

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



**"EVALUACIÓN DE MODELOS NO-LINEALES PARA PHEMT'S"**

**TESIS  
MAESTRIA EN CIENCIAS**

**JOSE ELEAZAR ZUMIGA JUAREZ**

**ENSENADA BAJA CALIFORNIA FEBRERO DE 2003**

TESIS DEFENDIDA POR:

**José Eleazar Zúñiga Juárez**

Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ



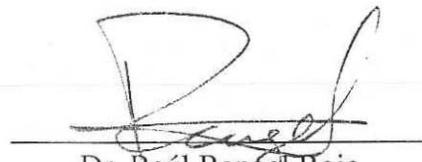
**Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández**

Director del Comité



**Dr. Gustavo Olague Caballero**

Miembro del Comité



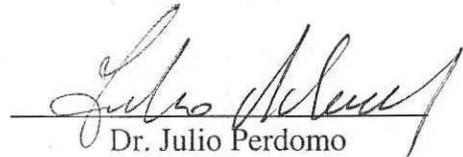
**Dr. Raúl Rangel Rojo**

Miembro del Comité



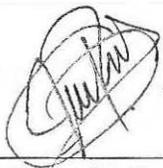
**Dr. José Luis Medina Monroy**

Miembro del Comité



**Dr. Julio Perdomo**

Miembro del Comité



**Dr. José Rosario Gallardo López**

Jefe del Departamento de  
de Electrónica y Telecomunicaciones

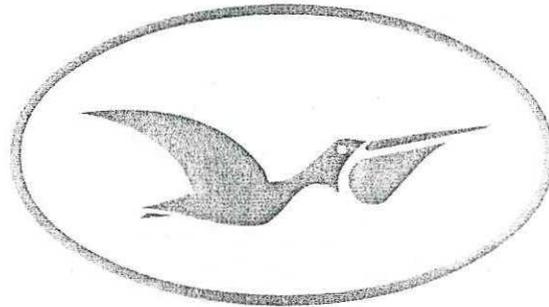


**Dr. Luis Alberto Delgado Argote**

Director de Estudios de Posgrado

14 febrero del 2003

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



**CICESE**

**DIVISIÓN DE FÍSICA APLICADA**

**DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**“EVALUACION DE MODELOS NO-LINEALES PARA PHEMT’S”**

**TESIS**

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

**JOSÉ ELEAZAR ZÚÑIGA JUÁREZ**

Ensenada Baja California, México febrero del 2003

**RESUMEN** de la tesis de **José Eleazar Zúñiga Juárez** presentado como requisito parcial para la obtención del grado de **MAESTRO EN CIENCIAS EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**. Ensenada, Baja California, México. Febrero 2002.

## **“EVALUACIÓN DE MODELOS NO-LINEALES PARA PHEMT’S”**

Resumen aprobado por:



---

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández  
Director de Tesis

La presente tesis está relacionada con el modelado no-lineal para diferentes familias de transistores PHEMT's en oscuridad y bajo iluminación ( $\lambda=630\text{nm}$  y  $\lambda=830\text{nm}$ ).

A través de mediciones en régimen estático en oscuridad y bajo iluminación se analizaron tres modelos empíricos para el modelado de las características I-V concluyendo que los modelos de Curtice cúbico y Chen fueron los más exactos para predecir las características I-V así como sus derivadas.

Mediante la caracterización en régimen dinámico se extrajeron los elementos del circuito eléctrico equivalente del transistor PHEMT para múltiples polarizaciones en oscuridad y bajo iluminación. Utilizando el modelo de Loo Yau se modelaron las capacitancias  $C_{GS}$  y  $C_{GD}$  concluyendo que el modelo puede predecir de manera satisfactoria estas capacitancias.

Finalmente se realiza una evaluación de estos modelos por medio de la simulación en gran señal utilizando el software ADS, observando que para potencias de entrada bajas los modelos presentaron el mismo comportamiento para la predicción de la potencia de salida. Sin embargo, para potencias de entrada grandes los tres modelos comenzaron a tener diferencias en la predicción de la potencia de salida.

Palabras claves: PHEMT, Modelado, Iluminación, InP, GaAs, Modelo de Curtice cúbico, Modelo de Angelov, Modelo de Chen, Modelo de Loo Yau, Elementos intrínsecos, análisis en gran señal.

**ABSTRACT** of the tesis by **José Eleazar Zúñiga Juárez**, in order to obtain the **MASTER of SCIENCE DEGREE in TELECOMMUNICATIONS AND ELECTRONICS**, Ensenada, Baja California, México. February 2002.

**“EVALUATION OF NON-LINEAR MODELS FOR PHEMT’S”**

Approved by:



---

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández  
Thesis Advisor

This dissertation deals with nonlinear modeling of PHEMT's in dark and under illumination ( $\lambda=630\text{nm}$  y  $\lambda=830\text{nm}$ ). Using DC-IV measurements, in dark and under illumination three different empirical models (Curtice cubic, Chen and Angelov) were investigated. It was found that the Curtice cubic and Chen model predict the I-V data as well as the higher order derivatives with high accuracy.

On the other hand, dynamic characterization was performed to extract the nonlinear elements of the electric equivalent circuit of the PHEMT using multiple bias points in dark and under illumination. Using the Loo Yau model for modeling the capacitors  $C_{GS}$  and  $C_{GD}$  in dark and under illumination it was found that the model allows to predict these capacitances.

Finally for assessing the performance of the nonlinear equivalent circuit implemented using the above mentioned models a large signal analysis was carried out using ADS software. It was found that at low input power the studied models predict the same output power. However for high input power the three models predict different output power.

Keywords: PHEMT, Modeling, illumination, InP, GaAs, Cubic Curtice model, Angelov model, Chen model, Loo Yau model, Intrinsic elements and Large signal analysis.

## DEDICATORIA

A mis padres *María Eugenia Juárez y José Eleazar Zúñiga*, de quienes aprendí que todo lo que se desea en la vida se logra a base de esfuerzos y sacrificios constantes y además de quienes he aprendido que lo mas importante en la vida es confiar en dios aun en las situaciones mas difíciles que se nos presentan día con día.

A mis hermanos *José Carlos Zúñiga y María Isabel Zúñiga*, por formar parte importante de mi vida y con los cuales he compartido momentos inolvidables.

A mi novia *Claudia Lucia Martínez Acevedo*, por su confianza, paciencia, amor y apoyo incondicional en todas mis decisiones y metas "TE AMO LUCY".

A mis sobrinos *Alfonso Mayoral Zúñiga y Ailyn Mayoral Zúñiga*, por iluminar mi vida con sus ocurrencias y travesuras.

A mi ahijado *Pablo Enrique Pérez*, porque al llegar a mi vida me a hecho sentir un poco lo que es amar a un hijo.

## AGRADECIMIENTOS

Agradezco a dios por darme la vida e iluminar mis pasos y permitirme concretar mis metas forjadas.

Un agradecimiento muy especial a mi director de tesis Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández, por aceptarme como su estudiante, por su apoyo e interés en la realización de este trabajo, por su disposición para compartir su experiencia, sus conocimientos, su amistad, su gran calidad humana y por estar con migo en todo momento.

A los miembros de mi comité de tesis Dr. José Luis Medina Monroy, Dr. Gustavo Olague Caballero, Dr. Raúl Rangel Rojo, Dr. Julio Perdomo, por sus valiosos comentarios y sugerencias.

Al Dr. Julio Perdomo y Jerry Or, de la empresa CENTELLAX, por su confianza y apoyo financiero para el desarrollo de esta tesis.

Dr. Raúl Rangel y Dr. Heriberto Márquez del departamento de óptica del CICESE, por prestarnos los componentes para la implementación del banco óptico que se utilizo en esta tesis.

A mis maestros y amigos del área de microondas Dr. M.C. Ricardo A. Chávez, M.C. Jesús Ibarra V., M.C. Benjamín Ramírez D. y al Dr. Alexei Venger.

Al personal del Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, y a sus secretarias, en especial a la Sra. Rosa Elena Fuentes C.

Mis grandes amigos mis compadres Luis Alfonso Pérez y Claudia Ascencio, por sus consejos, confianza y sobre todo por la amistad que me han brindado a lo largo de todo el tiempo que nos conocemos.

Al nuevo del grupo pero gran amigo Ramón Beltrán, por su amistad tan noble y por sus ocurrencias y aventuras.

A mis amigos del grupo Rafael Aguiar, Esteban Rubio, Baltazar Medina y Luis Alfonso Pérez, Jorge Niebla.

A mis compañeros y amigos del grupo de microondas, Raúl Loo, Francisco Hirata, Lis Tamayo, Alberto Zamudio y José Luis Olvera, Everardo Inzunza, Marco Antonio Panduro y Alejandro Muñoz.

A mis compañeros y amigos del CICECE, José Navarrete, Luis Solis, Rubén Hernández, Jorge Luna, Xochilt Caballero, Miriam López, Juan Carlos Monzón, Hazael Serrano, Manuel Meranza y a todos los que me faltan gracias por hacer esta estancia en el CICESE mi segundo hogar.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por el apoyo brindado a través del programa de becas.

## CONTENIDO

	Página
<b>I INTRODUCCION</b>	<b>1</b>
I.1 Antecedentes	2
I.2 Objetivo	3
I.3 Organización del trabajo	4
<b>II ASPECTOS TEORICOS DE CARACTERIZACION Y MODELADO</b>	<b>5</b>
II.1 El transistor de alta movilidad electrónica pseudomorfo PHEMT	6
II.2 Efecto fotovoltaico en los transistores PHEMT's	10
II.3 Transistores estudiados	10
II.4 Modelo del Circuito eléctrico equivalente	12
II.5 Conceptos básicos de Modelado	14
II.5.1 Modelos físicos	14
II.5.2 Modelos empíricos	14
II.5.3 Modelo no lineal	15
II.6 Modelado no lineal de la corriente I-V	15
II.6.1 Modelo de Curtice cúbico	17
II.6.2 Modelo de Angelov	17
II.6.3 Modelo de Chen	18
II.7 Modelado no lineal de las capacitancias $C_{GS}$ y $C_{GD}$	19
II.7.1 Modelo de Loo Yau	19
<b>III BANCO DE MEDICION OPTICO-MICROONDAS</b>	<b>21</b>
III.1 Montaje experimental óptico-microondas.	21
<b>IV CARACTERIZACION ELECTRO-OPTICA DE PHEMT's</b>	<b>24</b>
IV.1 Caracterización estática del transistor PHEMT de InP	25
IV.1.1 Caracterización de las Curvas I-V	25
IV.1.2 Caracterización de las Curvas $G_{DS}(V_{DS}, V_{GS})$ extrínsecas	26
IV.1.3 Caracterización de las Curvas $G_M(V_{DS}, V_{GS})$ extrínsecas	27
IV. 2 Caracterización estática del transistor PHEMT de GaAs	29
IV.2.1 Caracterización de las Curvas I-V	29
IV.2.2 Caracterización de las Curvas $G_{DS}(V_{DS}, V_{GS})$ extrínsecas	30
IV.2.3 Caracterización de las Curvas $G_M(V_{DS}, V_{GS})$ extrínsecas	32
IV.3 Caracterización dinámica del transistor PHEMT de InP	33
IV.3.1 Caracterización del parámetro $S_{11}$	34
IV.3.2 Caracterización del parámetro $S_{22}$	34
IV.3.3 Caracterización del parámetro $S_{12}$	35
IV.3.4 Caracterización del parámetro $S_{21}$	35

## CONTENIDO (continuación)

IV.4 Caracterización dinámica del transistor PHEMT de GaAs	36
IV.4.1 Caracterización del parámetro $S_{11}$	37
IV.4.2 Caracterización del parámetro $S_{22}$	37
IV.4.3 Caracterización del parámetro $S_{12}$	38
IV.4.4 Caracterización del parámetro $S_{21}$	38
IV.5 Caracterización de los elementos intrínsecos del transistor PHEMT de InP	39
IV.5.1 Caracterización de $C_{GS}$	39
IV.5.2 Caracterización de $C_{GD}$	42
IV.5.3 Caracterización de $C_{DS}$	44
IV.5.4 Caracterización de $R_i$	46
IV.5.5 Caracterización de $g_m$	48
IV.5.6 Caracterización de $g_{ds}$	49
IV.6 Caracterización de los elementos intrínsecos del transistor PHEMT de GaAs	50
IV.6.1 Caracterización de $C_{GS}$	51
IV.6.2 Caracterización de $C_{GD}$	53
IV.6.3 Caracterización de $C_{DS}$	54
IV.6.4 Caracterización de $R_i$	57
IV.6.5 Caracterización de $g_m$	58
IV.6.6 Caracterización de $g_{ds}$	59
IV.7 Conclusiones.	60
<b>V MODELADO NO-LINEAL PARA DIFERENTES FAMILIAS DE PHEMT's BAJO ILUMINACION.</b>	<b>62</b>
V.1 Resultados experimentales del modelado de las curvas I-V del transistor PHEMT de InP.	62
V.1.1 Evaluación del modelo de Curtice cúbico	62
V.1.2 Evaluación del modelo de Angelov	67
V.1.3 Evaluación del modelo de Chen.	72
V.2 Resultados experimentales del modelado de las curvas I-V del transistor PHEMT de GaAs.	78
V.2.1 Evaluación del modelo de Curtice cúbico.	79
V.2.2 Evaluación del modelo de Angelov.	83
V.2.3 Evaluación del modelo de Chen.	89
V.3 Promedios de error para los transistores PHEMT's	94
V.4 Resultados experimentales del modelado de las capacitancias $C_{GS}$ y $C_{GD}$ del transistor PHEMT de InP.	97
V.4.1 Evaluación del modelo de Loo Yau para $C_{GS}$ .	97
V.4.2 Evaluación del modelo de Loo Yau para $C_{GD}$ .	101
V.5 Resultados experimentales del modelado de las capacitancias $C_{GS}$ y $C_{GD}$ del transistor PHEMT de GaAs.	104

## CONTENIDO (continuación)

V.5.1 Evaluación del modelo de Loo Yau para $C_{GS}$ .	105
V.5.2 Evaluación del modelo de Loo Yau para $C_{GD}$ .	109
V.6 Promedios de error para los transistores PHEMT's	112
V.7 Conclusiones	115
<b>VI ANÁLISIS DE LOS MODELOS NO-LINEALES UTILIZANDO LA TECNICA DE BALANCE HARMONICO</b>	<b>116</b>
VI.1 Simulación en gran señal del transistor PHEMT de InP	116
VI.1.1 Evaluación del modelo de Curtice cúbico	116
VI.1.2 Evaluación del modelo de Angelov	120
VI.1.3 Evaluación del modelo de Chen	123
VI.2 Simulación en gran señal del transistor PHEMT de GaAs	126
VI.2.1 Evaluación del modelo de Curtice cúbico	126
VI.2.2 Evaluación del modelo de Angelov	129
VI.2.3 Evaluación del modelo de Chen	132
VI.3 Conclusiones	135
<b>VII CONCLUSIONES GENERALES</b>	<b>136</b>
VII.1 Conclusiones	136
VII.2 Aportaciones	136
VII.3 Recomendaciones	138
<b>LITERATURA CITADA</b>	<b>139</b>

## LISTA DE FIGURAS

1. Esquema de la sección transversal de un PHEMT	7
2. Representación esquemática de la banda de conducción de la heterounión.	8
3. (a) Operación de un PHEMT bajo iluminación. (b) Diagrama de banda de energías en la heterojuntura de la fuente.	11
4. Estructura geométrica del transistor PHEMT de InP.	11
5. Estructura geométrica del transistor PHEMT de GaAs.	12
6. (a) Ubicación de los elementos del circuito eléctrico equivalente para un transistor PHEMT. (b) Circuito equivalente para un transistor PHEMT.	13
7. Modelo no-lineal del tipo circuito eléctrico equivalente.	16
8. Banco de medición óptico-microondas.	22
9. Características I-V del transistor PHEMT de InP bajo iluminación. (a) $I_{DS}$ en función de $V_{DS}$ . (b) $I_{DS}$ en función de $V_{GS}$ .	26
10. Características de las curvas $G_{DS}$ bajo iluminación del transistor PHEMT de InP. (a) $V_{GS} = -.6$ volts. (b) $V_{GS} = -.4$ volts. (c) $V_{GS} = -.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	28
11. $G_M$ bajo iluminación del transistor PHEMT de InP. (a) $V_{DS} = .2$ volts. (b) $V_{DS} = .5$ volts. (c) $V_{DS} = .8$ volts. (d) $V_{DS} = 1$ volt.	29
12. Características I-V del transistor PHEMT de GaAs bajo iluminación. (a) $I_{DS}$ en función de $V_{DS}$ . (b) $I_{DS}$ en función de $V_{GS}$ .	31
13. Características $G_{DS}$ bajo iluminación del transistor PHEMT de GaAs. (a) $V_{GS} = -.6$ volts. (b) $V_{GS} = -.4$ volts. (c) $V_{GS} = -.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	32
14. $G_M$ bajo iluminación del transistor PHEMT de GaAs. (a) $V_{DS} = .5$ volts. (b) $V_{DS} = 1.5$ volts. (c) $V_{DS} = 2$ volts. (d) $V_{DS} = 3$ volts.	33
15. Parámetro $S_{11}$ del transistor de InP bajo iluminación monocromática.	34
16. Parámetro $S_{22}$ del transistor de InP bajo iluminación monocromática.	35
17. Parámetro $S_{12}$ del transistor de InP bajo iluminación monocromática.	36
18. Parámetro $S_{21}$ del transistor de InP bajo iluminación monocromática	36
19. Parámetro $S_{11}$ del transistor de GaAs bajo iluminación monocromática.	37
20. Parámetro $S_{22}$ del transistor de GaAs bajo iluminación monocromática.	38
21. Parámetro $S_{12}$ del transistor de GaAs bajo iluminación monocromática.	39
22. Parámetro $S_{21}$ del transistor de GaAs bajo iluminación monocromática .	39
23. $C_{GS}$ bajo iluminación del transistor PHEMT de InP. (a) $V_{GS} = -.6$ volts. (b) $V_{GS} = -.4$ volts. (c) $V_{GS} = -.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	41
24. $C_{GS}$ bajo iluminación del transistor PHEMT de InP. (a) $V_{DS} = .2$ volts. (b) $V_{DS} = .5$ volts. (c) $V_{DS} = .8$ volts. (d) $V_{DS} = 1$ volts.	42
25. $C_{GD}$ del transistor PHEMT de InP bajo iluminación. (a) $V_{GS} = -.6$ volts. (b) $V_{GS} = -.4$ volts. (c) $V_{GS} = -.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	43
26. $C_{GD}$ del transistor PHEMT de InP bajo iluminación. (a) $V_{DS} = .2$ volts. (b) $V_{DS} = .5$ volts. (c) $V_{DS} = .8$ volts. (d) $V_{DS} = 1$ volt.	44
27. $C_{DS}$ del transistor PHEMT de InP bajo iluminación. (a) $V_{GS} = -.6$ volts. (b) $V_{GS} = -.4$ volts. (c) $V_{GS} = -.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	45

## LISTA DE FIGURAS (continuación)

28. $C_{DS}$ del transistor PHEMT de InP bajo iluminación. (a) $V_{DS} = 0.2$ volts. (b) $V_{DS} = 0.5$ volts. (c) $V_{DS} = 0.8$ volts. (d) $V_{DS} = 1$ volts.	46
29. $R_i$ del transistor PHEMT de InP bajo iluminación. (a) $V_{GS} = -0.6$ volts. (b) $V_{GS} = -0.4$ volts. (c) $V_{GS} = -0.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	47
30. $R_i$ del transistor PHEMT de InP bajo iluminación. (a) $V_{DS} = 0.2$ volts. (b) $V_{DS} = 0.5$ volts. (c) $V_{DS} = 0.8$ volts. (d) $V_{DS} = 1$ volts.	48
31. $g_m$ intrínseca del transistor PHEMT de InP bajo iluminación. (a) $V_{DS} = 0.2$ volts. (b) $V_{DS} = 0.5$ volts. (c) $V_{DS} = 0.8$ volts. (d) $V_{DS} = 1$ volt.	49
32. $g_{ds}$ intrínseca del transistor PHEMT de InP bajo iluminación. (a) $V_{GS} = -0.6$ volts. (b) $V_{GS} = -0.4$ volts. (c) $V_{GS} = -0.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	50
33. $C_{GS}$ bajo iluminación del transistor PHEMT GaAs. (a) $V_{GS} = -0.6$ volts. (b) $V_{GS} = -0.4$ volts. (c) $V_{GS} = -0.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	51
34. $C_{GS}$ bajo iluminación del PHEMT GaAs. (a) $V_{DS} = 0.4$ volts. (b) $V_{DS} = 1$ volt. (c) $V_{DS} = 2$ volts. (d) $V_{DS} = 3$ volts.	52
35. $C_{GD}$ bajo iluminación del transistor PHEMT GaAs. (a) $V_{GS} = -0.6$ volts. (b) $V_{GS} = -0.4$ volts. (c) $V_{GS} = -0.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	53
36. $C_{GD}$ bajo iluminación del transistor PHEMT GaAs. (a) $V_{DS} = 0.4$ volts. (b) $V_{DS} = 1$ volt. (c) $V_{DS} = 2$ volts. (d) $V_{DS} = 3$ volts.	54
37. $C_{DS}$ bajo iluminación del transistor PHEMT GaAs. (a) $V_{GS} = -0.6$ volts. (b) $V_{GS} = -0.4$ volts. (c) $V_{GS} = -0.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	55
38. $C_{DS}$ bajo iluminación del transistor PHEMT GaAs. (a) $V_{DS} = 0.4$ volts. (b) $V_{DS} = 1$ volt. (c) $V_{DS} = 2$ volts. (d) $V_{DS} = 3$ volts.	56
39. $R_i$ bajo iluminación del transistor PHEMT GaAs. (a) $V_{GS} = -0.6$ volts. (b) $V_{GS} = -0.4$ volts. (c) $V_{GS} = -0.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	57
40. $R_i$ bajo iluminación del transistor PHEMT GaAs. (a) $V_{DS} = 0.4$ volts. (b) $V_{DS} = 1$ volt. (c) $V_{DS} = 2$ volts. (d) $V_{DS} = 3$ volts.	58
41. $g_m$ intrínseca bajo iluminación del transistor PHEMT GaAs. (a) $V_{DS} = 0.4$ volts. (b) $V_{DS} = 1$ volt. (c) $V_{DS} = 2$ volts. (d) $V_{DS} = 3$ volts.	59
42. $g_{ds}$ intrínseca bajo iluminación del transistor PHEMT GaAs. (a) $V_{GS} = -0.6$ volts. (b) $V_{GS} = -0.4$ volts. (c) $V_{GS} = -0.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	60
43. Constantes $A_i$ del modelo de Curtice cúbico para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$ nm y $\lambda=830$ nm) del transistor de InP. (a) $A_0$ . (b) $A_1$ . (c) $A_2$ . (d) $A_3$ .	63
44. Constantes $\lambda$ , $\alpha$ y $\beta$ del modelo de Curtice cúbico para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$ nm y $\lambda=830$ nm) del transistor de InP. (a) $\lambda$ . (b) $\alpha$ (c) $\beta$ .	64
45. Modelado de las curvas I-V del transistor de InP utilizando el modelo de Curtice. (a) $I_{DS}$ en función de $V_{DS}$ . (b) $I_{DS}$ en función de $V_{GS}$ .	65
46. Error absoluto del modelado de las curvas I-V del transistor de InP utilizando el modelo de Curtice. (a) $V_{GS} = -0.6$ volts. (b) $V_{GS} = -0.4$ volts. (c) $V_{GS} = -0.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	65

## LISTA DE FIGURAS (continuación)

47. Modelado de $G_{DS}$ del transistor de InP utilizando el modelo de Curtice. (a) $V_{GS} = -0.6$ volts. (b) $V_{GS} = -0.4$ volts. (c) $V_{GS} = -0.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	66
48. Modelado de $G_M$ del transistor de InP utilizando el modelo de Curtice. (a) $V_{DS} = 0.2$ volts. (b) $V_{DS} = 0.5$ volt. (c) $V_{DS} = 0.8$ volts. (d) $V_{DS} = 1$ volt.	67
49. Constantes $P_N$ del modelo de Angelov para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$ nm y $\lambda=830$ nm) del transistor de InP. (a) $P_1$ . (b) $P_2$ . (c) $P_3$ . (d) $P_4$ . (e) $P_5$ . (f) $P_6$ .	68
50. Constantes $\alpha$ , $\lambda$ , $I_{PK}$ y $V_{PK}$ del modelo de Angelov para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$ nm y $\lambda=830$ nm) del transistor de InP. (a) Alfa. (b) Lambda. (c) $I_{PK}$ . (d) $V_{PK}$ .	69
51. Modelado de las curvas I-V del transistor de InP utilizando el modelo de Angelov. (a) $I_{DS}$ en función de $V_{GS}$ . (b) $I_{DS}$ en función de $V_{DS}$ .	70
52. Error absoluto del modelado de las curvas I-V del transistor de InP utilizando el modelo de Angelov. (a) $V_{GS} = -0.6$ volts. (b) $V_{GS} = -0.4$ volts. (c) $V_{GS} = -0.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	70
53. Modelado de $G_{DS}$ del transistor de InP utilizando el modelo de Angelov. (a) $V_{GS} = -0.6$ volts. (b) $V_{GS} = -0.4$ volts. (c) $V_{GS} = -0.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	71
54. Modelado de $G_M$ del transistor de InP utilizando el modelo de Angelov. (a) $V_{DS} = 0.2$ volts. (b) $V_{DS} = 0.5$ volt. (c) $V_{DS} = 0.8$ volts. $V_{DS} = 1$ volt.	73
55. Constantes $a_{ij}$ del modelo de Chen para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$ nm y $\lambda=830$ nm) del transistor de InP.	74
56. Constantes Lambda, $I_{PK}$ y $V_{PK}$ del modelo de Chen para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$ nm y $\lambda=830$ nm) del transistor de InP. (a) $\lambda$ . (b) $I_{PK}$ . (c) $V_{PK}$ .	74
57. Modelado de las curvas I-V del transistor de InP utilizando el modelo de Chen. (a) $I_{DS}$ en función de $V_{DS}$ . (b) $I_{DS}$ en función de $V_{GS}$ .	75
58. Error absoluto del modelado de las curvas I-V del transistor de InP utilizando el modelo de Chen. (a) $I_{DS}$ en función de $V_{DS}$ . (b) $I_{DS}$ en función de $V_{GS}$ . (a) $V_{GS} = -0.6$ volts. (b) $V_{GS} = -0.4$ volts. (c) $V_{GS} = -.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	76
59. Modelado de $G_{DS}$ del transistor de InP utilizando el modelo de Chen. (a) $I_{DS}$ en función de $V_{DS}$ . (b) $I_{DS}$ en función de $V_{GS}$ . (a) $V_{GS} = -.6$ volts. (b) $V_{GS} = -.4$ volts. (c) $V_{GS} = -.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	77
60. Modelado de $G_M$ del transistor de InP utilizando el modelo de Chen. (a) $V_{DS} = 0.2$ volts. (b) $V_{DS} = 0.5$ volt. (c) $V_{DS} = 0.8$ volts. (d) $V_{DS} = 1$ volt.	78
61. Constantes $A_i$ del modelo de Curtice cúbico para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$ nm y $\lambda=830$ nm) del transistor de GaAs. (a) $A_0$ . (b) $A_1$ . (c) $A_2$ . (d) $A_3$ .	79
62. Constantes $\lambda$ , $\alpha$ y $\beta$ del modelo de Curtice cúbico para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$ nm y $\lambda=830$ nm) del transistor de GaAs. (a) $\lambda$ . (b) $\alpha$ . (c) $\beta$ .	79

## LISTA DE FIGURAS (continuación)

63. Modelado de las curvas I-V del transistor de GaAs utilizando el modelo de Curtice. (a) $I_{DS}$ en función de $V_{DS}$ . (b) $I_{DS}$ en función de $V_{GS}$ .	80
64. Error absoluto del modelado de las curvas I-V del transistor de GaAs utilizando el modelo de Curtice. (a) $V_{GS} = -0.6$ volts. (b) $V_{GS} = -0.4$ volts. (c) $V_{GS} = -0.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	81
65. Modelado de $G_{DS}$ del transistor de GaAs utilizando el modelo de Curtice. (a) $V_{GS} = -0.6$ volts. (b) $V_{GS} = -0.4$ volts. (c) $V_{GS} = -0.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	82
66. Modelado de $G_M$ del transistor de GaAs utilizando el modelo de Curtice. (a) $V_{DS} = 0.5$ volts. (b) $V_{DS} = 1.5$ volt. (c) $V_{DS} = 2$ volts. (d) $V_{DS} = 3$ volt.	83
67. Constantes $P_N$ del modelo de Angelov para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$ nm y $\lambda=830$ nm) del transistor de GaAs. (a) $P_1$ . (b) $P_2$ . (c) $P_3$ . (d) $P_4$ . (e) $P_5$ . (f) $P_6$ .	84
68. Constantes $\alpha$ , $\lambda$ , $I_{PK}$ y $V_{PK}$ del modelo de Angelov para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$ nm y $\lambda=830$ nm) del transistor de GaAs. (a) $\alpha$ . (b) $\lambda$ . (c) $I_{PK}$ . (d) $V_{PK}$ .	85
69. Modelado de las curvas I-V del transistor de GaAs utilizando el modelo de Angelov. (a) $I_{DS}$ en función de $V_{DS}$ . (b) $I_{DS}$ en función de $V_{GS}$ .	86
70. Error absoluto del modelado de las curvas I-V del transistor de GaAs utilizando el modelo de Angelov. (a) $V_{GS} = -0.6$ volts. (b) $V_{GS} = -0.4$ volts. (c) $V_{GS} = -0.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	86
71. Modelado de $G_{DS}$ del transistor de GaAs utilizando el modelo de Angelov. (a) $V_{GS} = -0.6$ volts. (b) $V_{GS} = -0.4$ volts. (c) $V_{GS} = -0.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	87
72. Modelado de $G_M$ del transistor de GaAs utilizando el modelo de Angelov. (a) $V_{DS} = 0.5$ volts. (b) $V_{DS} = 1.5$ volts. (c) $V_{DS} = 2$ volts. (d) $V_{DS} = 3$ volts.	88
73. Constantes $a_{ij}$ del modelo de Chen para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$ nm y $\lambda=830$ nm) del transistor de GaAs.	90
74. Constantes $\lambda$ , $I_{PK}$ y $V_{PK}$ del modelo de Chen para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$ nm y $\lambda=830$ nm) del transistor de GaAs. (a) $\lambda$ . (b) $I_{PK}$ . (c) $V_{PK}$ .	90
75. Mod. de las curvas I-V del transistor de GaAs utilizando el modelo de Chen. (a) $I_{DS}$ en función de . (b) $I_{DS}$ en función de $V_{GS}$ .	91
76. Error absoluto del modelado de las curvas I-V del transistor de GaAs utilizando el modelo de Chen. (a) $V_{GS} = -0.6$ volts. (b) $V_{GS} = -0.4$ volts. (c) $V_{GS} = -0.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	92
77. Modelado de $G_{DS}$ del transistor de GaAs utilizando el modelo de Chen. (a) $V_{GS} = -0.6$ volts. (b) $V_{GS} = -0.4$ volts. (c) $V_{GS} = -0.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	93
78. Modelado de $G_M$ del transistor de GaAs utilizando el modelo de Chen. (a) $V_{DS} = 0.5$ volts. (b) $V_{DS} = 1.5$ volt. (c) $V_{DS} = 2$ volts. (d) $V_{DS} = 3$ volt.	94
79. Promedio de errores de las curvas $I_{DS}$ en función de $V_{DS}$ de los transistores PHEMT's.	95
80. Promedio de errores de las curvas $G_{DS}$ de los transistores PHEMT's.	96
81. Promedio de errores de las curvas $G_M$ de los transistores PHEMT's.	97

## LISTA DE FIGURAS (continuación)

82. Constantes $b_{ij}$ del modelo de Loo Yau para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$ nm y $\lambda=830$ nm) del transistor de InP.	99
83. Constantes $a_{ij}$ y $C_{max}$ del modelo de Loo Yau para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$ nm y $\lambda=830$ nm) del transistor de InP	100
84. Modelado de $C_{GS}$ en función de $V_{DS}$ del transistor de InP. (a) $V_{GS} = -.6$ volts. (b) $V_{GS} = -.4$ volts. (c) $V_{GS} = -.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	100
85. Modelado de $C_{GS}$ en función de $V_{GS}$ del transistor de InP. (a) $V_{DS} = .2$ volts. (b) $V_{DS} = .5$ volt. (c) $V_{DS} = .8$ volts. (d) $V_{DS} = 1$ volt. b) Evaluación del modelo de Loo Yau para $C_{GD}$ .	101
86. Constantes $b_{ij}$ del modelo de Loo Yau para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$ nm y $\lambda=830$ nm) del transistor de InP.	102
87. Constantes $a_{ij}$ y $C_{max}$ del modelo de Loo Yau para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$ nm y $\lambda=830$ nm) del transistor de InP.	103
88. Modelado de $C_{GD}$ en función de $V_{DS}$ del transistor de InP. (a) $V_{GS} = -.6$ volts. (b) $V_{GS} = -.4$ volts. (c) $V_{GS} = -.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	104
89. Modelado de $C_{GD}$ en función de $V_{GS}$ del transistor de InP. (a) $V_{DS} = .2$ volts. (b) $V_{DS} = .5$ volt. (c) $V_{DS} = .8$ volts. (d) $V_{DS} = 1$ volt.	105
90. Constantes $b_{ij}$ del modelo de Loo Yau para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$ nm y $\lambda=830$ nm) del transistor de GaAs.	107
91. Constantes $a_{ij}$ y $C_{max}$ del modelo de Loo Yau para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$ nm y $\lambda=830$ nm) del transistor de GaAs.	107
92. Modelado de $C_{GS}$ en función de $V_{DS}$ del transistor de GaAs. (a) $V_{GS} = -.6$ volts. (b) $V_{GS} = -.4$ volts. (c) $V_{GS} = -.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	108
93. Modelado de $C_{GS}$ en función de $V_{GS}$ del transistor de GaAs. (a) $V_{DS} = .6$ volts. (b) $V_{DS} = 1.4$ volt. (c) $V_{DS} = 2$ volts. (d) $V_{DS} = 3$ volt.	109
94. Constantes $b_{ij}$ del modelo de Loo Yau para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$ nm y $\lambda=830$ nm) del transistor de GaAs.	110
95. Constantes $a_{ij}$ y $C_{max}$ del modelo de Loo Yau para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$ nm y $\lambda=830$ nm) del transistor de GaAs.	111
96. Modelado de $C_{GD}$ en función de $V_{DS}$ del transistor de GaAs. (a) $V_{GS} = -.6$ volts. (b) $V_{GS} = -.4$ volts. (c) $V_{GS} = -.2$ volts. (d) $V_{GS} = 0$ volts.	112
97. Modelado de $C_{GD}$ en función de $V_{GS}$ del transistor de GaAs. (a) $V_{DS} = .5$ volts. (b) $V_{DS} = 1.4$ volt. (c) $V_{DS} = 2$ volts. (d) $V_{DS} = 3$ volt.	113
98. Promedio de errores de las capacitancia $C_{GS}$ de los transistores PHEMT's.	114
99. Promedio de errores de las capacitancia $C_{GS}$ de los transistores PHEMT's.	114
100. Evaluación del modelo de Curtice cúbico bajo el régimen en gran señal con y sin iluminación del transistor de InP. (a) Potencia de salida vs. potencia de entrada. (b) Potencia de la fundamental y la tercera armónica.	118
101. Ganancia (línea continua) y potencia de salida (línea punteada) del transistor de InP utilizando el modelo de Curtice. (a) Sin iluminación. (b) $\lambda=830$ nm. (c) $\lambda=630$ nm.	119

## LISTA DE FIGURAS (continuación)

102. Comparación de la Ganancia del modelo de Curtice sin y con iluminación del transistor de InP.	119
103. Evaluación del modelo de Angelov bajo el régimen en gran señal con y sin iluminación del transistor de InP. (a) Potencia de salida contra potencia de entrada. (b) Potencia de salida de la fundamental y la tercera armónica	121
104. Ganancia contra potencia (línea continua) y potencia de salida (línea punteada) del transistor de InP utilizando el modelo de Angelov. (a) Sin iluminación, (b) $\lambda=830\text{nm}$ , (c) $\lambda=630\text{nm}$ .	122
105. Comparación de la Ganancia del modelo de Angelov sin y con iluminación del transistor de InP.	122
106. Evaluación del modelo de Chen bajo el régimen en gran señal con y sin iluminación del transistor de InP. (a) Potencia de salida contra potencia de entrada. (b) Potencia de salida de la fundamental y la tercera armónica.	124
107. Ganancia contra potencia (línea continua) y potencia de salida contra potencia de entrada (línea punteada) del transistor de InP utilizando el modelo de Chen. (a) Sin iluminación, (b) $\lambda=830\text{nm}$ y (c) $\lambda=830\text{nm}$ .	125
108. Comparación de la Ganancia del modelo de Chen sin y con iluminación del transistor de InP.	125
109. Evaluación del transistor de GaAs para el modelo de Curtice cúbico bajo el régimen en gran señal con y sin iluminación. (a) Potencia de salida contra potencia de entrada. (b) Potencia de salida de la fundamental y la tercera armónica.	127
110. Ganancia (línea continua) y potencia de salida (línea punteada) del transistor de GaAs contra potencia de entrada para el modelo de Curtice. (a) Sin iluminación, (b) $\lambda=830\text{nm}$ y (c) $\lambda=630\text{nm}$ .	128
111. Comparación de la Ganancia del modelo Curtice contra potencia sin y con iluminación del transistor de GaAs.	129
112. Evaluación del modelo de Angelov bajo el régimen en gran señal con y sin iluminación del transistor de GaAs. (a) Potencia de salida contra potencia de entrada. (b) Potencia de salida de la fundamental y la tercera armónica.	130
113. Ganancia contra potencia (línea continua) y potencia de salida contra potencia de entrada (línea punteada) del transistor de GaAs utilizando el modelo de Angelov. (a) Sin iluminación, (b) $\lambda=830\text{nm}$ y (c) $\lambda=630\text{nm}$ .	131
114. Comparación de la Ganancia del modelo de Angelov contra potencia sin y con iluminación del transistor de GaAs	132
115. Evaluación del modelo de Chen bajo el régimen en gran señal con y sin iluminación del transistor de GaAs. (a) Potencia de salida vs. potencia de entrada. (b) Potencia de salida de la fundamental y tercera armónica.	133
116. Ganancia contra potencia (línea continua) y potencia de salida contra potencia de entrada (línea punteada) del transistor de GaAs utilizando el modelo de Chen. (a) Sin iluminación, (b) $\lambda=830\text{nm}$ y (c) $\lambda=830\text{nm}$ .	134
117. Comparación de la Ganancia del modelo de Chen contra potencia sin y con iluminación del modelo de GaAs.	134

## I INTRODUCCIÓN.

Las características de amplificación de los transistores de microondas así como la sensibilidad a la iluminación de los semiconductores, han permitido desarrollar a la fecha varias funciones de control óptico por ejemplo: control óptico de amplificadores, control óptico de osciladores, control óptico de mezcladores, entre otros [Lasri Jacov *et al.*, 2001].

Por otra parte, las técnicas ópticas son atractivamente interesantes debido a:

- anchos de banda amplios,
- al aislamiento propio entre señales de control óptico y de radiofrecuencia,
- a la conveniencia de su uso en los enlaces de fibra óptica.

El área de investigación sobre el control óptico de dispositivos de microondas ha estado creciendo rápidamente [Paoella A. *et al.*, 1995]. Los PHEMT's (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor - transistor pseudomórfico de alta movilidad electrónica) son los dispositivos más competitivos y son la célula base para aplicaciones en el diseño de sistemas y circuitos controlados ópticamente. Caracterizar y modelar los PHEMT's bajo iluminación monocromática, permitirá evaluar su desempeño y explorar posibles aplicaciones en sistemas integrados controlados por una señal óptica. En esta tesis se aborda la caracterización electro-óptica de PHEMT's fabricados en tecnología InP y GaAs. Así, bajo condiciones de iluminación monocromática a diferentes potencias ópticas y longitudes de onda, se realiza una evaluación de los elementos del circuito eléctrico equivalente de los transistores PHEMT's antes mencionados. Es de particular interés en

este trabajo estudiar y evaluar tres modelos no-lineales para transistores PHEMT's de InP y GaAs (Curtice *et al.*, 1985; Angelov *et al.*, 1992; Chen *et al.*, 1998), bajo iluminación monocromática a diferentes potencias ópticas y longitudes de onda. La evaluación de estos modelos se efectúa por medio de la simulación en gran señal utilizando el software ADS Advanced Design System [Anón 1, 2002].

## I.1 Antecedentes

En años recientes, la disponibilidad de simuladores comerciales de propósito general como MDS, ADS, LIBRA, etc., permiten analizar circuitos no-lineales utilizando el método de balance armónico, lo cual ha generado la necesidad de modelos no-lineales cada vez más complejos que representen fielmente el funcionamiento de los PHEMT's. A la fecha han sido propuestos varios modelos como por ejemplo el de Curtice cúbico [Curtice *et al.*, 1985], Angelov [Angelov *et al.*, 1992], Chen [Chen *et al.*, 1998] por citar algunos. También en el CICESE existen algunos trabajos de tesis de maestría como el de Loo Yau [2000], en el cual se presentan expresiones analíticas para encontrar todas las constantes de los modelos no lineales de la corriente drenador-fuente,  $I_{DS}$ . Además se presenta un método para encontrar las  $n$  constantes de la función  $\psi$  del modelo de Angelov [Angelov *et al.*, 1992], así como una metodología para implementar el modelo de Chen [Chen *et al.*, 1998]. En la tesis antes citada también se desarrolló un nuevo modelo empírico [Loo Yau *et al.*, 2001], para la obtención de las capacitancias  $C_{GS}$  y  $C_{GD}$ , que no utiliza métodos de optimización ya que el error absoluto es menor al 10%. Otra tesis importante de mencionar es la realizada por Infante Galindo [2000] donde sus aportaciones

más importantes son el haber implementado dos nuevas metodologías para el modelado de las capacitancias intrínsecas de compuerta-fuente,  $C_{GS}$  y de compuerta-drenador,  $C_{GD}$ . También se desarrollaron varios programas de cómputo para el modelado de las curvas I-V, cálculo de sus derivadas, y las capacitancias  $C_{GS}$  y  $C_{GD}$  con un alto grado de precisión. Además se desarrolló una metodología clara y sencilla para el análisis del fenómeno no-lineal de íntermodulación para un GaAsFET (Transistor de efecto de campo de GaAs), con los cuales es posible seleccionar los puntos óptimos de operación del transistor para disminuir el efecto adverso provocado por tal fenómeno. Un trabajo de tesis en la cual se estudia el comportamiento de los PHEMT's con iluminación es la presentada por [Zevallos Castro, 2000]. En dicho trabajo se inicia la inclusión de técnicas ópticas en la caracterización de dispositivos activos de microondas en el laboratorio de Microondas del CICESE, logrando reproducir los numerosos fenómenos que se presentan al hacer incidir luz a los transistores PHEMT's.

## 1.2 Objetivo

En este trabajo de tesis se tienen los siguientes objetivos:

- 1.- De los modelos no lineales más eficaces (Angelov *et al.*, 1992; Chen *et al.*, 1998; Curtice *et al.*, 1985) para PHEMT's sin iluminación, confirmar cual de éstos es el más apropiado para el modelado no-lineal con iluminación.
- 2.- Estudio de la sensibilidad de los transistores PHEMT's a la luz monocromática y modelar el comportamiento no lineal de las capacitancias  $C_{GS}$ ,  $C_{GD}$ .
- 3.- Simulación en gran señal de los modelos no lineales utilizando ADS.

### **I.3 Organización del trabajo**

El objetivo principal de este trabajo es estudiar y evaluar tres modelos no-lineales bajo iluminación monocromática con diferentes potencias ópticas y longitudes de onda.

Para poder cumplir con este objetivo, la tesis ha sido organizada de la siguiente manera:

en el capítulo II se presentan aspectos teóricos y fundamentos sobre la caracterización y el modelado de los transistores PHEMT's, así como también se mencionan los avances recientes en este tema. En el capítulo III se presenta detalladamente el montaje experimental óptico-microondas utilizado para llevar a cabo las caracterizaciones estáticas y dinámicas de los transistores PHEMT's, para posteriormente presentar en el capítulo IV los efectos que produce la luz monocromática en las características estáticas, dinámicas y elementos intrínsecos de los transistores estudiados bajo diferentes potencias ópticas y longitudes de onda. En el capítulo V se presenta el modelado de las características corriente-voltaje utilizando los modelos de: Angelov *et al.* (1992), Chen *et al.* (1998) y Curtice *et al.* (1985) así como el modelado de las capacitancias  $C_{GS}$  y  $C_{GD}$  utilizando el modelo de Loo Yau *et al.* (2001) para transistores de alta movilidad electrónica PHEMT's de InP y GaAs bajo diferentes potencias ópticas y longitudes de onda. Se observa y se analiza el comportamiento de las constantes de cada modelo para reportar cuales de ellas son más sensibles a la iluminación y así poder concluir si algún modelo puede ser escalable con la iluminación. En el capítulo VI se realiza la evaluación de los modelos no-lineales estudiados por medio de la simulación en gran señal utilizando la herramienta de balance armónico implementado en el software ADS. En el capítulo VII se presentan las conclusiones generales y las aportaciones del trabajo realizado y algunas recomendaciones.

## II ASPECTOS TEORICOS DE CARACTERIZACION Y MODELADO

En la actualidad se han realizado numerosos trabajos relacionados con la caracterización de las curvas I-V de los transistores PHEMT bajo iluminación monocromática a diferentes longitudes de onda. El cambio de la corriente de drenador causada por la iluminación se puede explicar por el efecto fotovoltaico [Takanashi *et al.*, 1999]; donde es predominante a bajas frecuencias. El efecto fotovoltaico se presenta a frecuencias menores a 45 MHz. Otro efecto que se presenta al incidir luz en el transistor es el efecto fotoconductorivo [Takanashi *et al.*, 1999] el cual se presenta a frecuencias altas por lo general mayor a 45 MHz, debido a que el transistor es iluminado por la parte superior; los electrones y los huecos son generados únicamente en la fuente y en el drenador donde los campos eléctricos son muy pequeños, por lo que el efecto fotoconductorivo es despreciable para nuestros experimentos [Takanashi *et al.*, 1999]. A pesar de los numerosos trabajos sobre la caracterización estática de los PHEMT's bajo iluminación nunca se han utilizado modelos empíricos convencionales para modelar el incremento de corriente de drenaje provocada por la potencia óptica incidente en el transistor tal y como se realiza en este trabajo de tesis.

A la fecha se han propuesto numerosos modelos de circuitos equivalentes de los PHEMT's opto-electrónicos los cuales toman en cuenta las variaciones ópticas de las capacitancias compuerta-fuente,  $C_{GS}$  y compuerta-drenador,  $C_{GD}$ , y la transconductancia  $G_M$  [Song S. H. *et al.*, 1998]. Pero no se ha hecho un estudio detallado de la variación de los elementos intrínsecos del modelo de circuito eléctrico equivalente bajo iluminación. Por

lo que en este trabajo de tesis se presentan los cambios que sufre cada elemento del circuito eléctrico equivalente de las diferentes familias de transistores estudiados bajo la influencia de la luz monocromática.

Para el modelado de las capacitancias  $C_{GS}$  y  $C_{GD}$  ya se han reportado algunos modelos en los cuales presentan ecuaciones semiempíricas para la estimación de estas capacitancias bajo iluminación óptica dando buenos resultados [Navarro Cesar *et al.*, 2002]. Por lo que en esta tesis se realiza una evaluación del modelo de Loo Yao [Loo Yao *et al.*, 2000] para determinar qué tan exacto es este modelo para predecir el comportamiento de las capacitancias  $C_{GS}$  y  $C_{GD}$  bajo iluminación óptica.

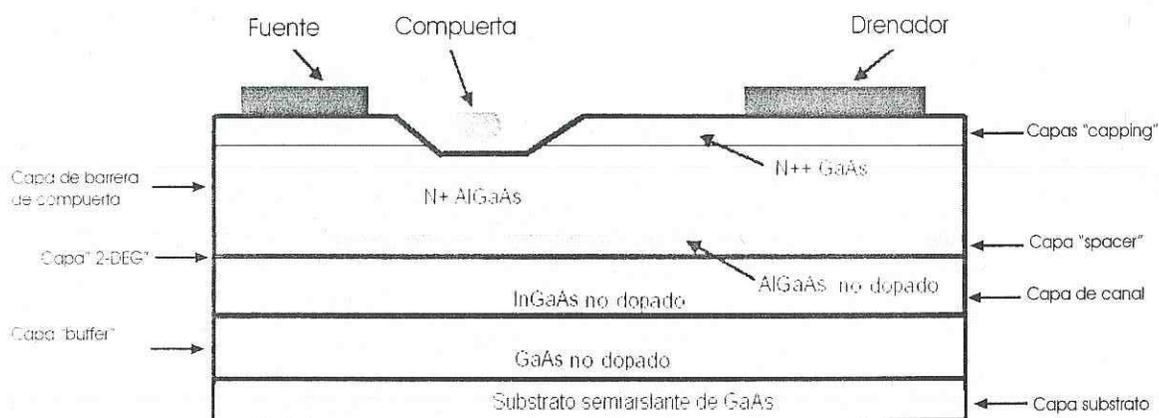
En particular, los modelos no lineales de Chen y Angelov, nunca se han evaluado en el laboratorio de microondas. Por lo que en esta tesis se da comienzo a la evaluación de éstos utilizando la herramienta de balance armónico implementado en el software ADS.

## **II.1 El transistor de alta movilidad electrónica pseudomórfico 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. La estructura de los PHEMT's está típicamente compuesta de: (a) dos capas GaAs  $n^{++}$  denominadas "capping", (b) una capa de AlGaAs tipo  $n^+$  contaminada (dopada) generalmente con silicio denominada capa donadora o capa barrera de compuerta, (c) una capa de AlGaAs no dopada denominada

“spacer”, (d) una capa de InGaAs no dopada denominada canal, (e) una capa de GaAs no dopada denominada “buffer” y (f) una capa GaAs semi-aislante denominada sustrato. Esta estructura de capas se muestra en la figura 1. La parte central de este dispositivo es la interfase longitudinal entre una capa de AlGaAs no dopada denominada “spacer” y la capa no dopada de InGaAs denominada canal. La capa del InGaAs se denomina la capa pseudomorfica ya que sufre una deformación en su estructura cristalina para poderse acoplar al AlGaAs y al GaAs [Zevallos, 2000].

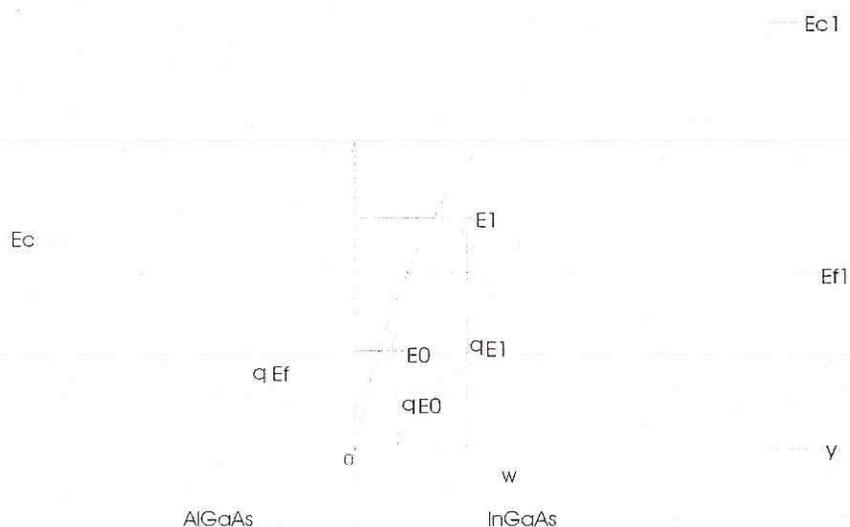
### Estructura del PHEMT



**Figura 1. Esquema de la sección transversal de un PHEMT**

El punto más importante en la capa canal del PHEMT es la formación de un pozo cuántico, el cual confina los electrones en una delgada distribución bi-dimensional de muy alta concentración de electrones denominada capa “2-DEG” (gas bidimensional de electrones) que resulta de la diferencia de anchos de banda prohibida (band-gap) entre el AlGaAs y el InGaAs. La figura 2, ilustra el diagrama de bandas de un PHEMT mostrando el 2DEG formado por la diferencia de bandas. El 2DEG es formado desde que el AlGaAs permite que sus electrones libres se difundan en el InGaAs cerca de la interfase. El pozo

cuántico se considera triangular. Esta hipótesis interpreta muy acertadamente la forma de diagramas de bandas de la heterounión mostrado en la figura 2. En el pozo cuántico el origen de las energías se sitúa en el mínimo de la banda de conducción es decir en  $y = 0$ . En general los electrones del pozo cuántico se localizan sobre los primeros niveles de energía ( $E_0$  y  $E_1$ ), estos dos niveles son los únicos que se toman en cuenta en la mayoría de los modelos para PHEMT's.



**Figura 2. Representación esquemática de la banda de conducción de la heterounión.**

Generalmente, una película delgada de AlGaAs no dopado intercalada entre el InGaAs y el AlGaAs dopado, permite una mejor separación espacial entre los átomos donadores de la película de AlGaAs y los electrones en el pozo cuántico del lado del InGaAs. Además así se obtienen movilidades más elevadas. La aplicación de una tensión en la compuerta permite controlar el potencial en las películas epitaxiales, por consiguiente el ancho de la zona de deserción, permite también controlar de esta manera el paso de corriente en el canal constituido por el pozo cuántico en la interfase del InGaAs. Si  $n_s$  es la densidad por unidad de área del gas bidimensional, la corriente  $I_{DS}$  que circula entre el

drenador y la fuente se expresa:

$$I_{DS} = q \cdot n_s \cdot Z \cdot v, \quad (1)$$

donde:  $q$  es la carga del electrón y  $Z$  es el ancho de la compuerta del transistor.

Cuando la tensión aplicada en la compuerta es menor al voltaje de umbral ( $V_T$ ),  $n_s$  tiende a cero. Si además de la tensión  $V_{GS}$  entre la compuerta y la fuente, se considera una tensión  $V_{DS}$  entre el drenador y la fuente. Es decir que en todo punto existirá un potencial  $V_C(x)$  con respecto a la fuente, así como un campo eléctrico  $\xi(x)$  paralelo a la heterounión. Con respecto a la compuerta el potencial se expresa  $V_C(x)$  se expresa por  $(V_C(x) + |V_{GS}|)$ . También se considera que la densidad del gas de electrones es idéntica a la que se obtendría en ausencia de potencial  $V_{DS}$ . Esto significa que  $n_s$  no se modifica con un campo paralelo. El voltaje aplicado entre drenador y fuente le da la dirección y la velocidad a los electrones que se encuentran en el pozo cuántico. La evolución de la velocidad de los portadores en el canal se describe por la siguiente expresión [Reynoso Apolinar, 2001]:

$$v[\xi(x)] = \frac{\mu_0 \xi(x)}{1 + \frac{\xi(x)}{\xi_0}}, \quad \xi(x) \leq \xi_s \quad (2)$$

$$v[\xi(x)] = v_s, \quad \xi(x) \geq \xi_s \quad (3)$$

donde:  $\mu_0$  es la movilidad para un campo eléctrico nulo,  $\xi_0$  es un parámetro ajustable que tiene la dimensión de un campo eléctrico,  $\xi_s$  es el campo eléctrico de saturación y  $v_s$  es la velocidad de saturación.

## II.2 Efecto fotovoltaico en los transistores PHEMT's

La figura 3(a) muestra la operación de un PHEMT bajo iluminación. En la compuerta, los huecos y electrones tienden a viajar hacia la fuente y el drenador respectivamente bajo un fuerte campo eléctrico. Por otro lado, aquellos huecos fotogenerados y los inyectados por la compuerta son confinados en el pozo cuántico junto con los electrones. Electrones y huecos en la región de la fuente son igualmente espaciados debido al campo eléctrico interno formado por el 2-DEG. Las bandas de energía del transistor PHEMT en el pozo cuántico se muestran en la figura 3 (b) donde  $E_f$  es la energía de Fermi,  $E_0$  y  $E_1$  son la primera y segunda sub-banda de energía,  $E_C$  banda de conducción y la  $E_V$  es la banda de valencia. Alrededor de la heterointerface, la barrera de potencial se disminuye debido a que el campo eléctrico es reducido por el aumento de huecos. Como resultado, el exceso de electrones inyectados en la fuente continúan dirigiéndose hacia la compuerta hasta que se recombinen con huecos. Esto lleva a un incremento en la corriente de drenaje ( $\Delta I_{DS}$ ). Este es el efecto fotovoltaico utilizado para explicar la ganancia óptica en los fototransistores [Takanashi *et al.*, 1999].

## II.3 Transistores estudiados

En la presente tesis se estudiaron dos familias de transistores PHEMT's: uno de InP y otro de GaAs. La figura 4, muestra la estructura geométrica del transistor PHEMT de InP y la figura 5, muestra la estructura geométrica del transistor PHEMT de GaAs. Estos dos transistores fueron caracterizados ampliamente a lo largo de esta tesis para estudiar el

comportamiento de sus parámetros y poder modelar sus características al aplicarle luz monocromática.

