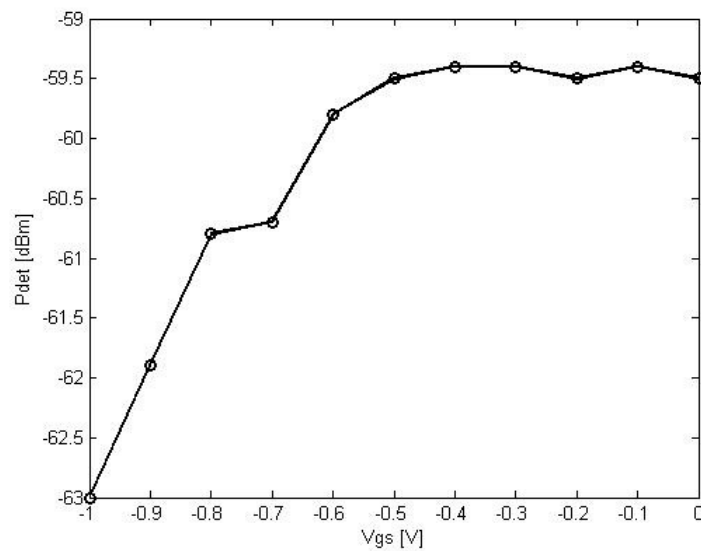


Figura 10. Potencia detectada en función del voltaje V_{gs} para un voltaje $V_{ds}=1.4V$ y una potencia óptica $P_{opt} = -2.94dBm$.

III.4.2 Mediciones I(V) en régimen dinámico

En la figura 11 se presenta la configuración del banco de medición I(V) con el cual se caracterizó al transistor en régimen dinámico. Las mediciones I(V) en modo pulsado serán utilizadas para describir el comportamiento de la fuente de corriente del circuito equivalente por medio de un modelo semi-empírico. El PHEMT se coloca en la máquina de puntas, la cual está conectada al analizador dinámico (DIVA), permitiendo polarizar al transistor con distintos niveles de voltajes V_{gs} y V_{ds} y efectuar mediciones de I_{ds} , que envía a la computadora, donde se almacenan los archivos de datos para un análisis posterior y obtención de gráficas.

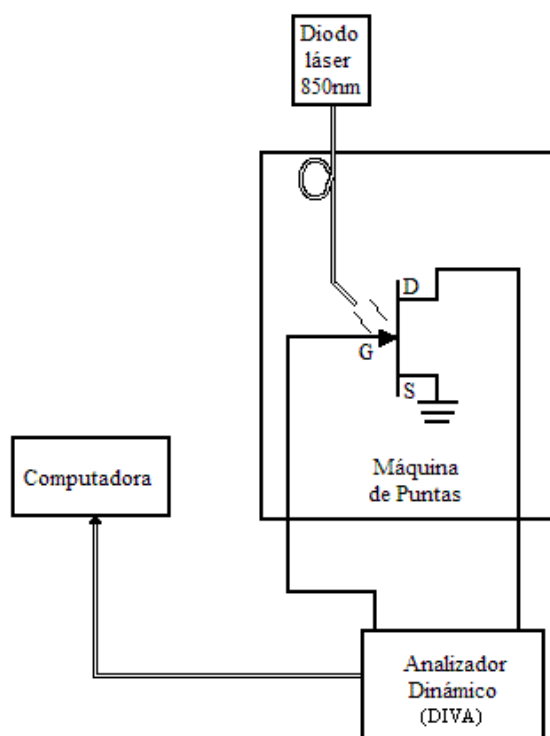
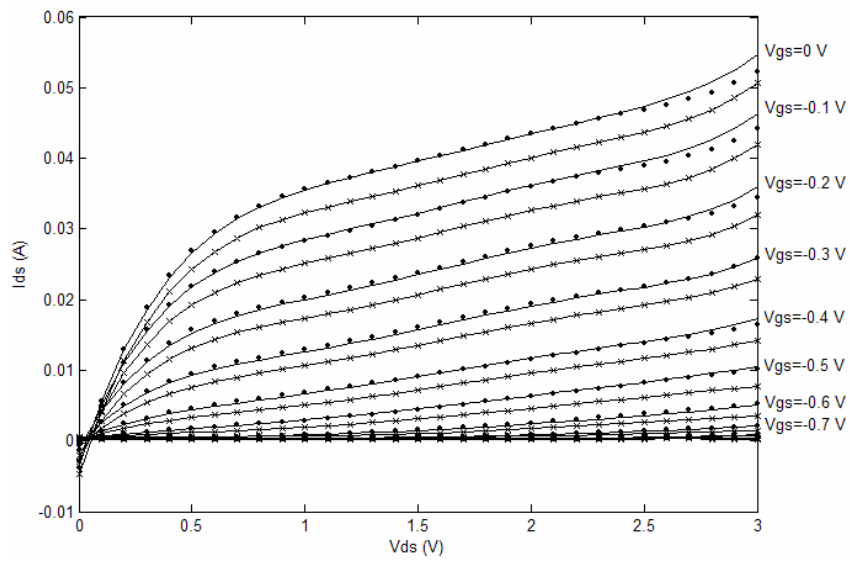


Figura 11. Banco de medición en modo pulsado.

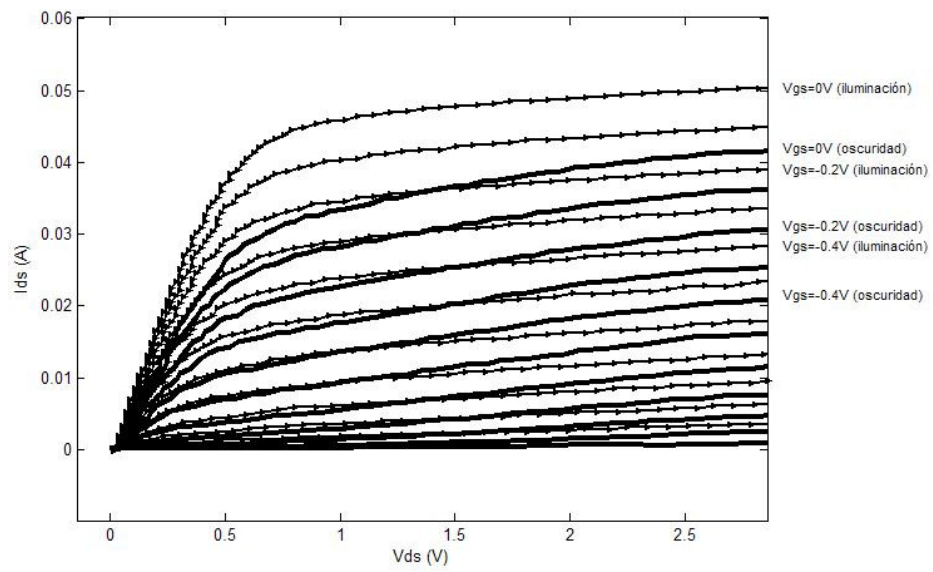
Los datos experimentales de las curvas $I(V)$ se muestran en la figura 12, las curvas $I_{ds}-V_{ds}$ relacionan la corriente en el drenador respecto al voltaje aplicado en la terminal de drenador para ciertos valores de voltaje en la compuerta. En la figura 12 se muestran las diferentes fotorepuestas obtenidas al iluminar el PHEMT con dos diodos láser de longitud de onda $\lambda_1 = 1310nm$, $\lambda_2 = 850nm$.

En la figura 12a se muestra el caso de la fotorepuesta negativa ($I_{ph} < 0$), la cual se presenta cuando al iluminar el transistor la corriente de drenador disminuye. El transistor fue iluminado con un haz de longitud de onda $\lambda_1 = 1310nm$ al nivel máximo y mínimo de potencia proporcionada por el diodo láser, $P_{m\acute{a}x}=0.531mW$, $P_{m\acute{i}n}=0.0013mW$. En la figura 12a se muestra en línea s31lida la curva para el transistor sin iluminaci31n, mientras que las curvas con s31mbolo de puntos y cruz representan al transistor iluminado con m31ximo y m31nimo nivel de potencia respectivamente.

En la figura 12b se presenta la gr31fica de las curvas $I(V)$ en el caso de la fotorepuesta positiva ($I_{ph} > 0$), la longitud de onda del l31ser es $\lambda_2 = 850nm$ con una potencia 31ptica $P_{opt} = 0.507mW$. En esta figura se observa que el principal efecto del diodo l31ser en el transistor es el incremento en la corriente I_{ds} . Diversos autores han explicado este incremento como la causa del desplazamiento en el voltaje V_{TH} .



a)



b)

Figura 12. Fotorespuesta en función de las curvas I_{ds} - V_{ds} del PHEMT. a) fotorespuesta negativa. b) fotorespuesta positiva.

Las curvas I_{ds} - V_{gs} de la figura 13 relacionan la corriente de drenador con el voltaje fuente-compuerta, para un valor específico de V_{ds} . Nuevamente las curvas con línea sólida representan las mediciones en oscuridad, y las curvas con símbolo de triángulo representan las mediciones bajo el efecto del diodo láser. Para las mediciones sin láser o en oscuridad se observa un valor $V_{TH} = -0.8V$. Es decir, que para voltajes más negativos que el valor de V_{TH} , la corriente I_{ds} en el transistor se vuelve despreciable tal como se mencionó en la sección III.2.2. En cambio, para el transistor iluminado se observa un V_{TH} más negativo, es decir, el valor del V_{TH} se desplazó hacia la izquierda, permitiendo que a un $V_{gs} = -0.8V$ aún circule una corriente I_{ds} capaz de mantener en estado encendido el transistor, lo cual quiere decir que para voltajes menos negativos en V_{gs} se presentarán valores de I_{ds} superiores a los obtenidos con el transistor en oscuridad.

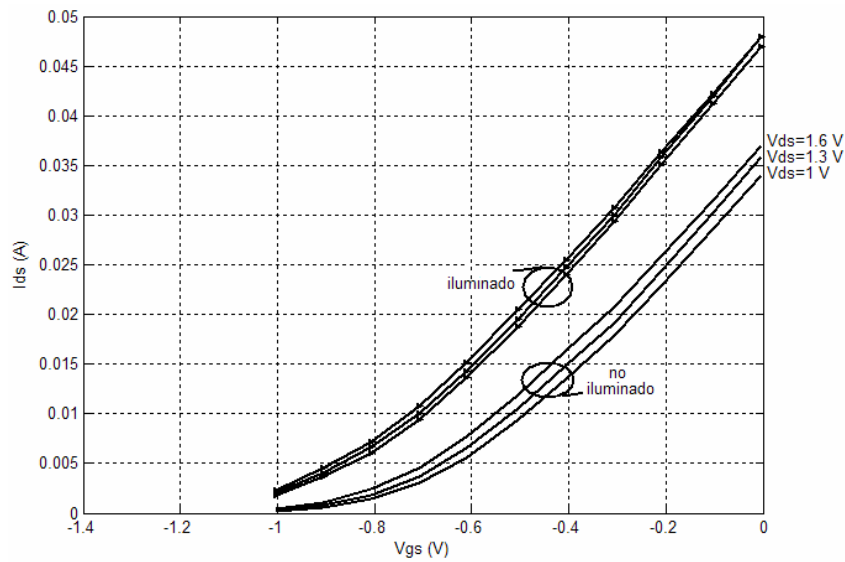
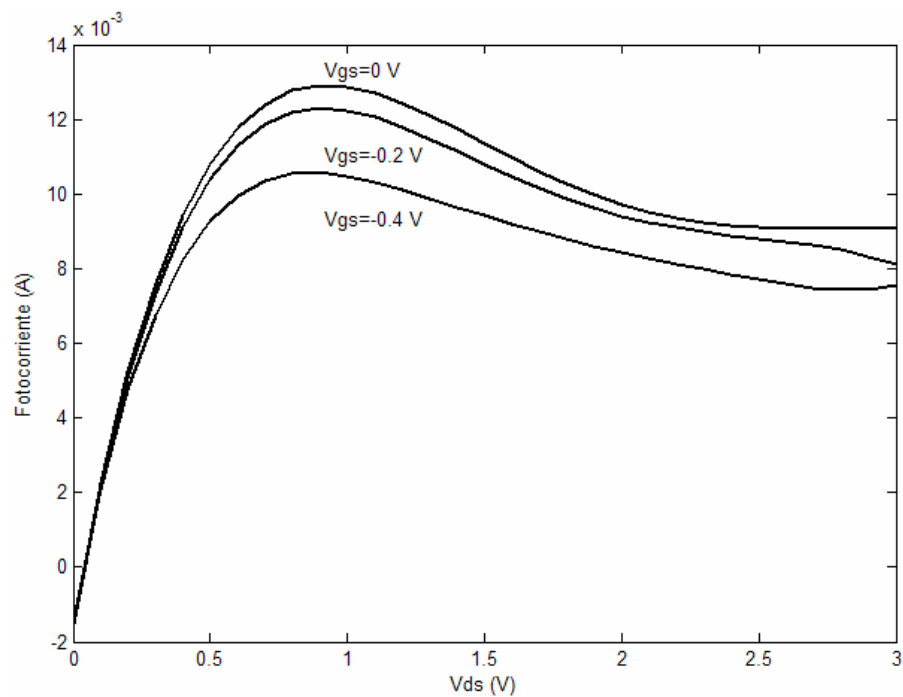
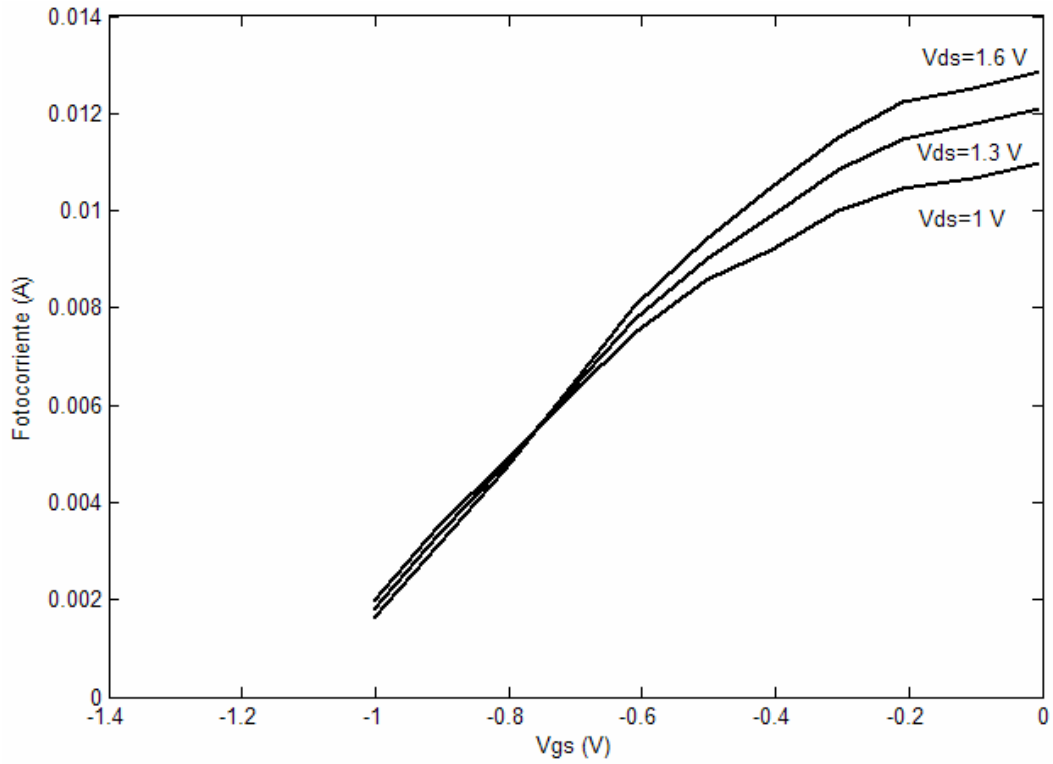


Figura 13. Curvas I_{ds} - V_{gs} del PHEMT. Transistor sin iluminar e iluminado con un diodo láser de $\lambda = 850nm$ y $P_{opt} = 0.507mW$.

Conociendo el comportamiento de la corriente I_{ds} del transistor bajo iluminación, y haciendo uso de la ecuación 7, se calculó la fotocorriente I_{ph} en el transistor, en donde las gráficas correspondientes se presentan en la figura 14. En la figura 14a se observa que la fotocorriente alcanza un valor máximo y posteriormente comienza a disminuir. Este efecto sucede debido a que la potencia óptica no es muy alta y para voltajes mayores de V_{ds} la aportación de corriente debida a los portadores fotogenerados es menor. Al observar la figura 14b se aprecia que cuando el transistor se encuentra en oclusión la fotocorriente generada es mínima; por lo que se puede deducir que el transistor que se está caracterizando generará mayores niveles de fotocorriente a causa del efecto fotovoltaico, debido a que este efecto es dominante cuando el transistor se encuentra en estado de encendido o por encima del voltaje V_{TH} .



a)



b)

Figura 14. Corriente fotogenerada en el PHEMT iluminado con un láser de $\lambda = 850nm$ y $P_{opt} = 0.507mW$. a) corriente fotogenerada en función de V_{ds} . b) corriente fotogenerada en función de V_{gs} .

La transconductancia es una medida del cambio en la corriente de I_{ds} con respecto al cambio en el voltaje V_{gs} , donde al mismo tiempo se conserva un valor fijo para el voltaje V_{ds} . Evaluando la ecuación 10 es posible conocer los valores de transconductancia gm presentes en el PHEMT en oscuridad.

$$gm = \left. \frac{dI_{ds}}{dV_{gs}} \right|_{V_{ds} = \text{constante}} \quad (10)$$

Cuando el PHEMT ha sido iluminado por el diodo láser es necesario utilizar la ecuación 11, donde la transconductancia gm se relaciona con la fotocorriente y el fotovoltaje

generado (Romero, 1996). Para realizar el cálculo de la ecuación 11 el valor de V_{ph} se mantuvo constante con V_{gs} , debido a que el fotovoltaje interno es independiente de la polarización en la compuerta.

$$I_{ph} = gmV_{ph} \quad (11)$$

En la figura 15 se puede observar que la transconductancia aumenta hasta alcanzar un valor máximo a partir del cual decrece con el incremento de la corriente I_{ds} .

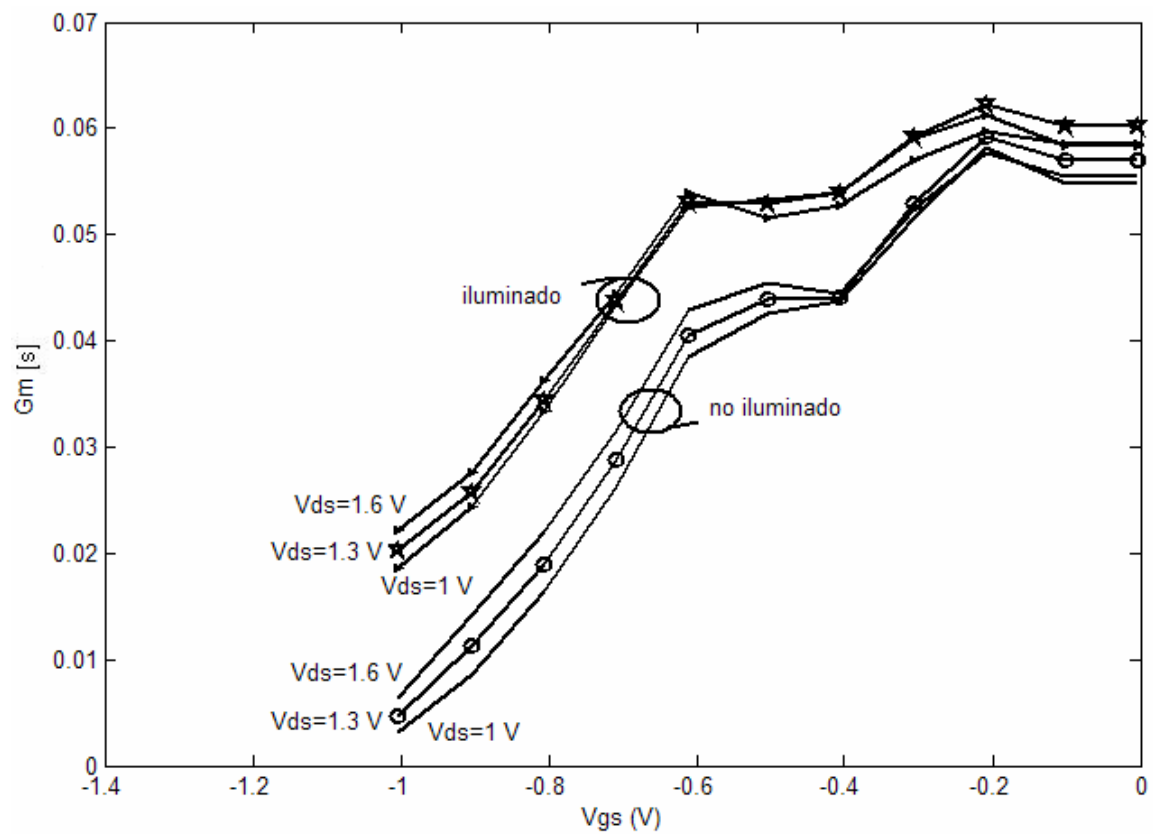


Figura 15. Curvas de transconductancia gm.

