

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BAJA CALIFORNIA



FACULTAD DE INGENIERIA ENSENADA

**Modelado de Transistores de Microondas PHEMT Iluminados Por Medio de
un Diodo Láser**

TESIS

Para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de

MAESTRIA EN INGENIERIA

PRESENTA

Antonio Gómez Roa

Ensenada, Baja California, Mayo del 2008

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BAJA CALIFORNIA
FACULTAD DE INGENIERÍA
UNIDAD ENSENADA

“Modelado de Transistores de Microondas PHEMT Iluminado Por Medio de un
Diodo Láser ”

TESIS

Que para obtener el grado de maestría en ingeniería presenta:

Antonio Gómez Roa

Aprobada por:



Dr. Horacio Luis Martínez Reyes

Director de tesis



Dr. Miguel Enrique Martínez Rosas

Miembro del Comité



Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

Miembro del Comité



Dra. Rosa Martha López Gutiérrez

Miembro del Comité



M.C. Humberto Cervantes de Ávila

Miembro del Comité

Ensenada Baja California, México. Abril del 2008

**Con profundo agradecimiento Para mí
Universidad Autónoma de Baja California**

A mi esposa **Bianca Marisol Gutiérrez Vásquez** Por su apoyo y amor que me mostró durante la realización del proyecto

Un agradecimiento muy especial a mí Director de Tesis **Dr. Horacio Martínez Reyes** Por su magnífica contribución para la Realización de este proyecto y mi carrera

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández, por darme la oportunidad de trabajar con él, por su disposición para compartir su experiencia, sus conocimientos y su amistad.

Al futuro Dr. J. E. Zuñiga por ser parte esencial en la calibración y mediciones durante mi estancia en los laboratorios de GaAs y comunicaciones ópticas del CICESE.

A mis amigos que siempre nos hemos apoyado en las buenas y en las malas.

A todos los que de una u otra forma me apoyaron en la realización de este proyecto

En especial a mis padres que siempre Desearon que llegara a lograr algo en la vida
Y se los cumplí **Maria Dolores Roa Martínez Y Antonio Gómez Hernández**

Al CICESE, por haber formado parte importante en mi formación y muy en especial al departamento de física aplicada en el área de electrónica y telecomunicaciones por permitirme utilizar su laboratorio.

Al CONACYT por su apoyo económico a través del programa de becas, el cual hizo realidad esta etapa de mi formación profesional.

RESUMEN

Modelado de Transistores de Microondas PHEMT Iluminados Por Medio de un Diodo Láser

Resumen de Tesis

Aprobado por:



Dr. HORACIO LUIS MARTINEZ REYES

DIRECTOR DE TESIS

En este trabajo se ha estudiado al transistor PHEMT de InP bajo la influencia de iluminación por medio de un dispositivo láser. Se muestra la caracterización, el modelado y la simulación de transistores PHEMT. Además, se muestran mediciones de las curvas I-V en tres longitudes de onda (1527nm, 1550nm, y 1563nm) muy cercanas entre si de: la corriente, la transconductancia, la fotocorriente y el fotovoltaje en función de los voltajes de polarización.

Se presenta el modelado del transistor bajo iluminación óptica en el simulador ADS (ADVANCED DESIGN SYSTEM 2004), utilizando 3 modelos de circuito eléctrico equivalente para pequeña señal propuestos por diferentes autores, para conocer y entender mejor el funcionamiento del transistor PHEMT bajo iluminación.

También, se muestran mediciones para un transistor PHEMT de GaAs a una longitud de onda de 850nm observándose un aumento en la corriente de drenador como en el PHEMT de InP.

Finalmente, se obtuvieron resultados bastante aceptables en la comparación de los datos experimentales con la simulación del modelado para pequeña señal.

INDICE

INTRODUCCION

I

I.1	Antecedentes	1
I.2	Objetivo	2
	<i>I.2.1 Objetivo general</i>	2
	<i>I.2.2 Objetivo específicos</i>	2
I.3	Organización del trabajo	3

TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO: GENERALIDADES Y ASPECTOS TEORICOS

II

II.1	Dispositivos FET	4
II.2	Transistores de Heterounión de Alta Movilidad de Electrones (HEMT)	8
	<i>II.2.1 Reseña Histórica del HEMT</i>	8
	<i>II.2.2 Funcionamiento del 2Deg (Dimensión electrón gas)</i>	9
II.3	Descripción básica del PHEMT	11
II.4	Modelo No Lineal y Circuito Eléctrico Equivalente	14
	<i>II.4.1 Circuito Eléctrico Equivalente</i>	14
	<i>II.4.2 Modelo No Lineal</i>	16
	<i>II.4.3 Modelo No Lineal de Angelov</i>	16
	<i>II.4.4 Modelo No Lineal de Chen</i>	19
II.5	Características de un Transistor Utilizado Como Fotodetector	20
	<i>II.5.1 Introducción</i>	20
	<i>II.5.2 Principios de Fotodetección Óptica en el PHEMT de InP</i> ...	21
	<i>II.5.3 Efecto Fotovoltáico</i>	23
	<i>II.5.3.1 Efecto Fotovoltáico Externo</i>	23
	<i>II.5.3.2 Efecto Fotovoltáico Interno</i>	24
	<i>II.5.4 Efecto Fotoconductor</i>	26

CARACTERISTICAS DINAMICA Y ESTATICA DE UN TRANSISTOR PHEMT DE InP CON Y SIN ILUMINACION POR MEDIO DE UN DISPOSITIVO LASER

III

III.1	Introducción	29
--------------	---------------------------	----

III.2	Arreglo Experimental Para la Caracterización Estática Con y Sin Iluminación.....	29
III.3	Arreglo Experimental Para la Caracterización Dinámica Con y Sin Iluminación.....	32
III.4	Método de Extracción Para Determinar los Elementos Parásitos Capacitancias y (Resistencias e Inductancias) a Partir de Bajas Corrientes en la Compuerta.....	35
	<i>III.4.1 Calculo de las inductancias parasitas.....</i>	<i>36</i>
	<i> III.4.1.1 Calculo de L y Co.....</i>	<i>37</i>
	<i> III.4.1.2 Caculo de Ro.....</i>	<i>38</i>
	<i>III.4.2 Calculo de las resistencias parasitas.....</i>	<i>39</i>
	<i>III.4.3 Calculo de las capacitancias parasitas.....</i>	<i>40</i>
	<i> III.4.3.1 Modelo de Dambrine.....</i>	<i>42</i>
	<i> III.4.3.2 Modelo de White.....</i>	<i>43</i>
	<i>III.4.4 Extracción de los elementos intrínsecos.....</i>	<i>44</i>
III.5	Curvas de Corriente de Drenador en Función de los Voltaje de Polarización.....	48
	<i>III.5.1 Curvas de la Corriente de Drenador en Función de Voltaje de Drenador.....</i>	<i>48</i>
	<i>III.5.2 Curvas de la Corriente de Drenador en Función del Voltaje de Compuerta.....</i>	<i>50</i>
III.6	Fotocorriente Bajo Iluminación Óptica en Función de los Voltajes de Polarización.....	51
	<i>III.6.1 Fotocorriente en Función de los Voltajes de Drenador.....</i>	<i>52</i>
	<i>III.6.2 Fotocorriente en Función de los Voltajes de Compuerta....</i>	<i>53</i>
III.7	Fotovoltaje Bajo Iluminación Óptica en Función de los Voltajes de Polarización.....	55
	<i>III.7.1 Fotovoltaje en Función de Los Voltajes de Drenador.....</i>	<i>55</i>
	<i>III.7.2 Fotovoltaje en Función de Los Voltajes de Compuerta.....</i>	<i>56</i>
III.8	Transconductancia Gm con y sin Iluminación por Medio de un Dispositivo Láser en Función de los Voltajes de Polarizacion.....	58
	<i>III.8.1 Transconductancia en Función de Los Voltajes de drenador.....</i>	<i>58</i>
	<i>III.8.2 Transconductancia en Función de Los Voltajes de Compuerta.....</i>	<i>59</i>
III.9	Caracterización Dinámica de un Transistor PHEMT de Inp.	61
III.10	Conclusión.....	62

MODELADO EN REGIMEN ESTATICO Y EN REGIMEN DINAMICO DEL TRANSISTOR PHEMT DE InP **IV**

IV.1	Introducción.....	63
IV.2	Modelado en régimen estático.....	63
IV.3	Modelado en régimen dinámico.....	67
	<i>IV.3.1 Comparación de Datos Medidos y Simulados Sin Iluminación.....</i>	<i>69</i>
	<i>IV.3.2 Comparación de Datos Medidos y Simulados Bajo Iluminación.....</i>	<i>70</i>
IV.4	Modelos de Circuito Eléctrico Equivalente Bajo Iluminación Óptica.....	72
	<i>IV.4.1 Introducción.....</i>	<i>72</i>
	<i>IV.4.2 Modelo Propuesto Por Shigeo Kawasaki.....</i>	<i>72</i>
	<i>IV.4.3 Modelo Propuesto Por S.H.Song Bajo Iluminación.....</i>	<i>76</i>
	<i>IV.4.4 Modelo Propuesto por D.M. Kim bajo Iluminación.....</i>	<i>80</i>
	<i>IV.4.5 Modelo Convencional en Pequeña Señal Con y Sin Iluminación.....</i>	<i>84</i>
IV.5	Modelos de Circuito.....	86

CARACTERIZACIÓN EN REGIMEN ESTÁTICO Y EN REGIMEN DINÁMICO DE TRANSISTORES PHEMT ILUMINADOS CON LÁSER A LONGITUDES DE ONDA DE 850nm Y 1550nm **V**

V.1	Introducción.....	87
V.2	Curvas de Corriente de Drenador en Función de los Voltaje de Polarizacion.....	87
	<i>V.2.1 Curvas de Corriente de Drenador en función del Voltaje de Drenador.....</i>	<i>87</i>
	<i>V.2.2 Curvas de Corriente de Drenador en función del Voltaje de Compuerta.....</i>	<i>89</i>
V.3	Fotocorriente en Función de los Voltajes de Polarización.....	90
	<i>V.3.1 Fotocorriente en Función del Voltaje de Drenador.....</i>	<i>90</i>
	<i>V.3.2 Fotocorriente en Función del Voltaje de Compuerta.....</i>	<i>92</i>
V.4	Fotovoltaje en Función de los Voltajes de Polarización.....	93
	<i>V.4.1 Fotovoltaje en Función del Voltaje de Drenador.....</i>	<i>93</i>
	<i>V.4.2 Fotovoltaje en Función del Voltaje de Compuerta.....</i>	<i>95</i>
V.5	Transconductancia Gm Bajo Iluminación Óptica en Función de los Voltajes de Polarizacion.....	96

<i>V.5.1 Transconductancia en Función del Voltaje de drenador.....</i>	96
<i>V.5.2 Transconductancia en Función del Voltaje de Compuerta....</i>	98
V.6 Caracterización en régimen dinámico.....	99
V.7 Conclusión.....	101

CONCLUSION Y APORTACIONES **VI**

VI.1 Conclusiones.....	102
VI.2 Aportaciones.....	103
VI.3 Recomendaciones.....	104

BIBLIOGRAFIA 105

LISTA DE FIGURAS

1	Esquema de la sección transversal un Transistor HEMT..	5
2	Característica I-V en DC Típica de un Transistor.....	6
3	Principio de operación del 2-DEG Dispositivos de Alta Movilidad.....	9
4	Formación del 2DEG.....	10
5	Gráfica de Bandas de Energía en Función de las Constantes de Red Para los Grupos III – V.....	12
6	Esquema de la Sección Transversal de un PHEMT.....	13
7	Circuito Eléctrico Equivalente Para un PHEMT de InP.....	15
8	Origen Físico de los Elementos de Circuito Eléctrico Equivalente....	15
9	Circuito Eléctrico Equivalente no Lineal del PHEMT.....	16
10	Coeficiente de Absorción Óptico en Función de la Longitud de Onda Para Diferentes Materiales de Semiconductor.....	22
11	Fenómeno Fotovoltíaco Externo.....	24
12	Fenómeno Fotovoltáico Interno.....	25
13	Fenómeno Fotoconductor.....	27
14	Características I-V de un Transistor de Microondas PHEMT Típico...	30
15	Banco de Caracterización en Estática Con y Sin Iluminación.....	31
16	Banco de Medición Para Parámetros S Con y Sin Iluminación Óptica.....	34
17	Conexión del transistor para mediciones en polarización directa.....	35
18	Circuito equivalente para un PHEMT de InP bajo una pequeña corriente directa en la compuerta y el drenador flotando.....	35
19	Grafica de $w \cdot \text{Im}[Z_{11}]$ contra w^2 usado para calcular L y Co.....	37
20	Parte real e imaginaria de los parámetros Z11 contra frecuencia con el drenador flotando para $V_{gs} > V_{bi} > 0$	40
21	Circuito eléctrico del modelo de Dambrine para la región de de deserción formada en la unión polarizada inversamente.....	41

22	Circuito eléctrico del modelo de Dambrine para la región de de deserción formada en la unión polarizada inversamente.....	41
23	Aproximación del modelo de Dambrine para frecuencias $\leq 5\text{GHz}$	42
24	Aproximación del modelo de White para frecuencias $\leq 5\text{GHz}$	43
25	Conexión del transistor para mediciones en polarización directa....	44
26	Técnica utilizada para la extracción de elementos intrínsecos "DE-EMBEDING".....	45
27	Circuito eléctrico del transistor Intrínseco con topología tipo π	46
28a	Curvas I_{ds} - V_{ds} de un transistor PHEMT. En oscuridad (las líneas sólidas) y bajo iluminación con luz láser de longitud de onda de 1550nm(marcadas con asteriscos).....	49
28b	Curvas I_{ds} - V_{ds} de un transistor PHEMT de InP utilizando tres longitudes de onda diferentes. En oscuridad (las líneas sólidas) y bajo iluminación con luz láser de longitud de onda de 1527nm (marcadas con asteriscos), longitud de onda de 1550nm (marcadas con círculos), longitud de onda de 1563(marcadas con triángulos)..	49
29a	Curvas de I_{ds} vs V_{gs} para un PHEMT de InP. Las Líneas sólidas son sin iluminación y las líneas con asteriscos son bajo iluminación óptica con una longitud de onda de 1550nm.....	50
29b	Curvas de I_{ds} vs V_{gs} para un PHEMT de InP En oscuridad (las líneas sólidas) y bajo iluminación con luz láser de longitud de onda de 1527nm (líneas marcadas con signos de mas), longitud de onda de 1550nm(marcadas con círculos), longitud de onda de 1563nm(marcadas con triángulos).....	51
30a	Curvas características de la fotocorriente en función del voltaje de polarización V_{ds} bajo iluminación con luz láser a 1550nm.....	52
30b	Curvas características de la fotocorriente en función del voltaje de polarización V_{ds} bajo iluminación con luz láser a diferentes longitudes de onda 1527nm, 1550nm y 1563nm.....	53

31a	Curvas características de la fotocorriente en función de del voltaje de polarizacion Vgs bajo iluminación con luz láser de longitud de onda de 1550nm para una potencia óptica.....	54
31b	Curvas características de la fotocorriente en función del voltaje de polarizacion Vgs bajo iluminación de un láser para tres longitudes de onda de 1527nm(marcadas con líneas sólidas), 1550nm(marcadas con asterisco), 1563nm(marcadas con círculos) y para una potencia óptica.....	54
32a	Curva característica del fotovoltaje en función del voltaje de polarizacion Vds bajo iluminación con luz láser de 1550nm a una potencia óptica para un transistor PHEMT de InP.....	55
32b	Fotovoltaje en función del voltaje de polarizacion Vds bajo iluminación con luz láser a diferentes longitudes de onda 1537nm(marcadas con líneas sólidas), 1550nm(marcadas con asteriscos), 1563nm(marcadas con círculos) y a una potencia óptica para un transistor PHEMT de InP.....	56
33a	Curva característica del fotovoltaje en función del voltaje de polarizacion Vgs bajo iluminación con luz láser de 1550nm a una potencia óptica para un transistor PHEMT de InP.....	57
33b	Fotovoltaje en función del voltaje de polarizacion Vgs bajo iluminación con luz a diferentes longitudes de onda 1537nm (marcadas con líneas sólidas), 1550nm(marcadas con asteriscos), 1563nm(marcadas con círculos) y a una potencia óptica para un transistor PHEMT de InP.....	57
34a	Curvas caracteriscas de la Transconductancia en función de la polarizacion en Vds, las líneas sólidas representan las medidas sin luz y las líneas con asteriscos representan las medidas con iluminación a una potencia óptica y una longitud de onda de 1550nm.....	58
34b	Transconductancia en función de la polarizacion en Vds, las líneas sólidas representan a las medidas sin luz y con iluminación a una	

	potencia óptica y diferentes longitudes de onda 1537nm (marcadas con asteriscos), 1550nm (marcadas con círculos) 1563nm (marcadas con triángulos) para un transistor de InP.....	59
35a	curvas características de la Transconductancia en función de la polarización en V_{gs} , las líneas sólidas representan las medidas sin luz y las líneas con asteriscos representan las medidas con iluminación a una potencia óptica y una longitud de onda de 1550nm.....	60
35b	Transconductancia en función de la polarización en V_{gs} , las líneas sólidas representan las medidas sin luz y con iluminación para un transistor a diferentes longitudes de onda 1537nm (marcadas con líneas asteriscos), 1550nm (marcadas con círculos), 1563nm (marcadas con triángulos) para un PHEMT de InP.....	60
36a	Parámetros S11 y S22 bajo iluminación utilizando un transistor PHEMT de InP polarizado con $V_{gs} = -0.3\text{v}$ y $V_{ds} = 0.8\text{v}$ y con un láser a una longitud de onda de 1550nm a una potencia óptica. En oscuridad (color rojo) con iluminación óptica (color azul).....	60
36b	Parámetros S12 y S21 bajo iluminación utilizando un transistor PHEMT de InP polarizado con $V_{gs} = -0.3\text{v}$ y $V_{ds} = 0.8\text{v}$ y con un láser a una longitud de onda de 1550nm a una potencia óptica. En oscuridad (color rojo) con iluminación óptica (color azul).....	61
37	Diagrama esquemático utilizado para simular las curvas I-V de Angelov y Chen.....	62
38	Curvas $I_{DS}-V_{DS}$ medidas y simuladas del transistor PHEMT, para los voltajes V_{GS} de -1 V a -0.1 V en pasos de 0.01 V. Medidas sin iluminación (marcadas con círculos rojos) y simuladas con el modelo de Angelov (marcadas con asteriscos azules).....	65
39	Curvas $I_{DS}-V_{GS}$ medidas y simuladas del transistor PHEMT de InP, para los voltajes V_{DS} de 0 V a 1 V en pasos de 0.01 V. Medidas sin iluminación (marcadas con círculos rojos) y simuladas con el	65

40	modelo de Angelov (marcadas con asteriscos azul).....	66
	Curvas $I_{DS}-V_{DS}$ medidas y simuladas del transistor PHEMT, para los voltajes V_{GS} de -1 V a -0.1 V en pasos de 0.01 V. Medidas sin iluminación (marcadas con círculos rojos) y simuladas con el modelo de Chen (marcadas con asteriscos azules).....	66
41	Curvas $I_{DS}-V_{GS}$ medidas y simuladas del transistor PHEMT de InP, para los voltajes V_{DS} de 0 V a 1 V en pasos de 0.01 V. Medidas sin iluminación (marcadas con círculos rojos) y simuladas con el modelo de Chen (marcadas con asteriscos azul).....	67
42	Diagrama esquemático utilizado en el simulador ADS (ADVANCED DESING SYSTEM 2004) para simular las mediciones con y sin iluminación utilizando los parámetros S.....	68
43	Comparación de datos medidos con y sin iluminación el punto de polarización de $V_{ds}= 0.8v$ y $V_{gs}= -0.3v$. Las mediciones sin iluminación (círculos rojos), mediciones con iluminación (triángulos azules).....	69
44	Parámetros S de 45 MHz a 20 GHz medidos en sin iluminación. Simulados (círculos rojos) y medidos (triángulos azules).....	70
45	Parámetros S de 45 MHz a 20 GHz medidos bajo iluminación a una longitud de onda de 1550nm. Simulados (círculos rojos) y medidos (triángulos azules).....	71
46	Circuito eléctrico equivalente propuesto por shigeo Kawasaki para modelar al transistor bajo iluminación en pequeña señal.....	73
47	Diagrama esquemático utilizado en el simulador ADS (ADVANCED DESING SYSTEM 2004) para simular las mediciones con Iluminación utilizando el modelo de Shigeo Kawasaki.....	74
48	Parámetros S de 45 MHz a 20 GHz medidos en el transistor PHEMT de InP iluminado con un diodo laser a 1550nm utilizando el modelo de Shigeo Kawasaki. Simulados (círculos rojos) y medidos	

	(triángulos azules).....	76
49	Circuito eléctrico equivalente propuesto por S.H. Song para modelar al transistor bajo iluminación en pequeña señal.....	77
50	Diagrama esquemático utilizado en el simulador ADS (ADVANCED DESING SYSTEM 2004) para simular las mediciones con iluminación utilizando el modelo de D. H. Song.....	78
51	Parámetros S de 45 MHz a 20 GHz medidos con iluminación utilizando el modelo de S.H. Song. Simulados (marcados con círculos rojos) y medidos (marcados con signos triángulos azules).....	80
52	Circuito eléctrico equivalente propuesto por S.H. Song para modelar al transistor bajo iluminación en pequeña señal.....	81
53	Diagrama esquemático utilizado en el simulador ADS (ADVANCED DESING SYSTEM 2004) para simular las mediciones con iluminación utilizando el modelo de D. M. KIM.....	83
54	Parámetros S de 45 MHz a 20 GHz medidos con iluminación utilizando el modelo de D. M. KIM.Simulados (marcados con círculos rojos) y medidos (marcados con signos triángulos azules).....	84
55	Parámetros S de 45 MHz a 20 GHz medidos con iluminación utilizando el modelo de circuito eléctrico equivalente convencional de. Simulados (círculos rojos) y medidos (triángulos azules).....	86
56a	Curvas Ids-Vds de un transistor PHEMT de GaAs. En oscuridad (líneas sólidas) y bajo iluminación con luz láser de longitud de onda de 850nm y potencia óptica de 1mW (líneas marcadas con asteriscos).....	88
56b	Curvas Ids-Vds de un transistor PHEMT de InP. En oscuridad (las líneas sólidas) y bajo iluminación con luz láser de longitud de onda de 1550nm (líneas marcadas con diferentes figuras).....	88
57a	Curvas de Ids Vs Vgs para un PHEMT de GaAs. Las líneas sólidas son sin iluminación y las líneas con asteriscos bajo	

	iluminación del láser con una longitud de onda de 850nm y potencia de óptica de 1mW.....	89
57b	Curvas de I_{ds} Vs V_{gs} para un PHEMT de InP. Las líneas sólidas son sin iluminación y las líneas con asteriscos son bajo iluminación del láser con una longitud de onda de 1550nm.....	90
58a	Curvas características de la fotocorriente en función del voltaje de polarización V_{ds} bajo iluminación con luz láser de 830nm para una potencia óptica de 1mW (líneas sólidas) y para una potencia óptica de 4mW (líneas con asteriscos) para un transistor PHEMT de InP.....	91
58b	Curvas características de la fotocorriente en función de del voltaje de polarización V_{ds} bajo iluminación con luz láser de 1550nm para una potencia óptica.....	91
59a	Curvas características de la fotocorriente en función del voltaje de polarización V_{gs} bajo iluminación de un láser de longitud de onda de 850nm para una potencia óptica de 1mW (líneas sólidas) y para una potencia óptica de 4mW (líneas con asteriscos).....	92
59b	Curvas características de la fotocorriente en función del voltaje de polarización V_{gs} bajo iluminación de un láser de longitud de onda de 1550nm para una potencia óptica.....	93
60a	Curva característica del fotovoltaje en función del voltaje de polarización V_{ds} bajo iluminación con luz láser de 850nm a una potencia óptica de 1mW (marcadas en asterisco) para un transistor PHEMT de GaAs.....	94
60b	Curva característica del fotovoltaje en función del voltaje de polarización V_{ds} bajo iluminación con luz láser de 1550nm para un transistor PHEMT de InP.....	82
50a	Curva característica del fotovoltaje en función del voltaje de polarización V_{gs} bajo iluminación con luz láser de 850nm y una potencia óptica de 1mW para un transistor PHEMT de GaAs.....	83
50b	Curva característica del fotovoltaje en función del voltaje de	

	polarizacion Vgs bajo iluminación con luz láser de 1550nm a una potencia óptica para un transistor PHEMT de InP.....	84
51a	Curvas caracteriscas de la Transconductancia en función de la polarizacion en Vds, las líneas sólidas representan a las medidas sin luz y las líneas con asteriscos representan a las medidas con iluminación a una potencia óptica de 1mW y una longitud de onda de 850nm para un transistor de GaAs.....	85
51b	Curvas caracteriscas de la Transconductancia en función de la polarizacion en Vds, las líneas sólidas representan a las medidas sin luz y las líneas diferente figura representan a las medidas con iluminación a una potencia óptica y longitud de onda de 1550nm para un transistor de InP.....	85
52a	Transconductancia en función de la polarizacion Vgs, las líneas sólidas representan las medidas sin luz y las líneas con asteriscos representan las medidas con iluminación a una potencia óptica de 1mW y una longitud de onda de 850nm para un transistor PHEMT de GaAs.....	86
52b	Transconductancia en función de la polarizacion Vgs, las líneas sólidas representan las medidas sin luz y las líneas con diferente figura representan las medidas con iluminación para un transistor a una longitud de onda de 1550nm PHEMT de InP.....	87
53	Parámetros S bajo iluminación utilizando un transistor PHEMT de GaAs polarizado con Vgs= -.2v y Vds = 1.5v iluminado con un láser a una longitud de 850nm y con una potencia óptica de 1mW. En oscuridad (color rojo) con iluminación óptica (color azul).....	88
54	Parámetros S bajo iluminación utilizando un transistor PHEMT de InP polarizado los volajes con Vgs= -.3v y Vds = 8v iluminado con un laser a una longitud de onda de 1550nm. En oscuridad (color rojo) con iluminación óptica (color azul).....	89

LISTA DE TABLAS

1	Valores Correspondientes Para la Constante de Red y Bandas Prohibidas "bandgap" para los grupos III-V.....	11
2	Elementos Extrínsecos e Intrínsecos del Circuito Eléctrico Equivalente.....	52
3	Valores de las Constantes Utilizadas en el Modelo de Angelov Para Simular las Curvas I(V) en Oscuridad del Transistor PHEMT de InP.....	52
4	Valores de las Constantes Utilizadas en el Modelo de Chen Para Simular las Curvas I(V) en Oscuridad del Transistor PHEMT de InP.....	52
5	Elementos Extrínsecos e Intrínsecos del Circuito Eléctrico Equivalente Con y Sin Iluminación Utilizando el Modelo de Shigeo Kawasaki.....	63
6	Elementos Extrínsecos e Intrínsecos del Circuito Eléctrico Equivalente Con y Sin Iluminación Utilizando el Modelo de D. H. Song.....	67
7	Elementos Extrínsecos e Intrínsecos del Circuito Eléctrico Equivalente Con y Sin Iluminación Utilizando el Modelo de D. M. Kim.....	70
8	Elementos Extrínsecos e Intrínsecos del Modelo de Circuito Eléctrico Equivalente Convencional Con y Sin Iluminación.....	73

I. INTRODUCCION

En fechas recientes se ha tenido un gran interés en estudiar el control óptico de los dispositivos de microondas de alta velocidad debido a que ellos ofrecen ventajas potenciales con respecto a: los sistemas de microondas tradicionales, de ondas milimétricas y circuitos de alta escala de integración. Los PHEMT (Pseudomorphic High Electrón Mobility Transistor – transistor pseudomórfico de alta velocidad electrónica) son los dispositivos más competitivos en aplicaciones de sistemas y circuitos controlados ópticamente. Por otro lado, las señales ópticas presentan grandes ventajas, como por ejemplo: ancho de banda amplio, inmunidad a la interferencia electromagnética y compatibilidad con el uso de enlaces de fibra óptica. Para evaluar su desempeño y explorar posibles aplicaciones en sistemas integrados controlados por una señal óptica (H. Mitra, 1998), es necesario caracterizar y modelar adecuadamente los dispositivos PHEMT bajo iluminación. Recientemente, se han utilizado heterouniones del tipo InAlAs /InGaAs /InP en los transistores de microondas de semiconductor, con diferentes composiciones y anchos de banda prohibidos ("bandgaps") de energía. Con el uso de las heteroestructuras, los dispositivos pueden ser diseñados variando la estructura de bandas y el nivel de dopaje, obteniendo así mejores características en las propiedades de transporte de carga.

I.1 ANTECEDENTES

El efecto que produce la influencia de la luz monocromática en los transistores de efecto de campo ha sido ampliamente estudiado (Álvaro A. de Salles, 1991), (Romero, M. A., 1996). A la fecha, se han propuesto numerosos modelos de circuito eléctrico equivalente de los PHEMT's opto-eléctricos, los cuales toman en cuenta la variaciones ópticas de las capacitancias compuerta-fuente (C_{gs}), la compuerta-drenador (C_{gd}), y la trasconductancia (g_m) (Song, S. H., 1998). Otros proponen fuentes de corriente entre el drenador-compuerta (I_{pdc}) y compuerta-fuente (I_{pgs}) las cuales modelan el llamado efecto fotovoltaico, mientras que otra fuente de corriente que va del drenador a fuente (I_{pds}) modela la contribución debida al efecto fotoconductorivo (Madjar, A., 1992).

También, se ha propuesto una resistencia óptica (R_{opt}) y una capacitancia óptica (C_{opt}) en serie entre el drenador y la fuente, reflejando que el flujo de corriente se debe a la reducción de la anchura de la barrera y el efecto fotovoltaico interno. Por otro lado, en el CICESE se ha trabajado en el modelado de transistores Pseudomórficos de InGaAs y de InP. En base a los resultados obtenidos se ha demostrado el efecto de la luz monocromática sobre modelos no lineales de transistores PHEMTs (Zuñiga, 2003), se han validado diferentes modelos de transistores para gran señal (Hirata, 2004), se han simulado mezcladores opto-electrónicos (Soberanes, 2005), y se han modelado y simulado osciladores opto-electrónicos (Fong, 2006). Sin embargo, no se ha encontrado un circuito eléctrico equivalente para el cual se pueda predecir la corriente en base a potencias ópticas aplicadas al transistor.

I.2 OBJETIVOS

I.2.1 Objetivo General

Realizar el modelado para frecuencias de microondas de un dispositivo transistor PHEMT de InP utilizado como fotodetector para aplicaciones en sistemas de comunicaciones óptico-microondas.

I.2.2 Objetivo Específicos

- Estudiar los modelados de dispositivos de semiconductor para frecuencias de microondas.
- Estudiar al transistor como detector de luz monocromática e investigar el funcionamiento de los modelos de circuito eléctrico equivalente ya propuestos.
- Montar un arreglo experimental y realizar mediciones para estudiar las características de los transistores como fotodetectores.

- Analizar el modelado de circuito eléctrico equivalente para el transistor utilizado como fotodetector.
- Analizar el modelado no lineal en régimen estático para el transistor PHEMT de InP.
- Hacer una comparación de resultados teóricos con prácticos

1.4 ORGANIZACIÓN DEL TRABAJO

En el capítulo II se presentan los aspectos teóricos de los transistores de efecto de campo, se muestra una reseña histórica de los HEMT, así como el funcionamiento del gas bidimensional de electrones (2DEG). También, se hace una descripción básica de los dispositivos PHEMT incluyendo su funcionamiento y composición. Se presenta de manera teórica el funcionamiento de un PHEMT utilizado como fotodetector y se explican los modelos no lineales utilizados. En el capítulo III se muestra la caracterización en régimen estático y régimen dinámico del transistor PHEMT de InP con y sin iluminación óptica. En el capítulo IV se muestran las simulaciones realizadas al transistor con base a las mediciones obtenidas en el laboratorio. Además, se muestran los circuitos eléctricos utilizados en el simulador ADS (ADVANCED DESIGN SYSTEM 2004). En el capítulo V, se muestran mediciones en estática y dinámica con y sin iluminación para un transistor PHEMT de InP a una longitud de onda de 1550 nm. Finalmente, en el capítulo VI se presentan las: conclusiones, aportaciones, y recomendaciones del presente trabajo de tesis.

II. TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO: GENERALIDADES Y ASPECTOS TEORICOS

II.1 Dispositivos FET

Los transistores de efecto de campo (Field Effect Transistor: FET) son dispositivos de estado sólido en los que un campo eléctrico controla el flujo de los portadores mayoritarios en un canal de conducción. Hay distintos tipos de transistores, siendo algunos de ellos: el de homounión (Junction Field Effect Transistor: JFET) basado en una unión P-N para controlar los portadores, el basado en una unión metal-semiconductor (Metal semiconductor Field Effect Transistor: MESFET), los de alta movilidad electrónica (High Electron Mobility Transistor: HEMT), y finalmente los transistores pseudomórficos de alta movilidad electrónica (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor: PHEMT) a los cuales se les considera como los dispositivos más competitivos y prometedores para aplicaciones en sistemas y circuitos controlados ópticamente que serán en los que se centra fundamentalmente este trabajo de tesis.

Los transistores HEMT se caracterizan porque el canal de conducción es bidimensional en vez de ser un área extensa del material en volumen como ocurre en los JFET Y MESFET. Dicho canal bidimensional está localizado en la interfase de la heterounión que lo constituye, como se muestra en la figura 1, es decir entre la barrera y la capa del canal, esto permite que los electrones alcancen mayores movilidades.

El desempeño del transistor suele definirse a través de los parámetros geométricos de la compuerta, de su longitud (L_g) y anchura (W_g). Al aplicar un voltaje en la compuerta, esta controla el flujo de la carga entre la fuente y el drenador, la corriente total en el canal se debe únicamente a portadores mayoritarios. Estos electrones son confinados en el canal bidimensional, incluso bajo un voltaje de compuerta nulo.

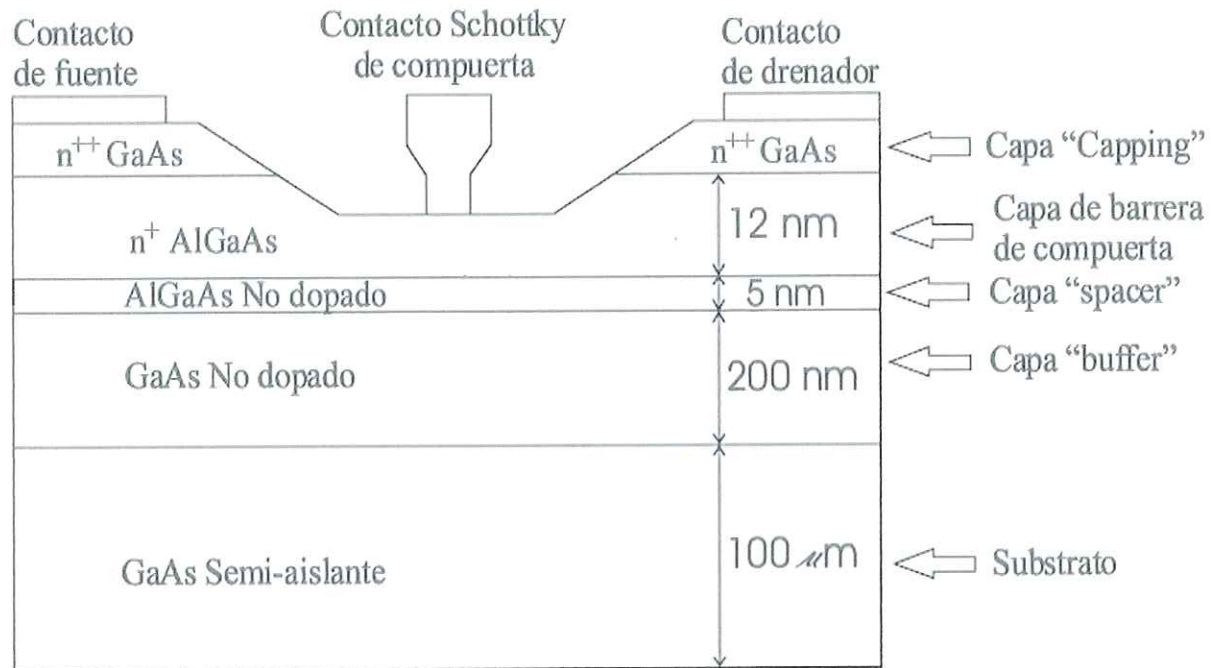


Figura 1 Esquema de la sección transversal de un transistor HEMT

Este tipo de dispositivos son los denominados "NORMALLY-ON" porque existe una densidad de corriente entre fuente y drenador (I_{ds}) sin necesidad de aplicar ningún potencial en la compuerta ($V_g=0$). Por lo tanto, la modulación de la carga se realiza aplicando potenciales negativos en la compuerta vaciando el canal por extensión de la zona de carga espacial llegando a un potencial de corte o umbral (PINCH-OFF: V_t), para el cual, la corriente entre el drenador y la fuente se hace nula.

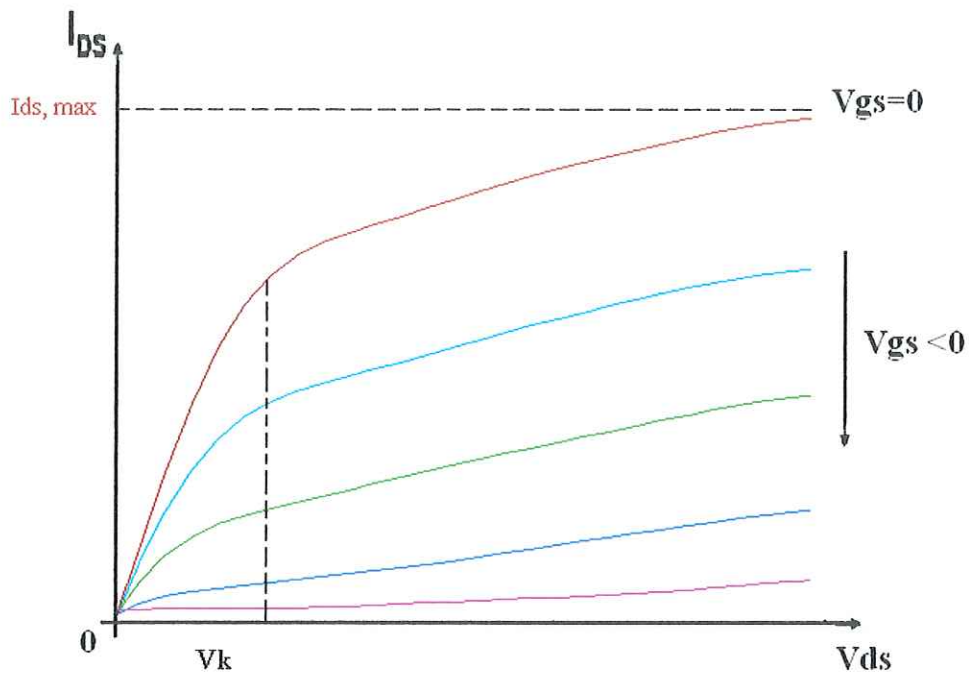


Figura 2 Característica I-V en DC típica de un transistor

La característica corriente voltaje (I-V) de estos dispositivos presenta dos regiones en función del potencial aplicado entre drenador y fuente (V_{ds}), como se muestra en la figura 2. Para un voltaje constante V_g , se observa un comportamiento lineal (ohmico) para valores de V_{ds} que van de cero volts hasta alcanzar un voltaje característico (V_k) denominado de codo, para el cual la corriente I_{ds} se satura. Haciendo más negativo el voltaje V_g el valor de V_k aumenta ligeramente y la corriente I_{ds} de saturación disminuye considerablemente. Los parámetros característicos de estos dispositivos en corriente continua (DC), son: la corriente máxima de saturación ($I_{ds,max}$) y la trasconductancia extrínseca (g_m). Para obtener la ganancia máxima que ofrece el transistor es necesario que $I_{ds,max}$ y g_m presenten el valor máximo posible.

La corriente de saturación está determinada principalmente por la cantidad de portadores en el dispositivo así como la movilidad y velocidad de saturación de estos.