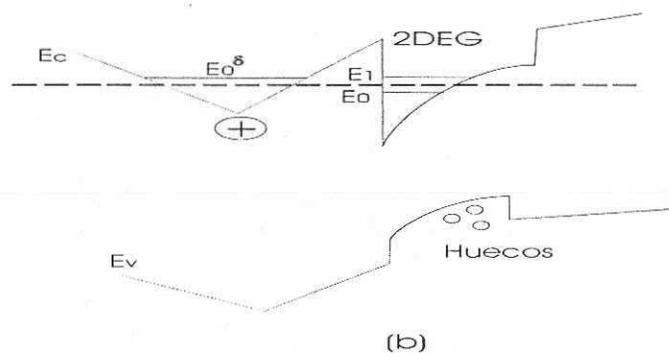
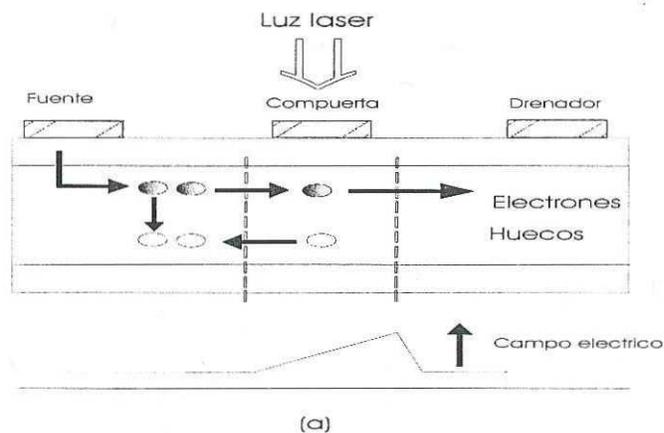


Figura 3. (a) Operación de un PHEMT bajo iluminación. (b) Diagrama de bandas de energías en la heterojuntura de la fuente.

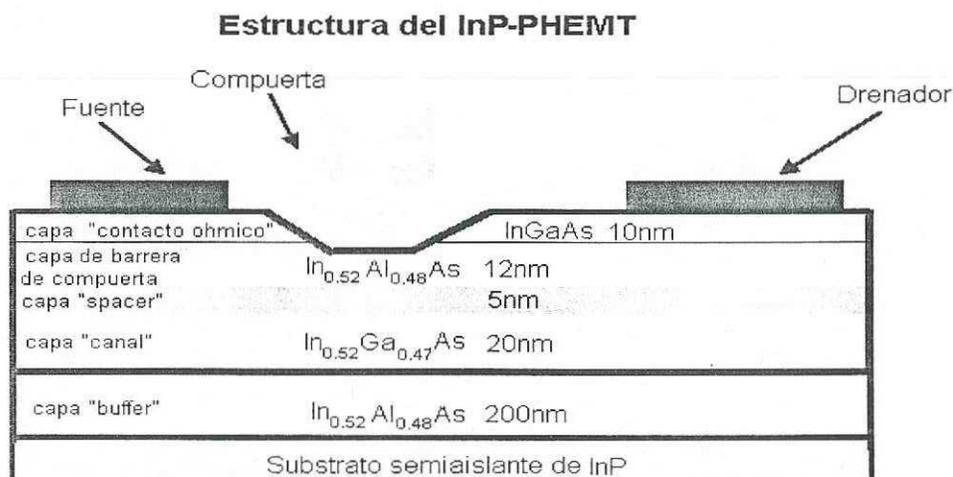
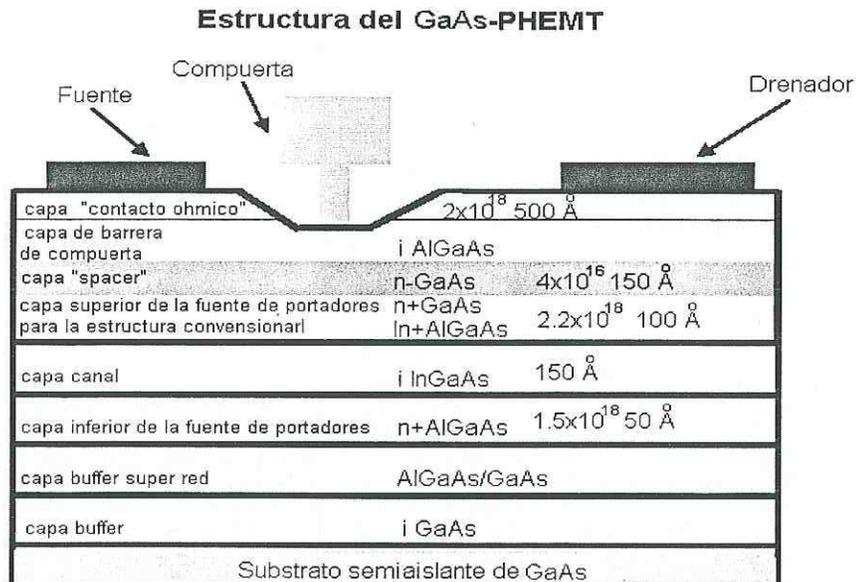


Figura 4. Estructura geométrica del transistor PHEMT de InP.



**Figura 5. Estructura geométrica del transistor PHEMT de GaAs.**

#### II.4 Modelo del circuito eléctrico equivalente

El modelo del circuito eléctrico equivalente se extrae de la caracterización experimental del PHEMT. En la figura 6(a) se muestra la ubicación y el significado físico de cada elemento incorporado al circuito eléctrico equivalente para un transistor PHEMT (Infante, 2000). En este circuito equivalente  $C_{GS}$  es la capacitancia debido a la región de carga espacial entre la fuente y la compuerta.  $C_{DS}$  es la capacitancia del substrato entre el drenador y la fuente.  $C_{GD}$  es la capacitancia debido a la región de carga espacial entre el drenador y la compuerta. La necesidad de estudiar las capacitancias intrínsecas bajo la influencia de la luz ( $C_{GS}$ ,  $C_{GD}$ ,  $C_{DS}$ ) se debe a que los elementos reactivos tienen influencia en la generación de efectos no-lineales tales como la distorsión por intermodulación, compresión de ganancia y distorsión de fase ( $C_{GS}$  armónicas o ruido,  $C_{GD}$  estabilidad en fase).  $R_{DS}$  es la resistencia de salida del canal y  $R_I$  es la resistencia de intrínseca.  $G_M$  es el

parámetro de ganancia del PHEMT y se representa como una fuente de corriente controlada por voltaje (Waker, 1993).  $R_S$ ,  $R_D$ ,  $R_G$  representan las resistencias parásitas las cuales están asociadas con los contactos del dispositivo.  $L_S$ ,  $L_D$ ,  $L_G$  representan a las inductancias parásitas asociadas con los contactos (Reynoso *et al.*, 1996).  $C_{PG}$ ,  $C_{PD}$  representan a las capacitancias externas entre los contactos (Dambrine *et al.*, 1988). La figura 6(b) muestra el circuito equivalente ampliamente utilizado para los PHEMT's.

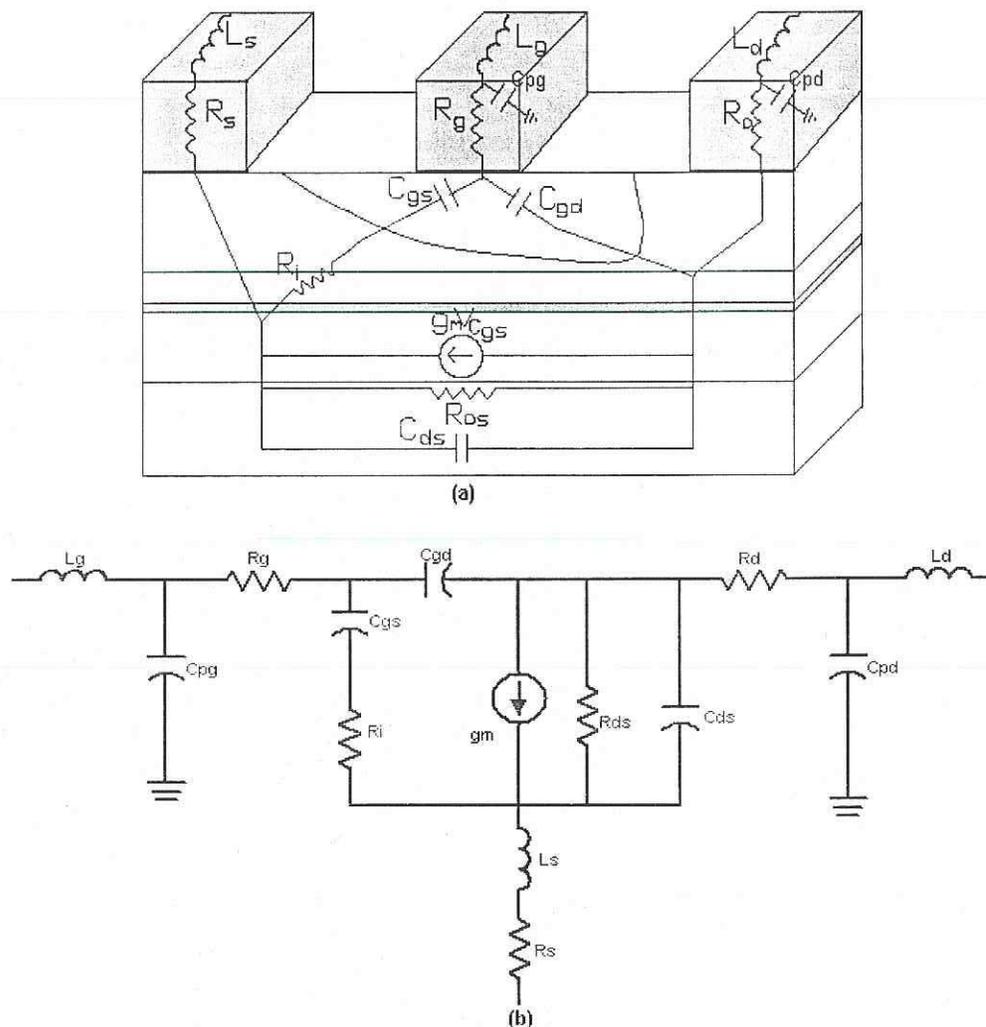


Figura 6. (a) Ubicación de los elementos del circuito eléctrico equivalente para un transistor PHEMT. (b) Circuito equivalente para un transistor PHEMT.

## II.5 Conceptos básicos de Modelado

La necesidad de definir un modelo adecuado para un dispositivo electrónico, surge cuando se desea diseñar un circuito. Para efectuar el análisis teórico, se requiere que cada elemento físico que compone el circuito (resistencias, capacitancias, inductancias, fuentes), tenga una representación matemática (modelo), que permita simular la función de dicho elemento bajo las condiciones de operación del circuito. Los modelos se pueden dividir en físicos y empíricos [Medina Monroy, 2001].

### II.5.1 Modelos físicos

Los modelos físicos son aquellos que se obtienen mediante leyes físicas que gobiernan el transporte de corriente en los semiconductores; en estos modelos es necesario conocer las propiedades eléctricas del semiconductor y su geometría [Statz Hermann *et al.*, 1974].

### II.5.2 Modelos empíricos

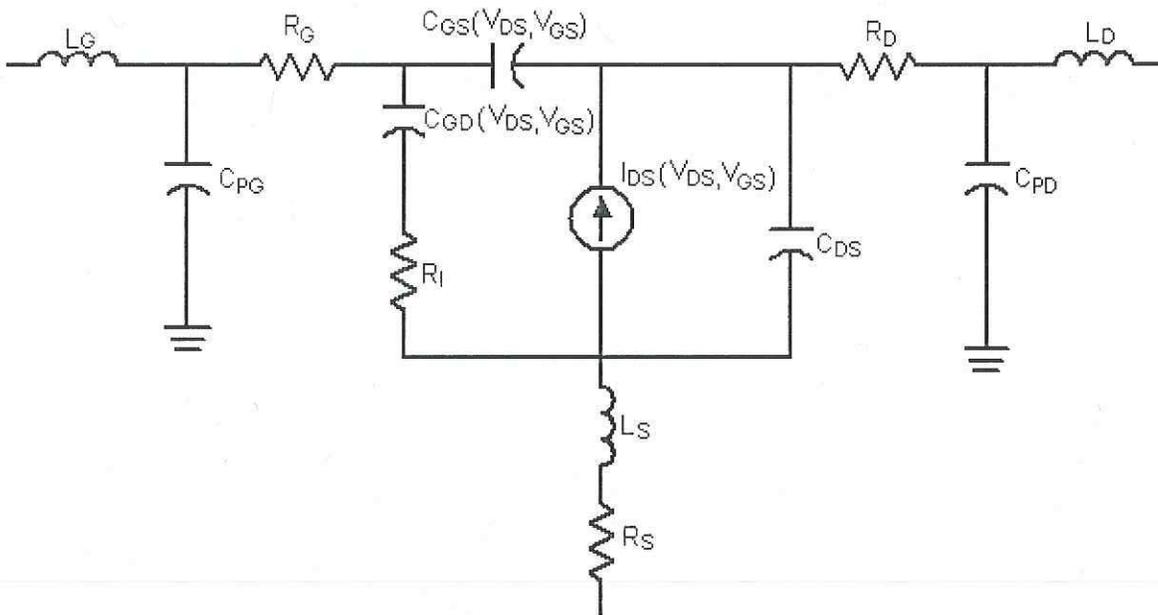
Los modelos empíricos se basan primeramente en examinar las características experimentales del dispositivo ( $I(v)$ ,  $C(v)$ ) y posteriormente proponer funciones matemáticas que presenten el mismo comportamiento de las curvas medidas. Las expresiones matemáticas incluyen parámetros de ajuste, que cuando se le asignan valores determinados, causan que el comportamiento de las expresiones propuestas se aproxime de mejor manera a los datos medidos [Angelov *et al.*, 1992].

### II.5.3 Modelo no lineal

Un modelo no lineal es aquel modelo que sirve para predecir el comportamiento de cualquier función no lineal. Los modelos no-lineales del tipo circuito eléctrico equivalente, son utilizados en los simuladores de circuitos para evaluar el funcionamiento de: mezcladores, osciladores, amplificadores de potencia, amplificadores de alta ganancia, etc. Un modelo no lineal de un transistor de efecto de campo está formado de dos partes: la primera parte utiliza expresiones analíticas de corriente de drenador para ajustar los datos I-V obtenidos utilizando mediciones en régimen estático o régimen impulsional. La segunda parte utiliza expresiones analíticas empíricas para ajustar el comportamiento no-lineal de los elementos reactivos: capacitancias de compuerta-fuente  $C_{GS}$ , capacitancias de compuerta-drenador  $C_{GD}$  y capacitancias de drenador-fuente  $C_{DS}$  (Walter, 1993). En la figura 7, se muestra el modelo no-lineal del tipo circuito eléctrico equivalente. El modelo combina un conjunto de elementos lineales y no-lineales donde cada elemento es asociado a la estructura física del transistor tal y como se muestra en la figura 6(a). Los elementos no-lineales son controlados directa o indirectamente por los voltajes  $V_{DS}$  y  $V_{GS}$ .

### II.6 Modelado no lineal de la corriente I-V

En el modelo no-lineal del tipo circuito equivalente, la corriente de drenador es suministrada por una fuente de corriente (figura 7) y depende de los voltajes  $V_{GS}$  y  $V_{DS}$ . Esta fuente de corriente puede ser representada por diferentes modelos no-lineales.



**Figura 7. Modelo no-lineal del tipo circuito eléctrico equivalente.**

Disponer de un modelo no lineal de la corriente  $I_{DS}$  permite obtener información valiosa como por ejemplo: niveles de potencia a una frecuencia determinada, el nivel de potencia requerido para que se produzca el punto de intersección de tercer orden de algún dispositivo, pérdidas por conversión, entre otros. En este trabajo se estudian tres modelos empíricos para modelar la corriente: el primero es el de Curtice cúbico [Curtice *et al.*, 1985], el segundo el modelo de Angelov [Angelov *et al.*, 1992] y por último el modelo de Chen [Chen *et al.*, 1998], la razón de estudiar estos tres modelos, es que guardan una gran similitud entre ellos. Tienen la gran ventaja de que sus constantes son obtenidas por medio de mediciones de corriente - voltaje. En este trabajo se evalúan los tres y se seleccionará el que mejor ajuste los datos de I-V bajo diferentes condiciones de iluminación.

### II.6.1 Modelo de Curtice cúbico

El modelo de Curtice cúbico (Curtice *et al.*, 1985) fue publicado en 1985 el cual también es conocido como Curtice-Ettenberg, y se caracteriza por la facilidad de extracción de sus constantes. El modelo está formado por un término cúbico (de ahí su nombre) multiplicado por una tangente hiperbólica y un término lineal; además su optimización es bastante sencilla ya que este modelo converge rápidamente.

El modelo expresa la corriente  $I_{DS}$  de la siguiente manera:

$$I_{DS} = (A_0 + A_1V_i + A_2V_i^2 + A_3V_i^3)(1 + \lambda V_{DS}) \tanh(\alpha V_{DS}), \quad (4)$$

$$V_i = V_{GS}(1 + \beta(V_{DS0} - V_{DS})), \quad (5)$$

donde:  $V_{DS0}$  Voltaje al cual se calcula  $A_i$ ,  $\beta$  es el coeficiente para el cambio de pinchoff,  $\lambda$  es un parámetro relacionado con la conductancia y  $\alpha$  es el parámetro relacionado con la región ohmica.

### II.6.2 Modelo de Angelov

El modelo de Angelov (Angelov *et al.*, 1992) es relativamente reciente, orientado a transistores de tecnología MESFET's, HEMT's y PHEMT's. Su contribución más importante es que logra predecir la transconductancia mucho mejor que otros modelos. El modelo de Angelov propone la siguiente expresión:

$$I_{DS}(V_{GS}) = I_{PK}(1 + \tanh \psi)(1 + \lambda V_{DS}) \tanh(\alpha V_{DS}), \quad (6)$$

$$\Psi = P_1(V_{GS} - V_{PK}) + P_2(V_{GS} - V_{PK})^2 + P_3(V_{GS} - V_{PK})^3 \dots P_N(V_{GS} - V_{PK})^n, \quad (7)$$

donde:  $P_1, P_2, P_3, \dots, P_N$  ayudan a un mejor modelado en saturación y en oclusión,  $V_{PK}$  es el voltaje al cual se presenta la máxima transconductancia,  $I_{PK}$  es la corriente a la cual se encuentra la máxima transconductancia,  $\alpha$  y  $\lambda$  son las mismas que en Curtice cúbico.

### II.6.3 Modelo de Chen

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

$$I_{DS}(V_{DS}, V_{GS}) = \frac{I_{DS0} I_{MAX}}{I_{MAX} + I_{DS0}}, \quad (8)$$

$$I_{MAX} = I_{PK} (1 + \lambda V_{DS}) \tanh\left(\frac{V_{DS}}{V_k}\right), \quad (9)$$

$$I_{DS0} = \exp(\psi), \quad (10)$$

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 de  $V_{GS}$  como de  $V_{DS}$  esta dependencia es representada por la función  $\Psi$

$$\psi(V_{GS}, V_{DS}) = \sum_{i=0}^m a_i V_{GS}^i, \quad (11)$$

$$a_i(V_{DS}) = \sum_{j=0}^n a_{ij} V_{DS}^j, \quad (12)$$

## II.7 Modelado no lineal de las capacitancias $C_{GS}$ y $C_{GD}$

La necesidad de modelar  $C_{GS}$  y  $C_{GD}$  se debe a que los elementos reactivos tienen influencia en la generación de efectos no-lineales tales como la distorsión por intermodulación, compresión de ganancia y distorsión de fase. Son pocos los modelos que existen para los capacitores, de tal forma que en este trabajo se presenta el modelo de Loo Yau *et al.* (2001).

### II.7.1 Modelo de Loo Yau

Este modelo fue desarrollado en el CICESE y se basa en el mismo principio del modelo de Chen. La ventaja que tiene este modelo sobre otros es que no se necesitan técnicas de optimización para obtener buenas aproximaciones a los datos medidos.

Las capacitancias  $C_{GS}$  y  $C_{GD}$  se expresan por la siguiente ecuación:

$$C_{GS,D}(V_{DS}, V_{GS}) = \frac{C_{GS,D00} C_{GS,Dmax}}{C_{GS,D00} + C_{GS,Dmax}}, \quad (13)$$

donde:

$$C_{GS,Dmax}(V_{DS}) = \eta C_{max} (1 + \tanh(\psi)), \quad (14)$$

$$\psi = a_0 + a_1 V_{DS} + a_2 V_{DS}^2 + a_3 V_{DS}^3 + \dots + a_n V_{DS}^n, \quad (15)$$

$C_{GS,Dmax}$  es una función que sólo depende de  $V_{DS}$  y a su vez representa la máxima capacitancia del transistor,  $\eta$  es el factor de ajuste que toma valores mayores a dos (ya que menores a dos la ecuación se hace compleja) y  $C_{max}$  es la capacitancia máxima de todas las mediciones.

$$C_{GS,D00} = \exp \chi \quad (16)$$

$$\chi = \sum_{i=0}^m b_i V_{GS}^i \quad b_i = \sum_{j=0}^n b_{ij} V_{DS}^j \quad (17)$$

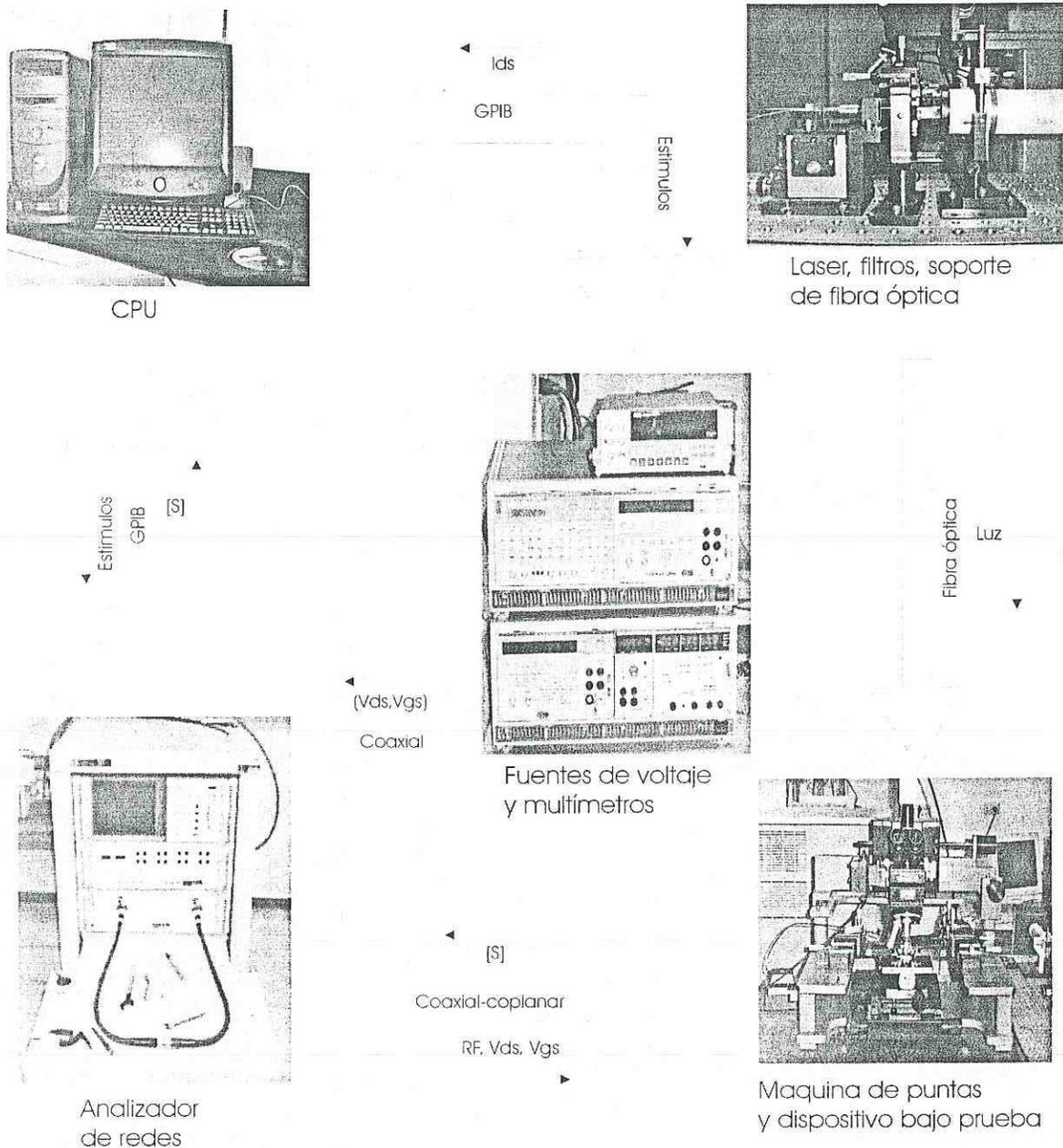
$C_{GS,D00}$  es una función que depende de los puntos de polarización tanto de  $V_{DS}$  como de  $V_{GS}$ . Esta característica permite que el modelo se ajuste a las medidas sin importar la tendencia. El cálculo de las constantes de los modelos se realiza utilizando los métodos propuestos en la tesis de [LooYau, 2000].

### III BANCO DE MEDICION OPTICO-MICROONDAS

En este capítulo se muestra detalladamente el montaje experimental óptico-microondas utilizado para llevar a cabo las caracterizaciones estáticas y dinámicas de los transistores PHEMT's bajo iluminación monocromática.

#### III.1 Montaje experimental óptico-microondas

En la figura 8 se presenta el banco de medición óptico-microondas, el cual consta de una computadora PC la cual controla los instrumentos de medición (multímetros, fuentes y un analizador de redes) por medio de los programas LASIMO (Large Signal Modelling) [Anón2, 2002] y M\_PRINCIPAL. Las fuentes de voltaje se conectan al analizador de redes para que a la salida de este se tenga la señal de RF montada en el voltaje de DC el cual se utiliza para polarizar al transistor. Los multímetros sirven para medir los voltajes de drenador-fuente ( $V_{DS}$ ) y compuerta-fuente  $V_{GS}$ ; y las corrientes drenador-fuente ( $I_{DS}$ ) y compuerta-fuente ( $I_{GS}$ ) del transistor bajo prueba, los cuales son almacenados en la computadora PC. El analizador de redes [Anón3, 1991] suministra la señal de RF junto con la señal de DC al transistor y le mide los parámetros de dispersión, cuyos valores medidos son almacenados posteriormente en la computadora PC. La máquina de puntas sirve para tener contacto físico con el transistor debido a su tamaño y hacer la transición de coplanar a coaxial. El láser es la fuente de iluminación utilizada, los filtros sirven para controlar la potencia óptica del láser, y por último, la fibra óptica permite hacer incidir la luz láser al transistor directamente sin la necesidad de utilizar espejos con ayuda del soporte de fibra óptica.



**Figura 8. Banco de medición óptico-microondas.**

Para caracterizar un transistor en oblea con terminales coplanares, se realiza el siguiente procedimiento:

- 1.- Instalar en la estación Summit 9000, dos posicionadores con el micrómetro del eje Z levantado.
- 2.- Ajustar el micrómetro de planaridad.
- 3.- Instalar las puntas en los posicionadores.
- 4.- Conectar las puntas al analizador de Redes utilizando adaptadores de 90° y cables.
- 5.- Instalar las constantes de calibración LRM en el analizador de Redes.
- 6.- Establecer los parámetros de operación del sistema.
- 7.- Ajustar planaridad utilizando el substrato de contacto para asegurar que las tres terminales hacen contacto.
- 8.- Instalar el ISS utilizando pinzas y encender la bomba de vacío.
- 9.- Calibrar en LRM.
- 10.- Verificar la repetitividad de los estándares
- 11.- Remover el ISS y apagar la bomba de vacío.
- 12.- Colocar el transistor en la máquina de puntas y encender la bomba de vacío.
- 13.- Montar el posicionador de fibra óptica.
- 14.- Colocar la fibra óptica en el posicionador de fibra óptica cerca del transistor.
- 15.- Ajustar el haz del láser para que incida al transistor.
- 16.- Medir los parámetros S del transistor [Medina Monroy, 2001].

#### IV CARACTERIZACION ELECTRO-OPTICA DE PHEMT's.

En el siguiente capítulo se presenta la caracterización estática, dinámica y de los elementos intrínsecos de las diferentes familias de transistores PHEMT's.

Caracterizar a las diferentes familias de transistores en régimen estático y bajo iluminación permitirá estudiar el efecto que provoca la iluminación sobre la corriente  $I_{DS}$  ya que es el elemento de interés con mayor no linealidad pues con ella podemos conocer  $G_M$  (Transconductancia) y  $G_{DS}$  (Conductancia), dos elementos no lineales definidos por:

$$G_M = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}=cte} \quad y \quad G_{DS} = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}=cte} \quad (18)$$

y así poder proponer los modelos más exactos para la predicción de estas no-linealidades con y sin iluminación. La caracterización dinámica permite determinar el comportamiento de los transistores en condiciones de pequeña señal. El medir los parámetros S del transistor bajo iluminación podrá proporcionar información valiosa sobre el comportamiento de la ganancia, aislamiento y acoplamiento del transistor. Por ello en este capítulo se realiza un estudio sobre el comportamiento de los transistores PHEMT's de InP y GaAs, bajo condiciones de iluminación. Por último se reportan los cambios que sufren los elementos intrínsecos de los transistores de efecto de campo bajo iluminación óptica, para diferentes longitudes de onda, diferentes potencias ópticas y múltiples polarizaciones de  $V_{DS}$  y  $V_{GS}$ . Esto se hace con el fin de poder desarrollar expresiones que tomen en cuenta los efectos ópticos que se producen en dichos elementos. Tanto los elementos parásitos como los intrínsecos de los transistores estudiados; fueron extraídos utilizando los programas LASIMO Large Signal Modelling [Anón2, 2002] y M\_PRINCIPAL

(Este último desarrollado en el CICESE), cabe señalar que para obtener una buena aproximación de los elementos intrínsecos se debe hacer una buena extracción de los elementos parásitos.

#### IV.1 Caracterización estática del transistor PHEMT de InP

A continuación se presentan resultados de la caracterización estática del transistor de InP para una polarización de  $V_{DS}$  entre 0 V y 1 V y de  $V_{GS}$  entre -0.6 V y 0 V.

##### IV.1.1 Caracterización de las Curvas I-V

Enseguida se muestran las características  $I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})$  para el transistor PHEMT de InP bajo condiciones de iluminación. La figura 9(a) muestra la corriente drenador-fuente ( $I_{DS}$ ) en función del voltaje drenador-fuente ( $V_{DS}$ ) del transistor PHEMT de InP, para diferentes voltajes de compuerta-fuente ( $V_{GS}$ ). La figura 9(b) muestra la corriente drenador-fuente ( $I_{DS}$ ) en función del voltaje compuerta-fuente ( $V_{GS}$ ) del transistor PHEMT de InP, para diferentes voltajes de drenador-fuente ( $V_{DS}$ ). Las líneas con signos (+) corresponden al transistor iluminado con una potencia óptica de 3.6mW y con  $\lambda=830\text{nm}$ . Las líneas con signo (\*) corresponden al transistor iluminado a una potencia óptica de 2.71mW y  $\lambda=630\text{nm}$  y las líneas continuas corresponden al transistor sin iluminación. Como se observa en la figura 9(a), al hacer incidirle luz al transistor, su corriente drenador-fuente ( $I_{DS}$ ) aumenta, siendo este aumento mayor en la región de saturación que en la región ohmica. 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 de  $\lambda=630\text{nm}$  se obtuvo cambio de  $I_{DS}$  de 2mA, mientras que con el láser  $\lambda=830\text{nm}$  el cambio fue de

1.3mA. Se observa que a medida que aumenta el voltaje  $V_{DS}$  la diferencia entre la corriente del transistor iluminado y sin iluminar se hace más pequeña. Es decir que al aumentar  $V_{DS}$  se logra que el transistor con iluminación se sature más rápido, en consecuencia la pendiente del transistor iluminado a  $\lambda=630\text{nm}$  para  $V_{GS}$  cercas de cero es menor que cuando este no está iluminado.

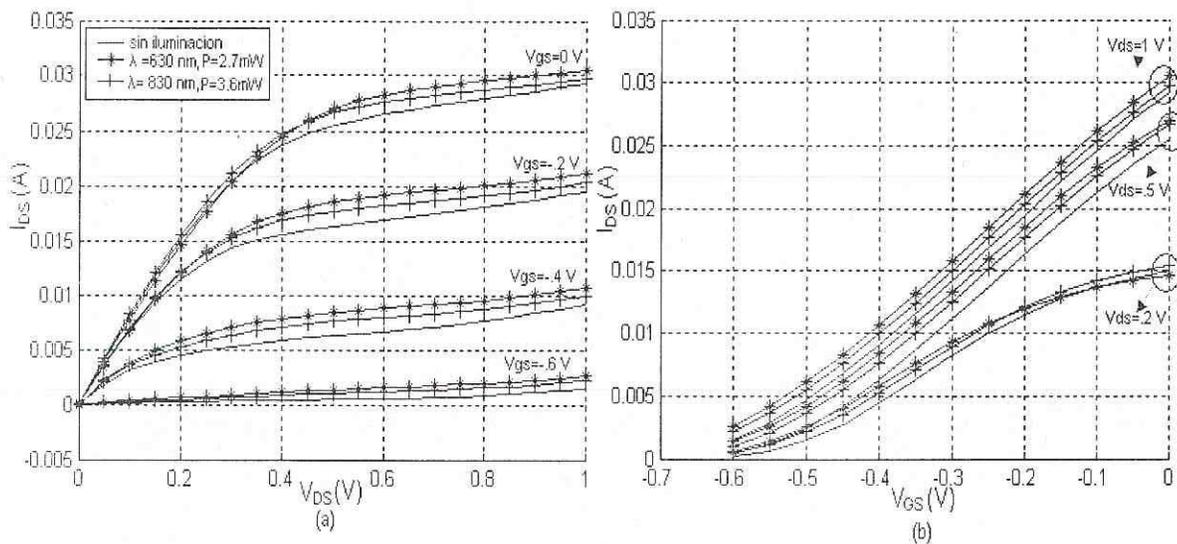


Figura 9. Características I-V del transistor PHEMT de InP bajo iluminación. (a)  $I_{DS}$  en función de  $V_{DS}$ . (b)  $I_{DS}$  en función de  $V_{GS}$ .

#### IV.1.2 Caracterización de las Curvas $G_{DS}(V_{DS}, V_{GS})$ extrínsecas

En la figura 10, se muestra la conductancia del transistor PHEMT de InP en función del voltaje drenador-fuente ( $V_{DS}$ ), para diferentes voltajes de compuerta-fuente ( $V_{GS}$ ), en donde las líneas con signos (+) corresponden al transistor iluminado con una potencia óptica de 3.6mW y  $\lambda=830\text{nm}$ , las líneas con signo (\*) corresponden al transistor iluminado con una potencia óptica de 2.71mW y  $\lambda=630\text{nm}$ , mientras que las líneas continuas corresponden al transistor sin iluminación. En las figuras 10(b), 10(c) y 10(d) se realiza una

amplificación de estas características para poder apreciar mejor el cambio que sufre  $G_{DS}$  bajo la influencia de la luz monocromática. Contrariamente a las curvas I-V, la  $G_{DS}$  es mayor para  $V_{DS}$  pequeños y  $V_{GS}$  más negativos. Para  $V_{DS}$  pequeños y  $V_{GS}$  más positivos se observa que  $G_{DS}$  con iluminación a  $\lambda=630\text{nm}$  es menor que  $G_{DS}$  sin iluminación, este fenómeno ya se había observado anteriormente en las características I-V cuando la pendiente sin iluminación era mayor a la pendiente del transistor iluminado a  $\lambda=630\text{nm}$ . Conforme  $V_{DS}$  va aumentando y  $V_{GS}$  se va haciendo más positivo la  $G_{DS}$  del transistor sin iluminación es mayor a las  $G_{DS}$  iluminada. Esto se debe a que las pendientes en las características I-V en la región de saturación para el transistor iluminado tienden a disminuir.

#### IV.1.3 Caracterización de las Curvas $G_M(V_{DS}, V_{GS})$ extrínsecas

En la figura 11 se muestra la transconductancia  $G_M$  del transistor PHEMT de InP en función del voltaje compuerta-fuente ( $V_{GS}$ ), para diferentes voltajes de drenador-fuente ( $V_{DS}$ ). Las líneas con signos (+) corresponden al transistor iluminado con una potencia óptica de  $3.6\text{mW}$  y  $\lambda=830\text{nm}$ . Las líneas con signo (\*) corresponden al transistor iluminado con una potencia óptica de  $2.71\text{mW}$  y  $\lambda=630\text{nm}$ , mientras que las líneas continuas corresponden al transistor sin iluminación. Como se observa en las gráficas para  $V_{DS}$  pequeños,  $G_M$  es mayor sin iluminación, y para  $V_{DS}$  grandes  $G_M$  permanece constante tanto para el transistor iluminado como para el no iluminado. Lo único que se nota es un desplazamiento de  $G_M$  al iluminar al transistor conforme se va aumentando el voltaje  $V_{DS}$ . Con estos experimentos se observa que no por incidir mayor cantidad de luz en el transistor

se obtendrá una mayor ganancia. Lo que se puede conseguir al aplicarle luz al transistor es mover la ganancia; es decir, es posible especificar a que voltaje de  $V_{GS}$  se desea que el transistor tenga la máxima ganancia.

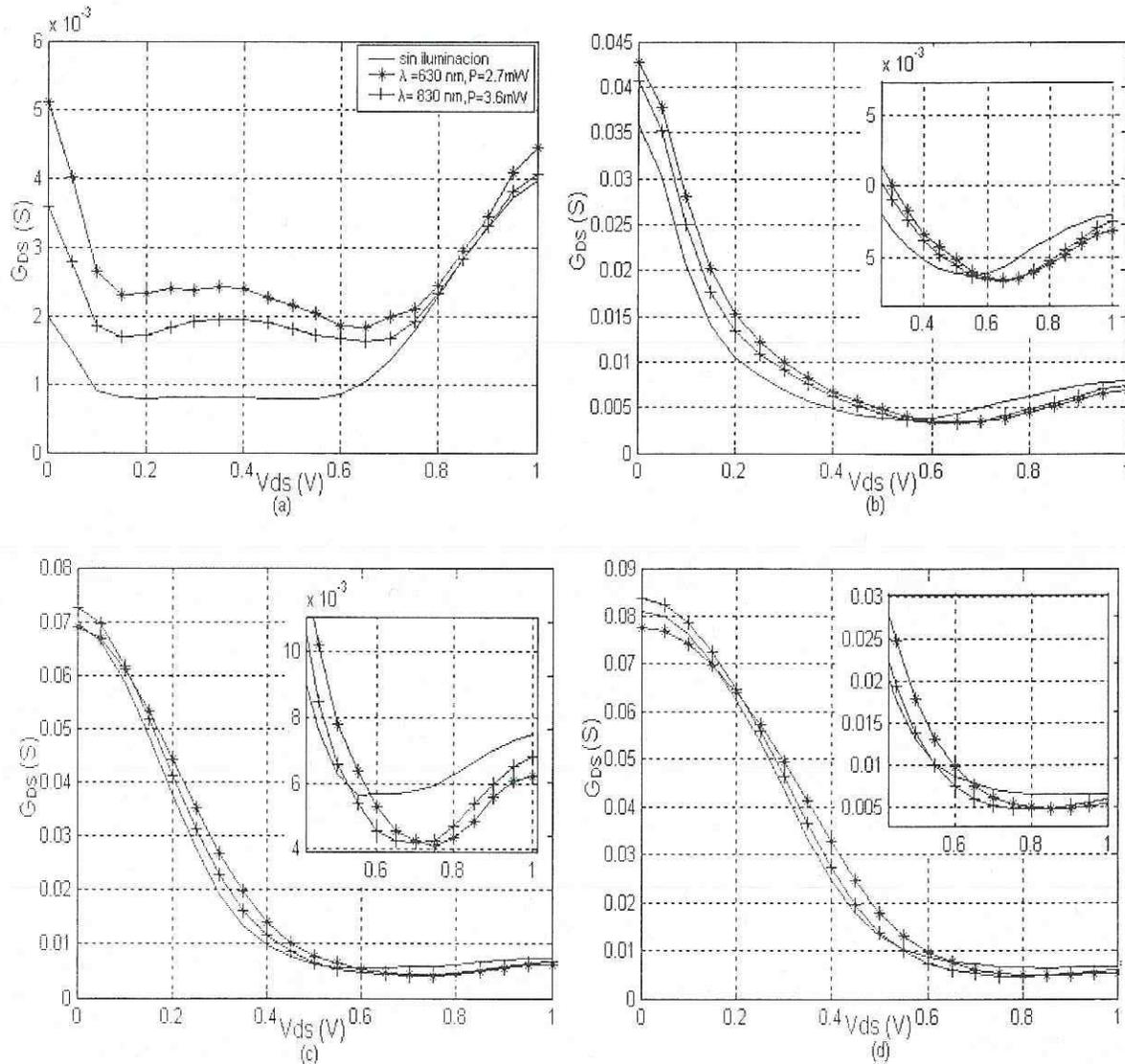


Figura 10. Características de las curvas  $G_{DS}$  bajo iluminación del transistor PHEMT de InP. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.

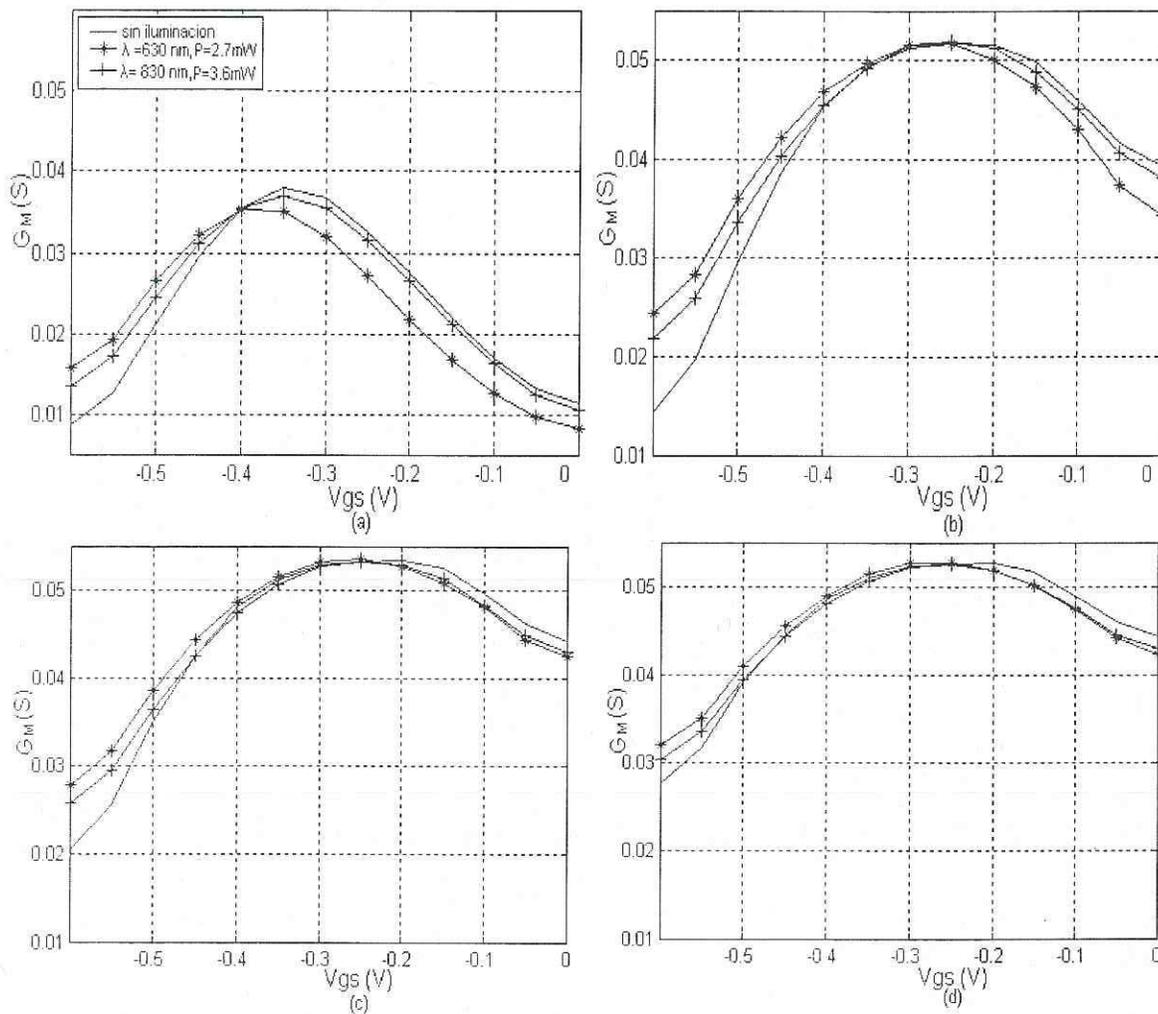


Figura 11.  $G_M$  bajo iluminación del transistor PHEMT de InP. (a)  $V_{DS} = 0.2$  volts. (b)  $V_{DS} = 0.5$  volts. (c)  $V_{DS} = 0.8$  volts. (d)  $V_{DS} = 1$  volt.

## IV. 2 Caracterización estática del transistor PHEMT de GaAs

A continuación se muestran resultados de la caracterización estática del transistor GaAs para una polarización de  $V_{DS} = 0$  V a 3 V y  $V_{GS} = -0.6$  V a 0 V.

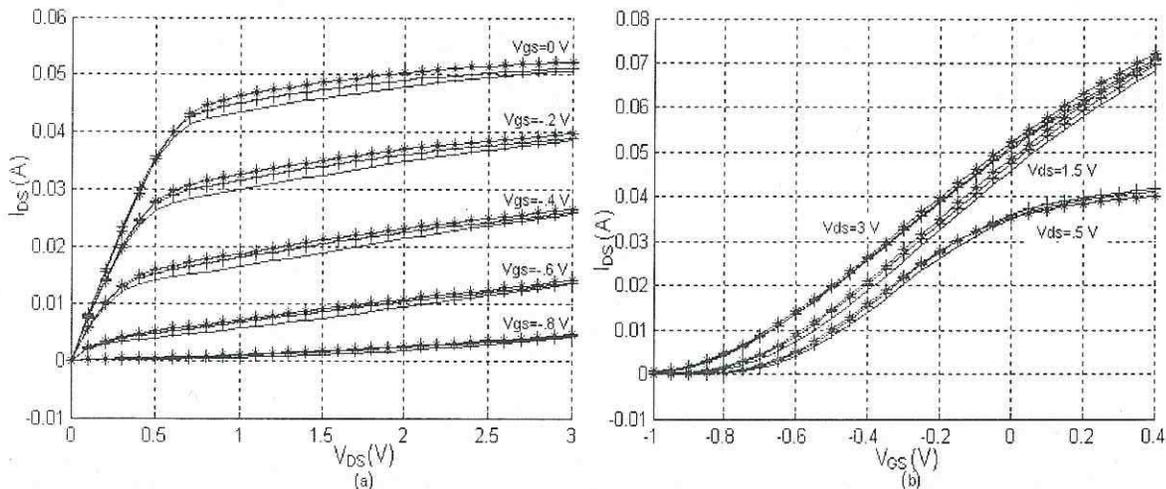
### IV.2.1 Caracterización de las Curvas I-V

A continuación se muestran las características  $I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})$  para el transistor PHEMT de GaAs bajo iluminación. En primer lugar, la figura 12(a) muestra la corriente

drenador-fuente ( $I_{DS}$ ) en función del voltaje drenador-fuente ( $V_{DS}$ ) correspondiente al transistor PHEMT de GaAs, para diferentes voltajes de compuerta-fuente ( $V_{GS}$ ). La figura 12(b) muestra la corriente drenador-fuente ( $I_{DS}$ ) en función del voltaje compuerta-fuente ( $V_{GS}$ ) del transistor PHEMT de GaAs para diferentes voltajes de drenador-fuente ( $V_{DS}$ ). Las líneas con signos (+) corresponden al transistor iluminado con una potencia óptica de 3.6mW y  $\lambda=830$ nm, las líneas con signo (\*) corresponden al transistor iluminado con una potencia óptica de 2.71mW y  $\lambda=630$ nm y las líneas continuas corresponden al transistor sin iluminación. Al igual que el transistor PHEMT de InP, el aumento de la corriente en las características I-V, es mayor para  $V_{GS}$  más positivos y  $V_{DS}$  cerca del codo de las características I-V. Con el láser de  $\lambda=630$ nm la diferencia llegó a ser de 2.7mA, mientras que con el láser  $\lambda=830$  fue de 1.5mA. El cambio de pendiente en la región de saturación es más pronunciada con el láser de  $\lambda=830$ nm, pero al igual que el transistor PHEMT de InP la pendiente cambia con la iluminación. El cambio de la pendiente en la región ohmica es muy pequeña, lo cual se puede notar mejor en las características  $G_{DS}$  que a continuación se presentan.

#### IV.2.2 Caracterización de las Curvas $G_{DS}(V_{DS}, V_{GS})$ extrínsecas

En la figura 13 se muestra la conductancia del transistor PHEMT de GaAs en función del voltaje drenador-fuente ( $V_{DS}$ ), para diferentes voltajes de compuerta-fuente ( $V_{GS}$ ). En esta figura, las líneas con signos (+) corresponden al transistor iluminado a una potencia óptica de 3.6mW y  $\lambda=830$ nm, las líneas con signo (\*) corresponden al transistor iluminado a una potencia óptica de 2.71mW y  $\lambda=630$ nm y las líneas continuas corresponden al transistor sin iluminación.



**Figura 12. Características I-V del transistor PHEMT de GaAs bajo iluminación. (a)  $I_{DS}$  en función de  $V_{DS}$ . (b)  $I_{DS}$  en función de  $V_{GS}$ .**

En las figuras 13(b), 13(c) y 13(d) se realiza una ampliación de estas características para poder apreciar mejor el cambio que sufre  $G_{DS}$  bajo la influencia de la luz monocromática. En las características  $G_{DS}$  presentadas en la figura 13 hay varios puntos interesantes que mencionar: el más importante es la desaparición del efecto kink. Al iluminar al transistor este efecto desaparece y también se observa que las características  $G_{DS}$  del transistor con los diferentes láseres son iguales en la región de saturación del transistor. En la región ohmica las características  $G_{DS}$  con el láser de  $\lambda=630\text{nm}$  son las que presentan un mayor cambio y entre mayor sea  $V_{GS}$  este cambio es más notorio.

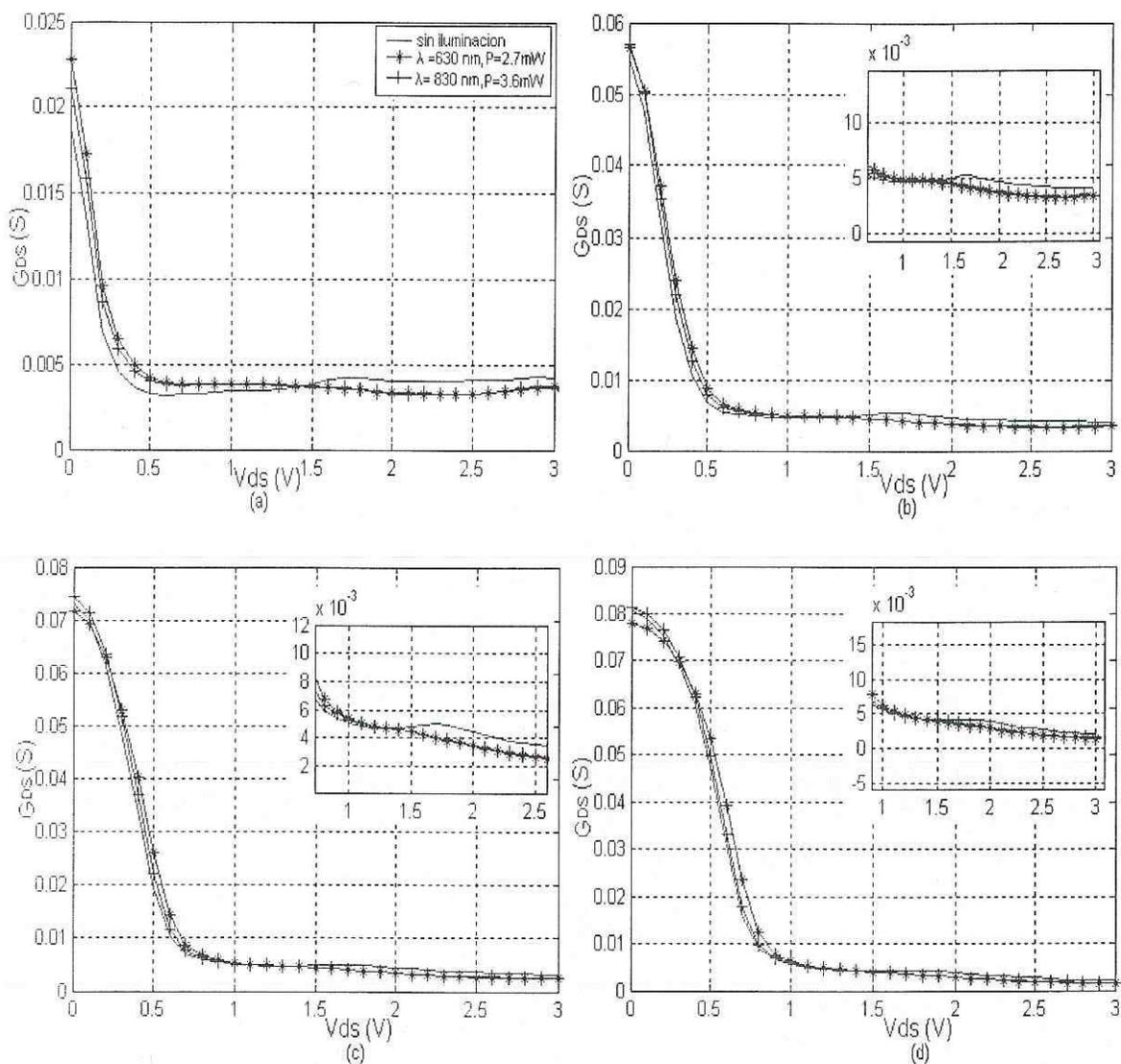


Figura 13. Características  $G_{DS}$  bajo iluminación del transistor PHEMT de GaAs. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.

#### IV.2.3 Caracterización de las Curvas $G_M(V_{DS}, V_{GS})$ extrínsecas

En la figura 14 se muestra la transconductancia del transistor PHEMT de GaAs en función del voltaje compuerta-fuente ( $V_{GS}$ ), para diferentes voltajes de drenador-fuente ( $V_{DS}$ ); las líneas con signos (+) corresponden al transistor iluminado a una potencia óptica de 3.6mW y  $\lambda=830$ nm, las líneas con signo (\*) corresponden al transistor iluminado a una

potencia óptica de 2.71mW y  $\lambda=630\text{nm}$  y las líneas continuas corresponden al transistor sin iluminación. Al contrario del transistor PHEMT de InP,  $G_M$  en este transistor presenta un aumento cuando se le aplica la luz láser. Este aumento se hace más grande entre mayor sea  $V_{DS}$ , con  $\lambda=630\text{nm}$  el aumento fue aproximadamente de 1.7mS, mientras con el láser de  $\lambda=830$  fue de 0.7mS.

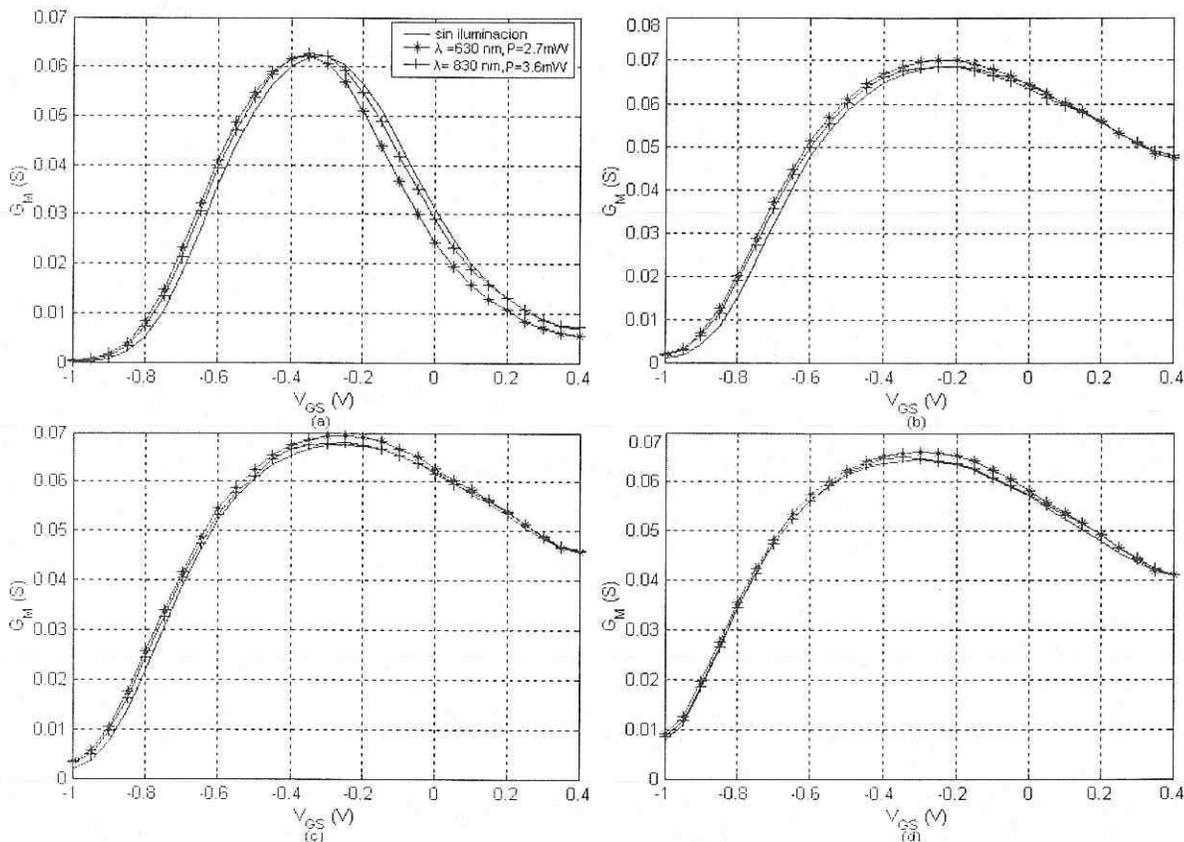


Figura 14.  $G_M$  bajo iluminación del transistor PHEMT de GaAs. (a)  $V_{DS} = 0.5$  volts. (b)  $V_{DS} = 1.5$  volts. (c)  $V_{DS} = 2$  volts. (d)  $V_{DS} = 3$  volts.