A partir de las curvas mostradas en la figura 15 es posible elegir el punto de operación óptimo para diseñar el opto-oscilador, y al cual efectuar la caracterización del transistor. Es notable que para un $V_{gs}=-0.2V$ se presenta el valor máximo de gm , lo cual se traduce en una mayor ganancia. Las curvas inferiores representan al transistor en oscuridad, destacando la curva con círculos que indica un $V_{ds}=1.3V$ en donde para valores de V_{gs} cercanos a $0V$ gm es mayor. Para las curvas superiores (iluminadas), la curva para el voltaje $V_{ds}=1.3V$ se identifica con símbolos en forma de estrella. En base a estos resultados, se eligió como punto de operación para el transistor el representado por los voltajes de alimentación $V_{gs}=-0.2V$ y $V_{ds}=1.3V$.

III.4.3 Medición de los parámetros de dispersión

Una vez realizadas las mediciones de las curvas $I-V$ utilizadas para modelar el elemento de la fuente de corriente de la figura 3, se llevaron a cabo mediciones de parámetros de dispersión para modelar el resto de los elementos conectando el banco de medición como se ilustra en la figura 16. El PHEMT se coloca en la máquina de puntas y se polariza haciendo uso de las fuentes de voltaje, que a su vez se encuentran conectadas por medio de una interface GPIB a la computadora, la cual a través de un programa de cómputo controla las fuentes de voltaje que polarizan al transistor. El analizador de redes vectorial mide los parámetros $[S]$ del transistor y envía las mediciones a la computadora para posteriormente guardarlas en un archivo.

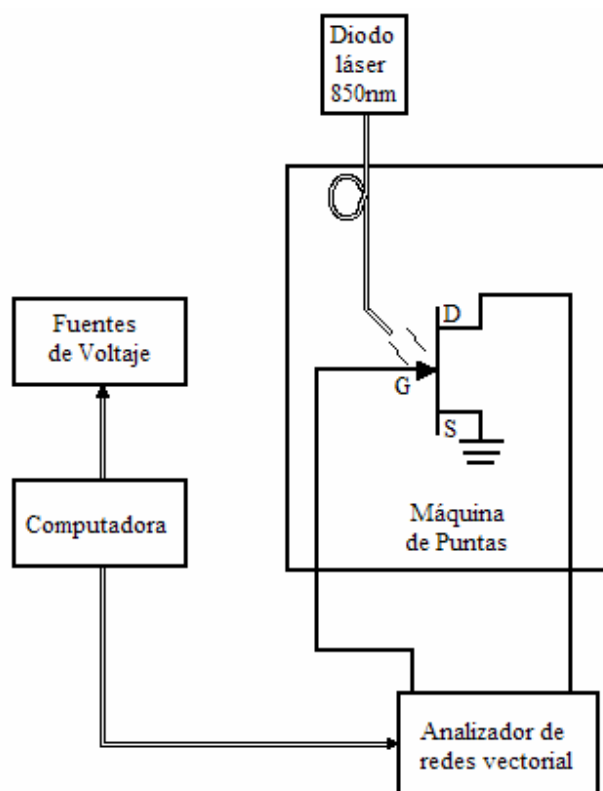


Figura 16. Fotovoltaje en función de la potencia óptica aplicada al PHEMT.

Los parámetros [S] están relacionados con la ganancia en potencia y pérdidas por regreso. En la figura 17 se muestran los parámetros correspondientes al punto de operación elegido $V_{gs} = -0.2V$ y $V_{ds} = 1.3V$ para el rango de frecuencias de 0.45GHz hasta 30GHz. Las mediciones fueron realizadas con el transistor bajo iluminación y en la oscuridad para observar los efectos ocasionados por la iluminación láser sobre los parámetros [S]. Para el punto de polarización utilizado no se presentó una variación significativa en los parámetros de dispersión. Sin embargo, su comportamiento varía dependiendo del voltaje de polarización elegido.

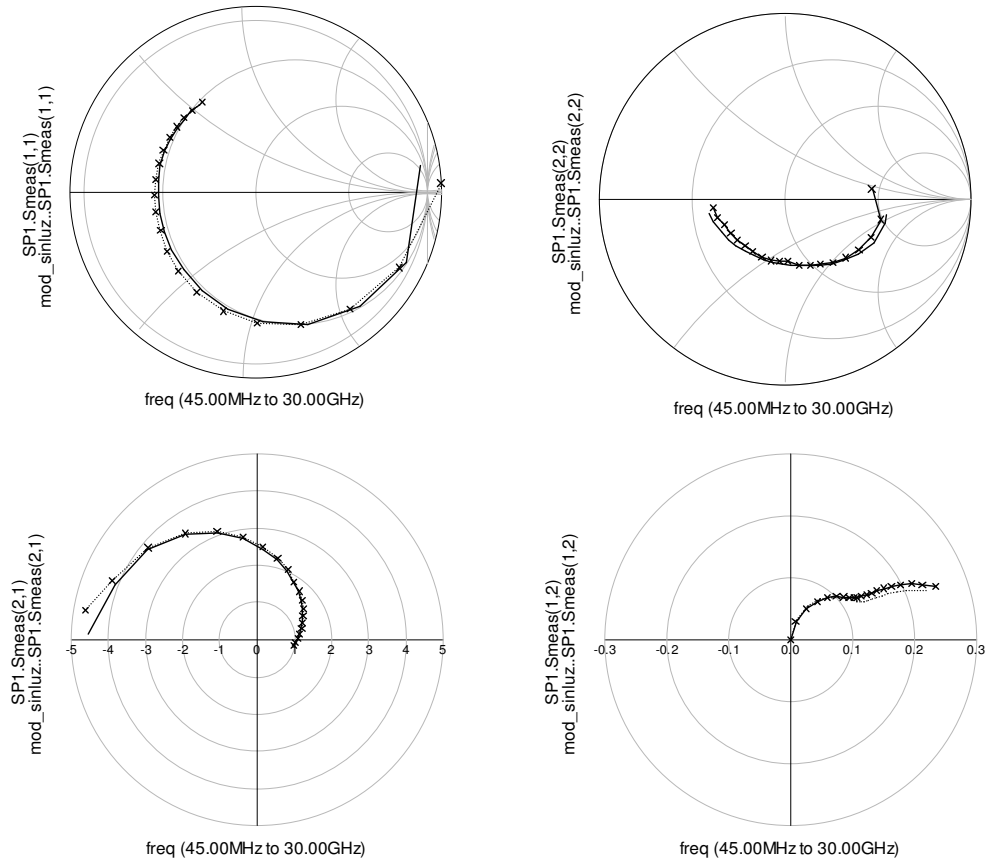


Figura 17. Parámetros [S] del PHEMT medidos bajo iluminación y en la oscuridad para el punto $V_{ds}=1.3V$, $V_{gs}=-0.2V$. Las curvas con línea sólida representan al transistor en oscuridad (-) y las líneas con símbolo al transistor bajo iluminación (x-x-x).

Con los datos medidos y utilizando como herramienta el programa LIMMIFET², se extrajeron los elementos intrínsecos y extrínsecos del circuito equivalente del transistor. En la tabla II se presentan los valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor para dos puntos de polarización ($V_{gs}=-0.2V$, $V_{ds}=1.3V$ y $V_{ds}=1.4V$) con la finalidad de ejemplificar en la sección siguiente el ajuste entre los parámetros de dispersión modelados y medidos.

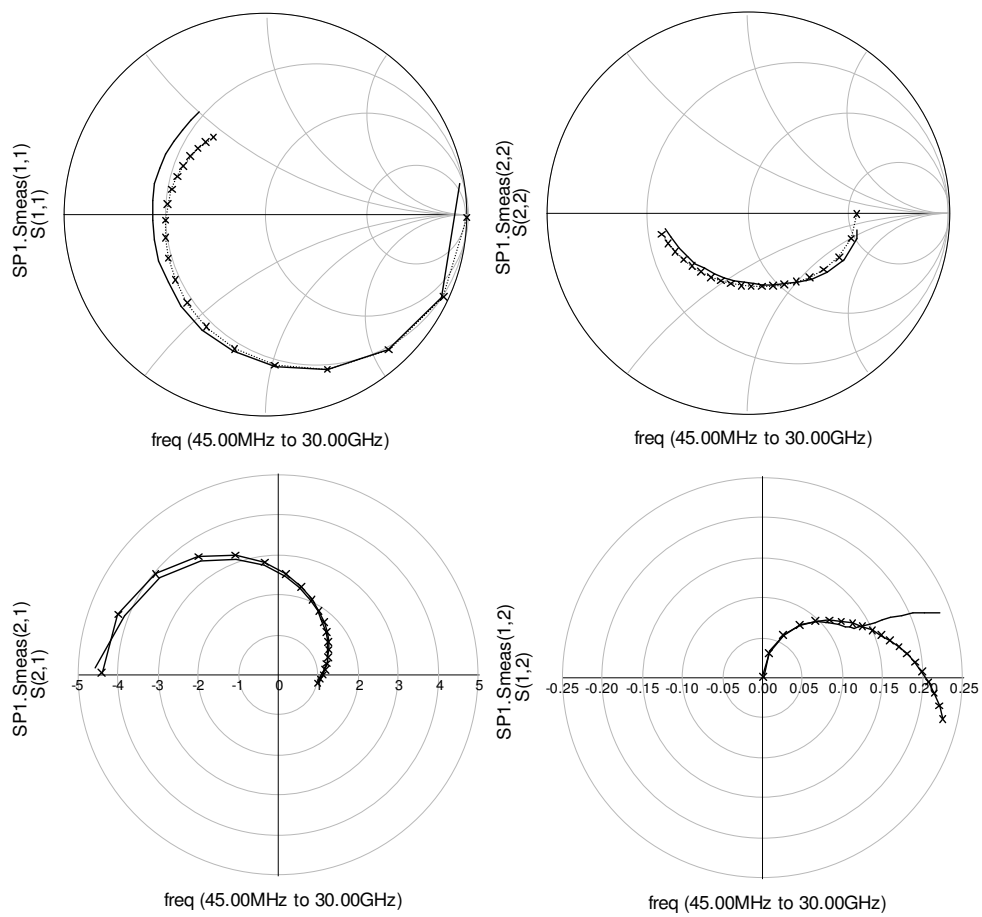
² Zúñiga-Juárez, E. 2003. Linear Modeling Microwaves Field Effect Transistor (LIMMIFET). CICESE.

Tabla II. Valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor.

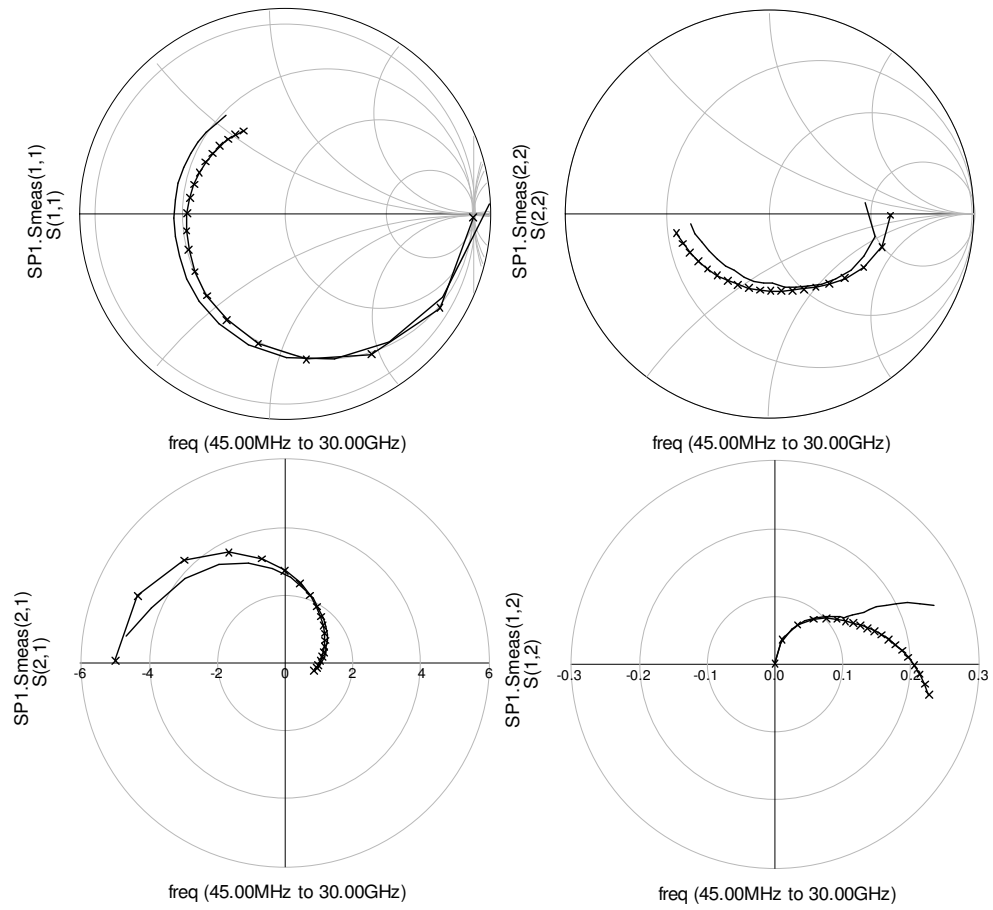
<i>Elementos extrínsecos</i>	
Ls=104.5 pH	Rs=3.4 Ω
Ld=153.7 pH	Rd=4.0 Ω
Lg=144.2 pH	Rg=2.2 Ω
Cpg=59.3 fF	Cpd=94.0 fF
<i>Elementos intrínsecos en la oscuridad</i> <i>Vds = 1.3 V, Vgs = -0.2 V</i>	<i>Elementos intrínsecos bajo iluminación</i> <i>Vds = 1.3 V, Vgs = -0.2 V</i>
Cgs=293.3 fF	Cgs=310.634 fF
Cgd=36.6 fF	Cgd=34.5 fF
Cds=10.6 fF	Cds=29.0 fF
Rds=133.7 Ω	Rds=131.3 Ω
Ri=2.7 Ω	Ri=2.8 Ω
<i>Elementos intrínsecos en la oscuridad</i> <i>Vds = 1.4 V, Vgs = -0.2 V</i>	<i>Elementos intrínsecos bajo iluminación</i> <i>Vds = 1.4 V, Vgs = -0.2 V</i>
Cgs=328.4 fF	Cgs=352.5 fF
Cgd=21.5 fF	Cgd=18.3 fF
Cds=34.7 fF	Cds=37.8 fF
Rds=107.9 Ω	Rds=100.3 Ω
Ri=0.7 Ω	Ri=0.5 Ω

III.4.4 Modelado de parámetros [S] utilizando los elementos del circuito equivalente del transistor

Utilizando los valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente se modelan los parámetros [S] del transistor. En las figuras 18 y 19 se presenta una comparación entre los parámetros [S] medidos y los estimados de los modelos para los dos diferentes puntos de polarización presentados en la tabla II. Los parámetros [S] que se muestran corresponden a datos tomados en oscuridad (figura 18a y 19a) y bajo iluminación (figura 18b y 19b). Puede observarse que en las gráficas correspondientes a los datos medidos en oscuridad los parámetros de dispersión se ajustan mejor que en el caso donde el transistor ha sido iluminado

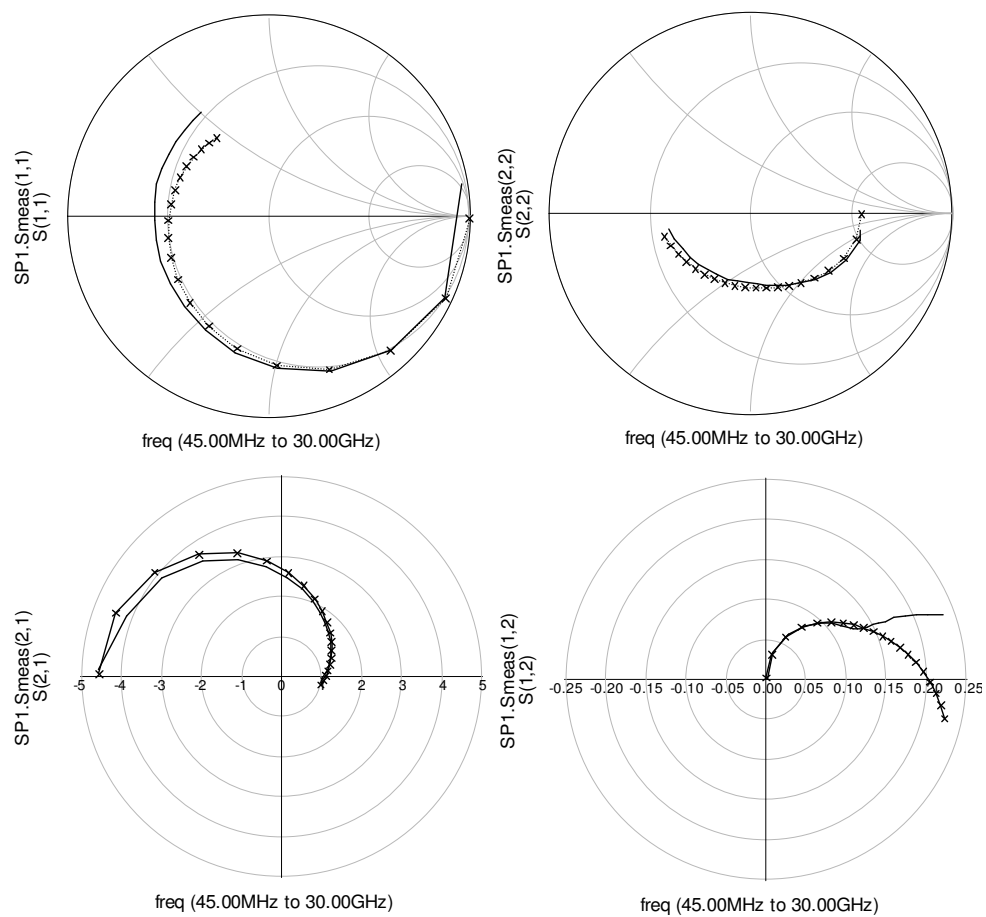


a)

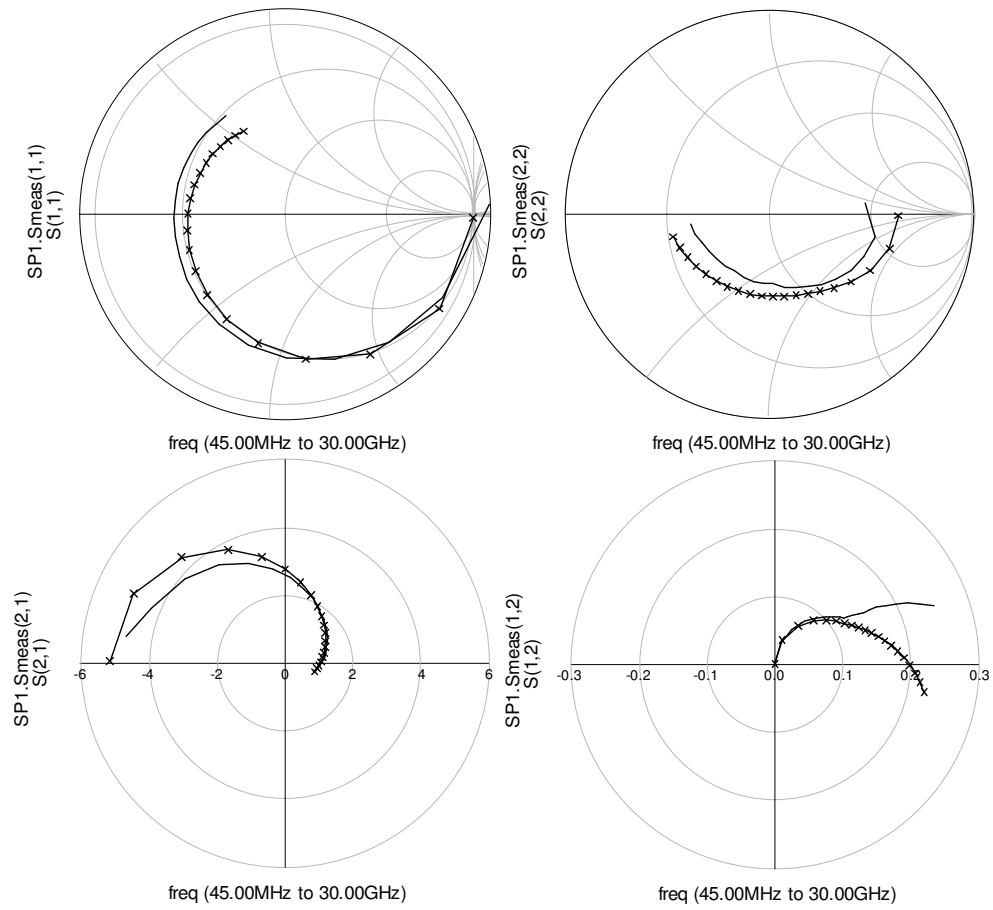


b)

Figura 18. Parámetros [S] del modelo contra mediciones para el punto de polarización $V_{gs}=-0.2V$, $V_{ds}=1.3V$. a) Oscuridad. b) Iluminados. Las curvas con línea sólida (-) representan los valores medidos y las curvas con símbolo (x) los valores estimados.



a)



b)

Figura 19. Parámetros [S] del modelo contra mediciones para el punto de polarización $V_{gs}=-0.2V$, $V_{ds}=1.4V$. a) Oscuridad. b) Iluminados. Las curvas con línea sólida (-) representan los valores medidos y las curvas con símbolo (x) los valores estimados.