La trasconductancia representa la ganancia del dispositivo. Desde otro punto de vista, es una medida de la eficiencia de la compuerta para modular la carga del canal y se define como el cambio en la corriente I_{ds} con respecto al cambio en el voltaje V_{gs} al mismo tiempo que conserva un valor fijo para el voltaje V_{ds} . Evaluando la ecuación 1 es posible conocer los valores de transconductancia g_m presentes en el PHEMT de InP.

$$g_m = \left. \frac{dI_{ds}}{dV_{gs}} \right|_{V_{ds}=CTE} \quad (1)$$

II.2 TRANSISTORES DE HETEROUNIÓN DE ALTA MOVILIDAD DE ELECTRONES (HEMT)

II.2.1 RESEÑA HISTORICA DEL HEMT

Los transistores de heterounión de alta movilidad (HEMT) son relativamente recientes, ya que datan de 1979, pero la carrera frenética que caracteriza al mundo de los semiconductores ha hecho posible su desarrollo tecnológico y su establecimiento comercial en poco tiempo. Como muestra de ello y como preámbulo a los principios básicos de estos dispositivos puede ser interesante hacer un poco de historia y recordar sus inicios (T. MIMURA, 2002).

El Dr. Mimura cuenta como la primera idea le surgió estando en los laboratorios Fujitsu para mejorar las características de los transistores MOSFET de GaAs, buscando aumentar la movilidad de los portadores. Pero el modelo no acabo de tomar forma hasta que se concedieron los primeros resultados de superredes GaAs/AlGaAs con modulación de dopaje de los laboratorios BELL y el primer estudio del transporte en gas de electrones bidimensionales realizado. Fue en agosto de 1979 cuando el Dr. MIMURA esbozó gráficamente lo mostrado en la figura 3, donde se presenta el principio de operación de este nuevo dispositivo,

el cual consistía en una capa sin dopar de GaAs y otra dopada tipo n de AlGaAs. Asimismo, mostraba como era necesario controlar el espesor de la capa de n-AlGaAs para poder modular la acumulación de carga, que tenía lugar en la interfase GaAs/AlGaAs, mediante una barrera Schottky formada en la superficie del AlGaAs. El primer dispositivo HEMT se construyó hasta el 24 de diciembre de 1979. Sin embargo, los HEMT empezaron a reemplazar a los MESFET de GaAs comerciales hasta 1987, cuando se instalaron en receptores de satélites meteorológicos. Esto permitía reducir el tamaño de la antena parabólica a la mitad por aumentar la frecuencia de trabajo. Estos dispositivos iniciales de GaAs/AlGaAs fueron evolucionando, al optimizar los diseños (doble pozo, etc.) e introduciéndose nuevos materiales (InGaAs, InGaP), con la única finalidad de mejorar y aumentar la potencia y la frecuencia de trabajo.

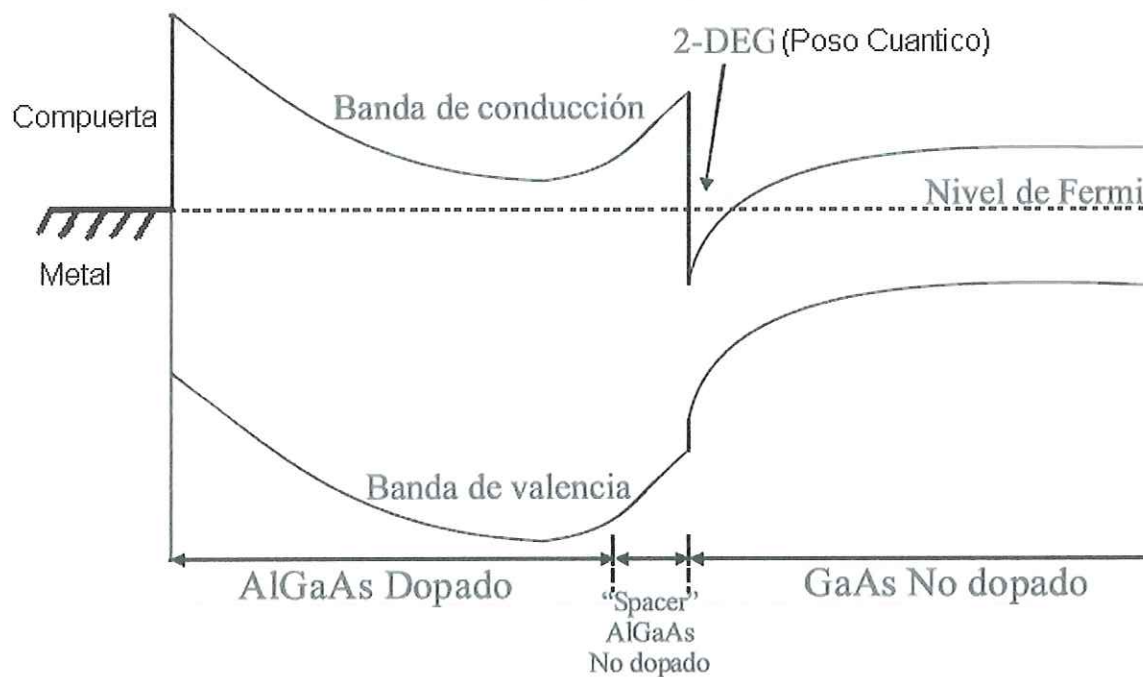


Figura 3 Principio de operación del 2-DEG de dispositivos de alta movilidad.

II.2.2 FUNCIONAMIENTO DEL 2DEG (gas bidimensional de electrones)

El funcionamiento de este tipo de dispositivos es muy sencillo, ya que se basa en la unión de dos materiales semiconductores con distinto ancho de banda prohibida, lo cual forma una discontinuidad en la banda de conducción, determinando una transferencia de carga que modifica el potencial a lo largo de la estructura, dando lugar a un pozo de potencial de forma casi triangular como se muestra en la figura 4, donde los electrones son atrapados. El material del "BAND GAP" más ancho es el que hace la barrera. Al "BAND GAP" más estrecho se le denomina canal, ya que, es por donde circulan los portadores (aunque el canal sólo ocupa una fracción muy pequeña de dicha capa en el entorno de la interfase). Debido a las dimensiones del pozo cuántico, los niveles energéticos son discretos y los electrones confinados forman un gas que se podría considerar bidimensional (2DEG: dimensión electrón gas). La movilidad del 2DEG es muy superior a la de los portadores en un material en volumen (dispositivo MESFET tradicional) donde la región del canal debe estar dopada para obtener los portadores, lo que reduce considerablemente la movilidad de estos (debido a mecanismos de dispersión).

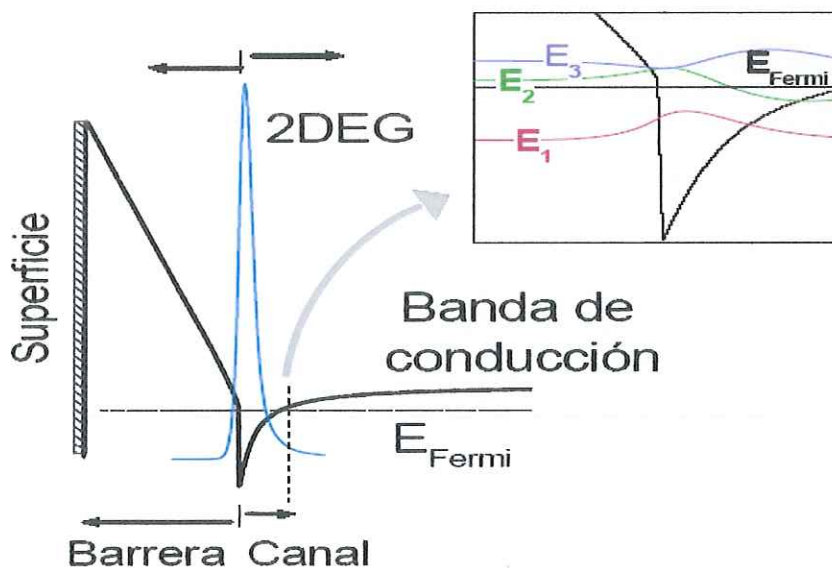


Figura 4 Formación del 2DEG (gas bidimensional de electrones).

II.3 Descripción básica del PHEMT

Los PHEMT (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor - transistor pseudomórfico de alta movilidad electrónica) son transistores de efecto de campo de heterounión, en donde una heterounión se forma por la unión de dos materiales semiconductores con diferente ancho de banda prohibida "bandgap". Las cuales junto con las constantes de red de los materiales caracterizan al tipo de transistores. En la tabla I se presentan los valores correspondientes para los materiales del grupo III-V. En la figura 5, se muestra la gráfica de bandas de energía en función de las constantes de red.

TABLA I. Valores correspondientes para la constante de red y banda prohibidas "bandgap" para los grupos III-V.

<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

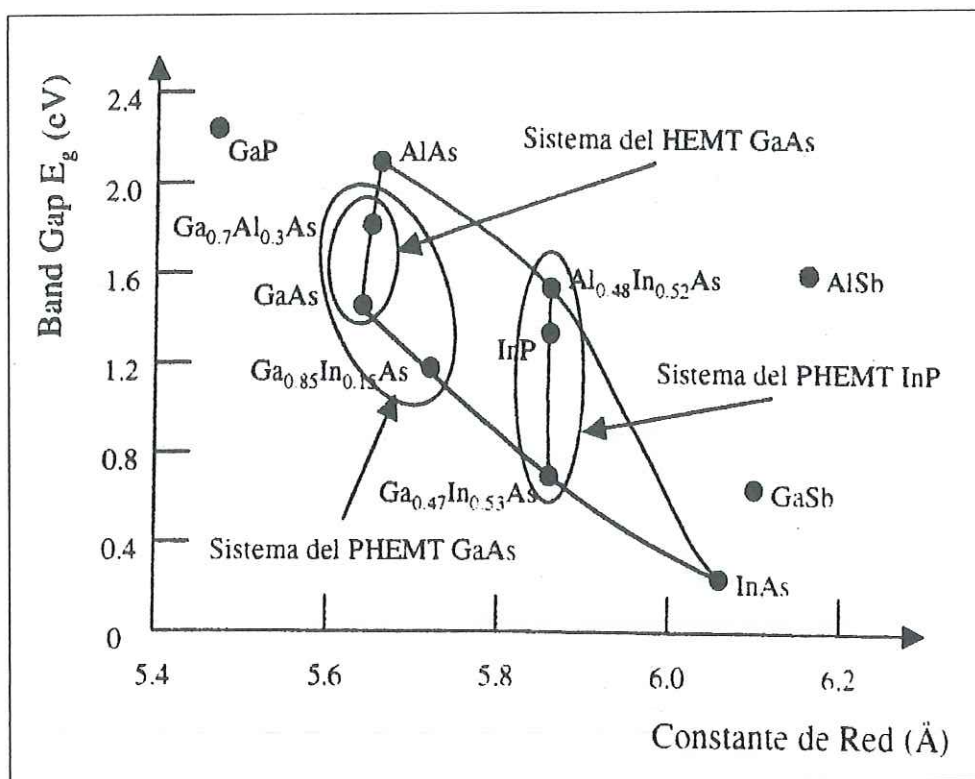


Figura 5 Gráfica de bandas de energía en función de las constantes de red para los grupos III – V.

El PHEMT se fabrica sobre un sustrato de semiaislante de "InP". Sobre el sustrato se crece una capa de "InAlAs" 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. En la siguiente etapa se crece la capa canal de "InGaAs", donde la característica más importante radica en el gas bidimensional de electrones (2 DEG). La siguiente capa es la denominada capa "spacer" la cual no está dopada y separa al 2DEG de cualquier donador de la capa de "InAlAs". La movilidad electrónica en la capa canal se incrementa conforme el grosor de la capa "spacer" aumenta. Posteriormente se crece la capa donadora InAlAs que sirve como fuente de electrones. Por último se crece una capa $N^+ InGaAs$ fuertemente dopada con la finalidad de disminuir la resistencia de los contactos óhmicos.

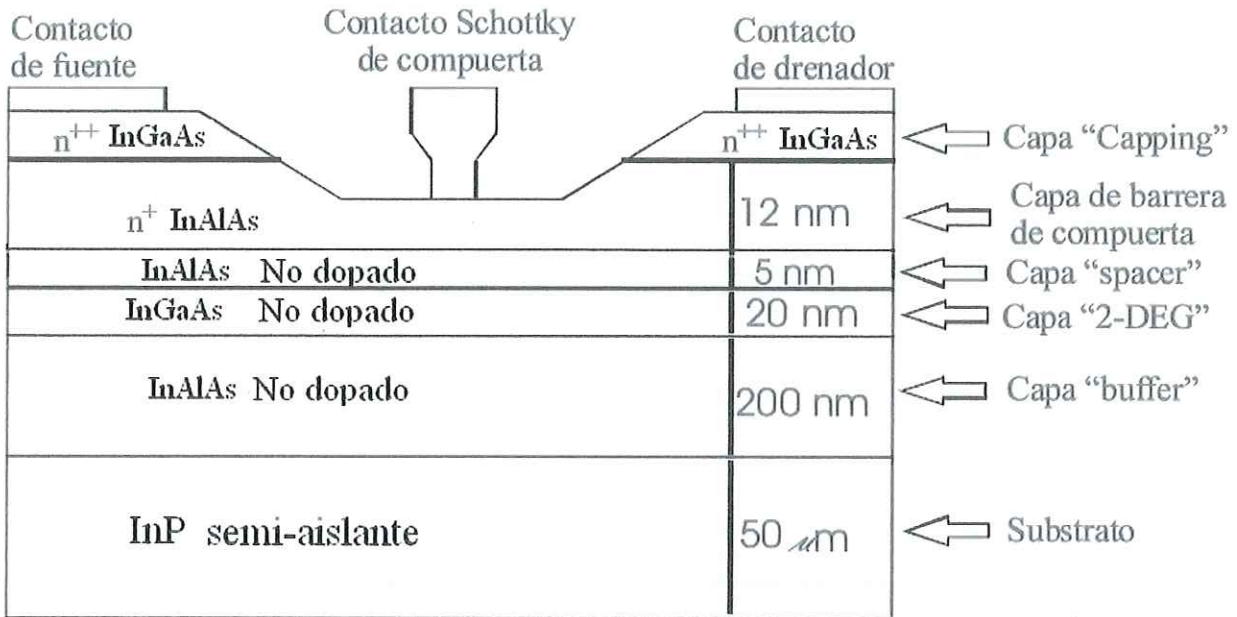


Figura 6 Esquema de la sección transversal de un PHEMT

Esta estructura en comparación con los HEMT se ve mejorada si se hace uso de un canal "2-DEG" de composición de InGaAs en vez de GaAs como se muestra en la figura 6, tal repercusión se manifiesta en el mejoramiento de transporte de los electrones en el InGaAs ya que se tiene un mejor confinamiento de portadores en el canal del pozo cuántico debido a una mayor discontinuidad de la banda de conducción (E_c).

La interfase InAlAs/ InGaAs permite una más alta densidad de portadores de carga al tener una mejor concentración de portadores e implica una mayor conductividad en su canal activo traducido en una alta densidad de corriente, una alta frecuencia (F_t) debida a la gran velocidad de los electrones en campos eléctricos intensos y una mejor transconductancia comparado con un HEMT convencional de AlGaAs/GaAs.

La parte central de este dispositivo es la interfase longitudinal entre una capa de InAlAs no dopada denominada "spacer" y la capa no dopada de InGaAs denominada canal.

II.4 Modelado no lineal y circuito eléctrico equivalente

Un modelo es una representación abstracta que sirve para predecir el comportamiento de cualquier función, ya que permite describirla de una forma analítica. Los modelos empíricos, se basan en el análisis de las características experimentales del dispositivo, a partir de las cuales se proponen funciones matemáticas para su representación. Para que presenten el mismo comportamiento que las mediciones, los modelos se derivan de consideraciones de los principios físicos que establece la estructura del dispositivo.

II.4.1 Circuito eléctrico equivalente

Para obtener un modelo adecuado se debe definir un circuito eléctrico equivalente como se muestra en la figura 7, el cual se compone de elementos intrínsecos y extrínsecos. Los elementos extrínsecos no se ven afectados con los voltajes de polarización en la compuerta-fuente y drenador-fuente (R_s , R_g , R_d , L_s , L_g , L_d , C_{pg} , C_{pd}) y los elementos intrínsecos, se muestran muy afectados con los voltajes suministrados al transistor (C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} , R_i , g_{ds} , g_m , τ). Para conocer los valores de estos elementos se deben realizar mediciones en régimen dinámico y estático. En la figura 8 se muestra el origen físico de los elementos del circuito eléctrico equivalente, en donde R_s , R_D y R_G representan las resistencias parásitas, las cuales están asociadas con los contactos del dispositivo. Las resistencias R_s y R_G afectan el factor de ruido y la ganancia de potencia, mientras que R_D afecta la disipación de potencia del transistor. Los términos L_s , L_D , L_G representan a las inductancias parásitas asociadas principalmente a los contactos metálicos en la superficie de los dispositivos (Reynoso., 1996). Por otro lado, C_{PG} y C_{PD} representan a las capacitancias parásitas entre los contactos de las terminales de compuerta y drenador (Dambrine., 1988). Por último, los elementos intrínsecos: C_{GS} y C_{GD} son las capacitancias de compuerta-fuente y compuerta-drenador que se originan debido a la variación de la zona de deserción bajo la compuerta por V_{gs} y V_{gd} .

C_{DS} es la capacitancia del sustrato del drenador-fuente debida a la región de carga espacial entre el drenador y la compuerta. R_{DS} es la resistencia de salida del canal y R_i es la resistencia intrínseca también denominada resistencia equivalente de la estructura repartida del canal. G_M es el parámetro de ganancia del PHEMT y se representa como una fuente de corriente controlada por voltaje.

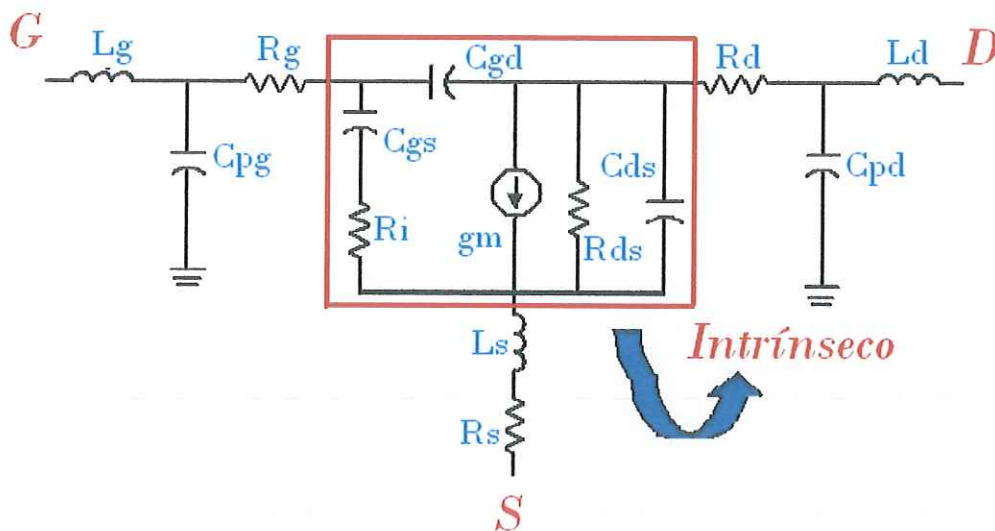


Figura 7 Circuito eléctrico equivalente para un PHEMT de InP.

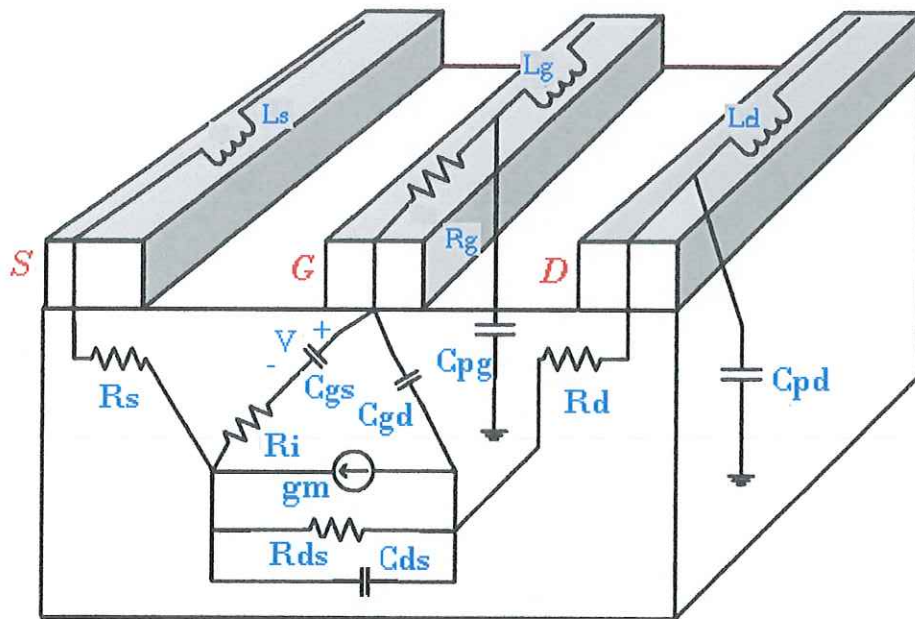


Figura 8 Origen físico de los elementos de circuito eléctrico equivalente.

II.4.2 Modelado no lineal

El circuito eléctrico equivalente no lineal que se utilizó es el mostrado en la figura 9. El elemento que presenta la mayor no linealidad en el circuito es la fuente de corriente marcada como $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$. Los capacitores $C_{gs}(V_{GS}, V_{DS})$, $C_{gd}(V_{GS}, V_{DS})$ y $C_{ds}(V_{GS}, V_{DS})$ son también elementos no lineales al igual que la resistencia intrínseca R_i . Para el modelo no lineal del tipo circuito eléctrico equivalente, la fuente de corriente controlada por voltaje depende de los voltajes V_{gs} y V_{ds} , y se representa con una ecuación analítica para la cual existen diferentes modelos no lineales.

En este trabajo de tesis se utilizará el modelo de Angelov (Angelov, 1992), (Chen, 1998) debido a la experiencia que se tiene dentro del grupo de trabajo del CICESE y la compatibilidad que se tiene este modelo con los transistores de InP.

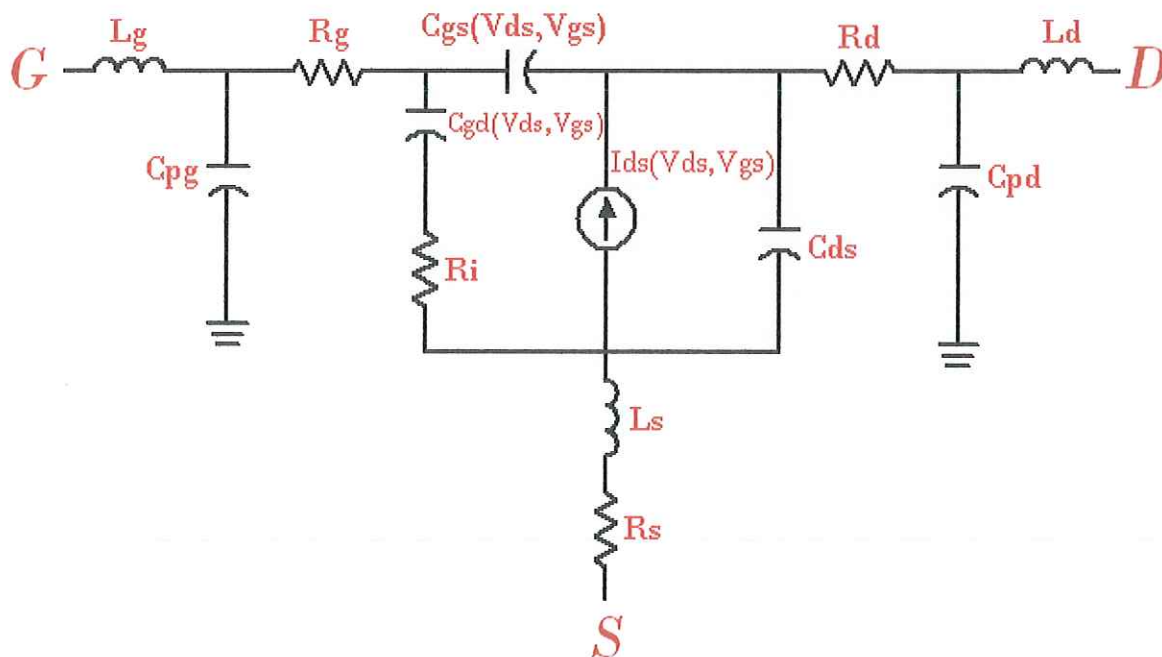


Figura 9 Circuito Eléctrico Equivalente no Lineal del PHEMT

II.4.3 Modelo no Lineal de Angelov.

El modelo no lineal de Angelov modela el comportamiento de corriente de $I_{ds}(V_{gs}, v_{ds})$ por medio de una expresión analítica que depende de los voltajes de control del transistor V_{gs} y V_{ds} . Los parámetros del modelo se determinan a partir de mediciones de corriente voltaje I-V del transistor. La principal contribución de este modelo es que predice la transconductancia con mayor exactitud que otros modelos. Angelov propuso la siguiente relación:

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{ph} (1 + \tanh(\Psi))(1 + \lambda \cdot V_{ds}) \cdot \tanh(\alpha \cdot V_{ds}) \quad (2)$$

Todos los modelos separan la corriente en 2 términos $I(V_{gs})$ y $I(V_{ds})$

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{dA}(V_{gs}) * I_{dB}(V_{ds})$$

Donde:

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

$$I_{dB}(V_{ds}) = (1 + \lambda \cdot V_{ds}) \tanh(\alpha \cdot V_{ds})$$

V_{pk} : voltaje VGS al cual se presenta la máxima transconductancia (gm).

I_{pk} : corriente IDS a la cual se presenta la máxima gm.

λ : parámetro de modulación del canal.

α : parámetro que modela el voltaje de saturación

Cálculo de las constantes (P) y (ψ).

Partiendo del cálculo de $\psi(\Psi)$ se tiene que :

$$\psi = P1(V_{gs} - V_{pk}) + P2(V_{gs} - V_{pk})^2 + P3(V_{gs} - V_{pk})^3 \quad (3)$$

Por lo tanto desarrollando $\psi(\Psi)$ y separándolos por su grado se obtiene lo siguiente:

$$X1 = P1(V_{gs} - V_{pk}) \quad (4)$$

$$X2 = P2(V_{gs} - V_{pk})^2 = P2 \cdot V_{gs}^2 - 2 \cdot P2 \cdot V_{gs} \cdot V_{pk} + P2 \cdot V_{pk}^3 \quad (5)$$

$$X3 = P3(V_{gs} - V_{pk})^3 = P3 \cdot V_{gs}^3 - 3 \cdot P3 \cdot V_{gs}^2 \cdot V_{pk} + 3 \cdot V_{gs} \cdot V_{pk}^2 - P3 \cdot V_{pk}^3 \quad (6)$$

Sumando los términos de $X1$, $X2$ y $X3$ y dejándolos en función del voltaje de compuerta y separándolo por su grado se obtienen lo siguiente:

$$\Psi = \underbrace{-P1 V_{pk}}_{A0} + \underbrace{P2V_{pk}^2 - P3V_{pk}^3}_{A1} + \underbrace{V_{gs}(P1 - 2P2V_{pk} + 3P3V_{pk}^2)}_{A2} + \underbrace{V_{gs}^2(P2 - 3P3V_{pk}) + P3V_{gs}^3}_{A3} \quad (7)$$

Representándolo en un polinomio en términos de (A) en función de V_{gs} se obtiene:

$$\psi = A0 + A1 * V_{gs} + A2 * V_{gs}^2 + A3 * V_{gs}^3 \quad (8)$$

De la definición de la región de saturación, la corriente del IdB se define como $I_{dB}=1$. Por lo tanto, la corriente de $I_{ds}= I_{pk} * 1$ de manera que se obtiene lo siguiente:

$$I_{ds} = I_{pk}(1 + \tanh(\psi)) \quad (9)$$

Al despejar ψ se tiene lo siguiente:

$$\psi(\psi) = \tanh\left(\frac{I_{ds}}{I_{pk}}\right) - 1 = \sum_{i=0}^3 A_i * V_{gs}^i \quad (10)$$

Ya que se encontraron los coeficientes del polinomio, para este caso de grado tres, se despeja (P) de la ecuación (8) obteniendo lo siguiente:

$$P_3 = A_3$$

$$P_2 = A_2 + 3 \cdot P_3 \cdot V_{pk}$$

$$P_1 = A_1 + 2 \cdot P_2 \cdot V_{pk} - 3 \cdot P_3 \cdot V_{pk}^2$$

Por último, los valores encontrados de (P) se sustituyen en la ecuación (7) para determinar el valor de ψ y a su vez conocer la corriente I_{ds} modelada.

II.4.4 Modelo no Lineal de Chen

El modelo no lineal desarrollado por Chen (Chen, 1998), representa uno de los modelos empíricos-analíticos más recientes para presentar las características I-V en los transistores PHEMT's. La corriente I_{DS} se expresa por la siguiente ecuación:

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = (I_{MAX}^{-1} + I_{dso}^{-1})^{-1} = \frac{I_{MAX} \cdot I_{dso}}{I_{dso} + I_{MAX}} \quad (11)$$

$$I_{MAX} = Ip k (1 + \lambda \cdot V_{ds}) \tanh\left(\frac{V_{ds}}{V_k}\right) \quad (12)$$

$$I_{dso} = \exp(\psi) \quad (13)$$

Donde:

I_{MAX} es la corriente máxima de canal y es una función de V_{DS} únicamente.

I_{DS0} es una función exponencial que depende tanto V_{GS} como de V_{DS} esta dependencia es representada por la función Ψ .

$$\psi(V_{gs}, V_{ds}) = \sum_{i=0}^m a_i * V_{gs}^i \quad (14)$$

$$a_i(V_{ds}) = \sum_{j=0}^n a_{ij} * V_{gs}^j \quad (15)$$

II.5 CARACTERISTICAS DE UN TRANSISTOR UTILIZADO COMO FOTODETECTOR.

II.5.1 Introducción

Se han reportado progresos significativos debido a la alta fotodetección en dispositivos basados en sustratos de GaAs e InP (Choi, 2005), (R.N. Simons, 1990). La fotodetección se realiza principalmente por dos mecanismos físicos, el efecto fotoconductor y el efecto fotovoltaico. En dispositivos semiconductores bajo la influencia de iluminación se produce fotogeneración por el exceso de pares electrón hueco, algunos de estos excesos de portadores fotogenerados contribuyen a un cambio en la conductividad del canal debido al aumento en la densidad en la capa del canal (efecto fotoconductor). Algunos portadores contribuyen a variaciones de voltaje en la región de la barrera bajo la compuerta, bloqueando la capacitancia de compuerta que afecta la característica de alta frecuencia bajo iluminación óptica (efecto fotovoltaico), (R.N. Simons, 1986).

II.5.2 Principios de la fotodetección óptica en el PHEMT de InP

Para que una señal luminosa, en este caso la luz monocromática de un láser, sea absorbida y genere portadores libres (electrones) en el transistor, se debe cumplir con una condición muy importante, en la cual, la energía de los fotones debe ser mayor o en su defecto igual a la energía de banda prohibida que presenta el material semiconductor (BANDGAP) del transistor.

Dada esta condición estos dispositivos presentan los fenómenos generados por el proceso de absorción que serán explicados más adelante, como son:

- El Efecto Fotovoltáico Externo
- El Efecto Fotovoltáico Interno
- El Efecto Fotoconductor

La dependencia del coeficiente óptico de la absorción de la longitud de onda para diferentes materiales, tales como silicio, InP, InGaAs, e InGaAsP se muestra en la gráfica 10. Estas curvas ilustran, que para un material semiconductor, existe un intervalo de longitud de onda limitada en el cual la energía de los fotones de la luz incidente es suficiente para crear pares electrón-hueco. Para determinar la longitud de onda de un material, la energía de la luz puede ser calculada en términos de electrón-volts a partir de la siguiente relación (Raine Simons, 1990):

$$\lambda = \frac{(h * c)}{E_{ph}}$$

$$\lambda(\mu m) = \frac{(1.24)}{E_{ph}} \quad (16)$$

E_{ph} es la energía del fotón (eV)

h es la constante de planck

c es la velocidad de la luz

Para calcular la longitud de onda de luz monocromática incidente que debe ser absorbida en material InP se tiene que conocer el ancho de banda en electrón volts (ver tabla 1). Los portadores libres en el InP ($E_{ph} = 1.35\text{eV}$) podrán ser generados o absorbidos cuando la longitud de onda de luz incidente cumpla con la ecuación 16:

$$\lambda(\mu\text{m}) = \frac{1.24}{E_{ph}} = \frac{1.24}{1.35\text{eV}}$$

$$\lambda = .918 \mu\text{m} = 918\text{nm}$$

En el laboratorio no se cuenta con un láser a 918nm de longitud de onda, sin embargo se empleará un láser de 1550nm, los cuales tiene una longitud de onda cercana a la calculada.

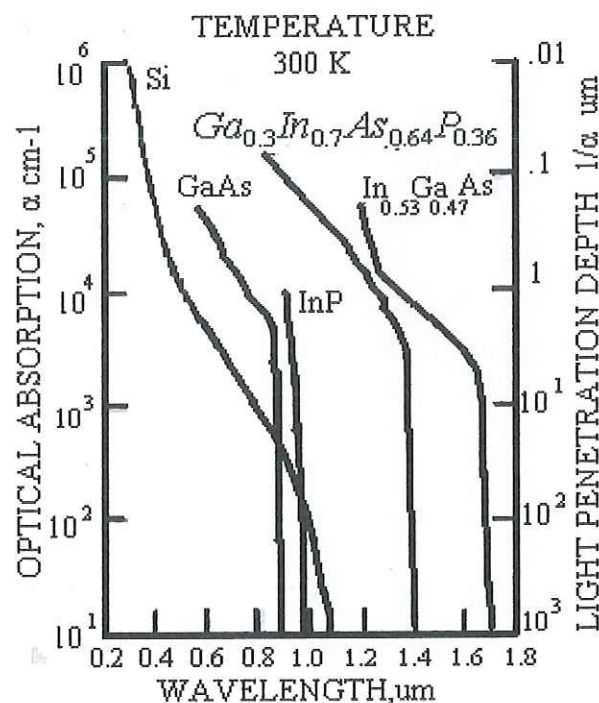


Figura 10 Coeficiente de absorción óptico en función de la longitud de onda para diferentes materiales de semiconductor.

III.5.3 Efecto Fotovoltáico

El efecto fotovoltáico aparece o se ve reflejado en la compuerta de la barrera Schottky del dispositivo, este efecto es dominante en la condición de encendido (cuando V_{gs} es mayor que voltaje de umbral (V_{th})) y cuando los fotones tienen una energía incidente $E_{ph} = h\nu$, igual o mayor a la de los anchos de banda prohibidos "bandgap" del semiconductor del transistor. Dependiendo de la región del transistor donde la luz es absorbida se pueden observar dos efectos diferentes: el efecto fotovoltáico externo y el efecto fotovoltáico interno.

El efecto fotovoltáico interno tiene una mayor contribución que el efecto fotoconductor sobre la ganancia del transistor debido a que los huecos foto generados en las capas externas al canal (capa donadora y/o buffer) no pueden ser alcanzadas por el campo longitudinal de la polarización fuente - drenador y en su lugar son atraídos por el campo transversal contribuyendo a que la carga positiva influya directamente a una auto polarización de compuerta (H. Mitra, 1998) (Takanashi yoshifumi, 1998).

II.5.3.1 Efecto Fotovoltáico Externo

El efecto fotovoltáico externo es causado principalmente por los huecos generados en la región de deserción de la compuerta y los generados en la región del canal y que son difundidos hacia la región de deserción de compuerta antes de recombinarse.

Los pares electrón-hueco fotogenerados, en las regiones mencionadas, son separados por los campos eléctricos internos del transistor: los electrones son atraídos por el campo horizontal contribuyendo a un pequeño incremento en la corriente fuente-drenador, los huecos en cambio, son atraídos por el potencial negativo presente en la compuerta.

La corriente de compuerta producida por el flujo de huecos dirigiéndose al circuito externo induce un fotovoltaje que se suma al voltaje de polarización de compuerta provocando un incremento significativo en la corriente fuente-drenador.

El efecto fotovoltaico externo llega a ser dominante únicamente con una resistencia externa grande ($\sim 1 \text{ M}\Omega$) en el circuito de polarización de compuerta (Romero et al., 1996), además de que el transistor debe de estar trabajando en su condición de encendido (en conducción).

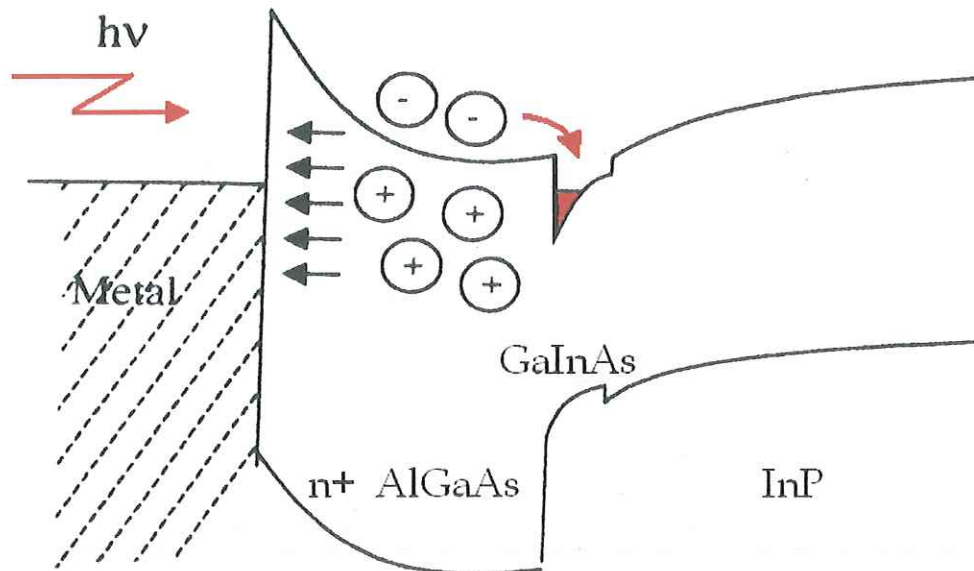


Figura 11. Fenómeno fotovoltaico Externo

II.5.3.2 Efecto Fotovoltaico interno

El efecto fotovoltaico interno se presenta cuando la luz es absorbida en la capa buffer y los pares electrón-hueco son generados en esta capa. De estos pares electrón-hueco, los electrones son barridos por el campo eléctrico horizontal contribuyendo con un pequeño incremento en la corriente de drenador; mientras que los huecos que no pueden ser alcanzados por este campo eléctrico se acumulan en la fuente y la capa buffer (Romero et al., 1996).

El aumento de la corriente de drenador debido al efecto fotovoltaico interno, se debe al decremento inducido ópticamente en la barrera de potencial entre la capa canal y la capa buffer. Este decremento en el potencial de barrera así como en su

anchura, se debe a que los huecos atraídos a esta región crean un voltaje, el cual es opuesto al potencial que existe en oscuridad (Madjar et al., 1992). Este voltaje creado por la acumulación de huecos fotogenerados desplaza el voltaje de umbral hacia valores de tensión de compuerta más negativos (Takanashi et al., 1999; Choi et al., 2003; Kang, 2004).

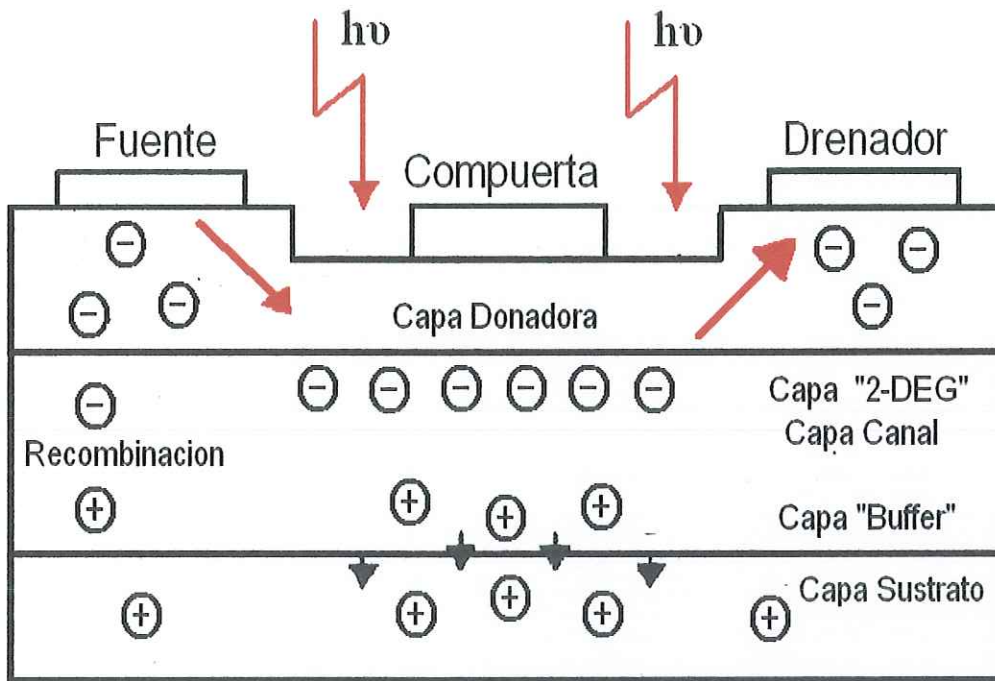


Figura 12 Fenómeno del Fotovoltaico Interno.