#### IV.3 Caracterización dinámica del transistor PHEMT de InP

A continuación se muestran resultados de la caracterización dinámica del transistor InP para el punto de polarización de  $V_{DS} = 0.7$  volts y  $V_{GS} = -0.3$  volts, y un rango de frecuencia de 45 MHz a 50 GHz

### IV.3.1 Caracterización del parámetro $S_{11}$

En la figura 15 se muestra el comportamiento del parámetro  $S_{11}$  del transistor de InP bajo la influencia de la luz monocromática. Como se puede observar en la figura, al incidir luz al transistor, la magnitud del parámetro  $S_{11}$  disminuye a frecuencias menores a 25 GHz para  $\lambda=630$  nm y posteriormente aumenta. Por otro lado, para  $\lambda=830$  nm la magnitud del parámetro  $S_{11}$  disminuye para frecuencias menores a 38 GHz y después permanece constante. La fase del  $S_{11}$  no sufre cambio alguno con la influencia de la luz.

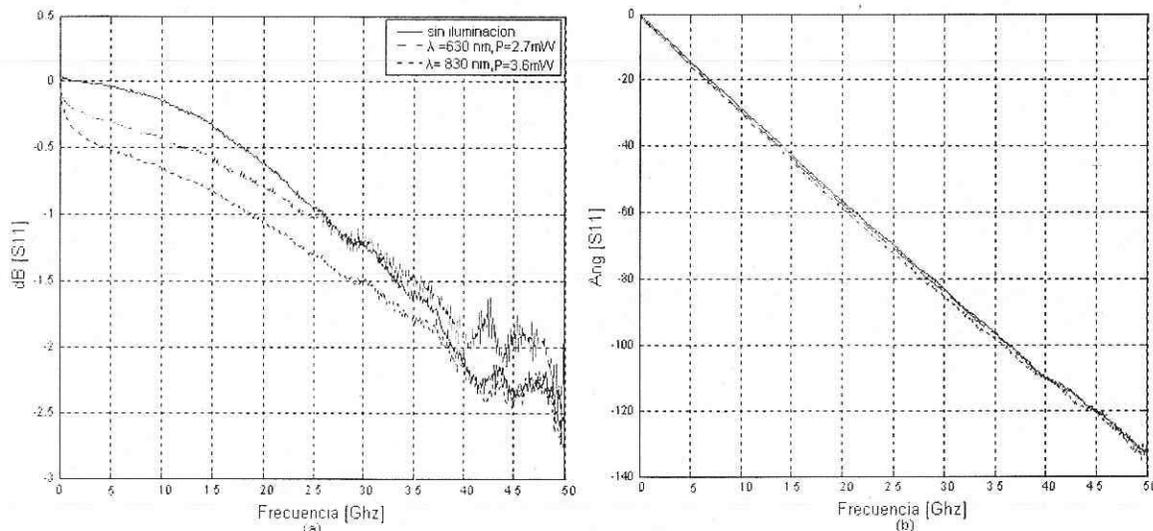


Figura 15. Parámetro  $S_{11}$  del transistor de InP bajo iluminación monocromática

### IV.3.2 Caracterización del parámetro $S_{22}$

En la figura 16 se muestra el comportamiento del parámetro  $S_{22}$  del transistor de InP bajo la influencia de la luz monocromática. Como se observa en la figura, al incidir luz al transistor la magnitud del parámetro  $S_{22}$  disminuye a lo largo de todo el ancho de banda, donde para  $\lambda=630$  nm el transistor muestra una mayor respuesta a la iluminación. La fase

del  $S_{22}$  sufre cambios pequeños con la influencia de la luz, donde estos son un poco mayores a frecuencias más altas.

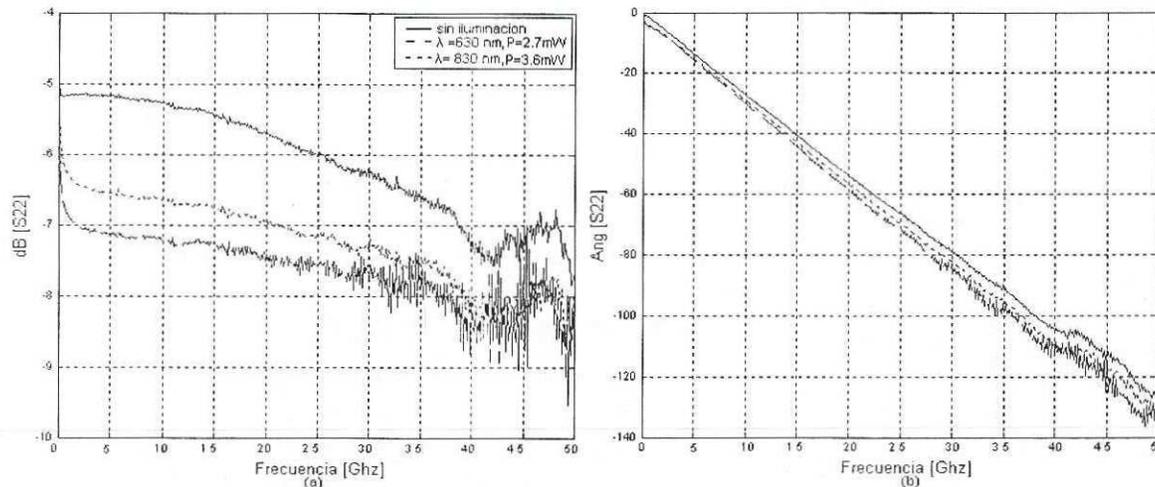


Figura 16. Parámetro  $S_{22}$  del transistor de InP bajo iluminación monocromática

### IV.3.3 Caracterización del parámetro $S_{12}$

En la figura 17 se muestra el comportamiento del parámetro  $S_{12}$  del transistor de InP bajo la influencia de la luz monocromática. Como se observa en la figura, al incidir luz al transistor, la magnitud del parámetro  $S_{12}$  no muestra cambio alguno bajo la influencia de la luz. La fase del  $S_{12}$  sufre un desfazamiento de 20 grados a frecuencias menores a 5 GHz y después este desfazamiento va decreciendo.

### IV.3.4 Caracterización del parámetro $S_{21}$

En la figura 18 se muestra el comportamiento del parámetro  $S_{21}$  del transistor de InP bajo la influencia de la luz monocromática. Como se puede notar en la figura, al incidir luz al transistor, la magnitud del parámetro  $S_{21}$  disminuye en todo el rango de frecuencias donde esta disminución es más notoria a frecuencias menores a los 30 GHz. Al incidir la

luz en el transistor de InP la ganancia disminuyó aproximadamente 0.5 dB para frecuencias menores a 30 GHz. La fase del  $S_{21}$  no presenta cambio alguno con la influencia de la luz.

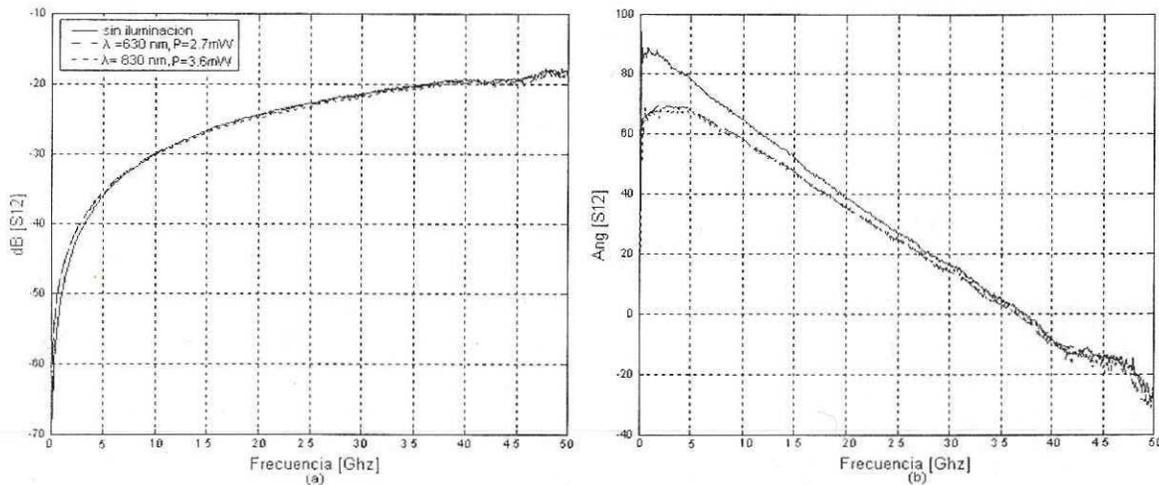


Figura 17. Parámetro  $S_{12}$  del transistor de InP bajo iluminación monocromática

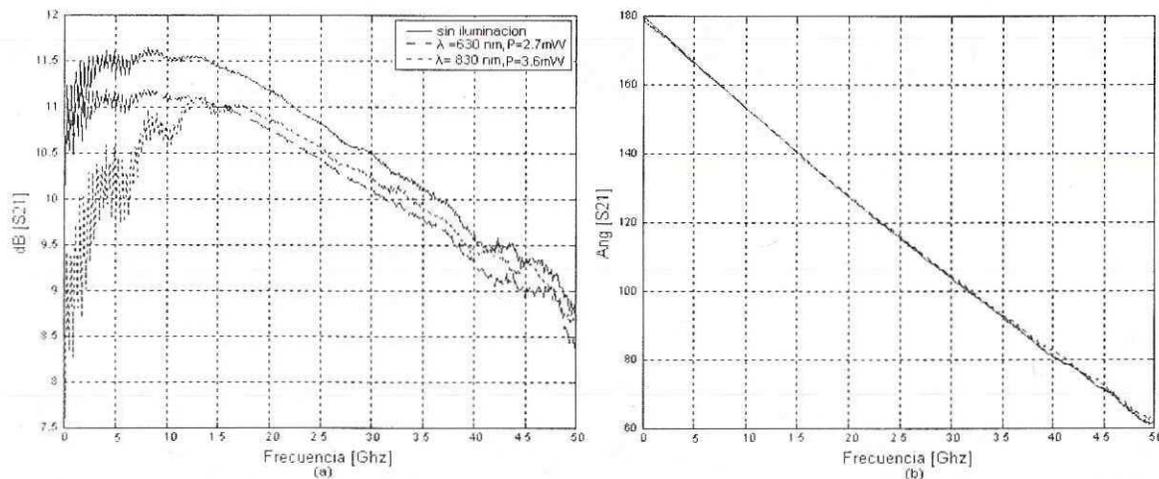


Figura 18. Parámetro  $S_{21}$  del transistor de InP bajo iluminación monocromática

#### IV.4 Caracterización dinámica del transistor PHEMT de GaAs

A continuación se muestra la caracterización dinámica del transistor GaAs para el punto de polarización de  $V_{DS} = 1.8$  V y  $V_{GS} = -0.4$  V y un rango de frecuencias de 45 MHz a 50 GHz.

#### IV.4.1 Caracterización del parámetro $S_{11}$

En la figura 19 se muestra el comportamiento del parámetro  $S_{11}$  del transistor de GaAs bajo la influencia de la luz monocromática. Como se puede observar en la figura, al incidir luz al transistor, la magnitud del parámetro  $S_{11}$  disminuye a frecuencias menores a 30 GHz. Para  $\lambda=630$  nm esta disminución llega a ser hasta de 0.3 dBm. Para  $\lambda=830$  nm la magnitud no sufre ningún cambio. La fase del  $S_{11}$  comienza a tener un desfazamiento al hacer incidir la luz a partir de los 20 GHz, donde este desfazamiento llega a ser de 8 grados para 50 GHz.

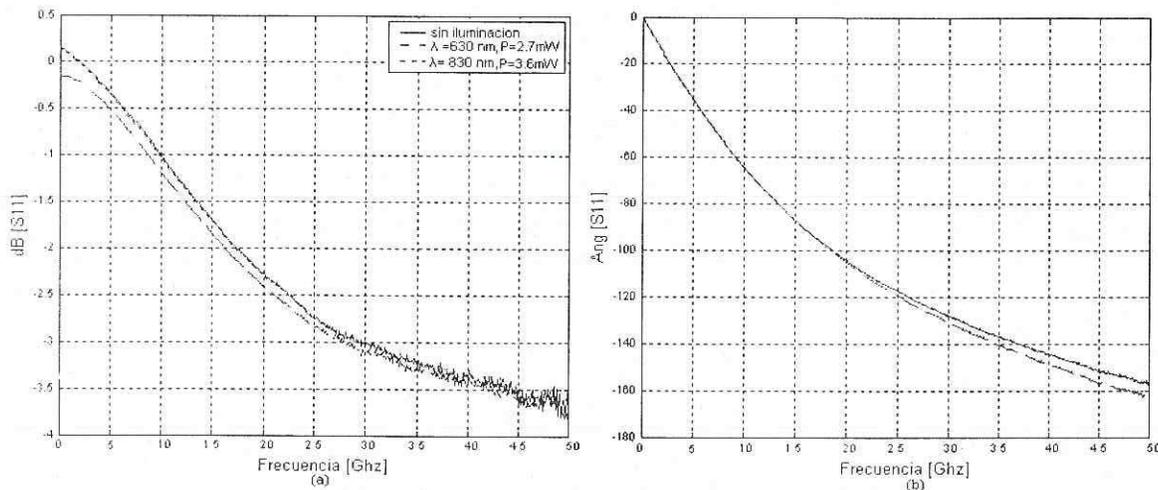
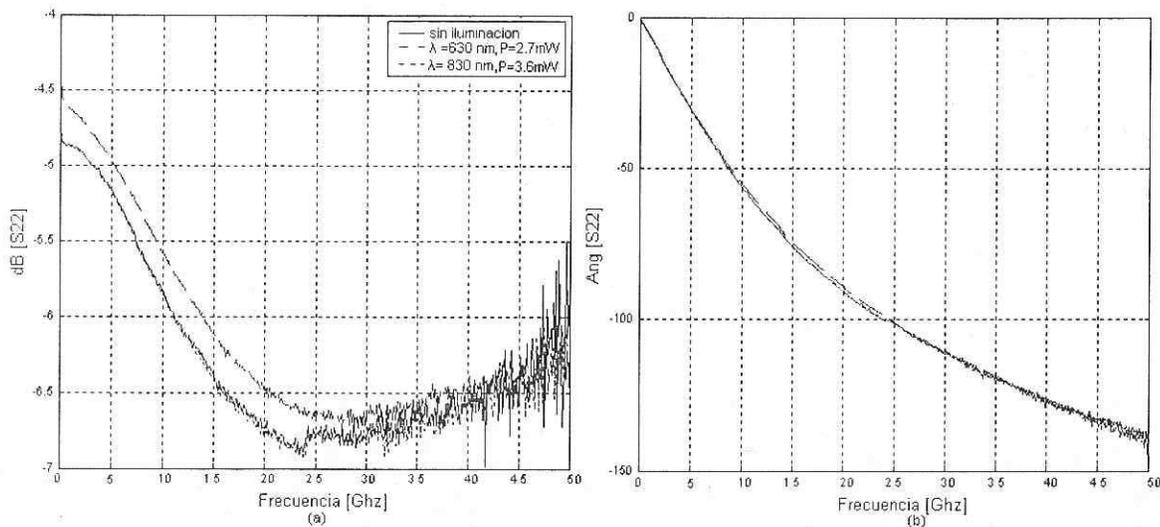


Figura 19. Parámetro  $S_{11}$  del transistor de GaAs bajo iluminación monocromática

#### IV.4.2 Caracterización del parámetro $S_{22}$

En la figura 20 se muestra el comportamiento del parámetro  $S_{22}$  del transistor de GaAs bajo la influencia de la luz monocromática. Como se nota en la figura, al incidir luz con  $\lambda=630$  nm al transistor, la magnitud del parámetro  $S_{22}$  aumenta para frecuencias menores a los 30 GHz, siendo este aumento de 0.2 dBm. La fase del parámetro  $S_{22}$  no sufre cambio alguno con la influencia de la luz.



**Figura 20. Parámetro  $S_{22}$  del transistor de GaAs bajo iluminación monocromática**

#### IV.4.3 Caracterización del parámetro $S_{12}$

En la figura 21, se muestra el comportamiento del parámetro  $S_{12}$  del transistor de GaAs bajo la influencia de la luz monocromática. Como se puede notar en la figura, al incidir luz el parámetro  $S_{12}$  no cambia.

#### IV.4.4 Caracterización del parámetro $S_{21}$

En la figura 22, se muestra el comportamiento del parámetro  $S_{21}$  del transistor de GaAs bajo la influencia de la luz monocromática. Como se observa en la figura, al incidir luz el parámetro  $S_{12}$  no cambia. Es decir la ganancia del transistor permanece constante tanto con iluminación como si iluminación.

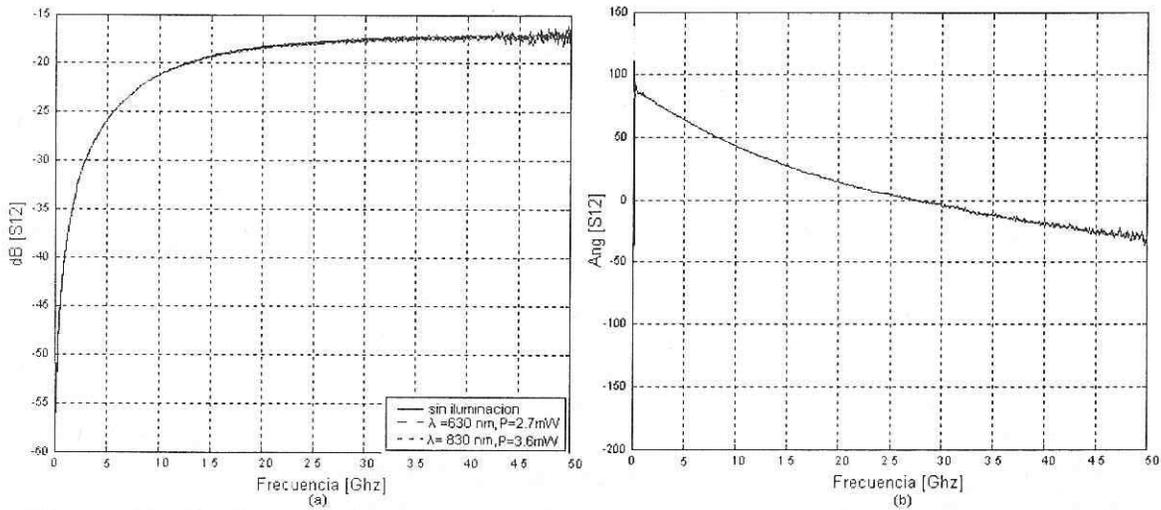


Figura 21. Parámetro  $S_{12}$  del transistor de GaAs bajo iluminación monocromática

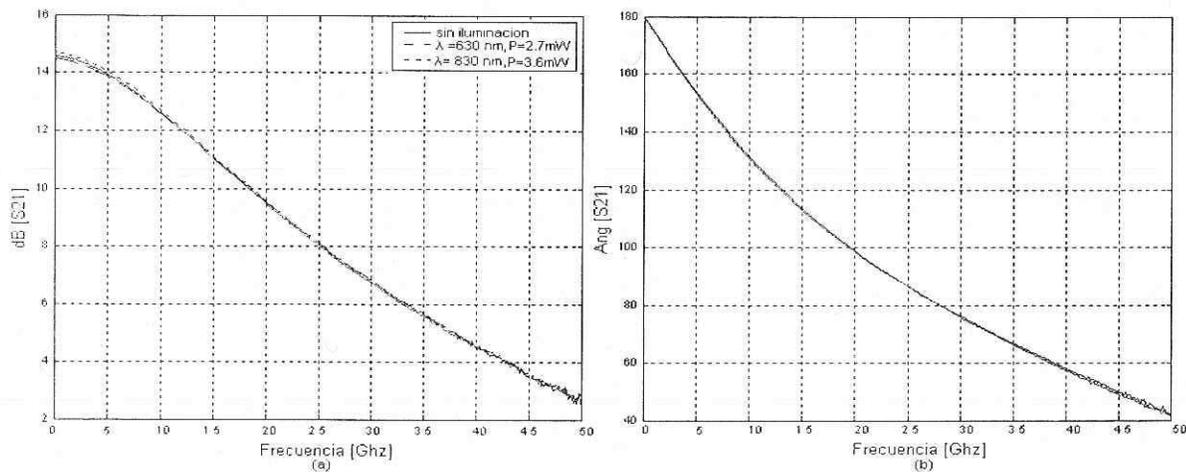


Figura 22. Parámetro  $S_{21}$  del transistor de GaAs bajo iluminación monocromática

#### IV.5 Caracterización de los elementos intrínsecos del transistor PHEMT de InP

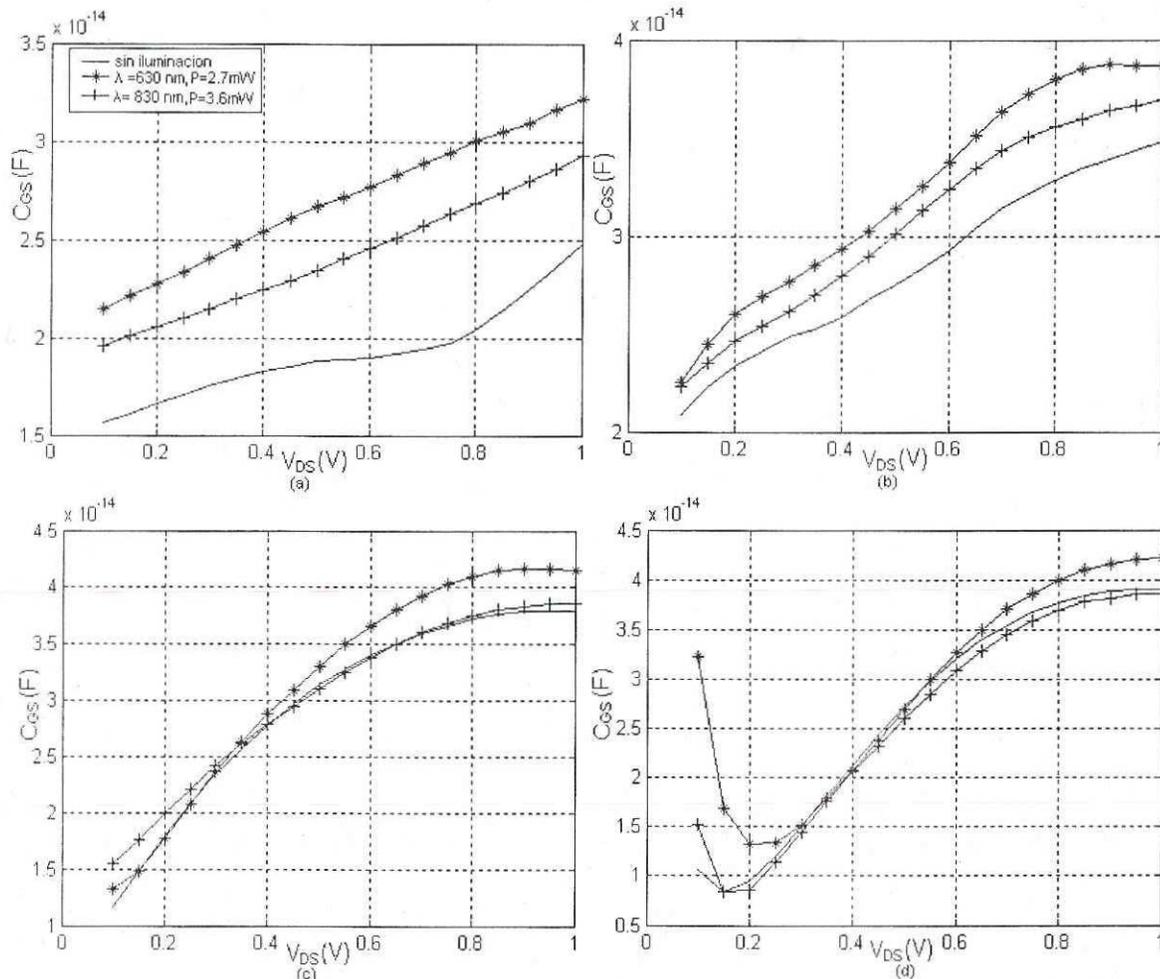
A continuación se muestran las gráficas de los diferentes elementos intrínsecos que componen al transistor con y sin iluminación

##### IV.5.1 Caracterización de $C_{GS}$

Las siguientes gráficas muestran el comportamiento de la capacitancia

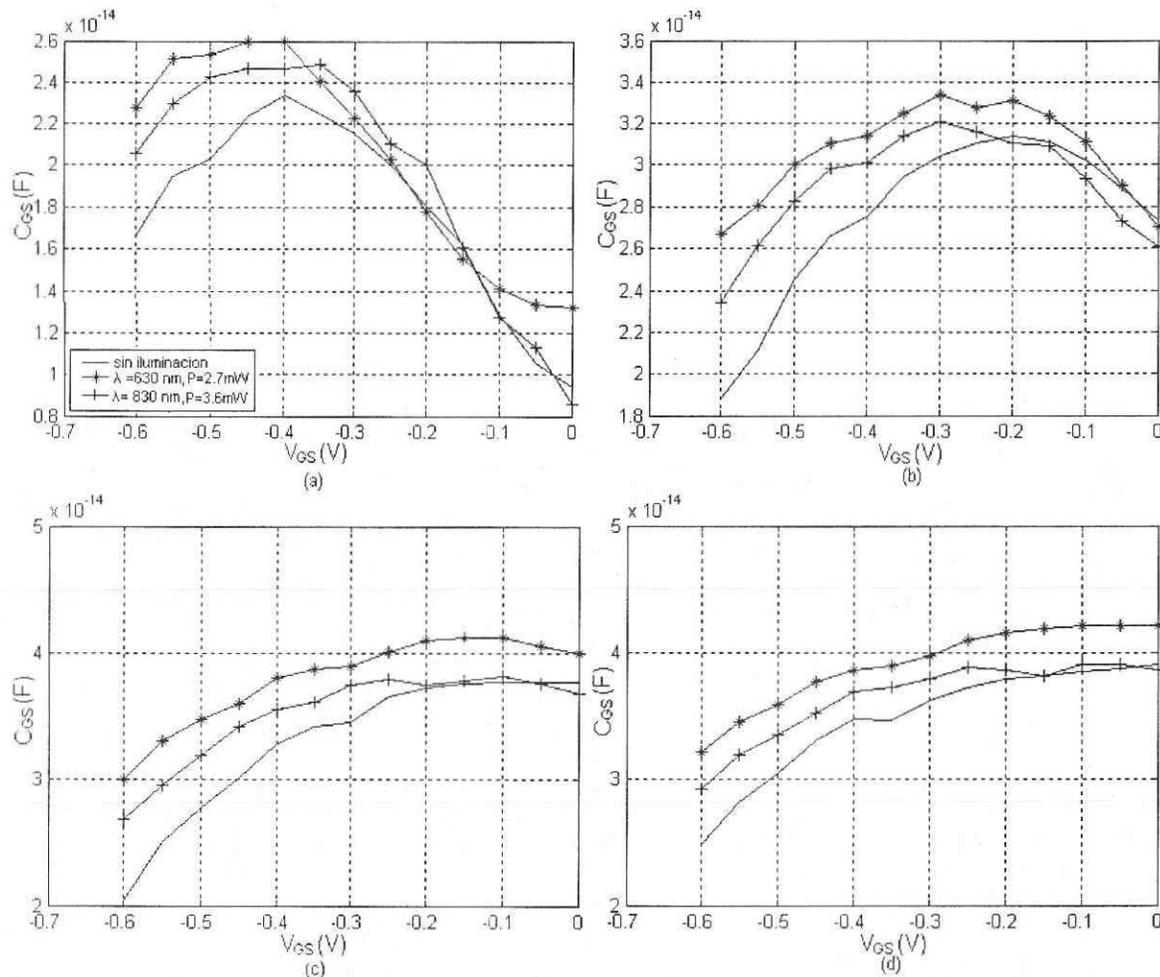
compuerta-fuente,  $C_{GS}$  bajo iluminación en función del potencial drenador-fuente  $V_{DS}$ . Al aplicarle iluminación al transistor, su capacitancia  $C_{GS}$  aumenta principalmente para  $V_{GS}$  pequeños como se muestra en las figuras 23(a) y 23(b), donde este aumento llegó a ser de 10 fF para  $\lambda=630\text{nm}$  y de 7fF para  $\lambda=830\text{nm}$ . Cuando  $V_{GS}$  es igual a -0.2 volts la capacitancia  $C_{GS}$  se comporta de dos formas: al incidir el láser de  $\lambda=830\text{nm}$ , la capacitancia  $C_{GS}$  aumenta hasta  $V_{DS}$  igual a 0.3 volts, pero cuando se incide el láser de  $\lambda=630\text{nm}$ , la capacitancia  $C_{GS}$  comienza a aumentar para voltajes de  $V_{DS}$  mayores a 0.3 volts llegando a ser este aumento de casi 10fF. Para  $V_{GS}$  igual a 0 se observa que la capacitancia  $C_{GS}$  no cambia en todo el rango de  $V_{GS}$  cuando se incide el láser de  $\lambda=830$ . La capacitancia  $C_{GS}$  comienza a aumentar a partir de  $V_{DS}$  igual a 0.4volts cuando el transistor se ilumina con el láser de  $\lambda=630\text{nm}$ .

La gráficas 24 muestran el comportamiento de la capacitancia compuerta-fuente  $C_{GS}$  bajo iluminación en función del potencial drenador-fuente  $V_{DS}$ . Cuando se ilumina con el láser de  $\lambda=630\text{nm}$ ,  $C_{GS}$  tiene dos comportamientos para  $V_{DS}$  igual a 0.2 volts. Primero aumenta con  $V_{GS}$  hasta que  $V_{GS}$  es igual a -0.3 volts, después para  $V_{GS}$  en el intervalo de -0.15 volts a -0.3 volts,  $C_{GS}$  no cambia y para  $V_{GS}$  mayores que -0.2 volts  $C_{GS}$  vuelve a aumentar. Cuando se aplica el láser de  $\lambda=830\text{nm}$ ,  $C_{GS}$  aumenta para  $V_{GS}$  menores a -0.3 volts y para voltajes mayores a -0.3 volts no cambia. Para  $V_{DS}$  igual a 0.5, 0.8 y 1 volts y cuando se incide la luz láser de  $\lambda=630\text{nm}$  al transistor (figuras 24(b), 24(c) y 24(d)) la capacitancia  $C_{GS}$  aumenta 6 fF en todo el rango  $V_{GS}$ .



**Figura 23.  $C_{GS}$  bajo iluminación del transistor PHEMT de InP. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.**

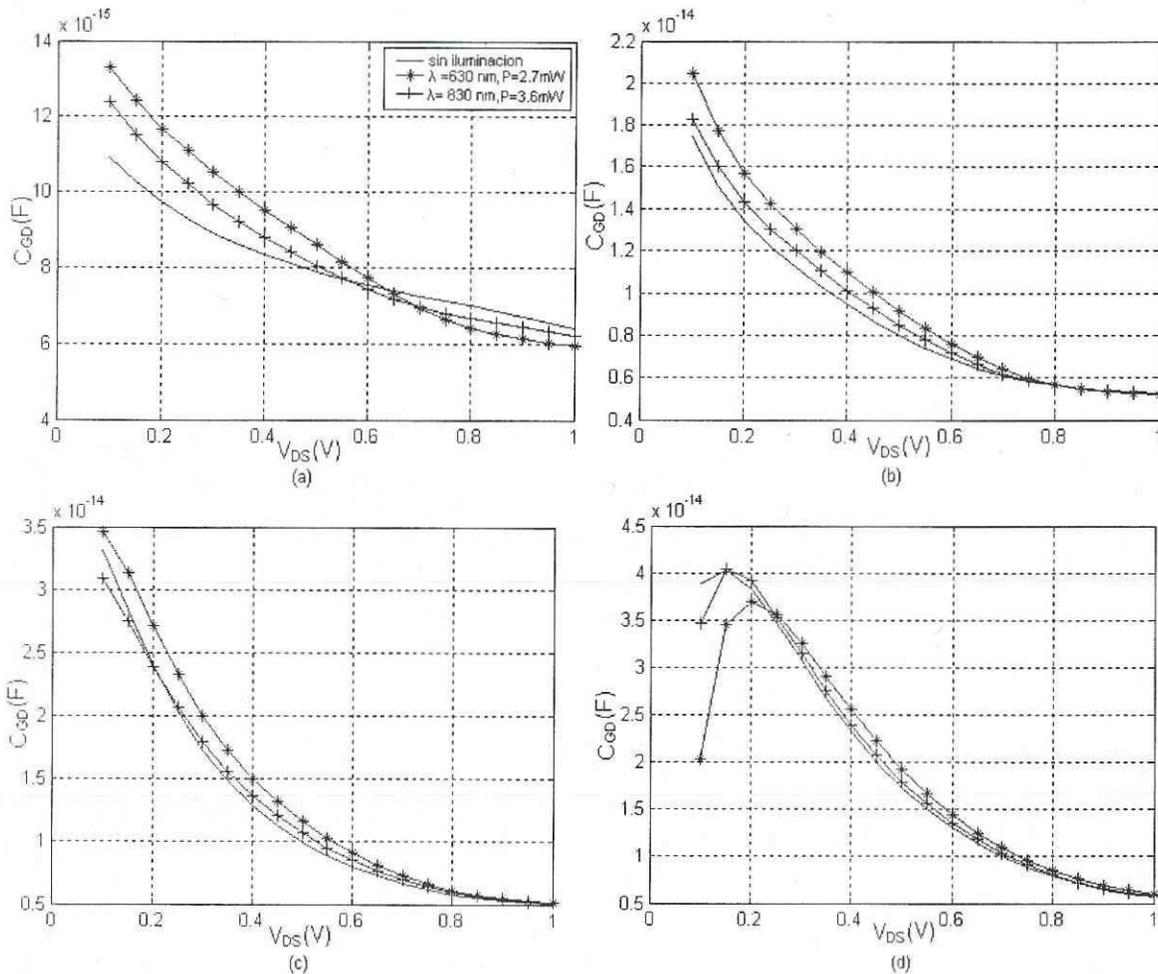
Cuando se incide la luz láser de  $\lambda=830\text{nm}$  la capacitancia  $C_{GS}$  se comporta de dos maneras distintas bien definidas: para voltajes menores a  $-0.2$  volts de  $V_{GS}$ , esta capacitancia aumenta aproximadamente  $4$  fF, pero para voltajes mayores a  $-0.2$  volts de  $V_{GS}$  la capacitancia  $C_{GS}$  no cambia.



**Figura 24.**  $C_{GS}$  bajo iluminación del transistor PHEMT de InP. (a)  $V_{DS} = 0.2$  volts. (b)  $V_{DS} = 0.5$  volts. (c)  $V_{DS} = 0.8$  volts. (d)  $V_{DS} = 1$  volts.

#### IV.5.2 Caracterización de $C_{GD}$

Las siguientes gráficas muestran el comportamiento de la capacitancia compuerta-drenador  $C_{GD}$  bajo iluminación, en función del potencial drenador-fuente  $V_{DS}$ . Al hacer incidir luz al transistor, se observa un aumento en la capacitancia  $C_{GD}$ , donde este aumento es mayor para la luz láser de  $\lambda = 630$  nm, conforme se va incrementando  $V_{DS}$  este aumento tiende a disminuir. Es importante señalar que en la figura 25(a), cuando  $V_{GS}$  es igual a -0.6 volts y para  $V_{DS}$  mayor a 0.6 volts  $C_{GD}$  disminuye.



**Figura 25.  $C_{GD}$  del transistor PHEMT de InP bajo iluminación. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.**

El comportamiento de la capacitancia compuerta-drenador  $C_{GD}$  bajo iluminación en función del potencial compuerta -fuente  $V_{GS}$  se observa en la figura 26. Para  $V_{DS}$  igual a 0.2 volts, el incremento de la capacitancia  $C_{GD}$  para la luz láser de  $\lambda=630\text{nm}$ , es casi constante mostrando un incremento de la capacitancia de 3fF aproximadamente hasta llegar a  $V_{GS} = -0.1$  volt, que es donde la capacitancia disminuye. En cambio cuando se ilumina el transistor con el láser de  $\lambda=830\text{nm}$   $C_{GD}$  no se incrementa. Cuando se incide la luz láser y  $V_{DS}=0.5$  volts,  $C_{GD}$  tiene un aumento de

1fF para  $\lambda=630\text{nm}$  y 0.6fF para  $\lambda=830\text{nm}$  en todo el rango de  $V_{GS}$ . Pero si  $V_{DS}$  es de 0.8 o 1 volt y el transistor es iluminado ya sea con  $\lambda=630\text{nm}$  o  $\lambda=830\text{nm}$  la capacitancia  $C_{GD}$  aumenta para  $V_{GS}$  mayores a -0.4 volts y disminuye para voltajes menores a -0.4 volts.

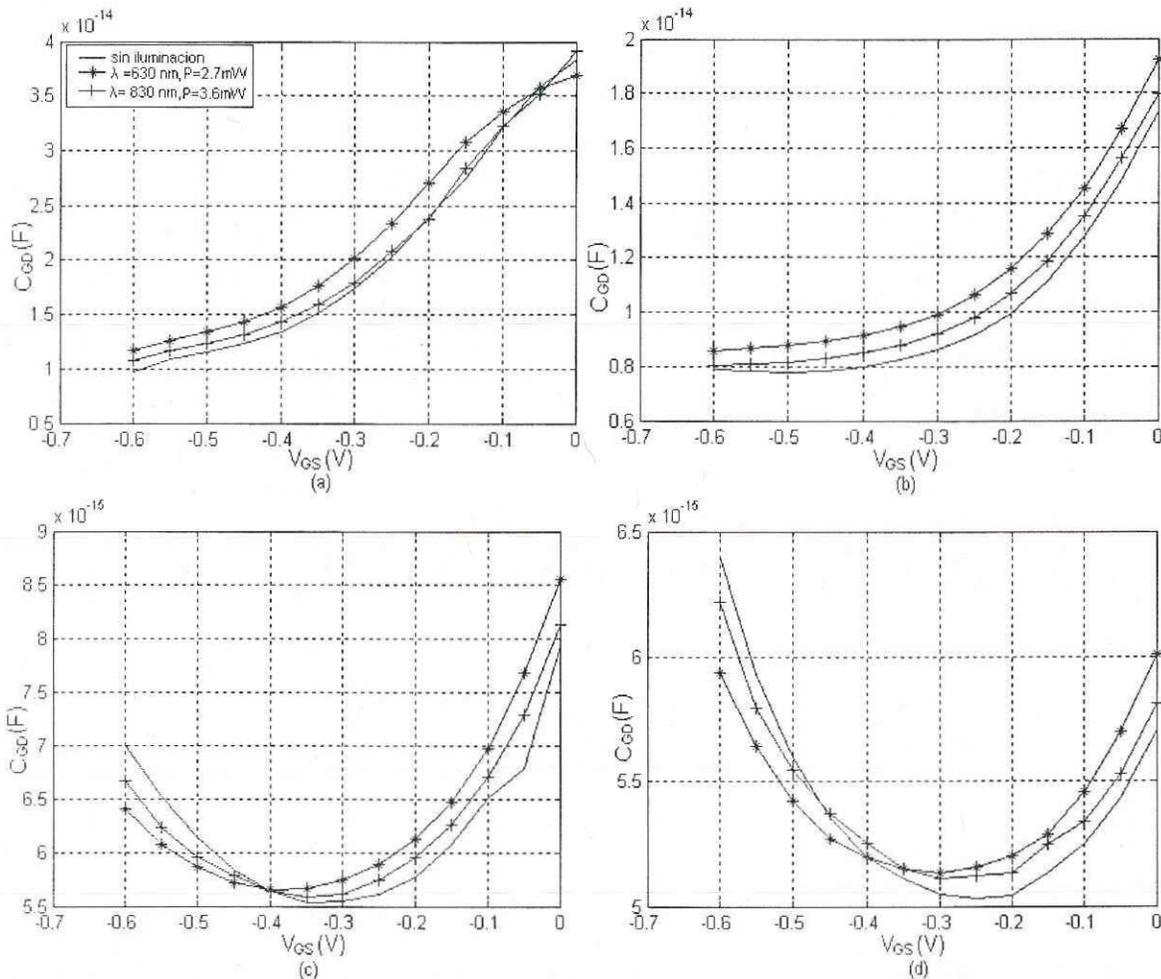
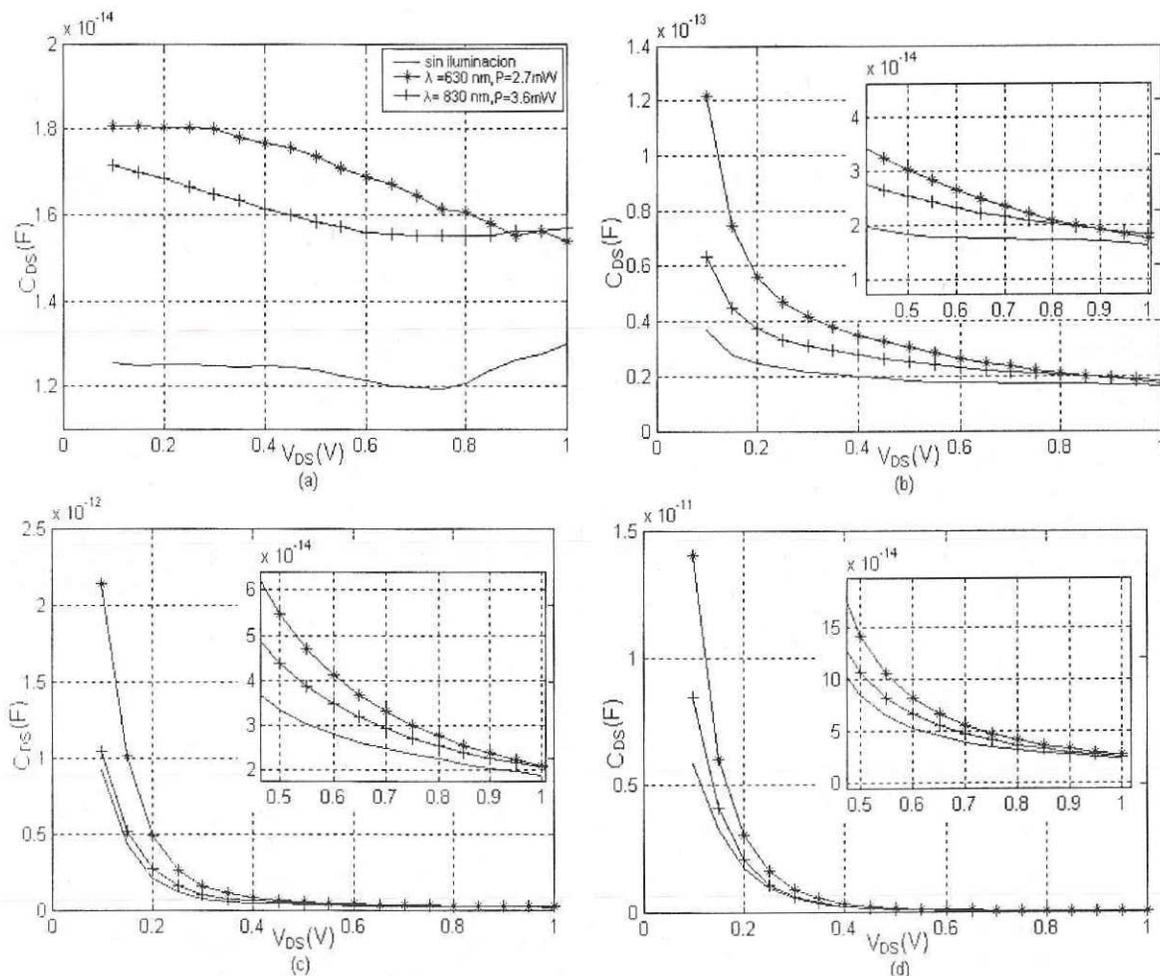


Figura 26.  $C_{GD}$  del transistor PHEMT de InP bajo iluminación. (a)  $V_{DS} = 0.2$  volts. (b)  $V_{DS} = 0.5$  volts. (c)  $V_{DS} = 0.8$  volts. (d)  $V_{DS} = 1$  volt.

#### IV.5.3 Caracterización de $C_{DS}$

En la figura 27 se muestra el comportamiento de la capacitancia drenador-fuente  $C_{DS}$  bajo iluminación, en función del potencial drenador-fuente  $V_{DS}$ . De esta figura se puede observar que para voltajes de  $V_{DS}$  pequeños y  $V_{GS}$  cerca de la tensión de oclusión,

$C_{DS}$  aumenta significativamente cuando se ilumina el transistor con el láser de 630nm. Sin embargo conforme  $V_{DS}$  aumenta, la diferencia entre  $C_{DS}$  con iluminación y sin iluminación disminuye.



**Figura 27.  $C_{DS}$  del transistor PHEMT de InP bajo iluminación. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.**

La figura 28 muestra los resultados de la medición de la capacitancia drenador-fuente  $C_{DS}$  bajo iluminación en función del potencial drenador-fuente  $V_{DS}$ . Se observa que a medida que  $V_{GS}$  se hace más positivo  $C_{DS}$  aumenta considerablemente. Este comportamiento es más significativo cuando  $V_{DS}$  es igual a 0.2 volts y 0.5 volts. Es

importante señalar que cuando  $V_{GS}$  se hace más negativo,  $C_{DS}$  disminuye hasta llegar a ser igual a la capacitancia  $C_{DS}$  sin iluminación. Para  $V_{DS}$  igual a 0.8 volts y 1 volt,  $C_{DS}$  tiene un aumento casi constante en función de  $V_{GS}$ . Este aumento es de 3fF para  $\lambda=630\text{nm}$  y de 2fF para  $\lambda=830\text{nm}$ .

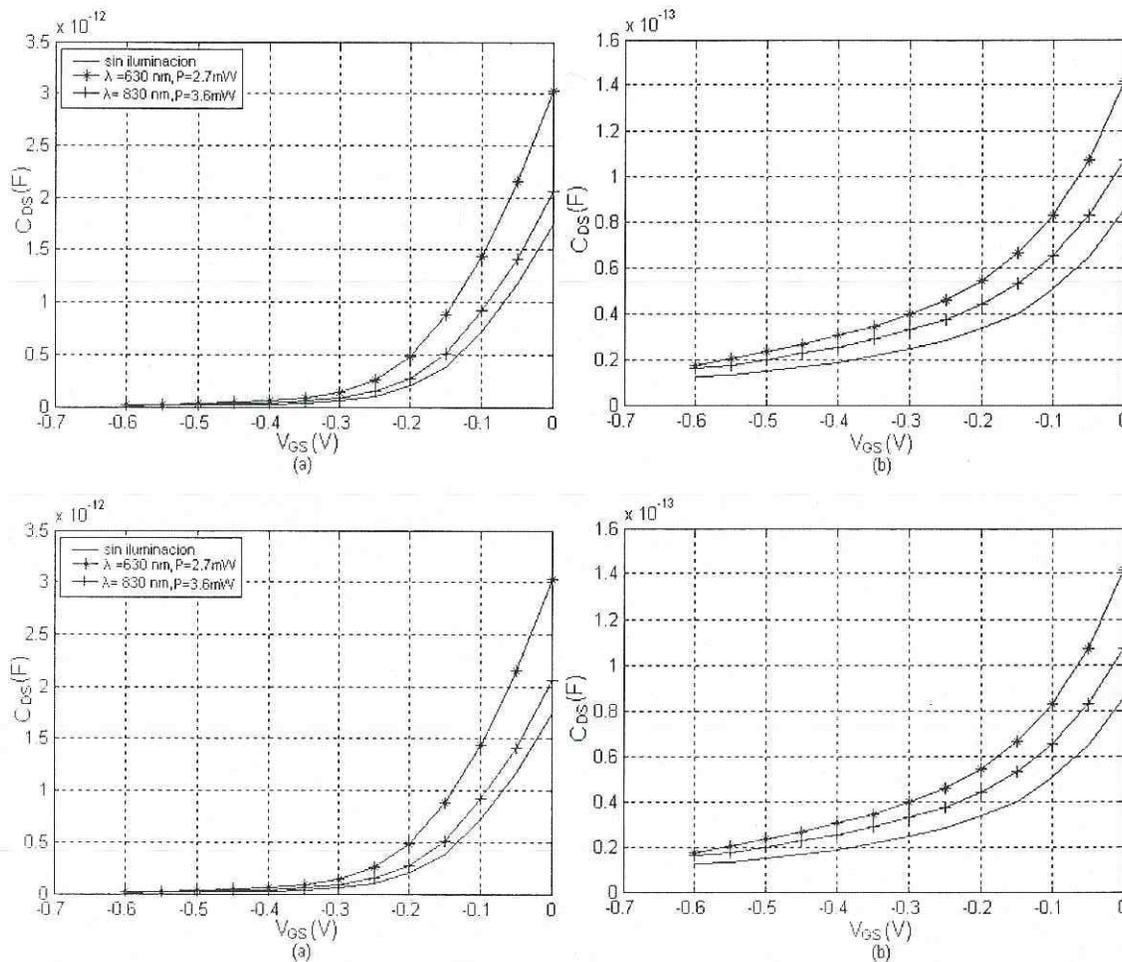
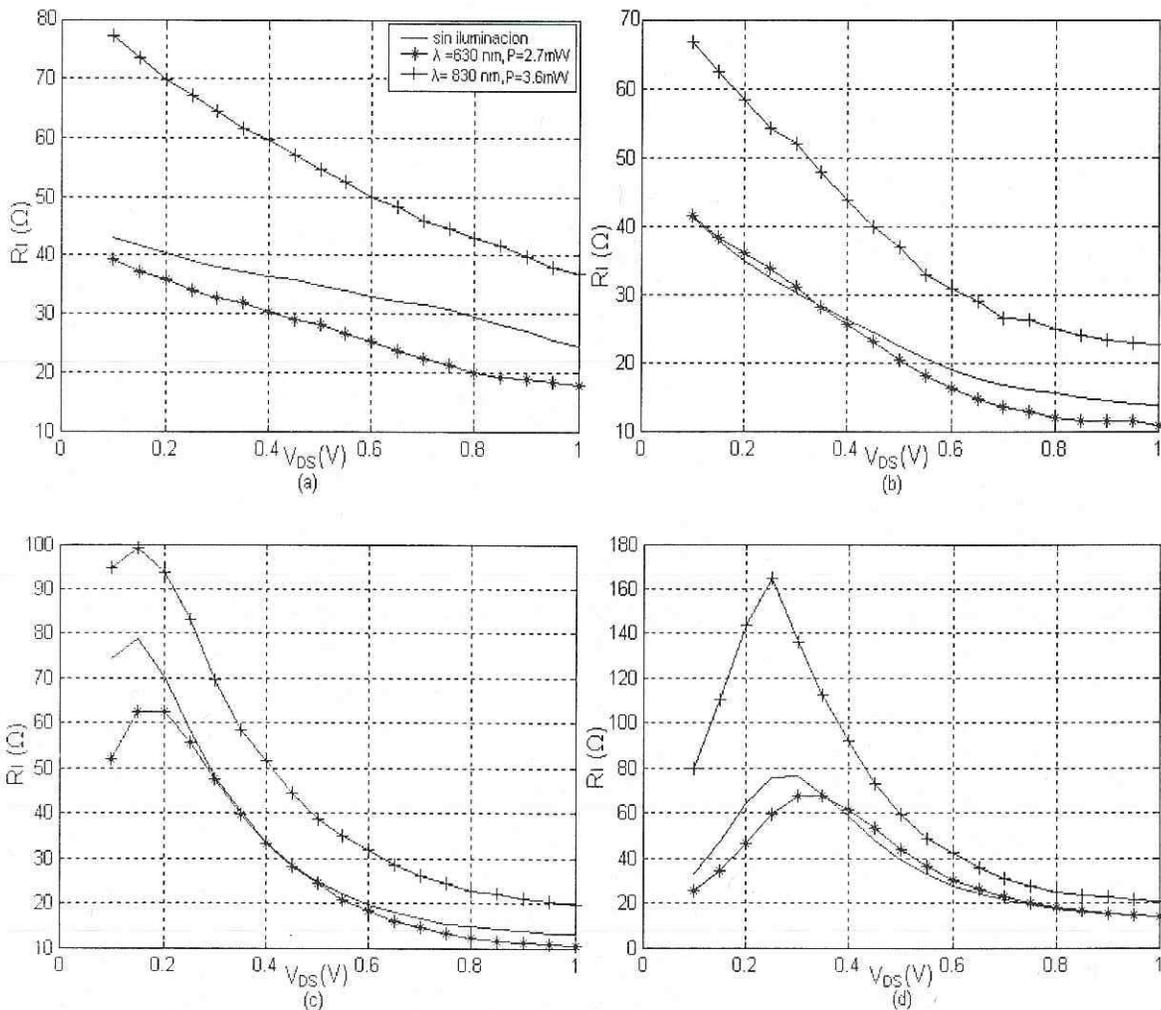


Figura 28.  $C_{DS}$  del transistor PHEMT de InP bajo iluminación. (a)  $V_{DS} = 0.2$  volts. (b)  $V_{DS} = 0.5$  volts. (c)  $V_{DS} = 0.8$  volts. (d)  $V_{DS} = 1$  volts.

#### IV.5.4 Caracterización de $R_I$

La figura 29 muestra el comportamiento de la resistencia intrínseca  $R_I$  en función de  $V_{DS}$  y para diferentes condiciones de iluminación. Se puede observar que  $R_I$  aumenta

considerablemente cuando el transistor se ilumina con  $\lambda=830$  nm. Cuando se ilumina con  $\lambda=630$  nm,  $R_I$  disminuye para  $V_{GS}=-0.6$  volts pero para voltajes mayores el cambio de  $R_I$  es muy pequeño.



**Figura 29.  $R_I$  del transistor PHEMT de InP bajo iluminación. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.**

La figura 30 muestra el comportamiento de  $R_I$  en función de  $V_{GS}$  bajo diferentes condiciones de iluminación. Al aplicar el láser de  $\lambda=830$  nm,  $R_I$  aumenta aproximadamente 10 ohms en todo el rango de  $V_{GS}$ . En cambio cuando se incide el láser de  $\lambda=630$  nm, el valor de  $R_I$  es igual o inferior al valor de  $R_I$  medido sin iluminación.

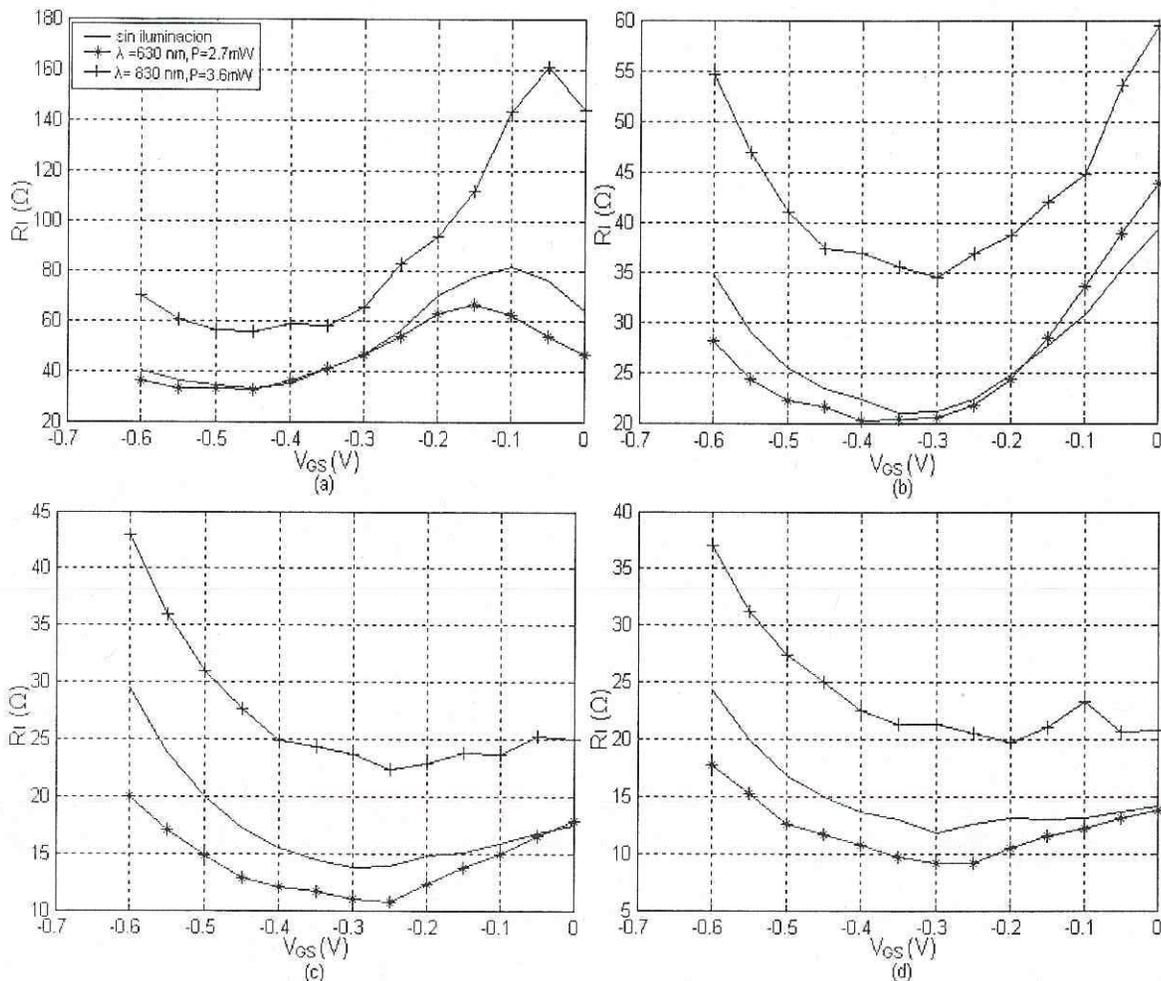


Figura 30.  $R_i$  del transistor PHEMT de InP bajo iluminación. (a)  $V_{DS} = 0.2$  volts. (b)  $V_{DS} = 0.5$  volts. (c)  $V_{DS} = 0.8$  volts. (d)  $V_{DS} = 1$  volts.