En la figura 20 se muestra la comparación de los parámetros [S] para el punto $V_{gs}=-0.2V$, $V_{ds}=1.3V$ (punto de operación elegido para el opto-oscilador) en términos de magnitud y fase, en bajas frecuencias los datos estimados coinciden favorablemente con respecto a aquellos obtenidos en la medición, se observa también que S12 (coeficiente de reflexión a la salida) es el parámetro que menos se ajusta. Las curvas en línea continua (-) representan los valores medidos. Las curvas con símbolo de círculo ($\circ$) y de triángulo (∇) representan los valores estimados para la magnitud y la fase respectivamente.

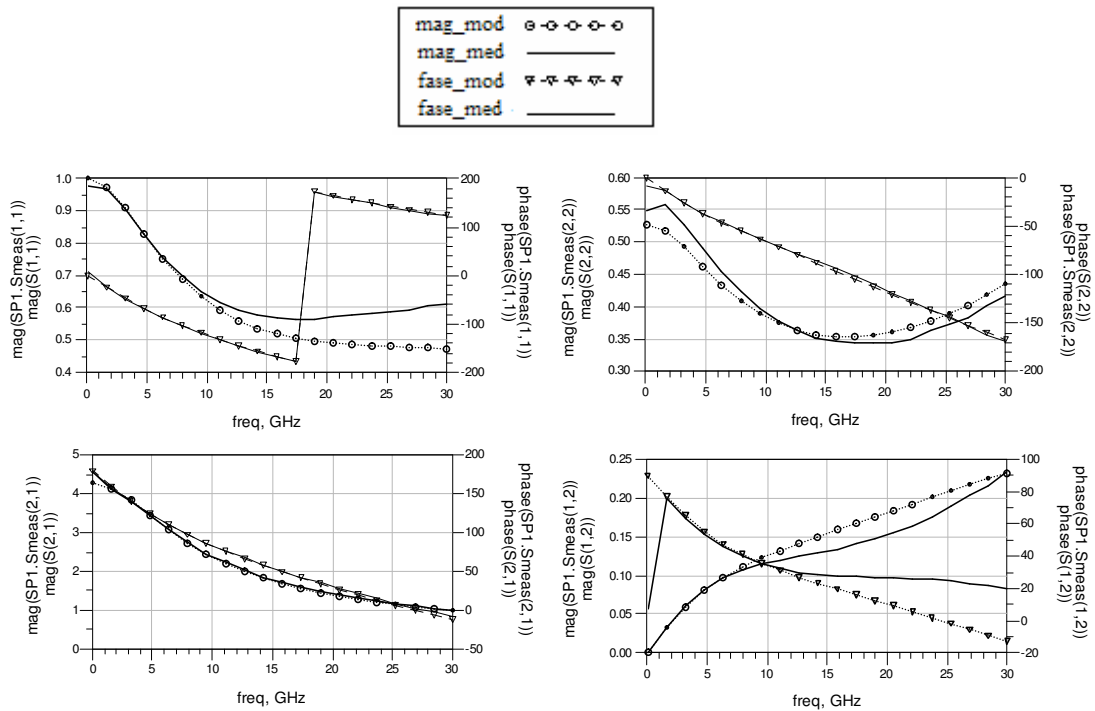


Figura 20. Gráficas comparativas de la magnitud y la fase de los valores estimados contra los valores medidos para el punto de polarización $V_{gs}=-0.2V$, $V_{ds}=1.3$.

La figura 21 presenta la parte real e imaginaria de los parámetros de dispersión, en ella se observa que los valores estimados ajustan adecuadamente con respecto a los valores medidos. Nuevamente el parámetro S12 presenta diferencias para frecuencias superiores a 10GHz. Las curvas en línea continua (-) representan los valores medidos. Las curvas con símbolo de círculo ($\odot$) y de triángulo (∇) representan los valores estimados.

Con la finalidad de conocer el margen de error entre los valores estimados y los que fueron medidos, se calculó el error absoluto de los parámetros [S] para los valores reales e imaginarios, en la figura 22 se observa el porcentaje de error calculado para cada parámetro de dispersión. Las curvas en línea continua (-) representan los valores reales. Las curvas con símbolo de círculo ($\odot$) representan los valores imaginarios.

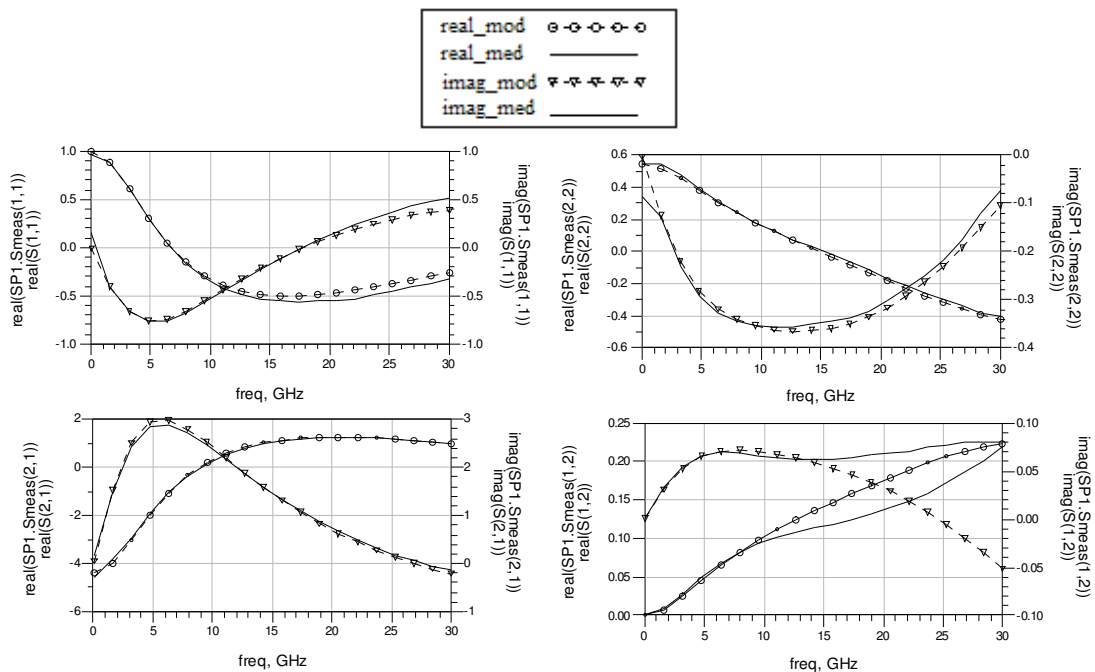


Figura 21. Gráficas comparativas de los valores real e imaginario estimados contra los valores medidos para el punto de polarización $V_{gs}=-0.2V$, $V_{ds}=1.3$.

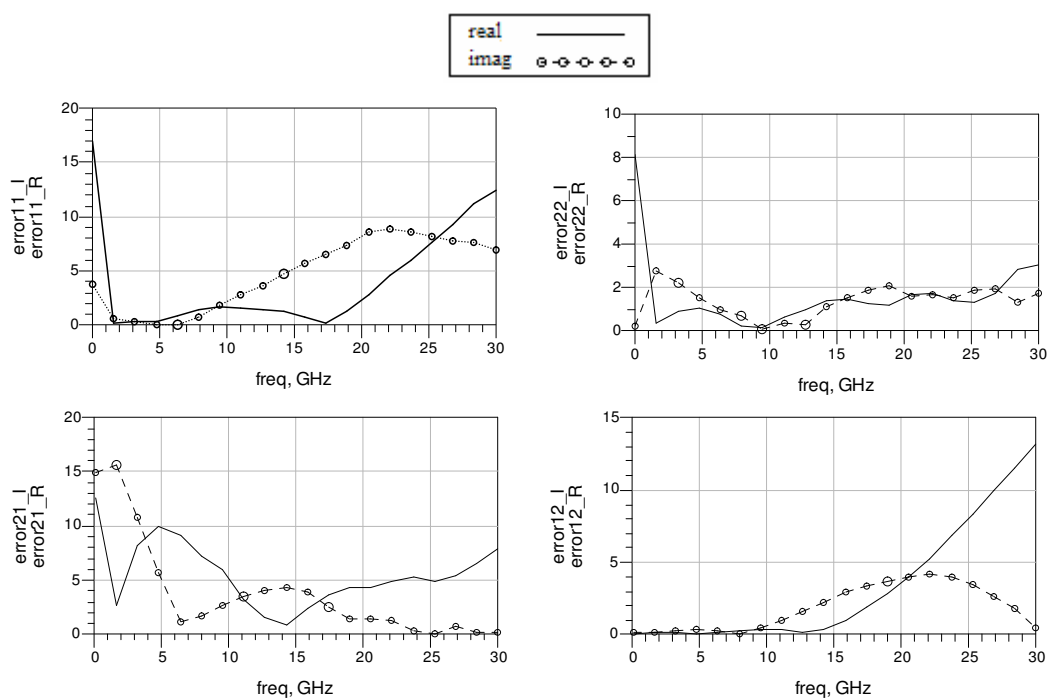


Figura 22. Porcentaje de error absoluto calculado para los valores real e imaginario de los parámetros $[S]$.

IV. Modelo no lineal

IV.1 Introducción

Los modelos permiten describir en forma analítica el comportamiento de algunos dispositivos. Para obtener un modelo adecuado se debe definir un circuito equivalente donde se incluyan elementos tales como resistencias, capacitancias, inductancias, fuentes de corriente y transconductancias. En un circuito no lineal los valores de los elementos cambian en función de los voltajes de polarización. Para describirlos se utilizan parámetros que se determinan bajo mediciones en régimen dinámico: parámetros [S] y mediciones en $I(V)$ en modo pulsado.

Una de las características que se buscan en un modelo no lineal es que los elementos del circuito sean fáciles de determinar. Tomando en cuenta esta consideración se han desarrollado diferentes modelos empíricos basados en mediciones.

El elemento con mayor no linealidad en los transistores de efecto de campo es la fuente de corriente I_{ds} . En 1990 Maas *et al.* publicaron que además de las características corriente-voltaje $I_{ds}[V_{gs}, V_{ds}]$, también sus derivadas deben modelarse correctamente, debido a que es necesario calcularlas cuando se desean predecir valores de transconductancias y distorsión por intermodulación. Los modelos utilizados en este trabajo para la representación de los elementos no lineales como el elemento de corriente I_{ds} , las capacitancias C_{gs} y C_{gd} son los propuestos por Angelov (1993), Loo (2000) y Soberanes (2005).

IV.2 Modelo de Angelov

Como una alternativa a los modelos que exigen un gran número de términos y técnicas especiales para la extracción de parámetros de la fuente de corriente I_{ds} , Angelov (1992) propone un modelo en gran señal en el que una función analítica es capaz de describir las características $I_{ds}[V_{gs}, V_{ds}]$, así como un número n de derivaciones con respecto a V_{gs} .

La función que describe la corriente de drenador se presenta en la ecuación 12.

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{dA}[V_{gs}] I_{dB}[V_{ds}] \quad (12)$$

Donde: el primer factor depende únicamente del voltaje en la compuerta y el segundo del voltaje en el drenador.

La componente I_{dB} se sustituye por los términos utilizados en otros modelos (W.Curtice, 1980, H. Statz, 1987) como se muestra en la ecuación 13.

$$I_{dB}[V_{ds}] = (1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\alpha V_{ds}) \quad (13)$$

Donde:

α : parámetro del voltaje de saturación

λ : parámetro que modula la longitud del canal

El parámetro λ se calcula de la pendiente de las curvas características I_{ds} - V_{ds} .

Mientras que para la componente I_{dA} se propone:

$$I_{dA}[V_{gs}] = I_{pk} (1 + \tan(\psi)) \quad (14)$$

Donde:

I_{pk} : corriente para máxima transconductancia

ψ : es una serie de potencias centrada en V_{pk} con V_{gs} variable

La función de series de potencias que describe a ψ se presenta en la ecuación 15,

$$\psi = \sum_{n=1}^N P_n (V_{gs} - V_{pk})^n \quad (15)$$

Donde:

P_n : parámetro de ajuste

V_{pk} : voltaje para máxima transconductancia

La efectividad de un modelo se mide por su capacidad para predecir con precisión las características I(V), así como las derivadas de alto orden. En el caso de ψ , una ecuación de tercer orden puede proporcionar buenos resultados en el modelado, de manera que únicamente necesiten calcularse tres parámetros. Sin embargo, estos parámetros no pueden obtenerse por simple inspección. Loo *et al.* (2006) sugieren el siguiente procedimiento para encontrar los valores iniciales del modelo de Angelov:

Asumiendo que en la región de saturación la ecuación 13 puede ser sustituida por $I_{dB} \approx 1$, la ecuación 12 queda en función únicamente de $I_{dA}[V_{gs}]$ la cual se sustituye con la ecuación 14 para posteriormente despejar ψ , quedando:

$$\psi(V_{gs}) = \tanh^{-1} \left(\frac{I_{ds}}{I_{pk}} - 1 \right) \quad (16)$$

Desarrollando la ecuación 15 con $n=3$ se obtiene:

$$\psi(V_{gs}) = a_o + a_1 V_{gs} + a_2 V_{gs}^2 + a_3 V_{gs}^3, \quad (17)$$

Con el método propuesto pueden calcularse todas las constantes de la función ψ .

Finalmente las constantes P_n pueden ser expresadas como:

$$\begin{aligned}
 P_3 &= a_3 \\
 P_2 &= a_2 + 3a_3V_{pk} \\
 P_1 &= a_2V_{pk} + 2a_3V_{pk}^2 - a_0V_{pk}^{-1}
 \end{aligned}
 \tag{18}$$

En la figura 23 se presenta la comparación de las curvas I - V modeladas con respecto a las curvas I - V medidas cuando el transistor no se encuentra bajo el efecto de la iluminación. Las curvas marcadas con cuadros son las curvas I - V correspondientes al modelo de Angelov, mientras que las curvas con círculos son las curvas I - V medidas.

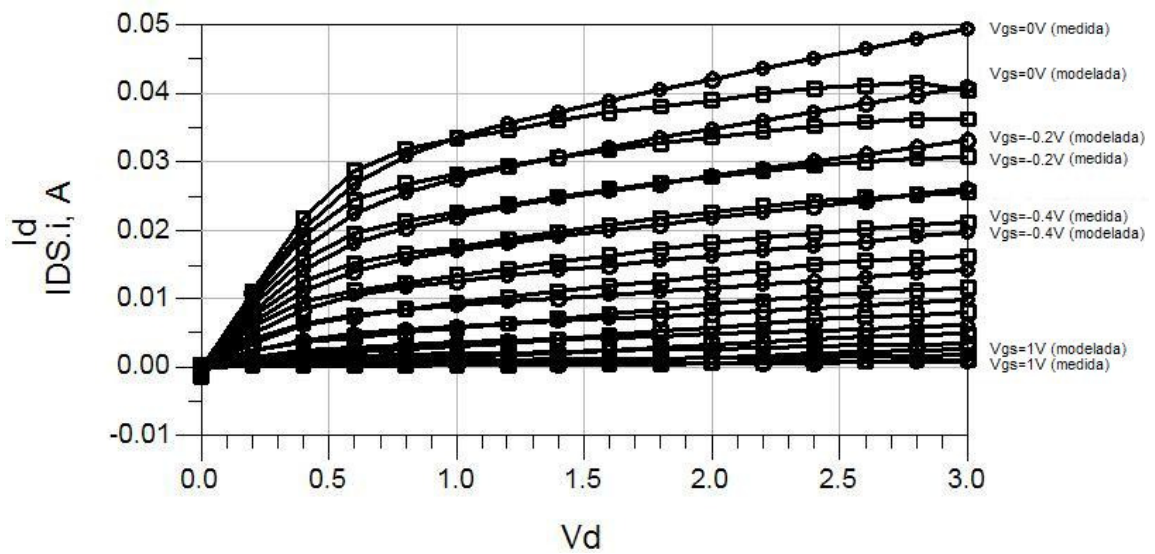


Figura 23. Comparación de curvas I - V del modelo ($\square$) contra mediciones ($\circ$).

VI.3 Modelo de Soberanes

Debido a que la influencia de la luz modulada en el PHEMT es la característica que hace posible el presente trabajo, es necesario modelar el efecto que la luz monocromática produce en los elementos de corriente del circuito equivalente.

Considerando los principios de fotodetección mencionados en el capítulo III, Soberanes (2005) propone un modelo de fotovoltaje empírico, en el cual se considera que “el fotovoltaje interno generado es independiente de la polarización en la compuerta y el incremento del fotovoltaje con el incremento de la potencia óptica es de forma logarítmica”. En la ecuación 19 se presenta la expresión propuesta por Soberanes para el cálculo del fotovoltaje interno. (Soberanes, 2005)

$$V_{ph} = A \cdot \log(P_{opt}) + B \quad (19)$$

P_{opt} : potencia óptica [mW]

donde A y B son calculadas como se muestra en las ecuaciones 20 y 21 respectivamente,

$$A = a_0 + a_1 \cdot V_{ds} + a_2 \cdot V_{ds}^2 + a_3 \cdot V_{ds}^3 + \dots \quad (20)$$

$$B = b_0 + b_1 \cdot V_{ds} + b_2 \cdot V_{ds}^2 + b_3 \cdot V_{ds}^3 + b_4 \cdot V_{ds}^4 + \dots \quad (21)$$

En las cuales: $a_0, a_1, a_2, a_3, b_0, b_1, b_2, b_3, b_4$ son constantes de ajuste.