La corriente de compuerta producida por el flujo de huecos dirigiéndose al circuito externo induce un fotovoltaje dado por la ecuación 17 que se suma al voltaje de polarización provocando un incremento significativo en la corriente de drenador representada por la ecuación 18.

$$V_{ph} = \frac{nKT}{q} \ln\left(1 + \frac{nq p_{opt}}{I_{pd} h\nu}\right) \quad (17)$$

Donde:

k es la constante de Boltzmann ($1.38 \times 10^{-23} \text{ J}\cdot\text{K}^{-1}$)

T es la temperatura expresada en grados Kelvin

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

η es la eficiencia cuántica en el canal

P_{opt} es la potencia óptica incidente (W)

$h\nu$ es la energía del fotón (eV)

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

Consecuentemente, este fotovoltaje produce una fotocorriente en la terminal de drenador y está descrita por:

$$I_{ph} = g_m V_{ph} \quad (18)$$

Donde:

g_m es la transconductancia del dispositivo.

En resumen, la acumulación de huecos fotogenerados bajo iluminación hace que el fotovoltaje module el voltaje efectivo de compuerta. El mecanismo de fotodetección es idéntico al proceso de ganancia intrínseca del transistor (Kang, 2004). Un pequeño cambio en el voltaje de compuerta induce grandes corrientes de drenador, las cuales están asociadas con la transconductancia como se describió en la ecuación (18). En consecuencia, transistor tiene ganancia interna proporcionada por el efecto fotovoltaico como un fototransistor.

Una observación muy importante es que el fotovoltaje interno es independiente de la polarización de compuerta (Soberanes, 2005).

El efecto fotovoltaico interno es dominante cuando no se encuentra presente una resistencia externa grande ($\sim 1 \text{ M}\Omega$) en el circuito de polarización de compuerta. Además el transistor debe estar trabajando en su condición de encendido y en la región de saturación.

II.5.4 Efecto Fotoconductorivo

Este efecto se presenta cuando la energía del fotón incidente, $E_{ph}=h\nu$, es igual o mayor que el "bandgap" del GaAs en la región no desértica del transistor (capa canal) y menor que el bandgap del AlGaAs.

Para que se lleve a cabo esta condición el transistor debe estar en modo apagado (cuando el voltaje de compuerta V_{gs} es menor al voltaje umbral V_{th})

La capa del AlGaAs es transparente para la iluminación dominando el fotoefecto en la generación del par electrón hueco en la capa GaAs que se encuentra libremente en la capa activa. Los electrones en esta capa viajan en dirección vertical colectados o recogidos por la capa de 2-DEG y todos los pares electrón-hueco foto generados continúan con el incremento de la concentración del canal y los colectados o recogidos por el campo eléctrico de polarización del drenador. Así, el exceso de portadores incrementa la conductividad del canal y la corriente de fuente-drenador.

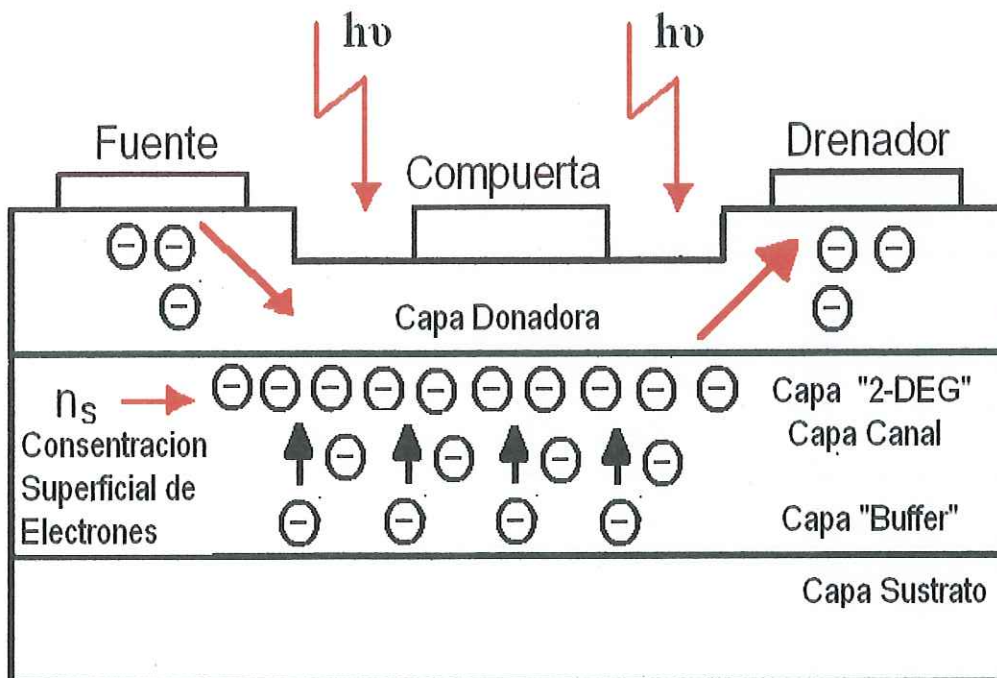


Figura 13. Fenómeno fotoconductorivo

La foto corriente causada por el efecto fotoconductor esta relacionada con el incremento a la concentración de portadores del canal y al campo eléctrico aplicado (Kang, H. S., 2004) esta se puede expresar como:

$$I_{ph_pc} = (q \cdot \mu_n \cdot n \cdot E) * WD \quad (19)$$

Donde:

μ_n es la movilidad del electrón en el canal ($\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$). Este efecto es dominante solamente cuando el transistor está en oclusión o cuando el transistor trabaja en la región óhmica (también llamada región lineal).

n es la concentración de electrones generados por el efecto fotoconductor (cm^3),

E es el campo eléctrico aplicado en el canal (C),

W, D son la anchura y la profundidad de la región activa, respectivamente (expresadas en centímetros).

Este efecto es dominante solamente cuando el transistor está en oclusión o cuando el transistor trabaja en la región óhmica. Para que un transistor proporcione ganancia debe trabajar en la condición de encendido, y para que el transistor funcione mejor en altas frecuencias se deben evitar resistencias de valores grandes. Por esta razón, se le presta más atención al efecto fotovoltaico interno.

III CARACTERIZACIÓN DINÁMICA Y ESTÁTICA DE UN TRANSISTOR PHEMT DE InP CON Y SIN ILUMINACIÓN POR MEDIO DE UN DISPOSITIVO LÁSER

III.1 Introducción

En este capítulo se muestran los bancos de medición en régimen estático y en régimen dinámico para un transistor PHEMT de InP iluminado por medio de un dispositivo láser. Además, se muestran las mediciones realizadas en tres longitudes de onda: 1527 nm, 1550 nm y 1563 nm. Se presentan los resultados de manera gráfica de: la corriente drenador fuente (I_{ds}), la tranconductancia (g_m), la fotocorriente (I_{ph}) y el fotovoltaje (V_{ph}); en función de los voltajes de polarización drenador-fuente (V_{ds}) y compuerta-fuente (V_{gs}). Asimismo, se muestran los resultados en carta de Smith de los parámetros de dispersión (parámetros S) del transistor con y sin iluminación láser.

III.2 Arreglo experimental para la caracterización estática con y sin iluminación.

La caracterización estática de transistores de microondas consiste en llevar a cabo la medición de la corriente de drenador a fuente (I_{ds}) en función del voltaje de drenador a fuente (V_{ds}) para diferentes voltajes de compuerta a fuente (V_{gs}), y a partir de esta, obtener los parámetros en régimen estático del dispositivo. La característica I-V de un transistor PHEMT típico se muestra en la figura 14

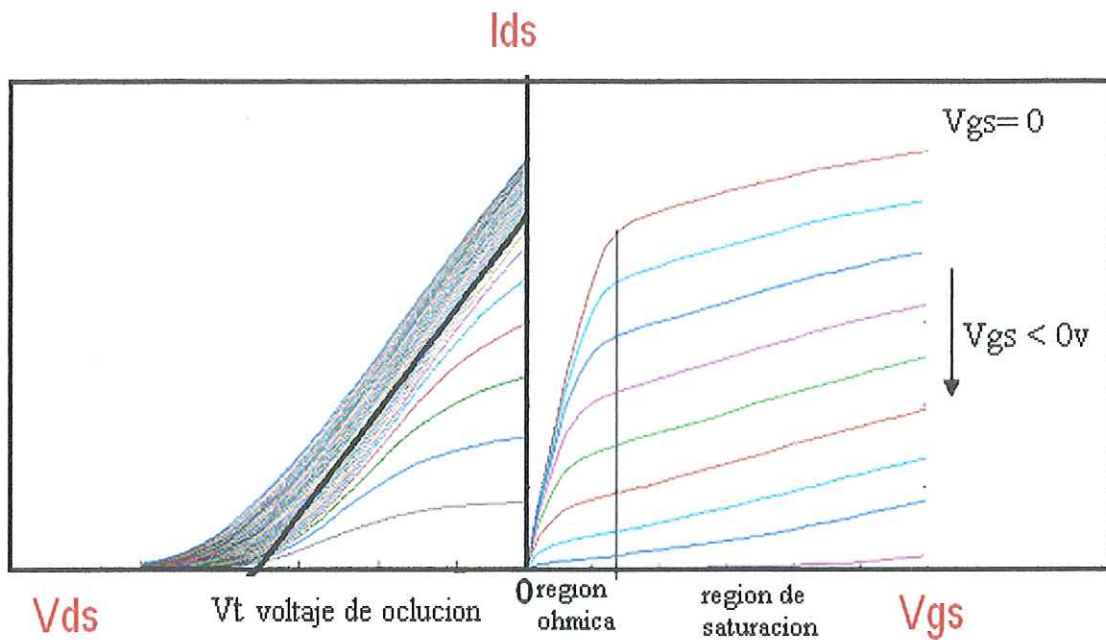


Figura 14. Características I-V de un transistor de microondas PHEMT típico

El transistor tiene 2 regiones de funcionamiento con diferentes características de conducción como se observa en la figura 14: la región óhmica y la región de saturación. En la región óhmica, la velocidad de los portadores varía linealmente con el campo eléctrico, esto implica que la corriente I_{ds} varíe de igual manera con el voltaje V_{ds} y en la región de saturación los portadores se mueven con una velocidad constante, causando así que la corriente alcance un valor máximo y constante independiente del voltaje drenador-fuente V_{ds} . A esta corriente se le denomina corriente máxima de saturación I_{dss} .

Partiendo de las curvas I-V se pueden calcular los parámetros estáticos del transistor: la corriente máxima de saturación I_{dss} , la trasconductancia g_m , la conductancia g_{ds} , y el voltaje de oclusión.

El banco de caracterización estática del transistor InP con y sin iluminación por medio de un dispositivo láser se muestra en la figura 15.

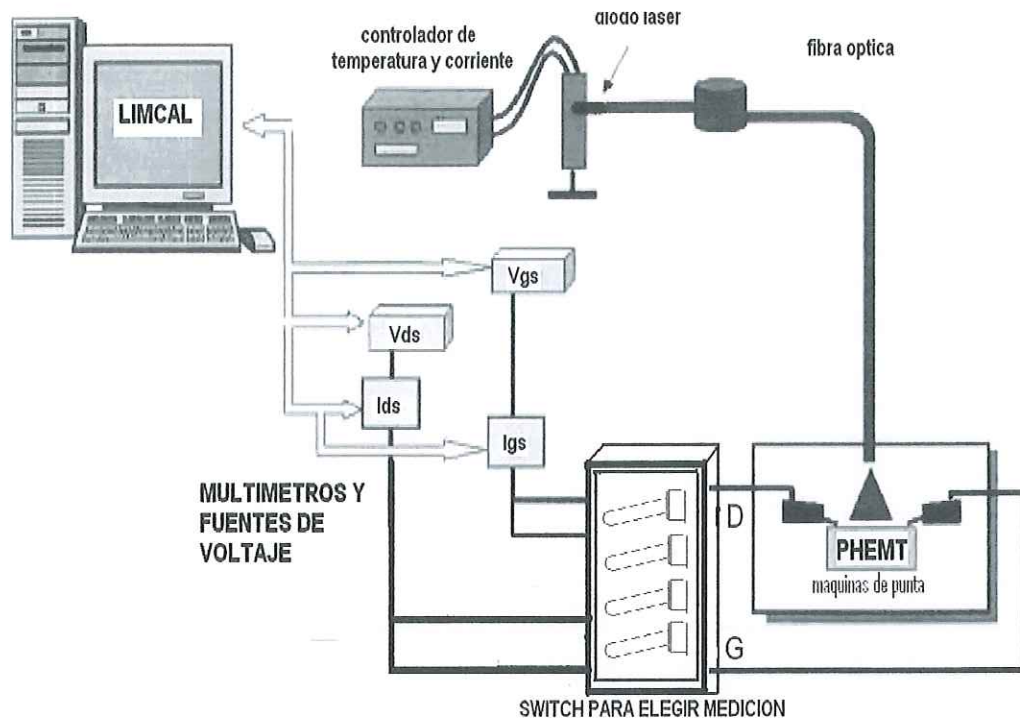


Figura 15 Banco de la caracterización estática con y sin iluminación.

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

- Base de Pruebas SUMMIT 9000 de CASCADE
- Analizador de Redes Vectoriales HP8510C (0.045 Ghz – 50 Ghz)
- Fuente de Voltaje (Positiva y Negativa) Tektronix TM 5006A
- Multímetros Tektronix TM 5003 con Puerto GPIB
- Un CPU con puerto GPIB
- Un software para calibrar y realizar mediciones (LIMCAL)
- Un transistor PHEMT de InP
- Un láser New Focus Tunable DWDM láser (1527 nm – 1563 nm) TLB390

Las mediciones de las curvas I-V se realizaron con el banco de medición automatizado en régimen estático utilizando las fuentes de voltaje para polarizar al transistor, y los multímetros para medir la corriente I_{ds} y los voltajes de polarización. Para las mediciones bajo iluminación se utilizó el módulo de diodo láser con una longitud de onda de 1550 nm. La señal óptica

fue guiada al dispositivo utilizando una fibra óptica monomodo, la cual es colocada a una distancia aproximada de 1 mm sobre el transistor utilizado. Todos estos instrumentos son conectados a una computadora a través del ducto GPIB.

III.3 Arreglo experimental para la caracterización dinámica con y sin iluminación

Para realizar la caracterización de los parámetros de dispersión (parámetros S) y extracción de los elementos del circuito eléctrico equivalente se siguió el siguiente proceso:

1.- Calibración del equipo de medición, en este caso el analizador de redes vectorial, el cual permite la medición de los parámetros de dispersión en función de la frecuencia. Con la calibración se determinan y eliminan los errores que produce el sistema de medición. Para la calibración se empleó la técnica tipo LRM (line-reflect-match) utilizando un sustrato con estándares de impedancia de la compañía "cascade microtech".

2.- El dispositivo bajo prueba se coloca en la máquina de puntas con el fin de hacer un contacto en la oblea y pasar de coplanar a conexión de cable coaxial.

3.- Extracción de los parámetros S en los diferentes puntos de polarización establecidos por medio de un programa de medición denominado LIMCAL variados automáticamente por medio de la interfaz GPIB utilizando una computadora que controla los instrumentos de medición.

4.- Obtención de las inductancias extrínsecas del transistor (drenador, fuente y compuerta). Utilizando el software LIMCAL se extraen las inductancias al analizar y ajustar los parámetros S de pequeña señal con aquellos medidos con el analizador de redes HP8510 mediante la técnica de polarizado en directa o "FET-frio" (cold FET). Dicho método consiste en medir los parámetros de dispersión con una polarización de V_{ds} = abierto (open) y

$V_{gs} > 0$, es decir se aplica una corriente baja constante a la compuerta de manera que se logre una conducción en la unión de compuerta-fuente.

5.- Los valores de las resistencias extrínsecas del transistor se obtienen a través del software LIMCAL, el cual de manera automática y conociendo los valores de corriente se pueden estimar las resistencias en el drenador, en la fuente, y en la compuerta; a partir de mediciones en polarización directa con $V_{ds} = \text{abierto (open)}$ y con $V_{gs} > 0$ (mismas condiciones que se utilizan para el cálculo de las inductancias). Sin embargo, a diferencia de las inductancias en donde se toma en cuenta la parte imaginaria de los parámetros Z , la extracción de las resistencias parasitas se realiza con la parte real de los parámetros Z .

6.- Para la extracción de las capacitancias extrínsecas se utiliza el software LIMCAL, realizando las mediciones con el analizador de redes en el modo de polarización inversa, es decir se aplica un voltaje en la compuerta mucho mayor al voltaje de oclusión (unas tres veces el voltaje de V_t) y con $V_{ds} = 0$. De esta forma, se asegura que el transistor está polarizado inversamente. Una vez realizadas las mediciones se aplica el método de Dambrine o de White para obtener las capacitancias parasitas (Dambrine, 1988)

7.- Los elementos intrínsecos se obtienen haciendo mediciones en diferentes puntos de polarización utilizando el analizador de redes y el software LIMCAL en modo polarizado para un voltaje V_{ds} de 0V a 1V y un voltaje V_{gs} de -1V a 0V realizando un barrido punto por punto. Para determinar el valor de los elementos intrínsecos primero se calculan los elementos extrínsecos con las condiciones de polarización descritas anteriormente. Posteriormente, estos elementos se restan al circuito eléctrico equivalente total. Es decir, se hace un desplazamiento al plano del circuito intrínseco. En este plano se obtienen las admitancias a partir de las cuales tomando como datos las medidas desplazadas, se calculan los valores de los efectos intrínsecos. Para realizar la implementación se toma un punto de polarización deseado (Berroth, M., 1990).

Este procedimiento es utilizado de la misma forma al aplicarle luz monocromática al transistor con el láser.

El banco de medición que se muestra en la figura 16 es utilizado para medir los parámetros S (con y sin iluminación). El circuito eléctrico equivalente se obtiene a partir de los parámetros S medidos. Este banco de medición consta de: una computadora, la cual controla los instrumentos de medición (multímetros, fuentes y el analizador de redes por medio de una interfaz GPIB, Las fuentes de voltaje que se utilizan para suministrar el voltaje de polarización al transistor, y los multímetros para medir tanto a la corriente como el voltaje de drenador-fuente y de compuerta-fuente. La máquina de puntas es necesaria para tener un contacto físico con el transistor en oblea y hacer la transición de coplanar a coaxial. El láser es la fuente de iluminación utilizada y por último la fibra óptica permite hacer incidir la luz láser al transistor.

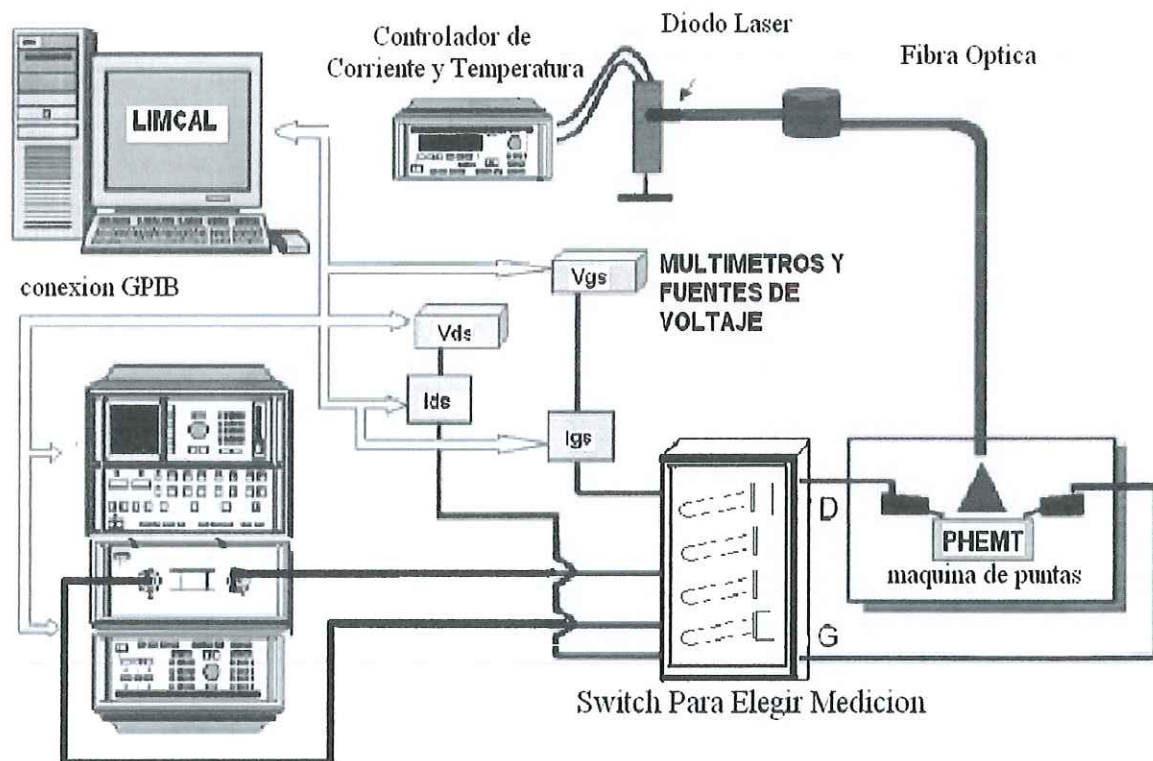


Figura 16 Banco de medición para parámetros S con y sin iluminación óptica.

III.4 Método de extracción para determinar los elementos parásitos (resistencias e inductancias) a partir de bajas corrientes en la compuerta.

El siguiente método se emplea para extraer las resistencias y las inductancias parásitas a partir de parámetros Z realizando solamente una medición de parámetros S del transistor con una pequeña corriente de polarización en directa DC ($V_{GS} > V_{bi} > 0$; V_{bi} es el “built-in” voltaje donde empieza la no linealidad del transistor) y con el drenador flotando como se muestra en la figura 17. El circuito eléctrico equivalente utilizando la técnica de “cold-FET” (FET frío) en DC para una corriente de polarización baja se muestra en la figura 18 (Zarate De-Landa, 2007).

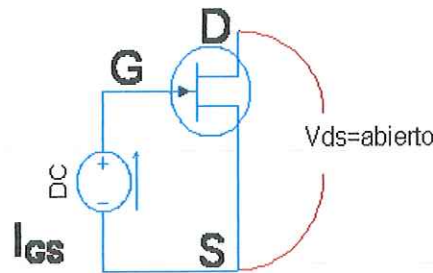


Figura 17 Conexión del transistor para mediciones en polarización directa

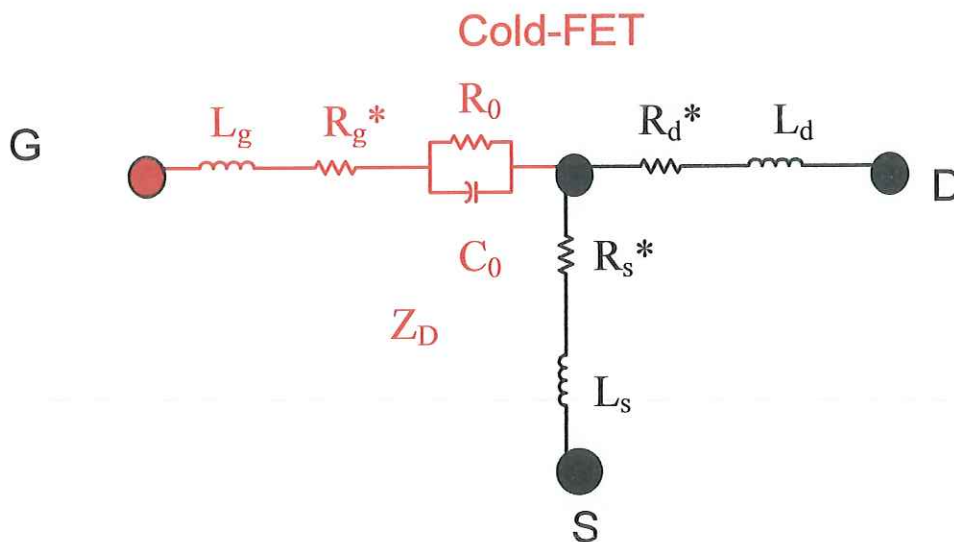


Figura 18. Circuito equivalente para un PHEMT de InP bajo una pequeña corriente directa en la compuerta y el drenador flotando.

Los parámetros Z del circuito mostrado en la figura 18 son expresados como:

$$Z_{11} = R_G + R_S + \frac{R_0}{1 + \omega^2 R_0^2 C_0^2} - j\omega(L_g + L_s - \frac{\omega R_0^2 C_0}{1 + \omega^2 R_0^2 C_0^2}) \quad (20)$$

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

$$Z_{21} = R_s + j\omega L_s \quad (22)$$

$$Z_{22} = R_d + R_s + j\omega(L_d + L_s) \quad (23)$$

III.4.1 Cálculo de las inductancias parasitas

El cálculo de las inductancias parasitas de fuente (L_s) y drenador (L_d) se obtiene directamente de los parámetros Z_{11} y Z_{22} respectivamente.

$$L_s = \frac{\text{Im}[Z_{12}]}{\omega} \quad (24)$$

$$L_d = \frac{\text{Im}[Z_{22}] - L}{\omega} \quad (25)$$

Para obtener la inductancia de compuerta (L_g), se utiliza la parte imaginaria del parámetro Z_{11} la cual puede escribirse como:

$$\text{Im}[Z_{11}] = \omega L - \frac{1}{\omega C_0} \left[\frac{\frac{1}{\omega_0^2}}{\frac{1}{\omega^2} + \frac{1}{\omega_0^2}} \right] \quad (26)$$

Donde

$$L = (L_g + L_s) \quad y \quad \omega_0 = \frac{1}{R_0 C_0}$$

Para frecuencias mayores que la frecuencia de resonancia $\frac{1}{\omega^2} \ll \frac{1}{\omega_0^2}$

Entonces la parte imaginaria de Z_{11} esta dada por:

$$\omega \cdot \text{Im}[Z_{11}] = \omega^2 L - \frac{1}{C_0} \quad (27)$$

II.4.1.1 Cálculo de L y Co

De la ecuación 27, se puede calcular L y Co utilizando regresión lineal por medio de la ecuación de la pendiente de la forma $y=mx+b$ al graficar $\omega \cdot \text{Im}[Z_{11}]$ contra ω^2 como se muestra en la figura 19.

Entonces tomando la forma de la ecuación de la pendiente tenemos que:

$$Y = \omega \cdot \text{Im}[Z_{11}] \quad m = L \quad X = \omega^2 \quad b = -\frac{1}{C_0}$$

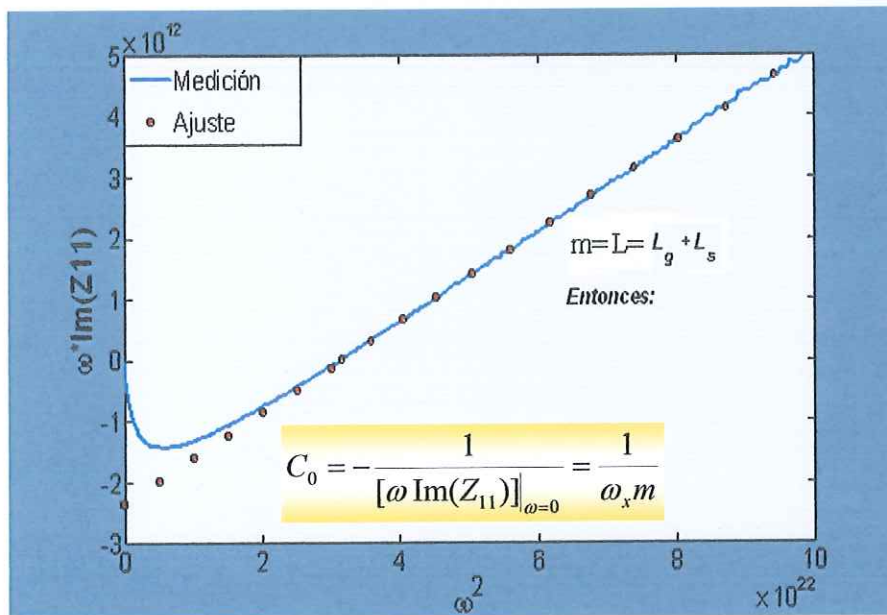


Fig. 19 Grafica de $\omega \cdot \text{Im}[Z_{11}]$ contra ω^2 usado para calcular L y Co

De la dependencia lineal de $\omega \cdot \text{Im}[Z_{11}]$ contra ω^2 observada para una alta frecuencia y utilizando regresión lineal, L y Co son calculados.

$$L = (L_g + L_s) = m \quad (28)$$

Una vez que se obtuvo el valor de L a partir de la pendiente mostrada de la figura 19 la inductancia de compuerta L_g puede ser determinada de la siguiente manera:

$$L_g = L - L_s \quad (29)$$

El valor de C_0 es calculado con la ecuación (27). Al utilizar bajas corrientes de polarización en la compuerta, se produce una resonancia, lo cual significa que hay una frecuencia en la cual la parte imaginaria de Z_{11} es cero. Utilizando la ecuación (27) se tiene que:

$$\text{Im}[Z_{11}] = \omega L - \frac{1}{\omega C_0}$$

A la frecuencia de resonancia la parte $\text{Im}[Z_{11}]$ se anula y se puede calcular C_0 como:

$$C_0 = \frac{1}{L\omega_x} \quad (30)$$

Donde

ω_x es la frecuencia de resonancia

III.4.1.2 Cálculo de R_0

La expresión para calcular R_0 puede ser determinada a partir de la parte imaginaria de Z_{11} y expresada como:

$$\text{Im}[z_{11}] = \omega L - \frac{\omega C_0 R_0^2}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} \quad (31)$$

Donde

$$L = L_g + L_s$$

Resolviendo R_0 de la ecuación (31) se tiene

$$R_0 = \sqrt{\frac{\omega L - \text{Im}(Z_{11})}{\omega C_0 - [\omega L - \text{Im}(Z_{11})]\omega^2 C_0^2}} \quad \forall \omega < \omega_x \quad (32)$$

R_0 es válido para valores menores a la frecuencia de resonancia.

III.4.2 Cálculo de las resistencias parásitas

La parte real de los parámetros Z se utiliza para determinar las resistencias parásitas. El cálculo de R_s y R_d se efectúa directamente de la parte real de Z_{12} y Z_{22} , respectivamente.

$$R_s = \text{Re}[Z_{21}] \quad (33)$$

$$R_d = \text{Re}[Z_{22}] - R_s \quad (34)$$

En relación con la resistencia de compuerta R_g , la expresión para determinar su valor puede ser derivada de la parte real de Z_{11} y expresado como:

$$\text{Re}[Z_{11}] = R_g + R_s + \frac{R_0}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} \quad (35)$$

A la frecuencia de resonancia cuando la parte $\text{Im}(Z_{11}) = 0$, se obtiene que:

$$\frac{R_0}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} = \frac{L}{C_0 R_0} \quad (36)$$

Para calcular R_g se sustituye (36) en la ecuación (35) resultando la siguiente expresión:

$$R_g = \operatorname{Re}[Z_{11}] \Big|_{\omega=\omega_x} - \frac{L}{C_0 R_0} \quad (37)$$

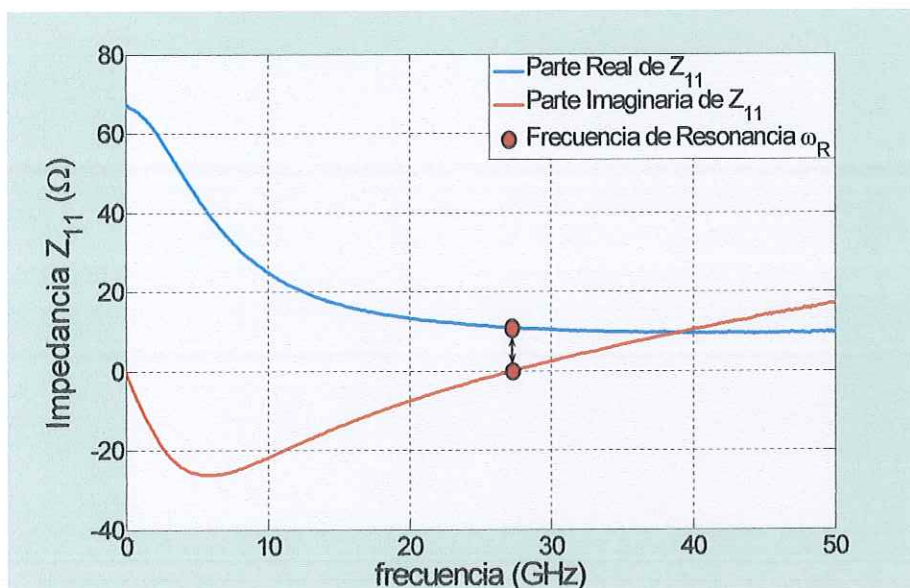


Figura 20 Parte real e imaginaria de los parámetros Z_{11} contra la frecuencia, con el drenador flotando para $V_{GS} > V_{bi} > 0$.

III.4.3 Cálculo de las capacitancias parásitas

Para la extracción de las capacitancias extrínsecas de un transistor de microondas se emplean mediciones de parámetros S polarizados en inversa, es decir, se aplica un voltaje a la compuerta (V_{gs}) mucho mayor al voltaje de oclusión (V_t), y un voltaje entre el drenador y fuente igual a cero asegurando que el canal se encuentra completamente bloqueado. La capacitancia intrínseca de compuerta se cancela al igual que la conductancia del canal. Bajo estas condiciones Dambrine y White propusieron el siguiente modelo considerando el efecto de la zona de deserción.

El modelo de Dambrine emplea dos capacitores iguales a ambos lados de la compuerta, como se muestra en la figura 21. Por otro lado, el modelo de White

emplea tres capacitores idénticos para modelar la región de deserción, como se muestra en el circuito eléctrico equivalente de la figura 22.

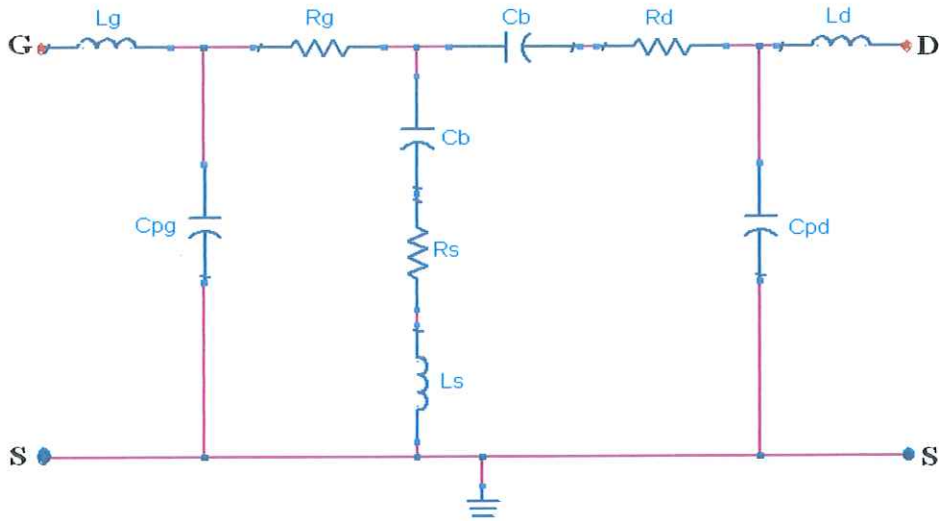


Figura 21 Circuito eléctrico del modelo de Dambrine para la región de deserción formada en la union polarizada inversamente.

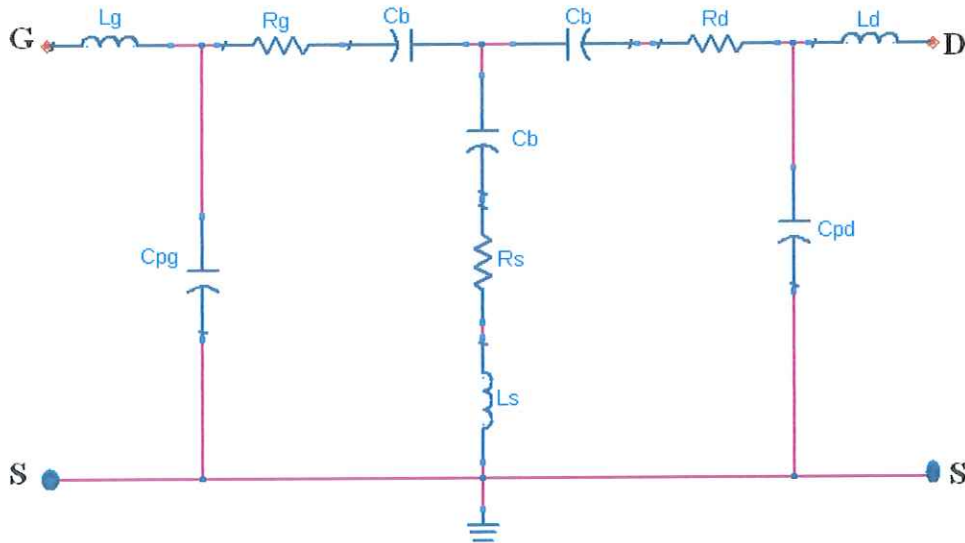


Figura 22 Circuito eléctrico del modelo de White para la región de deserción formada en la union polarizada inversamente.

A altas frecuencias (>10GHZ) las resistencias y las inductancias parásitas tienen poca influencia en las partes imaginarias de los parámetros [Y].

III.4.3.1 Modelo de Dambrine

Para valores de frecuencia inferiores o iguales a 5GHz el modelo de Dambrine se puede aproximar a la topología mostrada en la figura 23.

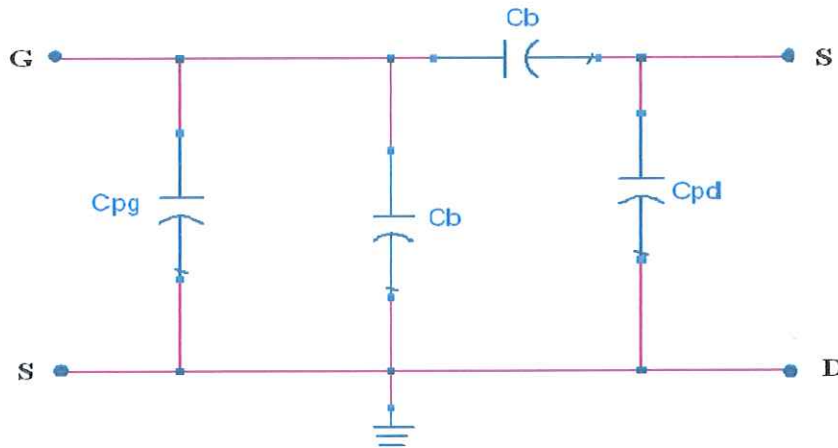


Figura 23 Aproximación del modelo de Dambrine para frecuencias ≤ 5 GHz.

Las ecuaciones que describen el modelo equivalente de Dambrine son:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega(C_{pg} + 2C_b) & -j\omega C_b \\ -j\omega C_b & j\omega(C_{pd} + C_b) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (38)$$

$$C_{pg} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] + 2 \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (39)$$

$$C_b = -\frac{\text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (40)$$

$$C_{pd} = \frac{\text{Im}[Y_{22}] - \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (41)$$

III.4.3.2 Modelo de White

Para valores de frecuencia inferiores o iguales a 5GHz el modelo de White se puede aproximar a la topología mostrada en la figura 24.