#### IV.5.5 Caracterización de $g_m$ (intrínseca)

La figura 31, muestra el comportamiento de la  $g_m$  intrínseca en función de  $V_{GS}$  bajo diferentes condiciones de iluminación. Cuando se incide la luz láser de  $\lambda=830\text{nm}$  se observa que  $g_m$  tiene un aumento constante en todo el rango de  $V_{GS}$ . Además, entre más pequeño sea  $V_{DS}$  el aumento de  $g_m$  es mayor. En cambio cuando se incide el láser de  $\lambda=630\text{nm}$ ,  $g_m$  aumenta para  $V_{DS}$  igual a 0.2 volts y 0.5 volts, sin embargo para  $V_{DS}$

igual a 0.8 volts y 1 volt,  $g_m$  aumenta para  $V_{GS}$  entre -0.6 y -0.2 volts y disminuye para  $V_{GS}$  entre -0.2 volts y 0 volts.

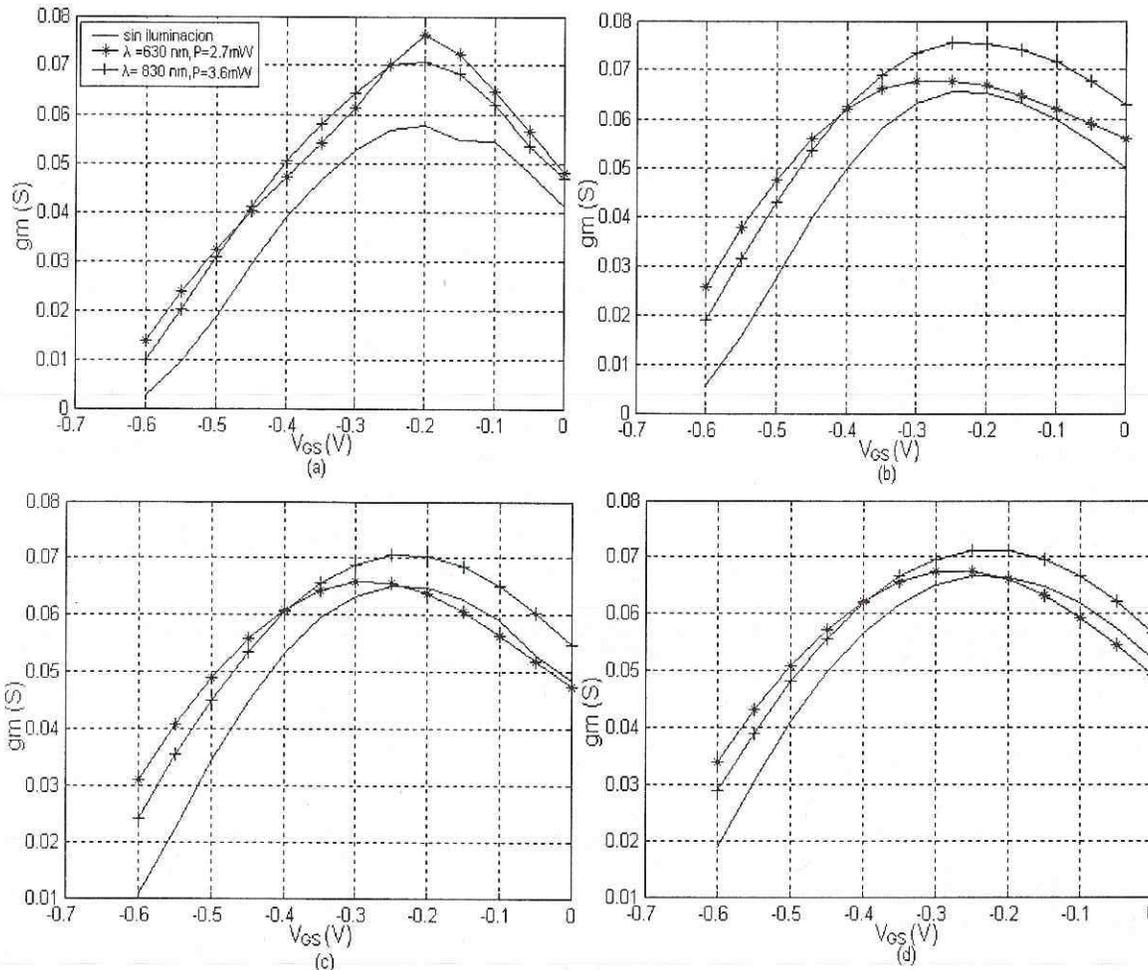


Figura 31.  $g_m$  intrínseca del transistor PHEMT de InP bajo iluminación. (a)  $V_{DS} = 0.2$  volts. (b)  $V_{DS} = 0.5$  volts. (c)  $V_{DS} = 0.8$  volts. (d)  $V_{DS} = 1$  volt.

#### IV.5.6 Caracterización de $g_{ds}$ (intrínseca)

La figura 32 muestra la variación de  $g_{ds}$  en función de  $V_{DS}$  y bajo diferentes condiciones de iluminación. Se puede observar que para valores pequeños de  $V_{DS}$ ,  $g_{ds}$  aumenta considerablemente cuando se le aplica la luz láser de  $\lambda=630\text{nm}$  y conforme  $V_{DS}$

aumenta  $g_{ds}$  permanece constante. En las figuras 32(b), 32(c) y 32(d) se realiza una amplificación de estas características para poder apreciar mejor el cambio que sufre  $g_{ds}$  bajo la influencia de la luz monocromática.

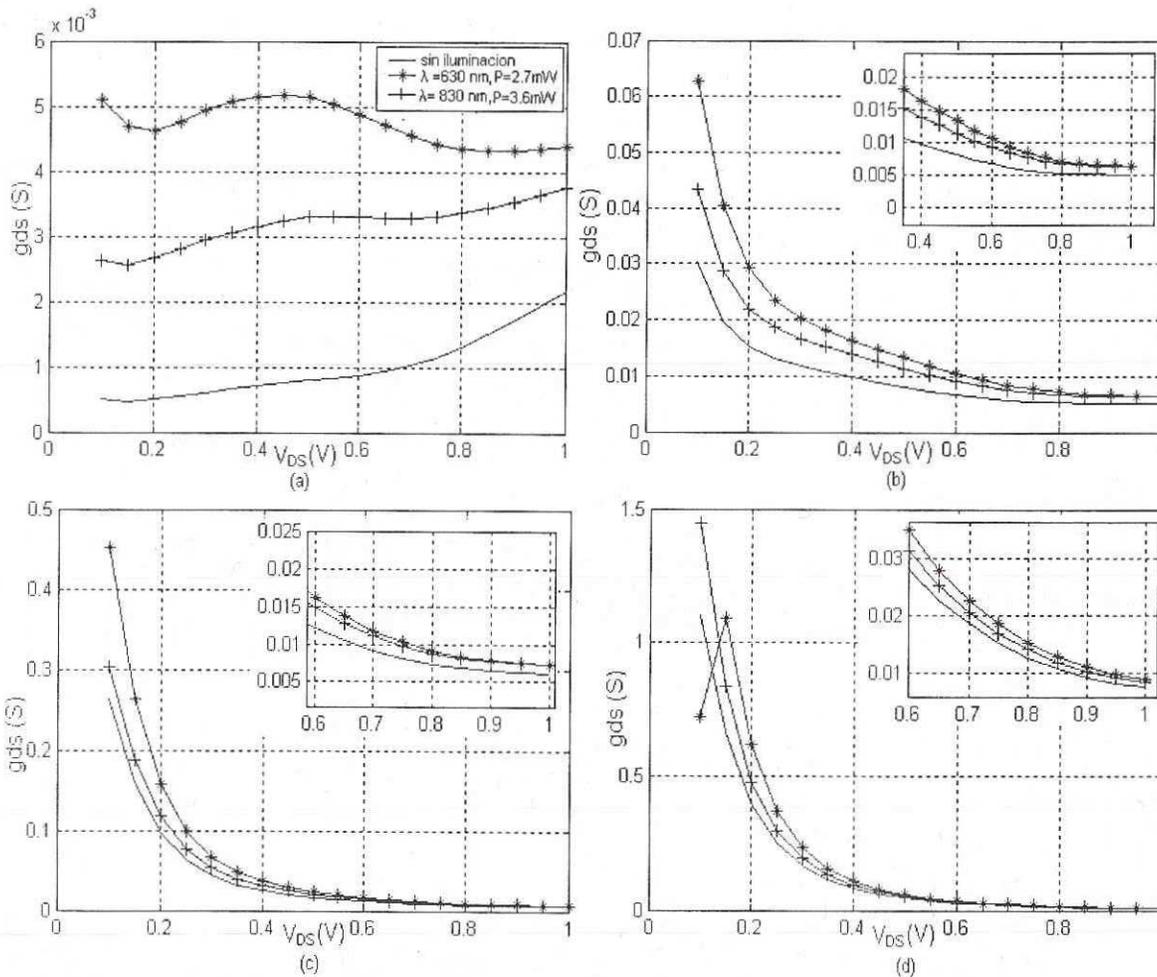


Figura 32.  $g_{ds}$  intrínseca del transistor PHEMT de InP bajo iluminación. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.

#### IV.6 Caracterización de los elementos intrínsecos del transistor PHEMT de GaAs

A continuación se muestran los resultados de la medición de un transistor PHEMT de GaAs con y sin iluminación, mostrándose las gráficas de los diferentes elementos intrínsecos.

#### IV.6.1 Caracterización de $C_{GS}$

La figura 33 muestra la variación de  $C_{GS}$  en función de  $V_{DS}$  y bajo diferentes condiciones de iluminación. Como se observa en figura,  $C_{GS}$  es poco sensible a la luz para voltajes  $V_{GS}$  mayores a -0.4 volts. Sin embargo, para  $V_{GS}$  igual a -0.6 volts se observa un pequeño aumento en  $C_{GS}$  al incidir luz sobre el transistor. En promedio el aumento de la capacitancia es de 2fF para  $\lambda=630\text{nm}$  y de 2.2fF para  $\lambda=830\text{nm}$ .

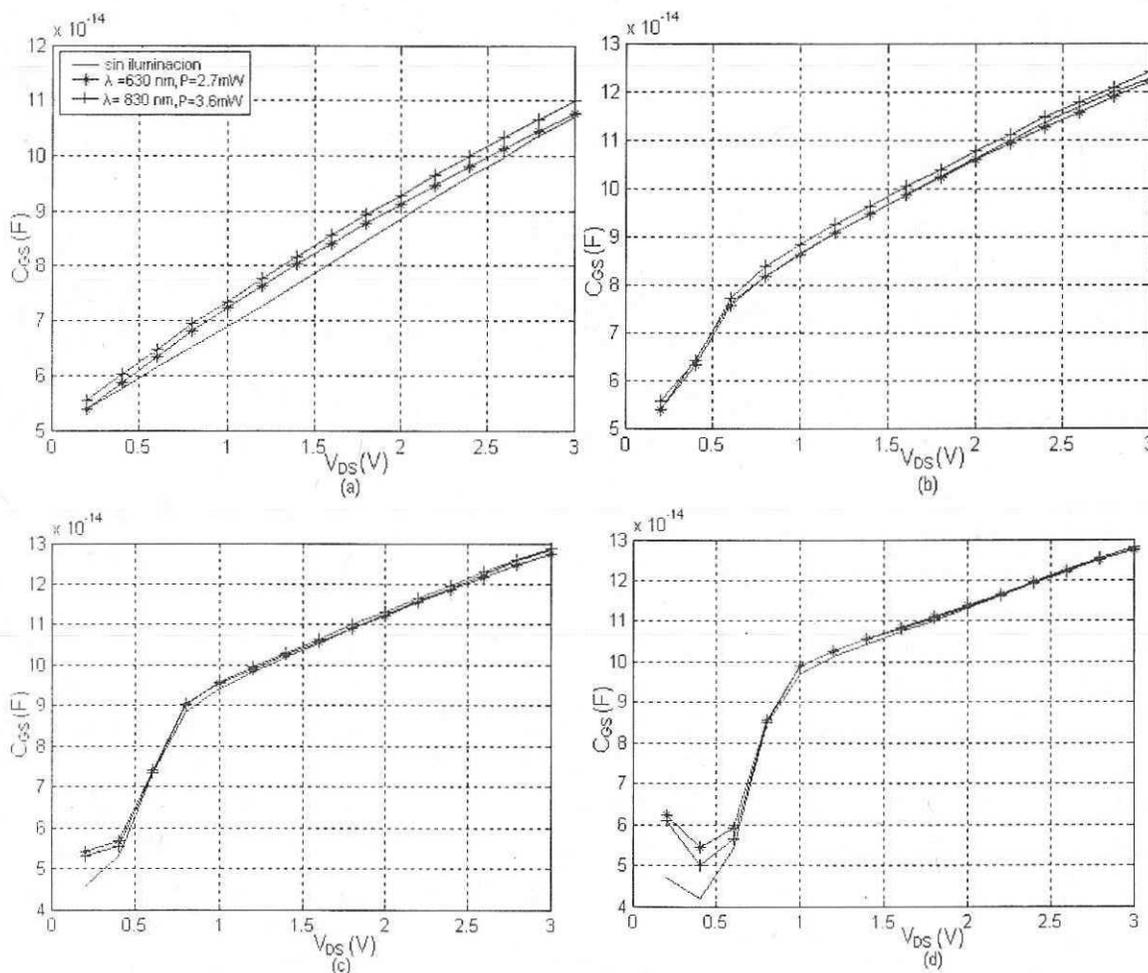


Figura 33.  $C_{GS}$  bajo iluminación del transistor PHEMT GaAs. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.

La figura 34 muestra la variación de  $C_{GS}$  en función de  $V_{GS}$  y bajo diferentes condiciones de iluminación. Cuando se aplica la luz láser de  $\lambda=830\text{nm}$ ,  $C_{GS}$  presenta rizados los cuales son más notorios para  $V_{DS}$  igual a 0.2 volts, aun cuando  $C_{GS}$  aumenta para todas las polarizaciones de  $V_{DS}$  y en todo el rango de  $V_{GS}$ . Cuando el transistor es iluminado con  $\lambda=630\text{nm}$  y polarizamos con  $V_{DS}=0.4$  volts,  $C_{GS}$  aumenta para voltajes de  $V_{GS}$  menores a -0.45volts y mayores a -0.25volts. Para  $V_{DS} = 1\text{volt}$ ,  $C_{GS}$  muestra un pequeño aumento en todo el rango de  $V_{GS}$ . Para  $V_{DS} = 2\text{volts}$ ,  $C_{GS}$  aumenta hasta  $V_{GS} = -0.5\text{volts}$  y después se mantiene constante, pero para  $V_{DS} = 3\text{volts}$ ,  $C_{GS}$  no cambia.

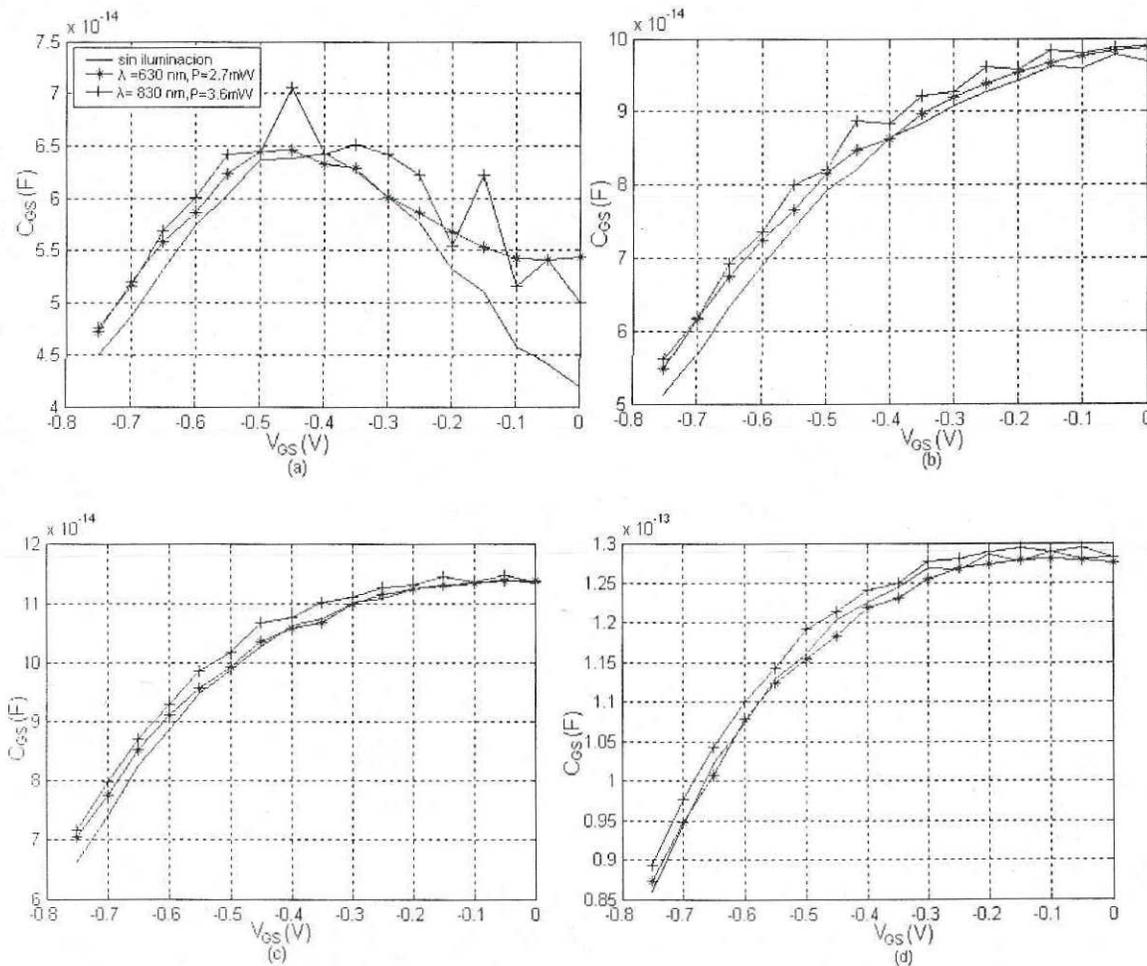


Figura 34.  $C_{GS}$  bajo iluminación del PHEMT GaAs. (a)  $V_{DS} = 0.4$  volts. (b)  $V_{DS} = 1$  volt. (c)  $V_{DS} = 2$  volts. (d)  $V_{DS} = 3$  volts.

#### IV.6.2 Caracterización de $C_{GD}$

La figura 35 muestra la variación de  $C_{GD}$  en función de  $V_{DS}$  y bajo diferentes condiciones de iluminación. Como se observa en la figura, la capacitancia  $C_{GD}$  no es sensible a la iluminación.

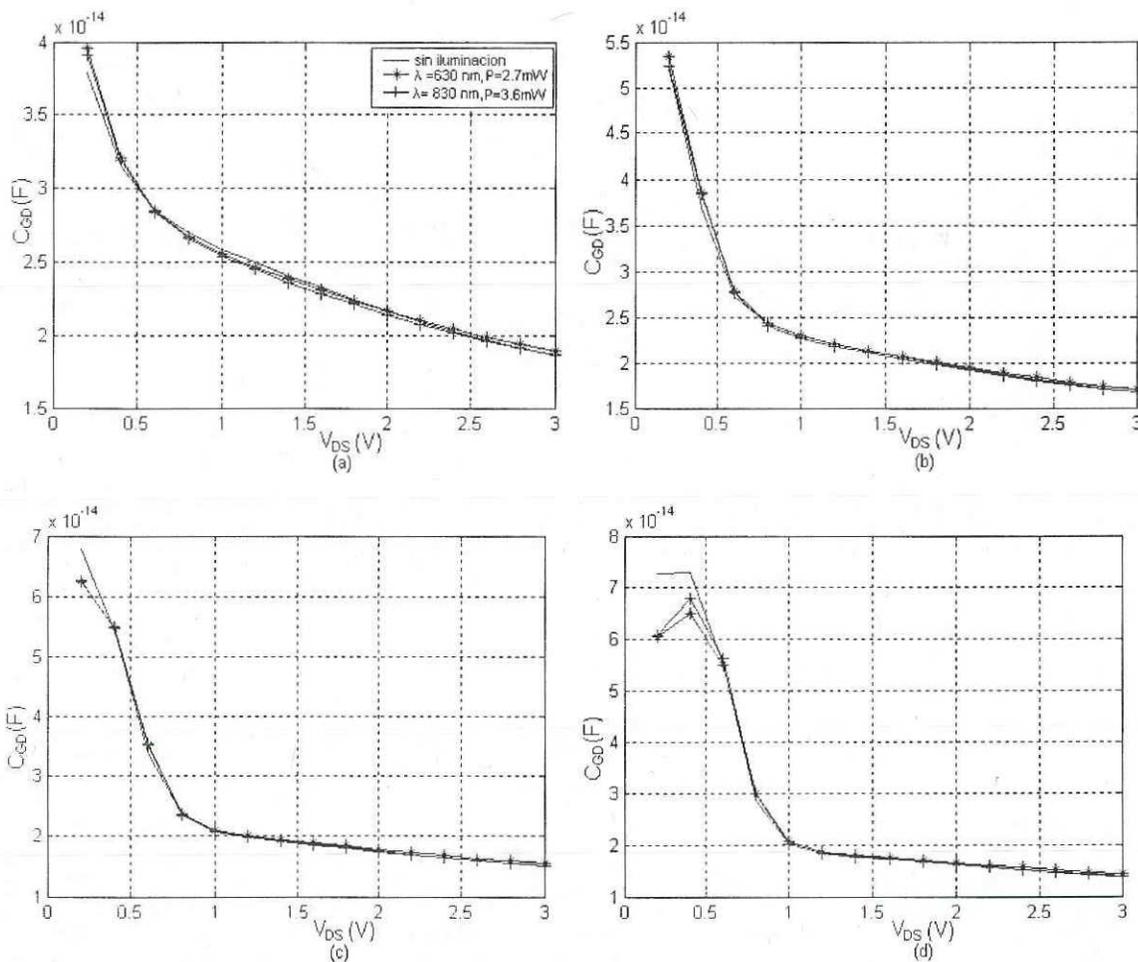
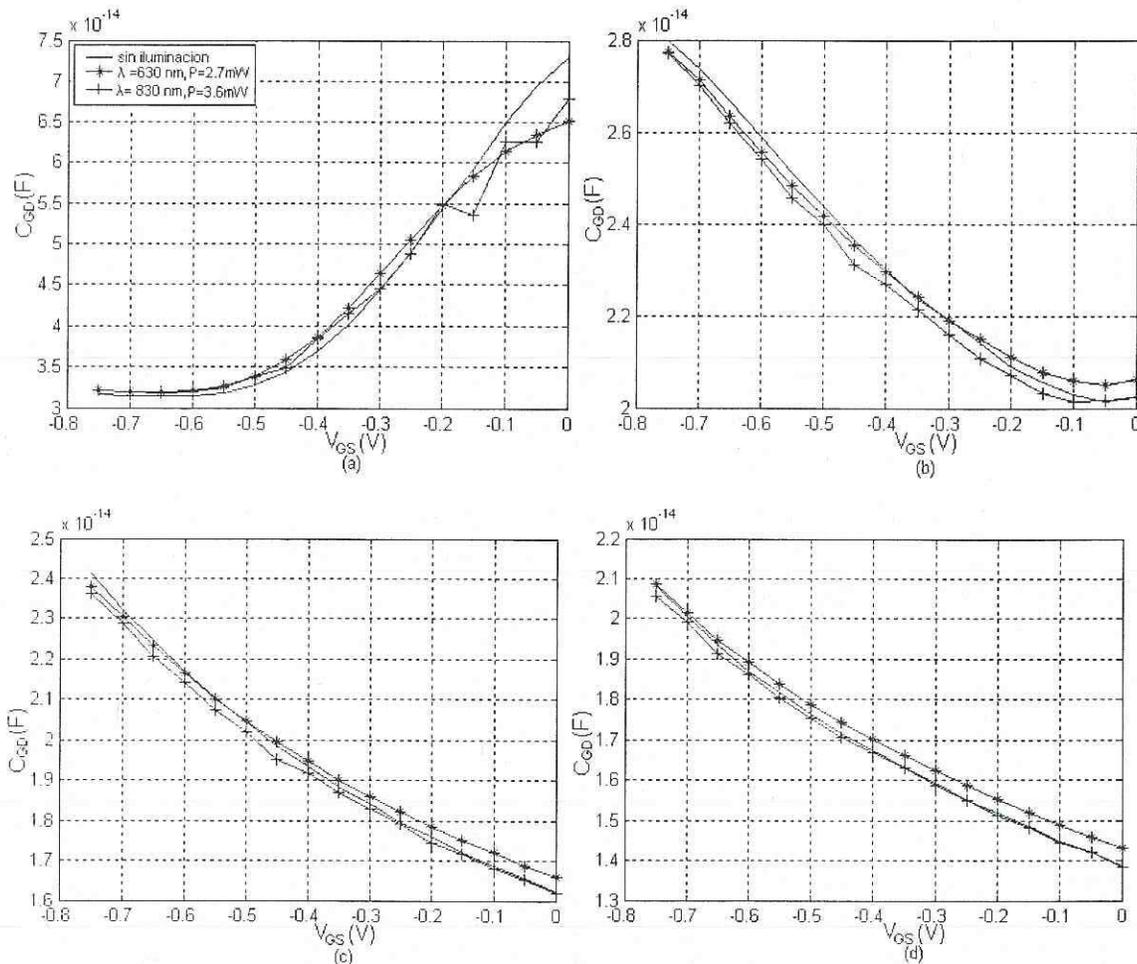


Figura 35.  $C_{GD}$  bajo iluminación del transistor PHEMT GaAs. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.

La figura 36 muestra el comportamiento de  $C_{GD}$  en función de  $V_{GS}$  y bajo diferentes condiciones de iluminación. Como se observa en la figura 36(a), al iluminar al transistor  $C_{GD}$  no cambia para  $V_{GS}$  menores a  $-0.15$  volts, pero para valores mayores a

-0.15 volts de  $V_{GS}$   $C_{GD}$  disminuye 5fF. Tomando en cuenta una tolerancia de 0.5fF se puede decir que  $C_{GD}$  no cambia al incidir luz en el transistor en función de  $V_{GS}$  para  $V_{DS}$  mayores a 1 volt.



**Figura 36.**  $C_{GD}$  bajo iluminación del transistor PHEMT GaAs. (a)  $V_{DS} = 0.4$  volts. (b)  $V_{DS} = 1$  volt. (c)  $V_{DS} = 2$  volts. (d)  $V_{DS} = 3$  volts.

#### IV.6.3 Caracterización de $C_{DS}$

La figura 37 muestra el comportamiento de  $C_{DS}$  en función de  $V_{DS}$  y bajo diferentes condiciones de iluminación. El comportamiento de  $C_{DS}$  está bien definido por dos regiones: la primera región abarca hasta  $V_{DS} = 0.5$  volts y la segunda para  $V_{DS}$

entre 0.5 y 3 volts. Para  $V_{GS} = -0.6$  volts se observa que la capacitancia  $C_{DS}$  aumenta al incidir la luz láser de  $\lambda=830\text{nm}$ . Por otro lado, cuando se incide la luz láser de  $\lambda=630\text{nm}$  se observa una disminución de  $C_{DS}$  alrededor de  $0.4\text{fF}$ . En la figura 37(c) se observa que  $C_{DS}$  no cambia en la primera región y en la segunda  $C_{DS}$  disminuye al aplicar iluminación. Además, se observa que  $C_{DS}$  disminuye en la región uno al aplicar luz y  $C_{DS}$  no se afecta en la región 2 por la iluminación.

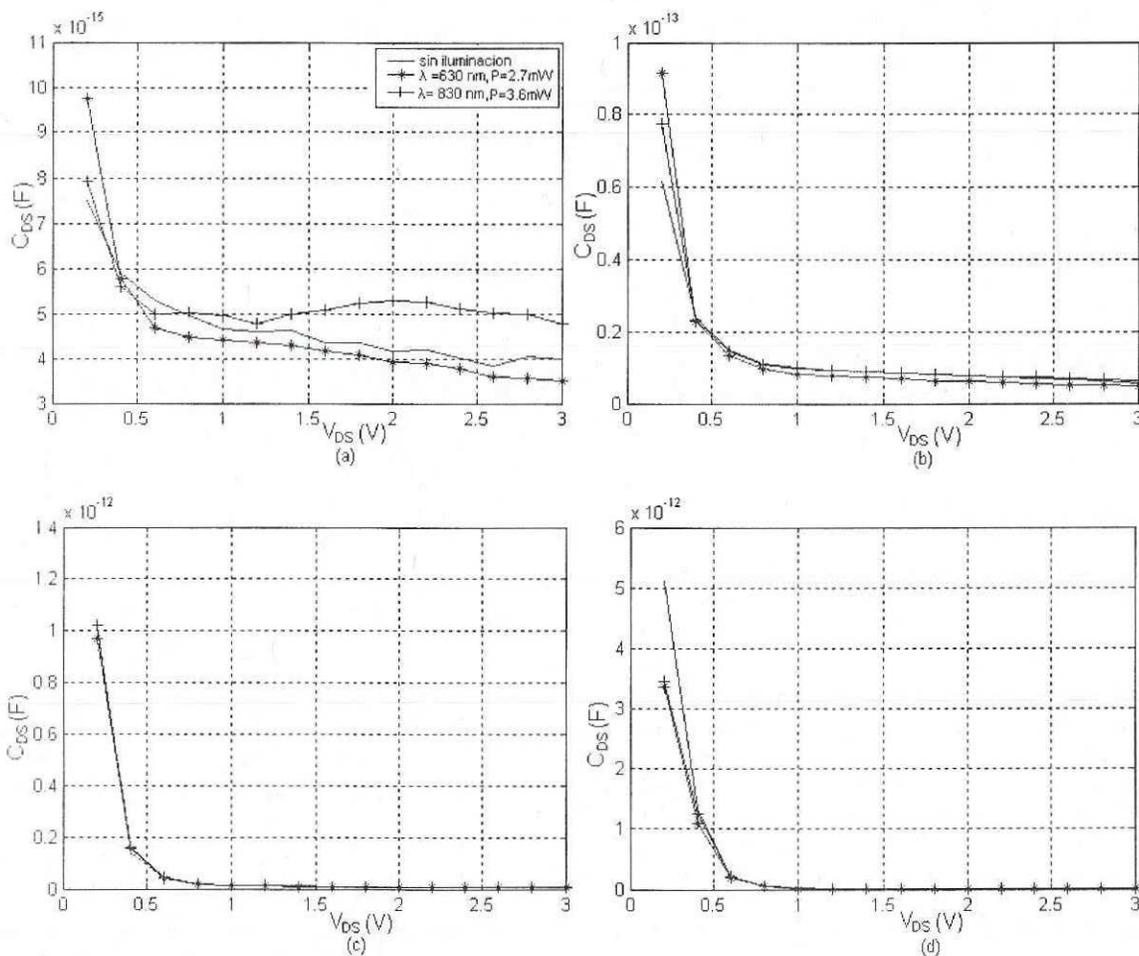


Figura 37.  $C_{DS}$  bajo iluminación del transistor PHEMT GaAs. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.

En la figura 38 se muestra el comportamiento de  $C_{DS}$  en función de  $V_{GS}$  bajo diferentes condiciones de iluminación. Es importante mencionar que  $C_{DS}$  no es sensible a las longitudes de onda estudiadas. Lo más importante que se observa en la figura 38, es el rizo en la capacitancia  $C_{DS}$ . En todo el rango de  $V_{GS}$  entre mayor es  $V_{DS}$ , el rizo se incrementa. También se observa la disminución de este rizo y de la capacitancia  $C_{DS}$  al iluminar al transistor con  $\lambda=630\text{nm}$ .

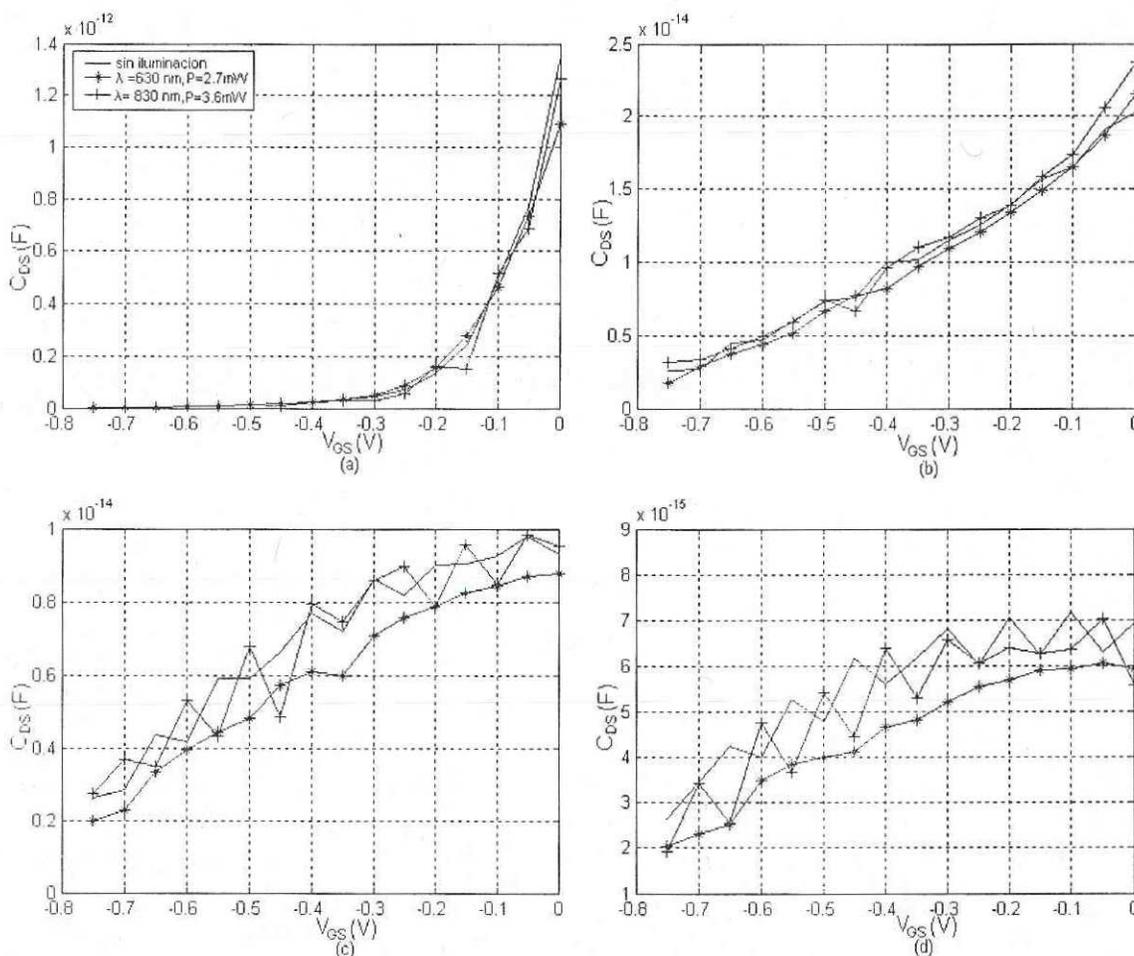


Figura 38.  $C_{DS}$  bajo iluminación del transistor PHEMT GaAs. (a)  $V_{DS} = 0.4$  volts. (b)  $V_{DS} = 1$  volt. (c)  $V_{DS} = 2$  volts. (d)  $V_{DS} = 3$  volts.

#### IV.6.4 Caracterización de $R_I$

En la figura 39 se muestra el comportamiento de  $R_I$  en función de  $V_{DS}$  y bajo diferentes condiciones de iluminación y en la figura 40 se muestra el comportamiento de  $R_I$  en función de  $V_{GS}$  y bajo diferentes condiciones de iluminación. Tomando en cuenta la dificultad en la extracción de  $R_I$  y considerando una tolerancia de 1 ohm, se puede concluir que  $R_I$  no cambia al iluminar el transistor.

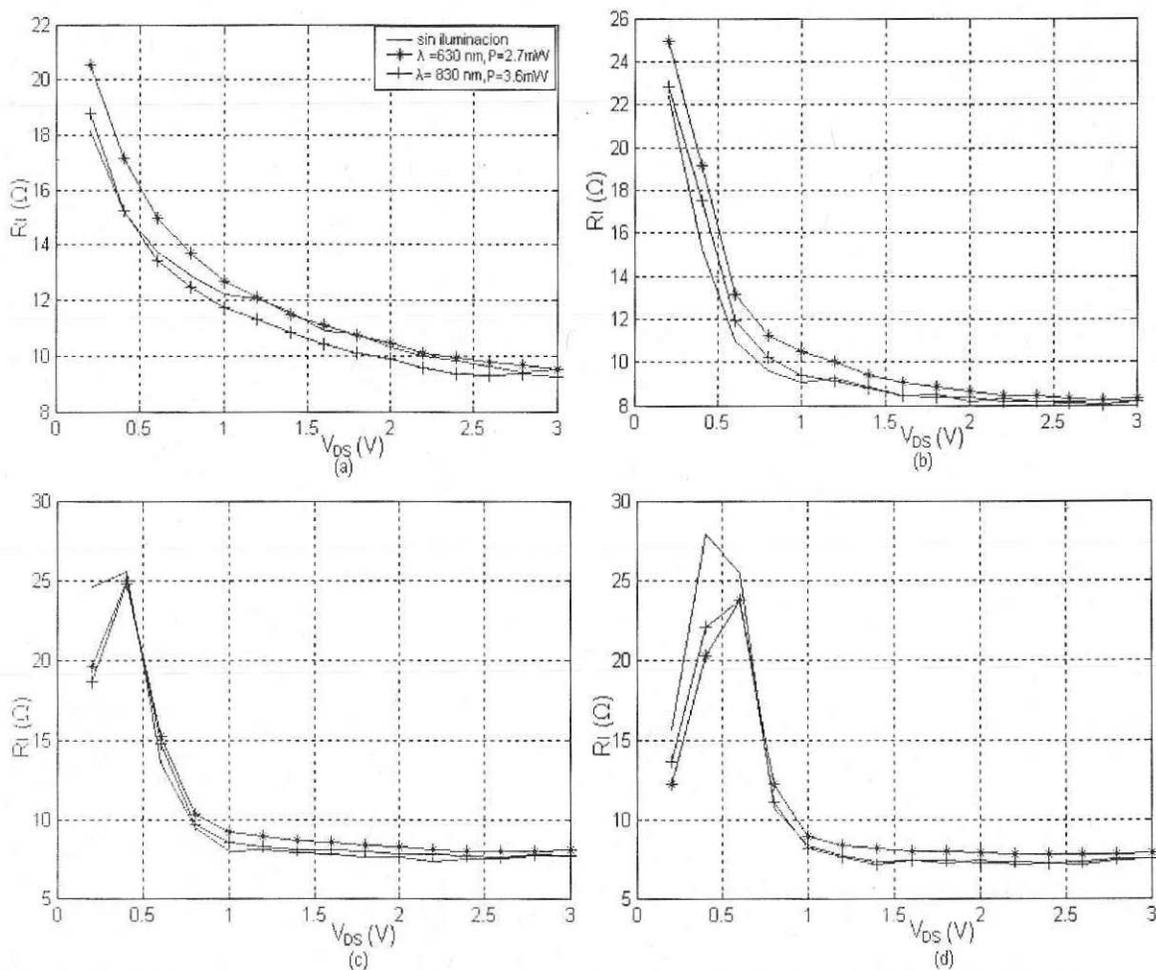


Figura 39.  $R_I$  bajo iluminación del transistor PHEMT GaAs. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.

#### IV.6.5 Caracterización de $g_m$ (intrínseca)

En la figura 41 se presenta el comportamiento de la  $g_m$  intrínseca en función de  $V_{GS}$  y bajo diferentes condiciones de iluminación. Como se puede observar,  $g_m$  tiene 2 regiones bien definidas.

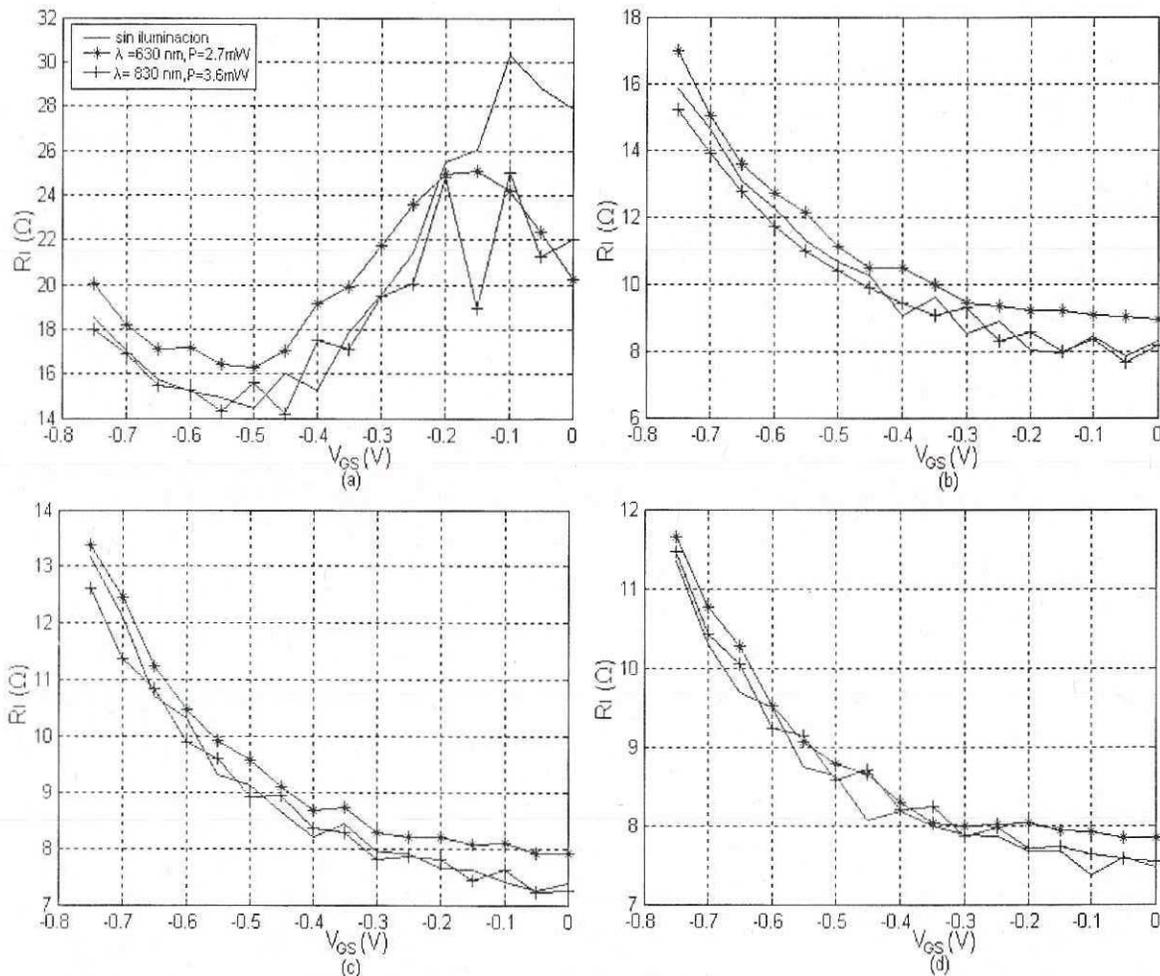
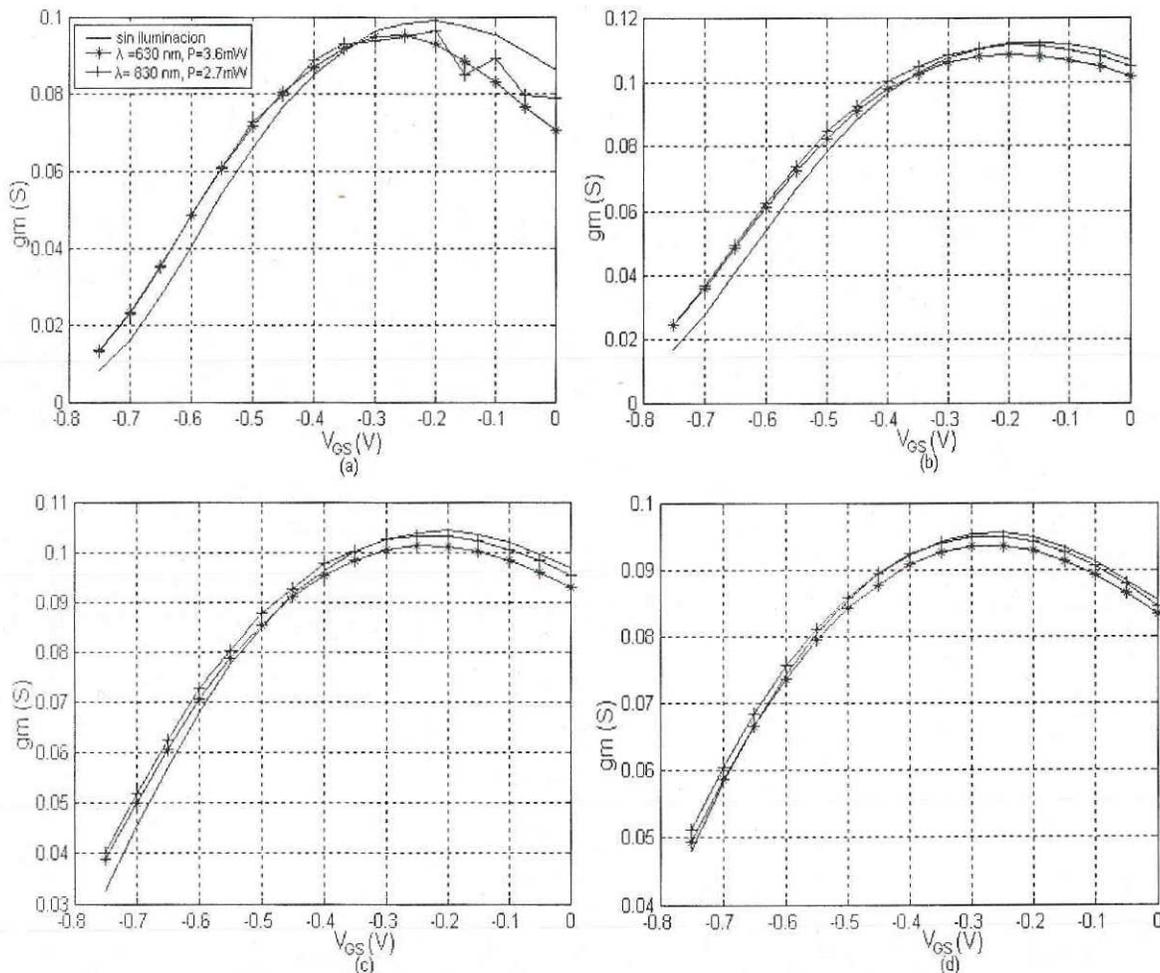


Figura 40.  $R_i$  bajo iluminación del transistor PHEMT GaAs. (a)  $V_{DS} = 0.4$  volts. (b)  $V_{DS} = 1$  volt. (c)  $V_{DS} = 2$  volts. (d)  $V_{DS} = 3$  volts.

En la primera región se nota que al incidir luz en el transistor y para  $V_{GS}$  cerca de cero,  $g_m$  disminuye. En cambio en la segunda región se observa que cuando  $V_{GS}$  es más

negativa,  $g_m$  aumenta al aplicarle luz al transistor. También se puede observar que la primera región se desplaza para valores de  $V_{GS}$  más negativos, aumenta a medida que  $V_{DS}$  aumenta para  $\lambda=630\text{nm}$  y permanece constante para  $\lambda=830\text{nm}$ .



**Figura 41.**  $g_m$  intrínseca bajo iluminación del transistor PHEMT GaAs. (a)  $V_{DS} = 0.4$  volts. (b)  $V_{DS} = 1$  volt. (c)  $V_{DS} = 2$  volts. (d)  $V_{DS} = 3$  volts.

#### IV.6.6 Caracterización de $g_{ds}$

En la figura 42 se grafica la conductancia  $g_{ds}$  en función de  $V_{DS}$  y bajo diferentes condiciones de iluminación. Se observa que para  $V_{GS}$  cercano a la tensión de oclusión, la

conductancia  $g_{ds}$  es muy sensible a la iluminación. Las figuras 42(b), 42(c) y 42(d) muestran una amplificación de  $g_{ds}$  para  $V_{DS}$  entre 0.5 y 3 volts.

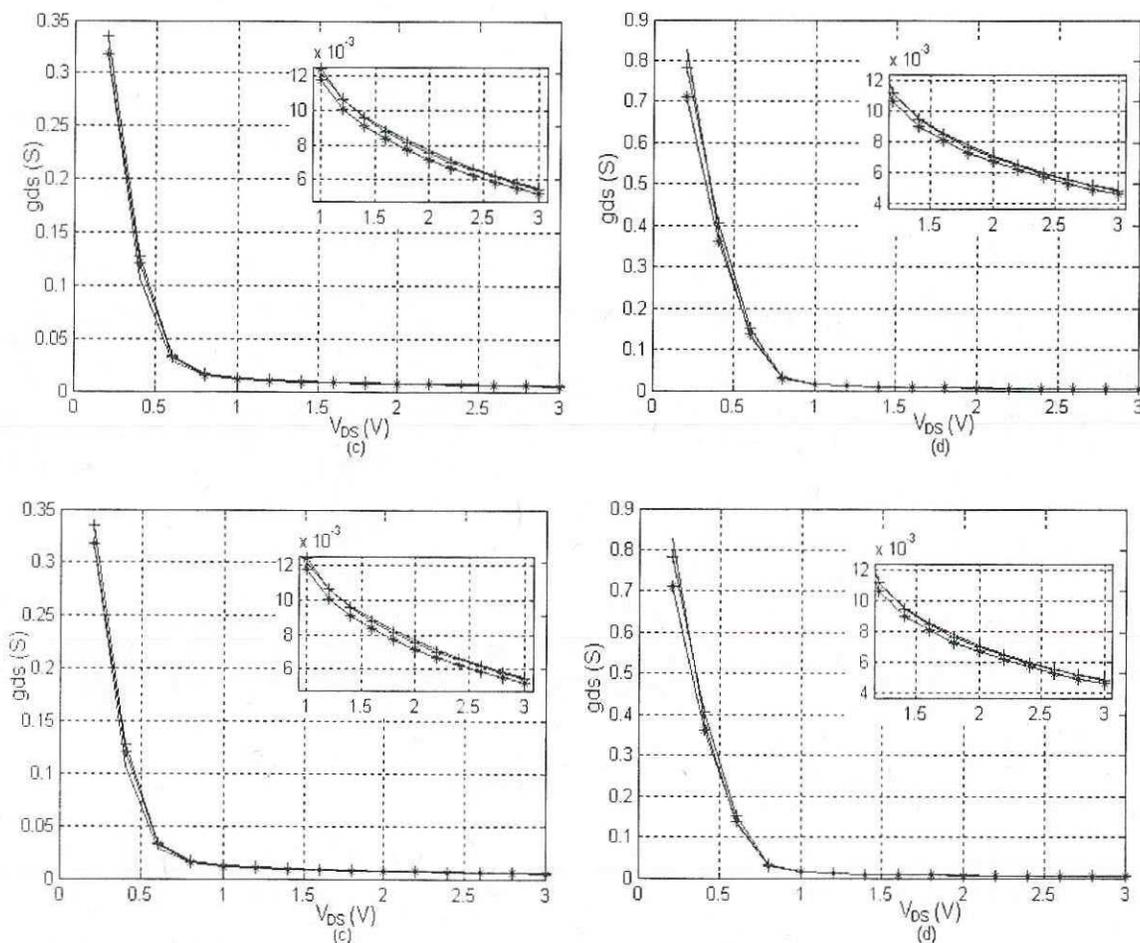


Figura 42.  $g_{ds}$  intrínseca bajo iluminación del transistor PHEMT GaAs. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.

#### IV.7 Conclusiones.

Se demostró experimentalmente que los PHEMT's de InP son más sensibles a la iluminación monocromática ( $\lambda=830\text{nm}$  y  $\lambda=630\text{nm}$ ) que los PHEMT de GaAs, tanto en la caracterización estática como en la caracterización dinámica: esto se debe a que los transistores de InP tienen un ancho de banda de energía menor que los de GaAs. En ambas

tecnologías se observó que la corriente  $I_{DS}$  aumenta cuando el transistor se ilumina con  $\lambda=830\text{nm}$  y  $\lambda=630\text{nm}$ . Este resultado ya ha sido observado en diferentes laboratorios y esta asociado al fenómeno fotovoltaico (Takanashi *et al.*, 1999).

La magnitud del parámetro  $S_{21}$  esta ligado directamente con la  $G_M$  extrínseca del transistor.

Es importante señalar que estos elementos son mucho más sensibles cuando el transistor esta funcionando cerca de la tensión de oclusión.

## **V MODELADO NO-LINEAL PARA DIFERENTES FAMILIAS DE PHEMT's. BAJO ILUMINACION.**

En este capítulo se estudian y modelan las características corriente-voltaje (I-V) y las capacitancias  $C_{GS}$  y  $C_{GD}$  de los transistores de alta movilidad electrónica PHEMT's, bajo diferentes potencias ópticas y longitudes de onda. Para las características I-V se evalúan tres modelos no-lineales: Chen( Chen *et al.*, 1998), Angelov (Angelov *et al.*, 1992), Curtice cúbico (Curtice *et al.*, 1985), mientras que para las capacitancias se utiliza el modelo de Loo Yau (Loo Yau *et al.*, 2001). Se presenta el comportamiento de las constantes de cada modelo, mencionándose cuales de ellas son las más sensibles a la iluminación y así poder concluir si alguno de los modelos puede ser escalable con la iluminación.

### **V.1 Resultados experimentales del modelado de las curvas I-V del transistor PHEMT de InP.**

A continuación se presentan resultados del modelado en régimen estático del transistor PHEMT de InP, utilizando los tres modelos no lineales antes mencionados. Además, se presentan las constantes de cada modelo para las diferentes potencias ópticas y longitudes de onda empleadas.

#### **V.1.1 Evaluación del modelo de Curtice cúbico**

Las figuras 43 y 44 muestran el comportamiento de las constantes  $A_i$ ,  $\lambda$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$  en función de las potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$  nm,  $\lambda=830$ nm) del modelo de

Curtice cúbico [Curtice *et al.*, 1985]. Se puede observar que  $A_0$  aumenta gradualmente conforme se aumenta la potencia luminosa al transistor.  $A_1$  y  $A_2$  muestran el mismo comportamiento al aplicar la iluminación de  $\lambda=830\text{nm}$ . Primero comienzan a disminuir estas constantes hasta una potencia de  $0.35\text{mW}$ , pero al llegar a esa potencia, comienzan a incrementarse hasta llegar a potencia de  $1.16\text{mW}$  y después de esa potencia de nuevo disminuyen. En la figura 43(d) se observa que el valor de  $A_3$  comienza a fluctuar de mayor a menor al incrementar la potencia. Por otro lado, al iluminar con  $\lambda=630\text{nm}$ ,  $A_1$  y  $A_2$  disminuyen a una potencia de  $0.084\text{mW}$  y para potencias mayores se incrementan de nuevo. En cambio el valor de  $A_3$  se incrementa con la potencia. Como se puede observar, entre más potencia luminosa se le aplique al transistor  $\lambda$  va disminuyendo. El cambio de  $\lambda$  con respecto a la potencia se puede interpretar como el cambio de la pendiente del transistor al aplicarle iluminación. Como se observa  $\alpha$  y  $\beta$  son muy sensibles a cualquier potencia luminosa con el láser de  $\lambda=630\text{nm}$ . El cambio de  $\alpha$  tan pronunciado se puede interpretar como el cambio en la pendiente en la región ohmica cuando el transistor esta iluminado a  $\lambda=630\text{nm}$ .

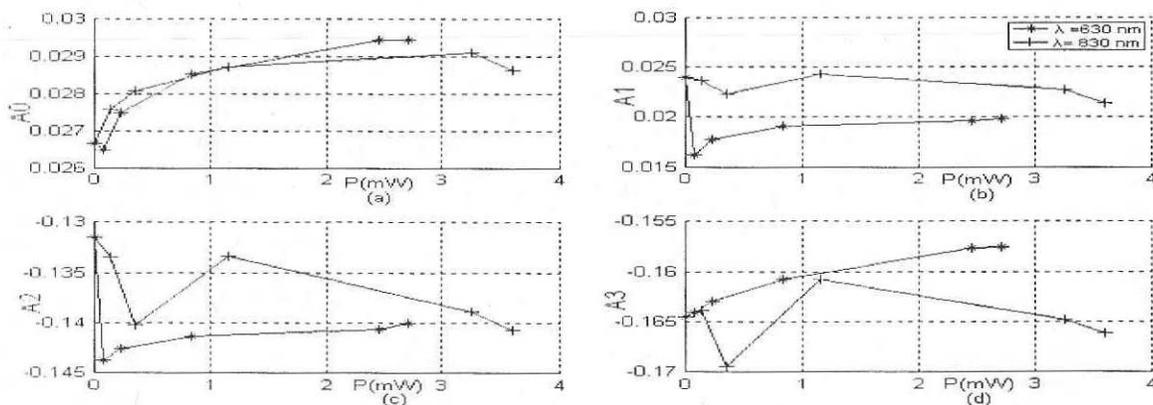
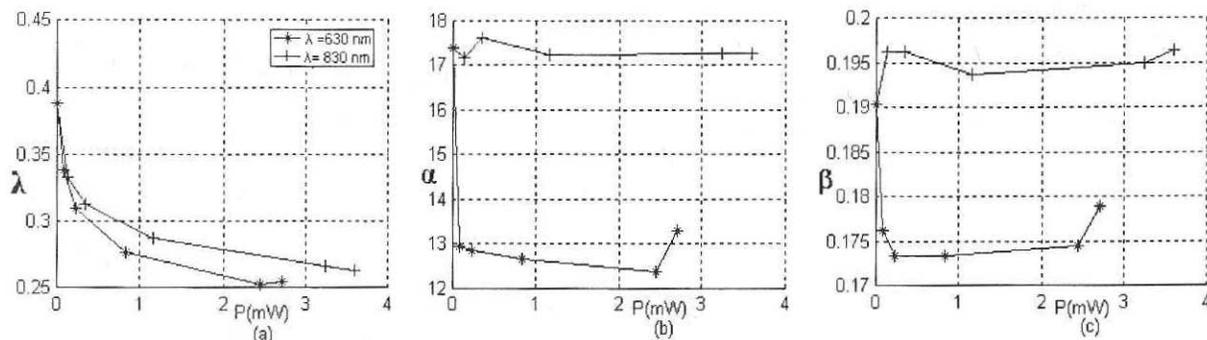


Figura 43. Constantes  $A_i$  del modelo de Curtice cúbico para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630\text{ nm}$  y  $\lambda=830\text{ nm}$ ) del transistor de InP. (a)  $A_0$ . (b)  $A_1$ . (c)  $A_2$ . (d)  $A_3$ .