En la figura 24 se presenta la gráfica que relaciona el fotovoltaje en función de diferentes valores de potencia óptica, manteniendo V_{ds} en un valor fijo. Como era de esperarse según lo expresado en la ecuación 19, el efecto fotovoltaico presenta un comportamiento logarítmico conforme varía el valor de la potencia óptica. La gráfica del fotovoltaje

calculado con el modelo de Soberanes se representa con una línea sólida en comparación con el fotovoltaje medido (línea con símbolos de estrella). Se observa una pequeña discrepancia entre los valores medidos y modelados para los voltajes de polarización V_{ds} debido a que el modelo mencionado es más eficiente en las regiones donde el efecto fotovoltaico es dominante, es decir, una vez que el transistor se encuentra en conducción y en la región de saturación.

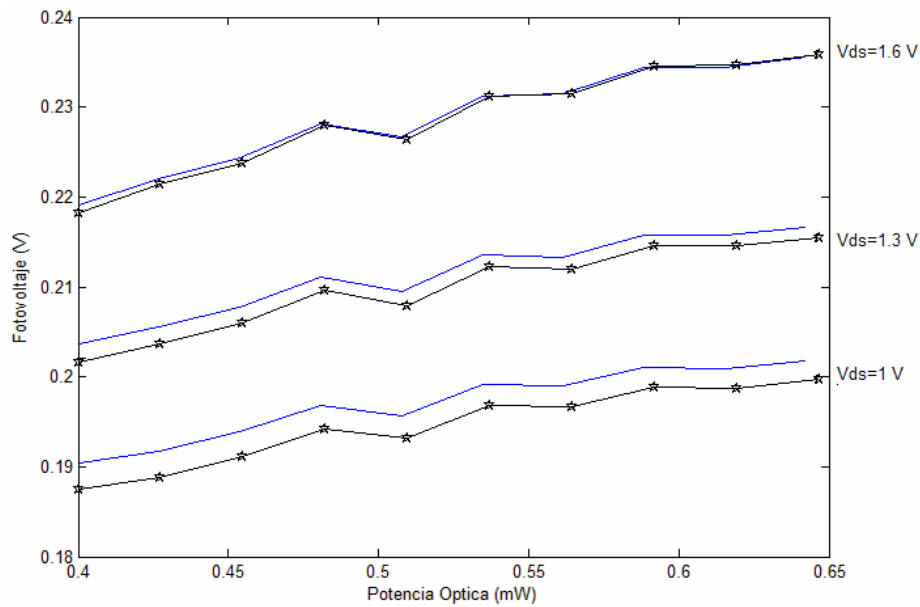


Figura 24. Fotovoltaje del modelo (—) contra mediciones (-).

A partir del modelo fotovoltaico mencionado es posible sustituir su valor en la ecuación 11 para el cálculo de I_{ph} . Una vez encontrada la componente de corriente I_{ph} , se puede utilizar nuevamente el modelo de Angelov para conocer el comportamiento de la fuente de corriente para el caso en el que el transistor se encuentra bajo iluminación. Para conseguirlo es necesario despejar la corriente I_{ds} (iluminada) de la ecuación 7. En la figura 25 se presenta el modelado de las curvas I - V bajo iluminación con respecto a los curvas I - V

medidas. En ella se observa un incremento en la corriente I_{ds} debido a la adición de la componente de fotocorriente ocasionada al iluminar el transistor con el diodo láser.

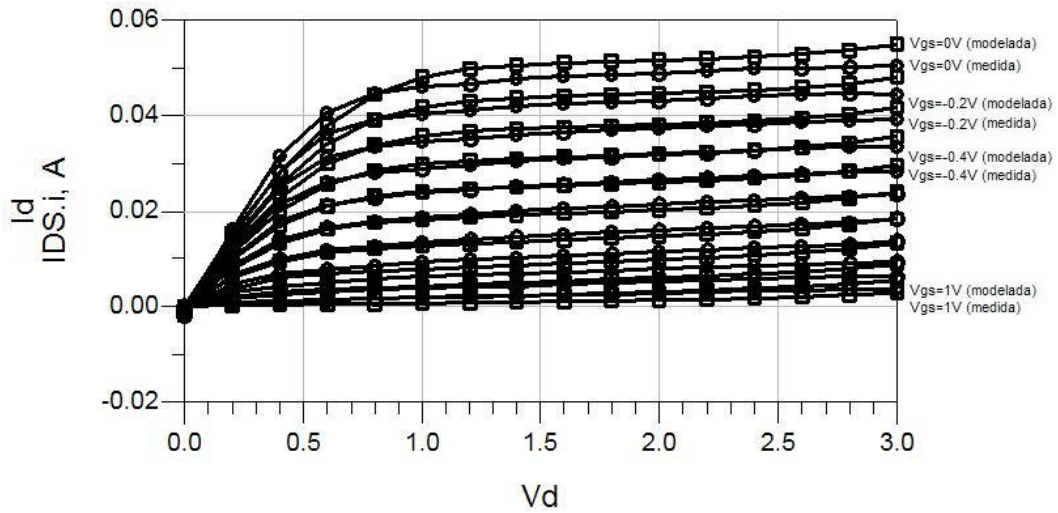


Figura 25. Curvas I - V con luz, ($\square$) modeladas contra ($\oplus$) medidas.

IV.4 Modelo de capacitancias

Debido a que los modelos existentes para describir la dependencia de las capacitancias compuerta-fuente $C_{gs}[V_{gs}, V_{ds}]$ y compuerta-drenador $C_{gd}[V_{gs}, V_{ds}]$ en función de los voltajes de polarización no proporcionaban datos que se ajustaran adecuadamente con los valores medidos de forma experimental, se planteó el modelo no lineal propuesto por Loo (2000), en el cual mediante una expresión empírica, consigue describir adecuadamente el comportamiento de las capacitancias en función de los voltajes V_{gs} y V_{ds} sin necesidad de ningún procedimiento de optimización posterior. Es importante mencionar que en el modelo utilizado no se toma en cuenta el efecto que ejerce la luz sobre las capacitancias. En la ecuación 22 se describe el modelo propuesto, el cual parte de la expresión utilizada por Chen *et al.* (1998) para el modelado de dispositivos HEMT.

$$C_{gs,D}(V_{gs}, V_{ds}) = (C_{gs,D\max}^{-1} + C_{gs,D00}^{-1})^{-1} \quad (22)$$

Donde: $C_{gs,D\max}, C_{gs,D00}$ están en función de los voltajes de polarización V_{gs} y V_{ds} . La función $C_{gs,D\max}$ se expresa como sigue:

$$C_{gs,D\max} = \eta C_{\max} (1 + \tanh(\psi)) \quad (23)$$

Donde:

η : constante

$C_{gs,D00}$ es una función exponencial expresada como:

$$C_{gs,D00} = \exp(\chi) \quad (24)$$

$\psi, C_{\max}$ y χ se definen por,

$$\Psi = \sum_{k=0}^p a_k V_{ds}^k = \tanh^{-1} \left(\frac{C_{gs,D}}{C_{gs,D00}} - 1 \right) \quad (25)$$

$$C_{\max} = \max \|C_{gs,D}(V_{gs}, V_{ds})\| \quad (26)$$

$$\chi(V_{gs}, V_{ds}) = \sum_{i=0}^m b_i V_{gs}^i \quad (27)$$

Y,

$$b_i(V_{ds}) = \sum_{j=0}^n b_{ij} V_{ds}^j \quad (28)$$

Las variables m, n proporcionan el orden de las derivadas para múltiples valores de polarización V_{gs} y V_{ds} . Los parámetros Ψ, b_i, b_{ij} se extraen mediante ajustes de polinomios de los datos medidos. No es necesario realizar ninguna optimización de los datos obtenidos del modelado.

En la figura 26 se muestran las curvas correspondientes a las capacitancias C_{gs} y C_{gd} modeladas y medidas, las curvas marcadas con cuadros son las capacitancias modeladas mientras que las curvas marcadas con círculos representan las capacitancias medidas. Se puede observar que las curvas de los valores medidos contra los valores estimados para las dos capacitancias de la figura 26, ajustaron con gran precisión sin haber sido necesario ningún proceso de optimización.

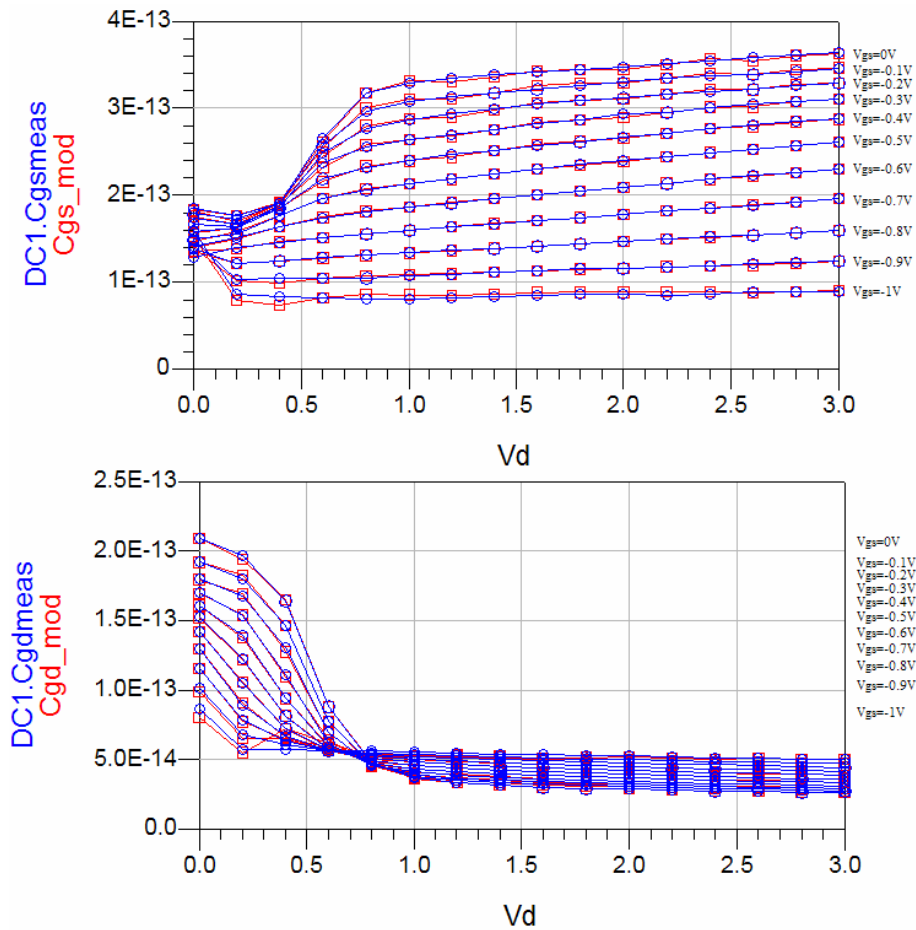


Figura 26. Capacitancias C_{gs} y C_{gd} ($\square$) modeladas contra ($\circ$) medidas.

V. Simulación y diseño de los osciladores

V.1 Introducción

En este capítulo se presentan los resultados de la simulación de los opto-osciladores estudiados. Los resultados de la simulación en gran señal se muestran en gráficas del espectro de frecuencias, en las cuales se indica la potencia presentada en la señal de salida para cada una de las configuraciones utilizadas en el diseño del circuito oscilador. También se presenta el análisis de estabilidad del PHEMT para conocer si el transistor es potencialmente inestable a la frecuencia de oscilación $f_{ot}=5.29\text{GHz}$. Se presentan algunas gráficas de la caracterización de los elementos que forman el circuito oscilador a la frecuencia de oscilación. Al final del capítulo se muestra la ganancia y fase del sistema en lazo abierto haciendo uso del diagrama de Nyquist y del diagrama de Bode para mostrar el cumplimiento de las condiciones de oscilación mencionadas en el capítulo II.

V.2 Configuraciones estudiadas del circuito oscilador

Las configuraciones del circuito oscilador estudiadas se muestran en las figuras, 27, 28 y 29. En las tres configuraciones, la señal en la terminal del drenador se retroalimenta a la terminal de la compuerta mediante un filtro pasabanda con el PHEMT operando en modo activo. Los voltajes de polarización en DC: V_{gs} y V_{ds} son aplicados al transistor a través de dos Te de polarización HP AGILENT 11612A. Se conecta un acoplador direccional entre la salida de la Te de polarización del drenador y el filtro pasabanda, en donde su puerto acoplado se conecta hacia un analizador de espectros con la finalidad de observar la señal existente en la terminal del drenador. El puerto óptico del oscilador se utiliza para el amarre

por inyección acoplándolo a una señal óptica modulada sinusoidalmente mediante un sintetizador. El haz de la señal óptica a la salida de la fibra, se dirige al PHEMT ajustando la posición a través de un microposicionador que tiene la capacidad de movimiento en los ejes X, Y, Z.

Opto-oscilador A

La figura 27 muestra el diagrama del opto-oscilador A. En este esquema para ajustar el nivel de la señal de frecuencia libre se utilizó solamente un atenuador de 3dB.

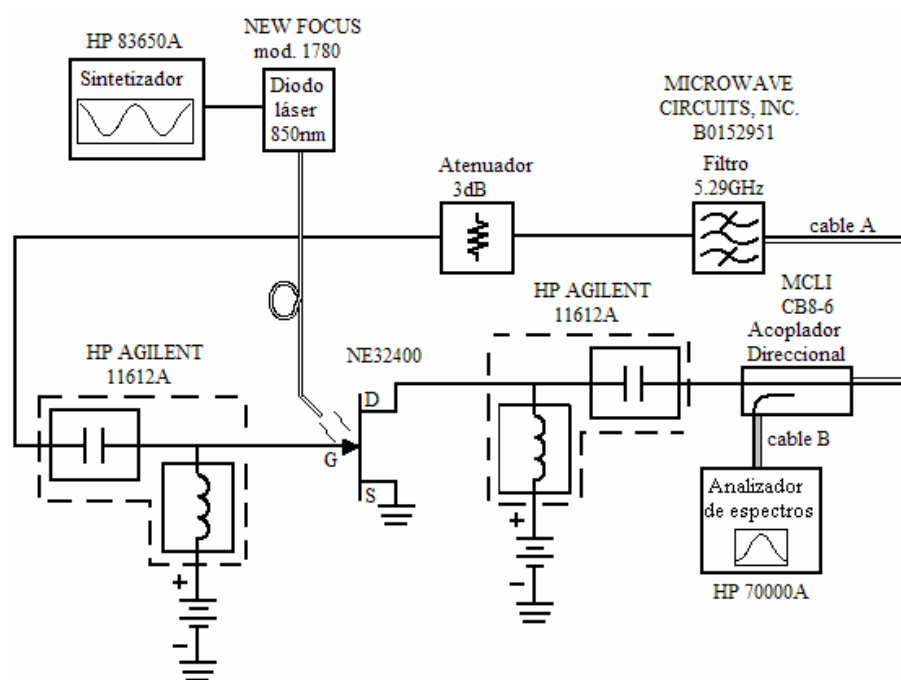


Figura 27. Opto-oscilador A.

Opto-oscilador B

A diferencia del opto-oscilador A, en la configuración presentada en la figura 28 se utiliza un atenuador y un sintonizador (tuner) para ajustar el nivel de la señal de frecuencia libre. El sintonizador de impedancias es del tipo mecánico y su función es desacoplar el oscilador a su salida. El oscilador está diseñado para una impedancia de 50 ohms, por lo que al variar el valor de la impedancia de salida mediante el sintonizador se está realizando un desacoplamiento de impedancias, lo que se traduce en una disminución de la potencia de la señal a la salida del oscilador.

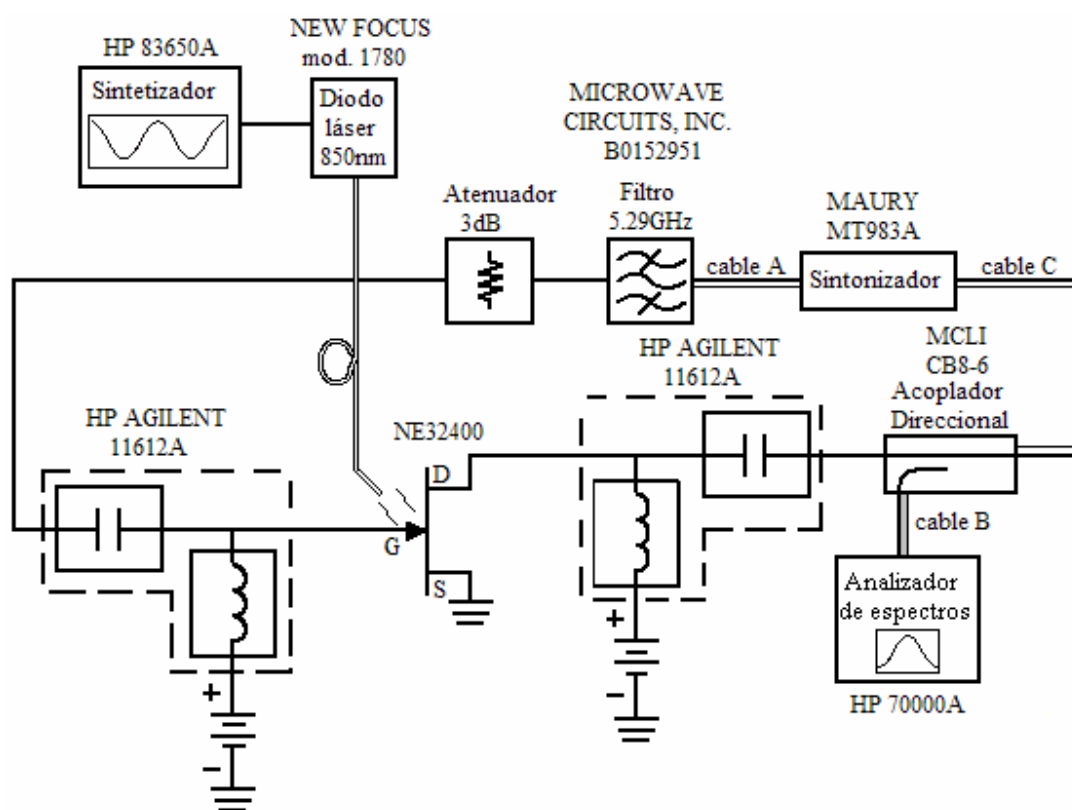


Figura 28. Opto-oscilador B.

Opto-oscilador C

En la configuración mostrada en la figura 29 se utilizó solamente un atenuador para ajustar el nivel de la señal de frecuencia libre del oscilador y se incluyó un elemento cambiador de fase con la intención de conseguir una banda de sincronía mayor al aproximar la fase de la señal de oscilación local con la fase de la señal modulada. El cambiador de fase actúa como una línea de retardo variable, es decir, al aumentar o disminuir la longitud de la línea es posible desplazar la fase y por lo tanto la frecuencia de las señales a la salida del oscilador.