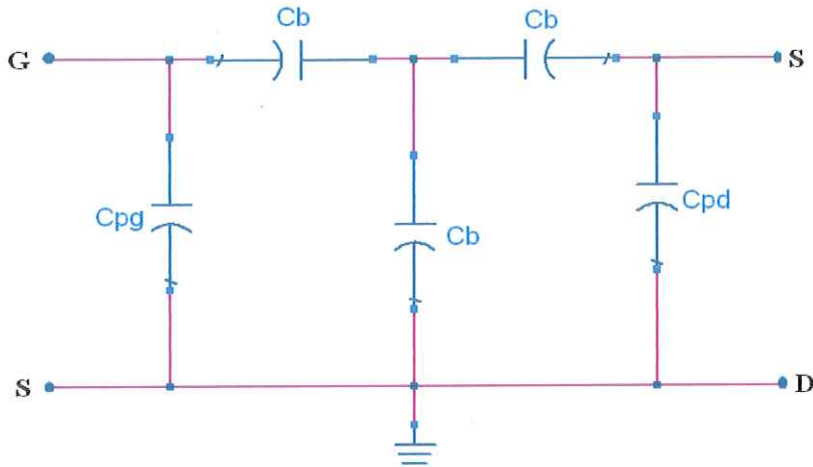


Figura 24 Aproximación del modelo de White para frecuencias ≤ 5 GHz.

Las ecuaciones que describen el modelo equivalente de White son:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega(C_{pg} + \frac{2}{3}C_b) & -j\omega\frac{1}{3}C_b \\ -j\omega\frac{1}{3}C_b & j\omega(C_{pd} + \frac{2}{3}C_b) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (42)$$

$$C_{pg} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] + 2 \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (43)$$

$$C_b = -\frac{3 \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (44)$$

$$C_{pd} = \frac{\text{Im}[Y_{22}] + 2 \text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (45)$$

III.4.4 Extracción de los elementos intrínsecos

Para determinar los valores de los parámetros intrínsecos del transistor se realizan mediciones de parámetros S en la configuración de polarizado como se observa en la figura 25 donde se realiza un barrido punto por punto para el voltaje de compuerta (V_{gs}) y el voltaje de drenador (V_{ds}). Una vez que se calculan los elementos extrínsecos con las condiciones de polarización descritas, se extraen los elementos intrínsecos por medio de una técnica llamada "DE-EMBEDING" mostrada en la figura 26. El procedimiento emplea conversión de parámetros para eliminar a los elementos extrínsecos. Los parámetros $[S]$ medidos en un punto de polarización se convierten en parámetros Z , $[S] \rightarrow [Z]$, para eliminar los elementos extrínsecos conectados en serie (L_g y L_d). Posteriormente, se realiza una conversión de parámetros $[Z] \rightarrow [Y]$ para eliminar los elementos extrínsecos conectados en paralelo (C_{pg} y C_{pd}). Para eliminar los últimos elementos extrínsecos conectados en serie (R_g , R_d , R_s y L_s), se hace una conversión $[Y] \rightarrow [Z]$. Finalmente, se realiza una última conversión $[Z] \rightarrow [Y]$ debido a la topología utilizada del circuito eléctrico equivalente del transistor intrínseco (tipo π) como se muestra en la figura 27. Para simplificar el análisis.

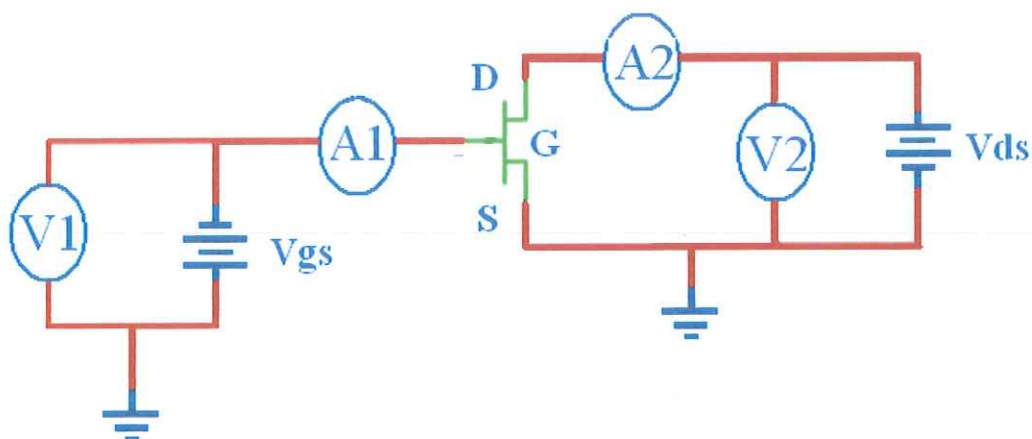


Figura 25 Conexión del transistor en la configuración de polarización.

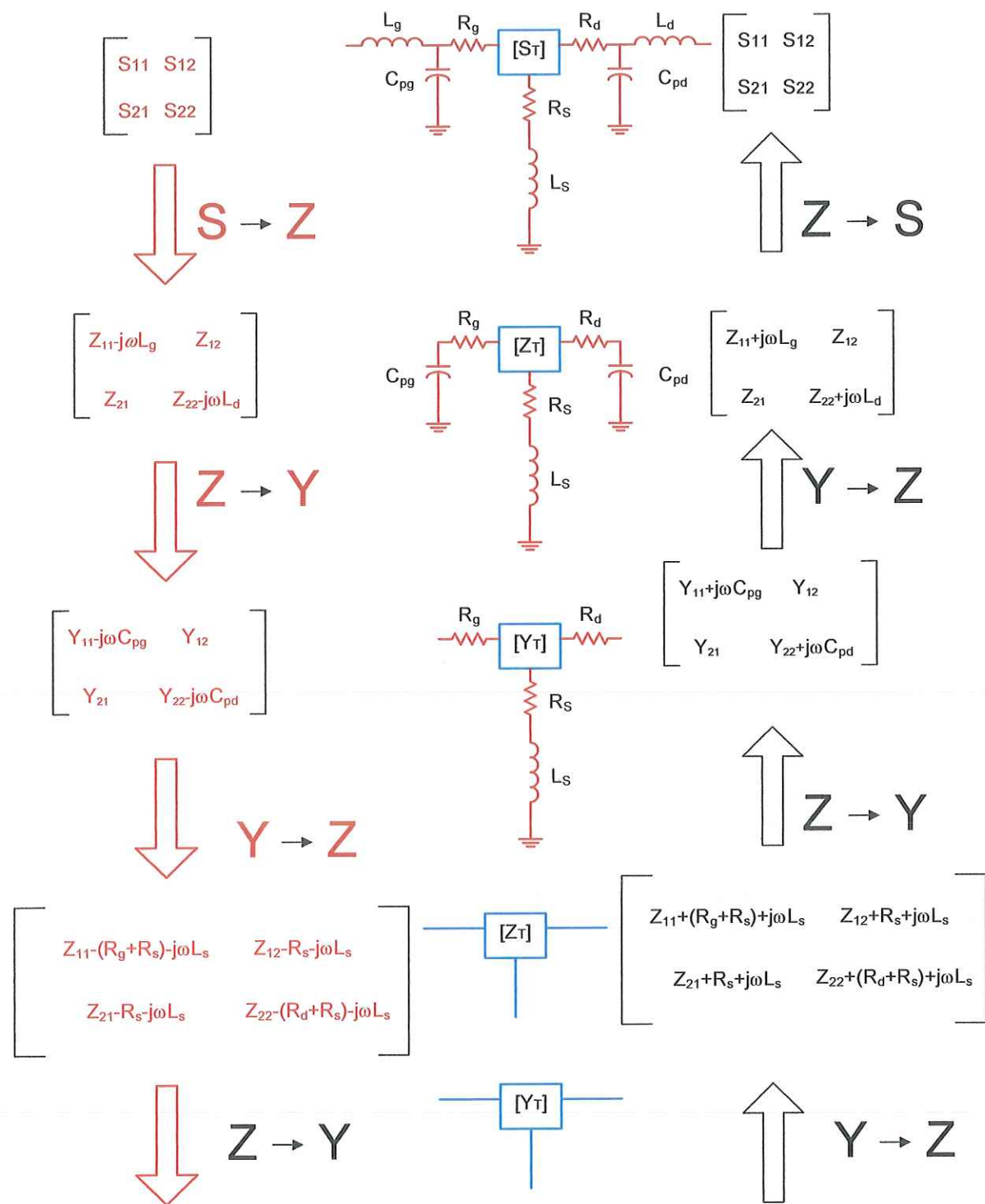


Figura 26 Técnica utilizada para la extracción de elementos intrínsecos "DE-EMBEDDING"

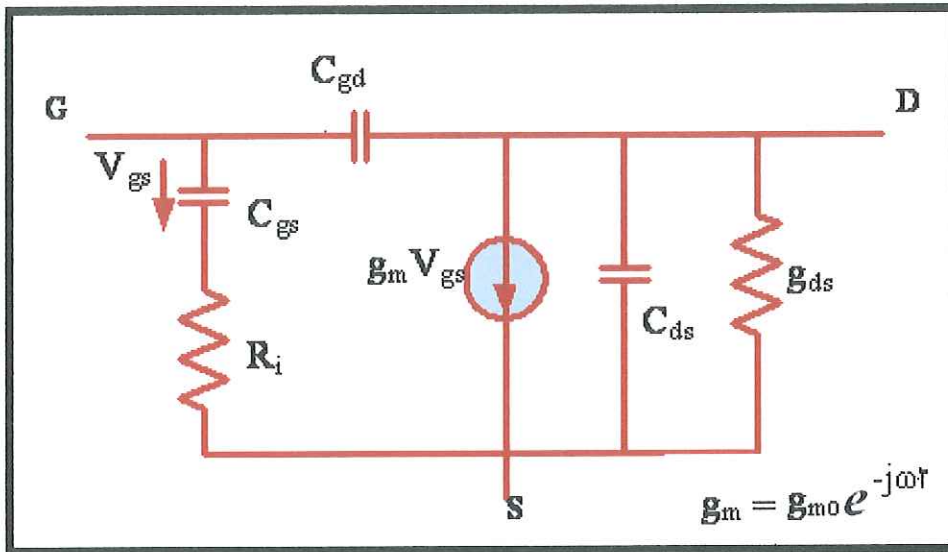


Figura 27 Circuito eléctrico equivalente del transistor intrínseco con topología tipo π .

Para obtener los valores de los elementos intrínsecos del circuito eléctrico equivalente del transistor se utilizan las ecuaciones del modelo de Berroth a partir de los parámetros [Y] con la topología tipo π (Berroth, 1990).

$$Y_{11} = \frac{R_i \cdot C_{gs}^2 \omega^2}{1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2} + j\omega \left(\frac{C_{gs}}{1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2} + C_{gd} \right) \quad (46)$$

$$Y_{12} = -j\omega C_{gd} \quad (47)$$

$$Y_{21} = \frac{g_m e^{-j\omega\tau}}{1 + j\omega C_{gs} R_i} - j\omega C_{gd} \quad (48)$$

$$Y_{22} = g_{ds} + j\omega(C_{gd} + C_{ds}) \quad (49)$$

Utilizando de los parámetros [Y] de las ecuaciones 46, 47, 48 y 49 se obtienen los valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente intrínseco: C_{gd} , C_{gs} , C_{ds} , g_{ds} , R_i , g_m y τ .

$$C_{gd} = -\frac{\text{Im}(Y_{12})}{\omega} \quad (50)$$

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}(Y_{11}) + \omega C_{gd}}{\omega} \left(1 + \frac{(\text{Re}[Y_{11}])^2}{\{\text{Im}[Y_{11}] - \omega C_{gd}\}^2}\right) \quad (51)$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}(Y_{22}) + \omega C_{gd}}{\omega} \quad (52)$$

$$g_{ds} = \text{Re}(Y_{22}) \quad (53)$$

$$R_i = \frac{\text{Re}(Y_{11})}{(\text{Im}(Y_{11}) - \omega C_{gd})^2 + (\text{Re}(Y_{11}))^2} \quad (54)$$

$$g_m = \sqrt{(1 + \omega^2 R_i^2 C_{gs}^2) \left\{ [\text{Re}(Y_{21})]^2 + [\text{Im}(Y_{21}) + \omega C_{gd}]^2 \right\}} \quad (55)$$

$$\tau = \frac{1}{\omega} \text{sen}^{-1} \left[\frac{-\text{Im}(Y_{21}) - \omega C_{gd} - \omega C_{gs} R_i \text{Re}(Y_{21})}{g_m} \right] \quad (56)$$

III.5 Curvas de la corriente de drenador en función de los voltajes de polarización

Como se mencionó anteriormente la caracterización estática consiste en la obtención de las curvas de la corriente I_{ds} en función del voltaje de drenador V_{ds} y de la corriente I_{ds} en función del voltaje de compuerta V_{gs} . A partir de estas curvas es posible calcular otros parámetros en régimen estático del transistor de microondas.

III.5.1 Curvas de la corriente de drenador en función del voltaje de drenador

Al aplicar una potencia óptica a un transistor a una determinada longitud de onda hay un cambio significativo en la corriente de drenador causado principalmente por el efecto fotovoltaico y el efecto fotoconductor. En la figura 28a se pueden observar las curvas características de I_{ds} en función de V_{ds} . Como se puede observar se tiene un incremento notable en la corriente de drenador cuando ha sido iluminado con el diodo láser (foto respuesta positiva). Las líneas sólidas representan a la corriente en el drenador cuando el transistor no es iluminado en cambio las líneas con asteriscos representan a la corriente cuando se tiene iluminación con luz láser. En la figura 28b se muestra la corriente de drenador contra el voltaje de polarización en tres longitudes de onda 1527 nm, 1550 nm y 1563 nm.

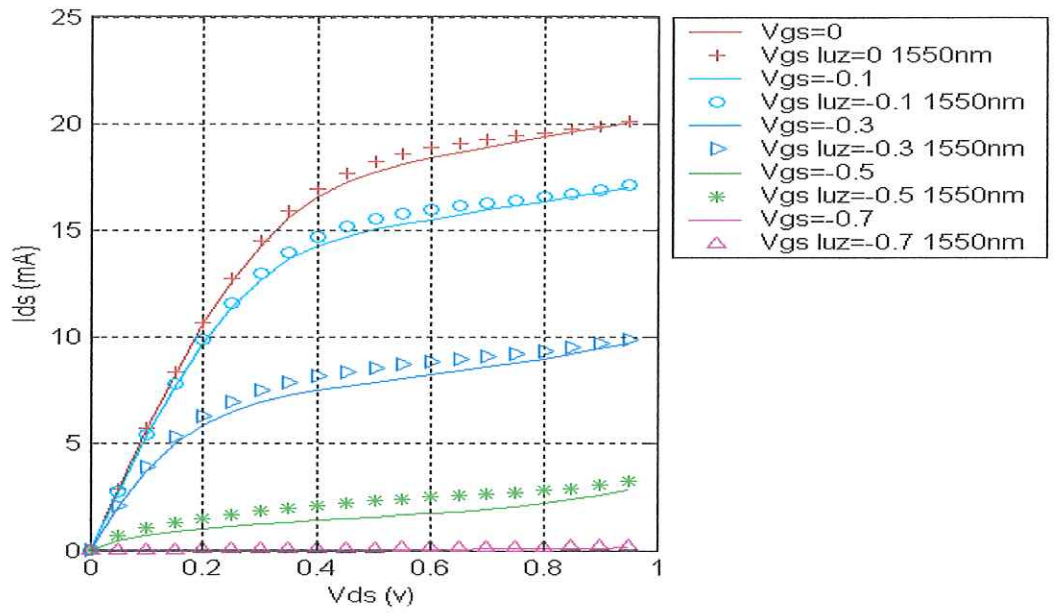


Figura 28a. Curvas I_{ds} - V_{ds} de un transistor PHEMT de InP. En oscuridad (las líneas sólidas) y bajo iluminación con luz láser de longitud de onda de 1550 nm (líneas marcadas con asteriscos).

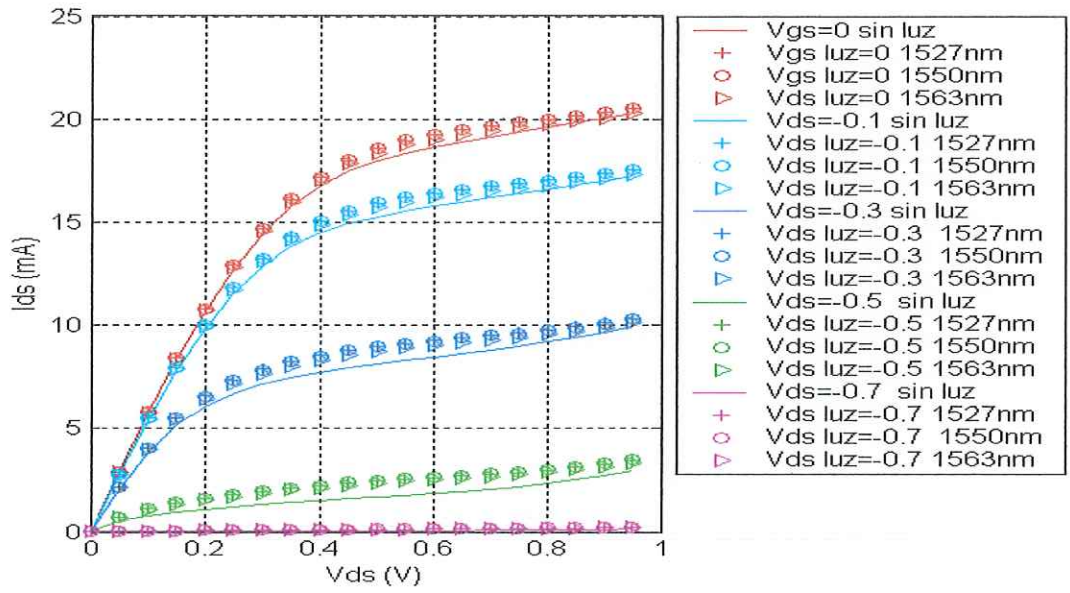


Figura 28b. Curvas I_{ds} - V_{ds} de un transistor PHEMT de InP utilizando tres longitudes de onda diferentes. En oscuridad (las líneas sólidas) y bajo iluminación con luz láser de longitud de onda de 1527 nm (líneas marcadas con signos de mas), longitud de onda de 1550 nm (marcadas con círculos), longitud de onda de 1563 nm (marcadas con triángulos).

III.5.2 Curvas de la corriente de drenador en función del voltaje de compuerta

En la figura 29a se muestran las curvas de $I_{DS}(V_{GS})$, para diferentes valores de V_{DS} con y sin iluminación por medio de un láser de longitud de onda de 1550 nm. En la figura 29b se muestran las curvas para tres diferentes longitudes de onda 1527 nm, 1550 nm y 1563 nm. Donde se puede ver claramente que se tiene un desplazamiento a la izquierda considerable del voltaje de oclusión (V_t) bajo iluminación láser. Por lo tanto, esta iluminación causada por la luz monocromática del láser se dice que actúa como una compuerta óptica ya que un cambio pequeño en el voltaje de compuerta induce a que se tenga una corriente de drenador.

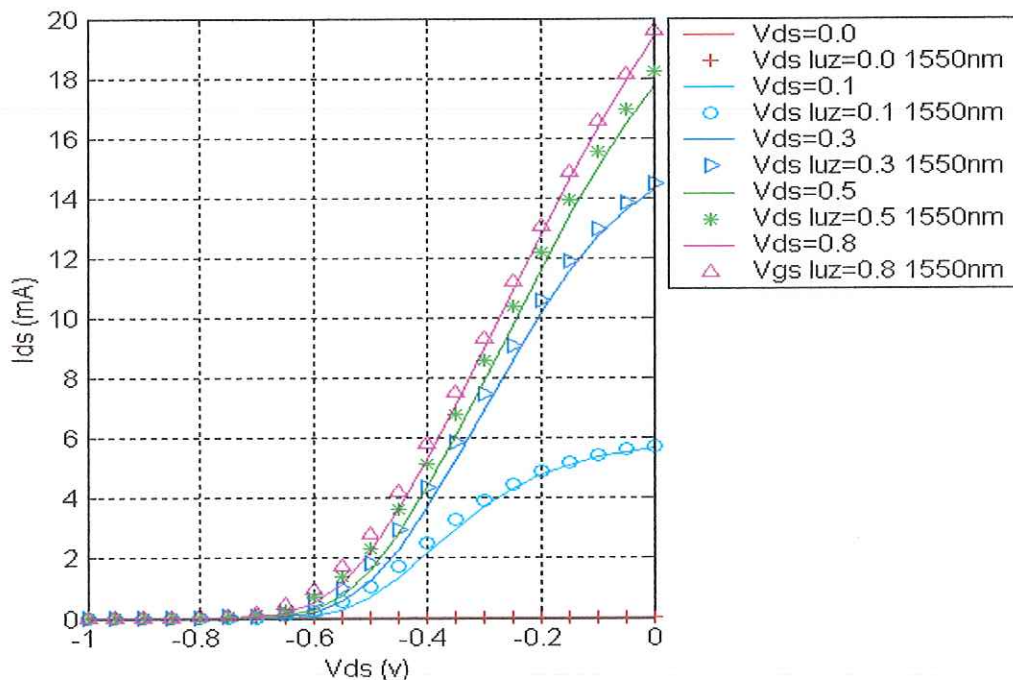


Figura 29a Curvas de $I_{DS}(V_{GS})$ para un PHEMT de InP. Las líneas sólidas son sin iluminación y las líneas con asteriscos son bajo iluminación del láser con una longitud de onda de 1550 nm.

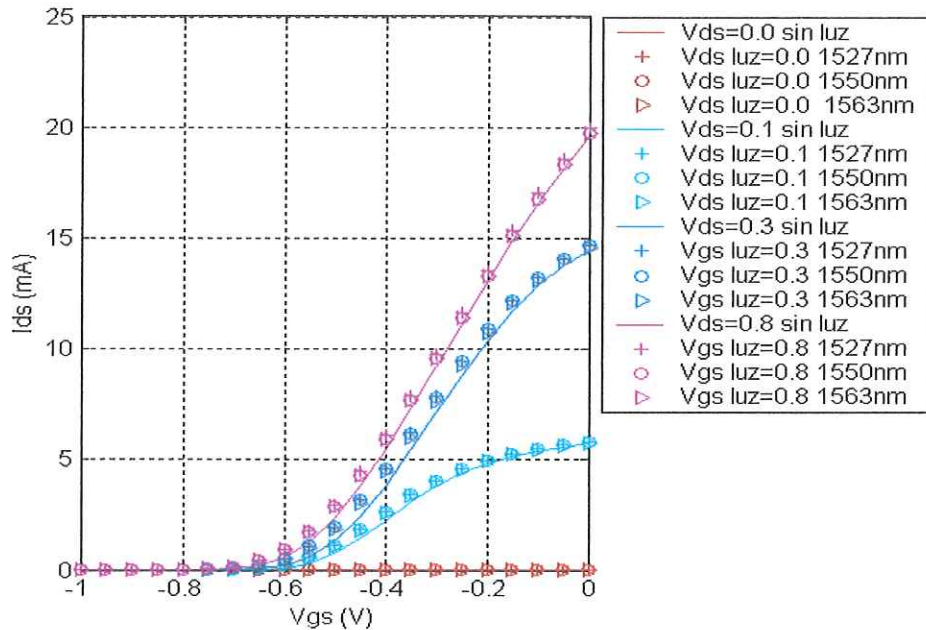


Figura 29b Curvas de $I_{DS}(V_{GS})$ para un PHEMT de InP En oscuridad (las líneas sólidas) y bajo iluminación con luz láser de longitud de onda de 1527 nm (marcadas con signos de mas), longitud de onda de 1550 nm (marcadas con círculos), longitud de onda de 1563 nm (marcadas con triángulos)

III.6 Fotocorriente bajo iluminación óptica en función de los voltajes de polarización

A la diferencia entre la corriente de salida del drenador bajo iluminación y la corriente presentada en oscuridad se le denomina fotocorriente (I_{ph}).

$$I_{ph} = I_{ds}(\text{iluminada}) - I_{ds}(\text{oscuridad}) \quad (57)$$

El transistor PHEMT puede presentar valores de fotocorriente positivos o negativos (Romero, M. A., 1995). Es decir, se puede tener un incremento o un decremento de la corriente de drenador debido a la iluminación de un transistor de microondas empleando un dispositivo láser.

III.6.1 Fotocorriente en función de los voltajes de drenador

Utilizando la ecuación 57 para encontrar la fotocorriente a partir de datos medidos se obtienen las gráficas de la figura 30. En la figura 30a se observa la fotocorriente en función del voltaje de V_{ds} para un transistor PHEMT de InP iluminado con un láser de longitud de onda de 1550 nm. En la figura 30b se observa la fotocorriente en función del voltaje de V_{ds} para un transistor PHEMT de InP iluminado con un láser a tres longitudes de onda de: 1527 nm, 1550 nm, 1563 nm.

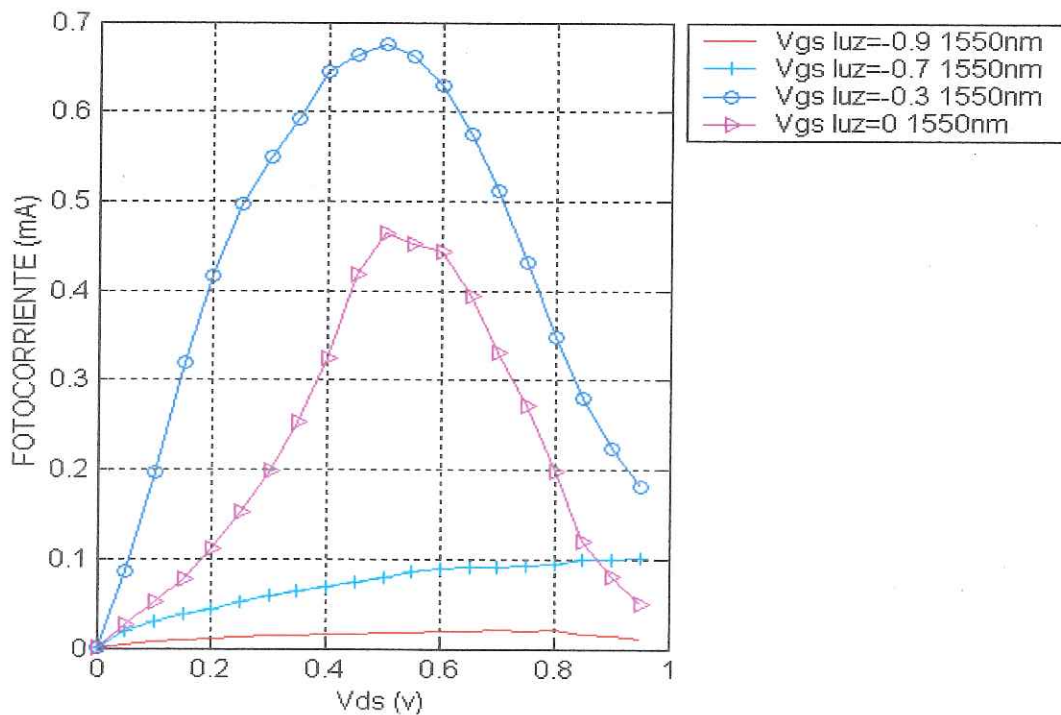


Figura 30a Curvas características de la fotocorriente en función del voltaje de polarización V_{ds} bajo iluminación con luz láser de 1550 nm.

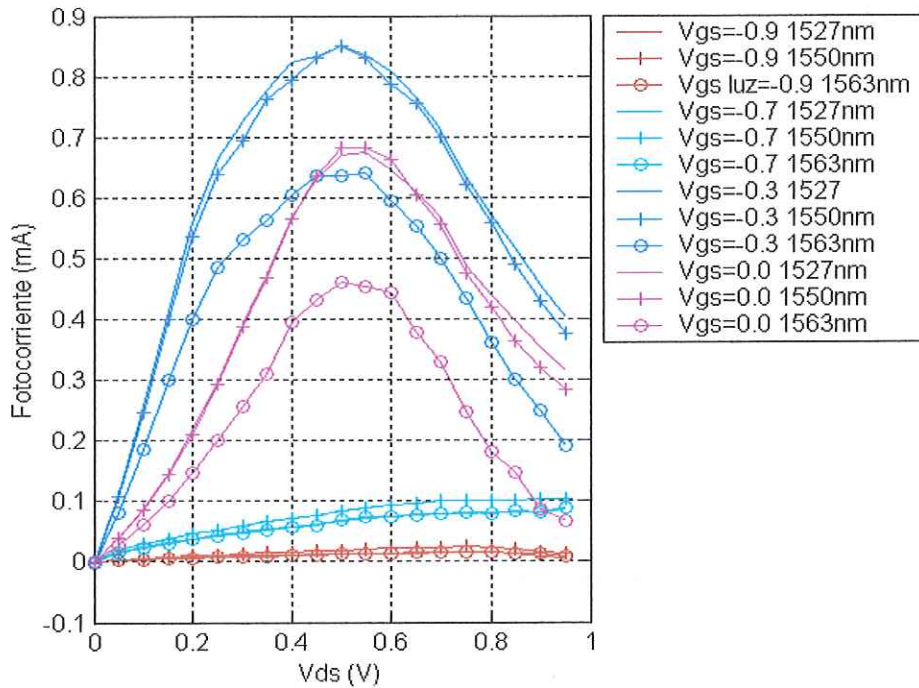


Figura 30b Curvas características de la fotocorriente en función del voltaje de polarización V_{ds} bajo iluminación con luz láser a longitudes de onda de: 1527 nm, 1550 nm y 1563 nm.

III.6.2 Fotocorriente en función de los voltajes de compuerta.

Utilizando la ecuación 57 para encontrar la fotocorriente a partir de datos medidos se obtienen las gráficas de la figura 31.

Para la figura 31a se observa la fotocorriente en función del voltaje de V_{gs} para un transistor PHEMT de InP iluminado con un láser de longitud de onda de 1550 nm. En la figura 31b se observa la fotocorriente en función del voltaje de V_{gs} para un transistor PHEMT de InP iluminado con un láser a tres longitudes de onda de: 1527 nm, 1550 nm, 1563 nm.

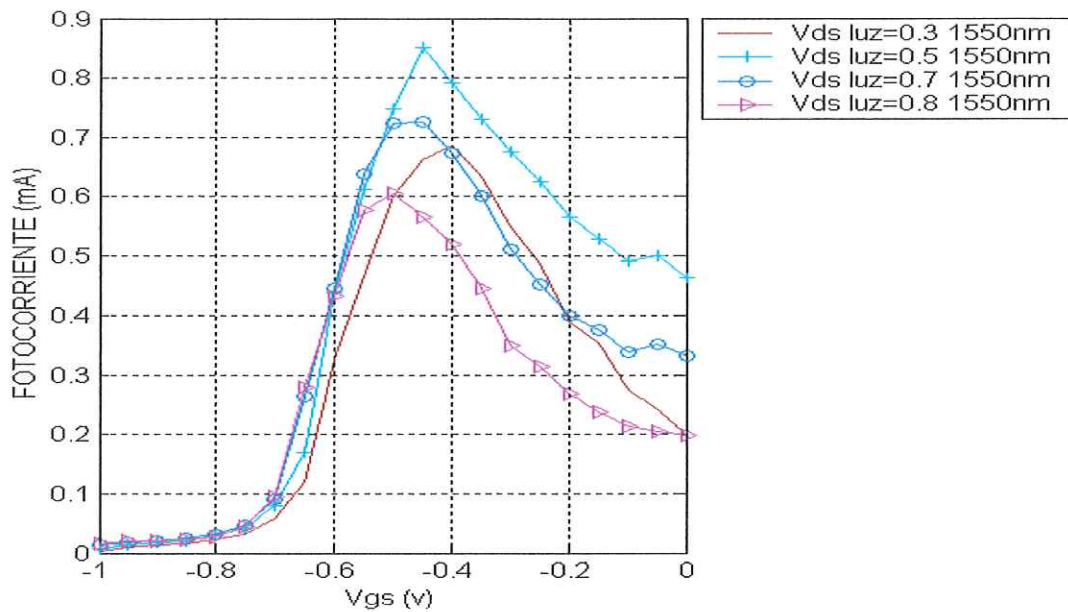


Figura 31a Curvas características de la fotocorriente en función del voltaje de polarización V_{gs} bajo iluminación de un láser de longitud de onda de 1550 nm.

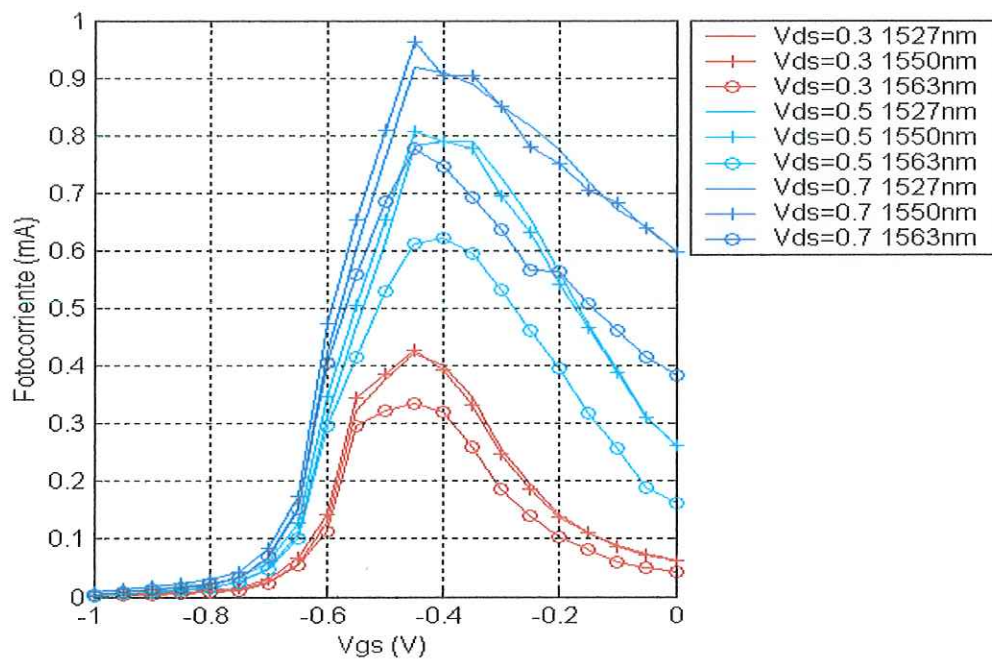


Figura 31b Curvas características de la fotocorriente en función del voltaje de polarización V_{gs} bajo iluminación de un láser para tres longitudes de onda de 1527 nm (marcadas con líneas sólidas), 1550 nm (marcadas con asterisco), 1563 nm (marcadas con círculos).

III.7 Fotovoltaje en función de los voltajes de polarización.

De la ecuación 18 se puede obtener el fotovoltaje simplemente despejando como se muestra en la ecuación 58

$$V_{ph} = \frac{I_{ph}}{G_m} \quad (58)$$

III.7.1 Fotovoltaje en función de los voltajes de drenador.

De los resultados mostrados en las figuras 28 y 29 se observa que la corriente del drenador aumenta al incidir la potencia óptica al transistor.

Utilizando la ecuación 58 se obtiene el fotovoltaje a partir de los datos de fotocorriente medidos como se muestra en las gráficas de las figuras 32. En la figura 32a se observa el fotovoltaje en función del voltaje V_{ds} para diferentes valores de voltaje V_{gs} (líneas con asterisco) a una longitud de onda de 1550 nm. En la figura 32b se muestra el fotovoltaje en función del voltaje de drenador para longitudes de onda de: 1527 nm, 1550 nm y 1563 nm.

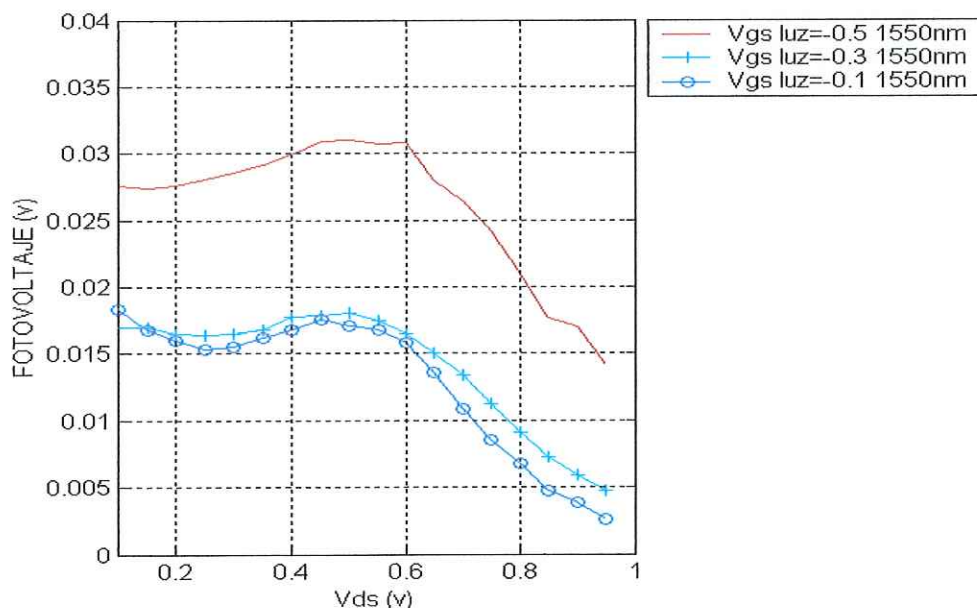


Figura 32a Curva característica del fotovoltaje en función del voltaje de polarización V_{ds} bajo iluminación con luz láser de 1550 nm para un transistor PHEMT de InP.

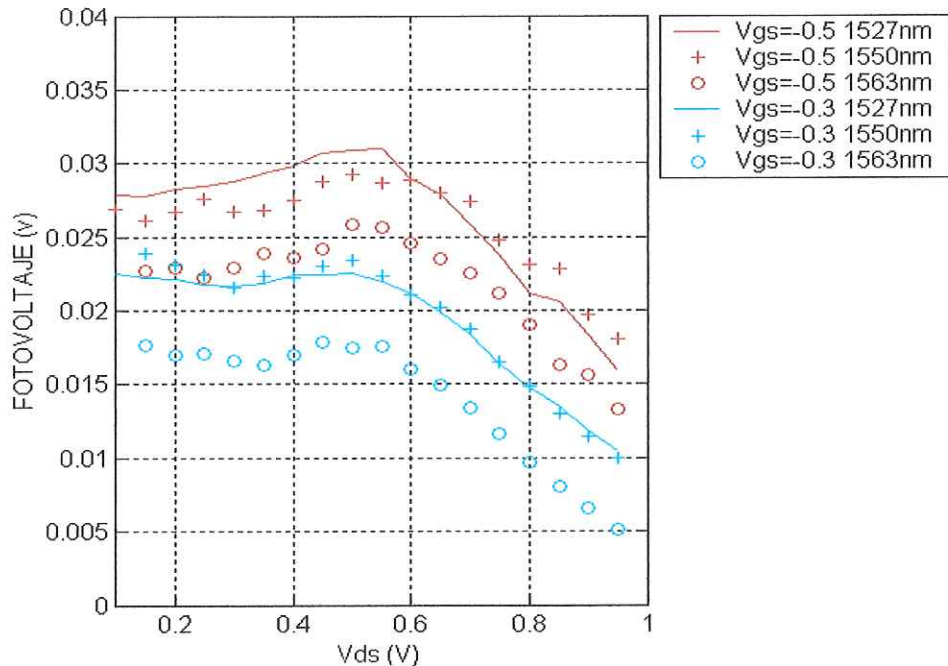


Figura 32b Fotovoltaje en función del voltaje de polarización V_{ds} bajo iluminación con luz láser a diferentes longitudes de onda: 1537nm (marcadas con líneas sólidas), 1550 nm (marcadas con asteriscos), 1563 nm (marcadas con círculos) para un transistor PHEMT de InP.

III.7.2 Fotovoltaje en función de los voltajes de compuerta.

De los resultados mostrados en las figuras 28 y 29 se observa que la corriente del drenador aumenta al incidir la potencia óptica al transistor.

Utilizando la ecuación 57 se obtiene el fotovoltaje a partir de los datos de fotocorriente medidos como se muestra en las gráficas de las figuras 33.

En la figura 33a se observa el fotovoltaje en función del voltaje de V_{gs} para diferentes puntos de voltaje V_{ds} marcados con las líneas en asterisco a una longitud de onda de 1550 nm. En la figura 33b se observa el fotovoltaje en función del voltaje V_{gs} a diferentes longitudes de onda 1527 nm, 1550 nm y 1563 nm.