**Figura 44. Constantes  $\lambda$ ,  $\alpha$  y  $\beta$  del modelo de Curtice cúbico para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$  nm y  $\lambda=830$  nm) del transistor de InP. (a)  $\lambda$ . (b)  $\alpha$  (c)  $\beta$ .**

La figura 45 muestra las características I-V correspondientes al modelo sin iluminación y con iluminación para  $\lambda=830$  nm con una potencia óptica de 3.6 mW y para  $\lambda=630$  nm con una potencia óptica de 2.71 mW. En la figura 46 se presenta el error del modelo, el cual es mayor en la región ohmica del transistor. Conforme se aumenta el voltaje  $V_{DS}$  el error disminuye. Se puede observar que el modelo ajusta de manera diferente tanto para las diferentes longitudes de onda como sin iluminación. Se puede notar que conforme  $V_{DS}$  aumenta el error disminuye. El error del ajuste del modelo es de 0.19 mA cuando se encuentra sin iluminación, de 0.2 mA para  $\lambda=630$  nm y de 0.28 mA para  $\lambda=830$  nm. En general, tomando en cuenta las magnitudes del error, se puede decir que el modelo ajusta bastante bien las características I-V.

La figura 47 muestra el comportamiento de  $G_{DS}$  modeladas sin iluminación y con iluminación para  $\lambda=830$  nm con una potencia óptica de 3.6 mW y  $\lambda=630$  nm con una potencia óptica de 2.71 mW. Como se observa en la figura 47, entre más positivo es  $V_{GS}$  el modelo ajusta mejor los datos. El ajuste del modelo es mejor para voltajes de  $V_{DS}$  mayores. El modelo tiene un promedio de error de 1.89 mS sin iluminación, de 1.91 mS con  $\lambda=630$  nm y de 2.41 mS con  $\lambda=830$  nm.

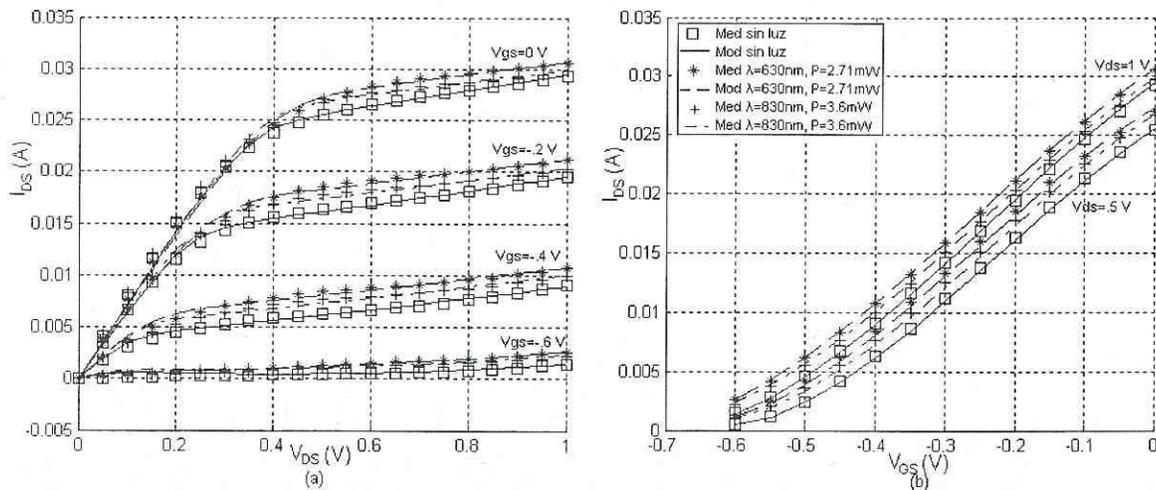


Figura 45. Modelado de las curvas I-V del transistor de InP utilizando el modelo de Curtice. (a)  $I_{DS}$  en función de  $V_{DS}$ . (b)  $I_{DS}$  en función de  $V_{GS}$ .

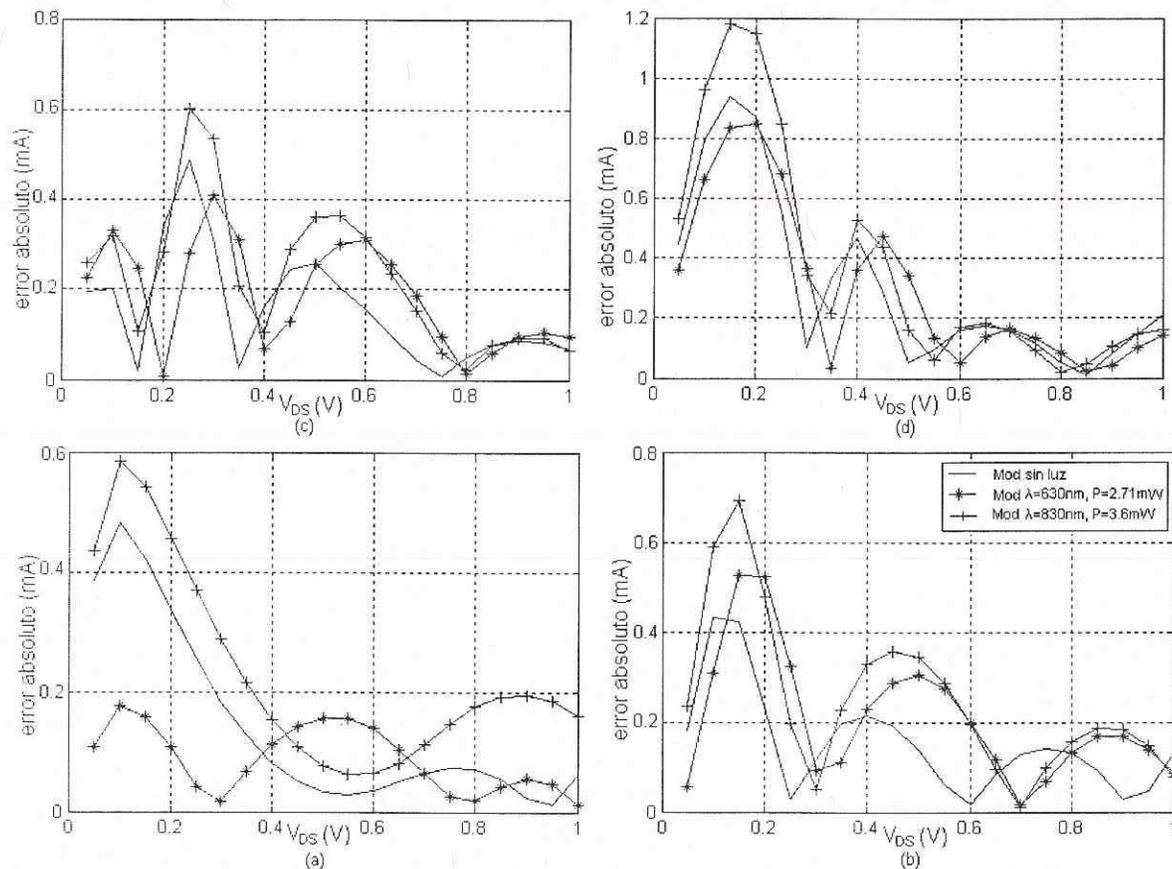
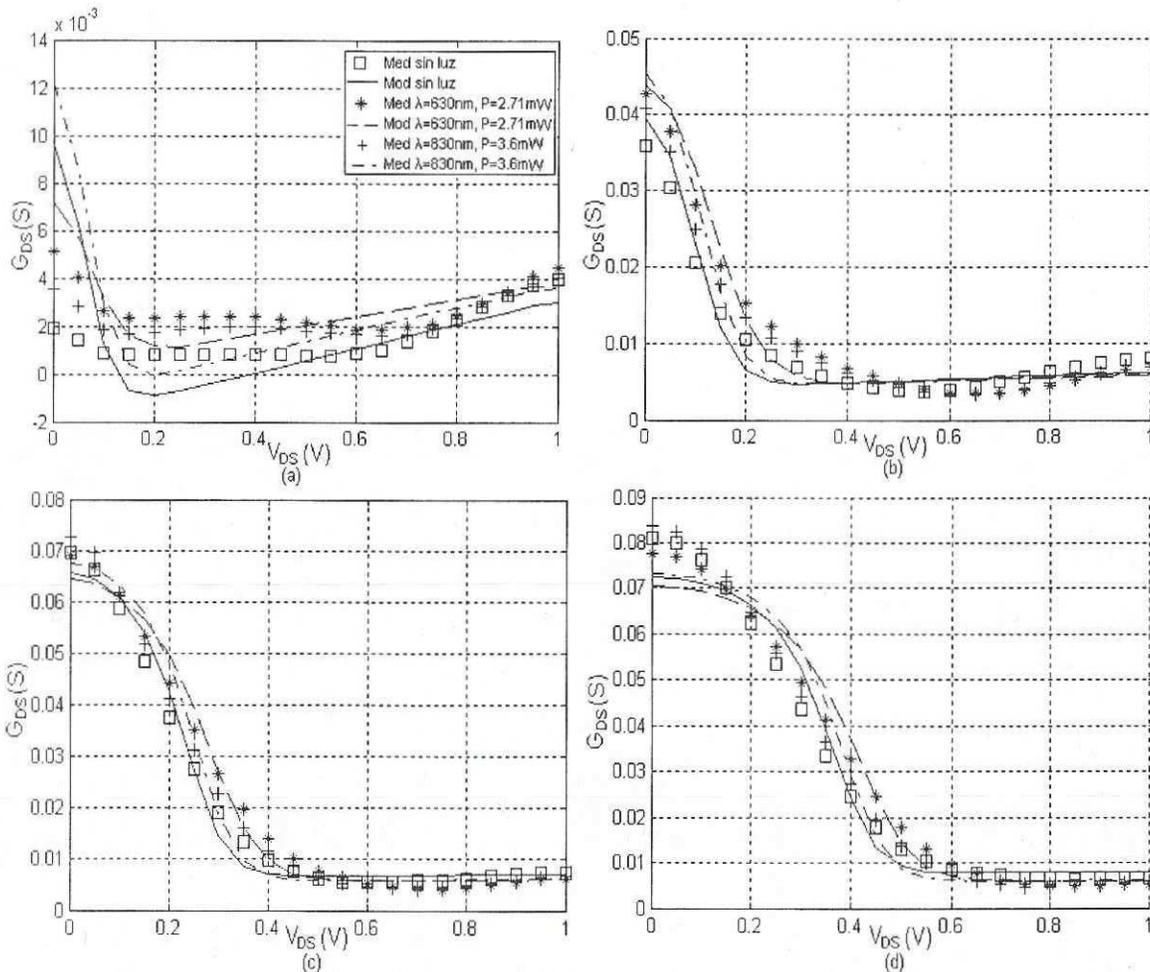


Figura 46. Error absoluto del modelado de las curvas I-V del transistor de InP utilizando el modelo de Curtice. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.



**Figura 47. Modelado de  $G_{ds}$  del transistor de InP utilizando el modelo de Curtice. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.**

La figura 48 muestra los resultados de  $G_M$  modeladas sin iluminación y con iluminación para  $\lambda = 830\text{nm}$  con una potencia óptica de  $3.6\text{mW}$  y para  $\lambda = 630\text{nm}$  con una potencia óptica de  $2.71\text{mW}$ . Como se puede observar, el modelo ajusta bastante bien las curvas de  $G_M$ . Al contrario de las características I-V el modelo ajusta mejor los datos de  $G_M$  cuando se ilumina con  $\lambda = 630\text{nm}$  en la cual se tiene un promedio de error de  $1.38\text{mS}$ , para  $\lambda = 830\text{nm}$  uno de  $1.92\text{mS}$  y sin iluminación se obtuvo un error de  $1.68\text{mS}$ . El ajuste

mejor se logró para  $V_{DS}$  igual a 0.8 y 1 volts, tal y como se muestra en las figuras 48(c) y 48(d).

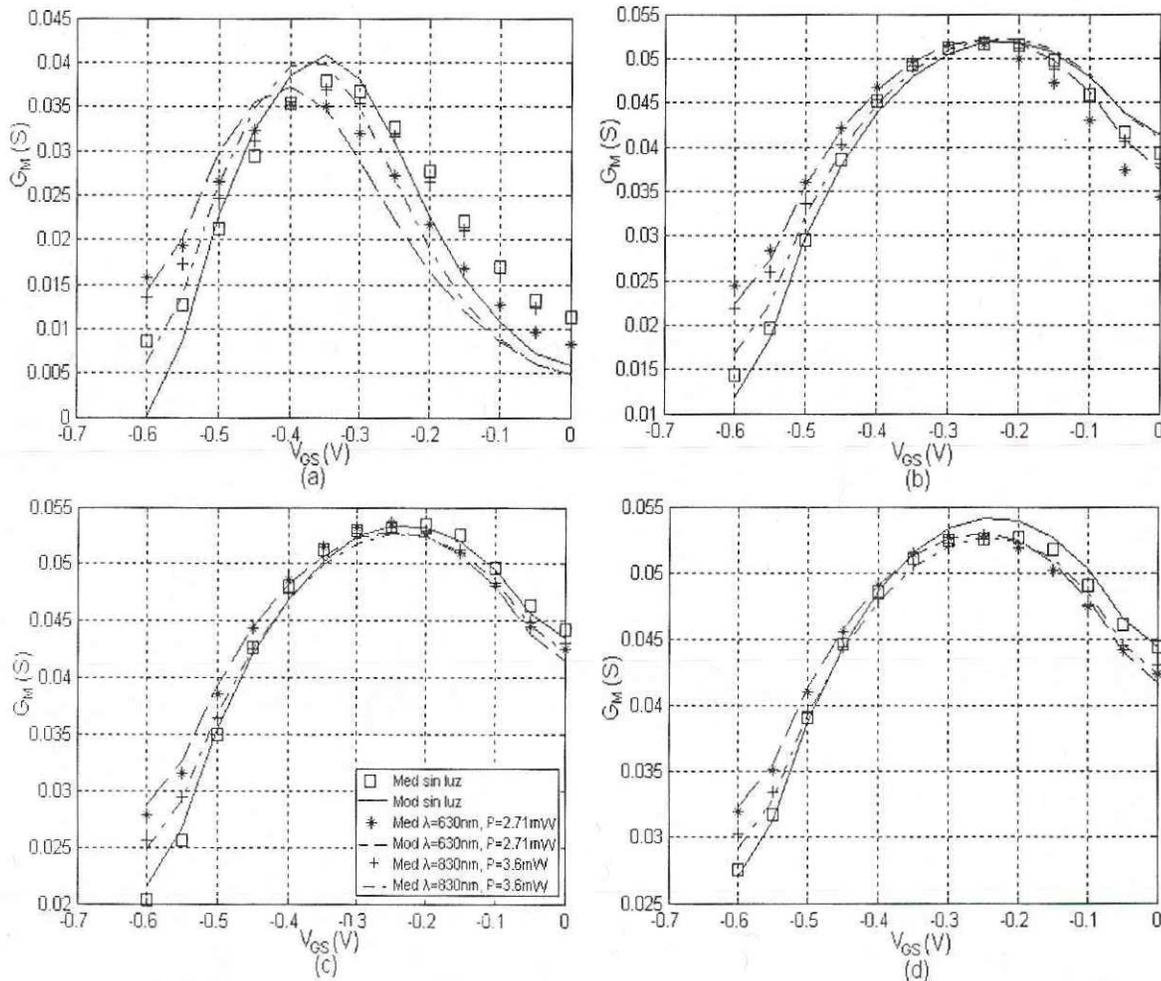


Figura 48. Modelado de  $G_M$  del transistor de InP utilizando el modelo de Curtice. (a)  $V_{DS} = 0.2$  volts. (b)  $V_{DS} = 0.5$  volt. (c)  $V_{DS} = 0.8$  volts. (d)  $V_{DS} = 1$  volt.

### V.1.2 Evaluación del modelo de Angelov

En esta sección se presentan los resultados del modelado del transistor con el modelo de Angelov (Angelov *et al.*, 1992). Las figuras 49 y 50 muestran el comportamiento gráfico de las constantes del modelo de Angelov bajo diferentes potencias ópticas y para las longitudes de onda  $\lambda=630\text{nm}$ ,  $\lambda=830\text{nm}$ . Como se observa en la figura 49

las constantes  $P_5$  y  $P_6$  son las que varían más en el modelo de Angelov, por ejemplo  $P_6$  tiene una variación del doble al incidir luz del láser de  $\lambda=630\text{nm}$ . Esta observación conduce a que si se aumenta el orden del modelo, las constantes mayores serán más susceptibles a cambios. En la figura 50 se observa que  $\lambda$  y  $\alpha$  tienen el mismo comportamiento que el modelo de Curtice (Curtice *et al.*, 1985). Al ocurrir lo anterior,  $\lambda$  también predice la disminución de la pendiente en las curvas I-V al aplicar iluminación.  $\alpha$  predice el cambio de pendiente en la región ohmica para I-V. Como se observa en la figura 50(c)  $I_{PK}$  disminuye al aplicarle una potencia de  $0.084\text{mW}$  con el láser de  $\lambda=630\text{nm}$ , pero conforme se va aumentando la potencia,  $I_{PK}$  tiende a aumentar. Se puede notar que con la iluminación de  $\lambda=830\text{nm}$   $I_{PK}$  siempre aumenta. En la figura 50(d) se observa como  $V_{PK}$  disminuye al aumentar la potencia de iluminación.

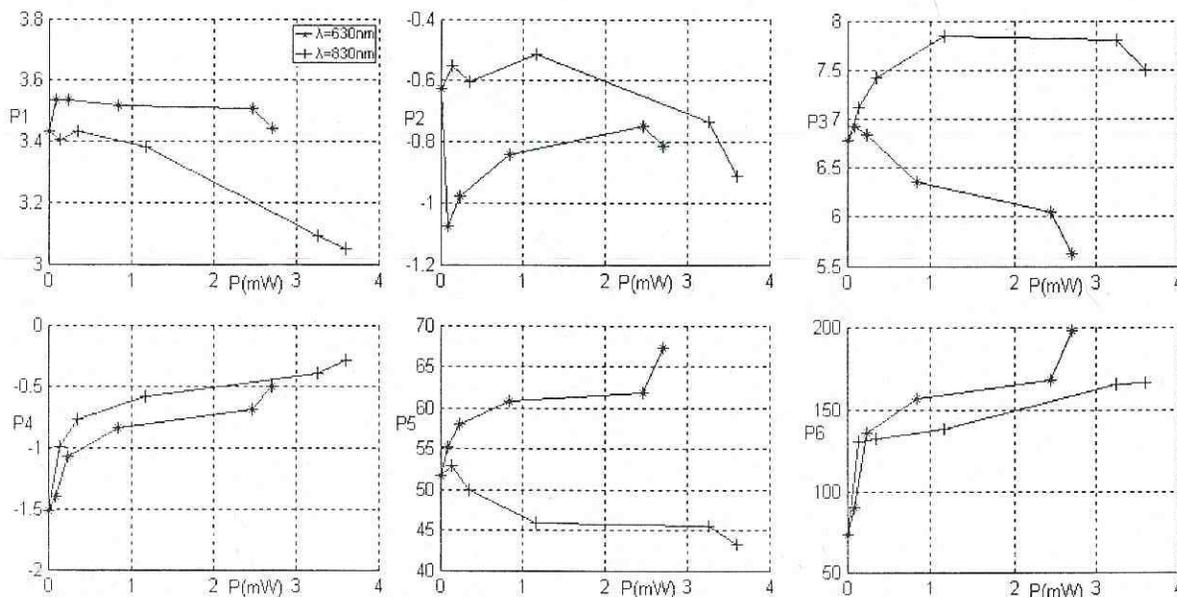
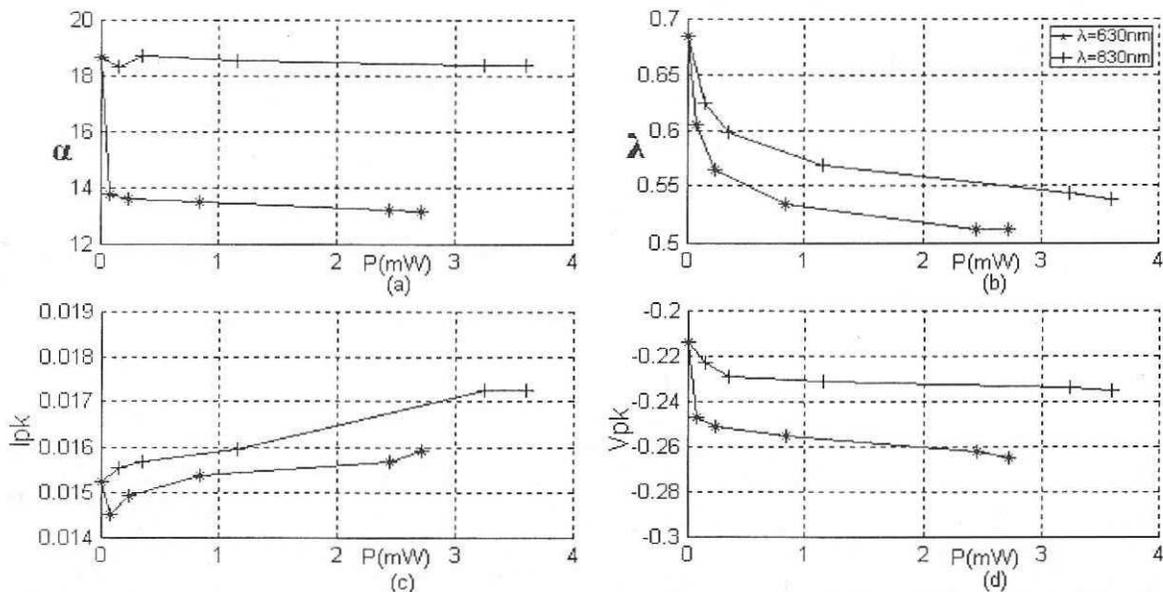


Figura 49. Constantes  $P_N$  del modelo de Angelov para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630\text{ nm}$  y  $\lambda=830\text{ nm}$ ) del transistor de InP. (a)  $P_1$ . (b)  $P_2$ . (c)  $P_3$ . (d)  $P_4$ . (e)  $P_5$ . (f)  $P_6$ .



**Figura 50. Constantes  $\alpha$ ,  $\lambda$ ,  $I_{PK}$  y  $V_{PK}$  del modelo de Angelov para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630\text{nm}$  y  $\lambda=830\text{nm}$ ) del transistor de InP. (a) Alfa. (b) Lambda. (c)  $I_{PK}$ . (d)  $V_{PK}$ .**

La figura 51 muestra las características I-V resultantes del modelado sin iluminación y con iluminación para  $\lambda=830\text{nm}$  con una potencia óptica de  $3.6\text{mW}$  y  $\lambda=630\text{nm}$  con una potencia óptica de  $2.71\text{mW}$ . La figura 52 muestra el error absoluto de las características I-V modeladas para diferentes voltajes de polarización. Como se puede observar en las figuras 51 y 52 el modelo ajusta mejor para voltajes de  $V_{DS}$  que van desde  $0.3$  volts a  $0.8$  volts. Es decir, que el modelo no es bueno para predecir el comportamiento en la región ohmica ni en la región de ruptura. Se observa que al aplicar luz es difícil ajustar los datos cerca del pinchoff como se muestra en la figura 52(a). El promedio de error del modelo sin iluminación es de  $0.38\text{mA}$ , con  $\lambda=630\text{nm}$  es de  $0.42\text{mA}$  y para  $\lambda=830\text{nm}$  resultó de  $0.52\text{mA}$ .

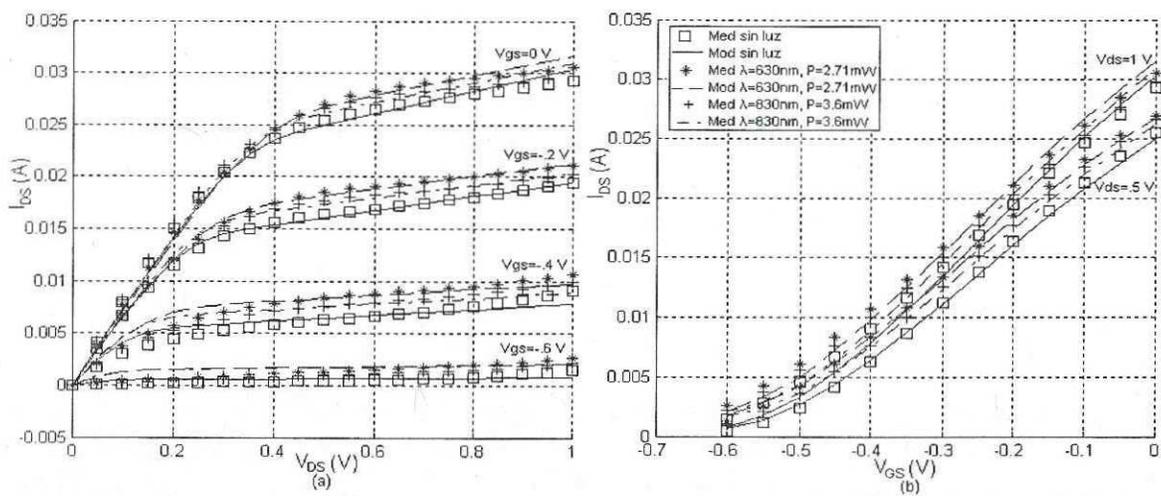


Figura 51. Modelado de las curvas I-V del transistor de InP utilizando el modelo de Angelov. (a)  $I_{DS}$  en función de  $V_{DS}$ . (b)  $I_{DS}$  en función de  $V_{GS}$ .

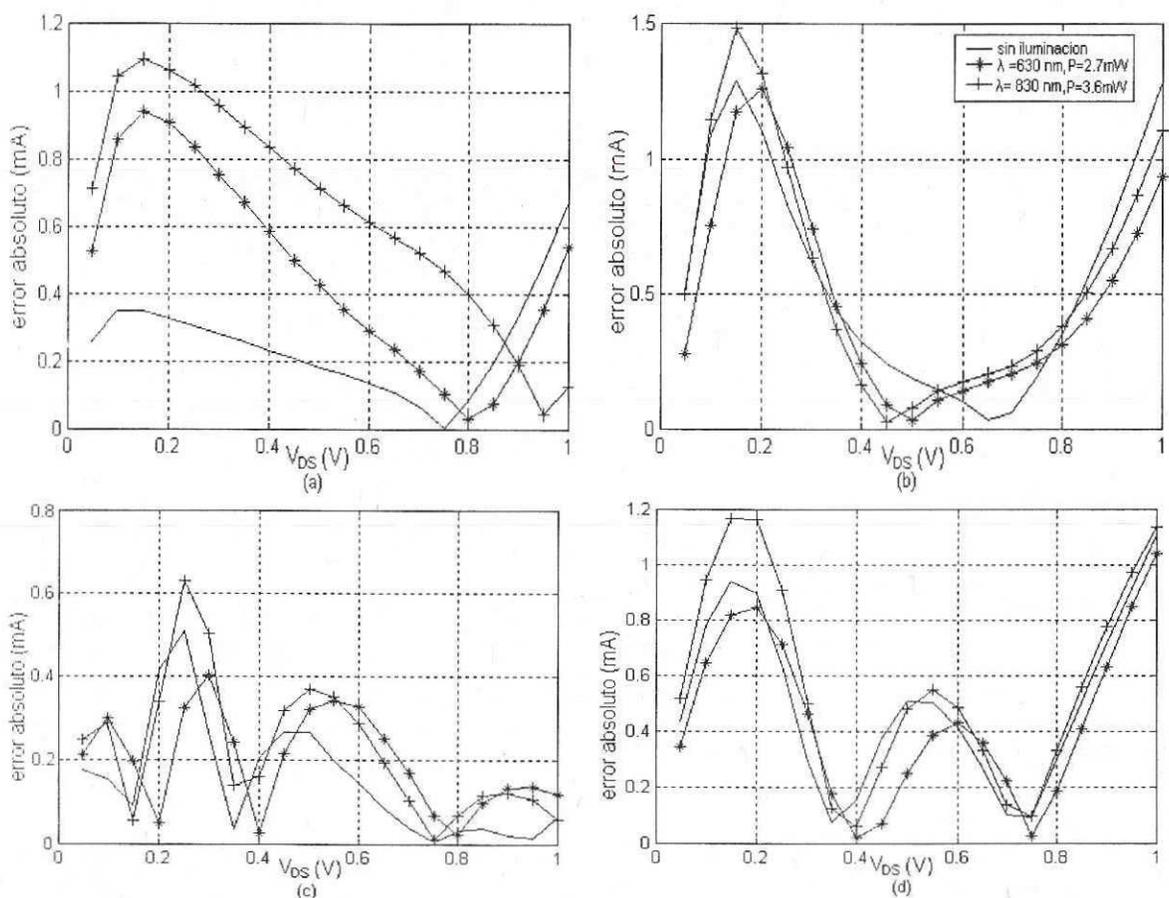


Figura 52. Error absoluto del modelado de las curvas I-V del transistor de InP utilizando el modelo de Angelov. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.

La figura 53 muestra el comportamiento de  $G_{DS}$  obtenida del modelo sin iluminación y con iluminación para  $\lambda=830\text{nm}$  con una potencia óptica de  $3.6\text{mW}$  y para  $\lambda=630\text{nm}$  con una potencia óptica de  $2.71\text{mW}$ . Observando la figura 53 el error del modelo es mejor para  $V_{GS}=-0.6\text{ volts}$ . Entre mayor es  $V_{DS}$ , el modelo ajusta mejor tanto para las curvas sin iluminación como con iluminación. El error promedio del modelo sin iluminación es de  $3.1\text{mS}$ , para  $\lambda=630\text{nm}$  es de  $3.1\text{mS}$  y para  $\lambda=830\text{nm}$  es de  $3.6\text{mS}$ .

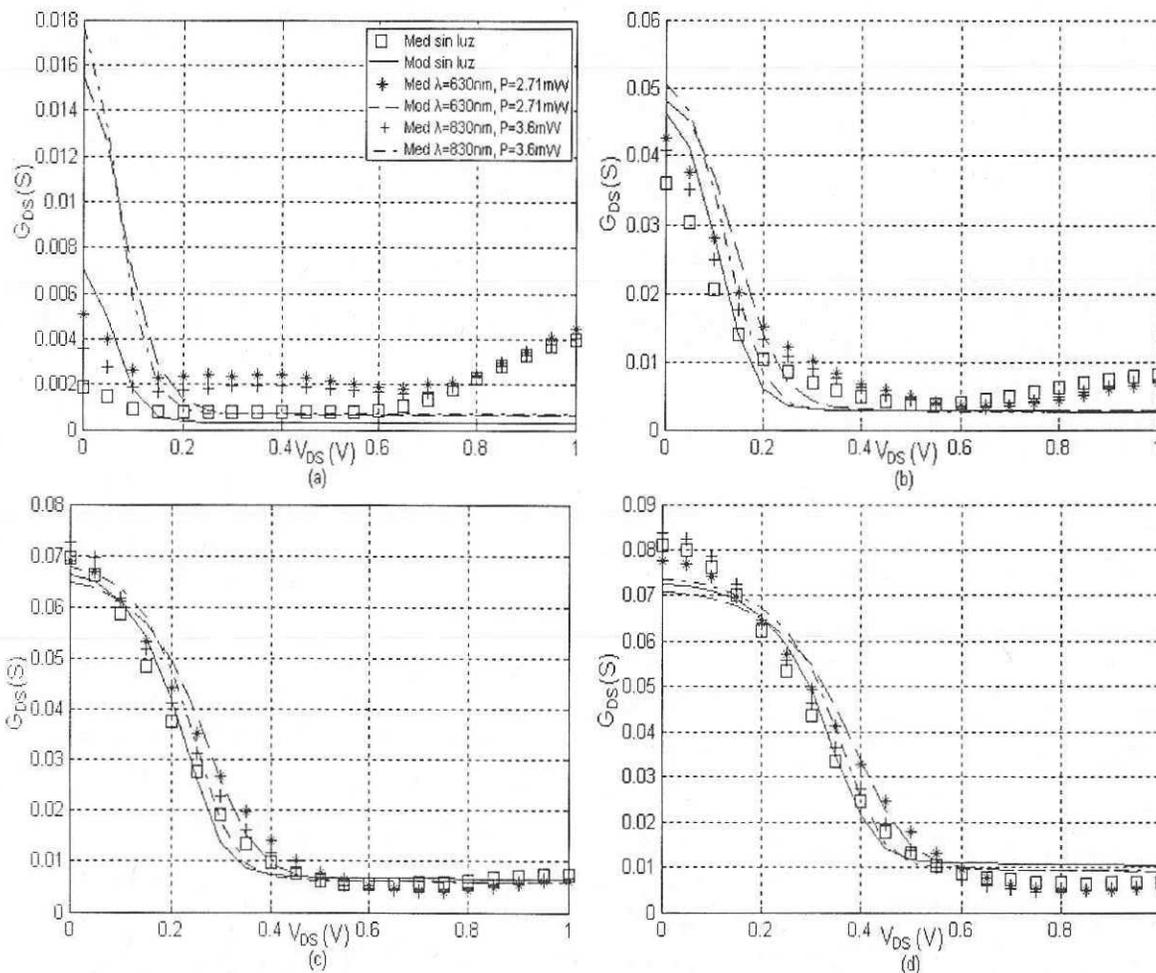
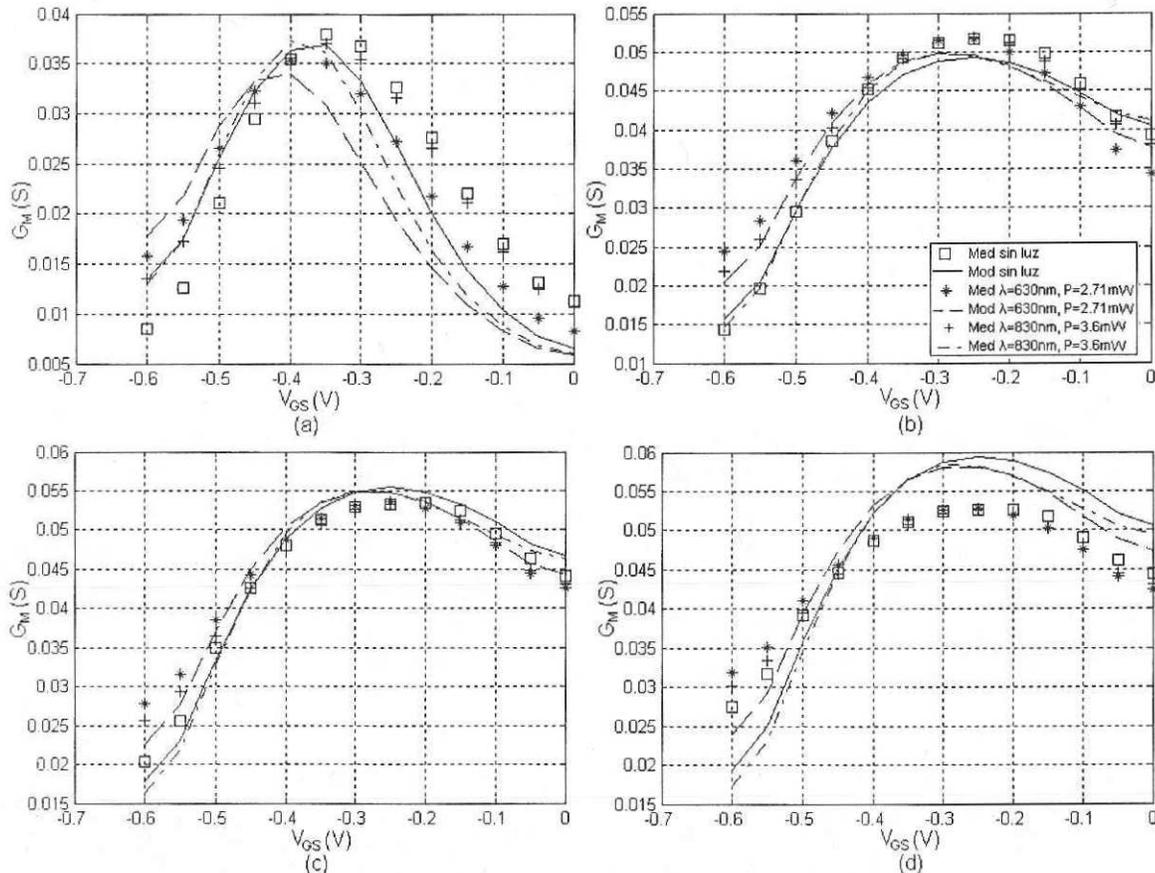


Figura 53. Modelado de  $G_{DS}$  del transistor de InP utilizando el modelo de Angelov. (a)  $V_{GS}=-0.6\text{ volts}$ . (b)  $V_{GS}=-0.4\text{ volts}$ . (c)  $V_{GS}=-0.2\text{ volts}$ . (d)  $V_{GS}=0\text{ volts}$ .

La figura 54 muestra la  $G_M$  modelada sin iluminación y con iluminación para  $\lambda=830\text{nm}$  con una potencia óptica de  $3.6\text{mW}$  y para  $\lambda=630\text{nm}$  con una potencia óptica de  $2.71\text{mW}$ . Para valores de  $V_{GS}$  más negativos, se observa que el modelo ajusta de manera diferente para  $V_{DS}$  igual a  $0.2$  volts, pero se puede notar que el modelo ajusta mejor para  $\lambda=830\text{nm}$ . Para  $V_{DS}$  entre  $0.5$  y  $0.8$  volts el error es menor sin iluminación. Para  $V_{DS}=1$  volt se comporta mejor cuando se ilumina con  $\lambda=630\text{nm}$ . El modelo se desempeña mejor para  $V_{GS}$  mayor a  $-0.4$  volts y  $V_{DS}$  entre  $0.5$  y  $0.8$  volts, tal y como se muestra en las figuras 54 (b) y 54(c). Esto se debe a que el modelo no predice correctamente la región ohmica, ni la región cerca de la ruptura y siendo más estrictos, se puede decir que tampoco el pinchoff con los datos del transistor iluminado, tal y como se observo en las características I-V. El error promedio sin iluminación resultó de  $3\text{mS}$ , para  $\lambda=630\text{nm}$  de  $3\text{mS}$  y para  $\lambda=830\text{nm}$  de  $3.5\text{mS}$ .

### V.1.3 Evaluación del modelo de Chen.

En esta sección se presentan los resultados del modelado de los transistores empleando el modelo de Chen [Chen *et al.*, 1999]. En la figura 55 se muestra que cuando el modelo se ajusta a los datos del transistor con una iluminación de  $\lambda=630\text{nm}$ , las constantes  $a_{ij}$  del modelo son mucho más sensibles a que si se ajustara el modelo a los datos del transistor con la iluminación de  $\lambda=830\text{nm}$ . Como se observa en la figura 55(a), con el solo hecho de iluminar al transistor estas constantes varían abruptamente y conforme aumenta la potencia van cambiando de manera menos pronunciada.



**Figura 54. Modelado de  $G_M$  del transistor de InP utilizando el modelo de Angelov. (a)  $V_{DS} = 0.2$  volts. (b)  $V_{DS} = 0.5$  volt. (c)  $V_{DS} = 0.8$  volts. (d)  $V_{DS} = 1$  volt.**

En la figura 56(a) se observa que  $\lambda$  tiene el mismo comportamiento que con los modelos anteriores, pero en este modelo  $\lambda$  no tiene mucha importancia ya que el ajuste de la pendiente del transistor tiene mayor peso sobre las constantes  $a_{ij}$ .  $I_{PK}$  se mantiene constante para  $\lambda=830\text{nm}$  y tiene una disminución de  $3\text{mA}$  para  $\lambda=630\text{nm}$  con una potencia de iluminación de  $0.084\text{mW}$  y después  $I_{PK}$  tiende a ser constante. Se nota que  $V_{PK}$  disminuye con la potencia al incidir el láser de  $\lambda=830\text{nm}$ , pero para  $\lambda=630\text{nm}$   $V_{PK}$  aumenta  $0.06$  volts cuando se incide una potencia de  $0.084\text{mW}$  y después disminuye lentamente al ir aumentando la potencia.

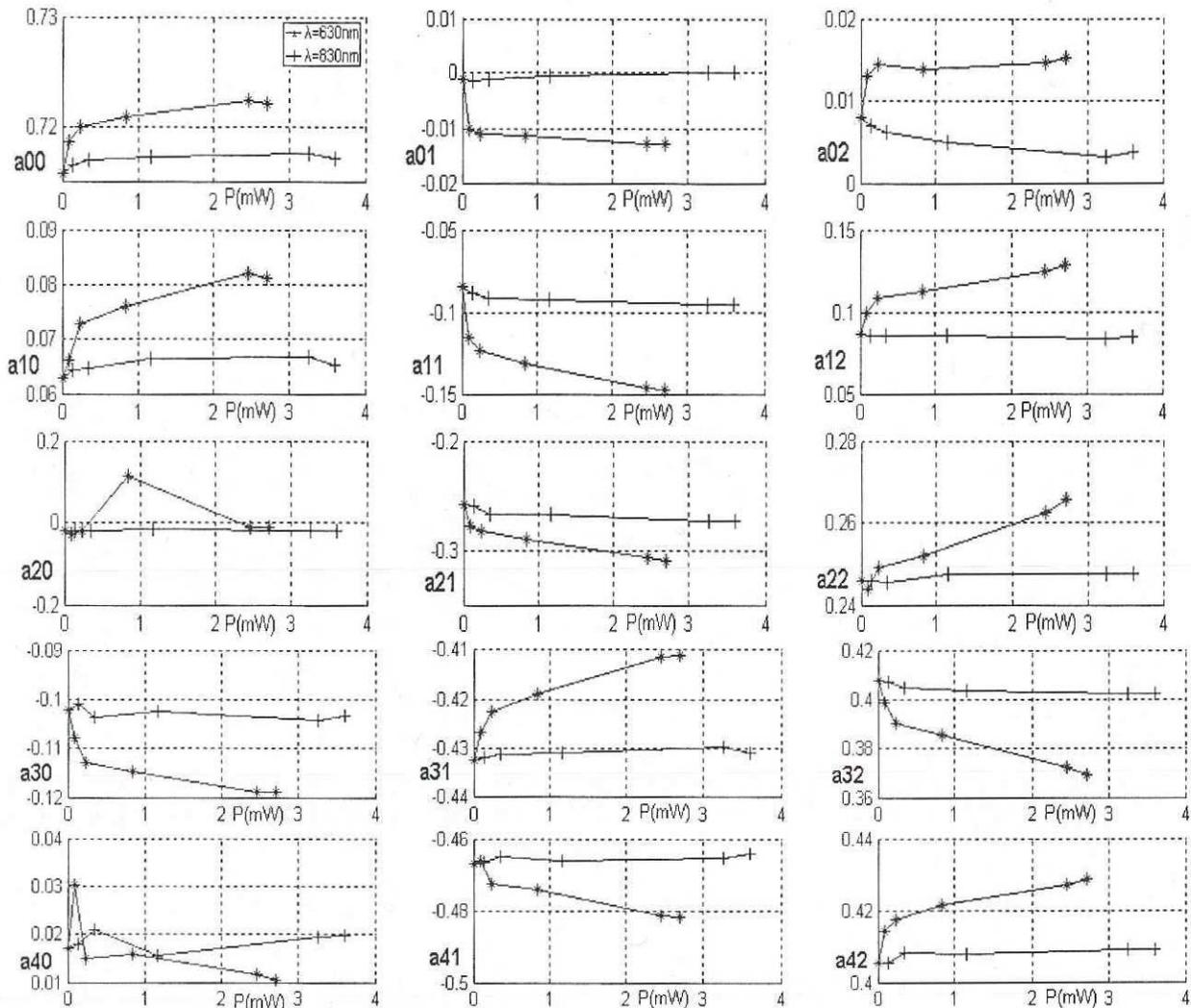


Figura 55. Constantes  $a_{ij}$  del modelo de Chen para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630\text{nm}$  y  $\lambda=830\text{nm}$ ) del transistor de InP.

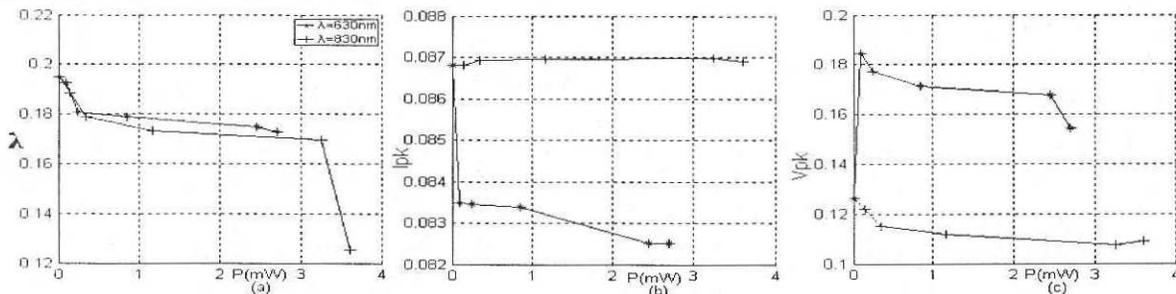


Figura 56. Constantes  $\lambda$ ,  $I_{PK}$  y  $V_{PK}$  del modelo de Chen para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630\text{nm}$  y  $\lambda=830\text{nm}$ ) del transistor de InP. (a)  $\lambda$ . (b)  $I_{PK}$ . (c)  $V_{PK}$ .

La figura 57 muestra las características I-V resultantes del modelo sin iluminación y con iluminación para  $\lambda = 830$  nm con una potencia óptica de 3.6 mW y para  $\lambda = 630$  nm con una potencia óptica de 2.71 mW. Como se puede notar en la figura 58, el error del modelo es mayor en la región ohmica y conforme se aumenta el voltaje  $V_{DS}$  el error disminuye. A voltajes de  $V_{DS}$  mayores a 0.9 volts se observó que el modelo tiene problemas para ajustar. Este problema se acentúa cuando aplicamos iluminación y cuando se polariza con  $V_{GS} = -0.6$  volts, tal y como se observa en la figura 58(a). Se nota que el margen de error es independiente a la iluminación. El error promedio del modelo es de 0.216mA sin iluminación, para  $\lambda = 630$ nm de 0.216mA y para  $\lambda = 830$ nm de 0.225mA.

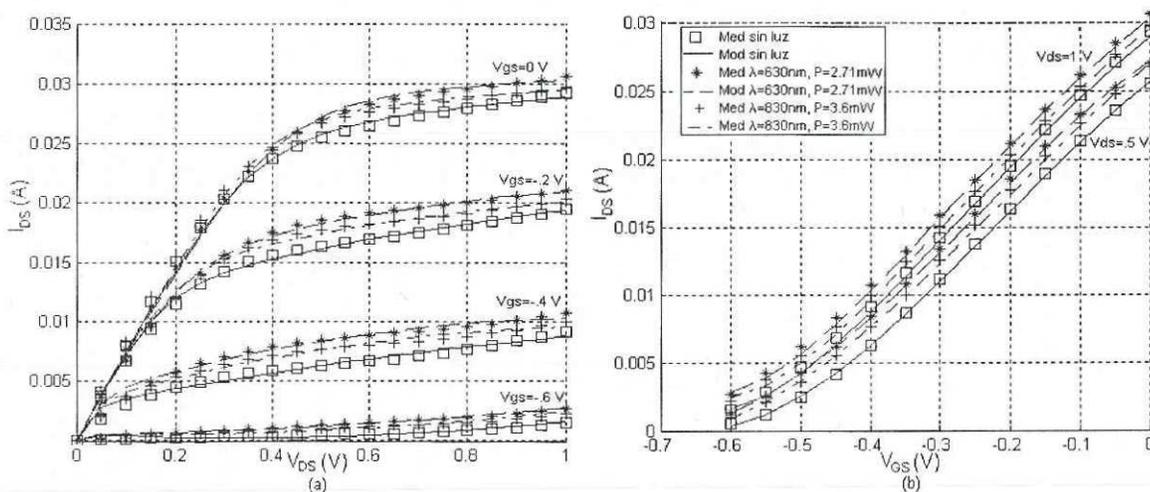
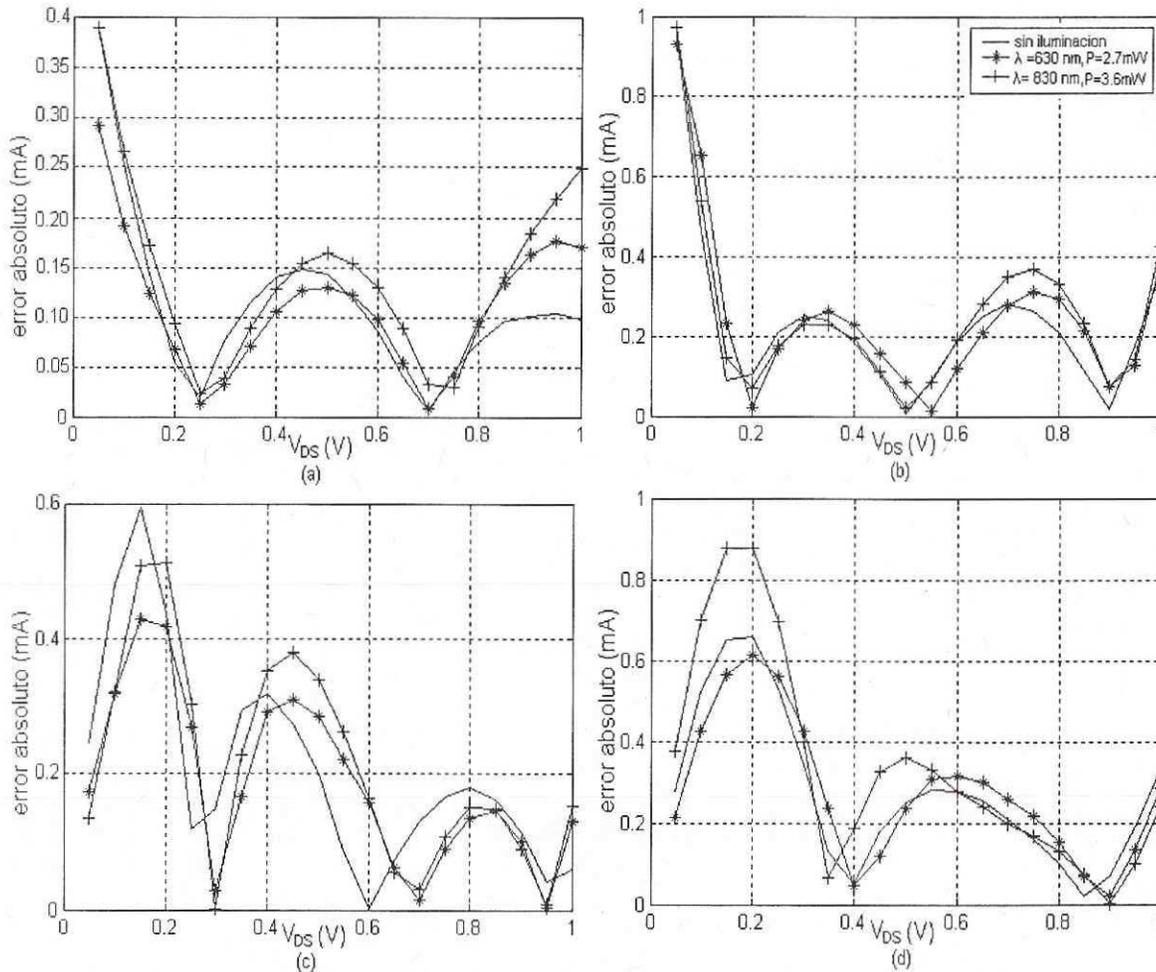


Figura 57. Modelado de las curvas I-V del transistor de InP utilizando el modelo de Chen. (a)  $I_{DS}$  en función de  $V_{DS}$ . (b)  $I_{DS}$  en función de  $V_{GS}$ .

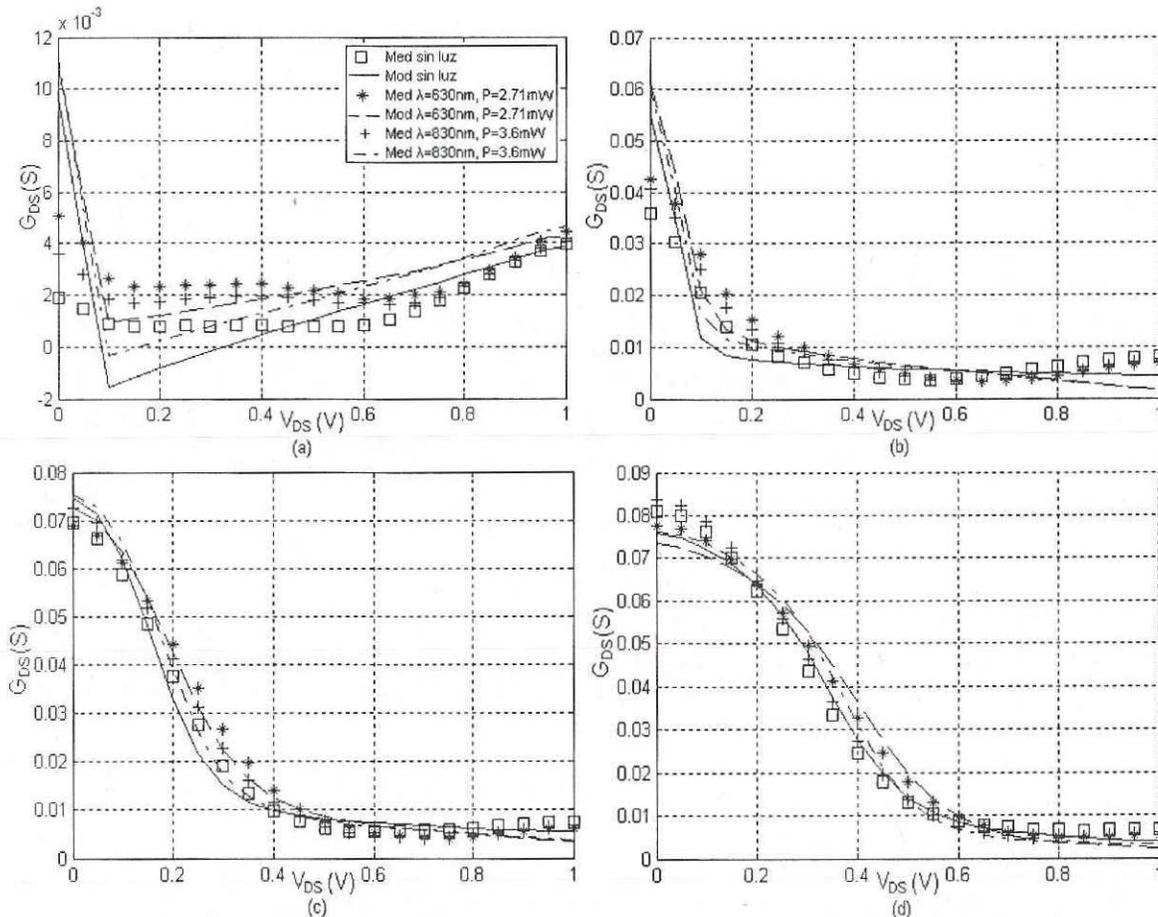
La figura 59 muestra el comportamiento de  $G_{DS}$  obtenida del modelo sin iluminación y con iluminación para  $\lambda = 830$  nm con una potencia óptica de 3.6 mW y para  $\lambda = 630$  nm con una potencia óptica de 2.71 mW.