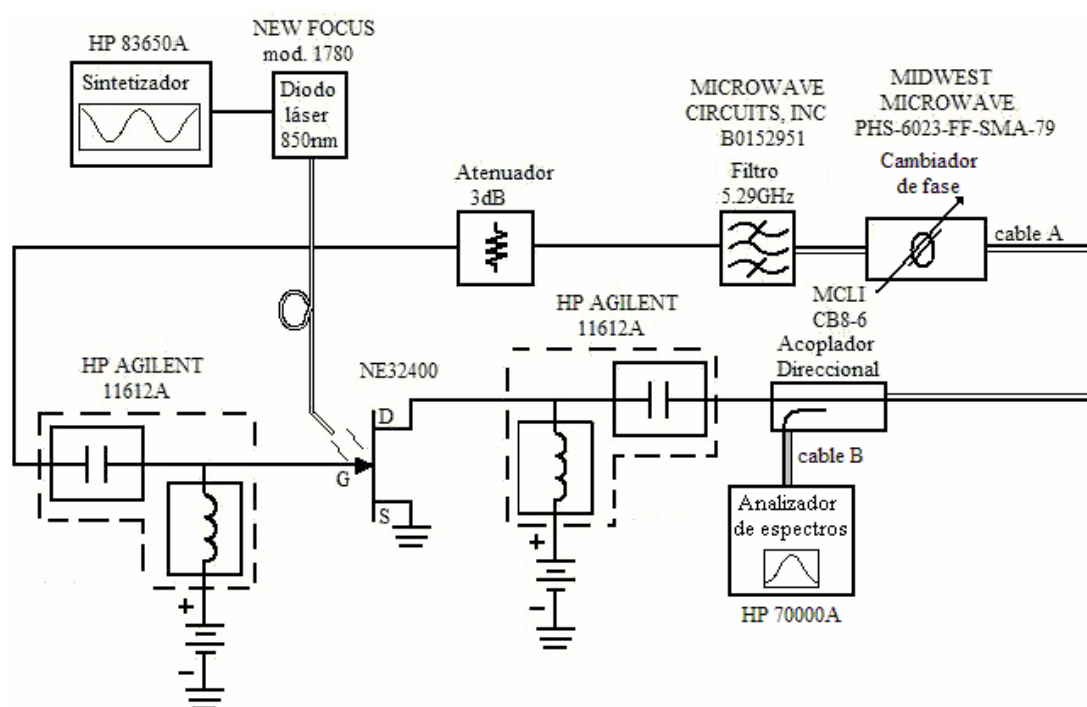


Figura 29. Opto-oscilador C.

V.3 Caracterización de los componentes del oscilador

Para simular el funcionamiento del circuito oscilador se realizó la caracterización de los elementos físicos que lo componen. Con este objetivo se llevó a cabo la medición de los parámetros [S] del filtro a utilizar. En la figura 30 se muestra el comportamiento presentado por el filtro pasabanda, en la que se puede observar que la frecuencia central del filtro corresponde a los 5.29GHz de la frecuencia de oscilación. El símbolo m2 se refiere al parámetro S21, mientras que el m3 hace referencia al parámetro S11.

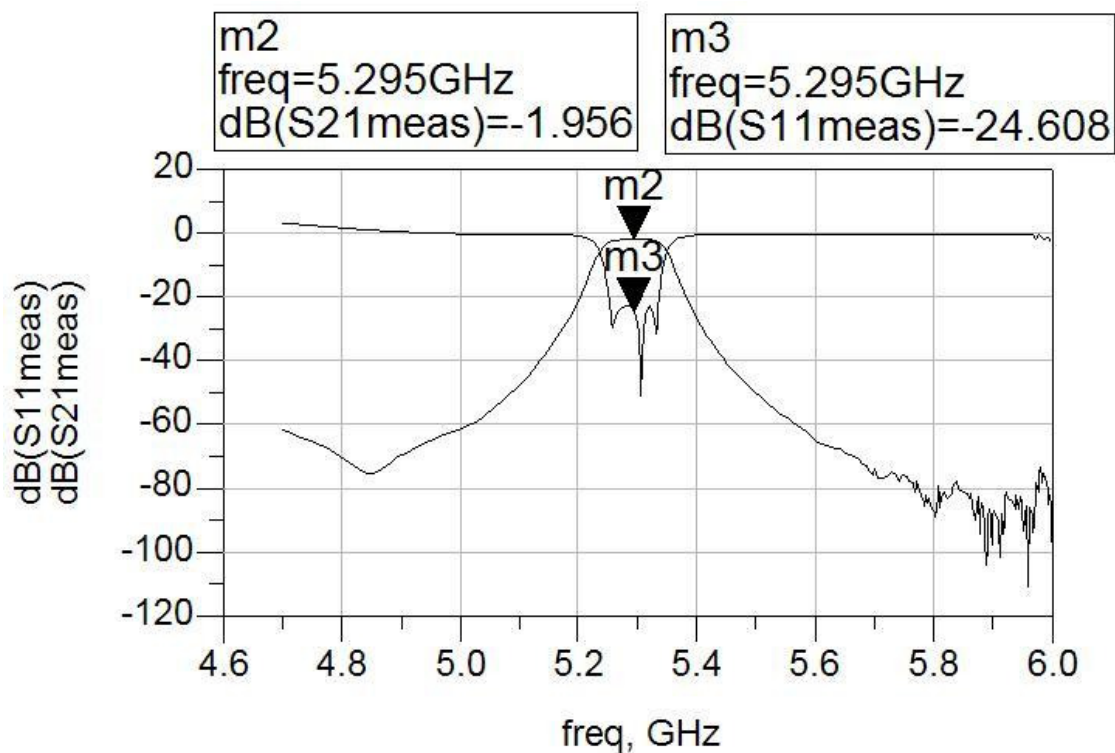


Figura 30. Caracterización del filtro pasabanda.

En la figura 31 se muestra el parámetro S21 del sintonizador, el cual representa el valor de la atenuación presentada por el sintonizador al circuito oscilador debido al desacoplamiento de impedancias. El parámetro S21 medido corresponde a la última posición en la que se dejaron los motores que controlan la magnitud y fase del sintonizador antes de realizar la caracterización del oscilador. La impedancia medida correspondiente a la frecuencia de oscilación es de $Z \approx 43\Omega$.

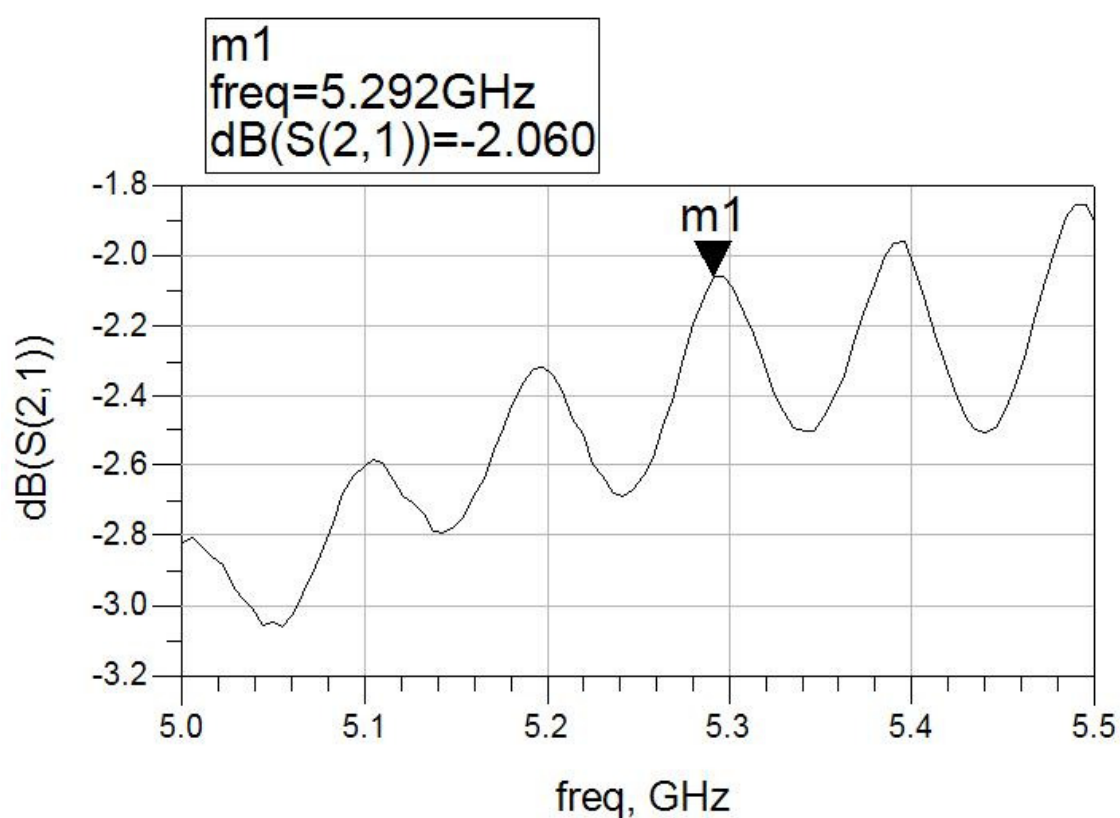


Figura 31. Caracterización del sintonizador.

Continuando con la caracterización de los componentes pasivos es posible establecer el valor de atenuación total presente en el circuito oscilador. En la tabla III se presentan por separado los valores medidos de las pérdidas por transmisión de los componentes que forman parte del circuito oscilador.

Tabla III. Pérdidas en transmisión de los elementos de interconexión del oscilador.

<i>Elemento</i>	<i>Pérdidas a la frecuencia $f_{ol} = 5.295GHz$</i>
Atenuador	-3dB
Acoplador Direccional	
trayectoria directa	-0.89dB
trayectoria acoplada	-9.71dB
Cable A	-0.36dB
Cable B	-1.1dB
Cable C	-2dB

V.4 Análisis de estabilidad

Uno de los aspectos que se deben considerar en la caracterización del transistor, además de elegir el punto óptimo para la máxima salida en potencia, es su estabilidad. Este tema se trata con mayor detalle en el apéndice I. Debido a su naturaleza, el oscilador es un circuito inestable y por tal motivo es necesario asegurar que el transistor presente un comportamiento inestable a la frecuencia en la que se desea trabajar. Con esa finalidad se llevó a cabo el análisis de estabilidad del transistor. En la ecuación 25 se presenta la condición que se debe cumplir para que el transistor sea considerado *potencialmente inestable* a la frecuencia de operación del oscilador (Velázquez, 2004). Esta condición

estipula que el factor μ debe ser menor a la unidad para tener una potencialidad de oscilación.

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{21} S_{12}|} < 1 \quad (25)$$

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$$

S_{11}^* es el conjugado de S_{11}

Teniendo en cuenta lo establecido en la ecuación 25 se puede comprobar en la figura 32 que el factor de estabilidad μ a una frecuencia cercana a la frecuencia de oscilador local es menor que la unidad. Con ello queda comprobado que el transistor es capaz de oscilar a la frecuencia deseada (en el presente trabajo) para el punto de polarización $V_{gs} = -0.2V$ y $V_{ds} = 1.3V$. El símbolo m5 hace referencia al factor de estabilidad en la fuente (entrada) y el símbolo m7 indica el factor de estabilidad en la carga (salida).

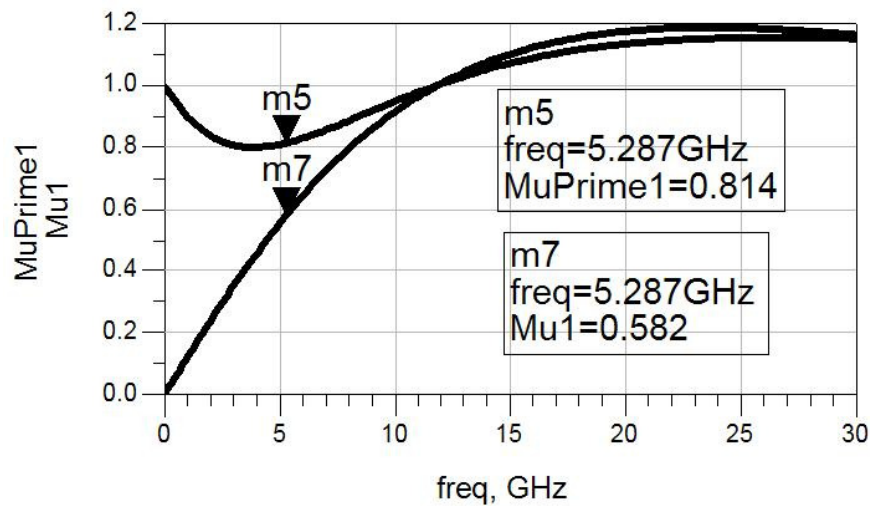


Figura 32. Factor de estabilidad.

Continuando con el análisis, se graficaron para el punto de polarización $V_{gs}=-0.2V$ y $V_{ds}=1.3V$ los parámetros S11 y S22 del transistor los cuales se muestran en la figura 33. El símbolo m8 se refiere al parámetro S11 y el símbolo m9 indica el parámetro S22.

Como para ambos casos su valor es menor a uno a la frecuencia de oscilador local el transistor va a ser inestable fuera de los círculos de estabilidad mostrados en la figura 34.

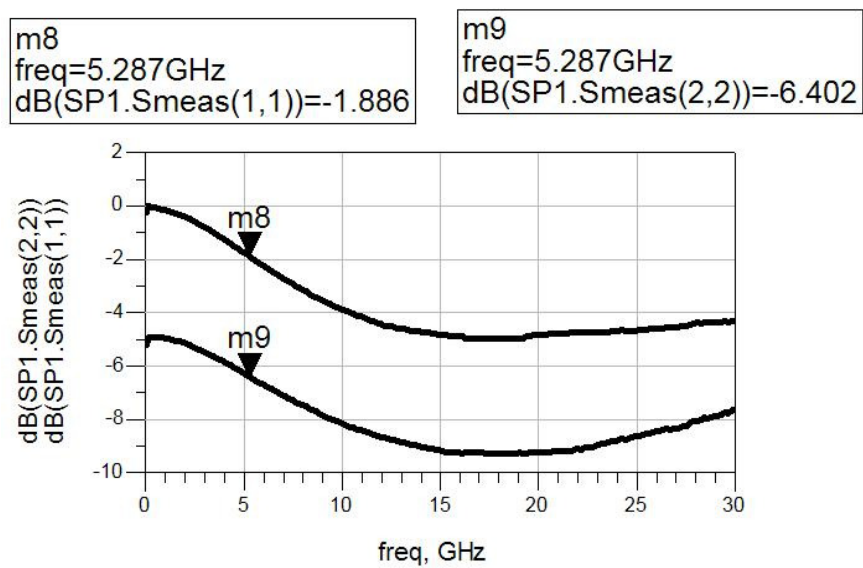


Figura 33. Parámetros S11 y S22.

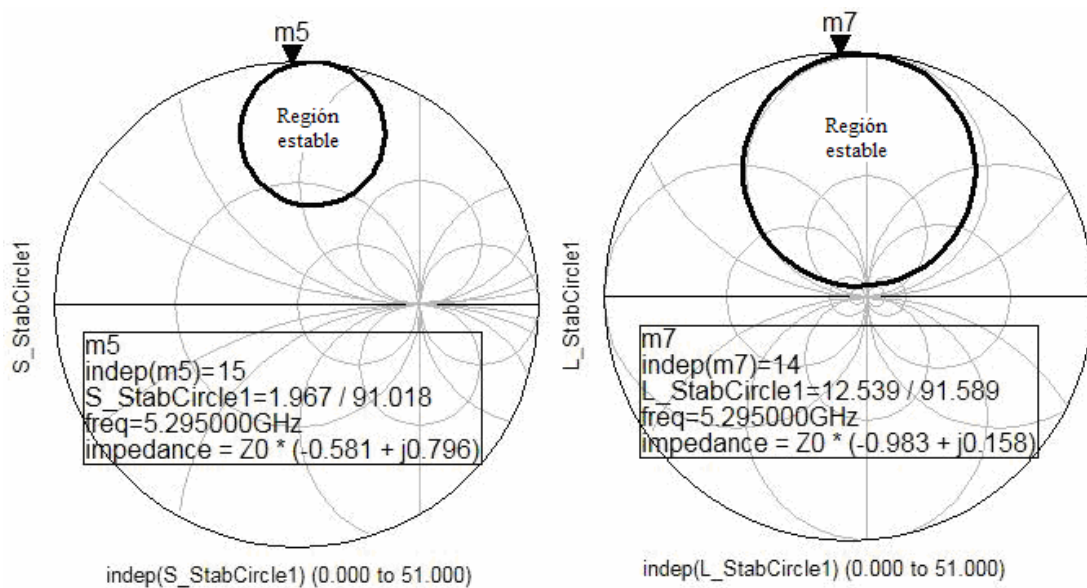


Figura 34. Círculo de estabilidad de entrada (izquierda) y círculo de estabilidad de salida (derecha).

V.5 Simulación del oscilador

La simulación del circuito oscilador se llevó a cabo utilizando como herramienta de análisis el sistema ADS, en el cual los elementos no lineales del circuito equivalente del transistor fueron sustituidos por los modelos que representan su comportamiento. Para modelar el elemento de corriente I_{ds} se utilizó el modelo propuesto por Angelov (1993), mientras que las capacitancias C_{gs} , C_{ds} fueron modeladas empleando el trabajo propuesto por Loo (2000).

Una vez que se obtuvo el comportamiento del transistor al ser simulado por su circuito equivalente, se modificó el modelo de corriente utilizado (Angelov) al añadirse a la corriente modelada total (I_{ds} en oscuridad), una segunda componente de corriente (I_{ds} iluminada) obtenida por el modelo fotovoltaico desarrollado por Soberanes (2005) en el

cual se representa el efecto fotovoltaico interno del transistor producido por la radiación del haz de un diodo láser de $\lambda = 850nm$.

Habiendo conseguido en la simulación el comportamiento más aproximado a los datos experimentales medidos del PHEMT mediante una fina optimización de los elementos intrínsecos, se continuó con la conexión de los diferentes elementos que forman el circuito oscilador. En las figuras 35 y 36 se muestran las configuraciones de los osciladores simulados en ADS que representan los osciladores experimentales representados en las figuras 27 y 28 respectivamente. Cabe mencionar que la configuración del oscilador en la figura 29 no se simuló debido a que no se contaba con el elemento cambiador de fase por no haberse contemplado inicialmente en el presente trabajo de tesis, sin embargo en el capítulo VI se incluye la etapa de experimentación como una nueva propuesta.

En las simulaciones en ADS se incluye la fuente externa conectada al puerto 3 del elemento SDD3P que modula la región intrínseca del transistor (figuras 35 y 36). La fuente externa se simula con un elemento oscilador en el cual se indica la frecuencia y la potencia de la señal de RF que modula al diodo láser. Con el voltaje medido en el puerto 3 se calcula la potencia, la cual se suma con la potencia óptica del diodo láser para posteriormente calcular el fotovoltaje interno en el transistor.