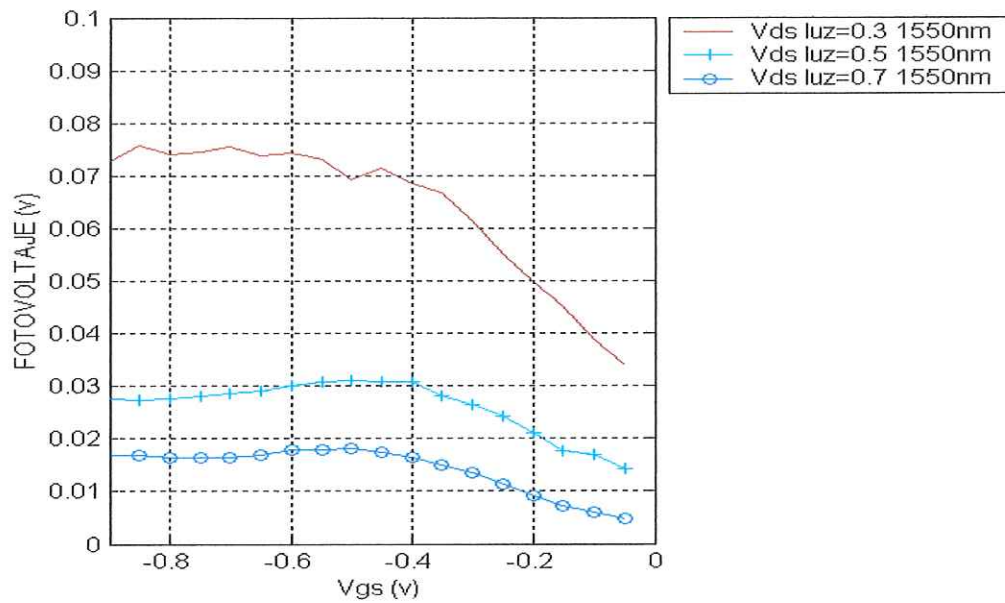


Figura 33a Curva característica del fotovoltaje en función del voltaje de polarización V_{gs} bajo iluminación con luz láser de 1550 nm a una potencia óptica para un transistor PHEMT de InP.

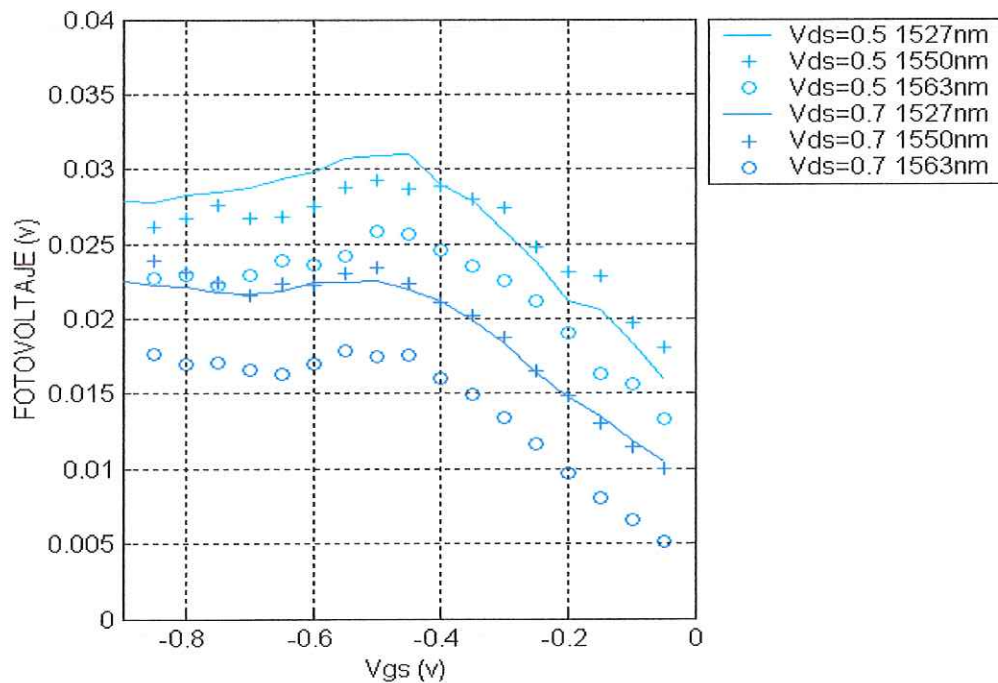


Figura 33b Fotovoltaje en función del voltaje de polarización V_{gs} bajo iluminación con luz a diferentes longitudes de onda 1537nm (marcadas con líneas sólidas), 1550 nm (marcadas con asteriscos), 1563 nm (marcadas con círculos) y a una potencia óptica para un transistor PHEMT de InP.

III.8 Transconductancia G_m con y sin iluminación por medio de un dispositivo láser en función de los voltajes de polarización.

III.8.1 transconductancia en función de los voltajes de drenador.

La transconductancia (G_m) en corriente directa DC se asocia con la ganancia del transistor y es una medida del cambio en la corriente I_{ds} con respecto al cambio en el voltaje V_{gs} manteniendo un valor fijo del voltaje V_{ds} . Como se observa en la ecuación (1).

En las figuras 34a y 34b se muestran los resultados del cálculo de la derivada $d(I_{ds})/d(V_{gs})$, para obtener, la transconductancia en función del voltaje de polarización drenador (V_{ds}) para diferentes valores del voltaje de compuerta (V_{gs}). En la figura 34a se muestran los valores de la transconductancia a una longitud de onda de 1550 nm. En la figura 34b se muestran los valores de la transconductancia a longitudes de onda de: 1527 nm, 1550 nm y 1563 nm.

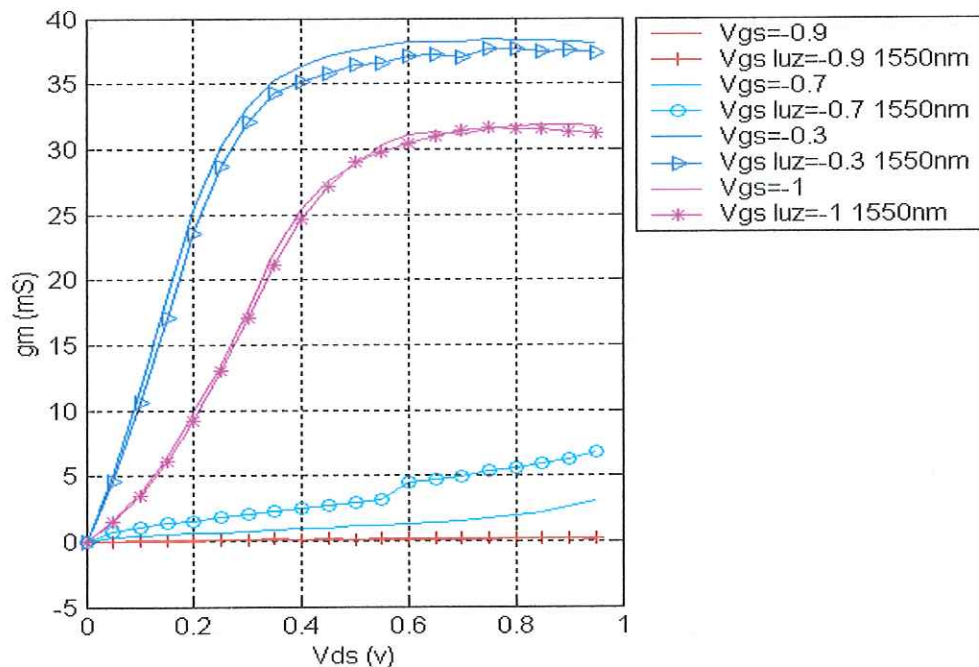


Figura 34a Curvas características de la Transconductancia en función del voltaje V_{ds} , las líneas sólidas representan a las medidas sin luz y las líneas marcadas con diferentes figuras representan a las medidas con iluminación a una longitud de onda de 1550 nm para un transistor PHEMT de InP.

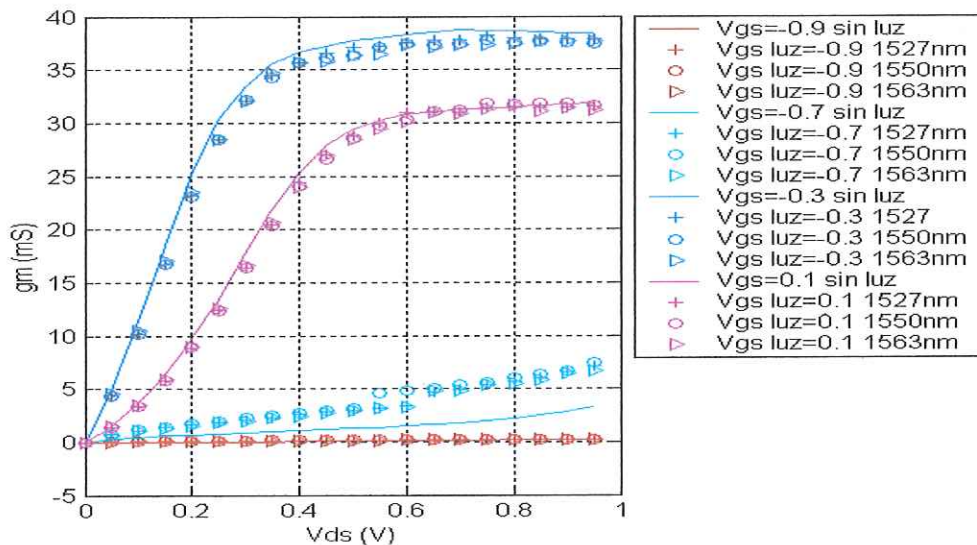


Figura 34b Transconductancia en función de la polarización en V_{ds} , las líneas sólidas representan a las medidas sin luz. La transconductancia con iluminación esta representada a diferentes longitudes de onda: 1537 nm (marcadas con asteriscos), 1550 nm (marcadas con círculos), y 1563 nm (marcadas con triángulos) para un transistor PHEMT de InP.

III.8.2 transconductancia en función de voltajes de compuerta.

Se puede observar que G_m tiene un corrimiento hacia la izquierda cuando incide potencia óptica en el transistor. Este corrimiento es parecido al que se presenta en las curvas de I_{ds} en función de V_{gs} de la figura 28 y es debido a que al sustituir la ecuación (57) en la ecuación (18) se obtiene:

$$I_{ds} (\text{iluminada}) = G_m \cdot V_{ph} + I_{ds} (\text{oscuridad}) \quad (59)$$

Por lo tanto, si el fotovoltaje se mantiene con V_{gs} constante, la corriente I_{ds} bajo iluminación varía linealmente con respecto a G_m (Soberanes, 2005).

Para la figura 35a se muestra la transconductancia en función del voltaje de polarización de compuerta (V_{gs}) para diferentes valores del voltaje de drenador (V_{ds}) con y sin luz utilizando una longitud de onda de 1550 nm. Para la figura 35b se muestran los resultados a diferentes longitudes de onda 1527 nm, 1550 nm y 1563 nm.

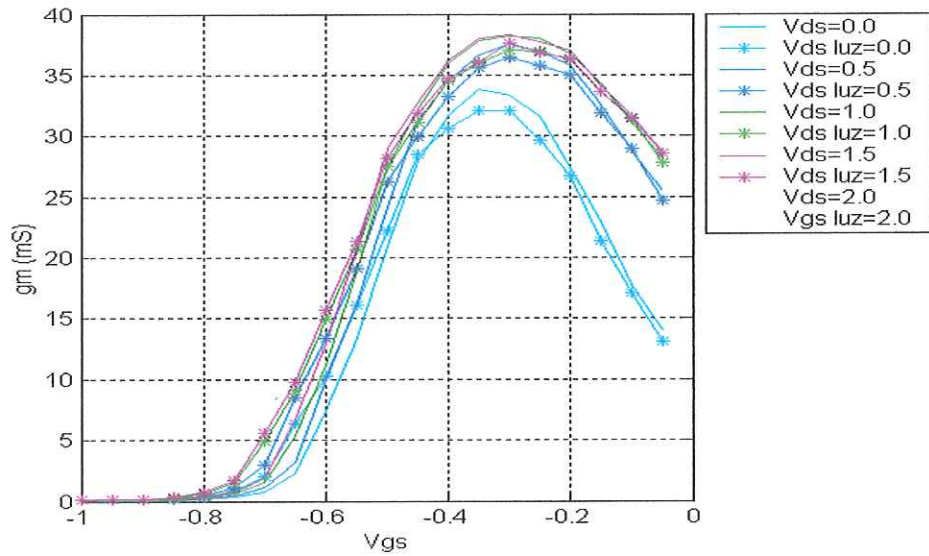


Figura 35a Transconductancia en función de la polarización en V_{gs} , las líneas sólidas representan las medidas sin luz, las líneas con asteriscos representan a las medidas con iluminación a una longitud de onda de 1550 nm.

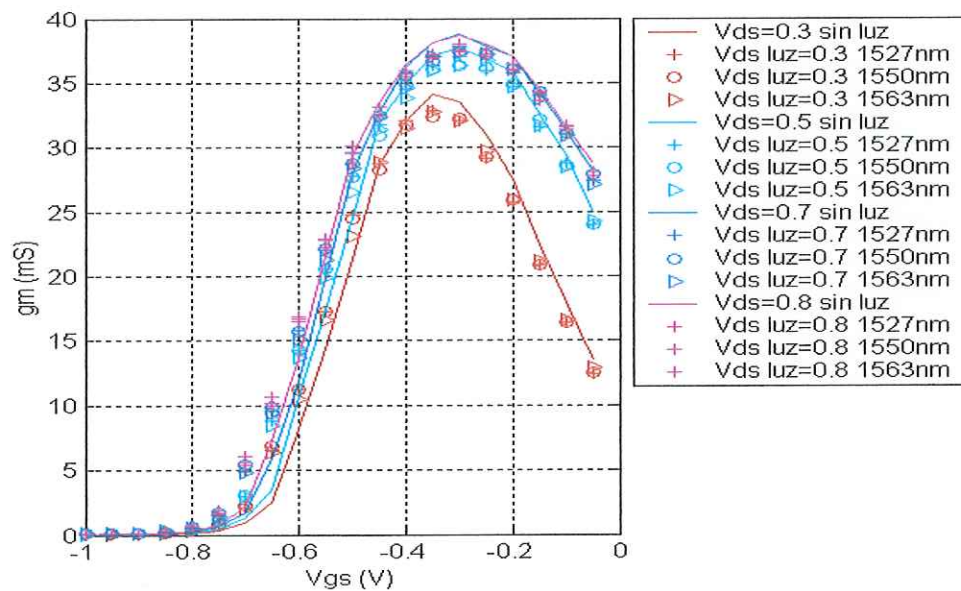


Figura 35b Transconductancia en función del voltaje V_{gs} , las líneas sólidas representan las medidas sin luz, y con iluminación la transconductancia esta representada a diferentes longitudes de onda: 1537 nm (marcadas con líneas asteriscos), 1550 nm (marcadas con círculos), 1563 nm (marcadas con triángulos) para un PHEMT de InP.

III.9 Caracterización dinámica de un transistor PHEMT de InP.

Para observar el efecto de la iluminación óptica se utilizó el banco de medición y se siguieron los pasos de la sección III.2. La caracterización en régimen dinámico consiste en aplicar una señal en el transistor haciendo un barrido en frecuencia para obtener la respuesta del dispositivo por medio de los parámetros de dispersión. Estos parámetros están relacionados con la ganancia directa del transistor, la ganancia inversa del transistor, y de su aislamiento. En la figura 36a y 36b se muestran las mediciones de los parámetros S para un transistor PHEMT de InP seleccionando la mayor transconductancia dada en el punto de polarización de $V_{gs} = -0.3\text{v}$ y para un $V_{ds} = 0.8\text{v}$, para un rango de frecuencia de 0.045Ghz hasta 20Ghz. Estas mediciones fueron realizadas con y sin iluminación óptica de un láser a una longitud de onda de 1550 nm. Este cambio se ve reflejado en el cambio que sufren los elementos intrínsecos del transistor ante el estímulo de luz recibido.

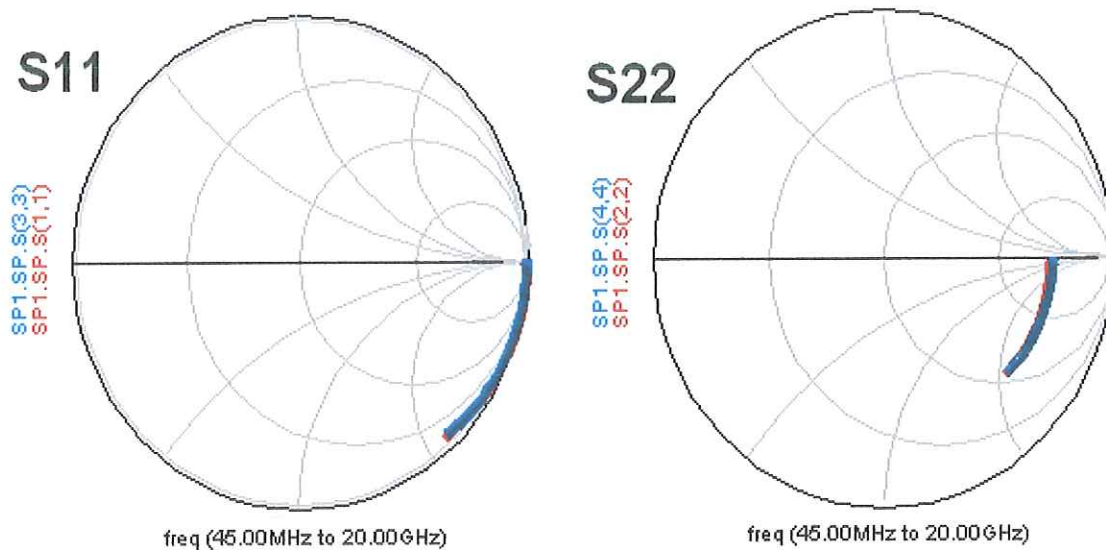


Figura 36a Parámetros S_{11} y S_{22} bajo iluminación de un diodo láser a 1550 nm utilizando un transistor PHEMT de InP polarizado con $V_{gs} = -.3\text{v}$ y $V_{ds} = 0.8\text{v}$. En oscuridad (color rojo) con iluminación óptica (color azul).

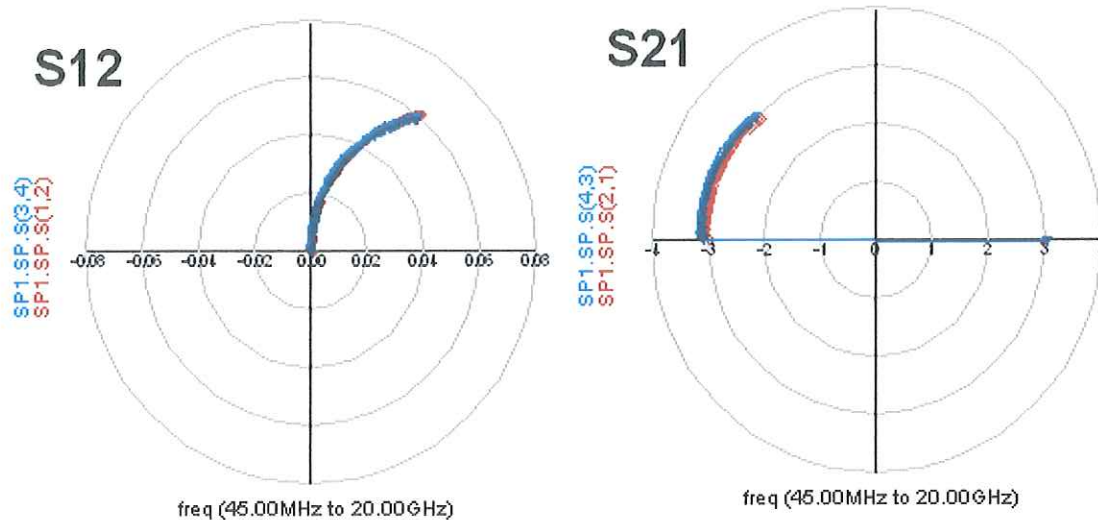


Figura 36b Parámetros S_{12} y S_{22} bajo iluminación de un diodo láser a 1550 nm utilizando un transistor PHEMT de InP polarizado con $V_{gs} = -0.3\text{V}$ y $V_{ds} = 0.8\text{V}$. En oscuridad (color rojo) con iluminación óptica (color azul).

III.10 Conclusión.

En este capítulo, se obtuvieron los elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor PHEMT de InP. Se muestra el procedimiento y el montaje experimental para obtener los elementos intrínsecos y extrínsecos bajo la influencia de iluminación óptica en tres longitudes de onda: 1527 nm, 1550 nm y 1563 nm.

Así mismo se muestra el comportamiento en régimen estático y dinámico del transistor con y sin iluminación por medio de un diodo láser.

IV. Modelado en régimen estático y en régimen dinámico del transistor de microondas PHEMT de InP.

IV.1 Introducción

Hasta ahora se han abordado los fundamentos y la caracterización estática y dinámica de un transistor PHEMT de InP considerando la influencia de la luz en el dispositivo. En este capítulo se presentan los resultados de la simulación en estática (DC), en dinámica (parámetros S), y del modelado de circuito eléctrico equivalente propuestos por diferentes autores: (Shigeo Kawasaki, 1998), (S.H. Song, 1998), (D.M. Kim, 2000). Cabe mencionar que se debe realizar un modelado para la obtención de los valores de los elementos de un circuito eléctrico equivalente para simular el comportamiento a altas frecuencias del transistor. El simulador utilizado para este trabajo es el ADVANCED DESIGN SYSTEM 2004 (ADS).

IV.2 Modelado en régimen estático

Para realizar las simulaciones en estática se tomaron las mediciones de las curvas I-V para posteriormente utilizar el modelo no lineal de Angelov y de Chen presentado en el capítulo II. En la figura 37 se muestra el diagrama esquemático para el modelado en régimen estático de Angelov y Chen utilizando el simulador de ADS (ADVANCED DESIGN SYSTEM 2004). En las figuras 38 y 39 se muestran las curvas de la corriente de drenador (I_{ds}) contra el voltaje de drenador (V_{ds}) y voltaje de compuerta (V_{gs}) para el modelo de Angelov. En la figura 40 y 41 se muestran las gráficas de la corriente de drenador (I_{ds}) contra el voltaje de drenador (V_{ds}) y voltaje de compuerta (V_{gs}) para el modelo de Chen. Los valores del circuito eléctrico equivalente tanto de los valores extrínsecos e intrínsecos se muestran en la tabla II. Los valores de las constantes utilizadas en este modelo de Angelov aparecen en la tabla III. Y en la tabla IV se muestran los valores de las constantes para el modelo de Chen.

Tabla II Elementos extrínsecos e intrínsecos del circuito eléctrico equivalente

Elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor PHEMT de Inp	
Extrínsecos	Intrínsecos ($V_{DS} = .8 \text{ V}$, $V_{GS} = -0.3 \text{ V}$)
$L_g = 67.2388 \text{ pH}$	$C_{gs} = 23.488 \text{ fF}$
$C_{pg} = 56.0826 \text{ fF}$	$C_{gd} = 5.5641 \text{ fF}$
$R_g = 1.099 \Omega$	$C_{ds} = 3.6943 \text{ fF}$
$R_s = 5.30231 \Omega$	$R_i = .168 \Omega$
$L_s = 5.32352 \text{ pH}$	
$L_d = 116.656 \text{ pH}$	
$C_{pd} = 43.9665 \text{ fF}$	
$R_d = 10.1625 \Omega$	

Tabla III. Valores de las constantes utilizadas en el modelo de Angelov para simular las curvas I-V en oscuridad del transistor PHEMT.

Constantes del modelo de Angelov utilizado para simular el transistor PHEMT	
$I_{PK} = 0.0428521$	
$V_{PK} = 0.296628$	
$\lambda = 0.668011$	
$\alpha_0 = 15.1563$	
$P_1 = 2.9618$	$P_4 = 6.76103$
$P_2 = 2.34449$	$P_5 = 1.29203$
$P_3 = 3.18862$	$P_6 = 1.51563$

Tabla IV. Valores de las constantes utilizadas en el modelo de Chen para simular las curvas I-V en oscuridad del transistor PHEMT.

Constantes del modelo de Chen utilizado para simular el transistor HEMT de InP		
$I_{PK} = 0.035147$		
$V_k = 0.09971$		
$\lambda = 0.046748$		
$a_{00} = 0715468$	$a_{20} = 0140985$	$a_{40} = .007961$
$a_{01} = 0284523$	$a_{21} = .0850165$	$a_{41} = .075051$
$a_{02} = 0119851$	$a_{22} = -.043273$	$a_{42} = .0113362$
$a_{10} = .00968438$	$a_{30} = -0.0746517$	
$a_{11} = .00926985$	$a_{31} = .0055321$	
$a_{12} = -.0442146$	$a_{32} = 0322344$	

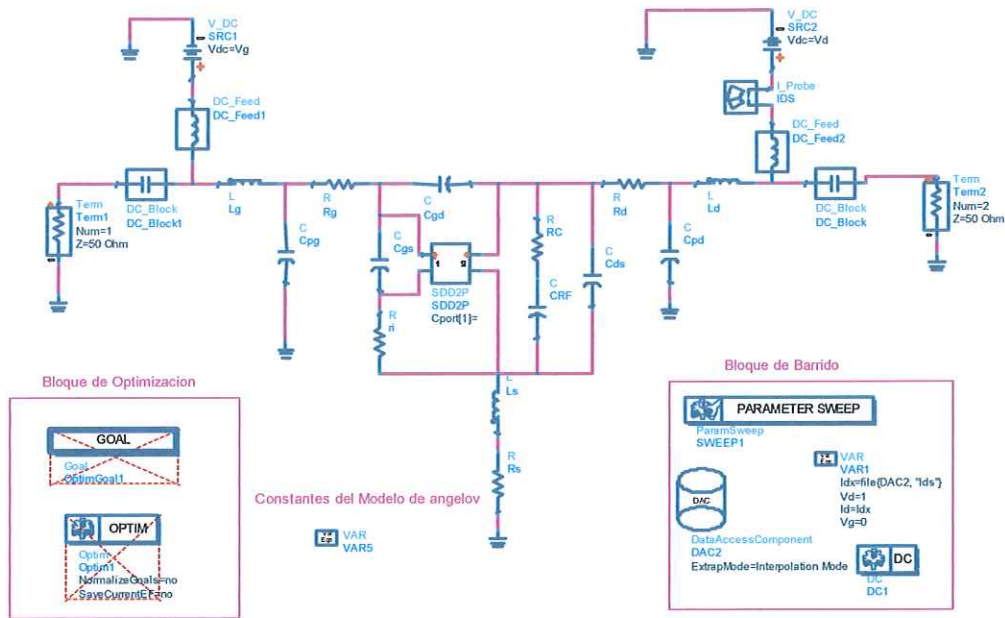


Figura 37 diagrama esquemático utilizado para simular las curvas I-V de Angelov y Chen.

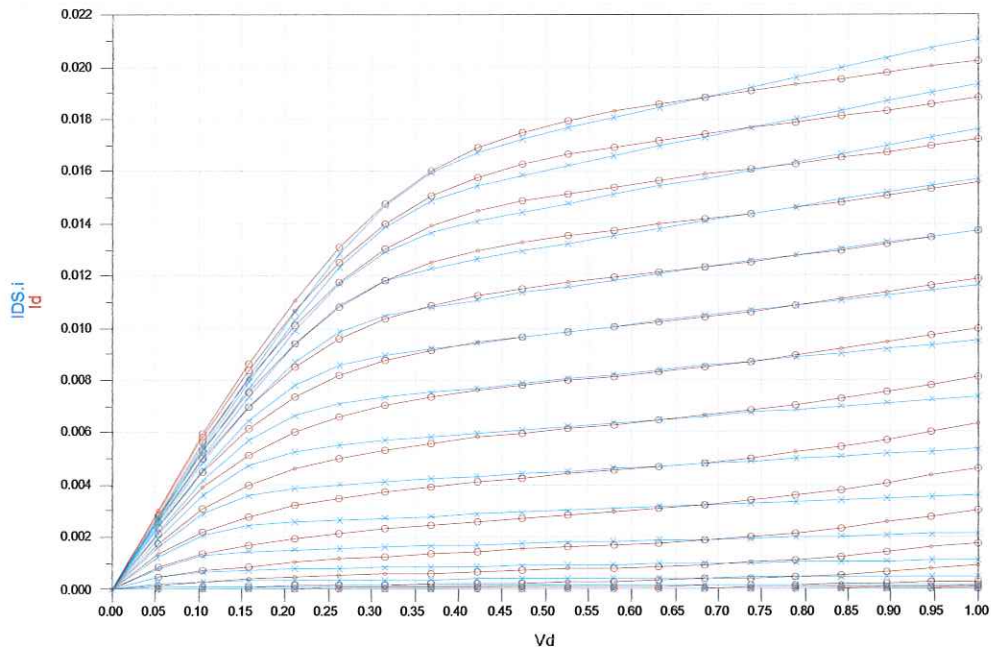


Figura 38 Curvas I_{DS} - V_{DS} medidas y simuladas del transistor PHEMT, para los voltajes V_{GS} de -1 V a -0.1 V en pasos de 0.1 V. Medidas sin iluminación (marcadas con círculos rojos) y simuladas con el modelo de Angelov (marcadas con asteriscos azules).

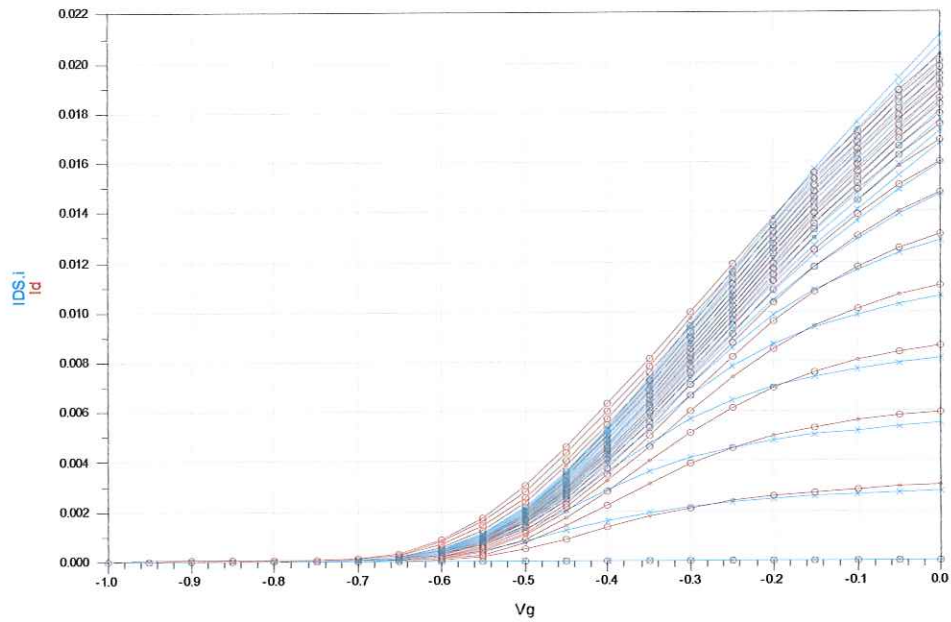


Figura 39. Curvas $I_{DS}-V_{GS}$ medidas y simuladas del transistor PHEMT de InP, para los voltajes V_{DS} de 0 V a 1 V en pasos de 0.1 V. Medidas sin iluminación (círculos rojos) y simuladas con el modelo de Angelov (con asteriscos azul).

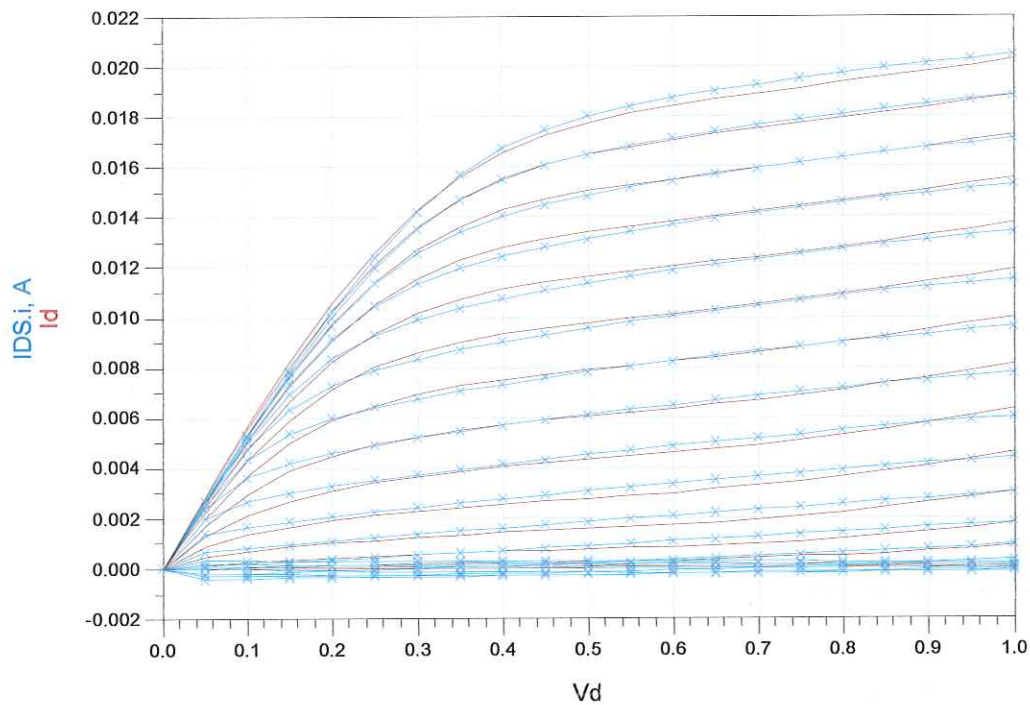


Figura 40 Curvas $I_{DS}-V_{DS}$ medidas y simuladas del transistor PHEMT, para los voltajes V_{GS} de -1 V a -0.1 V en pasos de 0.01 V. Medidas sin iluminación (líneas rojas) y simuladas con el modelo de Chen (asteriscos azules).

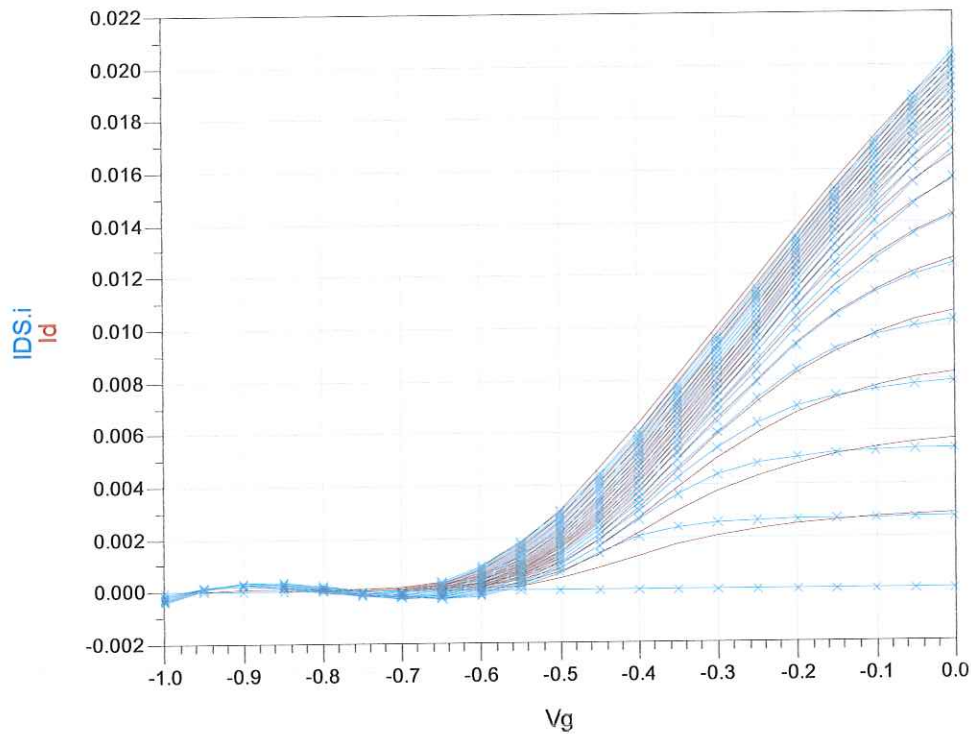
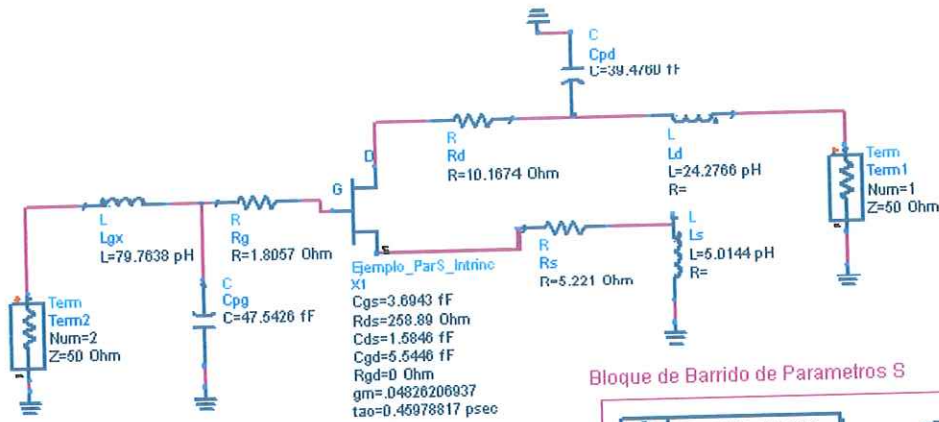


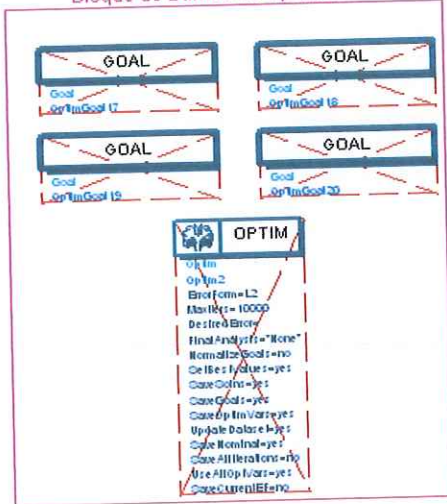
Figura 41. Curvas $I_{DS}-V_{GS}$ medidas y simuladas del transistor PHEMT de InP, para los voltajes V_{DS} de 0 V a 1 V en pasos de 0.01 V. Medidas sin iluminación (líneas rojas) y simuladas con el modelo de Chen (asteriscos azul).

IV.3 Modelado en régimen dinámico

Para realizar las simulaciones en dinámica se tomaron las mediciones de los parámetros S en el punto de polarización donde se tiene la mayor ganancia ($V_{GS} = -0.3\text{V}$ y $V_{DS} = 0.8\text{V}$), para posteriormente utilizar el modelo de circuito eléctrico equivalente utilizando los valores de la tabla II. Se obtuvieron los parámetros S simulados y medidos por medio del circuito eléctrico equivalente utilizado en el simulador ADS (ADVANCED DESIGN SYSTEM 2004) mostrado en la figura 42. En la figura 43 se muestran las curvas medidas de parámetros S con y sin iluminación.



Bloque de Barrido de Optimización



Bloque de Barrido de Parametros S

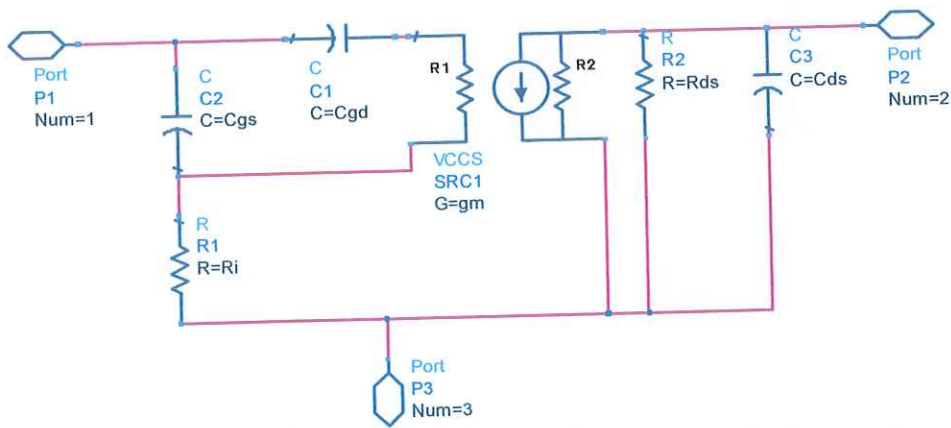
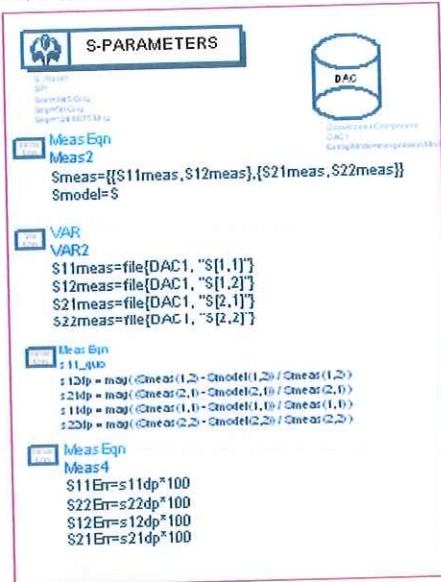


Figura 42. Diagrama esquemático utilizado en el simulador ADS (ADVANCED DESING SYSTEM 2004) para simular las mediciones con y sin iluminación utilizando los parámetros S.