**Figura 58. Error absoluto del modelado de las curvas I-V del transistor de InP utilizando el modelo de Chen. (a)  $I_{DS}$  en función de  $V_{DS}$ . (b)  $I_{DS}$  en función de  $V_{GS}$ . (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.**

Se pueden observar todos los problemas que tiene este modelo, en donde uno de ellos es el ajuste del modelo para  $V_{DS}$  mayores a 0.9 volts. Hay que señalar que si se tuvieran datos hasta 3 volts, el problema de ajuste sería entre 2.9 volts y 3 volts. Es decir el modelo tiene un problema para ajustar en la parte final de las características I-V. Como se muestra en la figura 59, entre más positivo sea  $V_{GS}$ , el modelo tiene más problemas de ajuste, tanto en la parte ohmica como en la transición entre la parte ohmica y la de

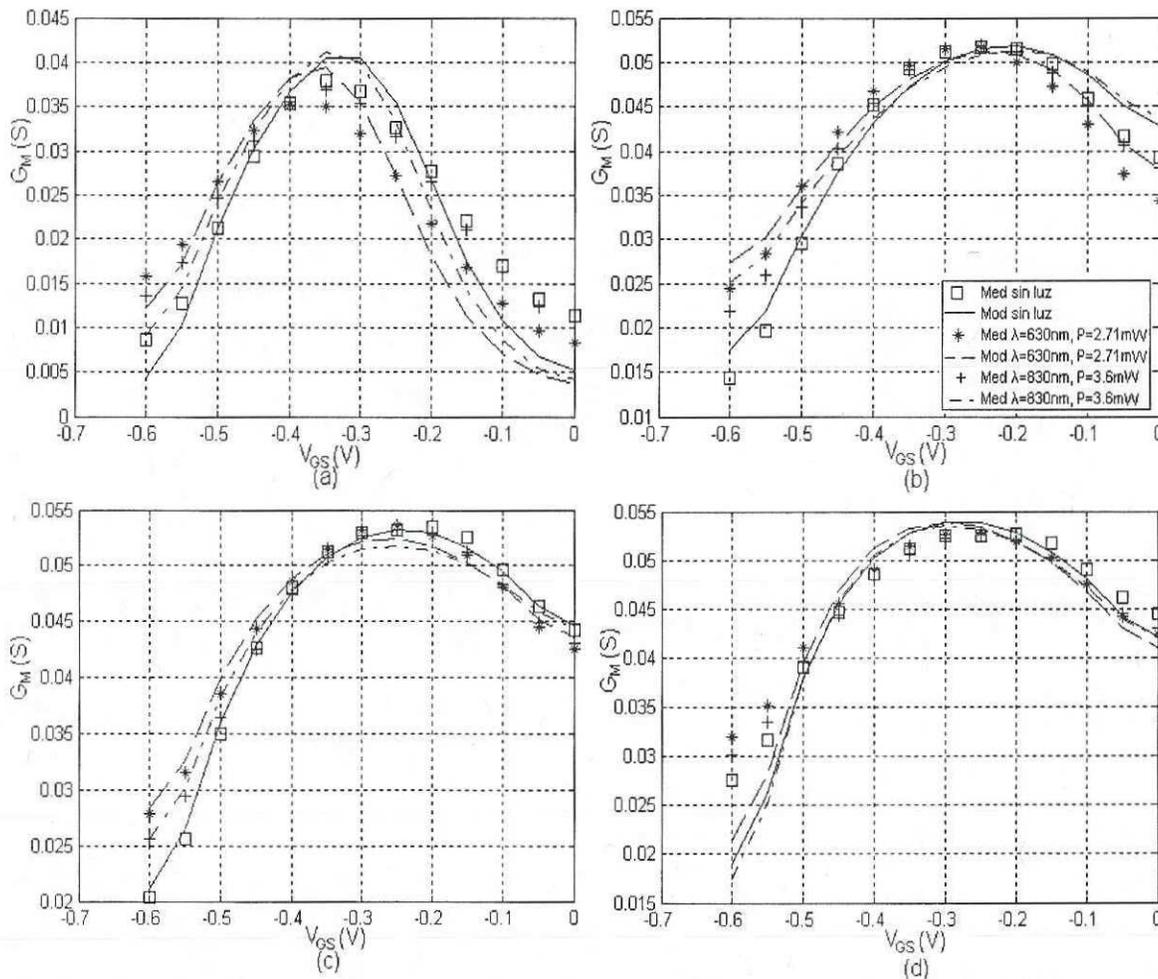
saturación. El error promedio del modelo es de 1.9mS sin iluminación, para  $\lambda=630\text{nm}$  de 1.91mS y para  $\lambda=830\text{nm}$  de 2.2mS.



**Figura 59. Modelado de  $G_{ds}$  del transistor de InP utilizando el modelo de Chen. (a)  $I_{DS}$  en función de  $V_{DS}$ . (b)  $I_{DS}$  en función de  $V_{GS}$ . (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.**

La figura 60 muestra la  $G_M$  modelada bajo las mismas condiciones. Como se puede observar en la figura 60, para valores de  $V_{GS}$  mayores a  $-0.15$  volts y  $V_{DS}$  entre  $0.2$  volts y  $0.5$  volts,  $G_M$  tiene mayores errores ya que son voltajes de la región ohmica y es donde el modelo presenta problemas, al igual que para voltajes pequeños de  $V_{GS}$  y  $V_{DS} = 1$  volt donde se presenta el segundo problema del modelo, que es el mal ajuste al final de las

características. El promedio de error es muy similar al de las características anteriores. Para el ajuste de los datos sin iluminación el modelo proporcionó un error de 1.95mS, para  $\lambda=630\text{nm}$  de 2mS y para  $\lambda=830\text{nm}$  de 2.4mS.



**Figura 60. Modelado de  $G_M$  del transistor de InP utilizando el modelo de Chen. (a)  $V_{DS} = 0.2$  volts. (b)  $V_{DS} = 0.5$  volt. (c)  $V_{DS} = 0.8$  volts. (d)  $V_{DS} = 1$  volt.**

## V.2 Resultados experimentales del modelado de las curvas I-V del transistor PHEMT de GaAs.

A continuación se presentan resultados del modelado en régimen estático del transistor PHEMT de GaAs, utilizando los tres modelos no lineales antes mencionados.

Además, se proporcionan las constantes obtenidas para cada modelo correspondiente a las diferentes potencias ópticas y longitudes de onda utilizadas.

### V.2.1 Evaluación del modelo de Curtice cúbico.

Los resultados del modelado empleando el modelo de Curtice cúbico [Curtice *et al.*, 1985] se presentan enseguida. Como se puede observar en la figura 61, las constantes  $A_N$  tienen un comportamiento similar tanto para los datos con  $\lambda=830\text{nm}$  como los de  $\lambda=630\text{nm}$ . También se nota en la figura 62 que  $\lambda$ ,  $\alpha$  y  $\beta$  muestran comportamientos similares.

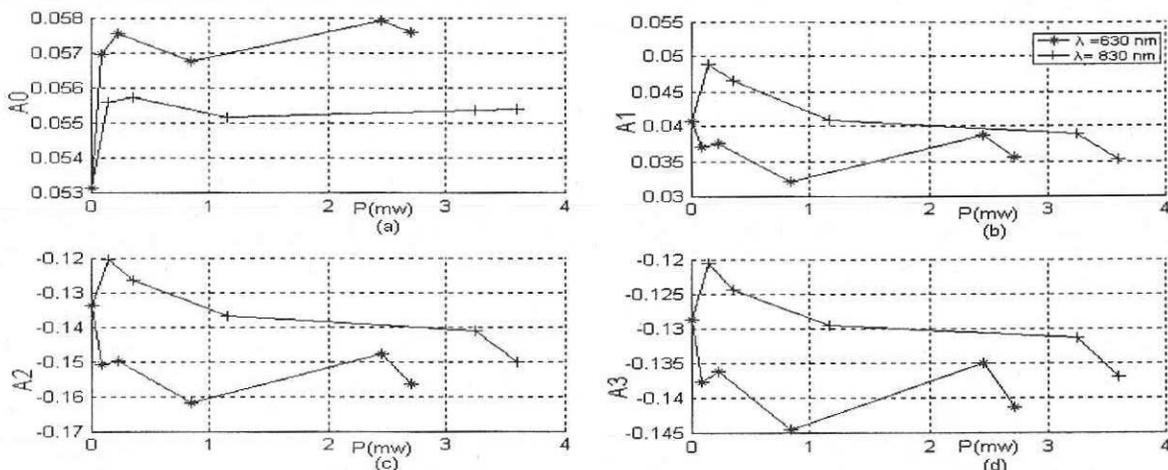


Figura 61. Constantes  $A_i$  del modelo de Curtice cúbico para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630\text{ nm}$  y  $\lambda=830\text{ nm}$ ) del transistor de GaAs. (a)  $A_0$ . (b)  $A_1$ . (c)  $A_2$ . (d)  $A_3$ .

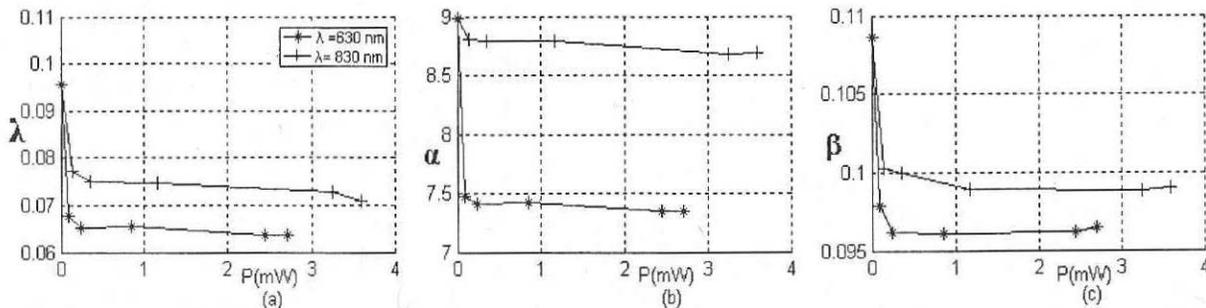


Figura 62. Constantes  $\lambda$ ,  $\alpha$  y  $\beta$  del modelo de Curtice cúbico para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630\text{ nm}$  y  $\lambda=830\text{ nm}$ ) del transistor de GaAs. (a)  $\lambda$ . (b)  $\alpha$ . (c)  $\beta$ .

La figura 63 muestra las características I-V correspondientes al modelo sin iluminación y con iluminación para  $\lambda=830\text{nm}$  con una potencia óptica de  $3.6\text{mW}$  y para  $\lambda=630\text{nm}$  con una potencia óptica de  $2.71\text{mW}$ . La figura 64 muestra el error absoluto de las características I-V modeladas sin iluminación y bajo iluminación para diferentes voltajes de polarización. Como se observa en la figura 64, el error del modelo es mayor en la región ohmica del transistor. Conforme se aumenta el voltaje  $V_{DS}$ , el error disminuye hasta llegar cerca de la región de ruptura en donde el error del modelo comienza a crecer linealmente. Se puede observar que el modelo ajusta de manera similar tanto para el transistor iluminado con las diferentes longitudes de onda como sin iluminación. El error del ajuste del modelo sin luz es de  $0.3\text{mA}$ , para  $\lambda=630\text{nm}$  de  $0.38\text{mA}$  y para  $\lambda=830\text{nm}$  de  $0.41\text{mA}$ . Pero en general tomando en cuenta las magnitudes del error, el modelo se ajusta bastante bien a las características I-V.

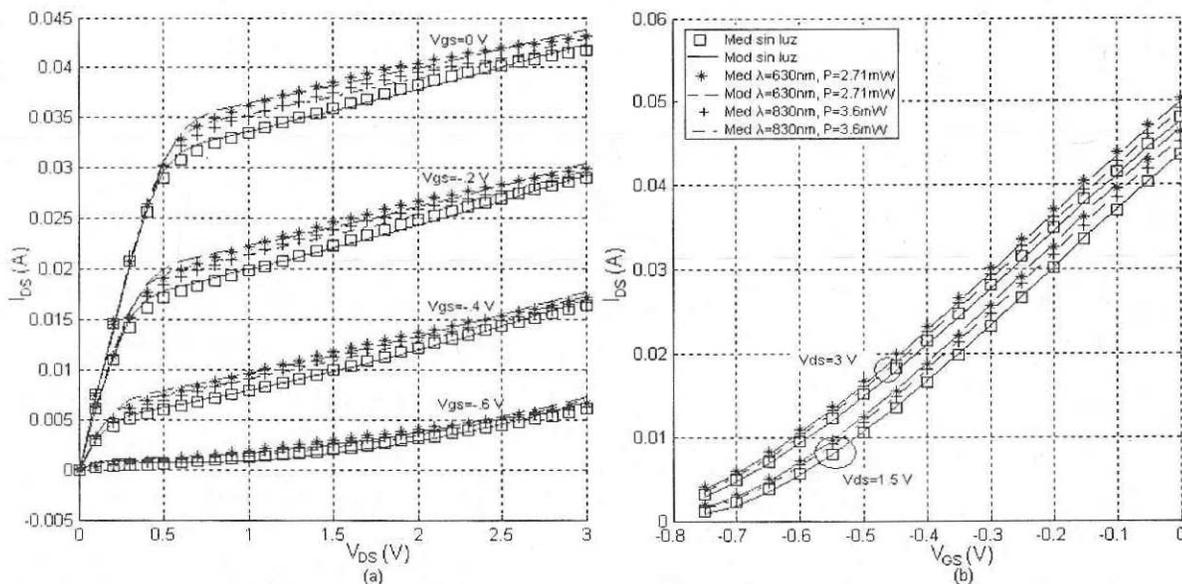
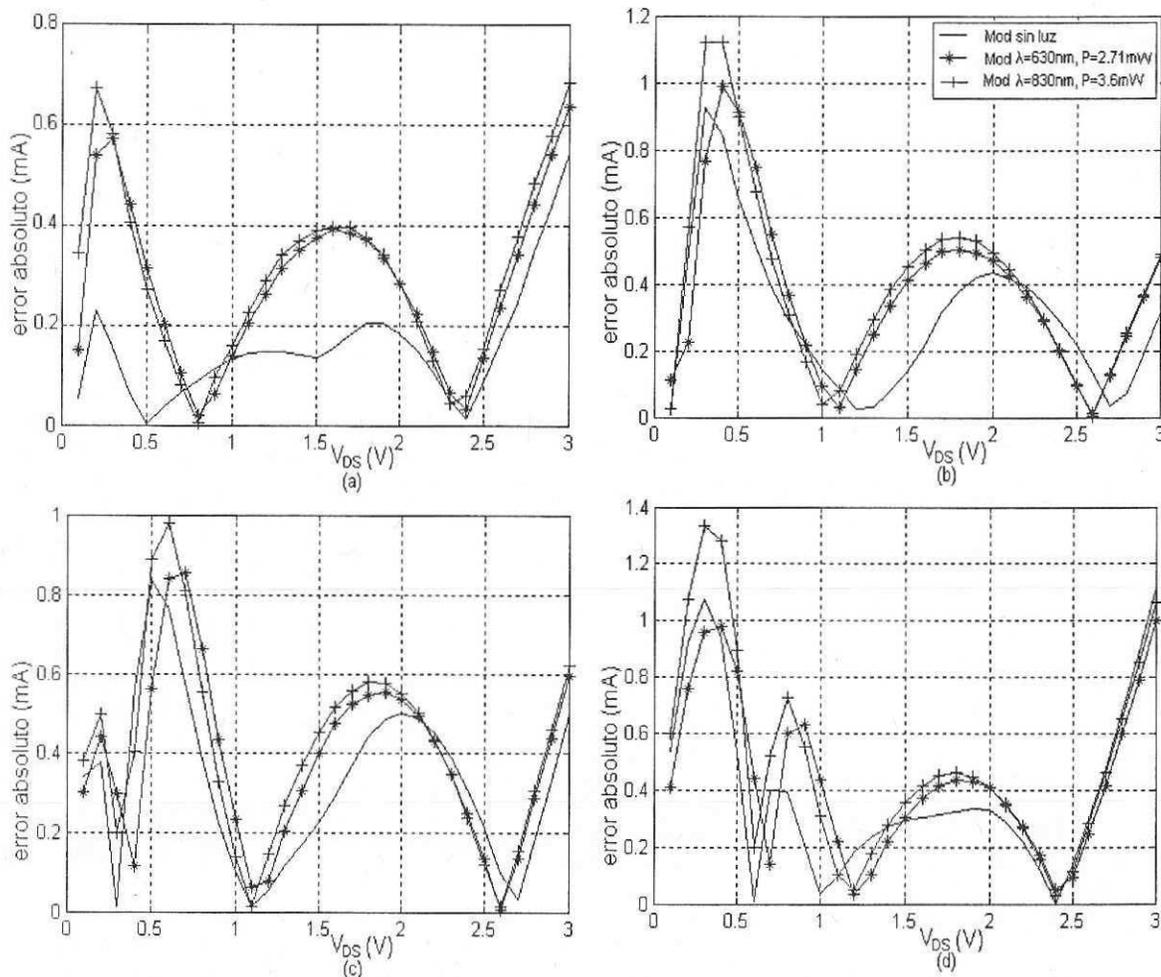
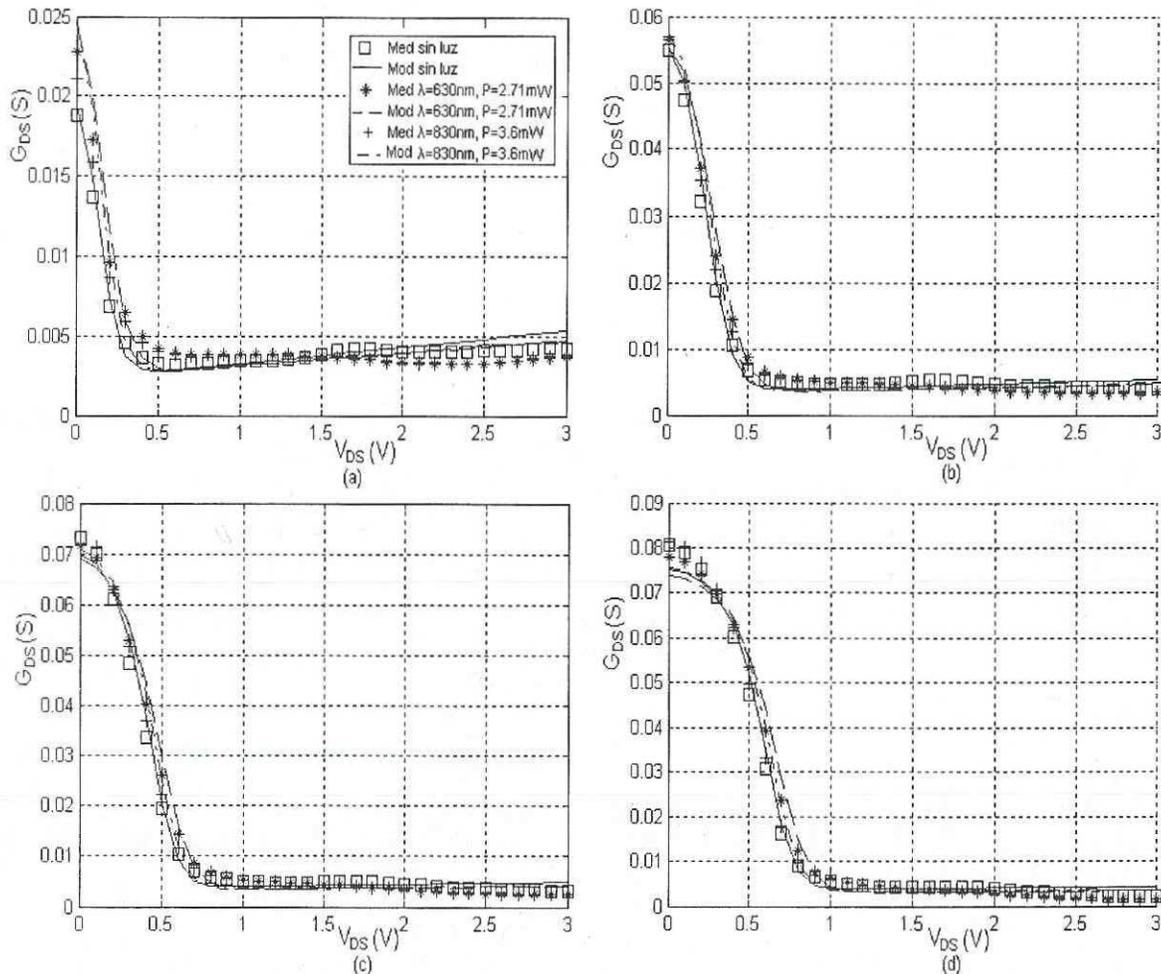


Figura 63. Modelado de las curvas I-V del transistor de GaAs utilizando el modelo de Curtice. (a)  $I_{DS}$  en función de  $V_{DS}$ . (b)  $I_{DS}$  en función de  $V_{GS}$ .



**Figura 64. Error absoluto del modelado de las curvas I-V del transistor de GaAs utilizando el modelo de Curtice. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. d)  $V_{GS} = 0$  volts.**

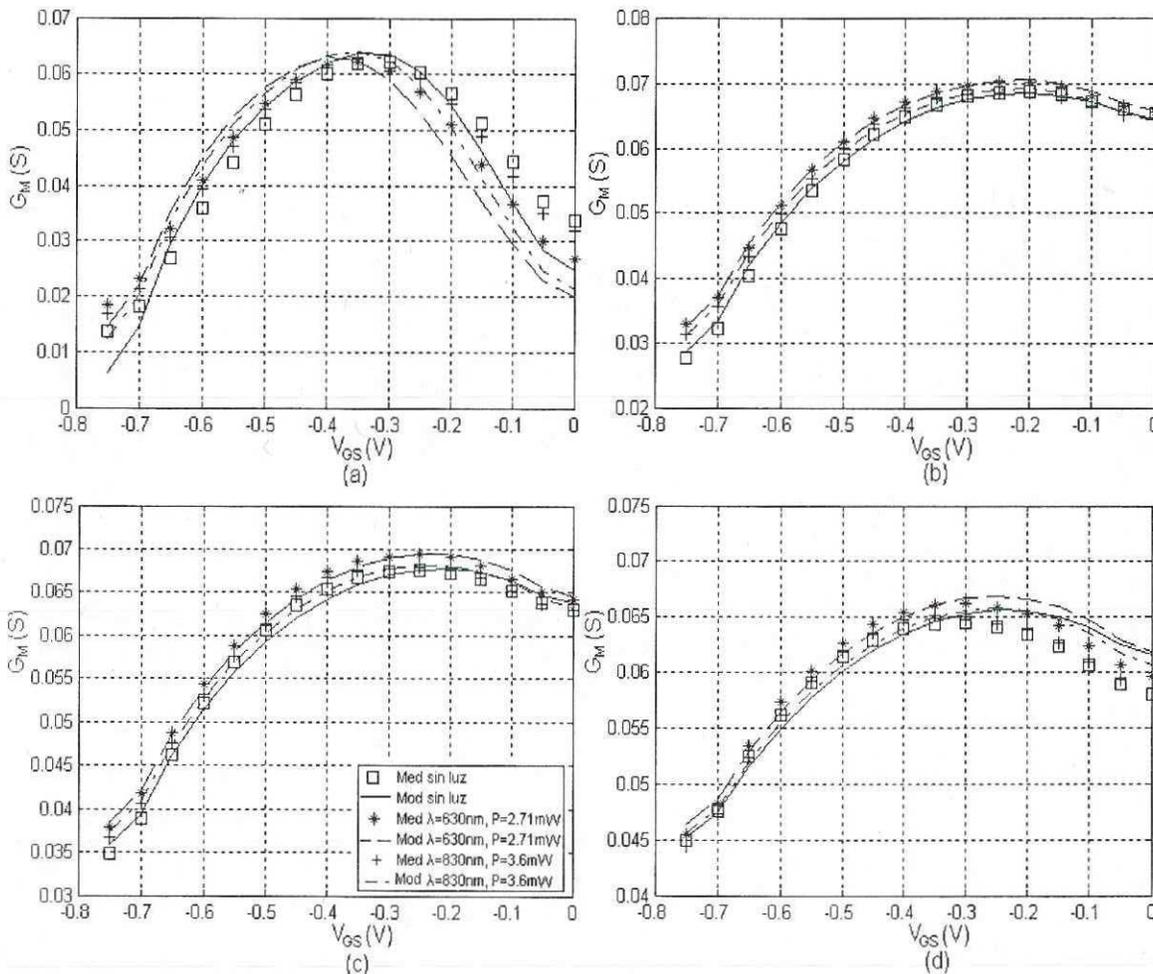
La figura 65 muestra la  $G_{DS}$  modelada sin iluminación y con iluminación para  $\lambda = 830\text{nm}$  con una potencia óptica de  $3.6\text{mW}$  y para  $\lambda = 630\text{nm}$  con una potencia óptica de  $2.71\text{mW}$ . Como se puede notar en la figura 65, entre más negativo es  $V_{GS}$ , el modelo predice bastante bien las características  $G_{DS}$ . Su mejor desempeño se presenta para  $V_{DS}$  mayores a 1 volt. También se observa que el ajuste de los datos obtenidos con iluminación ya sea con  $\lambda = 630\text{nm}$  o con  $\lambda = 830\text{nm}$  son muy similares. El modelo tiene un promedio de error de  $1\text{mS}$  sin iluminación  $1.3\text{mS}$  para  $\lambda = 630\text{nm}$  y  $1.4\text{mS}$  para  $\lambda = 830\text{nm}$ .



**Figura 65. Modelado de  $G_{DS}$  del transistor de GaAs utilizando el modelo de Curtice. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.**

La figura 66 muestra la  $G_M$  modelada sin iluminación y con iluminación para  $\lambda = 830\text{nm}$  con una potencia óptica de  $3.6\text{mW}$  y para  $\lambda = 630\text{nm}$  con una potencia óptica de  $2.71\text{mW}$ . Se observan claramente los problemas que tiene este modelo. En la figura 66(a) se nota que entre mayor sea  $V_{GS}$  el modelo tiene más problemas para ajustar la región ohmica, y su mejor desempeño se obtiene en la región de saturación tal y como se observa en las figuras 66(b) y 66(c). En la figura 66(d) se observa el otro problema de este modelo, que es el ajuste en la región de ruptura el cual es más notorio para  $V_{GS}$  mayores a  $-0.2$  volts. El error promedio para  $\lambda = 630\text{nm}$  es de  $1.45\text{mS}$ , para  $\lambda = 830\text{nm}$  de  $1.68\text{mS}$ . En cambio sin

iluminación se obtuvo el mayor error que es de 1.74mS. Aun así el ajuste mejor se obtuvo para voltajes de  $V_{DS}$  entre 0.8 y 1 volts.

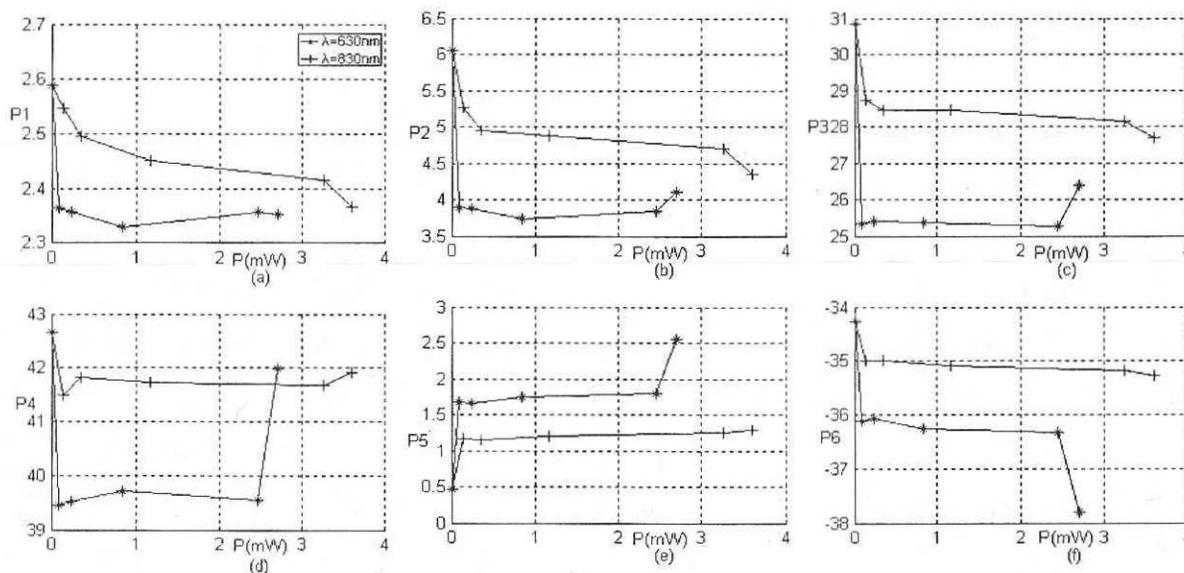


**Figura 66. Modelado de  $G_M$  del transistor de GaAs utilizando el modelo de Curtice. (a)  $V_{DS} = 0.5$  volts. (b)  $V_{DS} = 1.5$  volt. (c)  $V_{DS} = 2$  volts. (d)  $V_{DS} = 3$  volt.**

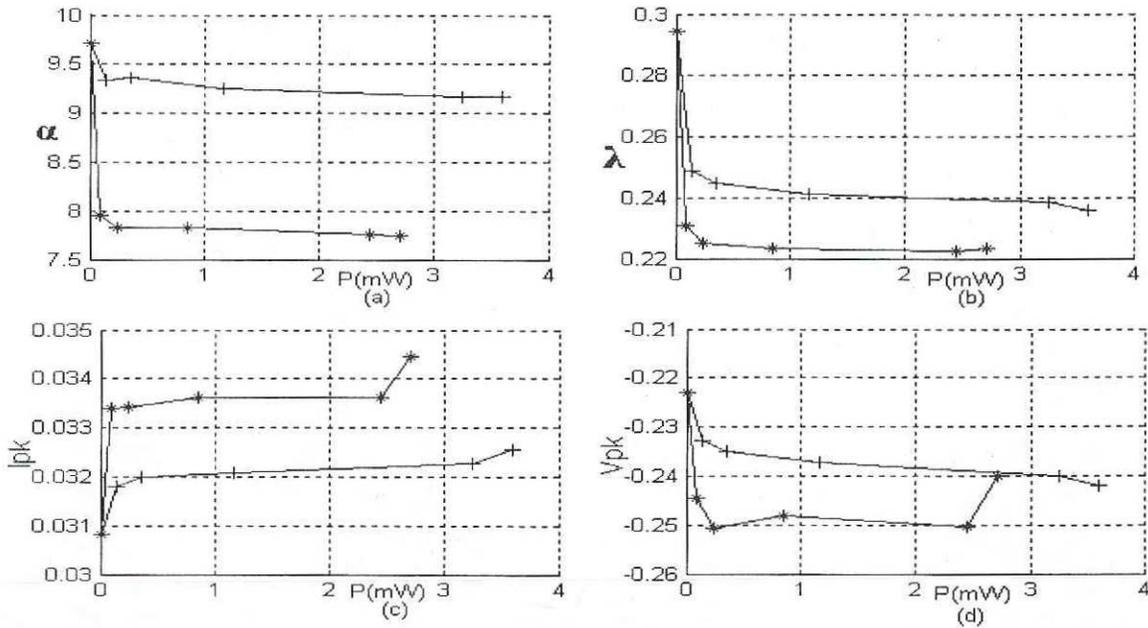
### V.2.2 Evaluación del modelo de Angelov.

Enseguida se presentan los resultados obtenidos del modelado del transistor empleando el modelo de Angelov [Angelov *et al.*, 1992]. Las figuras 67 y 68 muestran el comportamiento gráfico de las constantes del modelo de Angelov bajo diferentes potencias ópticas y para las longitudes de onda de  $\lambda=630$  nm y de  $\lambda=830$ nm las cuales tienen

diferentes comportamientos. Para los datos con  $\lambda=830\text{nm}$ , las constantes  $P_1$ ,  $P_2$  y  $P_3$  disminuyen conforme aumenta la potencia.  $P_4$  y  $P_6$  disminuyen un poco hasta una potencia de  $0.144\text{mW}$  después permanece constante.  $P_5$  aumenta hasta una potencia de  $0.144\text{mW}$  y posteriormente permanece constante. Con los datos obtenidos para  $\lambda=630\text{nm}$ , las constantes muestran otro comportamiento.  $P_1$  disminuye hasta una potencia de  $0.084\text{mW}$  y después permanece constante, mientras que  $P_2$ ,  $P_3$  y  $P_4$  disminuyen para una potencia de  $0.084\text{mW}$  y tienden a permanecer constantes hasta llegar a la potencia de  $2.71\text{mW}$  en donde aumentan.  $P_5$  aumenta y en cambio  $P_6$  disminuye con la potencia donde los cambios más abruptos para estas dos constantes se presentan en  $0.084\text{mW}$  y  $2.71\text{mW}$ . Por otro lado,  $\lambda$  y  $\alpha$  siguen el mismo comportamiento que en el modelo de Curtice (Curtice *et al.*, 1985).  $I_{PK}$  sigue el comportamiento de  $P_5$  y  $V_{PK}$  el de  $P_3$ .



**Figura 67. Constantes  $P_N$  del modelo de Angelov para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630\text{ nm}$  y  $\lambda=830\text{ nm}$ ) del transistor de GaAs. (a)  $P_1$ . (b)  $P_2$ . (c)  $P_3$ . (d)  $P_4$ . (e)  $P_5$ . (f)  $P_6$ .**



**Figura 68. Constantes  $\alpha$ ,  $\lambda$ ,  $I_{PK}$  y  $V_{PK}$  del modelo de Angelov para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$  nm y  $\lambda=830$  nm) del transistor de GaAs. (a)  $\alpha$ . (b)  $\lambda$ . (c)  $I_{PK}$ . (d)  $V_{PK}$ .**

La figura 69 muestra las características I-V modeladas sin iluminación y con iluminación para  $\lambda=830$  nm con una potencia óptica de 3.6 mW y para  $\lambda=630$  nm con una potencia óptica de 2.71 mW. La figura 70 muestra el error absoluto de las características I-V modeladas sin iluminación y bajo iluminación, para diferentes voltajes de polarización. Como se puede observar en la figura 70, en este transistor se acentúan bastante los problemas de este modelo los cuales se presentan en la zona de transición ohmica-saturación y en la región de ruptura. Lo único aceptable es que el error es semejante para el transistor iluminado y sin iluminación. El error promedio de ajuste del modelo sin luz es de 1.12mA, para  $\lambda=630$ nm de 1.11mA y para  $\lambda=830$ nm de 1.15mA.

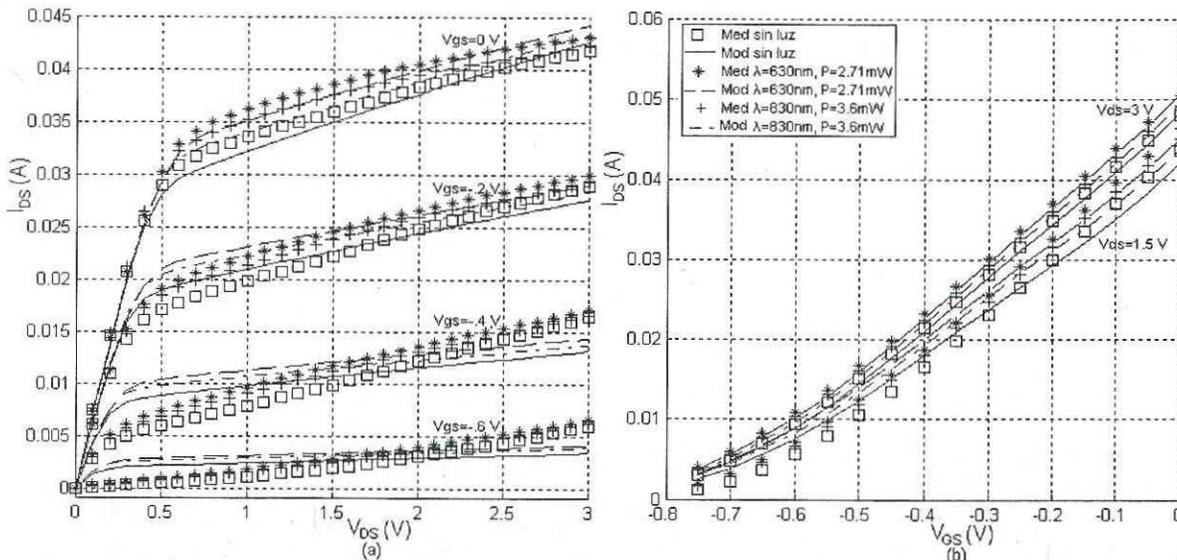


Figura 69. Modelado de las curvas I-V del transistor de GaAs utilizando el modelo de Angelov. (a)  $I_{DS}$  en función de  $V_{DS}$ . (b)  $I_{DS}$  en función de  $V_{GS}$ .

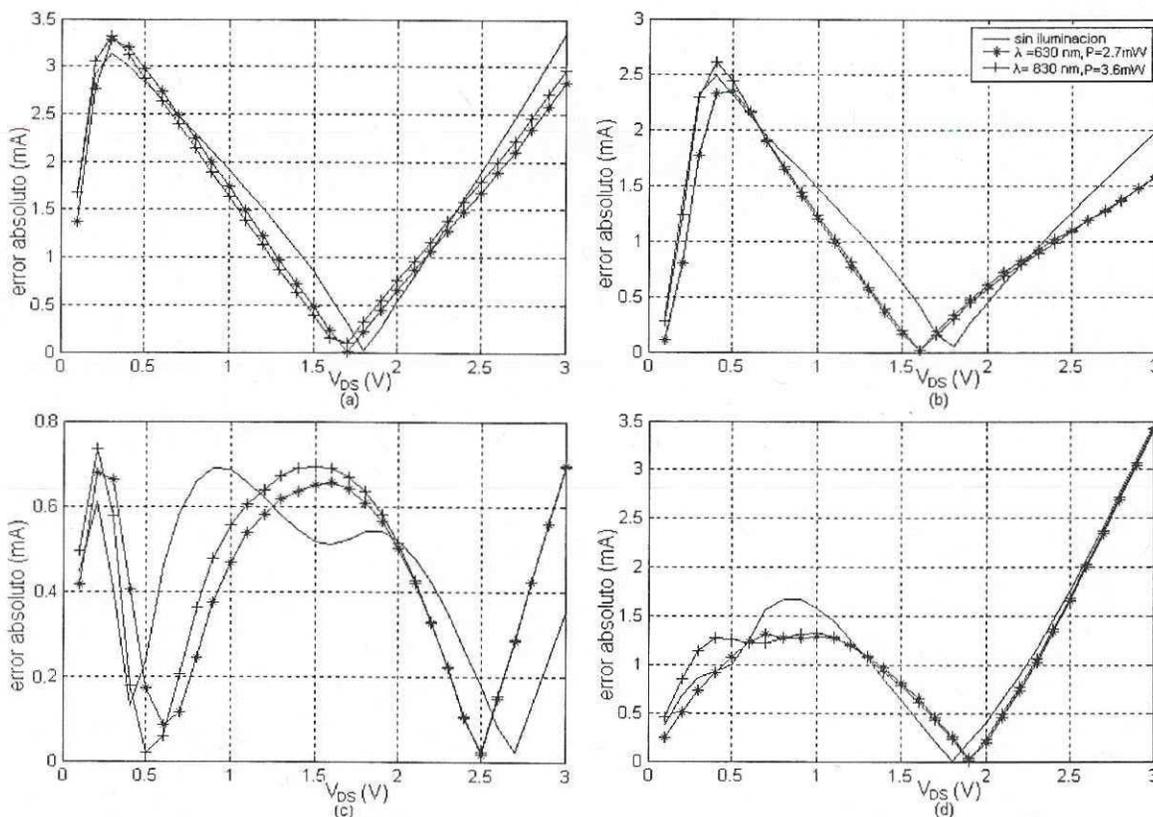
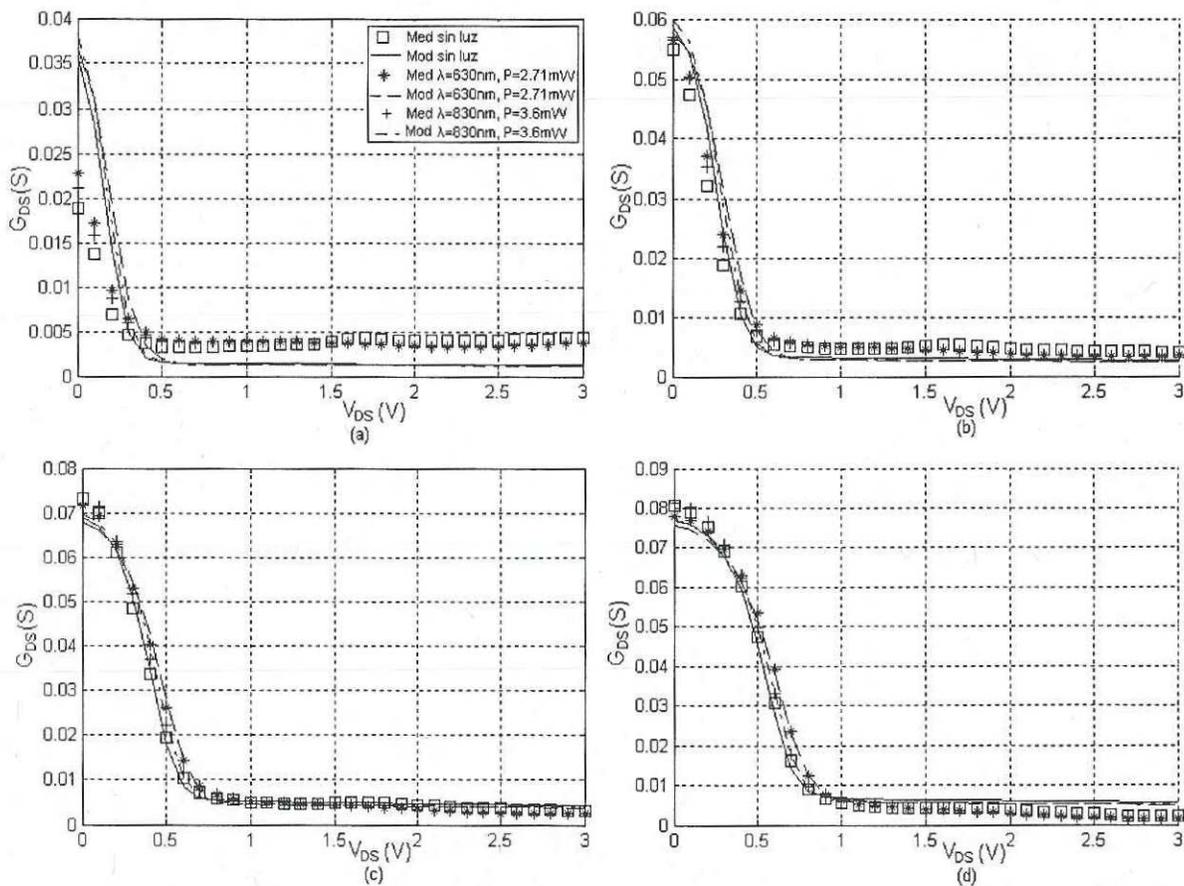


Figura 70. Error absoluto del modelado de las curvas I-V del transistor de GaAs utilizando el modelo de Angelov. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.

La figura 71 muestra la  $G_{DS}$  modelada sin iluminación y con iluminación para  $\lambda=830\text{nm}$  con una potencia óptica de  $3.6\text{mW}$  y para  $\lambda=630\text{nm}$  con una potencia óptica de  $2.71\text{mW}$ . Los errores mayores se observan a  $V_{DS}$  menores a  $0.5$  volts y para  $V_{GS}$  menor a  $0$  volts. El modelo tiene un error promedio de  $2.11\text{mS}$  sin iluminación, de  $2.08\text{mS}$  para  $\lambda=630\text{nm}$  y de  $2.11\text{mS}$  para  $\lambda=830\text{nm}$ . El modelo predice de manera muy similar el comportamiento con y sin iluminación.



**Figura 71. Modelado de  $G_{DS}$  del transistor de GaAs utilizando el modelo de Angelov. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.**

La figura 72 muestra la  $G_M$  modelada sin iluminación y con iluminación para  $\lambda=830\text{nm}$  con una potencia óptica de  $3.6\text{mW}$  y para  $\lambda=630\text{nm}$  con una potencia óptica de

2.71mW. Como se ha comentado anteriormente, en la  $G_m$  se pueden apreciar claramente todos los defectos de los modelos. En la figura 72(a) se observa lo deficiente que es el modelo para modelar el codo de las características I-V. En la figura 72(b) y 72(c) se nota que el modelo ajusta mejor para  $V_{GS}$  más negativos y en la región de saturación. En la figura 72(d) se observa que el modelo no puede predecir correctamente la región cerca de la ruptura. El error promedio para  $\lambda=630nm$  es de 5.6mS, para  $\lambda=830nm$  de 5.7mS y sin iluminación de 6.2mS.

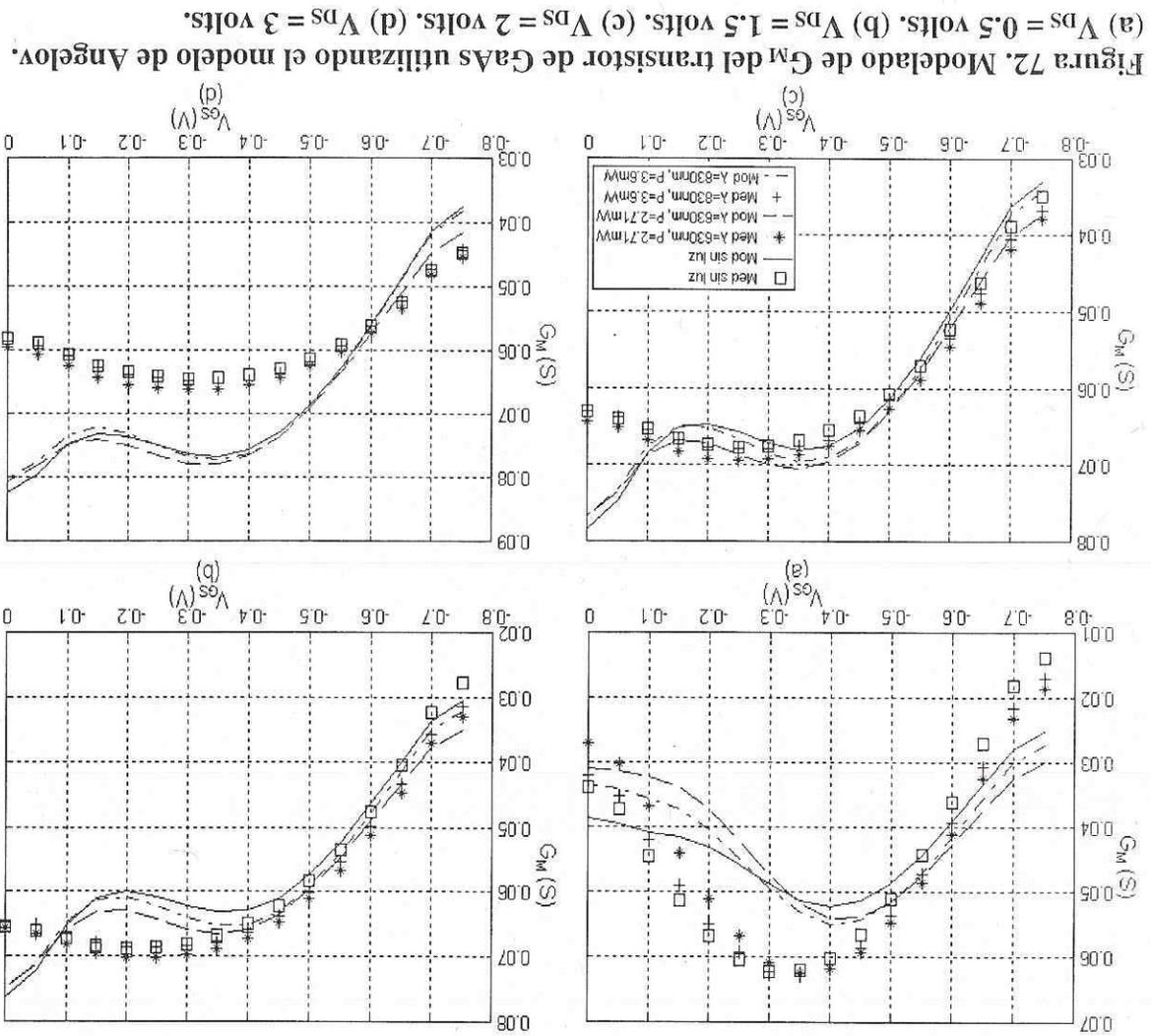


Figura 72. Modelado de  $G_m$  del transistor de GaAs utilizando el modelo de Angelov. (a)  $V_{DS} = 0.5$  volts. (b)  $V_{DS} = 1.5$  volts. (c)  $V_{DS} = 2$  volts. (d)  $V_{DS} = 3$  volts.

### V.2.3 Evaluación del modelo de Chen.

Las figuras 73 y 74 muestran el comportamiento gráfico de las constantes del modelo de Chen bajo diferentes potencias ópticas y para las longitudes de onda de  $\lambda=630$  nm y de  $\lambda=830$  nm. Al igual que en el transistor de InP, las constantes que ajustan los datos con iluminación a  $\lambda=630$  nm, cambian abruptamente a potencias mayores a 0.084mW. Para  $\lambda=830$  nm las constantes van cambiando conforme aumenta la potencia. En el modelo de Chen (Chen *et al.*, 1998),  $\lambda$  no es muy importante, ya que el cambio en la pendiente en la región de saturación del transistor iluminado que predice Lambda en los otros modelos, aquí se absorbe por las constantes  $a_{ij}$ ,  $I_{pk}$  y  $V_{pk}$ , las cuales no cambian para la iluminación de  $\lambda=830$  nm, pero para  $\lambda=630$  nm disminuyen notablemente para una potencia de 0.084mW y conforme aumenta esta potencia tienden a permanecer constantes.

La figura 75 muestra las características I-V modeladas sin iluminación y con iluminación para  $\lambda=830$  nm con una potencia óptica de 3.6 mW y para  $\lambda=630$  nm con una potencia óptica de 2.71 mW. La figura 76 muestra el error absoluto de las características I-V modeladas sin iluminación y bajo iluminación correspondientes a diferentes voltajes de polarización. Como ya se había observado anteriormente, el modelo de Chen (Chen *et al.*, 1998) es bastante bueno para modelar en la región de saturación pero tiene algunas deficiencias en el codo de las características I-V, sin importar el voltaje de  $V_{GS}$ . El error promedio de ajuste del modelo sin iluminación es de 0.25mA, para  $\lambda=630$  nm de 0.25mA y para  $\lambda=830$  nm de 0.26mA. La figura 77 muestra la  $G_{DS}$  modelada sin iluminación y con iluminación para  $\lambda=830$  nm con una potencia óptica de 3.6mW y para  $\lambda=630$  nm con una potencia óptica de 2.71mW.



Como podemos apreciar, el modelo se ajusta bastante bien las características  $G_{ps}$  pero sobresale notoriamente el problema en el codo de las características I-V, tal y como se muestra en la figura 77. El modelo tiene un promedio de error de 0.87mS sin iluminación, 0.9mS para  $\lambda=630\text{nm}$  y de 0.88mS para  $\lambda=830\text{nm}$ .

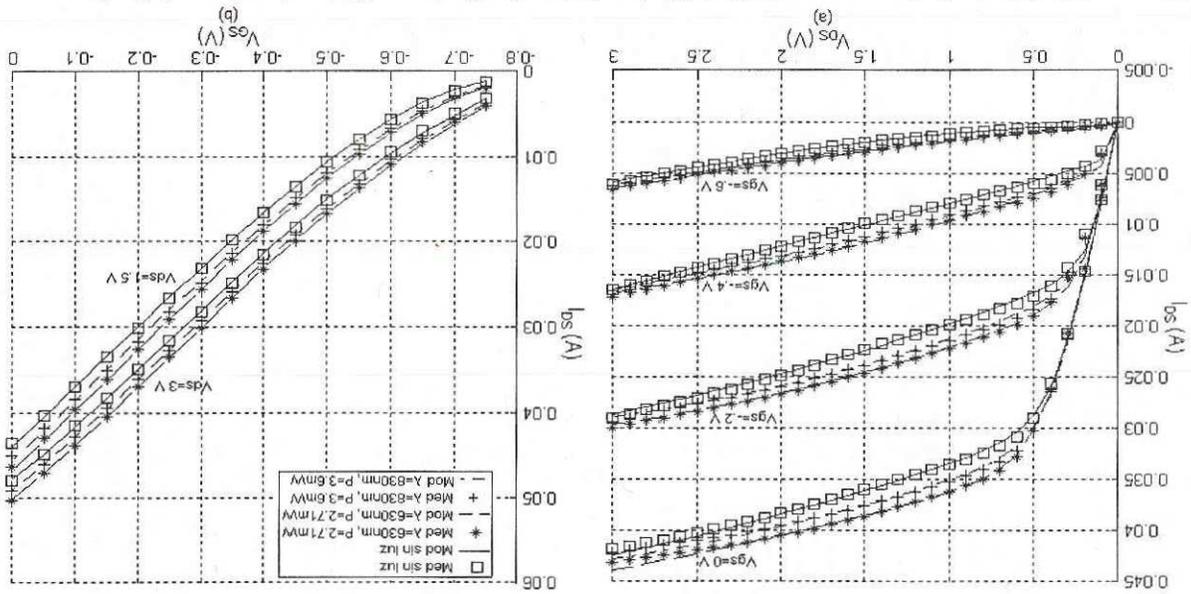


Figura 75. Mod. de las curvas I-V del transistor de GaAs utilizando el modelo de Chen. (a)  $I_{Ds}$  en función de  $V_{DS}$ . (b)  $I_{Ds}$  en función de  $V_{GS}$ .

La figura 78 muestra la  $G_m$  modelada sin iluminación y con iluminación para  $\lambda=830\text{nm}$  con una potencia óptica de 3.6 mW y para  $\lambda=630\text{nm}$  con una potencia óptica de 2.71 mW. En esta figura, se pueden resaltar varios problemas del modelo: el primer problema que se observa es que para  $V_{GS}$  menores a -0.7 el modelo no puede ajustar bien las curvas I-V, el otro y el más notorio es que el modelo tiene deficiencias para ajustar en el codo de I-V, tal como se muestra en la figura 78(a) para valores de  $V_{GS}$  mayores a -0.1. El último problema que también se había observado en los transistores de InP, es la deficiencia del modelo para ajustar los datos de  $I_{Ds}$  cercanos al final de las mediciones, que

en este caso es de 3 volts. El error promedio para  $\lambda=630\text{nm}$  es de 2.7mS, para  $\lambda=830\text{nm}$  de 2.5mS y sin iluminación de 2.4mS.

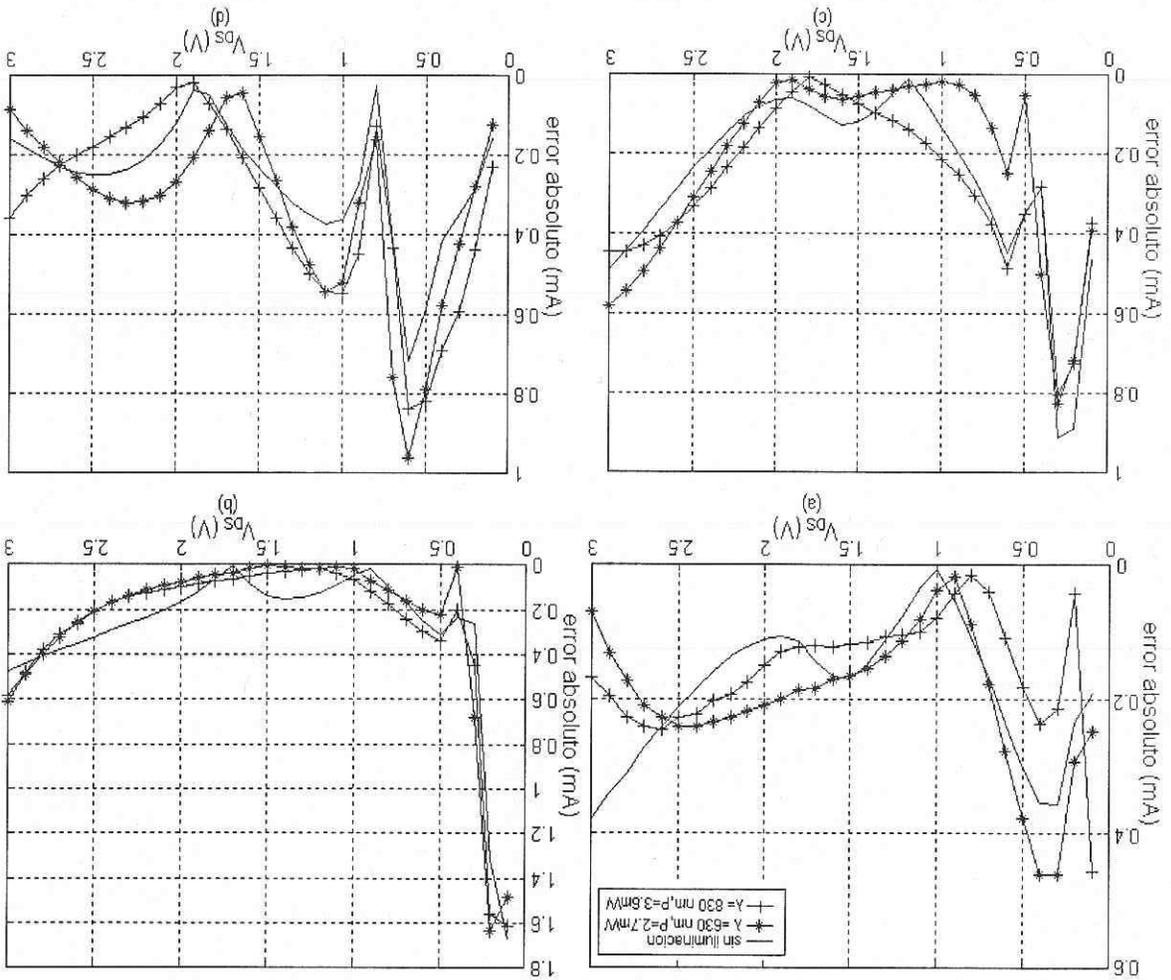
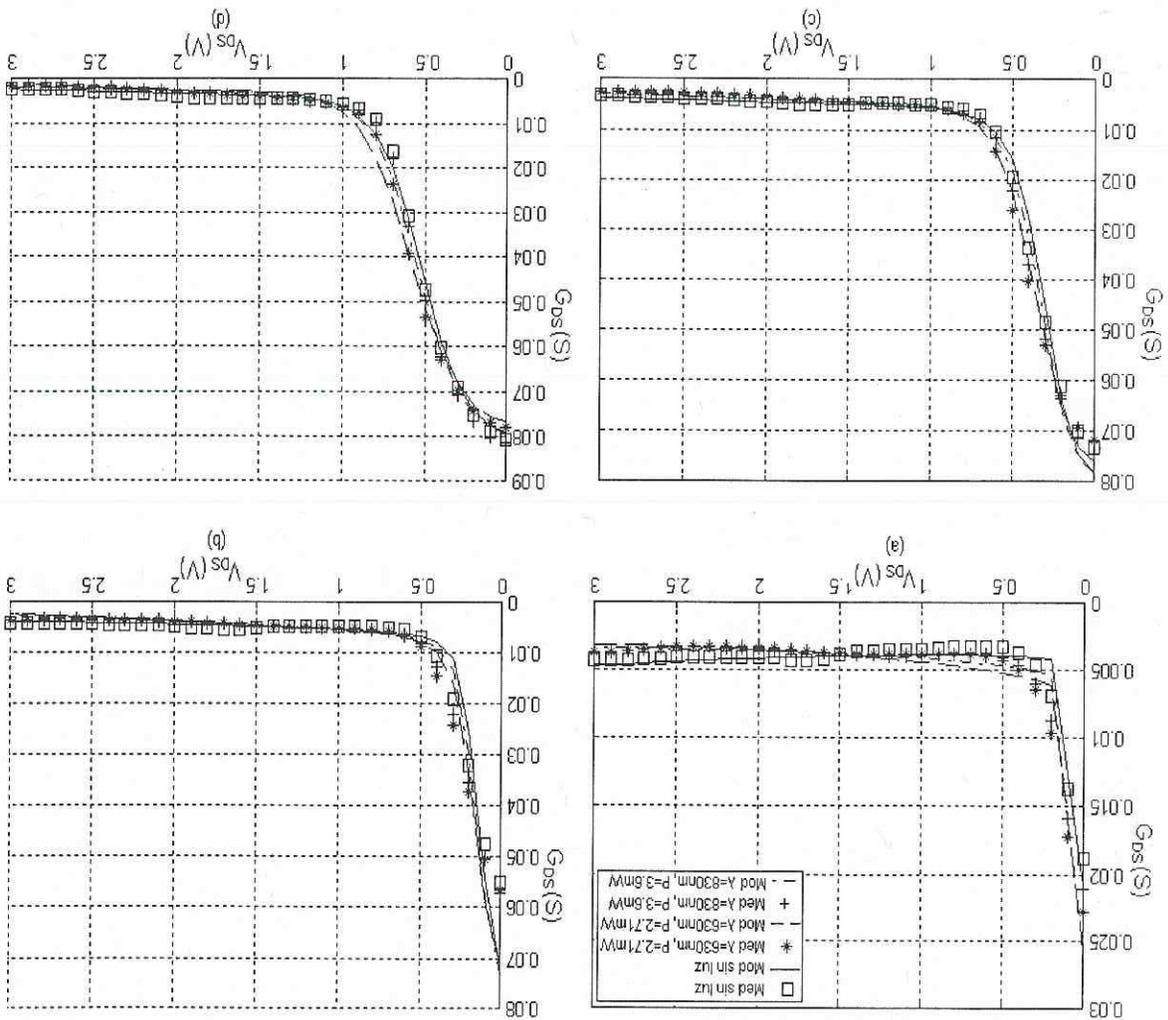


Figura 76. Error absoluto del modelado de las curvas I-V del transistor de GaAs utilizando el modelo de Chen. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.