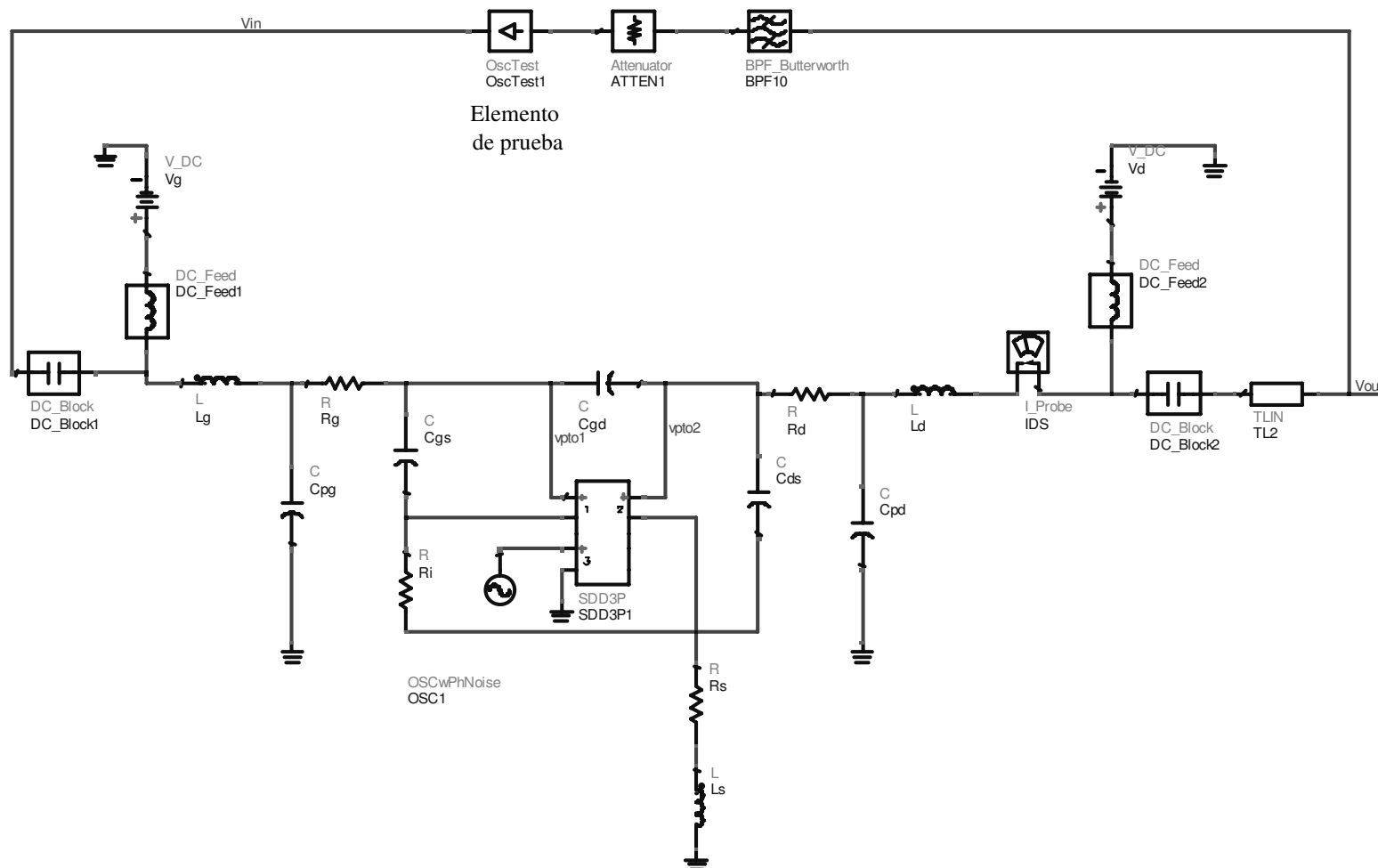


Figura 35. Configuración del opto-oscilador A en ADS.

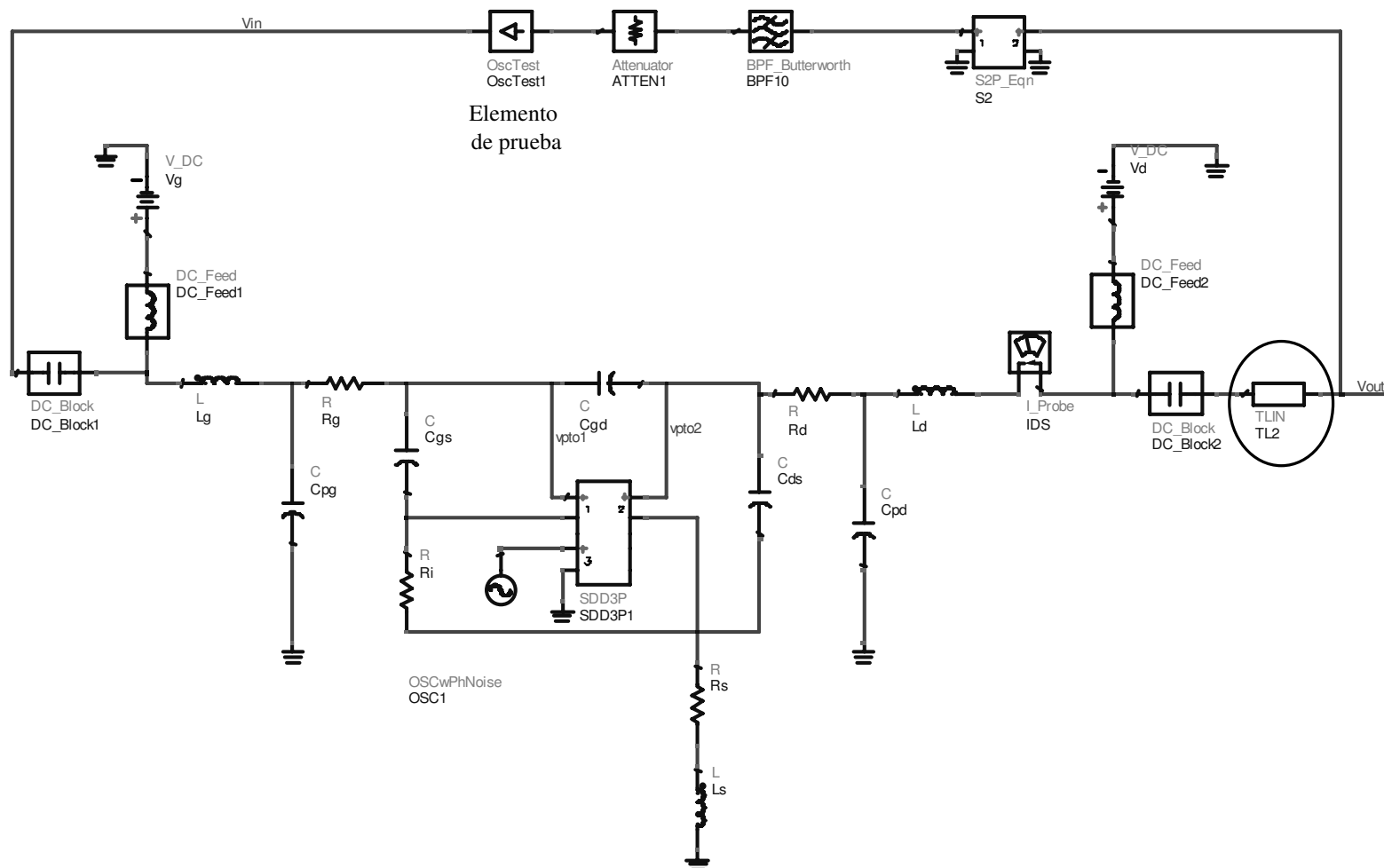


Figura 36. Configuración del opto-oscilador B en ADS.

En la tabla III se presentaron las pérdidas en transmisión ocasionadas por algunos de los elementos que forman parte del circuito oscilador, la suma total de ellas se representa en ambos diagramas de la figuras 35 y 36 mediante la utilización de un elemento atenuador.

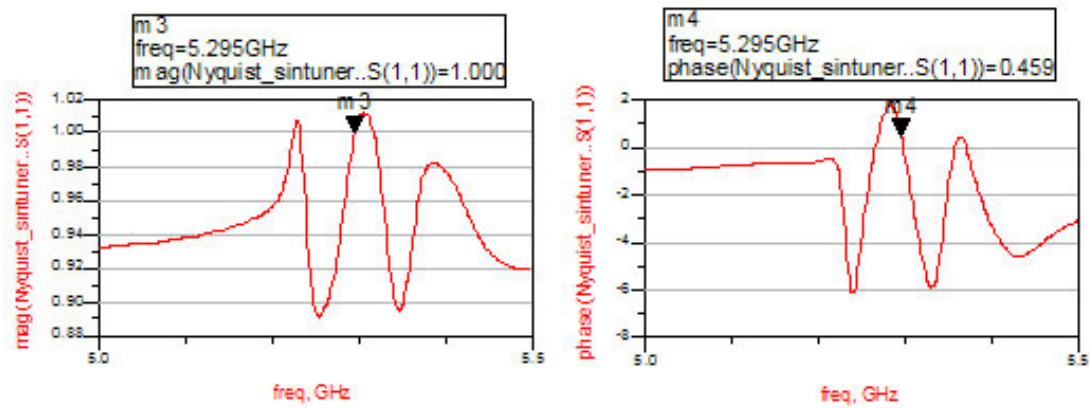
Debido a que el parámetro S_{21} del transistor provoca un cambio de fase en la corriente del circuito es necesario añadir una línea de transmisión (resaltada en un círculo en la figura 36) con el objetivo de obtener el retardo necesario para que la segunda condición de la ecuación 3 se cumpla. Es decir, que la fase de la señal cruce por cero en la frecuencia de oscilación deseada. La forma de calcular la longitud eléctrica de la línea de transmisión es a través del análisis en cascada del PHEMT con el circuito resonador.

V.6 Resultados de la simulación

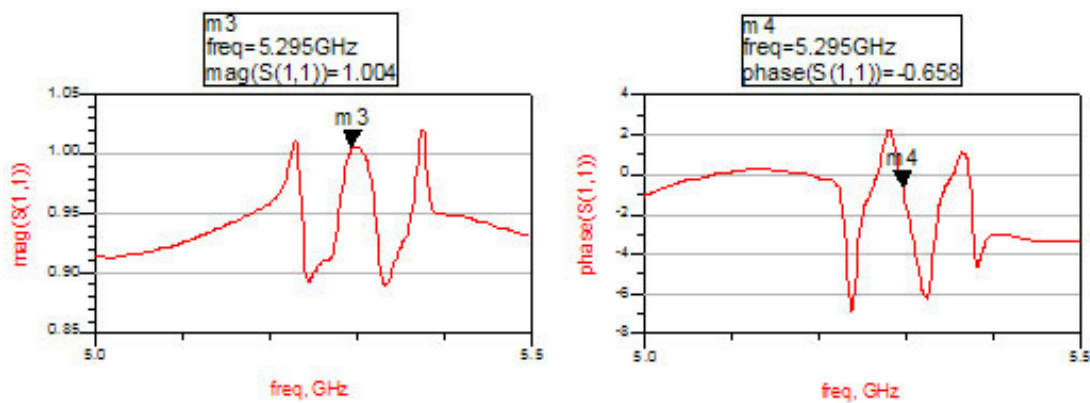
A partir de las configuraciones de los opto-osciladores A y B representadas en las figuras 35 y 36, se llevó a cabo el análisis en pequeña señal obteniendo los resultados mostrados las figuras 37 y 38, en las cuales se puede observar la magnitud y fase del oscilador en lazo abierto representadas en diagrama de Nyquist y deBode. Para obtener dichos valores se incluye en el lazo de retroalimentación un elemento de prueba (figura 35, figura 36), el cual evalúa si el sistema es capaz de producir uno o más pares de polos conjugados en la mitad del plano derecho en un diagrama polar. El elemento de prueba mide la ganancia y fase en lazo abierto del sistema en lazo cerrado.

En la figura 37a), los símbolos m_3 y m_4 representan la magnitud y fase de la señal del oscilador en lazo abierto para la configuración del opto-oscilador A (sin sintonizador)

mientras que los símbolos m3, m4 de la figura 37b) indican la magnitud y fase para la configuración del opto-acoplador B (con sintonizador).



a)



b)

Figura 35. Diagrama de Bode. a) opto-oscilador A (sin sintonizador). b) opto-oscilador B (con sintonizador).

En la figura 38 se observa que en las dos configuraciones del opto-oscilador (A y B) se encierra el punto $1+j0$, lo cual se traduce en que el circuito oscilará a la frecuencia de 5.29GHz.

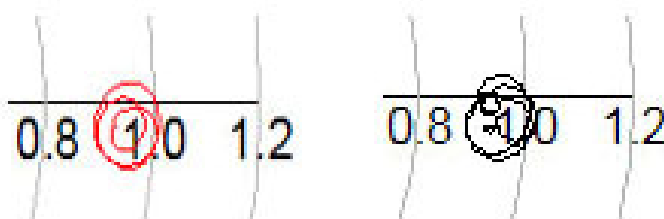


Figura 38. Diagrama de Nyquist. Izquierda opto-oscilador A (sin sintonizador), derecha opto-oscilador B (con sintonizador).

Una vez que se verificó que el oscilador cumple con las condiciones de oscilación presentadas en la ecuación 3, se continuó con el análisis en gran señal. ADS permite realizar este análisis mediante el método de balance armónico. Las señales resultantes del oscilador simulado se presentan en la figura 39. Donde la señal del oscilador se indica con el símbolo m1 y la señal de referencia (láser modulado) con el símbolo m2. Debido a la no linealidad del transistor se presentan también los productos de intermodulación resultantes de la mezcla de la señal de frecuencia libre con el diodo láser. Se intentó acercar la frecuencia de la fuente modulada a la del oscilador para observar la banda de sincronía, sin embargo no se pudo realizar la simulación debido a que entre más cercana sea una frecuencia a la otra el circuito deja de converger, asumiéndose este efecto a la presencia de los elementos no lineales en el circuito.

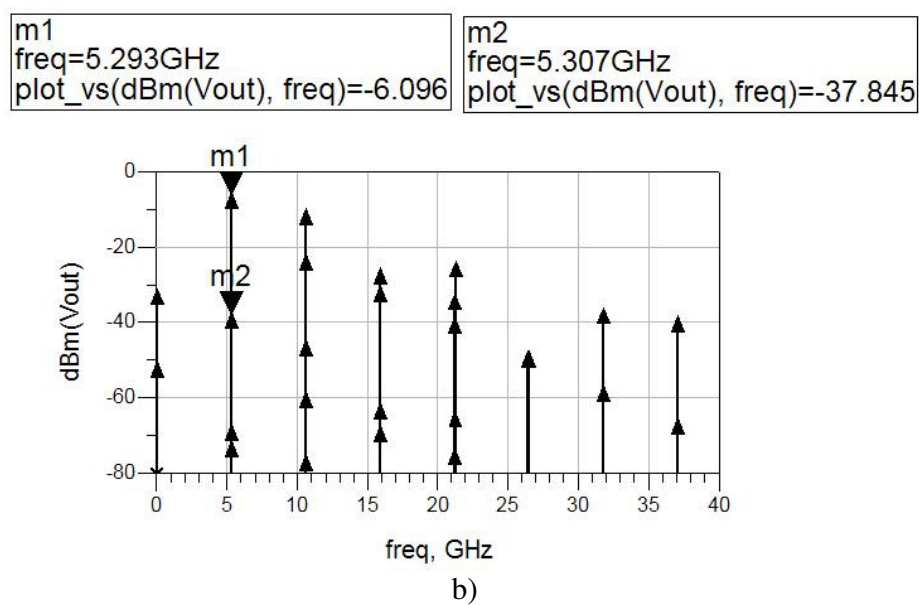
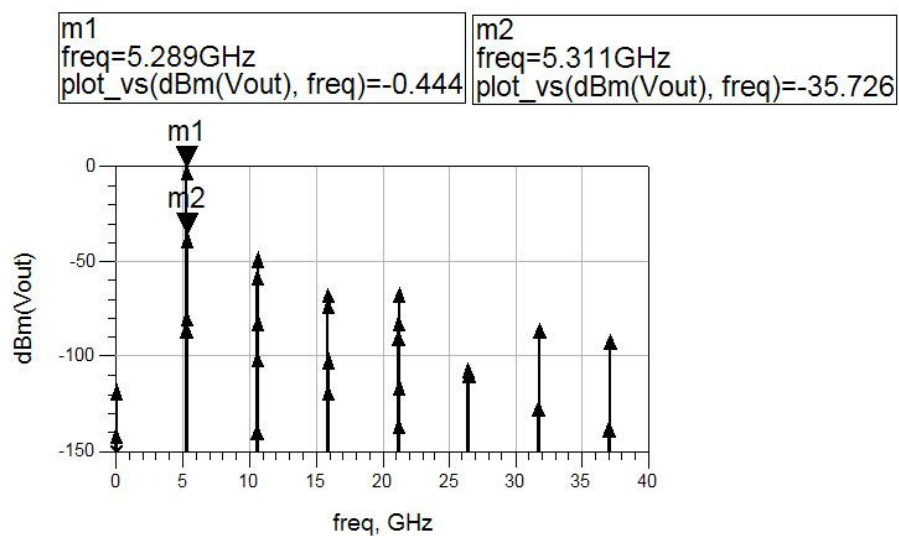


Figura 39. Balance armónico. a) opto-oscilador A. b) opto-oscilador B.

VI. Desarrollo experimental

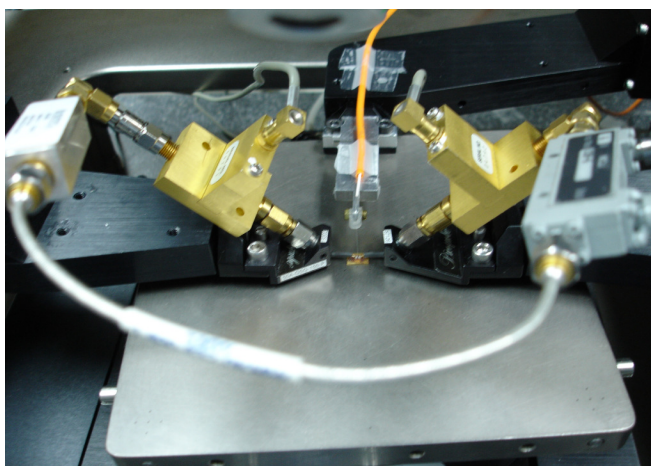
VI.1 Introducción

En el capítulo V se simuló el oscilador utilizando el circuito equivalente del transistor y conectado los componentes necesarios para formar el circuito oscilador. La simulación se realizó para dos configuraciones distintas. En el presente capítulo se lleva a cabo la experimentación del circuito oscilador para las mismas configuraciones. Es decir, el transistor se conecta físicamente con los componentes del lazo de retroalimentación que previamente fueron caracterizados. Se hace un análisis comparativo entre los resultados de la simulación con respecto a los obtenidos experimentalmente, y se presentan las gráficas correspondientes al rango de amarre o banda de sincronía medidos.

VI.2 Resultados experimentales

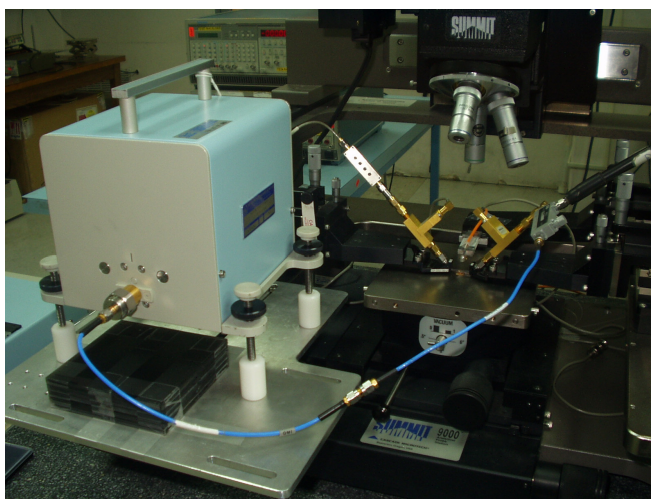
Teniendo como base el diseño del oscilador previamente analizado, se implementaron las configuraciones del oscilador investigadas y reportadas en el capítulo V. La figura 27 presenta el arreglo experimental utilizado. El cual está diseñado para operar a la frecuencia de oscilación $f_{ol}=5.29\text{GHz}$. La red activa la forma el elemento activo PHEMT (InGaAs) y la red de retroalimentación que está formada por los componentes pasivos, donde la terminal del drenador se encuentra conectada con retroalimentación a la compuerta mediante un filtro pasabanda ($Q=10800$) de 5.29GHz y un elemento atenuador. La salida eléctrica se efectúa mediante un acoplador direccional conectado a un analizador de espectro, mientras que la señal óptica se acopla al PHEMT a través de las aberturas en el

electrodo de la compuerta. La figura 40a corresponde a la configuración del opto-oscilador A, donde la ganancia del circuito oscilador se controla únicamente con el atenuador de 3dB.