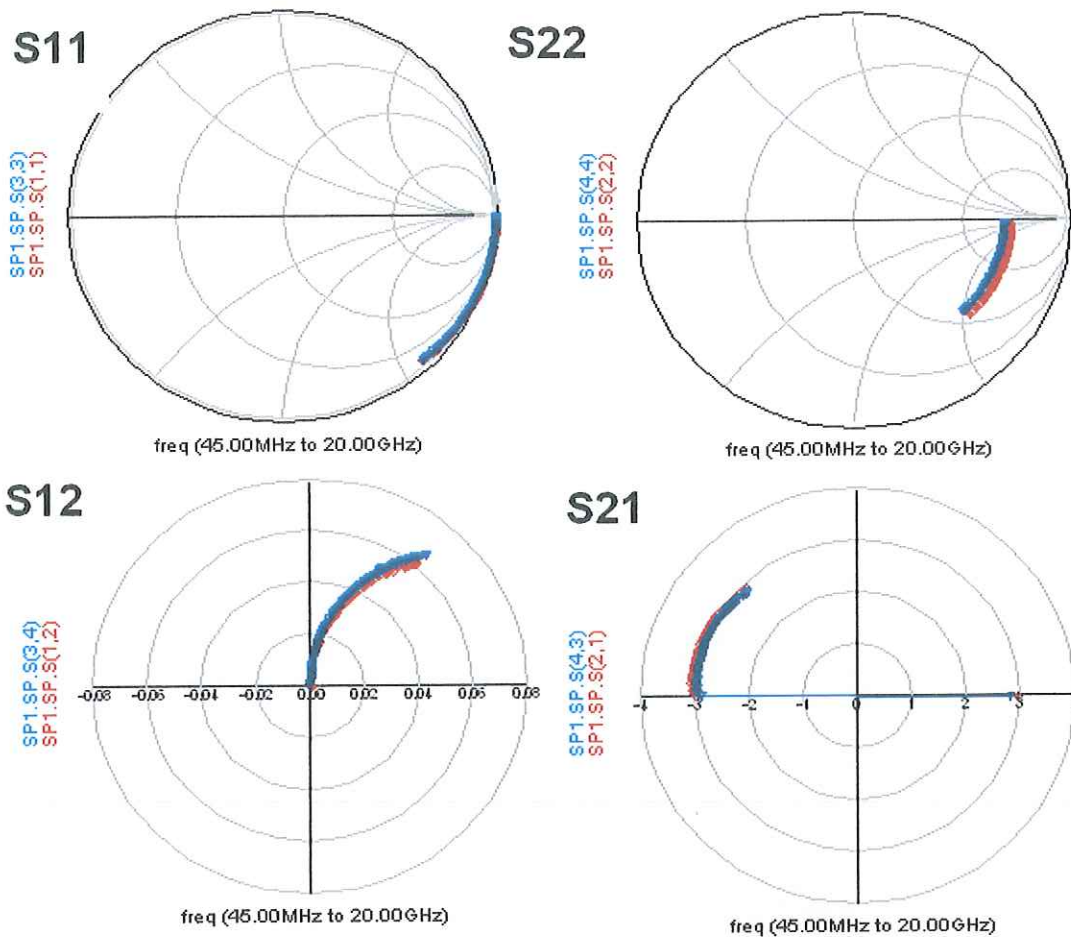


Figura 43 Comparación de datos medidos con y sin iluminación en el punto de polarización de $V_{ds} = 0.8v$ y $V_{gs} = -0.3v$. Las mediciones sin iluminación (marcadas con círculos rojos), mediciones con iluminación (triángulos azules).

IV.3.1 Comparación de datos medidos y simulados sin iluminación

A continuación se muestra la comparación de datos medidos y simulados en el punto de polarización de $V_{ds} = 0.8v$ y $V_{gs} = -0.3v$ sin iluminación con el objetivo de verificar el modelo de circuito de eléctrico equivalente sin luz mostrado en la figura 7. En la figura 42 se muestra el diagrama utilizado en el simulador de ADS (ADVANCED DESIGN SYSTEM 2004) para comprobar las mediciones realizadas sin iluminación utilizando parámetros S y en la figura 44 se muestran los resultados de los datos medidos y simulados sin iluminación.

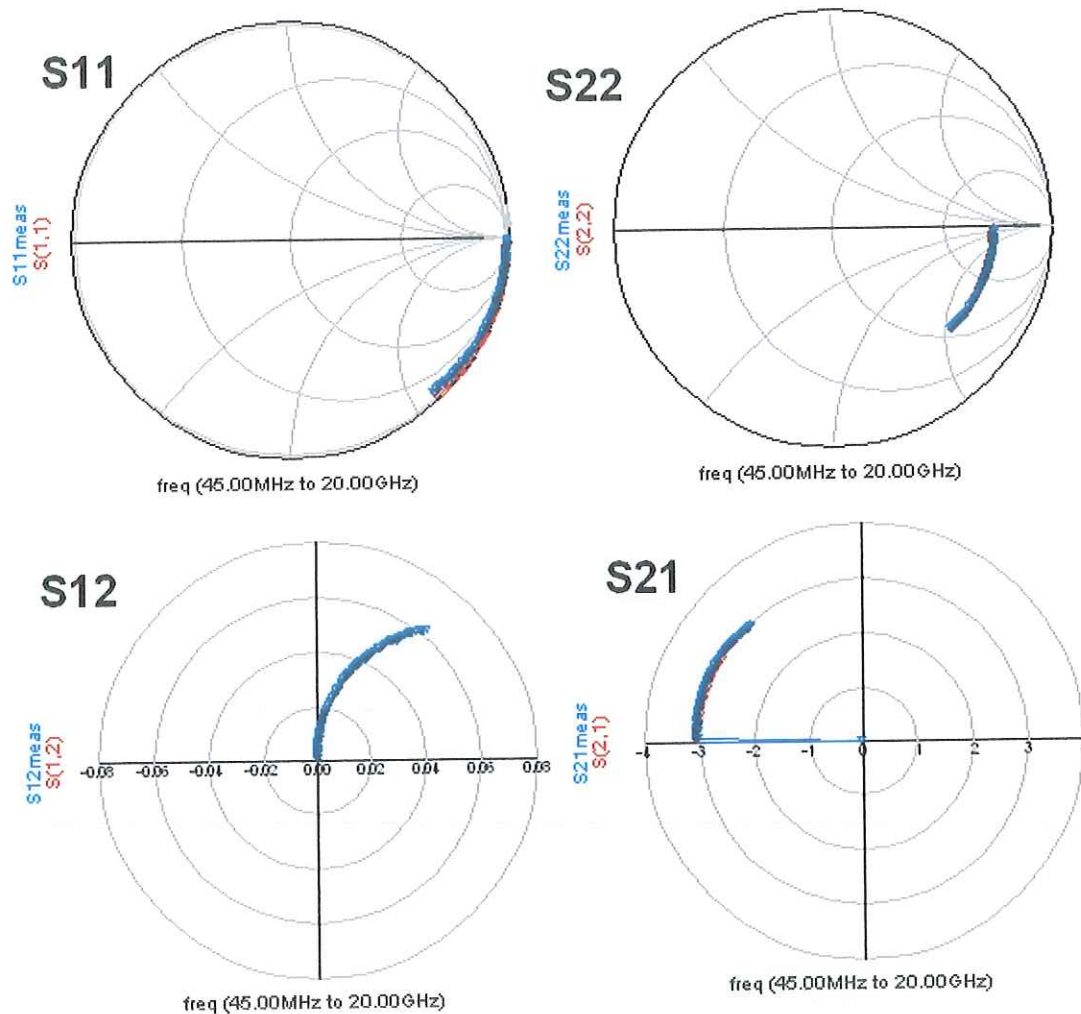


Figura 44 Parámetros S de 45 MHz a 20 GHz medidos sin iluminación. Simulados (marcados con círculos rojos) y medidos (marcados con signos triángulos azules)

IV.3.2 Comparación de datos medidos y simulados bajo iluminación

A continuación se muestra la comparación de datos medidos y simulados en el punto de polarización de $V_{ds} = 0.8\text{v}$ y $V_{gs} = -0.3\text{v}$ con iluminación con el objetivo de observar el cambio que sufren los transistores de InP al estar bajo iluminación utilizando el circuito eléctrico equivalente de la figura 7. En la figura 42 se muestra el diagrama utilizado en el simulador de ADS (ADVANCED DESIGN SYSTEM 2004) para comparar las mediciones realizadas con

iluminación utilizando los parámetros S y en la figura 45 se muestran los resultados de la simulación observando un cambio significativo en los parámetros S_{22} , S_{21} .

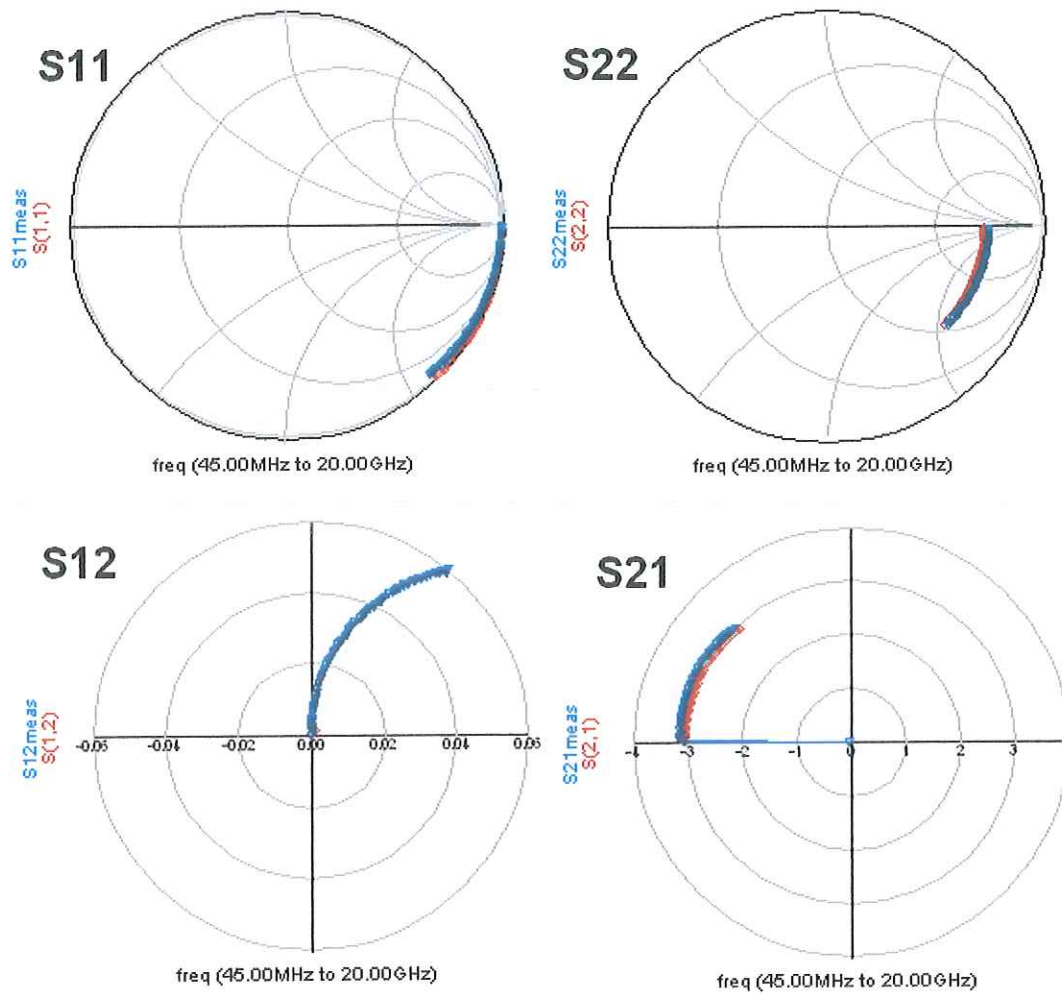


Figura 45 Parámetros S de 45 MHz a 20 GHz medidos bajo iluminación a una longitud de onda de 1550 nm. Simulados (marcados con círculos rojos) y medidos (marcados con signos triángulos azules)

IV.4 Modelos de circuito eléctrico equivalente bajo iluminación óptica

IV.4.1 Introducción

En recientes trabajos de investigación se ha utilizado al transistor como simple fotodetector teniendo resultados de esta operación principalmente por el efecto fotovoltaico y fotoconductor. De esta forma, es conveniente que estos fenómenos ópticos sean representados por un circuito eléctrico equivalente.

El modelado en circuito eléctrico equivalente bajo iluminación óptica permite evaluar su desempeño y explorar posibles aplicaciones en sistemas integrados controlados por señales ópticas (S. H. Song, 1998). Se hace una evaluación de simulaciones para tres modelos de circuito eléctrico equivalente aplicados a las mediciones del transistor PHEMT de InP bajo iluminación en pequeña señal (parámetros S). Se toman en cuenta las variaciones ópticas de las capacitancias compuerta-fuente C_{GS} y compuerta-drenador, C_{GD} , la transconductancia G_M y la resistencia drenador a fuente R_{ds} con el objetivo de tener una mejor descripción del efecto que sufren los transistores al ser iluminados con un dispositivo láser.

IV.4.2 Modelo propuesto por Shigeo Kawasaki

El modelo propuesto toma en cuenta las variaciones ópticas agregando una resistencia llamada R_{opt} y una capacitancia llamada C_{opt} en paralelo con la capacitancia drenador-fuente C_{ds} . Estos elementos son agregados al ser observados desde un punto de vista físico de la estructura del dispositivo ya que cuando el transistor es iluminado hay un flujo de corriente en la región del sustrato haciendo disminuir la anchura de la barrera y mostrando así la presencia del efecto fotovoltaico interno, también estos parámetros incluidos son debido a la diferencia que encuentra en la parte real de los parámetros Y_{22} y Y_{21} . Entonces tomando en cuenta estos dos factores Shigeo Kawasaki propone el circuito eléctrico equivalente para pequeña señal bajo iluminación mostrado en la figura 46 (Shigeo Kawasaki, 1998).

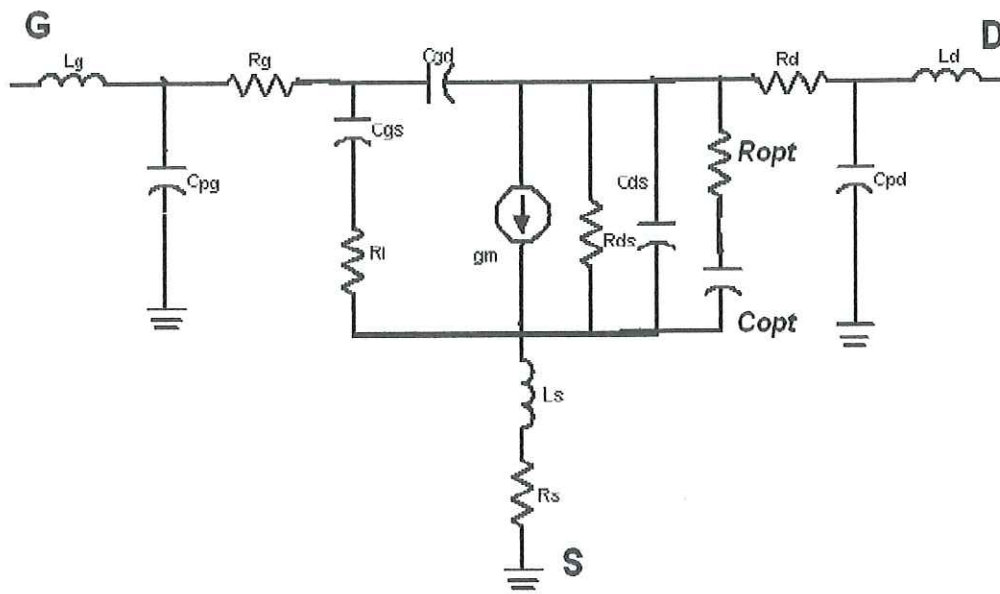
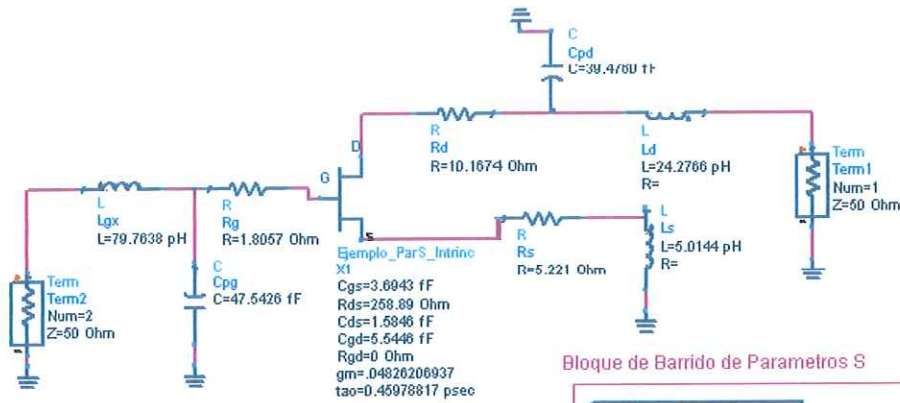


Figura 46 Circuito eléctrico equivalente propuesto por shigeo Kawasaki para modelar al transistor bajo iluminación en pequeña señal.

En la figura 47 se muestra el modelo propuesto por shigeo Kawasaki en el simulador ADS (ADVANCED DESIGN SYSTEM 2004) para modelar los parámetros S del transistor utilizando los datos medidos bajo iluminación. Para determinar el valor de R_{opt} y C_{opt} se determinaron valores iniciales y posteriormente se optimizaron los valores del modelo propuesto bajo iluminación en el simulador. En la tabla V se muestran los valores para el circuito eléctrico equivalente con y sin iluminación. Donde se puede notar claramente el cambio que sufren algunos parámetros bajo la presencia de iluminación óptica (marcados en color gris). Finalmente, en la figura 48 se muestran los resultados de las simulaciones del modelo propuesto en pequeña señal utilizando las mediciones bajo iluminación.



Bloque de Barrido de Parametros S

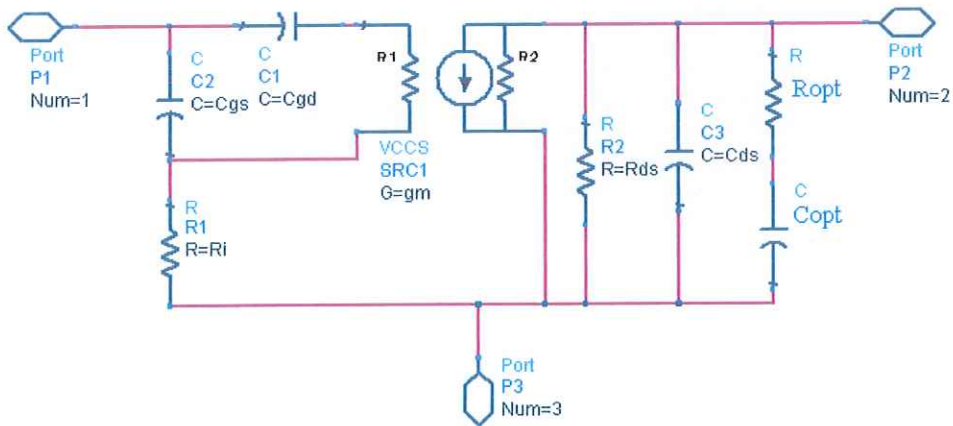
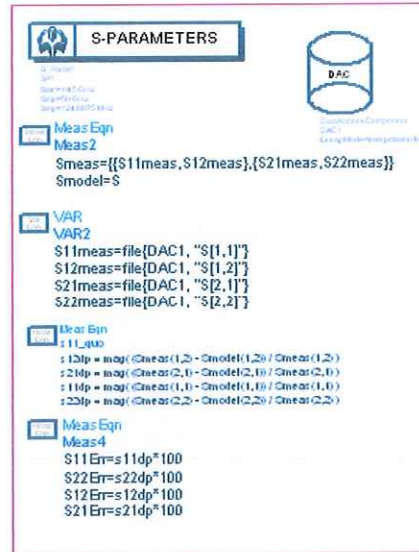
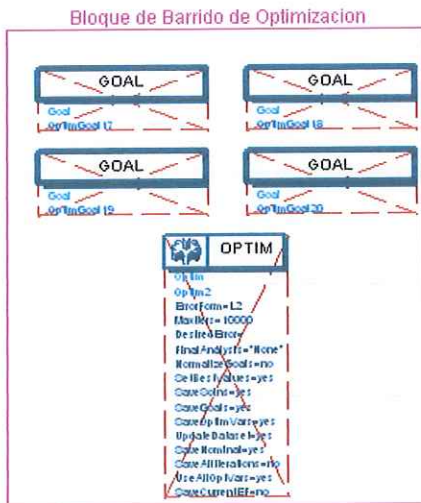


Figura 47. Diagrama esquemático utilizado en el simulador ADS (ADVANCED DESING SYSTEM 2004) para simular las mediciones con Iluminación utilizando el modelo de Shigeo Kawasaki.

Tabla V Elementos extrínsecos e intrínsecos del circuito eléctrico equivalente con y sin iluminación utilizando el modelo de Shigeo Kawasaki.

Elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor PHEMT de Inp	
Sin Iluminación	Con iluminación
Extrínsecos	Extrínsecos
$R_d = 10.1674 \Omega$	$R_d = 10.1674 \Omega$
$R_s = 5.221 \Omega$	$R_s = 5.82276 \Omega$
$R_g = 1.80575 \Omega$	$R_g = 1.9477 \Omega$
$L_g = 79.76388 \text{ pH}$	$L_g = 79.7638 \text{ pH}$
$L_s = 5.01448 \text{ pH}$	$L_s = 5.01448 \text{ pH}$
$L_d = 24.2766 \text{ pH}$	$L_d = 66.1341 \text{ pH}$
$C_{pd} = 39.47607 \text{ fF}$	$C_{pd} = 39.7130 \text{ fF}$
$C_{pg} = 47.5426 \text{ fF}$	$C_{pg} = 47.5426 \text{ fF}$
intrínsecos	intrínsecos
$g_m = 46.19 \text{ mS}$	$g_m = 48.23 \text{ mS}$
$R_{ds} = 258.89 \Omega$	$R_{ds} = 245.254 \Omega$
$C_{ds} = 1.5846 \text{ fF}$	$C_{ds} = 1.5838 \text{ fF}$
$C_{gd} = 5.5446 \text{ fF}$	$C_{gd} = 5.5446 \text{ fF}$
$C_{gs} = 3.69435 \text{ fF}$	$C_{gs} = 33.6943 \text{ fF}$
	$R_{opt} = 99.89 \Omega$
	$C_{opt} = 2.7206 \text{ fF}$

Cabe señalar que los datos sombreados en la tabla V denotan el cambio que sufren los parámetros bajo la presencia de iluminación óptica.

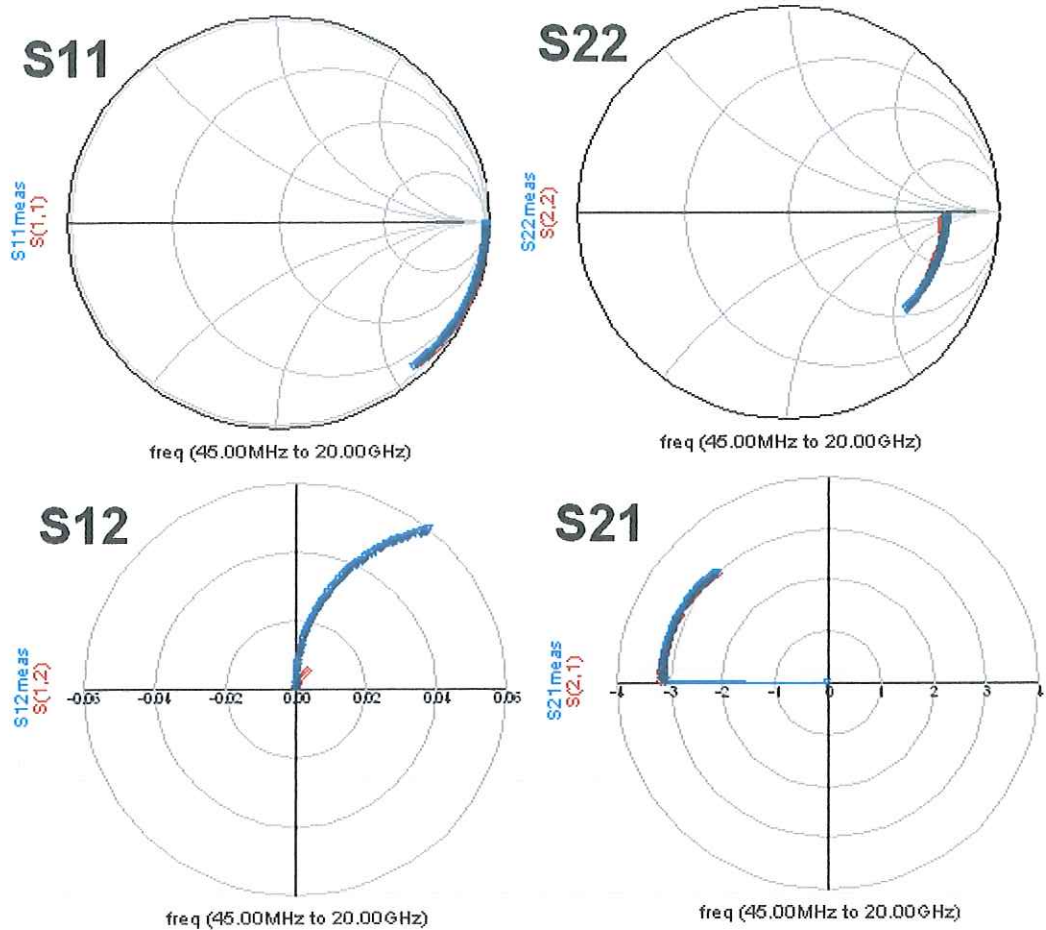


Figura 48 Parámetros S de 45 MHz a 20 GHz medidos en el transistor PHEMT de InP iluminado con un diodo láser a 1550 nm utilizando el modelo de Shigeo Kawasaki. Simulados (marcados con círculos rojos) y medidos (marcados con signos triángulos azules).

IV.4.3 Modelo propuesto por S.H. Song bajo iluminación

El modelo describe de una mejor manera el comportamiento del PHEMT bajo iluminación óptica en base a consideraciones y experimentos observados. Song propone un circuito eléctrico equivalente como se muestra en la figura 49. Donde incluye nuevos parámetros en el modelo llamados capacitancias ópticas de difusión (Copt) y una transconductancia óptica (gmopt) el cual solamente depende de de la entrada óptica. Las capacitancias ópticas (Copt) se agregan ya que el tiempo de tránsito de los portadores son limitados por la longitud del canal afectados principalmente por el exceso de portadores

generados en la capa canal, estos nuevos parámetros se encuentran en paralelo a las capacitancias C_{gs} y C_{ds} del modelo de circuito eléctrico convencional. En este modelo al igual que las capacitancias, las resistencias parásitas son reducidas debido al exceso de portadoras generadas ópticamente los cuales son causadas por el incremento del efecto fotovoltaico y fotoconductorivo (S.H. Song, 1998).

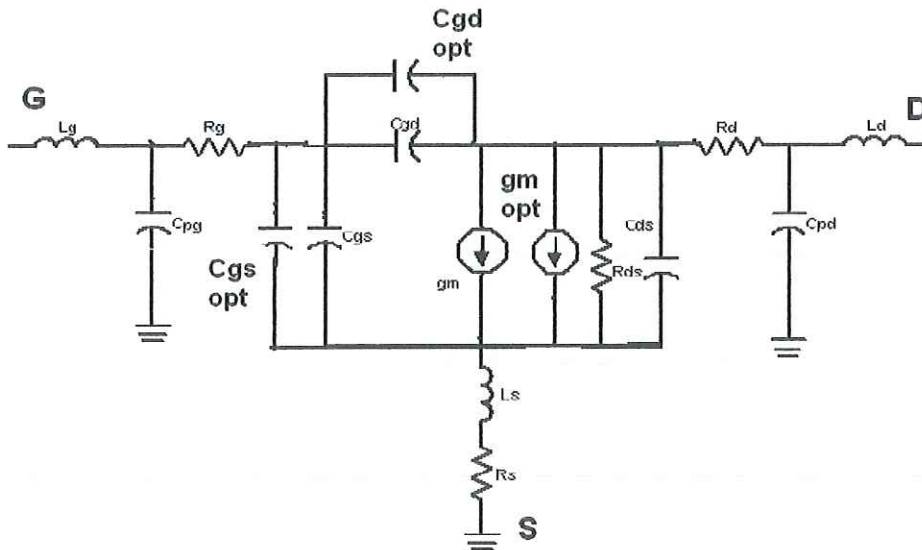
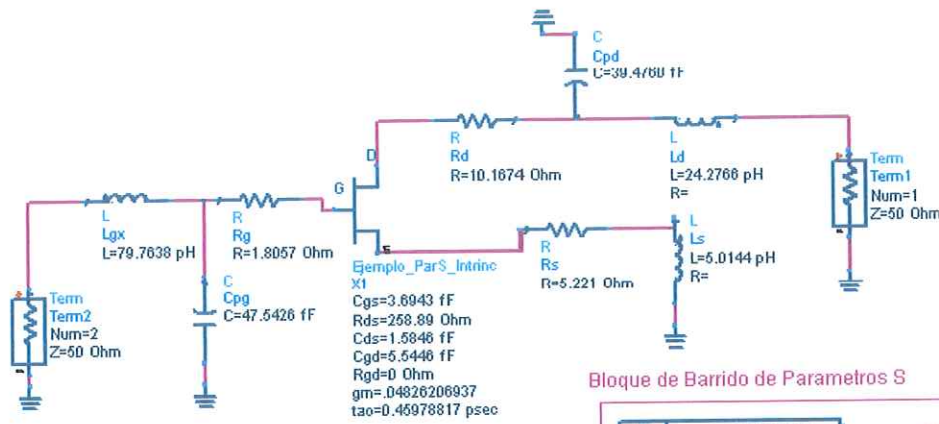


Figura 49 Circuito eléctrico equivalente propuesto por S.H. Song para modelar al transistor bajo iluminación en pequeña señal.

En la figura 50 se muestra el modelo propuesto por S.H. Song en el simulador ADS (ADVANCED DESIGN SYSTEM 2004). Para modelar los parámetros S del transistor utilizando los datos medidos bajo iluminación. En principio, se obtuvieron los parámetros de circuito eléctrico equivalente convencional mostrado en la tabla VI. En base a los parámetros obtenidos sin iluminación se determinaron las capacitancias C_{opt} (C_{gs_opt} y C_{gd_opt}) proponiendo valores iniciales y optimizando los valores del modelo propuesto bajo iluminación en un simulador. En la tabla VI se muestran los valores del circuito eléctrico equivalente con iluminación. Utilizando el modelo propuesto se observa claramente una reducción en el valor de las resistencias parásitas de drenador y compuerta y así como también los nuevos parámetros agregados C_{gs_opt} y C_{gd_opt} . Finalmente, en la figura 51 se muestran los resultados de las simulaciones para parámetros S del modelo propuesto para pequeña señal.



Bloque de Barrido de Parametros S

Bloque de Barrido de Optimizacion

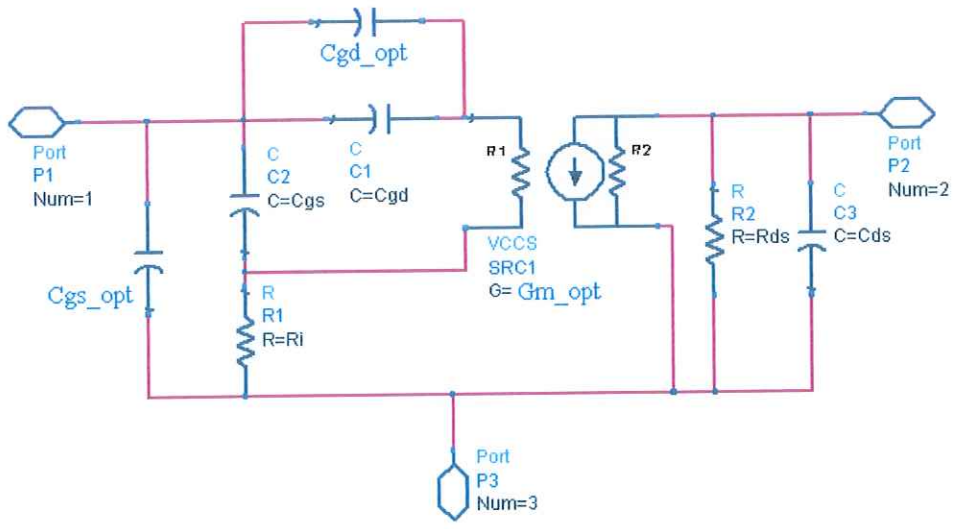
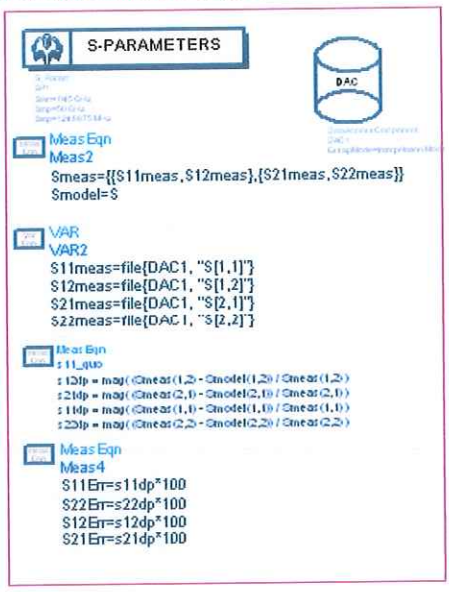
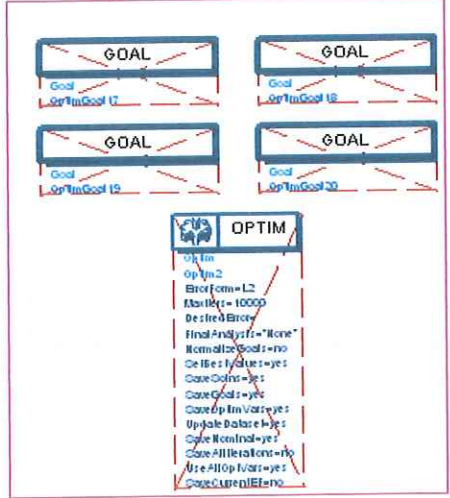


Figura 50. Diagrama esquemático utilizado en el simulador ADS (ADVANCED DESING SYSTEM 2004) para simular las mediciones con Iluminación utilizando el modelo de D. H. Song.

Tabla VI Elementos extrínsecos e intrínsecos del circuito eléctrico equivalente con y sin iluminación utilizando el modelo de D.H. Song

Elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor PHEMT de Inp	
Sin Iluminación	Con iluminación
Extrínsecos	Extrínsecos
$R_d = 10.1674 \Omega$	$R_d = 7.52115 \Omega$
$R_s = 5.221 \Omega$	$R_s = 5.82276 \Omega$
$R_g = 1.80575 \Omega$	$R_g = 1.58662 \Omega$
$L_g = 79.76388 \text{ pH}$	$L_g = 79.7638 \text{ pH}$
$L_s = 5.01448 \text{ pH}$	$L_s = 5.01448 \text{ pH}$
$L_d = 24.2766 \text{ pH}$	$L_d = 24.2766 \text{ pH}$
$C_{pd} = 39.47607 \text{ fF}$	$C_{pd} = 39.4607 \text{ fF}$
$C_{pg} = 47.5426 \text{ fF}$	$C_{pg} = 47.5426 \text{ fF}$
intrínsecos	intrínsecos
$g_m = 46.19 \text{ mS}$	$g_m = 48.23 \text{ mS}$
$R_{ds} = 258.89 \Omega$	$R_{ds} = 258.89 \Omega$
$C_{ds} = 1.5846 \text{ fF}$	$C_{ds} = 1.5838 \text{ fF}$
$C_{gd} = 5.5446 \text{ fF}$	$C_{gd} = 5.5446 \text{ fF}$
$C_{gs} = 3.69435 \text{ fF}$	$C_{gs} = 3.6943 \text{ fF}$
	$C_{gs_opt} = 30.1241 \text{ fF}$
	$C_{gd_opt} = 15.17243 \text{ fF}$

Cabe señalar que los datos sombreados en la tabla VI denotan el cambio que sufren los parámetros bajo la presencia de iluminación óptica.

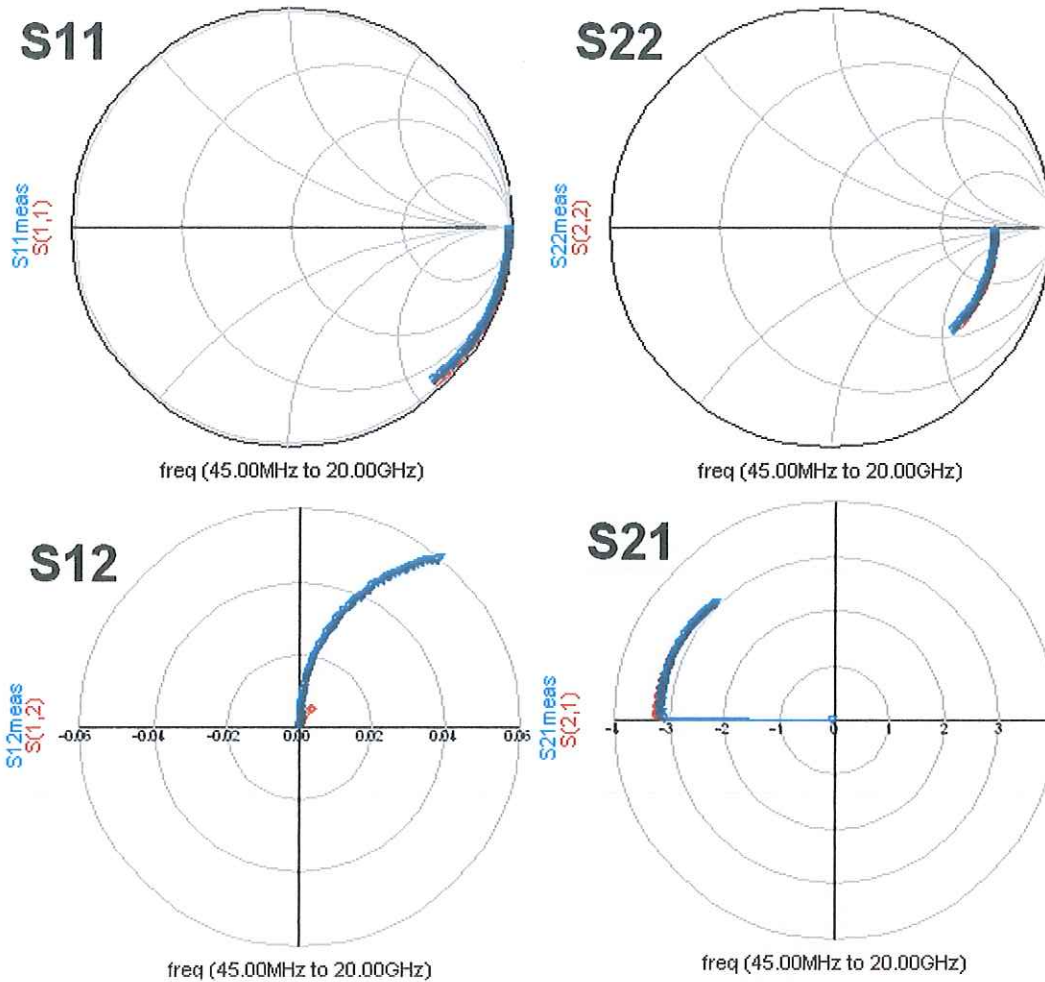


Figura 51 Parámetros S de 45 MHz a 20 GHz medidos con iluminación utilizando el modelo de S.H. Song. Simulados (marcados con círculos rojos) y medidos (marcados con signos triángulos azules).