La figura 78 muestra la  $G_m$  modelada sin iluminación y con iluminación para  $\lambda=830\text{ nm}$  con una potencia óptica de 3.6 mW y para  $\lambda=630\text{ nm}$  con una potencia óptica de 2.71 mW

En esta figura, se pueden resaltar varios problemas del modelo: el primer problema que se observa es que para  $V_{GS}$  menores a -0.7 el modelo no puede ajustar bien las curvas I-V, el otro y el más notorio es que el modelo tiene deficiencias para ajustar en el codo de I-V, tal como se muestra en la figura 78(a) para valores de  $V_{GS}$  mayores a -0.1. El último problema que también se había observado en los transistores de InP, es la deficiencia del modelo para ajustar los datos de  $I_{DS}$  cercanos al final de las mediciones, que en este caso es

Figura 77 Modelado de  $G_{DS}$  del transistor de GaAs utilizando el modelo de Chen. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.



de 3 volts. El error promedio para  $\lambda=630\text{nm}$  es de 2.7mS, para  $\lambda=830\text{nm}$  de 2.5mS y sin iluminación de 2.4mS.

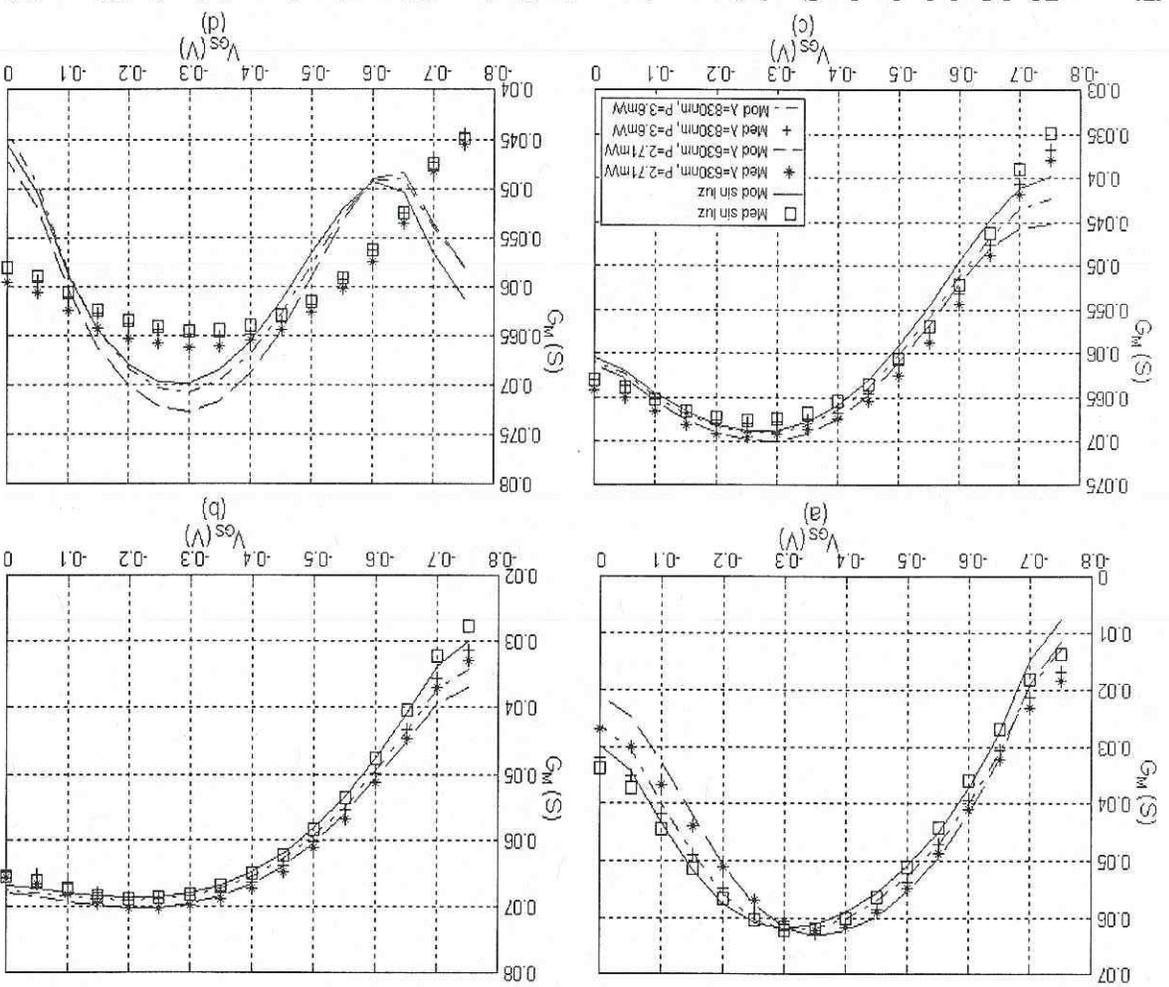
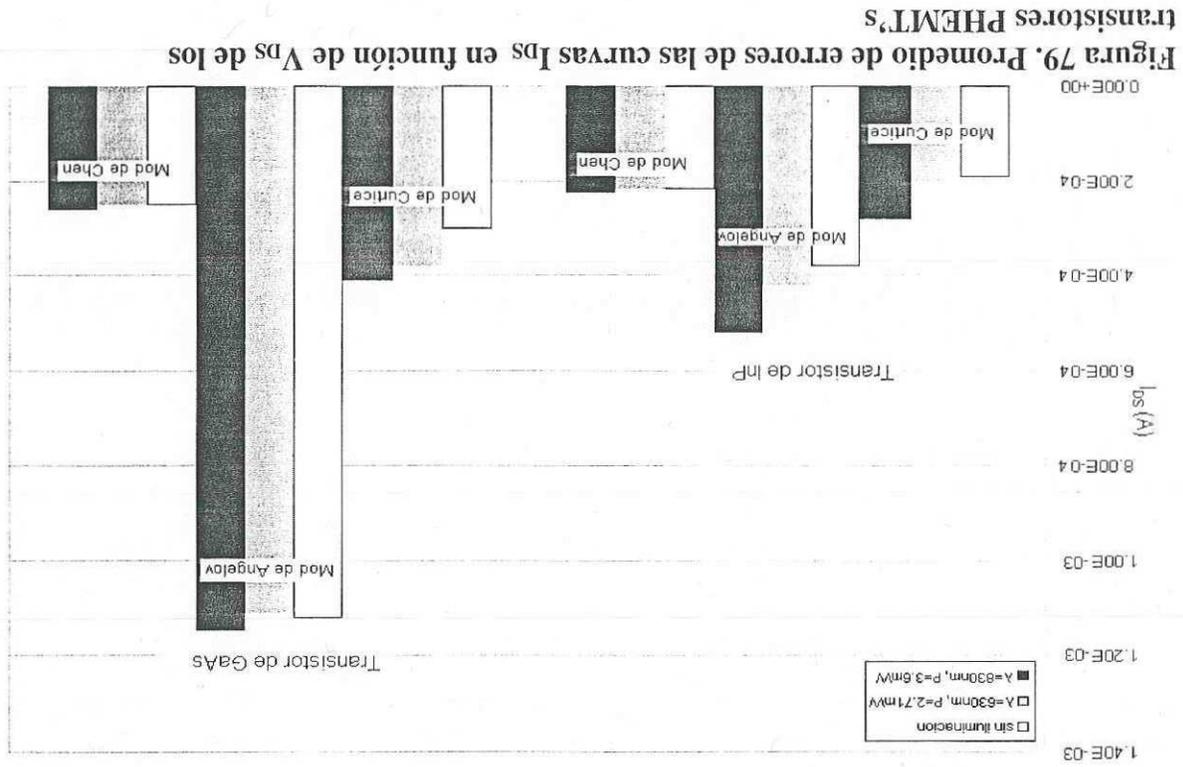


Figura 78. Modelado de  $G_m$  del transistor de GaAs utilizando el modelo de Chen. (a)  $V_{DS} = 0.5$  volts. (b)  $V_{DS} = 1.5$  volt. (c)  $V_{DS} = 2$  volts. (d)  $V_{DS} = 3$  volt.

### V.3 Promedios de error para los transistores PHEMT's

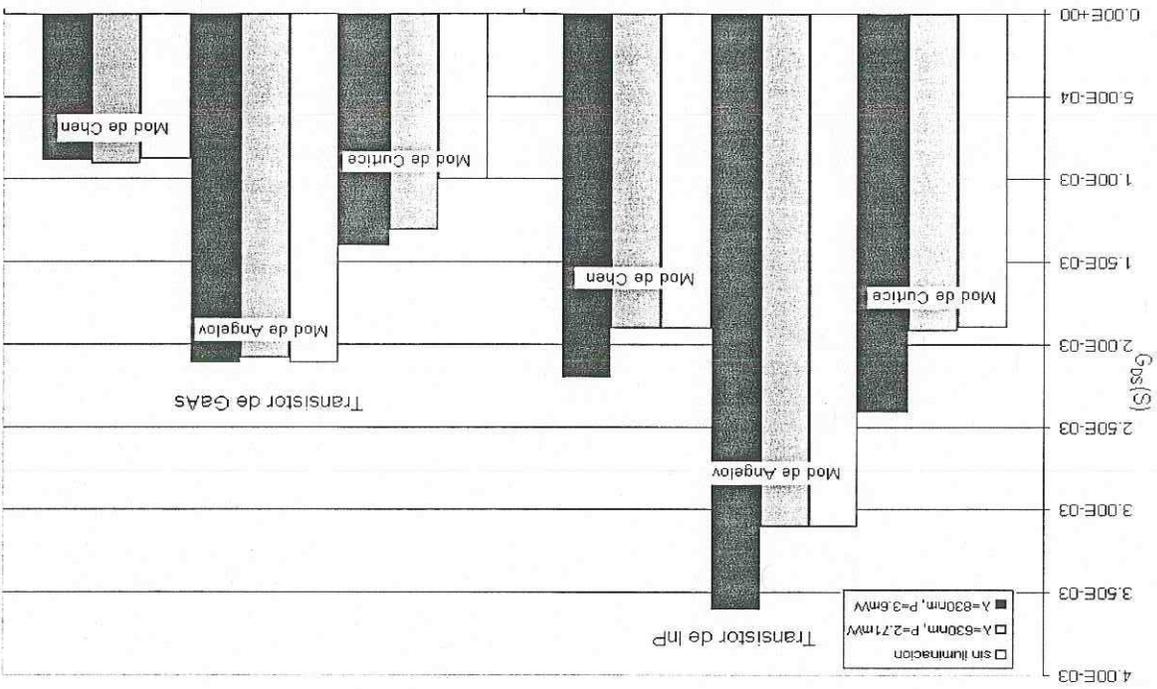
En la figura 79 se puede observar el comportamiento de los modelos obtenidos bajo iluminación monocromática para los dos transistores estudiados. Donde el mejor ajuste para el transistor de InP lo realizó el modelo de Curtice (Curtice *et al.*, 1985). El modelo de Chen (*Chen et al.*, 1998) fue el más consistente ya que la diferencia de error entre los datos

ajustados sin luz como con iluminación es mínima. Por otro lado, el mejor ajuste para el transistor de GaAs se obtuvo con el modelo de Chen (Chen *et al.*, 1998). El modelo de Angelov (Angelov *et al.*, 1992) tiene un comportamiento satisfactorio para el ajuste del transistor de InP, pero no así para el transistor de GaAs.



En la figura 80 se puede observar el error promedio de  $I_{DS}$  obtenido con los modelos para los diferentes transistores. Se nota que el mejor ajuste de los modelos se realiza para el transistor de GaAs. Además, se puede apreciar que los modelos tienen una predicción similar para  $I_{DS}$  sin iluminación como para los datos con  $\lambda=630nm$ , pero muestran una diferencia notable para  $\lambda=830nm$ , a excepción del modelo de Curtice (Curtice *et al.*, 1985) para el transistor de GaAs, el cual ajusto mucho mejor  $I_{DS}$  sin

iluminación. Para el transistor de InP los modelos de Chen (Chen *et al.*,1998) y Curtice (Curtice *et al.*,1985) tienen errores semejantes, pero no para el de GaAs en el cual el modelo de Chen (Chen *et al.*,1998) tiene el mejor ajuste de los tres.



En la figura 81 se muestra el promedio de error de las curvas de  $G_M$  para los diferentes modelos, observando que el mejor ajuste lo realizó el modelo de Curtice (Curtice *et al.*, 1985) para los dos transistores. En cambio el modelo de Angelov (Angelov *et al.*,1998) tuvo un pobre desempeño para el modelado de  $G_M$ .

En la siguiente sección se presenta la evaluación del modelo con respecto a la capacitancia  $C_{GS}$  en función de los voltajes  $V_{DS}$  y  $V_{GS}$ . En las figuras 82 y 83 se presentan las constantes del modelo de Loo Yau para  $C_{GS}$ . Como se observa en las figura 83, las

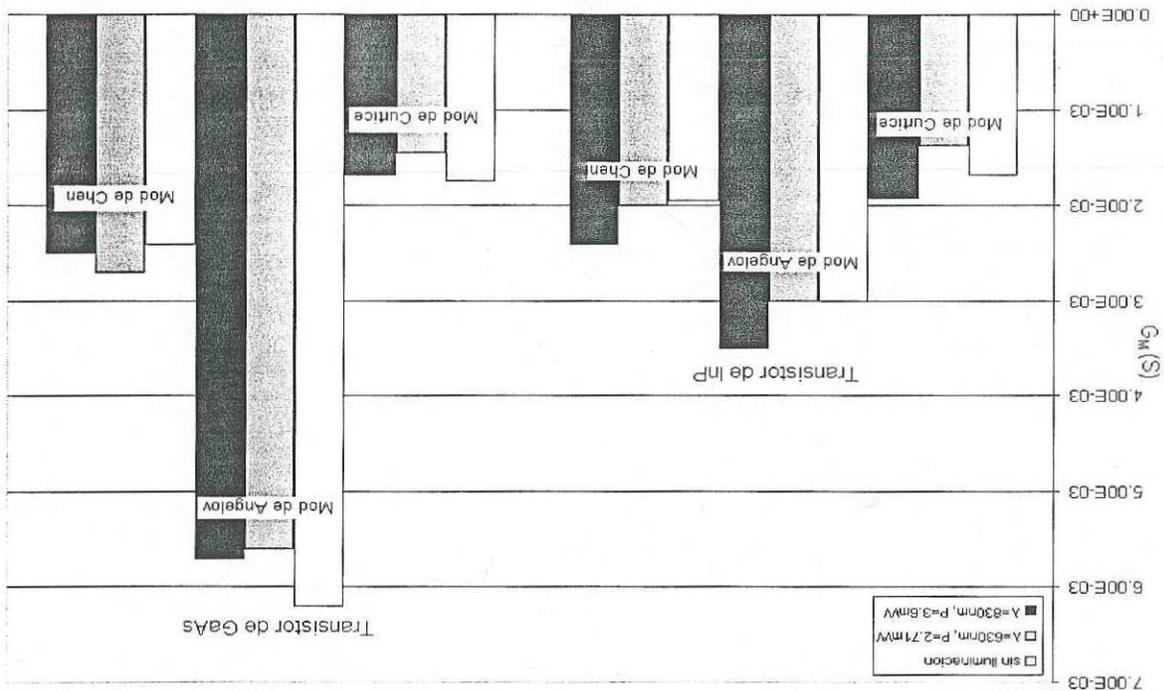
#### V.4.1 Evaluación del modelo de Loo Yau para $C_{GS}$ .

A continuación se presenta el modelado de las capacitancias  $C_{GS}$  y  $C_{GD}$  del transistor PHEMT de InP, utilizando el modelo de Loo Yau [Loo Yau *et al.*, 2000] desarrollado en el CICESE. Además, se presentan resultados de las constantes de cada modelo obtenido para las diferentes potencias ópticas y longitudes de onda empleados.

#### transistor PHEMT de InP.

#### V.4 Resultados experimentales del modelado de las capacitancias $C_{GS}$ y $C_{GD}$ del

Figura 81. Promedio de errores de las curvas de las  $G_M$  de los transistores PHEMT's



constantes  $b_{ij}$  tienen magnitudes bastantes diferentes pero siguen una misma tendencia a excepción de algunos puntos para  $\lambda=830\text{nm}$ , donde las constantes tienen ligeros cambios para una potencia de  $3.6\text{mW}$ . Al igual que las constantes  $b_{ij}$ , las constantes  $a_i$  también siguen una tendencia bien definida, sin embargo para  $\lambda=830\text{nm}$  cambian ligeramente. En la figura 82 se observa que la  $C_{\text{max}}$  para  $\lambda=630\text{nm}$ , aumenta con la potencia, en cambio para  $\lambda=830\text{nm}$  primero disminuye hasta una potencia de  $3.5\text{mW}$  y posteriormente  $C_{\text{max}}$  aumenta conforme la potencia se incrementa.

La figura 84 muestra la capacitancia  $C_{\text{GS}}$  en función de  $V_{\text{DS}}$  modelada sin iluminación y con iluminación para  $\lambda=830\text{nm}$  y para  $\lambda=630\text{nm}$ . Como se puede observar, el modelo ajusta en general de forma satisfactoria a la capacitancia  $C_{\text{GS}}$  para cualquier polarización de  $V_{\text{GS}}$  así como a los datos con y sin iluminación. Esto se puede observar en el promedio del error absoluto, el cual es similar para los tres casos estudiados. El modelo tiene un promedio de error de  $0.3\text{fF}$  sin iluminación,  $0.29\text{fF}$  para  $\lambda=630\text{nm}$  y  $0.4\text{fF}$  para  $\lambda=830\text{nm}$ .

La figura 85 muestra la capacitancia  $C_{\text{GS}}$  en función de  $V_{\text{GS}}$ , modelada sin iluminación y con iluminación para  $\lambda=830\text{nm}$  con una potencia óptica de  $3.6\text{mW}$  y para  $\lambda=630\text{nm}$  con una potencia óptica de  $2.71\text{mW}$ . Como se puede observar, el modelo presenta algunos puntos donde el error es mayor que el promedio, es decir, existen puntos donde no ajusto muy bien. Esto se debe principalmente a que es muy difícil que un modelo siga punto a punto los datos sino que el modelo predice tendencias de los datos medidos. El error promedio para  $\lambda=630\text{nm}$  es de  $0.299\text{fF}$ , para  $\lambda=830\text{nm}$  de  $0.303\text{fF}$  y sin iluminación de  $3.06\text{fF}$ .

Figura 82. Constantes  $b_{ij}$  del modelo de Loo Yau para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$  nm y  $\lambda=830$  nm) del transistor de InP.

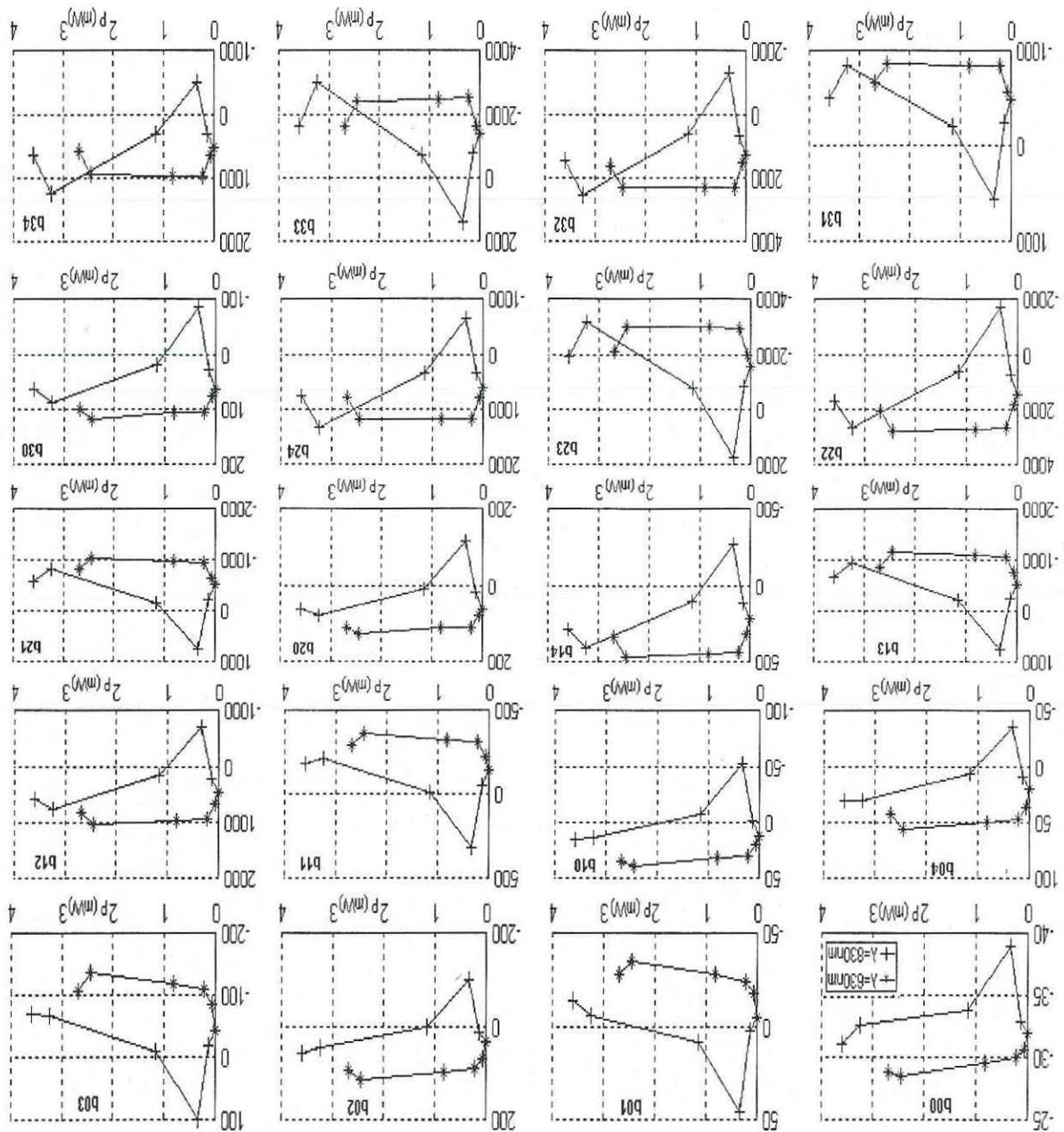


Figura 83. Constantes  $a_{ij}$  y  $C_{max}$  del modelo de Loo Yau para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$  nm y  $\lambda=830$  nm) del transistor de InP.

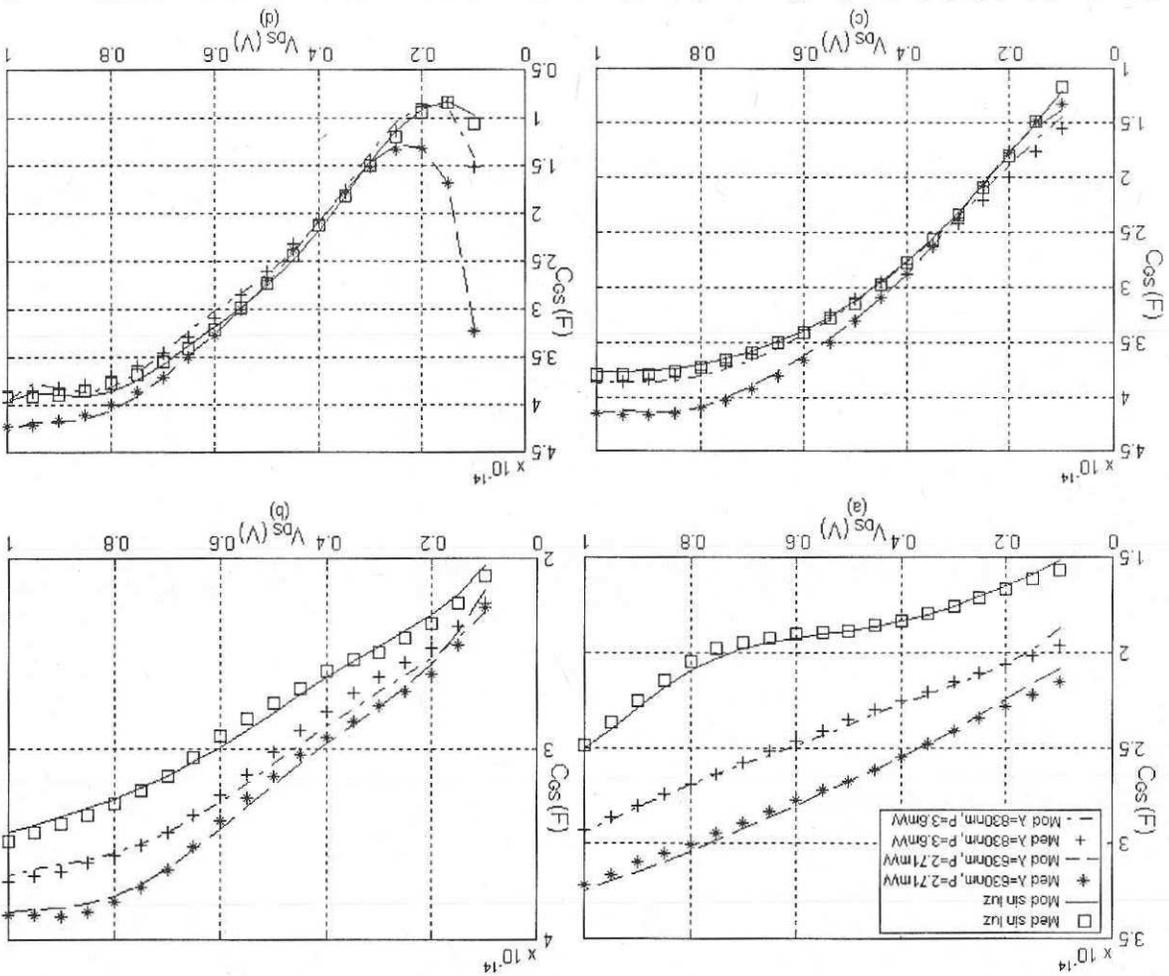
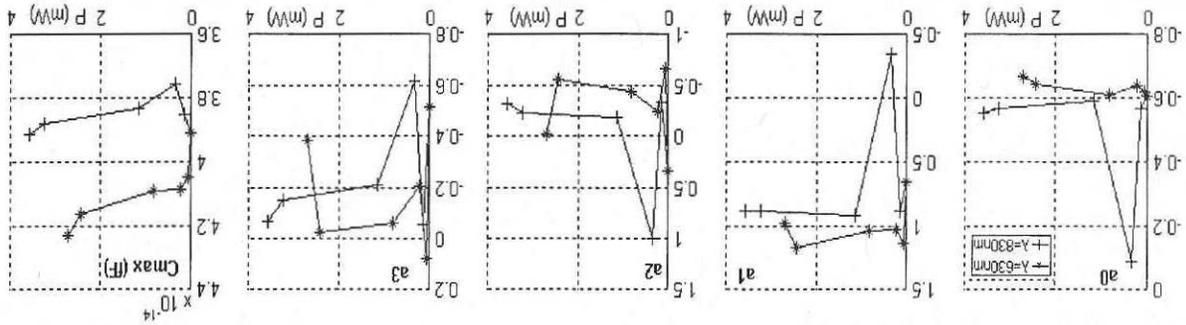
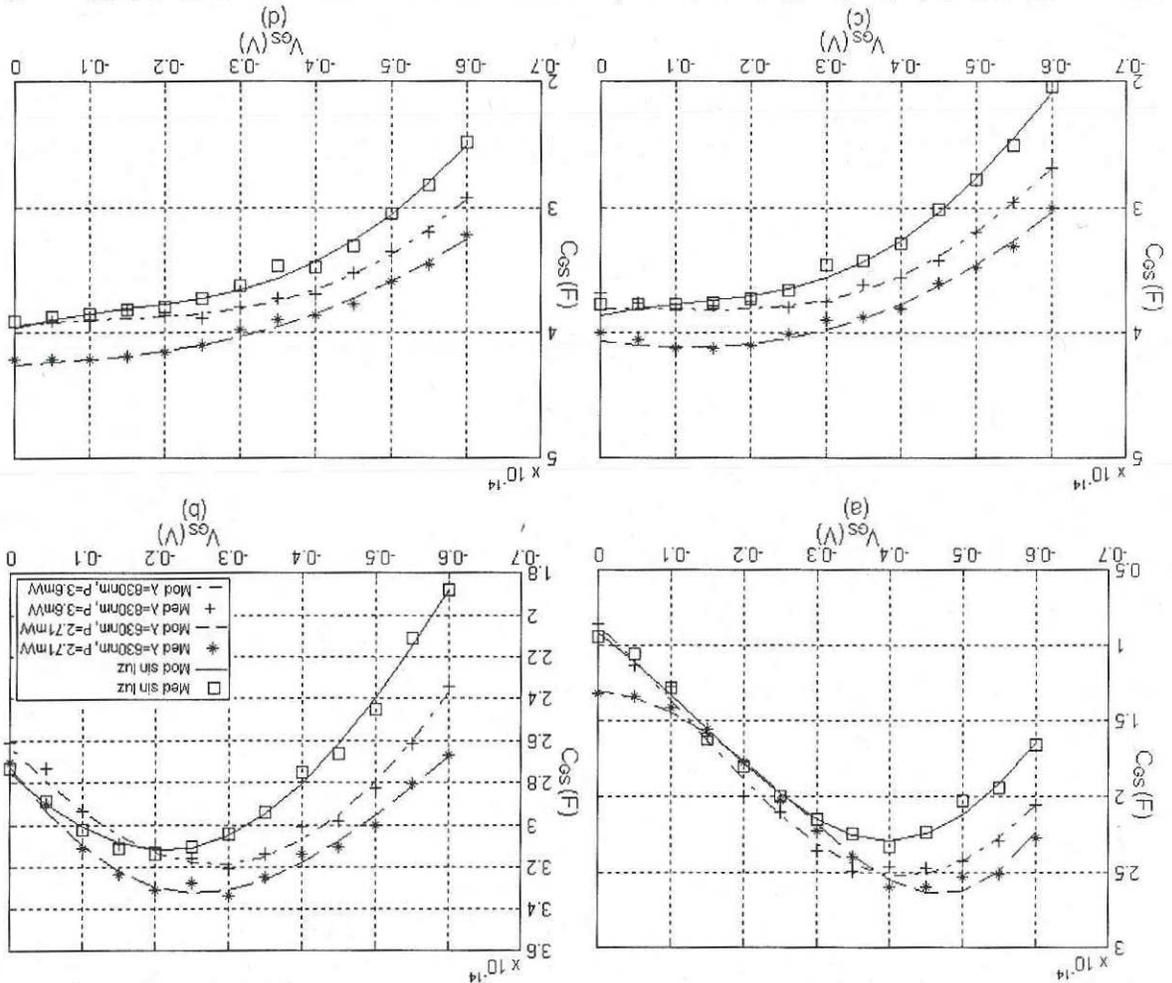


Figura 84. Modelado de  $C_{GS}$  en función de  $V_{DS}$  del transistor de InP. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.

En la siguiente sección se presentan resultados de la evaluación del modelo de Loo Yau (Loo Yau *et al.*, 2001) con respecto a la capacitancia  $C_{GD}$  en función de los voltajes  $V_{DS}$  y  $V_{GS}$ . En las figuras 86 y 87 se presentan las constantes del modelo para  $C_{GD}$ . Como se observa las constantes  $b_{ij}$  de  $\lambda=630nm$  siguen trayectorias similares. En cambio para  $\lambda=830nm$  tienen comportamientos no predecibles aunque tratan de seguir ciertos patrones. Como se puede notar en la figura 86, las constantes  $a_i$  tienden a ser iguales tanto con

#### V.4.2 Evaluación del modelo de Loo Yau para $C_{GD}$ .

Figura 85. Modelado de  $C_{GS}$  en función de  $V_{GS}$  del transistor de InP. (a)  $V_{DS} = 0.2$  volts. (b)  $V_{DS} = 0.5$  volt. (c)  $V_{DS} = 0.8$  volts. (d)  $V_{DS} = 1$  volt.



$\lambda=630\text{nm}$  como para  $\lambda=830\text{nm}$ . La capacitancia  $C_{\text{max}}$  para  $\lambda=630\text{nm}$  es constante conforme aumenta la potencia hasta  $2.45\text{mW}$ , donde comienza a disminuir. Para  $\lambda=830\text{nm}$  la capacitancia  $C_{\text{max}}$  muestra comportamientos diferentes conforme se incrementa la potencia, disminuyendo o aumentando en cada punto.

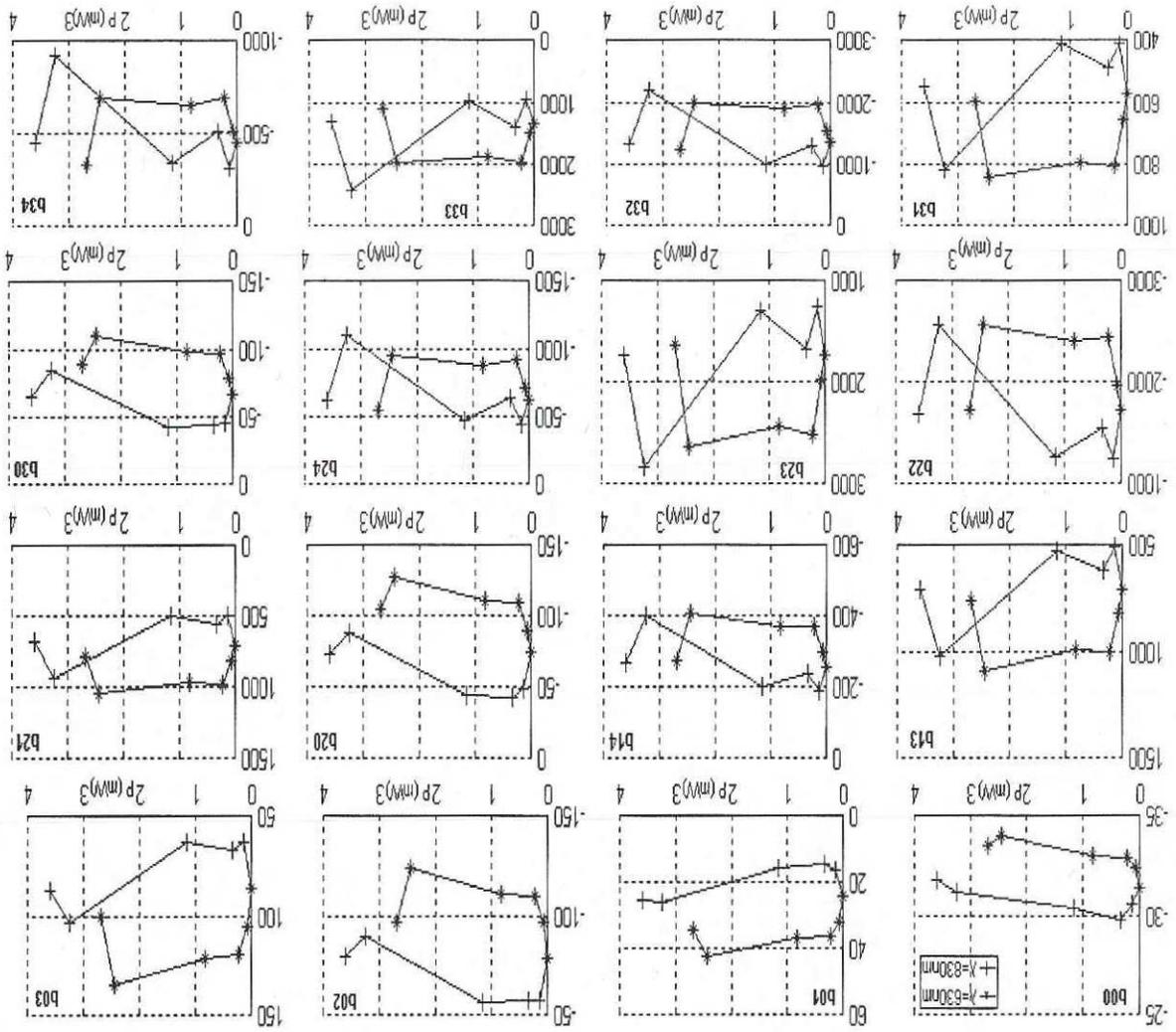
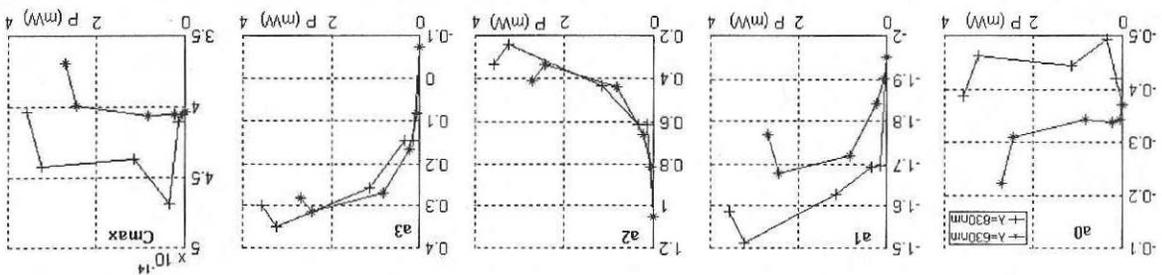


Figura 86. Constantes  $b_{ij}$  del modelo de Loo Yau para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630\text{ nm}$  y  $\lambda=830\text{ nm}$ ) del transistor de InP.

**Figura 87. Constantes  $a_{ij}$  y  $C_{max}$  del modelo de Loo Yau para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$  nm y  $\lambda=830$  nm) del transistor de InP.**

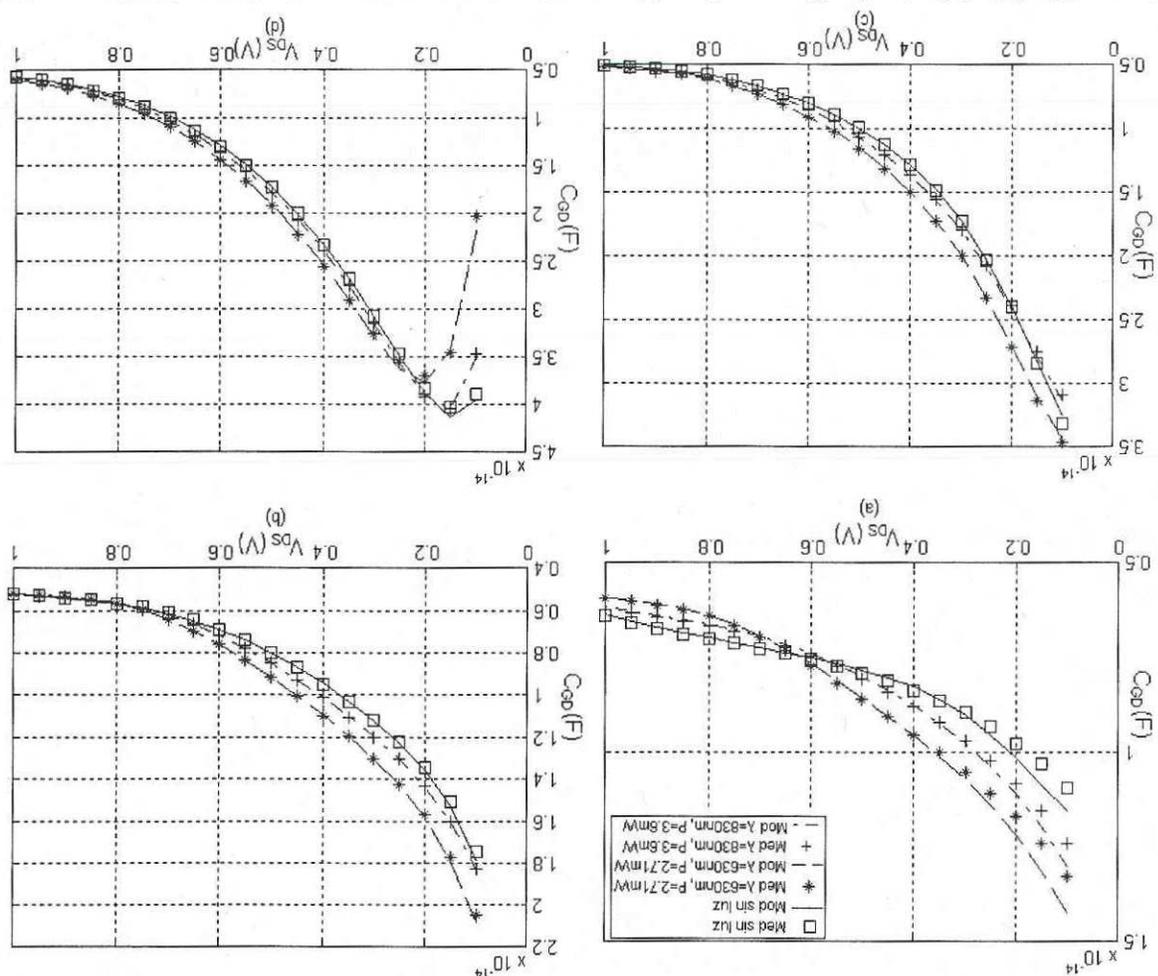


La figura 88 muestra la capacitancia  $C_{GD}$  en función de  $V_{DS}$  modelada sin iluminación y con iluminación para  $\lambda=830$  nm con una potencia óptica de 3.6 mW y para  $\lambda=630$  nm con una potencia óptica de 2.71 mW. Como se puede observar, el modelo ajusta bastante bien las características de  $C_{GD}$  para  $V_{DS}$  mayor a 0.3 volts, donde el máximo error del modelo se presenta para  $V_{DS}$  igual a 0.1 volt y  $V_{GS}$  igual a 0 volts. Esto se debe al comportamiento que presenta la capacitancia en ese punto y es difícil para el modelo predecirlo. El modelo tiene un promedio de error de 0.11fF sin iluminación 0.11fF para  $\lambda=630$  nm y 0.07fF para  $\lambda=830$  nm. La figura 89 muestra la capacitancia  $C_{GD}$  modelada sin iluminación y con iluminación para  $\lambda=830$  nm con una potencia óptica de 3.6 mW y para  $\lambda=630$  nm con una potencia óptica de 2.71 mW. Como se puede observar, el modelo se ajusta bastante bien a los datos, por lo que el error es pequeño. El error promedio para  $\lambda=630$  nm es de 0.12fF, para  $\lambda=830$  nm uno de 0.08fF y sin iluminación de 1fF.

A continuación se presentan resultados obtenidos experimentalmente y los del modelo de Loo Yan desarrollado en el CICESE. Además, se presentan las constantes modelado de las capacitancias  $C_{GS}$  y  $C_{GD}$  del transistor PHEMT de GAs, utilizando el obtenidas para cada modelo con diferentes potencias ópticas y longitudes de onda.

### V.5 Resultados experimentales del modelado de las capacitancias $C_{GS}$ y $C_{GD}$ del transistor PHEMT de GAs.

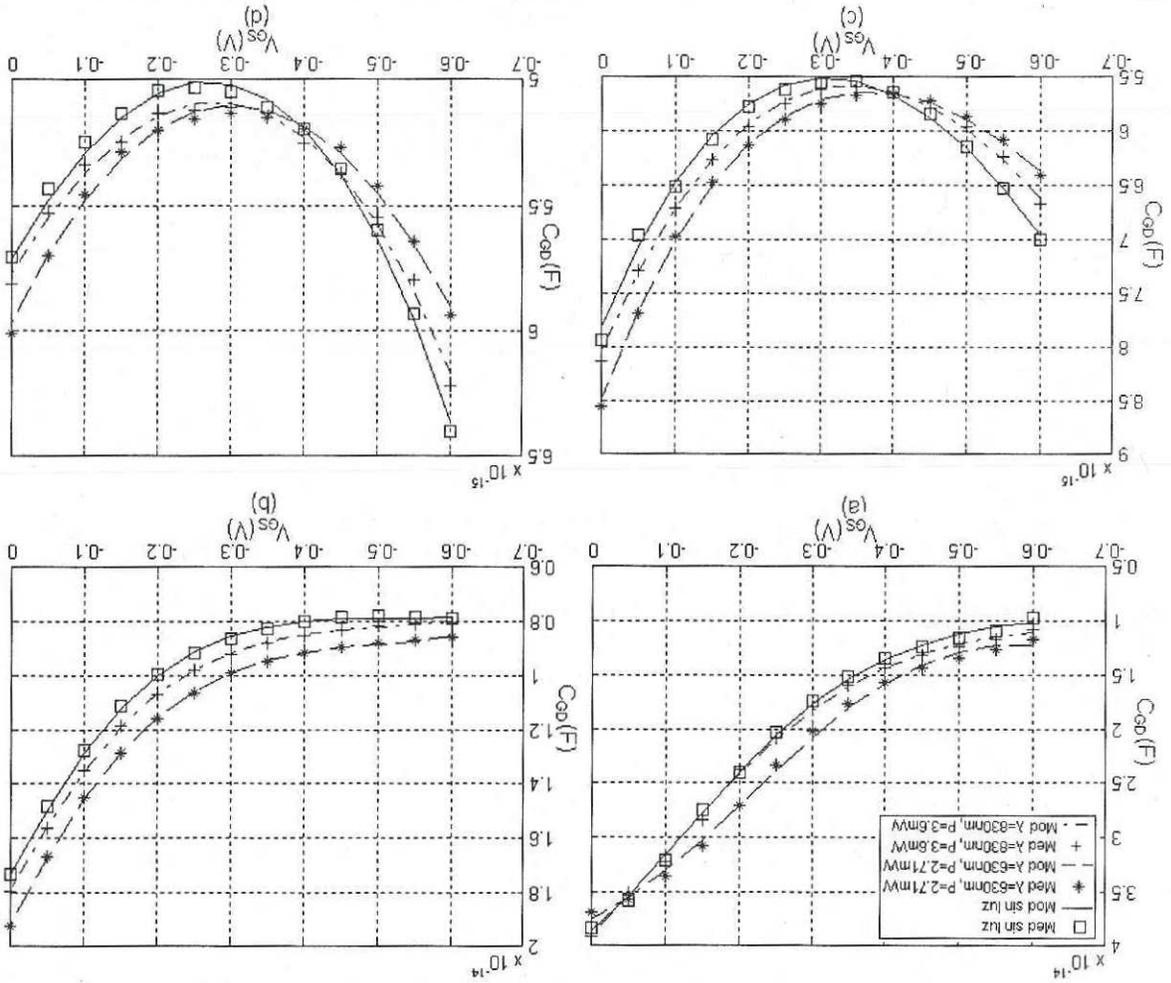
Figura 88. Modelado de  $C_{GD}$  en función de  $V_{DS}$  del transistor de InP. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.



En la siguiente sección se presenta la evaluación del modelo de Loo Yau (Loo Yau *et al.*, 2001) para la capacitancia  $C_{GS}$  en función de los voltajes  $V_{DS}$  y  $V_{GS}$ . En las figuras 90 y 91 se presentan las constantes del modelo para  $C_{GS}$ . Como se observa, las constantes  $b_{g1}$  siguen el mismo comportamiento que las del transistor de InP cambiando solo su magnitud. Las constantes  $a_i$  tienen comportamientos diferentes para cada una, observando que

### V.5.1 Evaluación del modelo de Loo Yau para $C_{GS}$ .

Figura 89. Modelado de  $C_{GD}$  en función de  $V_{GS}$  del transistor de InP. (a)  $V_{DS} = 0.2$  volts. (b)  $V_{DS} = 0.5$  volt. (c)  $V_{DS} = 0.8$  volts. (d)  $V_{DS} = 1$  volt.



conforme el contador i aumenta, las constantes a tienden a ser iguales con y sin iluminación y que es lo mismo que ocurre con la  $C_{GD}$  del transistor de InP. Además, la capacitancia  $C_{max}$  se comporta de manera similar que la del transistor de InP.

La figura 91 muestra la capacitancia  $C_{GS}$  en función de  $V_{DS}$  modelada sin iluminación y con iluminación para  $\lambda = 830\text{nm}$  con una potencia óptica de  $3.6\text{mW}$  y para  $\lambda = 630\text{nm}$  con una potencia óptica de  $2.71\text{mW}$ . Como se podrá observar, el modelo ajusta de manera semejante a los datos con iluminación como sin iluminación, para  $V_{GS} = 0$  volts y  $-0.2$  volts, debido a que a estos voltajes la capacitancia  $C_{GS}$  no varía con la iluminación. El modelo tiene un promedio de error de  $0.77\text{fF}$  sin iluminación,  $0.95\text{fF}$  con  $\lambda = 630\text{nm}$  y  $1.1\text{fF}$  con  $\lambda = 830\text{nm}$ , observándose de esta manera que el modelo ajusta mejor a los datos sin iluminación. La figura 93 muestra la capacitancia  $C_{GS}$  modelada sin iluminación y con iluminación para  $\lambda = 830\text{nm}$  con una potencia óptica de  $3.6\text{mW}$  y para  $\lambda = 630\text{nm}$  con una potencia óptica de  $2.71\text{mW}$ . Cuando se evalúa el modelo en función de  $V_{GS}$ , se observa claramente en la figura 93(a) que el modelo no ajusta bien para  $V_{DS}$  pequeños y para  $V_{GS}$  cerca de 0 volts. El error promedio sin iluminación es de  $0.75\text{fF}$ , para  $\lambda = 630\text{nm}$  de  $0.808\text{fF}$  y para  $\lambda = 830\text{nm}$  de  $0.933\text{fF}$ .

Figura 91. Constantes  $a_{ij}$  y  $C_{max}$  del modelo de Loo Yau para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$  nm y  $\lambda=830$  nm) del transistor de GaAs.