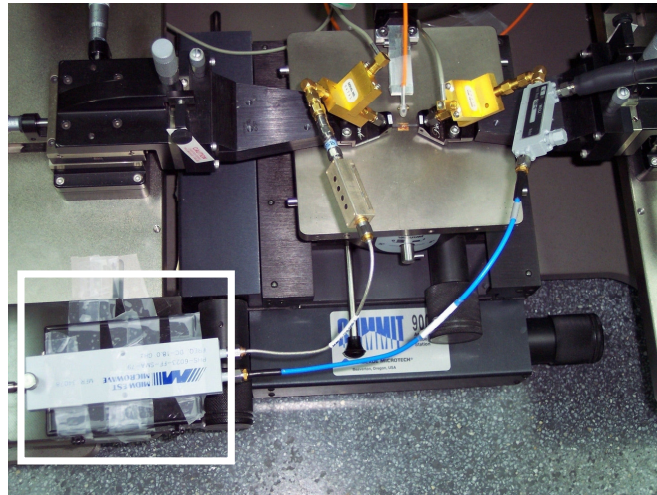
a) opto-oscilador A

En la figura 40b se muestra la configuración del opto-oscilador B donde el circuito oscilador además de contener el atenuador de 3dB, presenta un desacoplamiento de impedancias debido al sintonizador.



b) opto-oscilador B

La figura 40c ilustra el opto-oscilador C donde se añade al circuito oscilador el cambiador de fase (dentro del rectángulo blanco).



c) opto-oscilador C

Figura 40. Bancos de medición experimental de los osciladores A, B y C.

Una vez conectados los elementos del oscilador como se mostró en la figura 35 se observó que el circuito estuviera oscilando. En la figura 41 se presenta el espectro en frecuencia del oscilador, posteriormente se configuró el analizador de espectros para obtener un ancho de banda aproximado de 1MHz en la frecuencia fundamental, fue necesario reducir el ancho de banda a este nivel, debido a que en un ancho de banda mayor resultaba prácticamente imposible observar la señal modulada. Otros parámetros que se modificaron en el analizador de espectro son el nivel de resolución quedando en 10KHz y el video en 1KHz. Los atenuadores del equipo de medición utilizado fueron posicionados en 0dB.

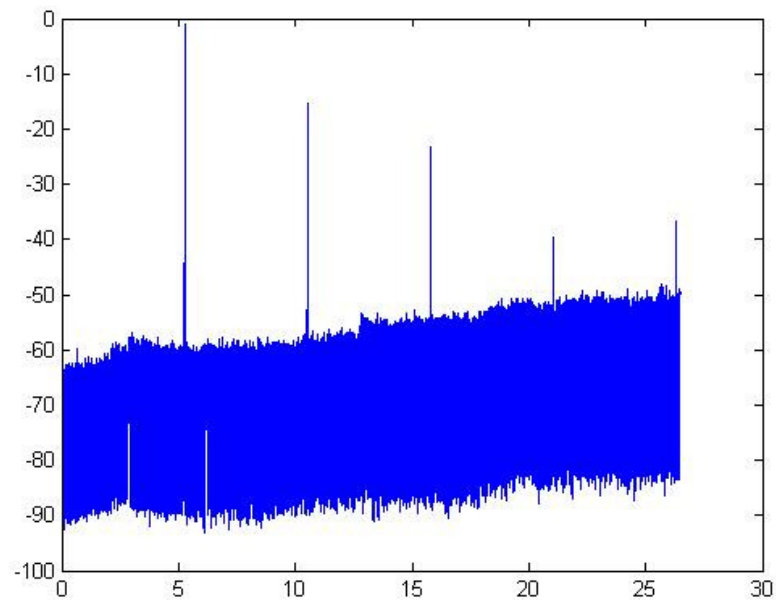
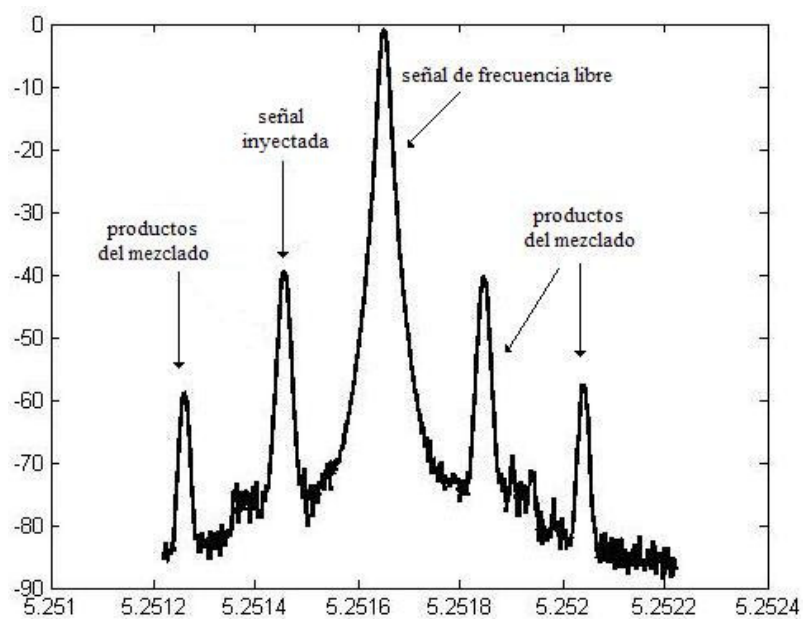
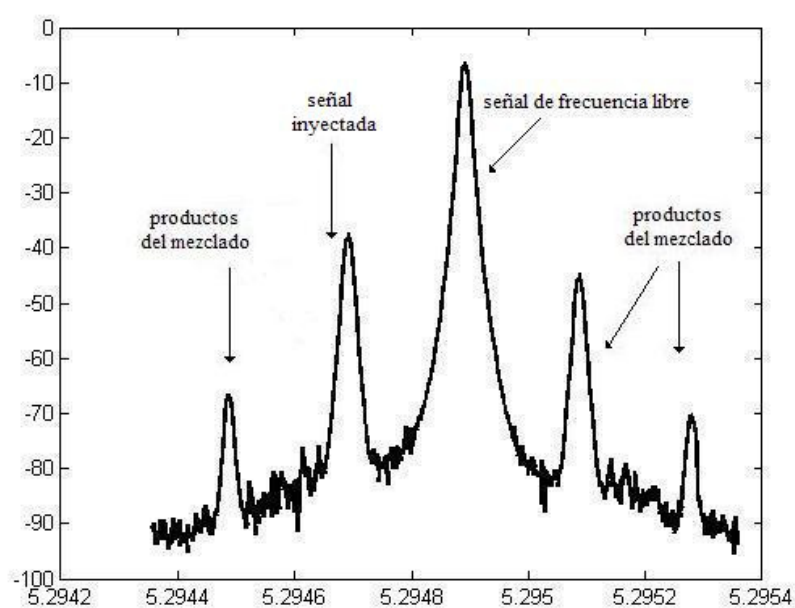


Figura 41. Armónicas del opto-oscilador.

En la figura 42 se muestra el espectro de salida una vez que la señal óptica modulada fue inyectada en el circuito oscilador. La señal inyectada se encuentra fuera del rango de amarre. Las señales que aparecen son: la señal del oscilador de frecuencia libre, la señal inyectada y algunos productos del mezclado generados por las no linealidades del transistor.



a) opto-oscilador A



b) opto-oscilador B

Figura 42. Espectro de salida de los opto-osciladores para el rango de frecuencia del
a) opto-oscilador A, b) opto-oscilador B.

A partir del modelo del circuito equivalente del transistor se simuló el efecto de la luz sobre el PHEMT, sin embargo la convergencia de la frecuencia de operación del oscilador ópticamente controlado, no se pudo obtener con el método de balance armónico. Esto se debe probablemente a los elementos no lineales utilizados en la simulación. Los parámetros del modelo, incluyendo la intensidad de la luz, se vuelven muy sensibles de converger a la frecuencia de oscilación. Como no es posible comparar la banda de sincronía experimental con valores simulados, en la tabla IV se presentan los resultados en frecuencia y potencia de la señal presente a la salida del oscilador simulada con respecto a los valores medidos. De la observación de los datos se puede decir que existe una buena relación entre los datos simulados y los experimentales.

Tabla IV. Comparación de datos simulados contra los medidos experimentalmente.

<i>Opto-oscilador A</i>	<i>Simulados [dBm]</i>	<i>Medidos [dBm]</i>
<i>Potencia del Oscilador de frecuencia libre</i>	-0.444	-0.8
<i>Potencia de la señal RF detectada</i>	-35.726	-39.4
<i>Opto-oscilador B</i>	<i>Simulados [dBm]</i>	<i>Medidos [dBm]</i>
<i>Potencia del Oscilador de frecuencia libre</i>	-6.096	-6.5
<i>Potencia de la señal RF detectada</i>	-37.845	-37.64

Para conseguir el amarre por inyección óptica la señal de amarre (diodo láser) se modula en amplitud y se acopla a la región activa del PHEMT del oscilador. El rango de amarre obtenido dependerá en gran parte del factor de calidad del circuito por la relación

presentada en la ecuación 5. Debido a lo anterior puede atribuirse que el rango de amarre del orden de kHz obtenido en la medición, está ampliamente relacionado con el alto Q presente en el circuito.

El rango de amarre se midió ajustando inicialmente la frecuencia de modulación del diodo láser a un valor cercano al de la frecuencia del oscilador y posteriormente haciendo un barrido de frecuencias de forma manual. En la figura 43 se muestra la banda de sincronía, en función de V_{gs} del oscilador amarrado a la señal inyectada para un valor fijo de $V_{ds} = 1.3V$ y una potencia de la señal del modulador $P_{RF} = 5dBm$. Se observa que el opto-oscilador C presenta una banda de sincronía mayor que las otras configuraciones. Sin embargo, el opto-oscilador A opera para un rango de voltajes V_{gs} mayor.

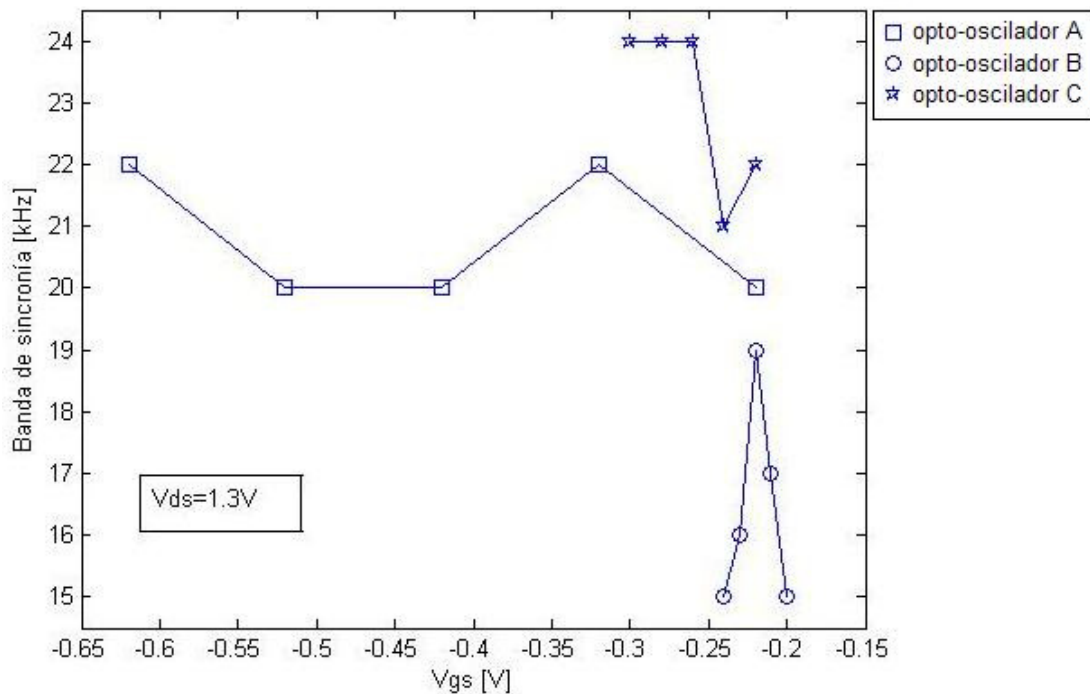


Figura 43. Banda de sincronía con respecto a V_{gs} .

En la figura 44 se presenta la banda de sincronía, en función de V_{ds} , para un valor constante $V_{gs} = -0.22\text{V}$. Nuevamente la configuración del opto-oscilador C presenta una banda de sincronía mayor, se muestra también que el amarre se conserva en las tres configuraciones para un rango mayor de voltajes de polarización V_{ds} con respecto a las mediciones en función de V_{gs} .

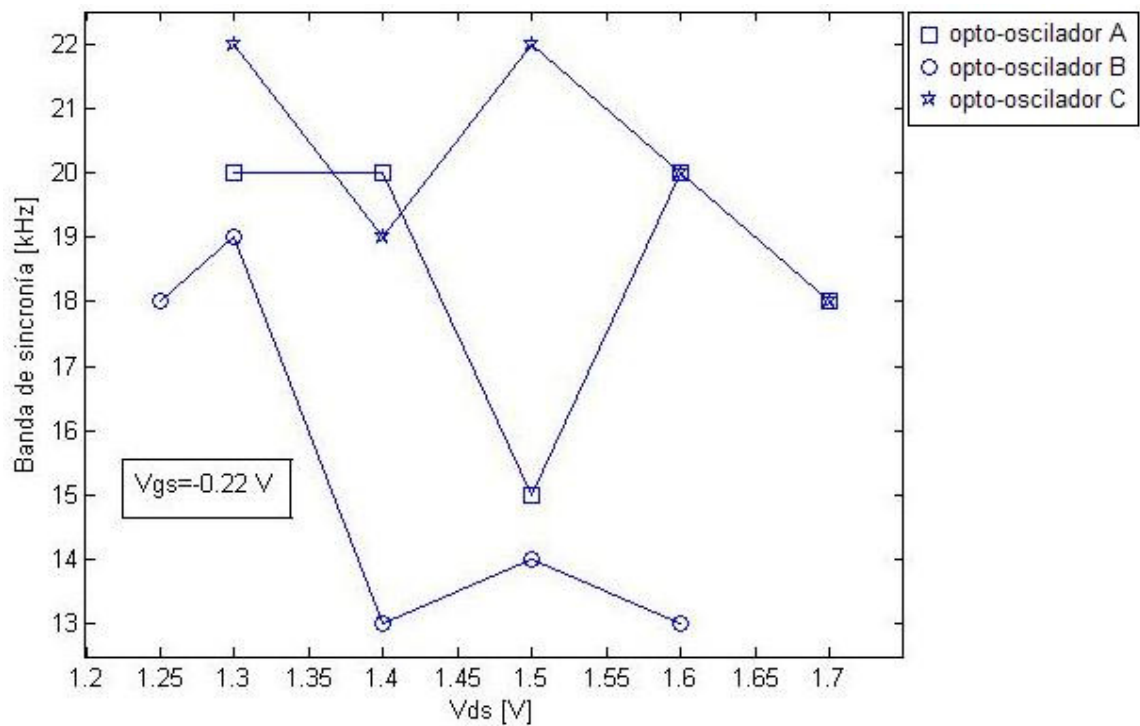


Figura 44. Banda de sincronía con respecto a V_{ds} .

Considerando que a bajos niveles de potencia de la señal de inyección se obtiene un amarre de fase estrecho se llevó a cabo la medición de la banda de sincronía manteniendo fijos los voltajes de polarización $V_{gs} = -0.22\text{ V}$ y $V_{ds} = 1.3\text{ V}$ y variando los niveles de potencia de la señal RF que modula al láser de 1 a 5dBm. En la figura 45 se presenta la banda de

sincronía del opto-oscilador en función de la potencia óptica con que se ilumina el transistor, en la cual puede observarse que el rango de amarre se mejora al incrementar la potencia óptica.

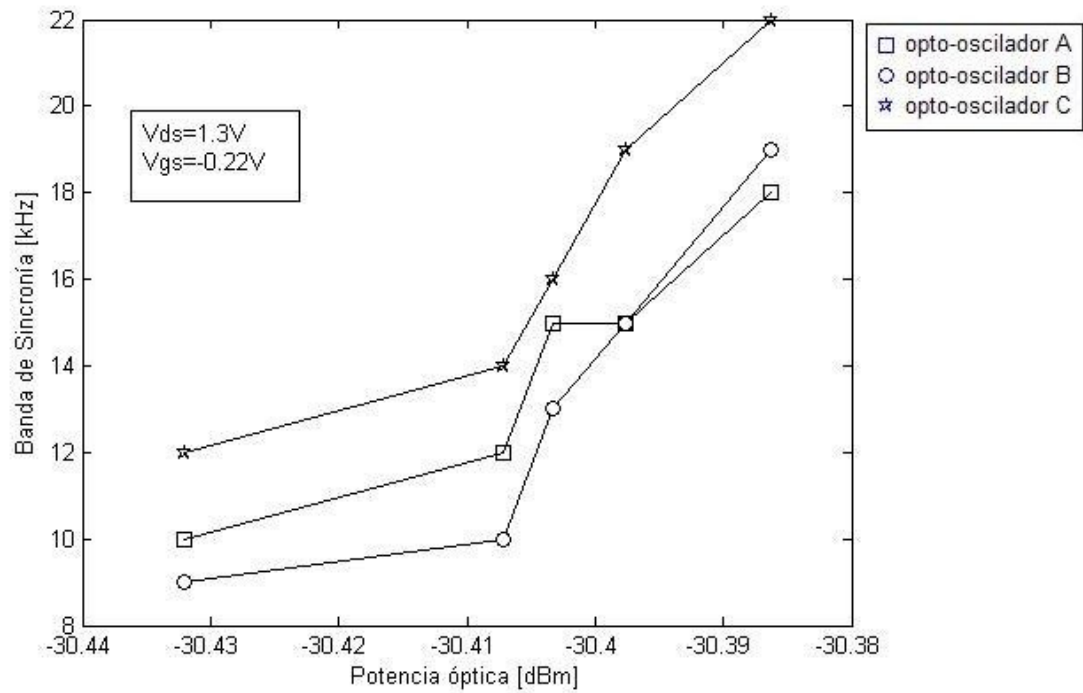


Figura 45. Banda de sincronía con respecto a P_{opt} .

VI.3 Análisis de resultados

Al inicio del presente trabajo se mencionó la importancia de que los elementos del modelo del circuito equivalente del transistor se ajusten adecuadamente con los valores obtenidos durante la caracterización del mismo. En las figuras 18, 23 y 25 se observa que los valores estimados presentan algunas diferencias con respecto a los valores medidos, la razón es el compromiso que se estableció para que tanto los parámetros de dispersión como las curvas I-V ajusten lo mejor posible en el modelado del transistor.

Para simular la operación del elemento de corriente se eligió el modelo de Angelov por ser el que mejor se ajustó a las mediciones realizadas. Para el caso donde se iluminó el transistor se eligió el modelo de Soberanes por su facilidad de implementación además de describir adecuadamente el comportamiento del fotovoltaje,

En la tabla IV se presenta una comparación entre los valores resultantes de la medición y aquellos que fueron simulados en ADS, donde los valores de potencia simulados coinciden favorablemente con respecto a los valores medidos experimentalmente (figura 42). Se aprecia una diferencia de frecuencias entre la respuesta del oscilador simulado con respecto a las obtenidas en el laboratorio, debido a que en la práctica no se utiliza una línea de transmisión para asegurar las condiciones de oscilación, sin embargo el circuito cumple con las condiciones establecidas en la ecuación 4), debido que el elemento sintonizador está compuesto de más de cuatro secciones de circuito resonante.

Se aprecia también que la banda de sincronía en el circuito oscilador es del orden de KHz, esto se debe a que el factor de calidad Q (10800) del filtro presenta un valor elevado.

La figura 43 presenta diferentes incrementos de voltaje V_{gs} para la medición de la banda de sincronía en cada configuración del opto-oscilador. Estos voltajes se escogieron debido a que más allá de los valores límite medidos el circuito dejaba de oscilar. Esto puede explicarse a causa del desacoplamiento entre impedancias ocasionado por el elemento sintonizador en el primer caso y al elemento cambiador de fase en el segundo caso, los cuales para un rango diferente de V_{gs} el circuito oscilador deja de cumplir las condiciones de oscilación.