IV.4.4 Modelo propuesto por D. M. KIM bajo iluminación

Este modelo está basado principalmente en el efecto fotoconductor debido al incremento que se ejerce al incidir iluminación al transistor generando un aumento en la concentración de portadores y las capacitancias parásitas, las cuales son controladas predominando el efecto fotovoltaico para un punto de polarización en específico. Basándose en el modelo convencional para pequeña señal D.H. Kim propone un modelo de circuito eléctrico equivalente

considerando las variaciones características de los parámetros bajo simulación óptica extendiendo el circuito como se muestra en la figura 52, incluyendo los parámetros dependientes a la potencia óptica (g_{m_p} , C_{gs_p} , C_{gd_p} , r_{ds_p} y r_{gl}) con el objetivo principal de tener una mejor descripción de comportamiento que sufre el PHEMT bajo iluminación. (D. M. Kim, 2000).

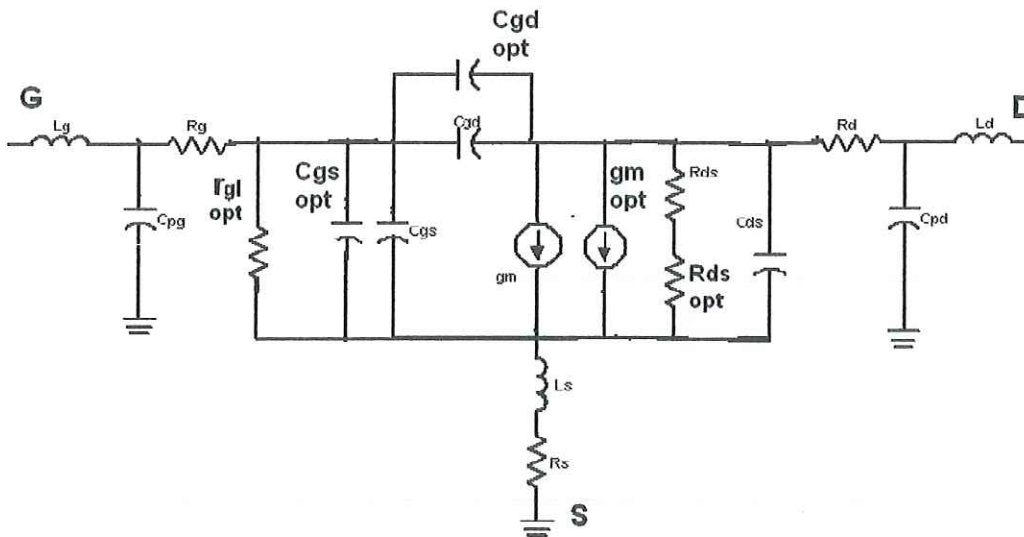


Figura 52 Circuito eléctrico equivalente propuesto por S.H. Song para modelar al transistor bajo iluminación en pequeña señal.

En la figura 53 se muestra el circuito equivalente propuesto por D. M. KIM en el simulador ADS (ADVANCED DESIGN SYSTEM 2004) para modelar los parámetros S del transistor bajo iluminación. Para determinar los parámetros incluidos al modelo: C_{gs_p} , C_{gd_p} , r_{ds_p} y r_{gl} , se determinaron valores iniciales y posteriormente se optimizaron. En la tabla VII se muestran los valores del circuito eléctrico equivalente con y sin iluminación utilizando el modelo propuesto, y en la figura 54 se muestran los resultados de las simulaciones del modelo propuesto para pequeña señal.

Tabla VII Elementos extrínsecos e intrínsecos del circuito eléctrico equivalente con y sin iluminación utilizando el modelo de D. M. KIM.

Elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor PHEMT de Inp	
Sin Iluminación	Con iluminación
Extrínsecos	Extrínsecos
$R_d = 10.1674 \Omega$	$R_d = 10.1674 \Omega$
$R_s = 5.221 \Omega$	$R_s = 5.221 \Omega$
$R_g = 1.80575 \Omega$	$R_g = 9.37937 \Omega$
$L_g = 79.76388 \text{ pH}$	$L_g = 79.7638 \text{ pH}$
$L_s = 5.01448 \text{ pH}$	$L_s = 5.01448 \text{ pH}$
$L_d = 24.2766 \text{ pH}$	$L_d = 24.2766 \text{ pH}$
$C_{pd} = 39.47607 \text{ fF}$	$C_{pd} = 39.47607 \text{ fF}$
$C_{pg} = 47.5426 \text{ fF}$	$C_{pg} = 47.5426 \text{ fF}$
intrínsecos	intrínsecos
$g_m = 46.19 \text{ mS}$	$g_m = 48.23 \text{ mS}$
$R_{ds} = 258.89 \Omega$	$R_{ds} = 258.89 \Omega$
$C_{ds} = 1.5846 \text{ fF}$	$C_{ds} = 1.5846 \text{ fF}$
$C_{gd} = 5.5446 \text{ fF}$	$C_{gd} = 5.5446 \text{ fF}$
$C_{gs} = 3.69435 \text{ fF}$	$C_{gs} = 3.69435 \text{ fF}$
	$R_{ds_opt} = 2.8243 \Omega$
	$R_{gl_opt} = 4890.2 \Omega$
	$C_{gs_opt} = 32.7927 \text{ fF}$
	$C_{gd_opt} = 28.819 \text{ fF}$

Cabe señalar que los datos sombreados en la tabla VII denotan el cambio que sufren los parámetros bajo la presencia de iluminación óptica.

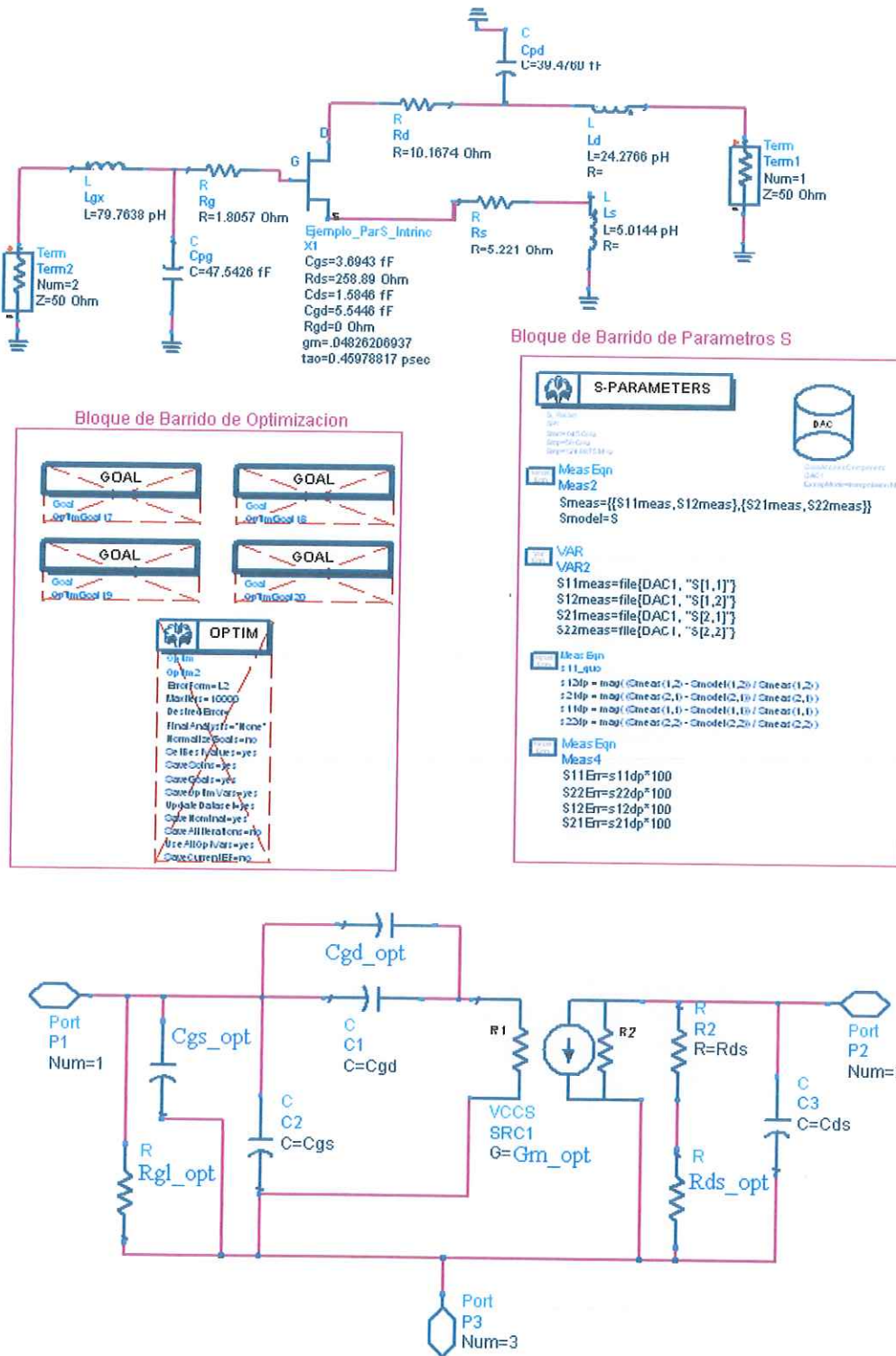


Figura 53. Diagrama esquemático utilizado en el simulador ADS (ADVANCED DESING SYSTEM 2004) para simular las mediciones con Iluminación utilizando el modelo de D. M. KIM.

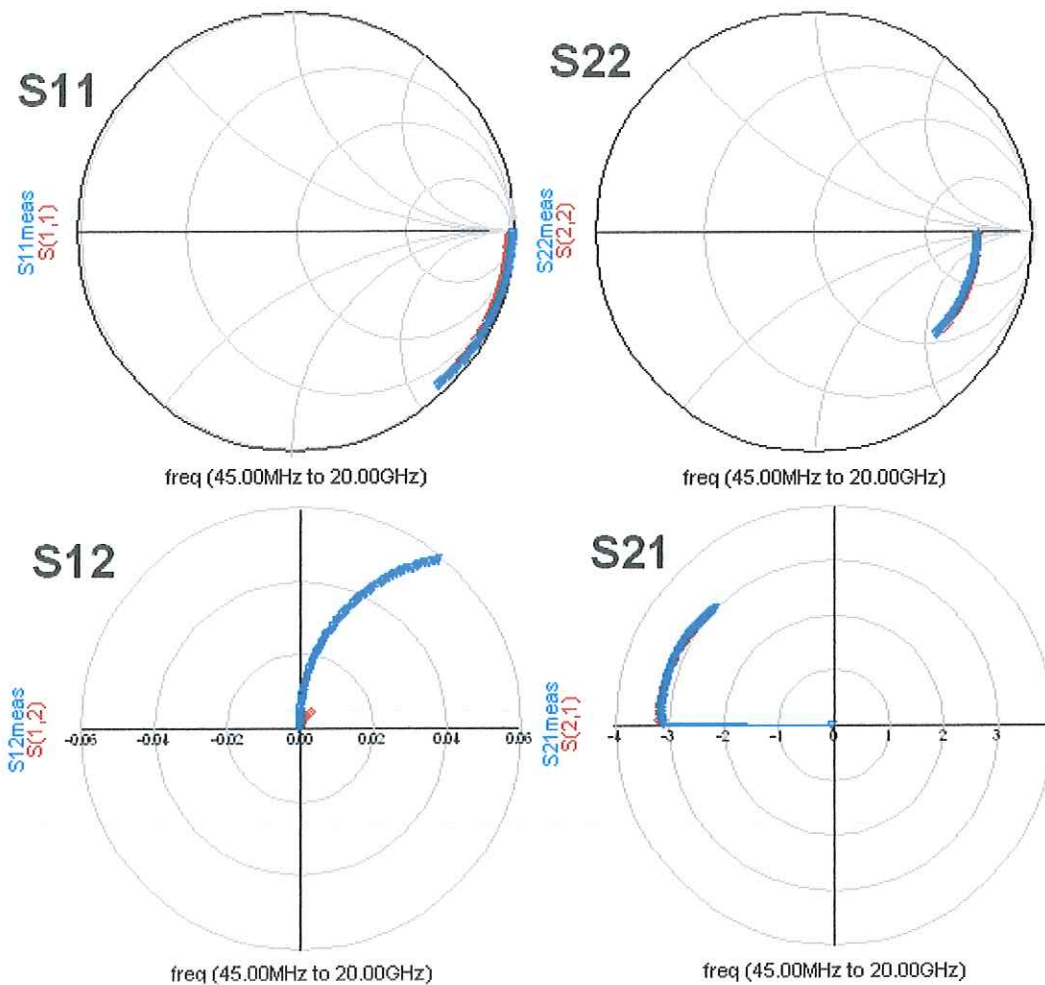


Figura 54 Parámetros S de 45 MHz a 20 GHz medidos con iluminación utilizando el modelo de D. M. KIM. Simulados (marcados con círculos rojos) y medidos (marcados con triángulos azules).

IV.4.5 Modelo convencional en pequeña señal con y sin iluminación

En las secciones anteriores se observó que diferentes autores agregaban elementos al circuito eléctrico equivalente convencional para mostrar el comportamiento que sufren los transistores. Sin embargo, ahora se muestra la simulación utilizando el circuito eléctrico equivalente de la figura 7. En la figura 42 se muestra el diagrama esquemático utilizado para simular las mediciones con iluminación.

Como se puede observar en la tabla VIII existen diferencias entre los parámetros intrínsecos y extrínsecos con y sin iluminación utilizando el modelo de circuito eléctrico equivalente convencional. En la figura 55 se muestran las graficas de parámetros S medidos y simulados con iluminación.

Tabla VIII Elementos extrínsecos e intrínsecos del modelo de circuito eléctrico equivalente convencional con y sin iluminación.

Elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor PHEMT de Inp	
Sin Iluminación	Con iluminación
Extrínsecos	Extrínsecos
$R_d = 10.1674 \Omega$	$R_d = 10.1674 \Omega$
$R_s = 5.221 \Omega$	$R_s = 6.535 \Omega$
$R_g = 1.80575 \Omega$	$R_g = 1.66781 \Omega$
$L_g = 79.76388 \text{ pH}$	$L_g = 83.886 \text{ pH}$
$L_s = 5.01448 \text{ pH}$	$L_s = 5.01448 \text{ pH}$
$L_d = 24.2766 \text{ pH}$	$L_d = 66.1341 \text{ pH}$
$C_{pd} = 39.47607 \text{ fF}$	$C_{pd} = 39.7130 \text{ fF}$
$C_{pg} = 47.5426 \text{ fF}$	$C_{pg} = 53.3173 \text{ fF}$
intrínsecos	intrínsecos
$g_m = 46.19 \text{ mS}$	$g_m = 48.23 \text{ mS}$
$R_{ds} = 258.89 \Omega$	$R_{ds} = 253.57 \Omega$
$C_{ds} = 1.5846 \text{ fF}$	$C_{ds} = 1.7367 \text{ fF}$
$C_{gd} = 5.5446 \text{ fF}$	$C_{gd} = 25.846 \text{ fF}$
$C_{gs} = 3.69435 \text{ fF}$	$C_{gs} = 25.846 \text{ fF}$

Cabe señalar que los datos sombreados en la tabla VIII denotan el cambio que sufren los parámetros bajo la presencia de iluminación óptica.

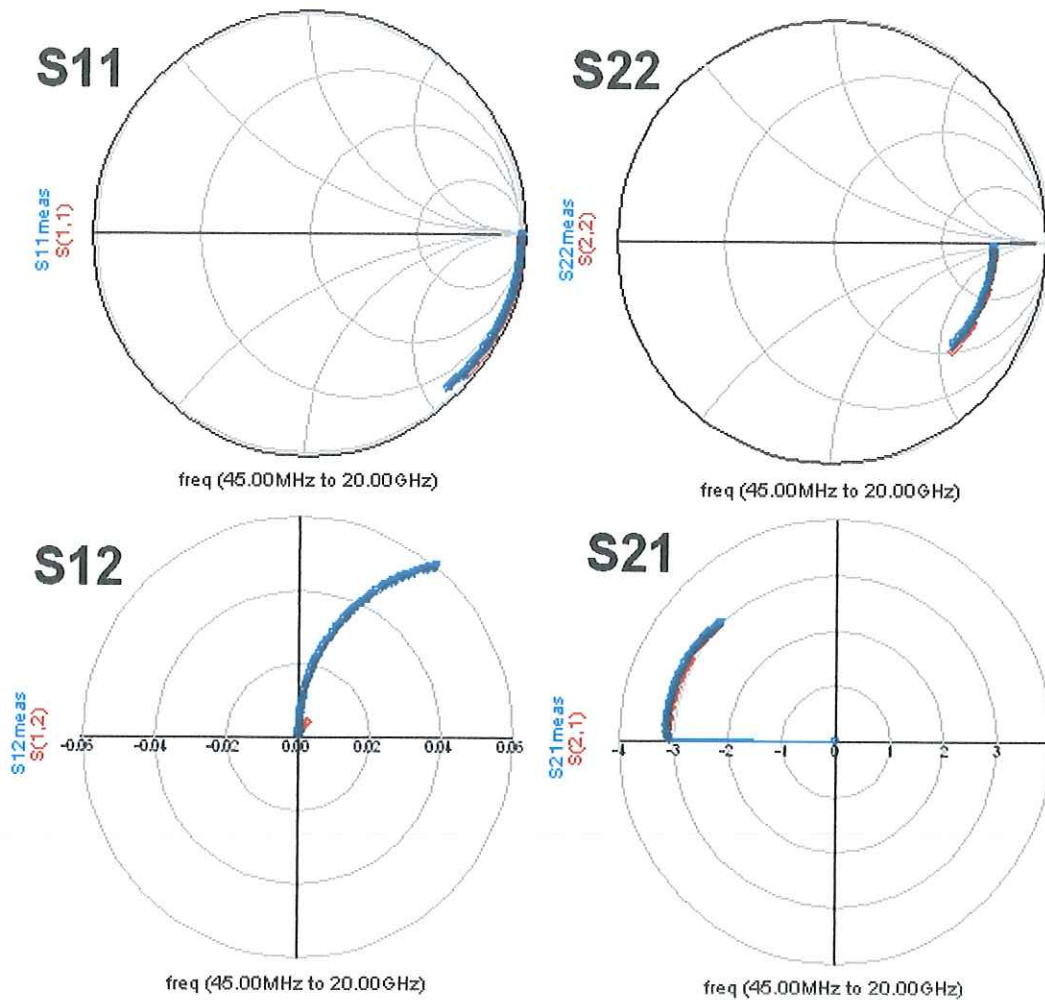


Figura 55 Parámetros S de 45 MHz a 20 GHz medidos con iluminación utilizando el modelo de circuito eléctrico equivalente convencional de. Simulados (círculos rojos) y medidos (triángulos azules).

IV.5 Conclusión.

Se ha mostrado en el presente capítulo el modelado del transistor PHEMT de InP. Se modeló el comportamiento no lineal de la respuesta en corriente - voltaje en DC con los modelos de Angelov y de Chen mostrando un mejor ajuste el modelo de Chen bajo iluminación. Por otro lado, se evaluaron tres modelos de circuito eléctrico equivalente para pequeña señal (Shigeo Kawasaki, S.H. Song, D.M. Kim), observándose que el modelo propuesto por S.H. Song muestra un circuito equivalente más adecuado al transistor PHEMT de InP.

V Caracterización en régimen estático y dinámico de transistores PHEMT iluminados con láser a longitudes de onda de 850 nm y 1550 nm.

V.1 Introducción

En este capítulo se muestra una comparación de datos medidos en DC, estática, y RF, dinámica, con y sin iluminación para un transistor PHEMT de InP a una longitud de onda de 1550 nm y un transistor PHEMT de GaAs a una longitud de onda de 850 nm. Los datos del transistor de GaAs se presentan en la tesis titulada "Modelado y simulación de Osciladores Opto eléctricos a base de PHEMT's" (Fong Mata, 2006).

V.2 Curvas de corriente de drenador en función de los voltajes de polarización

V.2.1 Curvas de corriente de drenador en función del voltaje de drenador

A continuación se presentan resultados de la caracterización en estática, donde se muestran las características I_{ds} (V_{ds}) para los transistores PHEMT de InP y GaAs bajo condiciones de iluminación. Las figuras 56a y 56b muestran la corriente drenador-fuente (I_{ds}) en función del voltaje drenador-fuente (V_{ds}) para los transistores PHEMT, a diferentes voltajes de compuerta-fuente (V_{gs}). Las líneas con asteriscos corresponden al transistor iluminado y las líneas continuas corresponden al transistor sin iluminación.

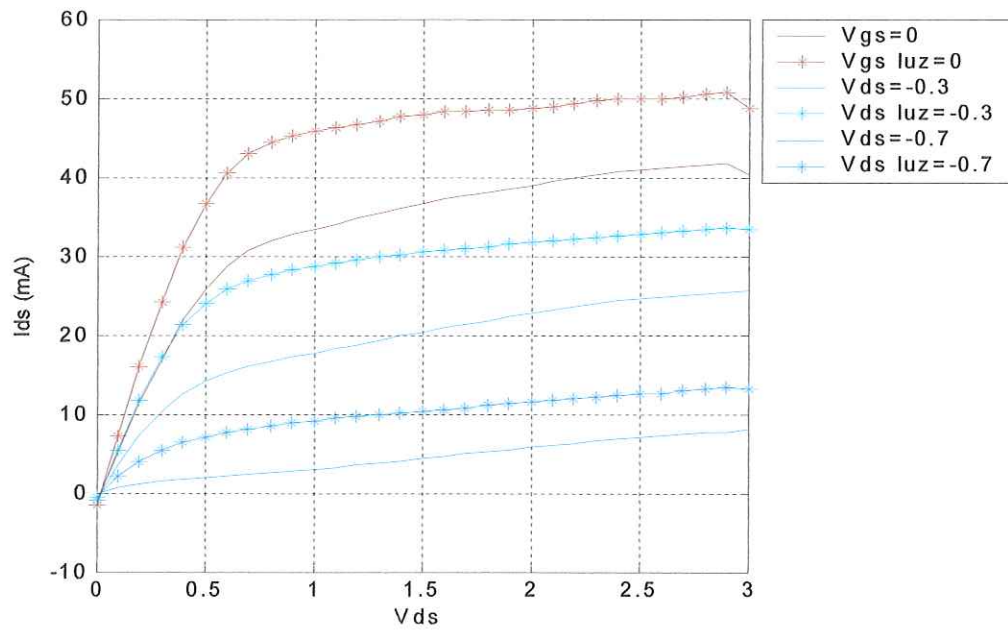


Figura 56a. Curvas I_{ds} - V_{ds} de un transistor PHEMT de GaAs. En oscuridad (líneas sólidas) y bajo iluminación con luz láser de longitud de onda de 850 nm y potencia óptica de 1 mW (líneas con asteriscos).

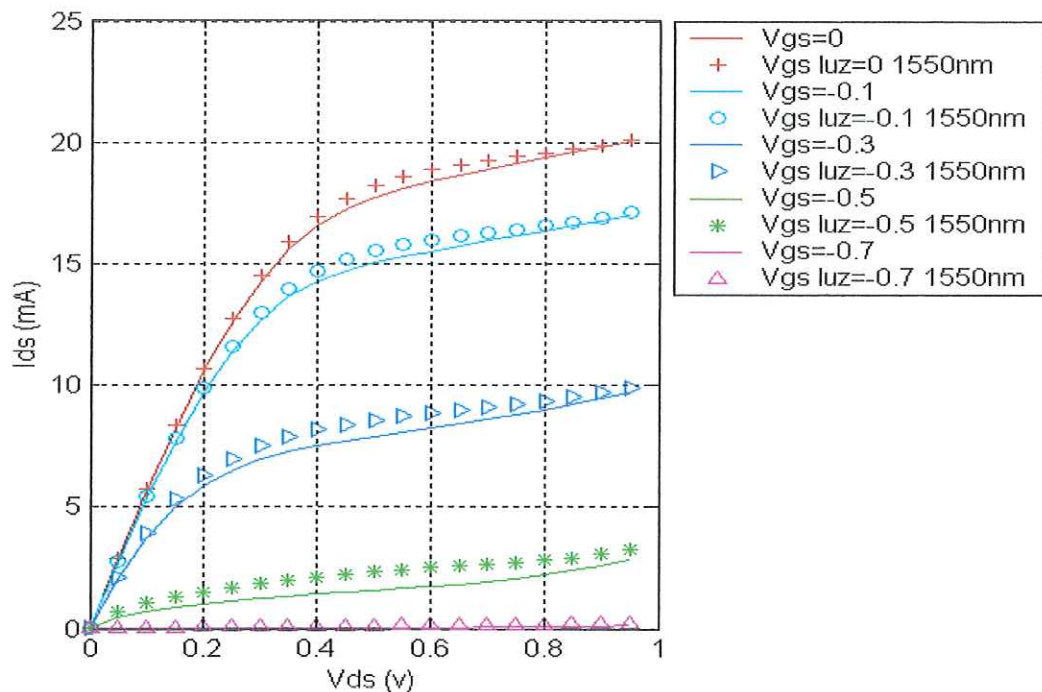


Figura 56b. Curvas I_{ds} - V_{ds} de un transistor PHEMT de InP. En oscuridad (líneas sólidas) y bajo iluminación con luz láser de longitud de onda de 1550 nm (líneas marcadas con diferentes figuras).

Como se observa en las figuras 56a y 56b, al hacer incidir luz al transistor, su corriente drenador-fuente (I_{ds}) aumenta, siendo este aumento mayor en la región de saturación que en la región óhmica. Este aumento de corriente es más notorio para voltajes de V_{gs} más positivos y V_{ds} cerca del codo de las características I-V. Con el láser a $\lambda=850$ nm y el transistor PHEMT de GaAs se obtuvo cambio de corriente I_{ds} de 10 mA, mientras que con el láser a $\lambda=1550$ nm y el transistor PHEMT de InP el cambio fue de 1 mA. Cabe mencionar que no se suministró la misma potencia óptica en ambos casos.

V.2.2 Curvas de corriente de drenador en función del voltaje de compuerta

A continuación se muestran las características de I_{ds} (V_{gs}) para los transistores PHEMT de InP y GaAs bajo condiciones de iluminación. En las figuras 57a y 57b se muestra la corriente drenador-fuente (I_{ds}) en función del voltaje compuerta-fuente (V_{gs}) para diferentes voltajes de drenador-fuente (V_{ds}). Las líneas con signos corresponden al transistor iluminado y las líneas continuas corresponden al transistor sin iluminación.

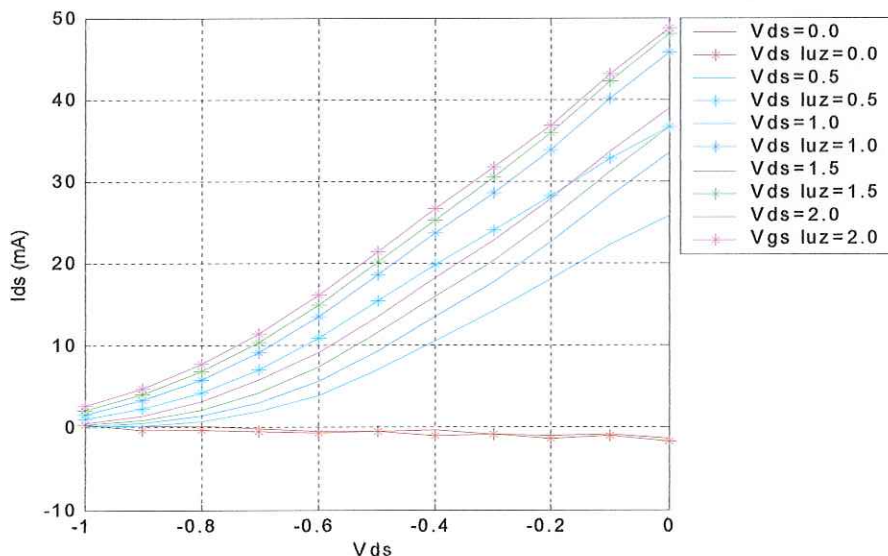


Figura 57a Curvas de I_{ds} Vs V_{gs} para un PHEMT de GaAs. Las líneas sólidas son sin iluminación y las líneas con asteriscos bajo iluminación del láser con una longitud de onda de 850 nm y potencia de óptica de 1 mW.

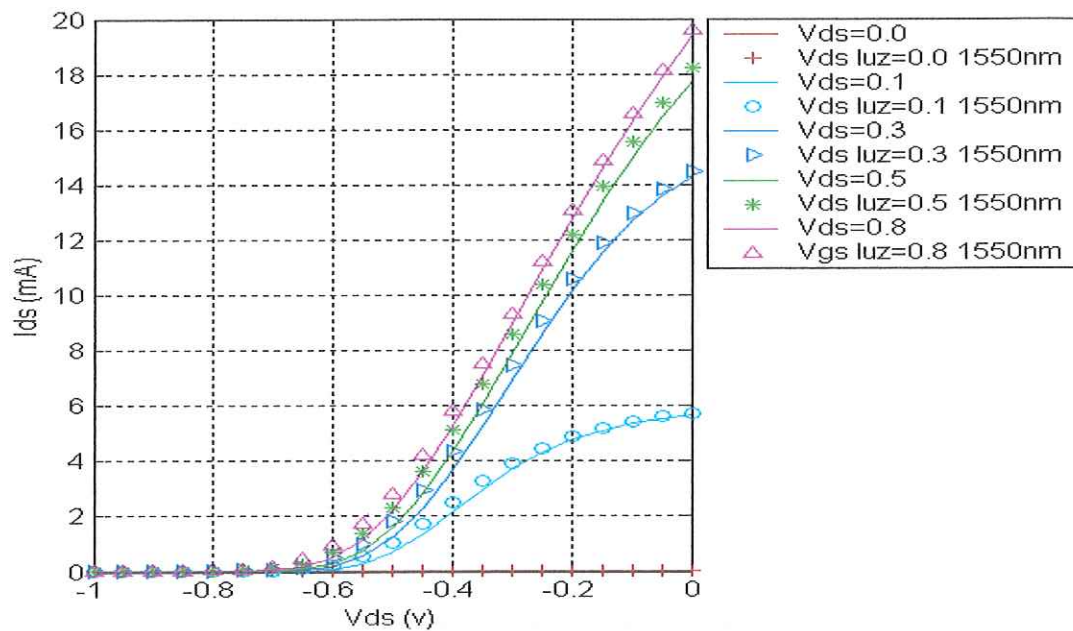


Figura 57b Curvas de I_{ds} Vs V_{gs} para un PHEMT de InP. Las líneas sólidas son sin iluminación y las líneas con asteriscos son bajo iluminación del láser con una longitud de onda de 1550 nm.

Como se observa en la figura 57a y 57b, bajo condiciones de iluminación presenta una característica a simple vista la cual consiste en un desplazamiento a la izquierda haciendo así que el transistor se bloquee con un voltaje de umbral más negativo. Para el transistor PHEMT de GaAs y una longitud de onda de $\lambda=850$ nm es más notable este desplazamiento que para el transistor PHEMT de InP a una longitud de onda de $\lambda=1550$ nm debido a que la corriente fue de mayor ganancia en este.

V.3 Fotocorriente en función de los voltajes de polarización

IV.3.1 Fotocorriente en función del voltaje de drenador

En las figuras 58a y 58b se observa la fotocorriente en función del voltaje de drenador (V_{ds}) aplicado a dos transistores PHEMT uno de material GaAs a una longitud de onda de 830 nm y otro de InP a una longitud de onda de 1550 nm.

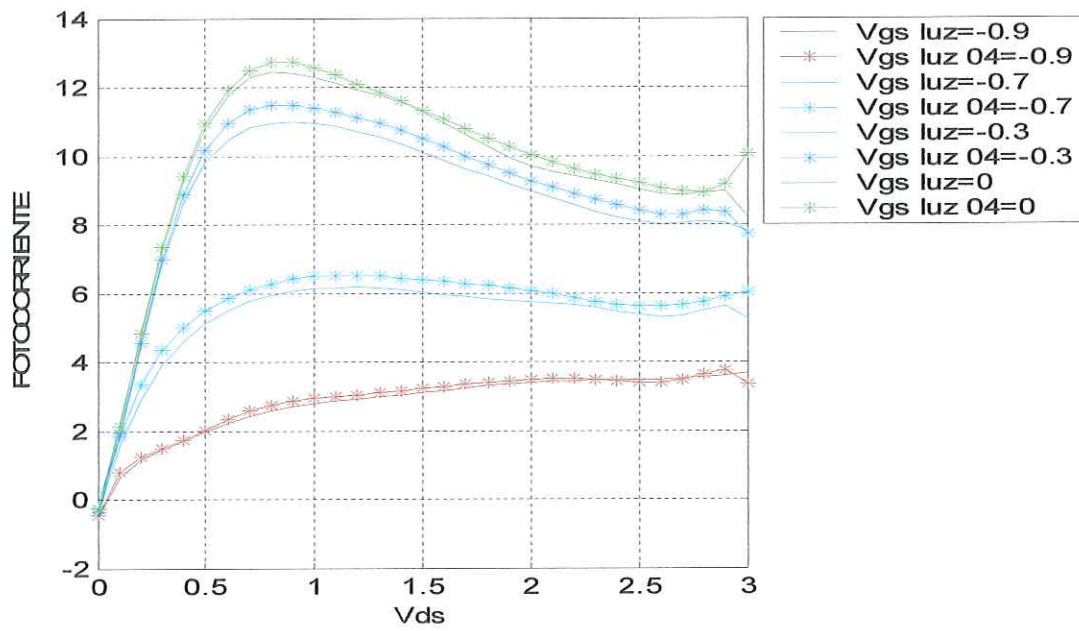


Figura 58a Curvas características de la fotocorriente en función del voltaje de polarización V_{ds} bajo iluminación con luz láser de 830 nm para una potencia óptica de 1 mW (líneas sólidas) y para una potencia óptica de 4 mW (líneas con asteriscos) para un transistor PHEMT de InP

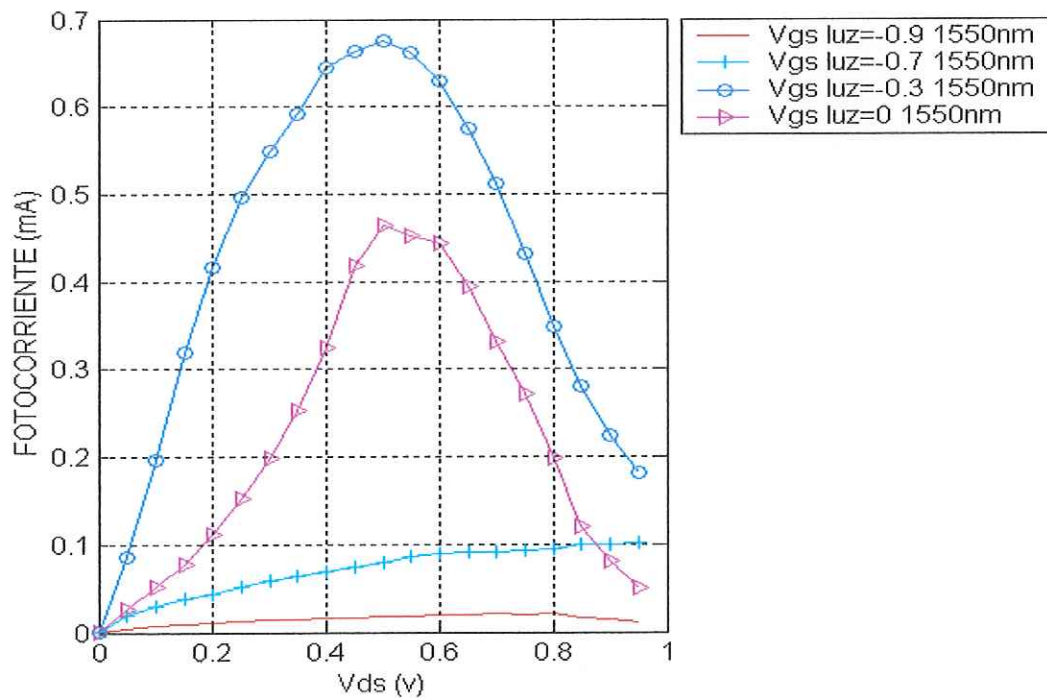


Figura 58b Curvas características de la fotocorriente en función de del voltaje de polarización V_{ds} bajo iluminación con luz láser de 1550 nm.

Observando las figuras 58a y 58b se tiene que los transistores presentan una fotorespuesta positiva. En la región lineal del transistor PHEMT de GaAs la fotocorriente aumenta hasta que llega al punto máximo y después de pasar por este punto inicia la región de saturación manteniendo a la corriente sin mucha variación. Para el transistor PHEMT de InP la fotocorriente aumenta hasta llegar al inicio de la región de saturación y al ir avanzando por esta región tiende a disminuir.

V.3.2 Fotocorriente en función del voltaje de compuerta.

En la figura 59a se grafica la fotocorriente presentada en un transistor de GaAs en función del voltaje de V_{gs} para 2 potencias ópticas donde las líneas sólidas representan a la fotocorriente para una potencia óptica de 1 mW y las líneas con asteriscos representan a la fotocorriente para una potencia óptica de 4 mW y longitud de onda de 850 nm. En la figura 59b se grafica la Fotocorriente en función del voltaje de V_{gs} a una potencia óptica para un PHEMT de InP y a una longitud de onda de 1550 nm.

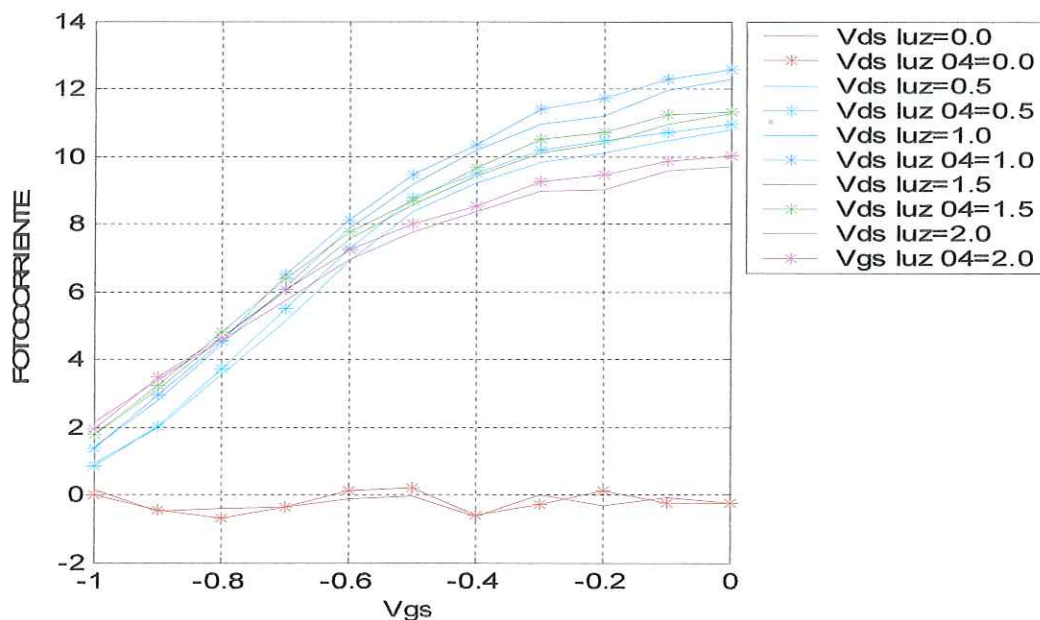


Figura 59a Curvas características de la fotocorriente en función del voltaje de polarización V_{gs} bajo iluminación de un láser de longitud de onda de 850 nm para una potencia óptica de 1 mW (líneas sólidas) y para una potencia óptica de 4 mW (líneas con asteriscos).

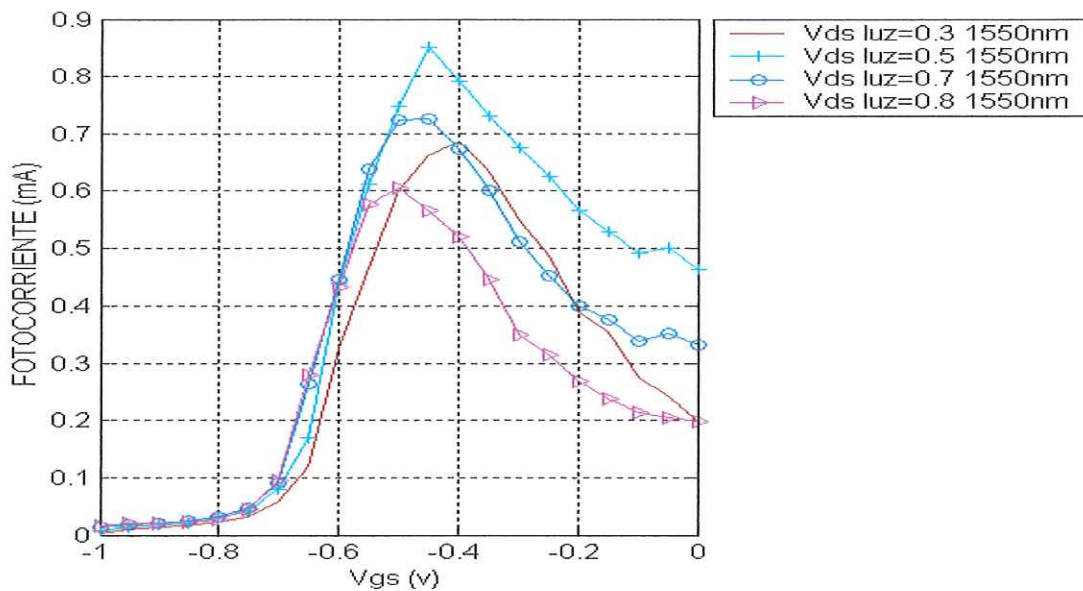


Figura 59b Curvas características de la fotocorriente en función del voltaje de polarización V_{gs} bajo iluminación de un láser de longitud de onda de 1550 nm para una potencia óptica.

De las figuras anteriores se puede notar que la fotocorriente en función del potencial de compuerta tiene un comportamiento similar con las gráficas de transconductancia del transistor. Lo cual lo podemos comprobar de la ecuación (11) y debido a que el mecanismo de fotodetección es idéntico al proceso de ganancia intrínseca del transistor (Kang, 2004).

V.4 Fotovoltaje en función de los voltajes de polarización.

IV.4.1 Fotovoltaje en función del voltaje de drenador.

En la figura 60a y 60b se grafica el fotovoltaje en función del voltaje V_{ds} para una potencia óptica de 1 mW a diferentes valores de voltaje de V_{gs} (líneas con asterisco) para una longitud de onda de 850 nm en un transistor de GaAs y para un transistor InP de 1550 nm.

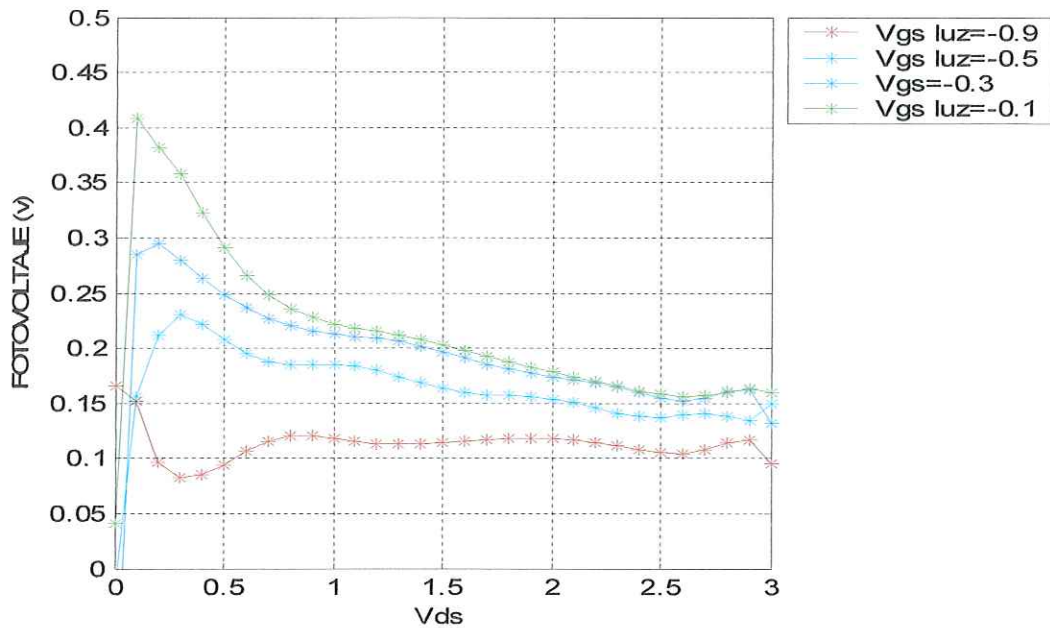


Figura 60a Curva característica del fotovoltaje en función del voltaje de polarización V_{ds} bajo iluminación con luz láser de 850 nm a una potencia óptica de 1 mW (marcadas en asterisco) para un transistor PHEMT de GaAs.

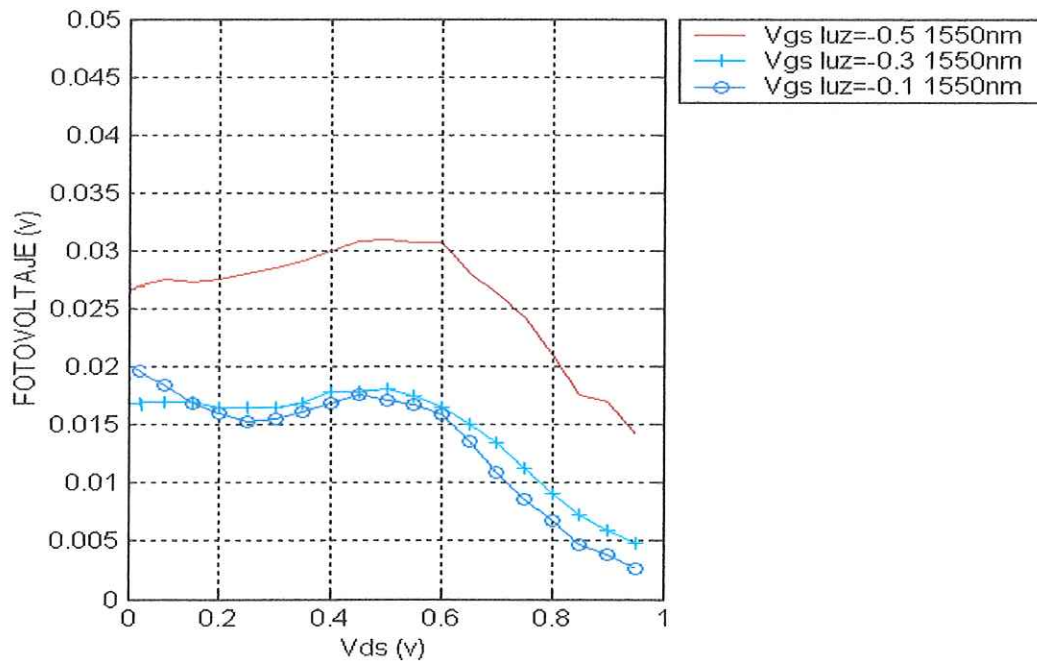


Figura 60b Curva característica del fotovoltaje en función del voltaje de polarización V_{ds} bajo iluminación con luz láser de 1550 nm para un transistor PHEMT de InP.

V.4.2 Fotovoltaje en función del voltaje de compuerta.

Utilizando la ecuación 58 se obtiene el fotorvoltaje a partir de los datos de fotocorriente medidos como se muestra en las gráficas de las figuras 61.

En la figura 61a y 61b se observa el fotorvoltaje en función del voltaje de V_{gs} para una potencia óptica con diferentes puntos de voltaje en V_{ds} marcados con las líneas en asterisco y utilizando una longitud de onda de 850 nm y 1550 nm respectivamente.

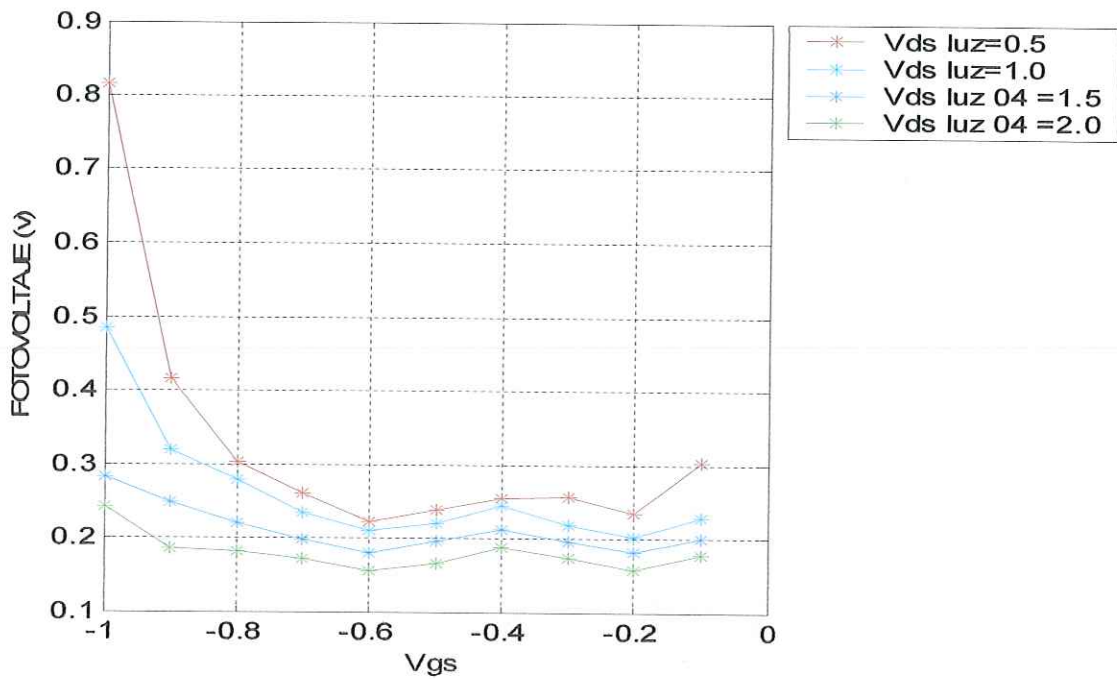


Figura 61a Curva característica del fotorvoltaje en función del voltaje de polarización V_{gs} bajo iluminación con luz láser de 850 nm y una potencia óptica de 1 mW para un transistor PHEMT de GaAs.

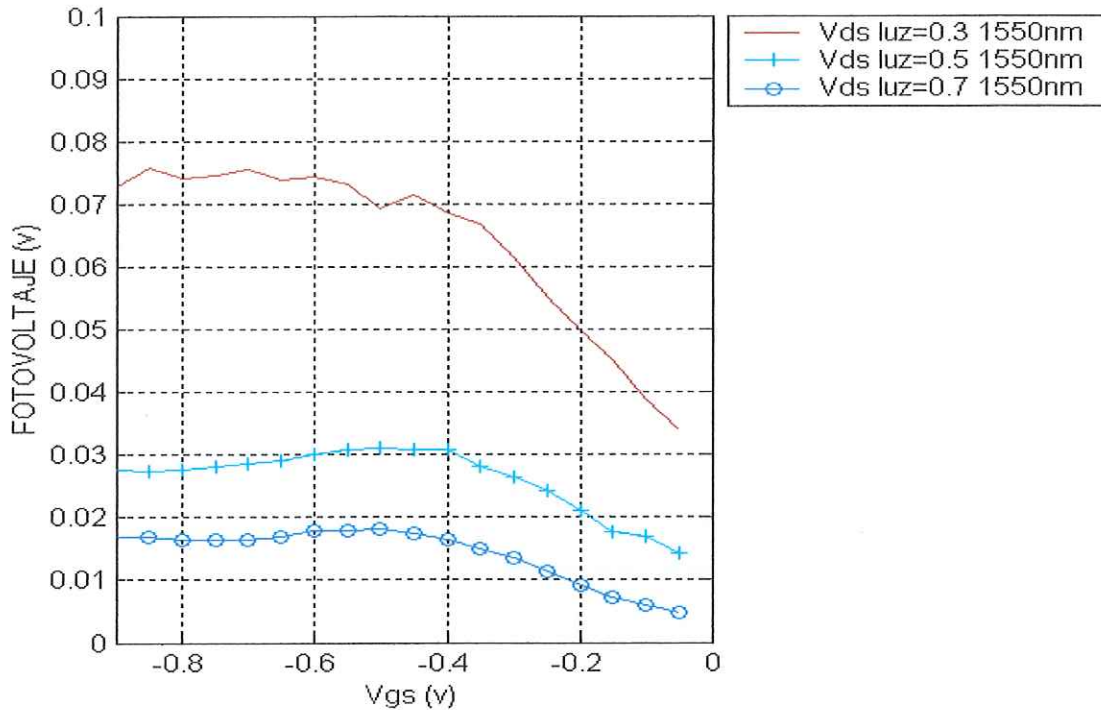


Figura 61b Curva característica del fotovoltaje en función del voltaje de polarización V_{gs} bajo iluminación con luz láser de 1550 nm a una potencia óptica para un transistor PHEMT de InP.

V.5 Transconductancia G_m bajo iluminación óptica en función de los voltajes de polarización.

V.5.1 Transconductancia en función del voltaje de drenador.

En las figuras 62a y 62b se muestran los resultados de la transconductancia (g_m) en función del voltaje de drenador (V_{ds}). En la figura 62a se muestran los datos medidos un transistor PHEMT de GaAs iluminado con un láser a una longitud de onda de 850 nm. En la figura 62b se muestran los datos medidos de un transistor PHEMT de InP iluminado con un láser a una longitud de onda de 1550 nm. Las líneas con signos corresponden al transistor iluminado y las líneas continuas corresponden al transistor sin iluminación.

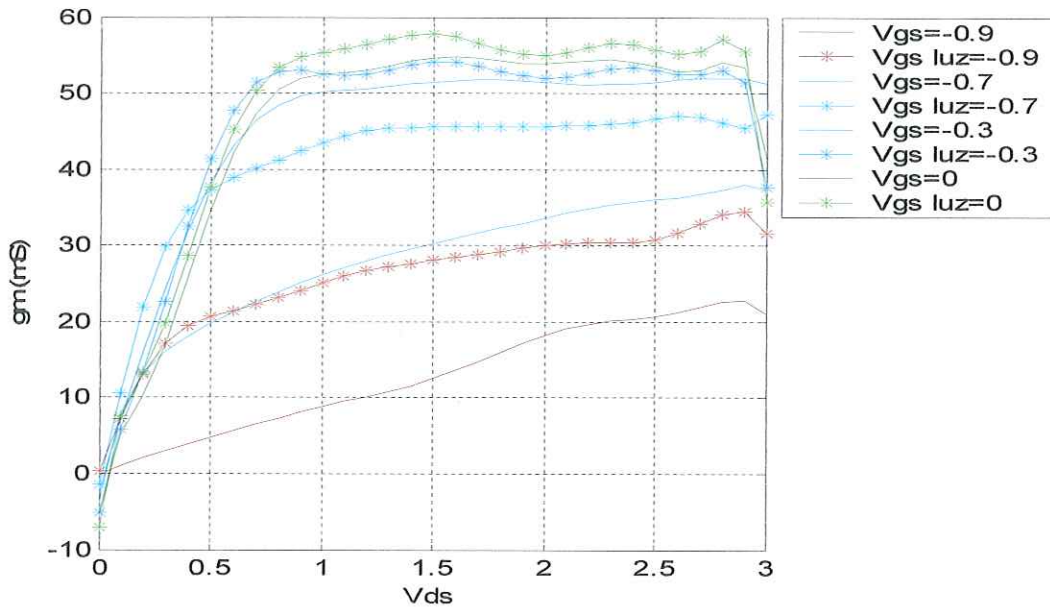


Figura 62a Curvas características de la Transconductancia en función de la polarización en V_{ds} , las líneas sólidas representan a las medidas sin luz y las líneas con asteriscos representan a las medidas con iluminación a una potencia óptica de 1 mW y una longitud de onda de 850 nm para un transistor de GaAs.

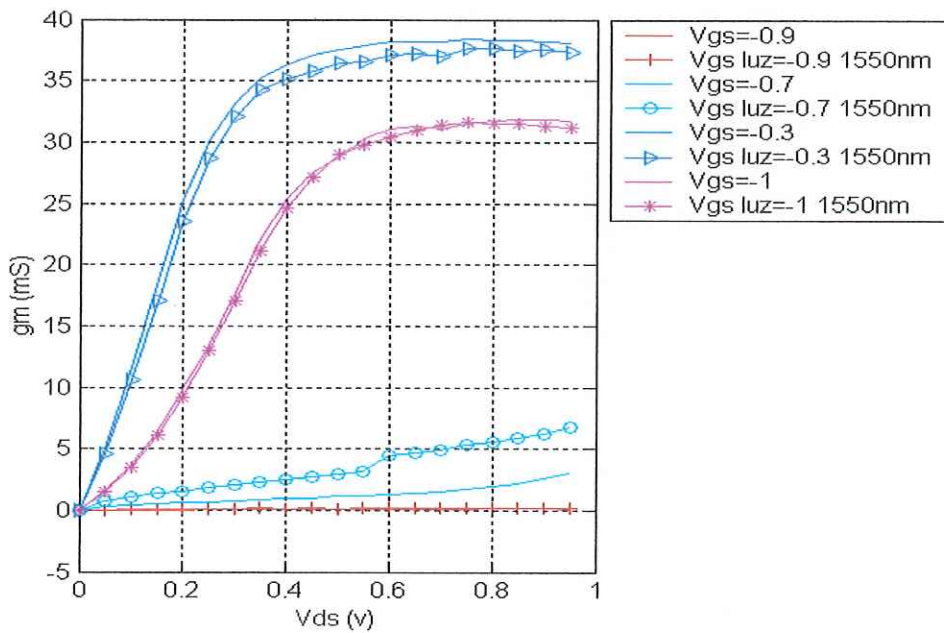


Figura 62b Curvas características de la Transconductancia en función de la polarización en V_{ds} , las líneas sólidas representan a las medidas sin luz y las líneas diferente figura representan a las medidas con iluminación a una potencia óptica y longitud de onda de 1550 nm para un transistor de InP.

Observando las figuras 62a y 62b se tiene que los transistores presentan su mayor ganancia sin mucha variación en la región de saturación teniendo una respuesta más plana el transistor de PHEMT InP a una longitud de onda de 1550 nm que el PHEMT de GaAs a una longitud de onda de 850 nm. En la región lineal tiende a disminuir su ganancia conforme el voltaje de drenador tiende a cero.

V.5.2 transconductancia en función del voltaje de compuerta.

Para las figuras 63a y 63b se muestra la transconductancia en función del voltaje de polarización de compuerta (V_{gs}) para diferentes valores del voltaje de drenador (V_{ds}) con y sin luz utilizando una longitud de onda de 850 nm para el transistor de PHEMT de GaAs, y una longitud de onda de 1550 nm para un transistor PHEMT de InP. Las líneas con signos corresponden al transistor iluminado y las líneas continuas corresponden al transistor sin iluminación.

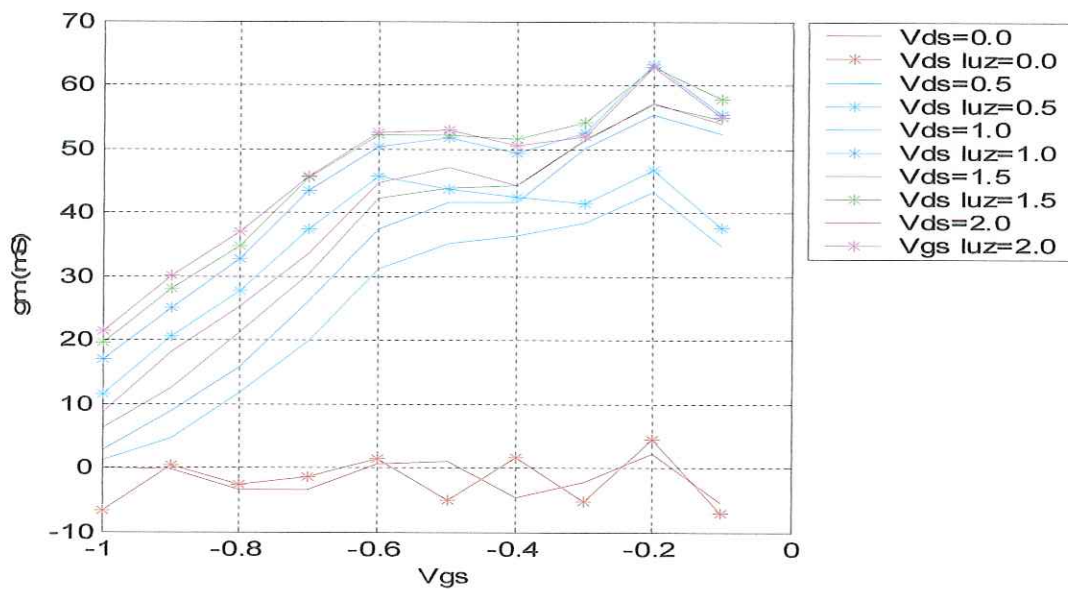


Figura 63a Transconductancia en función de la polarización V_{gs} , las líneas sólidas representan las medidas sin luz y las líneas con asteriscos representan las medidas con iluminación a una potencia óptica de 1 mW y una longitud de onda de 850 nm para un transistor PHEMT de GaAs.

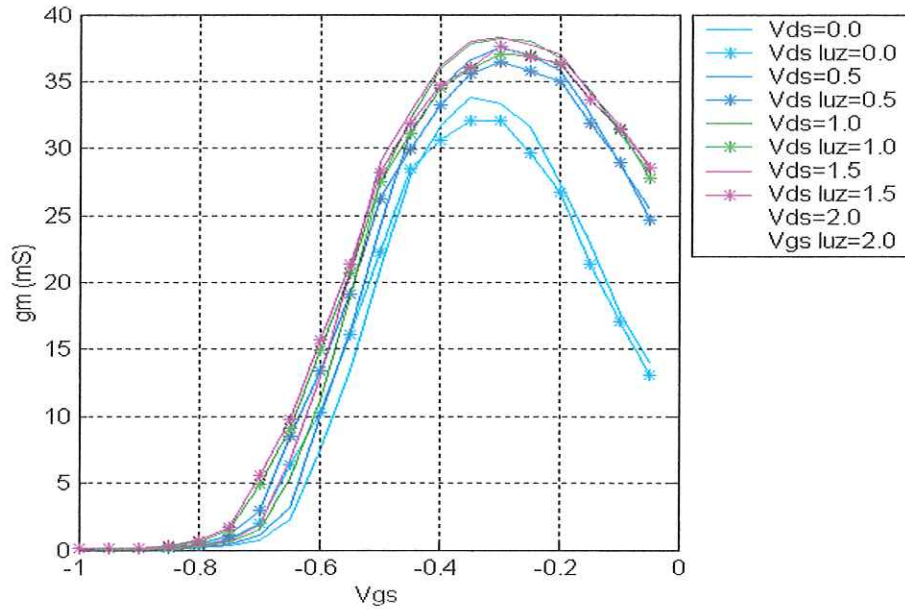


Figura 63b Transconductancia en función de la polarización en V_{gs} , las líneas sólidas representan las medidas sin luz y las líneas con diferente figura representan las medidas con iluminación para un transistor a una longitud de onda de 1550 nm PHEMT de InP.

De las gráficas de las figuras 63a y 63b se puede observar la presencia de un desplazamiento a la izquierda de las mediciones para cuando el transistor es iluminado notándose más este efecto para el transistor PHEMT de GaAs a una longitud de onda de 850 nm

V.6 Caracterización en régimen dinámico.

Las mediciones fueron realizadas a un transistor PHEMT de GaAs en un punto de polarización seleccionando la mayor Transconductancia dada en el punto de polarización de $V_{gs} = -0.2$ v y para un $V_{ds} = 1.5$ v para un rango de frecuencias de 0.45 GHz hasta 50 GHz. Estas mediciones fueron realizadas con y sin iluminación óptica con un láser a una longitud de onda de 850 nm y con una potencia óptica de 1 mW mostrados en la figura 64, donde se observa un cambio en los parámetros de dispersión bajo iluminación en función de la frecuencia. En la figura 65 se muestran las mediciones de parámetros S para un transistor de InP seleccionando la mayor

transconductancia dada en el punto de polarización de $V_{gs} = -0.3$ v y para un $V_{ds} = 0.8$ v para un rango de frecuencia de 0.045 GHz hasta 20 GHz estas mediciones fueron realizadas con y sin iluminación óptica de un láser a una longitud de onda de 1550 nm. Este cambio se ve reflejado al cambio que sufren los elementos intrínsecos del transistor ante el estímulo de luz recibido.

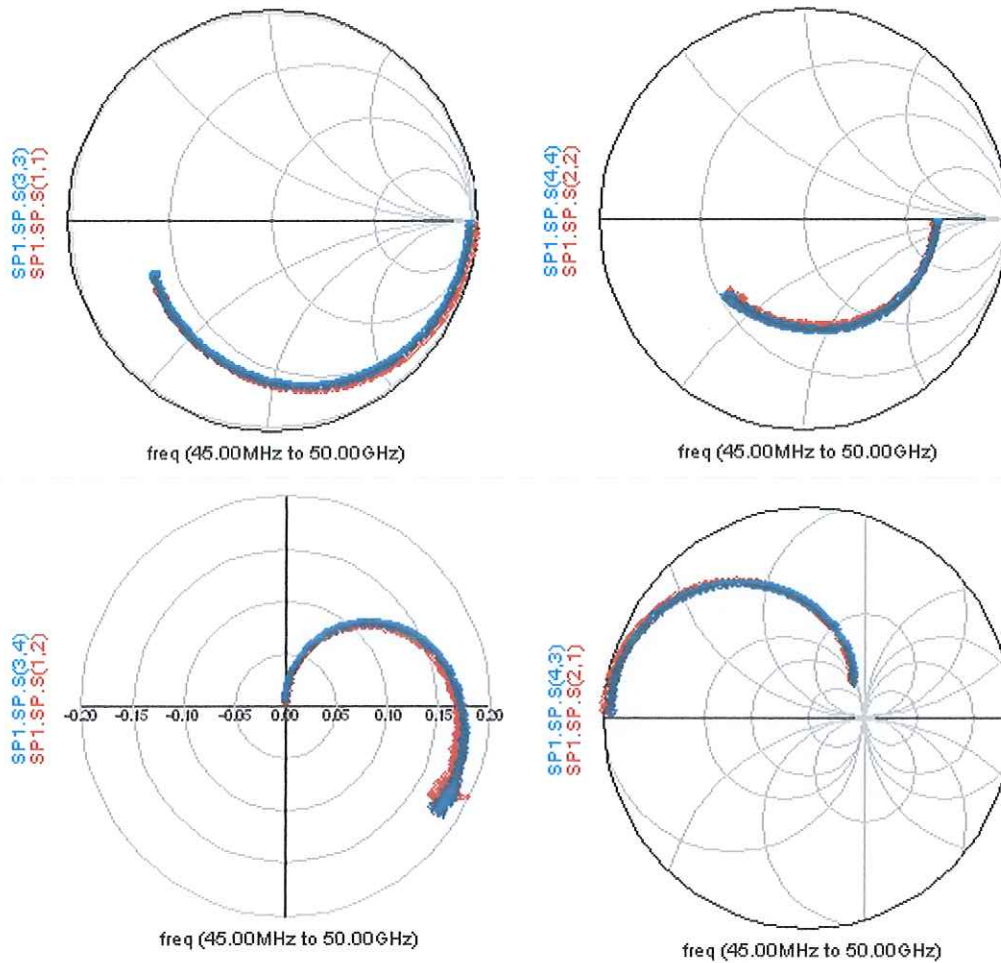


Figura 64 Parámetros S bajo iluminación utilizando un transistor PHEMT de GaAs polarizado con $V_{gs} = -0.2$ v y $V_{ds} = 1.5$ v iluminado con un láser a una longitud de onda de 850 nm y con una potencia óptica de 1 mW. En oscuridad (color rojo) con iluminación óptica (color azul).

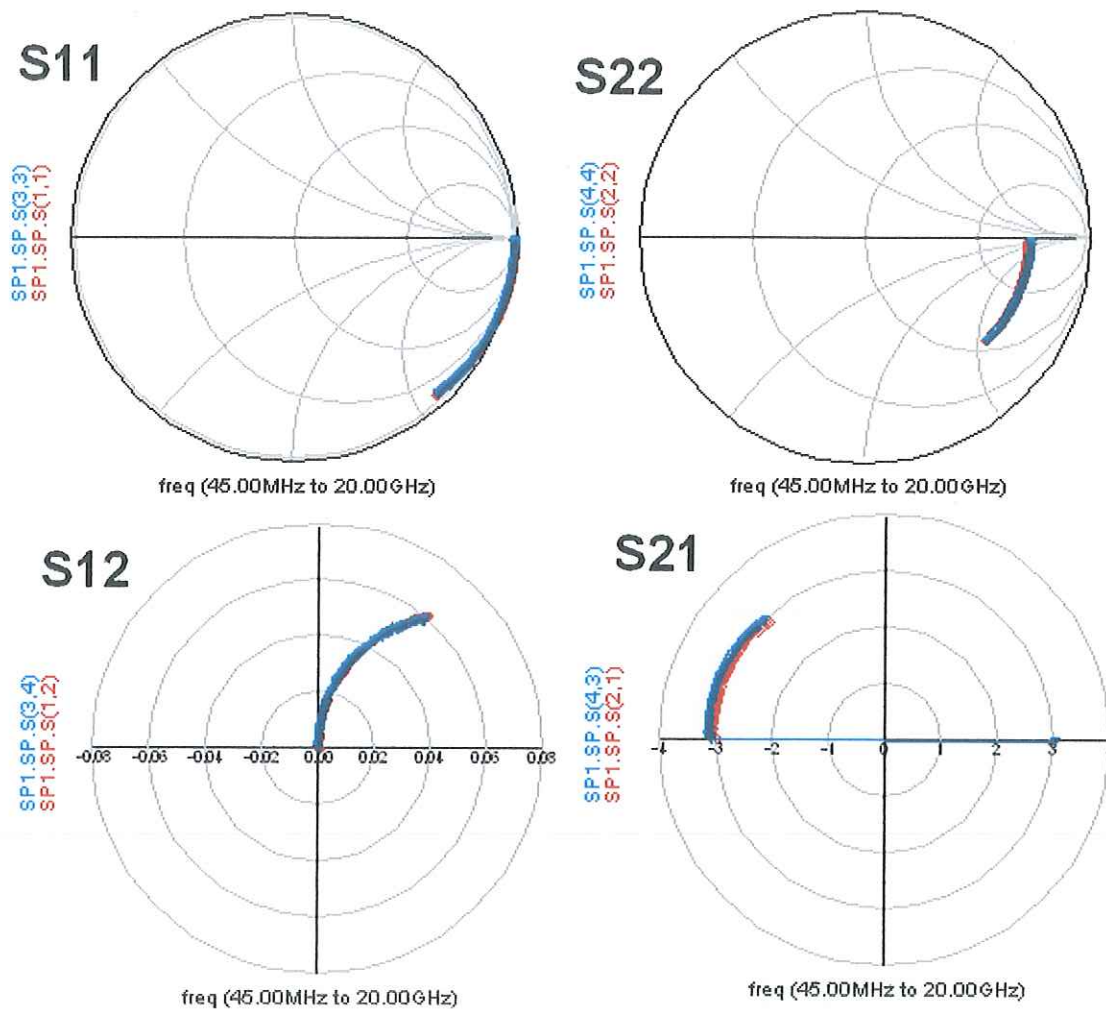


Figura 65 Parámetros S utilizando un transistor PHEMT de InP polarizado con los voltajes $V_{gs} = -0.3\text{V}$ y $V_{ds} = 8\text{V}$ iluminado con un láser a una longitud de onda de 1550 nm. En oscuridad (color rojo) con iluminación óptica (color azul).

V.7 Conclusión

Basándose en un trabajo de investigación previo, en este capítulo se hace una comparación de la caracterización de un PHEMT de GaAs iluminado con una señal a una longitud de onda de 850 nm y el transistor PHEMT de InP iluminado con una señal a una longitud de onda de 1550 nm. se ha observado que representan un comportamiento cualitativo similar en las mediciones de los principales parámetros de los transistores.

VI CONCLUSIONES

VI.1 Conclusiones

En este trabajo se ha estudiado al transistor PHEMT de InP bajo la influencia de iluminación por medio de un dispositivo láser. Las pruebas experimentales demostraron principalmente un aumento notable en la corriente de drenador. Por otro lado, se mostraron los sistemas de medición utilizados para realizar la iluminación láser y el procedimiento para calcular los parámetros del transistor. También, se demostró que a pesar de utilizar tres longitudes de onda (muy cercanas entre si) no se observó un cambio significativo en los resultados.

Para modelar al transistor bajo iluminación óptica se utilizaron 3 modelos de circuito eléctrico equivalente en pequeña señal. La simulación de los modelos del transistor se llevo a cabo en el paquete de programación ADS (ADVANCED DESIGN SYSTEM 2004). Las simulaciones demostraron que el desempeño de las expresiones que proponen los diferentes autores de modelos de circuito eléctrico equivalente en pequeña señal son la base para entender mejor el funcionamiento del transistor PHEMT de InP bajo la influencia que ejerce la iluminación por medio de un dispositivo láser. Los resultados muestran que se pueden agregar ciertos componentes donde se tiene mayor influencia de iluminación con el dispositivo láser. En base a optimizaciones utilizando el simulador ADS los datos simulados concuerdan con los datos medidos en el transistor PHEMT de InP. Por otro lado, se muestran mediciones para un transistor PHEMT de GaAs a una longitud de onda de 850 nm observándose un aumento en la corriente al igual que en el transistor PHEMT de InP. Sin embargo, en la tranconductancia del transistor se tiene una ganancia más lineal para el transistor PHEMT de InP comparada con el transistor PHEMT de InP de GaAs.

VI.2 Aportaciones

En este trabajo de tesis se hicieron las siguientes aportaciones:

- Realización de un estudio teórico para el transistor PHEMT de InP con y sin iluminación.
- Análisis de los modelos de circuito eléctrico equivalente propuestos por medio de los parámetros S sin iluminación y bajo iluminación utilizando el software ADS.
- Realización de mediciones para el transistor PHEMT de InP iluminado a tres longitudes de onda: 1527 nm, 1550 nm y 1563 nm (sin observar cambios notables en las mediciones del dispositivo)
- Descripción de los circuitos eléctricos equivalentes propuestos por diferentes autores bajo iluminación óptica.
- Implementación de tres modelos de circuito eléctrico equivalente en pequeña señal en un simulador ADS, utilizando los algoritmos de optimización.
- Estudio del comportamiento del transistor PHEMT de InP con base a mediciones estáticas y dinámicas bajo iluminación por medio de un dispositivo láser.
- Análisis de transistores de microondas PHEMT de GaAs iluminados con diodo láser a una longitud de onda de 850 nm y de transistores de microondas PHEMT de InP iluminados con diodo láser a una longitud de onda de 1550 nm.

VI.3 Recomendaciones

Para dar una continuidad al presente trabajo de tesis es recomendable seguir trabajando en los siguientes temas:

- Estudiar la influencia de la luz en los transistores PHEMT en función de la longitud de onda del láser, manteniendo la potencia óptica constante y compararlo con diferentes materiales.
- Dar continuidad al modelado de transistores y dispositivos de alta frecuencia bajo iluminación óptica, con la finalidad de utilizar los resultados para el diseño y construcción de sistemas opto-microondas.
- Estudiar la influencia de la luz modulada sobre dispositivos PHEMT's y HBT, para diferentes polarizaciones y potencias ópticas.

Bibliografía

Andres Zárate de Landa, J.E. Zuniga Juárez, J.A. Reynoso Hernandez, M.C. Maya Sanchez, E.L. Piner, and K.J Linthicum ,2007, "A New and Better Method For Extracting the Parasitic of On-Wafer GaN Transistors", IEEE MTT-S int. Microwave Symp., Honolulu, HAWAI, jun.2007

Alvaro A. de Salles, Murillo A. Romero, 1991, "AlGaAs/GaAs HEMT's Under Optical Illumination", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 39(12): 2010-2017 p.

Angelov, I., Zirath, H., y Rosman, N., 1992, "A New Empirical Nonlinear Model for HEMT and MESFET Devices", IEEE, Trans. on Microwave Theory and Tech., MTT-40(12): 2258-2266p.

Berroth, M. y Bosch, R., 1990, "Broadband Determination of the FET Small Signal Equivalent Circuit", IEEE, Trans. on Microwave Theory and Tech., MTT- 38(7): 891-895p.

Chen, Y.C., Ingram, D. L., Yen, H. C., Lai, R., y Streit, D. C., 1998, "A New Empirical I-V Model for HEMT Devices", IEEE, Microwave and Guided WaveLetter", MGWL-8(10): 342-344p.

Choi, C. S., Kang, H. S., Choi, W. Y., Kim, D. H. y Seo, K. S., 2005. "Phototransistors based on InP HEMTs and their applications to millimeter-wave radio-on-fiber systems". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 53(1): 256-262 p.

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

Fong Mata, M. B. 2006, " Modelado y simulación de Osciladores Opto eléctricos a base de PHEMT's". CICESE, División Física Aplicada, Tesis de Maestría.

Hirata Flores, F. I., 2004, "Caracterización y Modelado No Lineal del Transistor HEMT Utilizando la Técnica de Caracterización de Uno y Dos Tonos Bajo Iluminación Óptica", Tesis Maestría, B.C. México, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, 90pp.

H. Mitra, B. B. Pal, S. Singh, and R.U. Khan, 1998. "Optical Effect in InAlAs/InGaAs/InP MODFET", IEEE Transactions On Electron Devices. 46(1): 68-77p.

Kim, M. D., Song, H. S., Baek, H. K., Kim, J. D., Kim, J. H., 2000. "Microwave Characteristics of a Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor under Electro-Optical Stimulations", IEEE Electron Device Letters, 21 (3) : 93-96 p.

Madjar, A., Herczfeld, P. R. y Paoella, A., 1992. "Analytical model for optically generated currents in GaAs MESFETs". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 40(8): 1681-1691 p.

R.N. Simons and K. B. Bashin, 1986 "Análisis of optically controlled microwave/millimeter-wave device structures " IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-34, 12(12), 1349-1355 p.

Rainee Simons, 1990, "Optical control of Microwave Devices",ed ARTECH HOUSE , ISBN 0-89006-313-3, pp 68-73.

Reynoso Hernández, J. A., Rangel Patiño, J y Perdomo, J., 1996, "Full RF Characterization for Extraction the Small Signal Equivalent Circuit in Microwave FETs", IEEE, Trans. on Microwave Theory and Tech., MTT-44(12): 2625-2633p.

Romero, M. A., Martinez, M. A. G. y Herczfeld, P. R., 1996. "An analytical model for the fotodetection mechanism in high-electron mobility transistors". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 44(12): 2279-2287 p.

Romero, M. A. y Herczfeld, P. R., 1995. "Negative Photoresponse in Modulation Doped Field Effect Transistor (MODFET's): Theory and Experiment". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 43(3): 511-517 p.

Shigeo Kawasaki, Hidehisa Shiomi, and Kazuoki Matsugatani, 1998. "A Novel FET Model Including an Illumination Intensity Parameter for Simulation of Optically Controlled Millimeter Wave Oscillators", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 46(6): 820-828 p.

Song, S. H. , Kim, M. D., Kim, H. J., Kim, S. H., Kang, K. N., Nathan, M. I., 1998. "Photonic Microwave Characteristics and modeling of an $\text{Al}_{0.3}\text{Ga}_{0.7}\text{As}/\text{GaAs}/\text{In}_{0.13}\text{Ga}_{0.87}\text{As}$ Double Heterostructure Pseudomorphic HEMT", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 8 (1): 35-38 p.

Soberanes Flores, G. 2005, "Modelado y Simulación de mezcladores optoelectrónicos a base de FET's". CICESE, División Física Aplicada, Tesis de Maestría.

T. MIMURA, 2002" "IEEE transaction on microwave theory and techniques 50 780p.

Takanashi, Yoshifumi, Takahata, Kiyoto, Muramoto, Yoshifumi, 1998. "Characteristics of InAlAs/InGaAs High Electron Mobility Transistors Under 1.3- μm Laser Illumination", IEEE Electron Device Letters, 19 (12): 472-474.

Takanashi, Y., Takahata, K y Muramoto, Y., 1999. "Characteristics of InAlAs/InGaAs High-Electron-Mobility Transistor under illumination with modulated light". IEEE Transactions on Electron Devices. 46(12): 2271-2277 p.

www.fqd.fujitsu.com/hemt/

Zevallos Castro, D. A., 2000. "Influencia de la luz en los TEC GaAs". CICESE, División de Física Aplicada, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones. Tesis de Maestría. 129 pp.

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