VII. Conclusiones y Aportaciones

En el presente trabajo de tesis se estudió la operación de un transistor de efecto de campo pseudomórfico (PHEMT) como fotodetector. Se estudió la fotorespuesta de un transistor comercial al hacer incidir sobre él un haz monocromático ($\lambda=850nm$) modulado en amplitud en el rango de frecuencias de 500MHz a 7.5GHz. Así como la capacidad de fotodetección del transistor al variar los voltajes de polarización y, la potencia fotodetectada en la terminal del drenador en función de la potencia RF de la señal moduladora. Se comprobó la aplicación de transistores comerciales en procesos de fotodetección, así como la fotorrespuesta positiva y negativa al ser iluminados por diodos de diferente longitud de onda.

Se caracterizó el PHEMT en régimen dinámico (oscuridad, iluminado): parámetros [S], mediciones $I(V)$ en modo pulsado para la extracción de los elementos del circuito equivalente del transistor, los cuales fueron utilizados en la simulación.

Se simuló en ADS el oscilador de frecuencia libre bajo dos configuraciones distintas, en la primera de ellas se utilizó únicamente un atenuador y en la segunda se incluyó un elemento sintonizador para ajustar el nivel de la señal a la frecuencia de oscilación. No se pudo obtener en la simulación la banda de sincronía de ninguna de las configuraciones debido a la presencia de elementos no lineales los cuales impidieron la convergencia en el método de balance armónico.

Se llevó a cabo el montaje de tres bancos de medición experimentales para el circuito oscilador. El primero con un atenuador, al segundo se añadió el elemento sintonizador, mientras que el tercero incluía un cambiador de fase.

Se midió de forma manual la banda de sincronía para las tres configuraciones del opto-oscilador mencionadas en el párrafo anterior, observándose anchos de banda similares en las tres configuraciones (del orden de kHz). Además de una alta sensibilidad con respecto a las variaciones del voltaje de polarización V_{gs} para las configuraciones que incluyen los elementos: sintonizador y cambiador de fase.

De las configuraciones del oscilador estudiadas en esta tesis, el opto-oscilador C con cambiador de fase resultó ser más recomendable experimentalmente. Esto se debe a que el elemento cambiador de fase, presenta la ventaja de conservar la banda de sincronía en frecuencias diferentes a la del oscilador de frecuencia libre puesto que las condiciones de oscilación no dejan de cumplirse en el rango válido para el cambiador de fase. Además de aprovechar la atenuación intrínseca que proporciona el elemento cambiador de fase para el control del nivel de la señal a la frecuencia de oscilación del circuito (aproximadamente -7dB).

Una segunda alternativa es la implementación del opto-oscilador A, en el cual se incluye solamente el elemento atenuador, aunque el nivel de potencia de la señal a la frecuencia de oscilación no pueda disminuirse mucho para conseguir una banda de sincronía mayor. Entre más elementos atenuadores se utilicen se corre el riesgo de que el circuito deje de oscilar.

Como tercera opción se considera el circuito opto-oscilador B donde se incluye el elemento sintonizador. Se ha dejado esta configuración como la última debido a lo sensible que es la variación de los parámetros en el oscilador (voltajes de polarización, potencia de la señal moduladora) a causa del desacople de impedancias en el circuito. Así como la poca repetibilidad de la posición de los motores en el sintonizador para conseguir el ajuste del nivel de la señal a la frecuencia de oscilación a pesar de reiniciarse de forma automática antes de cada medición.

VII.1 Aportaciones

- Se estudió la fotorepuesta en un transistor de efecto de campo pseudomórfico (PHEMT) comercial como fotodetector al hacer incidir sobre el dos láseres de $\lambda_1 = 1310nm$, $\lambda_2 = 850nm$.
- Se simuló en ADS la operación del oscilador opto-electrónico para dos configuraciones en las cuales, se incluyen distintos elementos para controlar el nivel de la señal a la frecuencia de oscilación (atenuador, sintonizador). En la simulación de ambas configuraciones se tomó en cuenta la influencia que ejerce la fuente de sincronía externa al PHEMT.
- Se montaron experimentalmente tres bancos de medición para distintas configuraciones del opto-oscilador (atenuador, sintonizador, cambiador de fase). Se realizó un análisis gráfico comparativo de la banda de sincronía conseguida con las tres configuraciones del opto-oscilador, con la finalidad de establecer el banco de medición que permitiera conseguir el rango más amplio de frecuencias dentro de dicha banda.

VII.2 Sugerencias

Se propone:

- Caracterizar el cambiador de fase para tener un mejor control de la línea de retardo en el lazo de retroalimentación.
- Simular el opto-oscilador C en ADS y determinar si es la mejor opción de las tres propuestas según los datos experimentales.
- Un estudio analítico para predecir el comportamiento de la banda de sincronía del opto-oscilador.
- Identificar la geometría interna del PHEMT para conocer la cantidad de potencia óptica efectiva que absorbe el transistor.

Referencias:

- Adler, R. 1946. "A study of Locking Phenomena in Oscillators". Procc. IRE. 34: 351-357p.
- Angelov, I., Zirath, H., Rorsman, N. 1992. "A New Empirical Nonlinear Model for HEMT and MESFET Devices". IEEE, Trans. on Microwave Theory and Tech. 40(12): 2258-2266p.
- Beroth N., R. Bosch. 1990. "Broad band determination of the FET Small Signal Equivalent Circuit". IEEE, Trans. on Microwave Theory and Tech. 38(7): 891-895p.
- Boutin N. 1999. "RF Oscillator Analysis and Design by the Loop Gain Method". Applied Microwave & Wireless. 11(8): 32-49p.
- Curtice, W. 1980. "A MESFET model for use in the design of GaAs integrated circuits". IEEE, Trans. on Microwave Theory and Tech. 28(5): 448-455p.
- Chang-Soon, Ch., Hyo-Soong, K., Woo-Young, Ch., Dae-Hyun, K., Kwang-Seok, S. 2005. "Phototransistors Based on InP HMETs and Their Applications to Millimeter-Wave Radio-on-Fiber Systems". 53(1): 256,263p.
- Chen, Y.C., Ingram, D.L., Yen, H.C., Lai, R., Streit. D.C. 1998. "A New-Empirical I-V Model for HEMT Devices". IEEE, Microwave and Guided Wave Letters. 8(10): 342-344p.
- Cherry, E.M., Hooper, D.E. 1968 "Amplifying devices and low-pass amplifier design" John Wiley & Sons Inc. New York. 1036pp.
- Dambrine, G., A. Cappy, F. Heliodore, E. Playez. 1998. "A New Method for Determining the FET Small Signal Equivalent Circuit". IEEE, Trans. on Microwave Theory and Tech. 36(7): 1151-1159p.
- D'Azzo, J., Houpis, H. 1981. "Linear Control System Analysis and Design". McGraw-Hill. 2da. Edición. New York. 864pp.
- De Salles, A. 1983. "Optical Control of GaAs MESFET's". IEEE, Trans. on Microwave Theory and Tech. 31(10): 812-820p.
- De Salles, A., Romero, A. 1991. " $\text{Al}_{0.3}\text{Ga}_{0.7}\text{As}/\text{GaAs}$ HEMT's Under Optical Illumination". IEEE, Trans. on Microwave Theory and Tech. 39(12): 2010-2016p.
- Fazal, A., Aditya, G. 1991. "HEMTs & HBTs: Devices, Fabrication, and Circuits". Artech House. Boston. 377pp.

Hirata Flores, F. 2004. "Caracterización y Modelado No-Lineal de Transistores HEMT Utilizando la Técnica de Medición de uno y dos tonos bajo iluminación óptica". Tesis de Maestría. CICESE. 75pp.

Kang, H. S., Choi, C. S., Choi, W. Y. 2004. "Characterization of phototransistor internal gain in metamorphic high-electron-mobility transistor". *Applied Physics Letters*. 84(19): 3780-3782 p.

Kawasaki, S. Shiomi, H., Matsugatani, K. 1998. "A Novel FET Model Including an Illumination-Intensity Parameter for Simulation of Optically Controlled Millimeter-Wave Oscillators". *IEEE, Trans. on Microwave Theory and Tech.* 46(6): 820-828p.

Kurokawa, K. 1973. "Injection locking of microwave solid-state oscillators". *Proc. IEEE*. 61: 1386-1410p.

Lasri, J., A.Bilenca, D.Dahan., Eisenstein G., Ritter, D. 2001. "Optoelectronic Mixing, Modulation, and Injection Locking in Millimeter-Wave Self-Oscillating InP/InGaAs Heterojunction Bipolar Photo Transistors-Single and Dual Transistor Configurations". *IEEE, Trans. on microwave Theory and Tech.* 49(10): 1934-1939p.

Lasri, J., A.Bilenca, D.Dahan, Eisenstein, G., Ritter, D. 2001. "Clock Recovery at Multiple Bit Rates Using Direct Optical Injection Locking of a Self-Oscillating InGaAs-InP Heterojunction Bipolar Phototransistor". *IEEE Photonics Technology Letters*. 13(12): 1355-1357p.

Loo-Yau, J.R., Infante-Galindo, R., Reynoso-Hernández, J.A. "A New Empirical Gate Capacitance Model for PHEMT and MESFET Transistors" 58TH ARFTG Conference Digest. Universidad de procedencia (PA:CEETK200146). 11 de Noviembre del 2001.

Moyer P., H., Daryoush, A. 2000. "A Unified Analytical Model and Experimental Validations of Injection-Locking Processes". *IEEE, Trans. on Microwave Theory and Tech.* 48(4): 493-499p.

Nguyen, N., Meyer, R. 1992. "Start-up and Frequency Stability in High-Frequency Oscillators". *IEEE, Journal of solid states circuits*. 27(5):810-820p.

Reynoso Hernández, J., Rangel Patiño, F., Perdomo, J. 1996. "Full RF Characterization for Extracting the Small-Signal Equivalent Circuit in Microwave FET's". *IEEE, Trans. on Microwave Theory and Tech.* 44(12): 2625-2633p.

Rhea, R., Clausen, B. 2004. "Recent Trends in Oscillator Design" *Microwave Journal*. 47(1): 22-34p.

- Romero, A., Herczfeld, R. 1995. "Negative Photoresponse in Modulation Doped Field Effect Transistors (MODFET's): Theory and Experiment". IEEE, Trans. on Microwave Theory and Tech. 43(3): 511-517p.
- Romero, A., Martínez, M. Herczfeld, R. 1996. "An Analytical Model for the Photodetection Mechanisms in High-Electron Mobility Transistors". IEEE, Trans. on Microwave Theory and Tech. 44(12): 2279-2287p.
- Seeds, A., De Salles, A. 1990. "Optical Control of Microwave Semiconductor Devices". IEEE, Trans. on Microwave Theory and Tech. 38(5): 577-585p.
- Simons, R. 1990. "Optical Control of Microwave Devices". Artech House. Primera edición. Norwood MA. 235pp.
- Soberanes F., G. 2006. "Modelado y Simulación de Mezcladores Optoelectrónicos a base de FETs". Tesis de Maestría. CICESE. 108 pp.
- Statz, H., P. Newman, I.W. Smith, R. Pucel, H. Haus. 1987. "GaAs FET Devices and Circuit Simulation in SPICE". IEEE, Trans. Electron Devices. ED-34. 160-166p.
- Sze, S.M. 1981. "Physics of Semiconductor Devices". Wiley-Interscience. Segunda edición.
- Takanashi, Y., Takahata, K., Muramoto, Y. 1998. "Characteristics of InAlAs/InGaAs High Electron Mobility Transistors Under 1.3- μ m Laser Illumination". IEEE, Electron Device Letters. 19(12): 472-474p.
- Tamayo Rivera, L. 2004 "Sincronización Óptica de Osciladores de Microondas Diseñados Utilizando Transistores PHEMT's". CICESE, División Física Aplicada, Tesis de Maestría.
- Velázquez, A. 2004. "Notas del curso de maestría Diseño y Simulación de Circuitos de Microondas por Computadora", CICESE.
- Yuen-Ren, Y., Tah-Hsiung C. 1999. "Locking Performance Analysis of MESFET Subharmonically Injection-Locked Oscillator". IEEE, Trans. on Microwave Theory and Tech. 47(7): 1014-1019p.
- Zúñiga Juárez, E. 2003. "Evaluación de Modelos No-Lineales para PHEMT's". Tesis de Maestría. CICESE. 142pp.

APÉNDICE I.

Análisis de estabilidad.

Las redes lineales y no lineales se pueden caracterizar por parámetros medidos en las terminales de la red (puertos). Los parámetros de la red pueden explicarse más fácilmente si se considera una red con solo dos puertos, un puerto de entrada y un puerto de salida.

Los parámetros [S] son importantes en el diseño de microondas puesto que a frecuencias altas ya no se habla de voltajes o corrientes, sino de los campos asociados que dan lugar a las ondas electromagnéticas, por lo tanto los parámetros de las redes no pueden caracterizarse como en la electrónica tradicional. Los parámetros [S] también son llamados parámetros de dispersión y relacionan las ondas viajeras que son transmitidas y reflejadas cuando una red de n puertos se inserta en una línea de transmisión (Velázquez, 2004).

S_{11} : coeficiente de reflexión a la entrada.

S_{22} : coeficiente de reflexión a la salida.

S_{21} : coeficiente de transmisión directa (inserción)

S_{12} : coeficiente de transmisión reversa (inserción)

Los coeficientes de reflexión S_{11} y S_{22} pueden ser graficados en cartas de Smith, convertidos directamente a impedancias, y se pueden manipular fácilmente para determinar redes de acoplamiento para optimizar el diseño de circuitos.

Cuando el puerto de entrada o el puerto de salida de la red presentan resistencia negativa el bipuerto es inestable lo cual hace posible las oscilaciones.

Un dispositivo o bipuerto es potencialmente inestable a una frecuencia determinada si existe alguna combinación de coeficientes de fuente (Γ_f) o de carga (Γ_c) que puedan producir Z_{ent} y Z_{sal} en el bipuerto con parte real negativa.

Al considerar la existencia de las impedancias de fuente y de carga los valores de los parámetros [S] originales se modifican quedando (Velázquez, 2004):

$$\Gamma_{ent} = S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_c}{1 - S_{22}\Gamma_c}$$

$$\Gamma_{sal} = S'_{22} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_f}{1 - S_{11}\Gamma_f}$$

Un dispositivo se considera *potencialmente inestable* si se cumple alguna de estas condiciones:

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{21}S_{12}|} < 1$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

S_{11}^* es el conjugado de S_{11}

O bien,

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} < 1$$

Simultáneamente con:

$$|\Delta = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| > 1$$

Cuando un dispositivo es inestable, es posible determinar gráficamente las regiones de la carta de Smith en las que se pueden seleccionar las impedancias de fuente y de carga que proporcionen condiciones estables.

El lugar geométrico de los valores de coeficiente de reflexión de fuente Γ_f para los cuales $\Gamma_{sal} = 1$ tiene la figura de un círculo y se llama círculo de estabilidad de entrada (C.E.E). El lugar geométrico de los valores de coeficiente de reflexión de carga Γ_c para los cuales $\Gamma_{ent} = 1$ se llama círculo de estabilidad de salida (C.E.S.). La región inestable puede estar afuera o adentro de los círculos de estabilidad. En las figuras 1 y 2 se presentan las regiones de estabilidad de entrada y de salida.

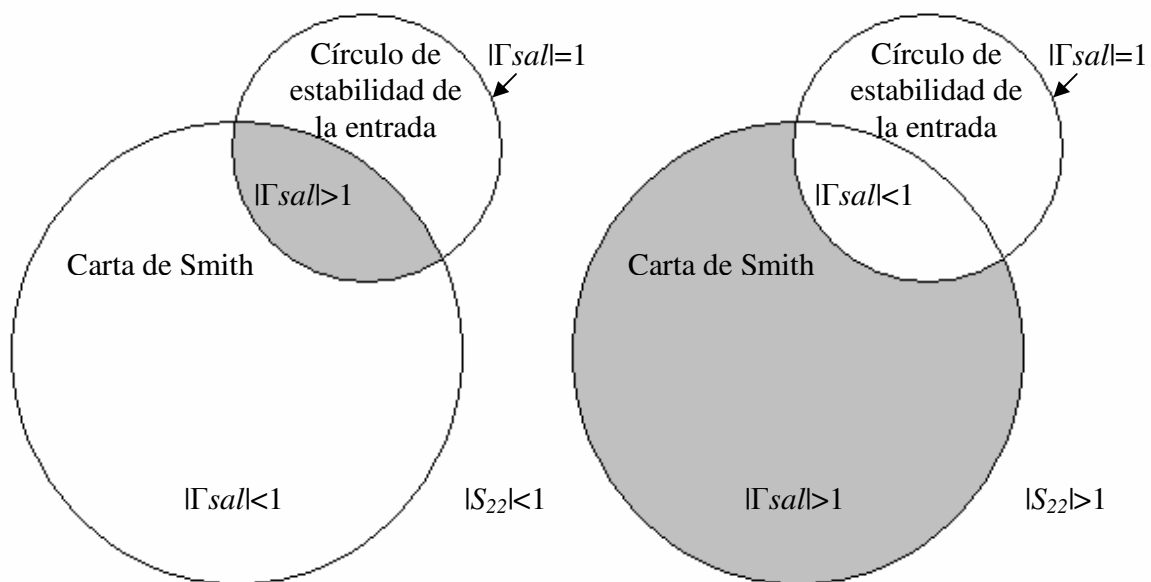


Figura 1. Regiones de estabilidad a la entrada. En la figura de la izquierda, la región inestable se encuentra dentro del círculo de estabilidad. En la figura derecha, la región inestable se encuentra fuera del círculo de estabilidad.

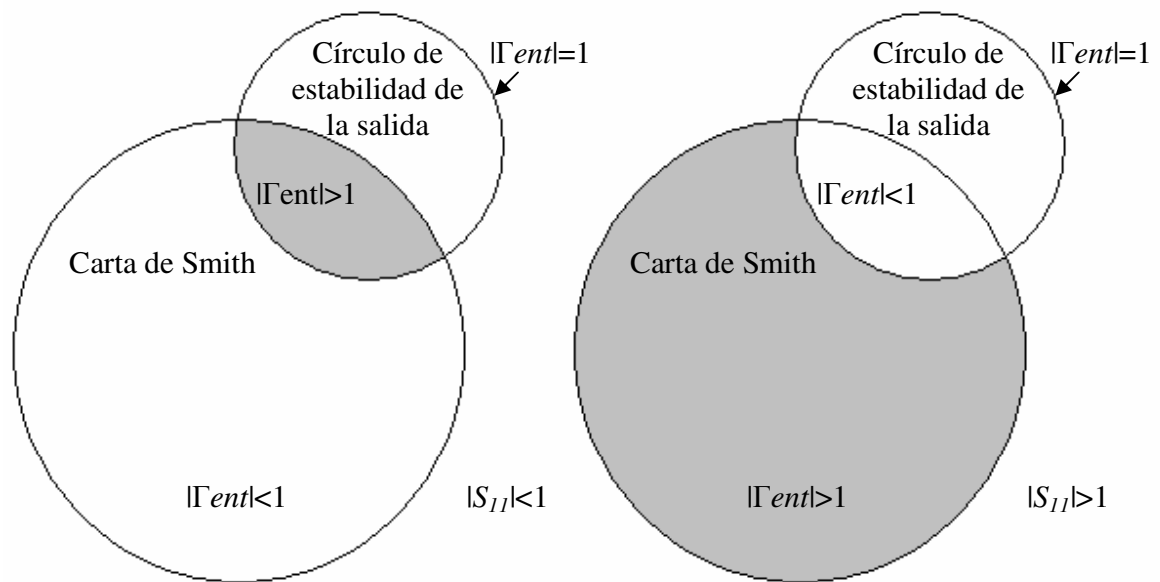


Figura 2. Regiones de estabilidad a la salida. En la figura de la izquierda, la región inestable se encuentra dentro del círculo de estabilidad. En la figura derecha, la región inestable se encuentra fuera del círculo de estabilidad.