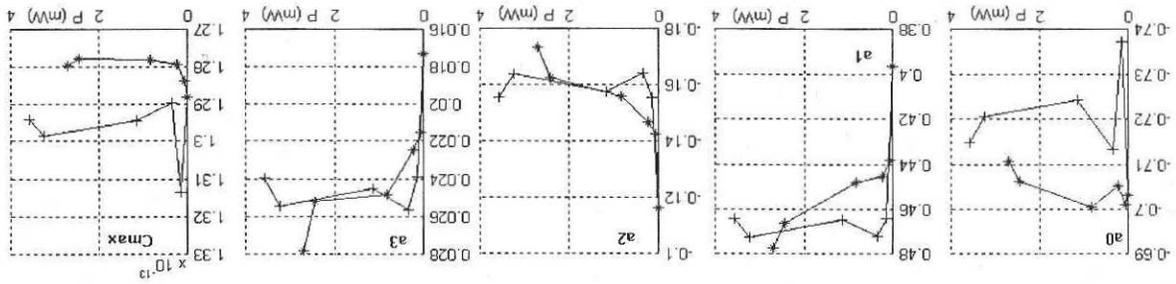


Figura 90. Constantes  $b_{ij}$  del modelo de Loo Yau con diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$  nm y  $\lambda=830$  nm) del transistor de GaAs

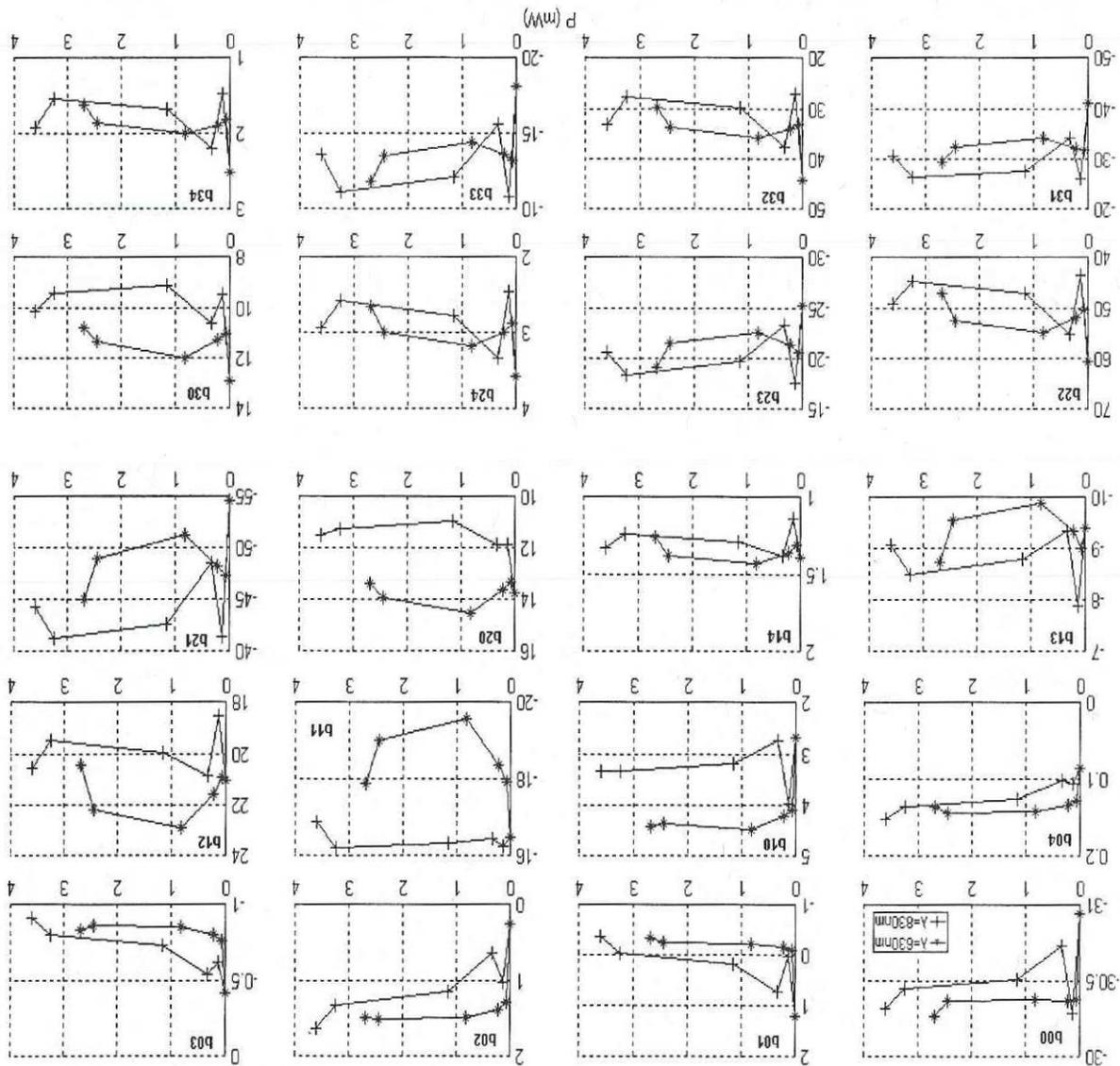
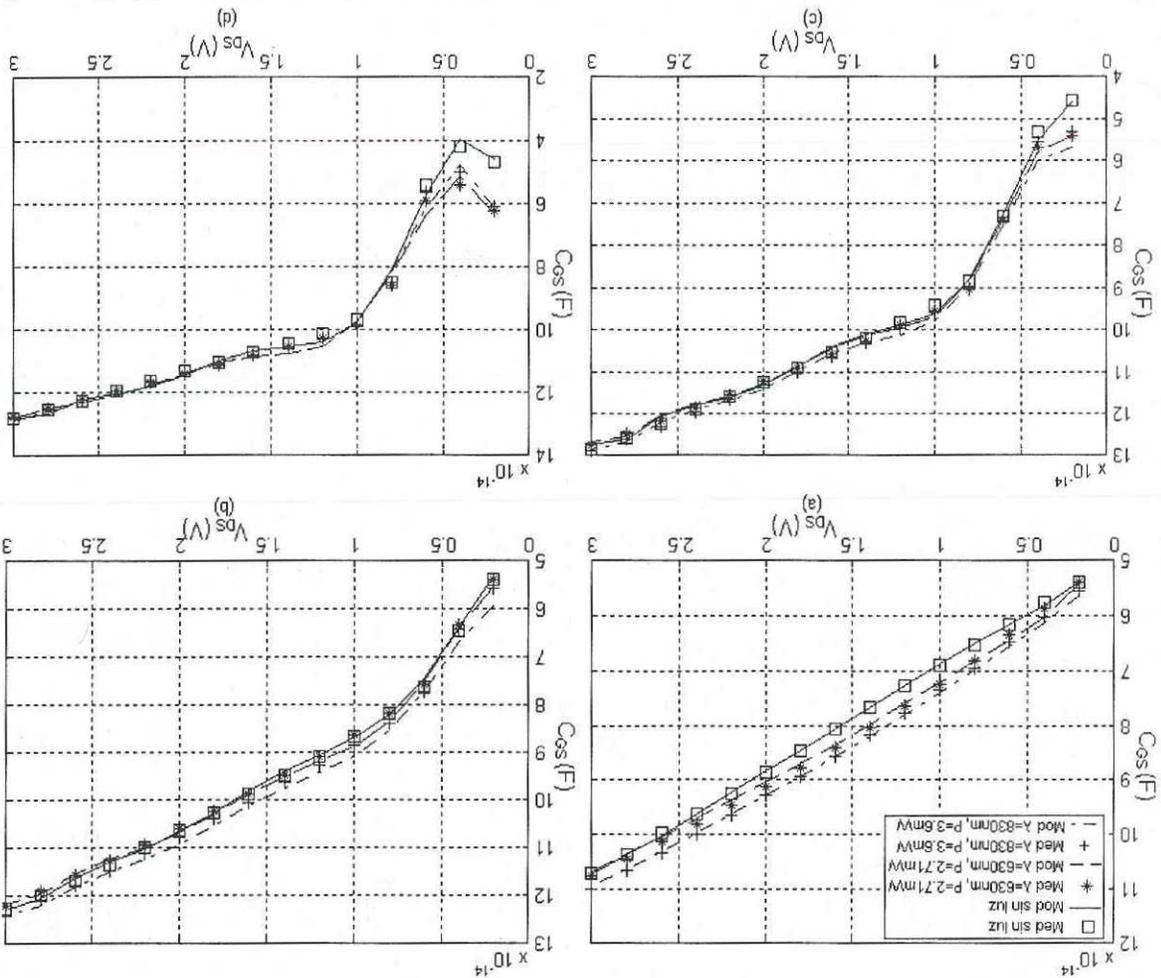


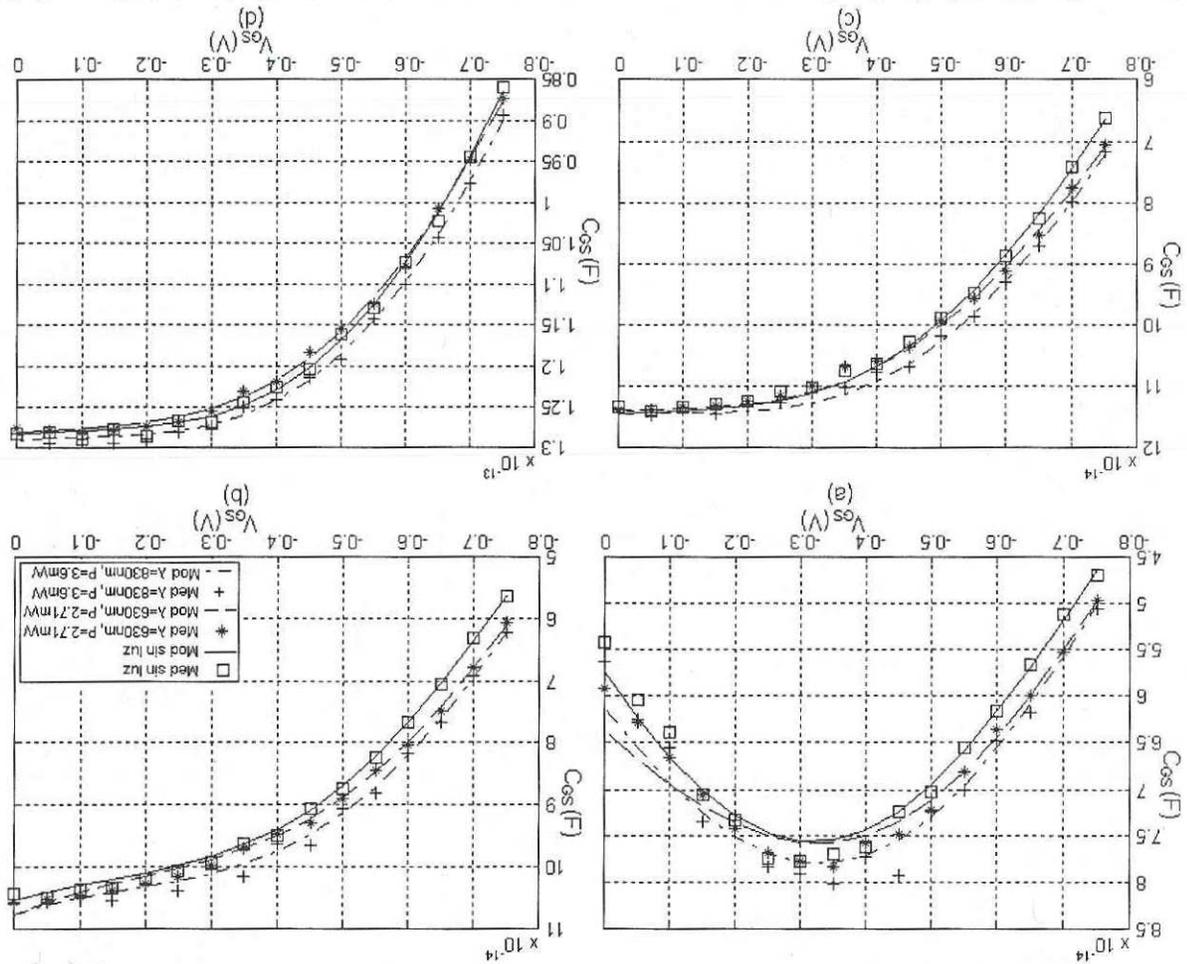
Figura 92. Modelado de  $C_{GS}$  en función de  $V_{DS}$  del transistor de GaAs. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.



En la siguiente sección se presenta la evaluación del modelo de Loo Yau (Loo Yau *et al.*, 2001) para la capacitancia  $C_{GD}$  en función de los voltajes  $V_{DS}$  y  $V_{GS}$ . En las figuras 94 y 95 se presentan las constantes del modelo para  $C_{GD}$ , donde se muestran las constantes  $b_{ij}$  las cuales tienen el mismo comportamiento que  $C_{GS}$ . Las constantes  $a_0, a_1, a_2, a_3$  exhiben un cambio muy pronunciado para las potencias de 0.084mW y 2.71mW de  $\lambda=630nm$ . Para  $\lambda=830nm$ , estos cambios ocurren en las potencias 0.144mW, 0.35mW y un poco menor a

### V.5.2 Evaluación del modelo de Loo Yau para $C_{GD}$ .

Figura 93. Modelado de  $C_{GS}$  en función de  $V_{GS}$  del transistor de GaAs. (a)  $V_{DS} = 0.6$  volts. (b)  $V_{DS} = 1.4$  volt. (c)  $V_{DS} = 2$  volts. (d)  $V_{DS} = 3$  volt.



una potencia de 3.6mW, donde estas constantes tienden a ser iguales para las dos longitudes de onda. La capacitancia  $C_{max}$  tiene el mismo comportamiento que las constantes

a.

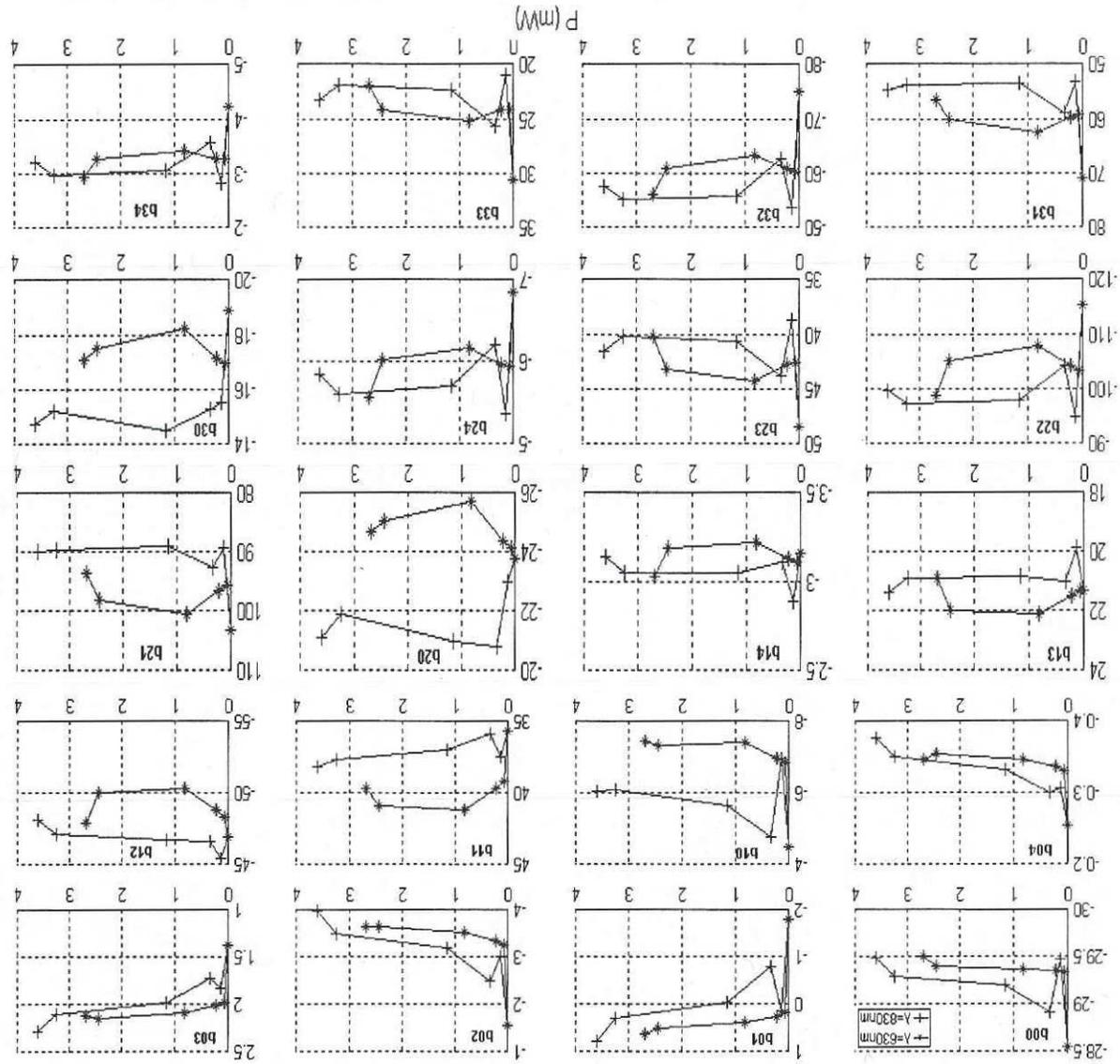
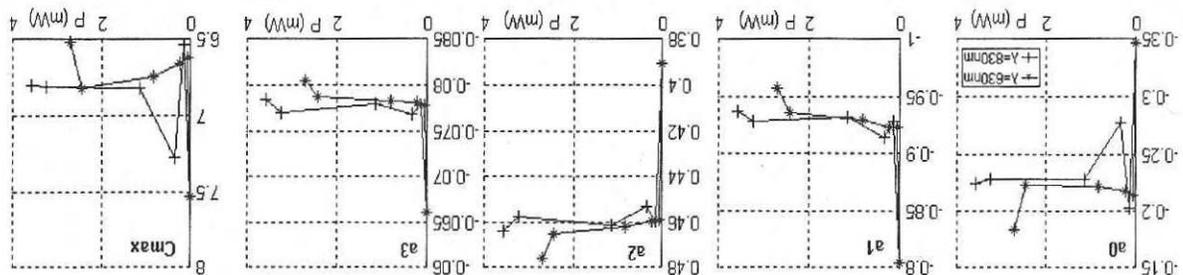


Figura 94. Constantes  $b_{ij}$  del modelo de Loo Yau para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$  nm y  $\lambda=830$  nm) del transistor de GaAs

**Figura 95. Constantes  $a_{ij}$  y  $C_{max}$  del modelo de Loo Yau para diferentes potencias ópticas y longitudes de onda ( $\lambda=630$  nm y  $\lambda=830$  nm) del transistor de GaAs.**



La figura 96 muestra la capacitancia  $C_{GD}$  en función de  $V_{DS}$  modelada sin

iluminación y con iluminación para  $\lambda=830$ nm con una potencia óptica de 3.6mW y

para  $\lambda=630$ nm con una potencia óptica de 2.71mW. Como se puede observar,  $C_{GD}$  no

cambia con la iluminación por lo que el error de ajuste del modelo es semejante con y sin

iluminación. El error mayor se obtiene para  $V_{DS}$  pequeños y conforme  $V_{DS}$  aumenta este

error disminuye considerablemente. El modelo tiene un promedio de error de 0.35fF sin

iluminación 0.46fF para  $\lambda=630$ nm y 0.55fF para  $\lambda=830$ nm. Por lo que el mejor ajuste se

realizo sin iluminación, sin embargo, comparando las magnitudes del error, se puede decir

que el modelo se desempeña bien para los tres casos estudiados. La figura 97 muestra la

capacitancia  $C_{GD}$  modelada sin iluminación y con iluminación para  $\lambda=830$ nm con una

potencia óptica de 3.6mW y para  $\lambda=630$ nm con una potencia óptica de 2.71mW. El

comportamiento del modelo es semejante al de  $C_{GS}$ , donde los mayores errores del modelo

se presentan para  $V_{DS}$  pequeños y  $V_{GS}$  cerca de 0 volts. El modelo tiene en promedio un

error de 0.31fF sin iluminación, de 0.4fF para  $\lambda=630$ nm y de 0.38fF para  $\lambda=830$ nm. En

general, el modelo ajustó bastante bien a los datos tanto sin iluminación como con

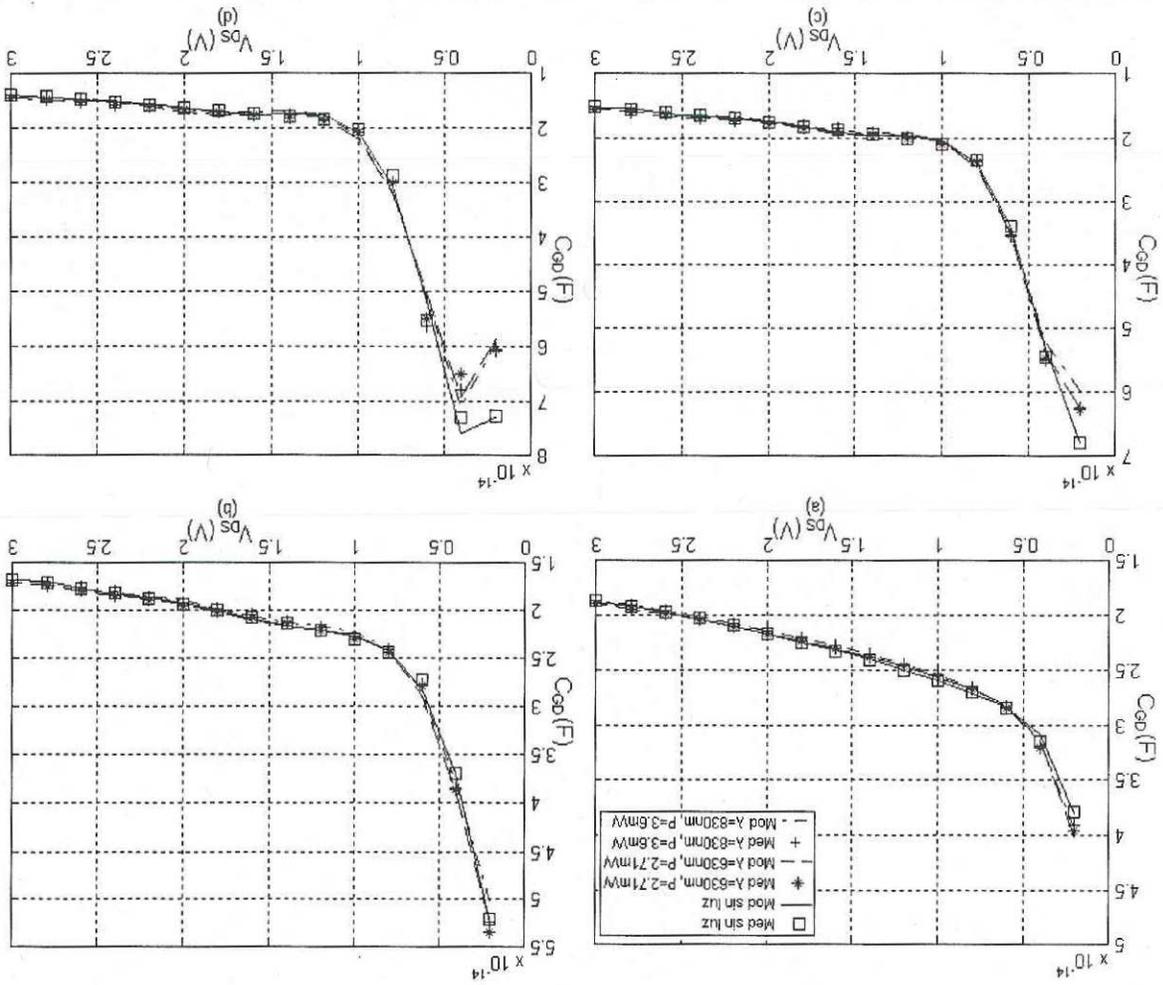
iluminación. La diferencia de errores es normal para cualquier modelo ya que son

diferentes datos los que se ajustan, pero aun así los errores fueron semejantes.

En la figura 98 se muestra el comportamiento de los modelos de la capacitancia  $C_{GS}$  con iluminación monocromática para los 2 transistores estudiados. Se puede observar que el mejor ajuste de las capacitancias  $C_{GS}$ , fue para el transistor de InP. Se observa además, que el mayor error de ajuste del modelo fue en función de  $V_{DS}$ , y que modelo presentó un poco más de problemas para ajustar los datos con la iluminación de  $\lambda=830nm$ .

### V.6 Promedios de error para los transistores PHEMT's

Figura 96. Modelado de  $C_{GD}$  en función de  $V_{DS}$  del transistor de GaAs. (a)  $V_{GS} = -0.6$  volts. (b)  $V_{GS} = -0.4$  volts. (c)  $V_{GS} = -0.2$  volts. (d)  $V_{GS} = 0$  volts.



En la figura 99 se puede notar que para el transistor de InP, el ajuste del modelo fue similar tanto sin iluminación como con iluminación. En cambio el transistor de GaAs presentó mejor desempeño para los datos sin iluminación y en función de  $V_{GS}$ .

Figura 97. Modelado de  $C_{GD}$  en función de  $V_{GS}$  del transistor de GaAs. (a)  $V_{DS} = 0.5$  volts. (b)  $V_{DS} = 1.4$  volt. (c)  $V_{DS} = 2$  volts. (d)  $V_{DS} = 3$  volt.

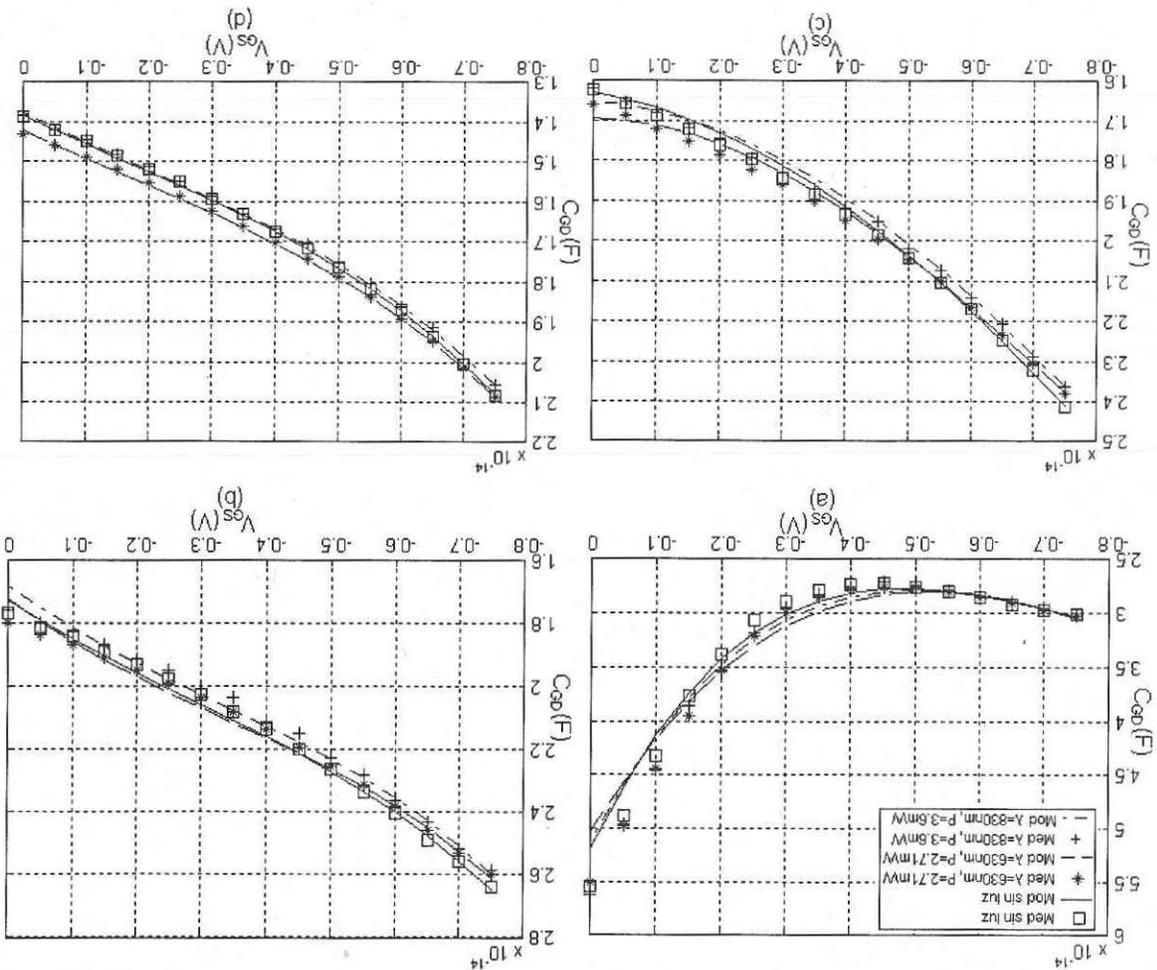


Figura 99. Promedio de error de la capacitancia  $C_{GD}$  de los transistores PHEMT's

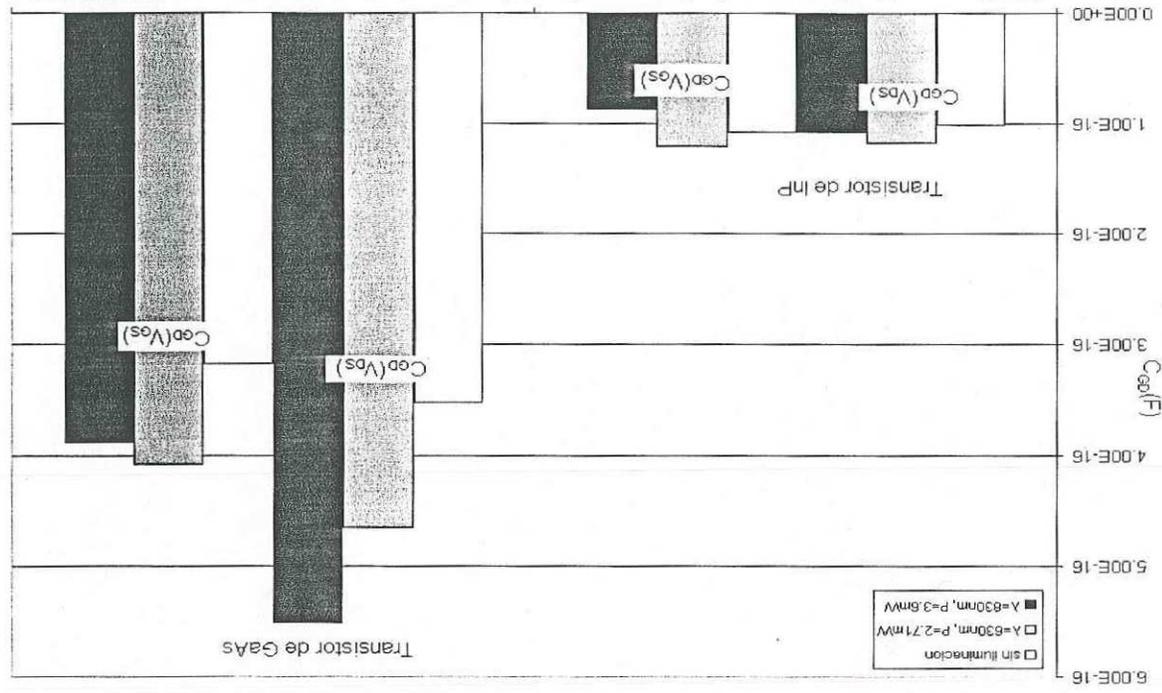
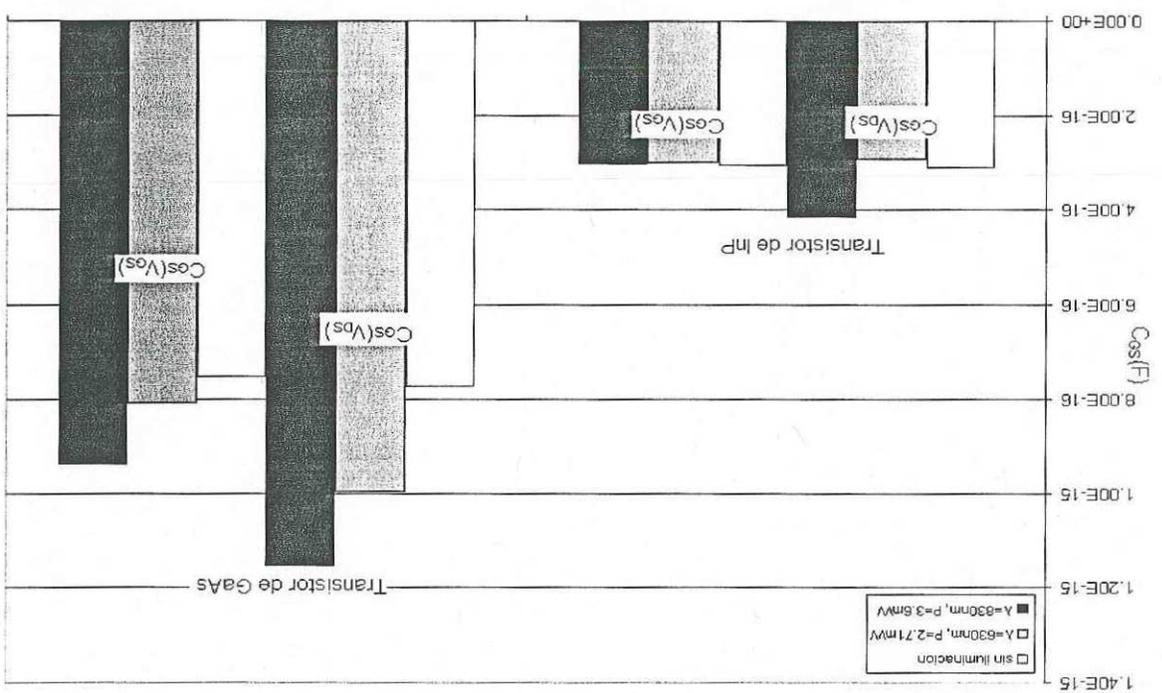


Figura 98. Promedio de error de la capacitancia  $C_{GS}$  de los transistores PHEMT's



## V.7 Conclusiones

- El ajuste de los modelos no-lineales de corriente estudiados presentan los mayores errores en la transición de la región ohmica-saturación y en la región cerca de la ruptura.
- El modelo de Chen fue el más eficaz en el ajuste de las características tanto sin iluminación como con iluminación.
- El modelo de Angelov presenta mayor dificultad para la predicción de las curvas  $G_M$  en transistor de GaAs.
- El modelo de Loo ajusto satisfactoriamente las capacitancias tanto con iluminación como sin iluminación.

## VI Análisis del los modelos no-lineales utilizando la técnica de balance armónico

En este capítulo se realiza la evaluación de los modelos no-lineales estudiados con anterioridad por medio de la simulación en gran señal utilizando la herramienta de simulación de balance armónico implementado en el software ADS- Advanced Design System [Anón 1, 2002]. La herramienta de balance armónico tiene una gran versatilidad y eficiencia en el análisis en gran señal de amplificadores, mezcladores y osciladores; por lo que su utilización es ideal para nuestro estudio.

### VI.1 Simulación en gran señal del transistor PHEMT de InP

Después de haber ajustado los modelos no lineales a los parámetros S del transistor PHEMT de InP, ahora procederemos a evaluar su comportamiento bajo el régimen de gran señal utilizando la técnica de balance armónico implementada en el software ADS. Las polarizaciones que se utilizaron son  $V_{DS}$  igual a 0.7 volts,  $V_{GS}$  -0.3 volts y a una frecuencia fija de 20 GHz. A continuación se presentan los resultados del análisis empleando ADS y los diferentes modelos estudiados Currice [Currice *et al.*, 1985], Angelov [Angelov, *et al.*, 1992] y Chen [Chen *et al.*, 1998].

#### VI.1.1 Evaluación del modelo de Currice cúbico

En la figura 100 se muestra el desempeño del modelo de Currice cúbico sin iluminación y con iluminación bajo el régimen de gran señal. La figura 100(a) muestra las

curvas modeladas de la potencia de salida contra la potencia de entrada en un rango de -30 dBm a 0 dBm para las condiciones sin iluminación y con iluminación. En la figura 100(b) se muestran las curvas de potencia de salida contra la potencia de entrada de la fundamental y la tercera armónica. La figura 100(a) presenta diferentes potencias de salida con y sin iluminación, donde claramente se observa que esta diferencia se debe a que el transistor tiene mayor ganancia sin iluminación, razón por la cual a la hora de evaluarlo en gran señal se tiene una potencia de salida mayor. La potencia máxima alcanzada para el modelo sin iluminación es de 4.65dBm, para  $\lambda=630\text{nm}$  es de 4.35dBm y para  $\lambda=830\text{nm}$  es de 4.1dBm. En la figura 100(b) se muestran las armónicas de tercer orden generadas tanto con iluminación como sin iluminación.

Para poder tener una visión más clara del punto de compresión de 1dB, se presenta la ganancia del transistor con y sin iluminación contra la potencia en un rango de -30 dBm a 0 dBm. La figura 101(a) muestra la ganancia y la potencia de salida contra potencia de entrada para el modelo sin iluminación, La figura 101(b) muestra la ganancia y la potencia de salida contra potencia de entrada con una iluminación de  $\lambda=830\text{nm}$ , y la figura 101(c) muestra las mismas características con una iluminación de  $\lambda=630\text{nm}$ . Las gráficas muestran claramente el punto de compresión de 1 dB, donde este punto es ligeramente diferente para el modelo con y sin iluminación. Esta diferencia se puede observar más claramente en la figura 102. En la figura 101 se puede notar el punto de compresión de 1dB, el cual difiere un poco para los tres modelos analizados. En la figura 102 se observa claramente que la ganancia es mayor para el modelo sin luz. El transistor alcanza el punto de

compresión de 1dB cuando la potencia de entrada es de -7.0dBm para el modelado del transistor sin iluminación, -7.4dBm para  $\lambda=630\text{nm}$  y -6.8dBm para  $\lambda=830\text{nm}$ .

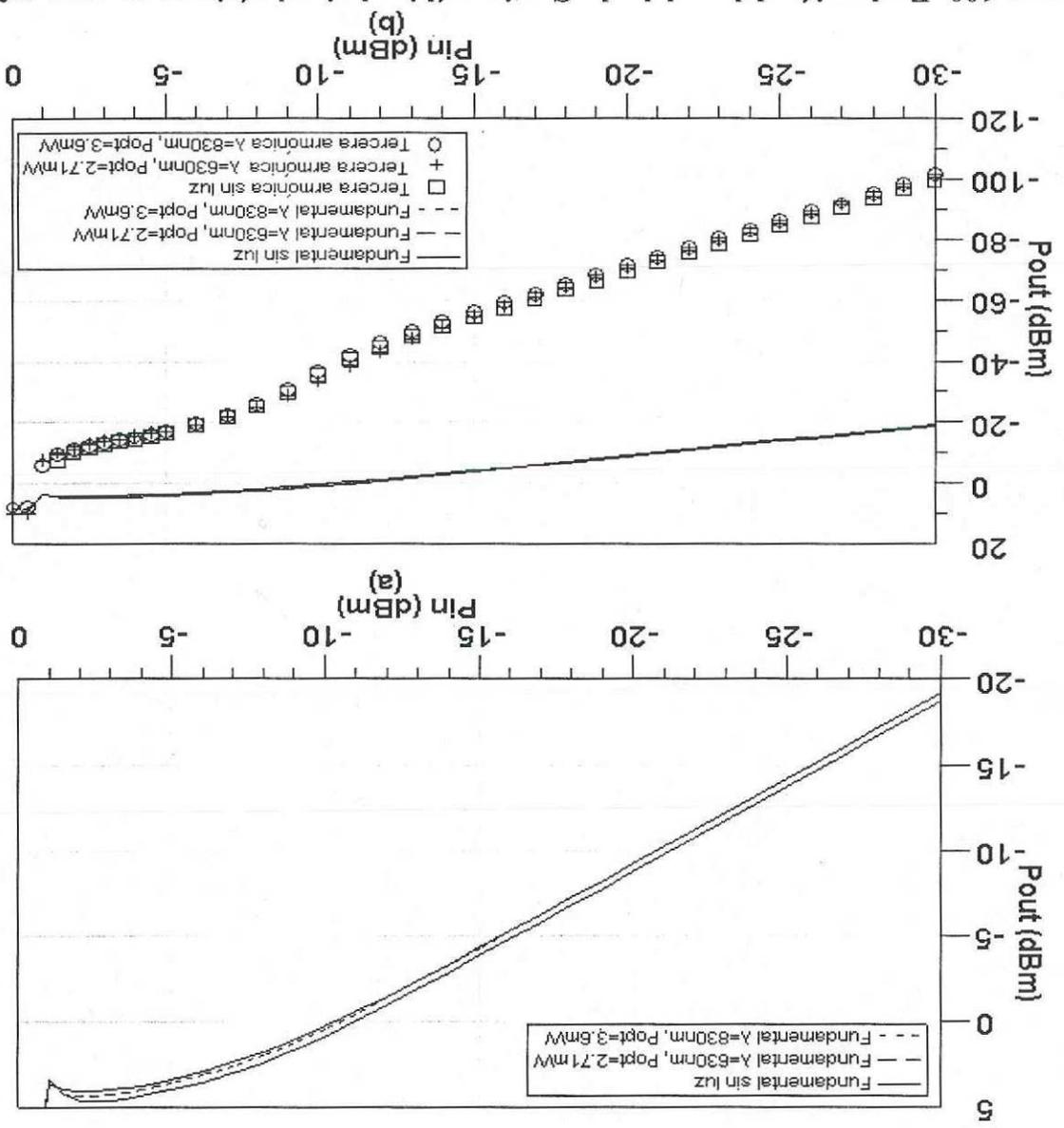


Figura 100. Evaluación del modelo de Curcice cúbico bajo el régimen en gran señal con y sin iluminación del transistor de InP. (a) Potencia de salida vs. potencia de entrada. (b) Potencia de la fundamental y la tercera armónica.

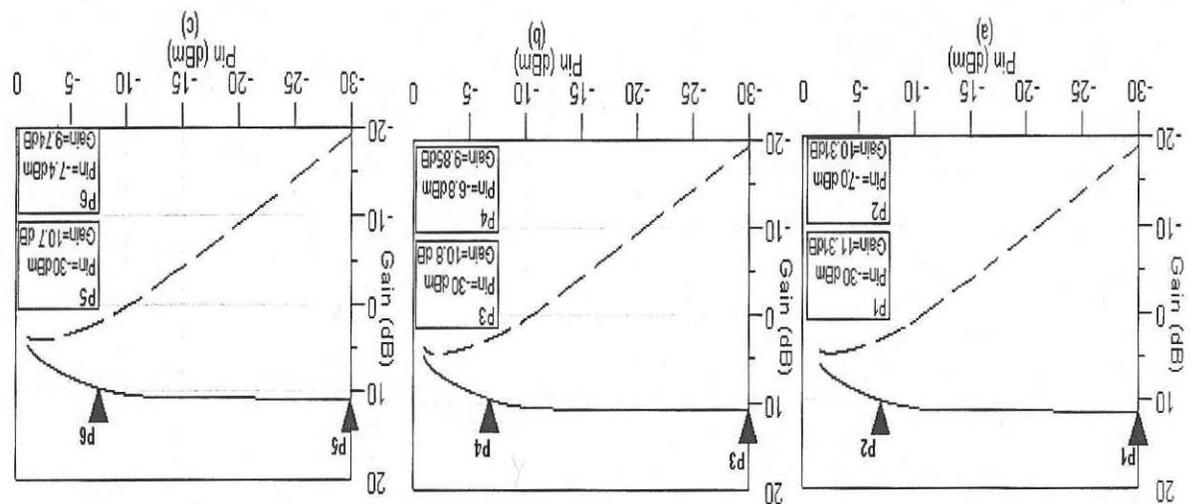


Figura 101. Ganancia (línea continua) y potencia de salida (línea punteada) del transistor de InP utilizando el modelo de Curtice. (a) Sin iluminación. (b)  $\lambda=830\text{nm}$ . (c)  $\lambda=630\text{nm}$ .

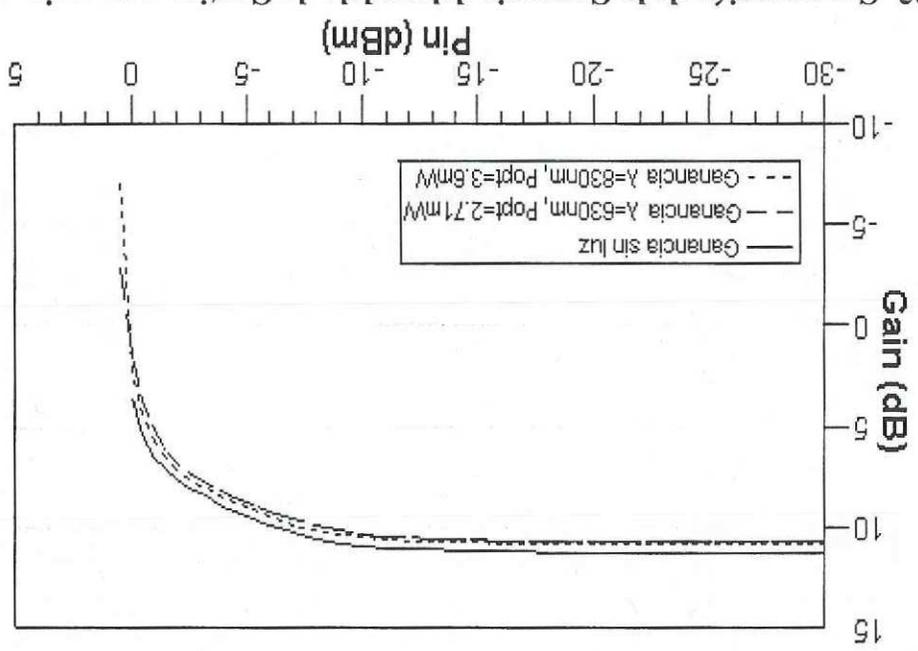


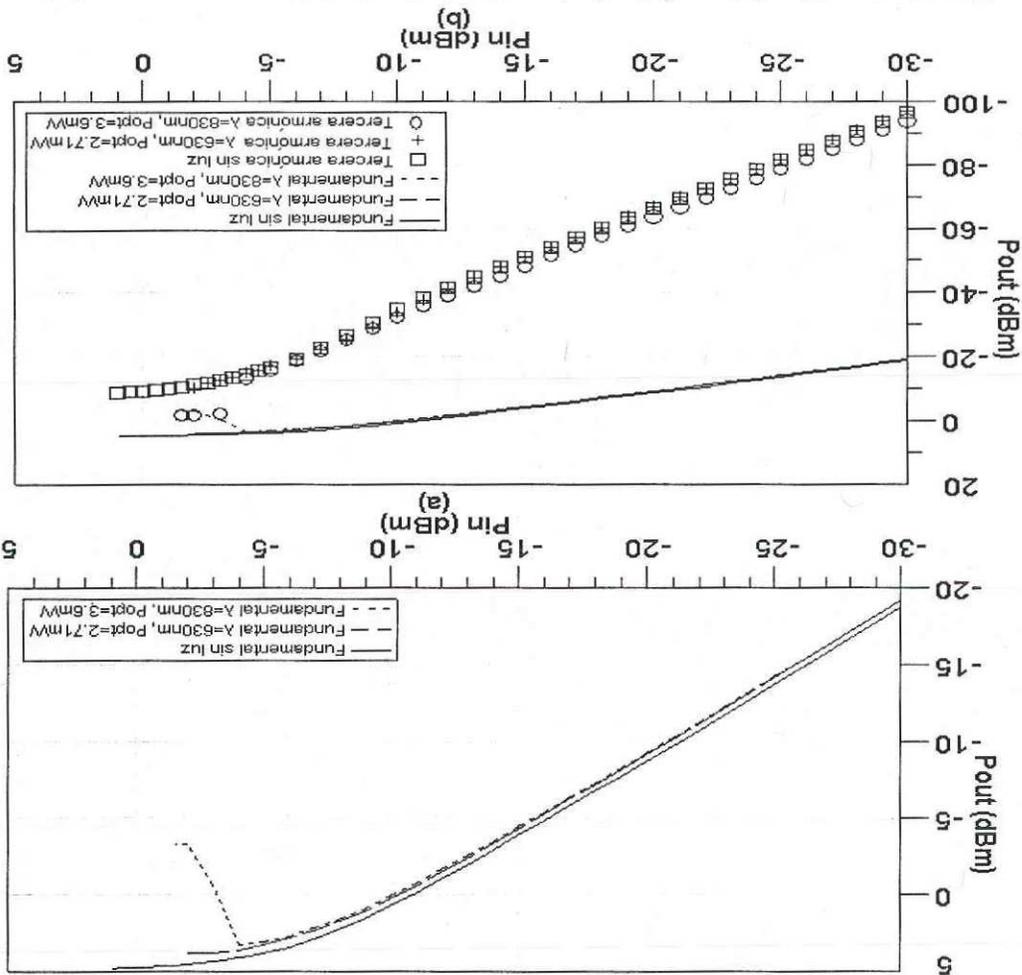
Figura 102. Comparación de la Ganancia del modelo de Curtice con y sin iluminación para el transistor de InP.

## VI.1.2 Evaluación del modelo de Angelov

En la figura 103 se muestra el desempeño del modelo Angelov (*Angelov et al.*, 1992) sin iluminación y con iluminación bajo el régimen de gran señal. La figura 103(a) muestra las curvas modeladas de la potencia de salida contra la potencia de entrada en un rango de -30 dBm a 0 dBm para las condiciones sin iluminación y con iluminación. En la figura 103(b) se muestran las curvas de potencia de salida contra la potencia de entrada de la fundamental y la tercera armónica. Como se observa en la figura 103(a) el modelo predice una potencia de salida mayor cuando el transistor no está iluminado. La máxima potencia de salida fue de 4.5dBm sin iluminación, 3.8dBm para  $\lambda=630\text{nm}$  y de 3.3dBm para  $\lambda=830\text{nm}$ . En la figura 103(b) se observa el comportamiento de la tercera armónica en función de la potencia de entrada para diferentes longitudes de onda. Se observa que para potencias de entrada pequeñas la tercera armónica es mayor cuando se ilumina con  $\lambda=830\text{nm}$  que cuando se ilumina con  $\lambda=630\text{nm}$ .

Para poder tener una visión más clara del punto de compresión de 1dB, a continuación se presenta la ganancia del transistor con y sin iluminación contra la potencia en un rango de -30 dBm a 0 dBm. La figura 104(a) muestra la ganancia contra la potencia de entrada y la potencia de salida contra la potencia de entrada para el modelo sin iluminación. La figura 104(b) muestra la ganancia y la potencia de salida contra la potencia de entrada del modelo para una iluminación de  $\lambda=830\text{nm}$ , y la figura 104(c) muestra la ganancia y la potencia de salida contra la potencia de entrada para una iluminación de  $\lambda=630\text{nm}$ . Las gráficas muestran el punto de compresión de 1dB, el cual es ligeramente diferente para el modelo con iluminación del que no tiene iluminación. Esta diferencia se

Figura 103. Evaluación del modelo de Angelov bajo el régimen en gran señal con y sin iluminación del transistor de InP. (a) Potencia de salida contra potencia de entrada. (b) Potencia de salida de la fundamental y la tercera armónica.



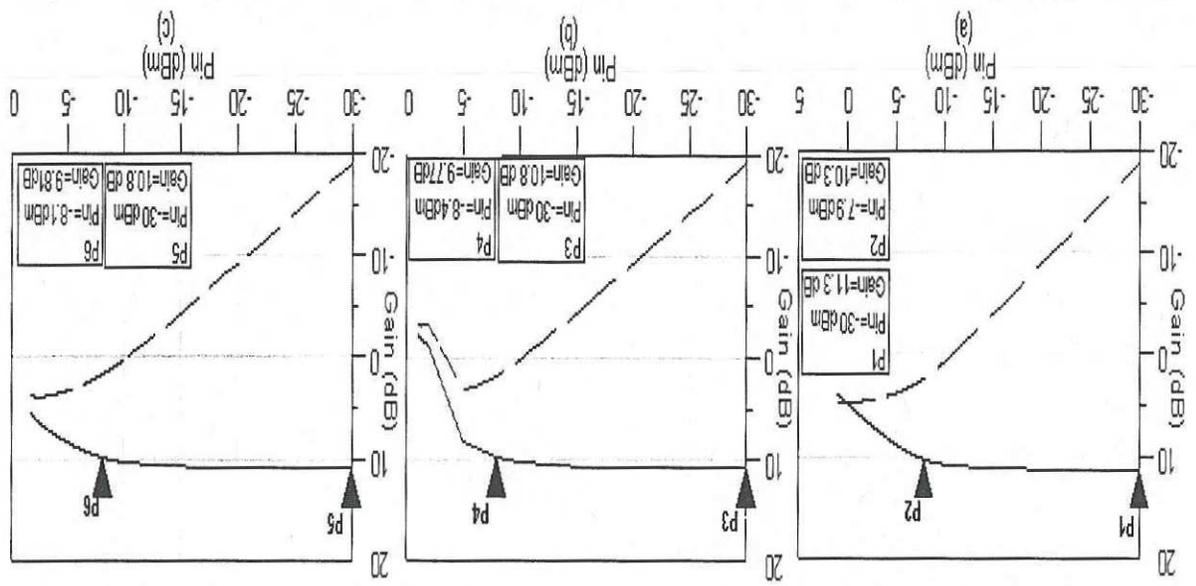


Figura 104. Ganancia contra potencia (línea continua) y potencia de salida (línea punteada) del transistor de InP utilizando el modelo de Angelov. (a) Sin iluminación, (b)  $\lambda=830\text{nm}$ , (c)  $\lambda=630\text{nm}$ .

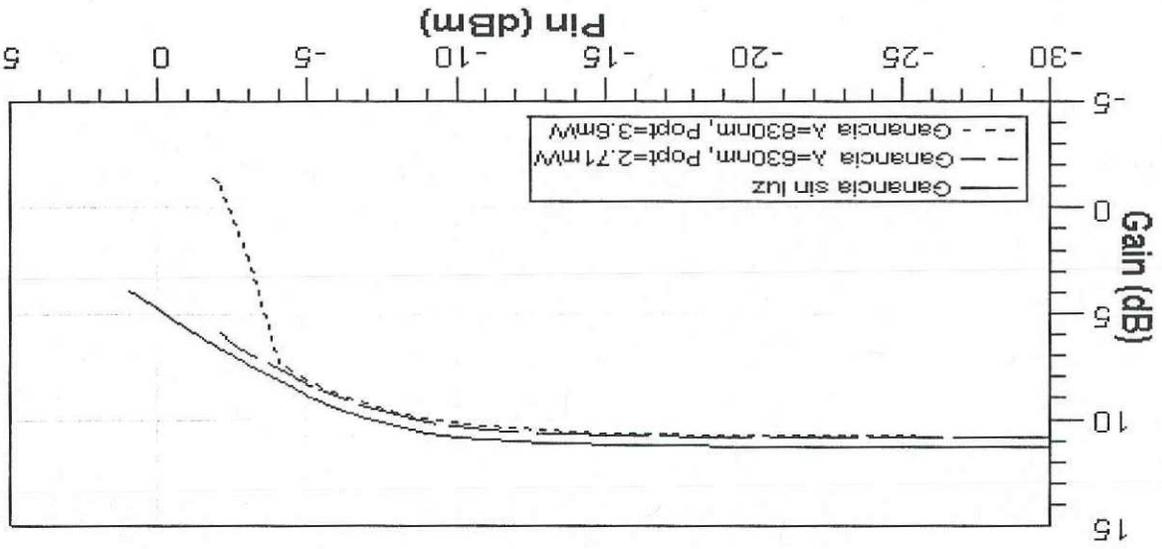


Figura 105. Comparación de la Ganancia del modelo de Angelov sin y con iluminación del transistor de InP.

### VI.1.3 Evaluación del modelo de Chen

En la figura 106, se muestra el desempeño del modelo de Chen sin iluminación y con iluminación bajo el régimen de gran señal. La figura 106(a) muestra las curvas modeladas de la potencia de salida contra la potencia de entrada en un rango de -30 dBm con 0 dBm bajo condiciones sin iluminación y con iluminación. En la figura 106(b) se muestran las curvas de potencia de salida de la fundamental y la tercera armónica. En la figura 106(a) se observa que la potencia de salida no cambia con la longitud de onda, en cambio sin iluminación la potencia es un poco mayor, siendo esta diferencia más notoria para una potencia de entrada entre -10dBm y -2dBm. La potencia máxima sin iluminación resultó de 3.8dBm, con iluminación para  $\lambda=630\text{nm}$  de 3.2dBm y para  $\lambda=830\text{nm}$  de 3.1dBm. En la figura 106(b) se presentan las armónicas de tercer orden con y sin iluminación.

Para poder tener una visión más clara del punto de compresión de 1dB, a continuación se presenta la ganancia del transistor con y sin iluminación en función de la potencia de entrada en un rango de -30 dBm a 0 dBm. La figura 107(a) muestra la ganancia y la potencia de salida contra el modelo sin iluminación. La figura 107(b) muestra la ganancia y la potencia de salida del modelo contra la potencia de entrada para una iluminación con  $\lambda=830\text{nm}$ , y la figura 107(c) muestra la ganancia y la potencia de salida contra la potencia de entrada para una iluminación con  $\lambda=630\text{nm}$ . Las gráficas muestran claramente el punto de compresión de un dB, el cual es ligeramente diferente entre las condiciones con y sin iluminación. Esta diferencia se nota más claramente en la figura 107 se muestra que la compresión de la ganancia a 1dB obtenida con el modelo de Chen, es de -7.4dBm sin iluminación, -7.8dBm para

del modelo se presenta para los datos sin iluminación. Claramente se vuelve a observar que la ganancia mayor  $\lambda=630\text{nm}$  y de  $-8.0$  para  $\lambda=830\text{nm}$ . Potencia de salida de la fundamental y la tercera armónica.

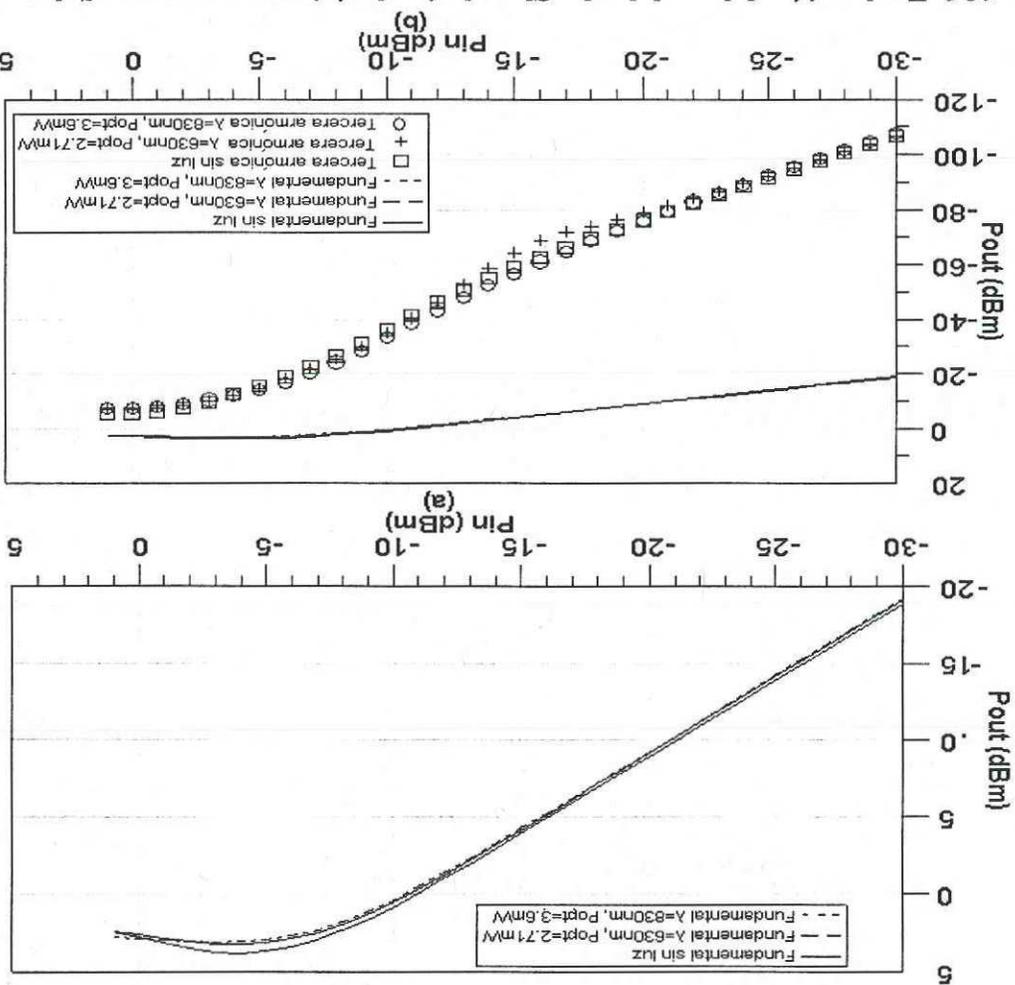


Figura 106. Evaluación del modelo de Chen bajo el régimen en gran señal con y sin iluminación del transistor de InP. (a) Potencia de salida contra potencia de entrada. (b) Potencia de salida de la fundamental y la tercera armónica.

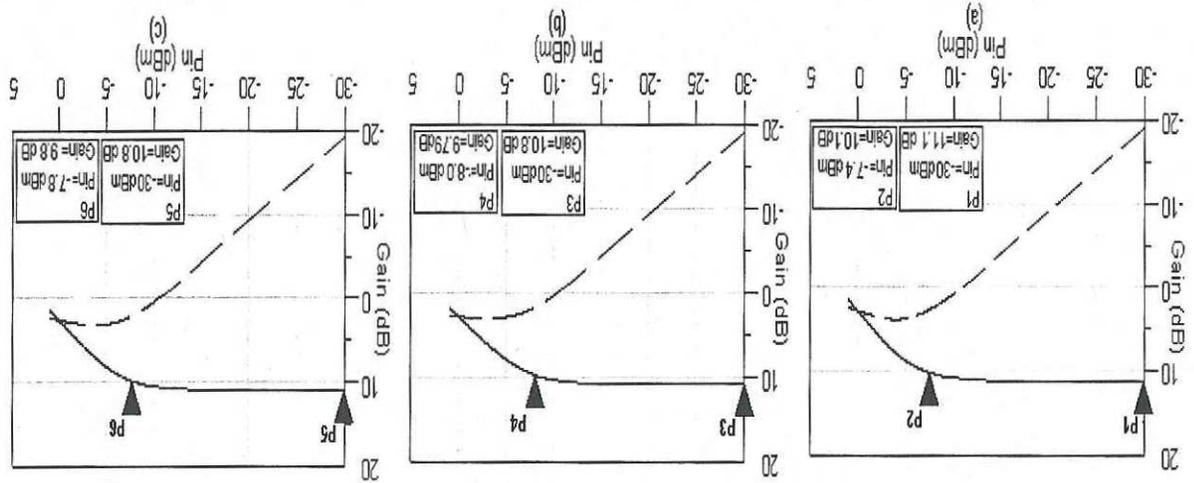


Figura 107. Ganancia contra potencia (línea continua) y potencia de salida contra potencia de entrada (línea punteada) del transistor de InP utilizando el modelo de Chen. (a) Sin iluminación, (b)  $\lambda=830\text{nm}$  y (c)  $\lambda=830\text{nm}$ .

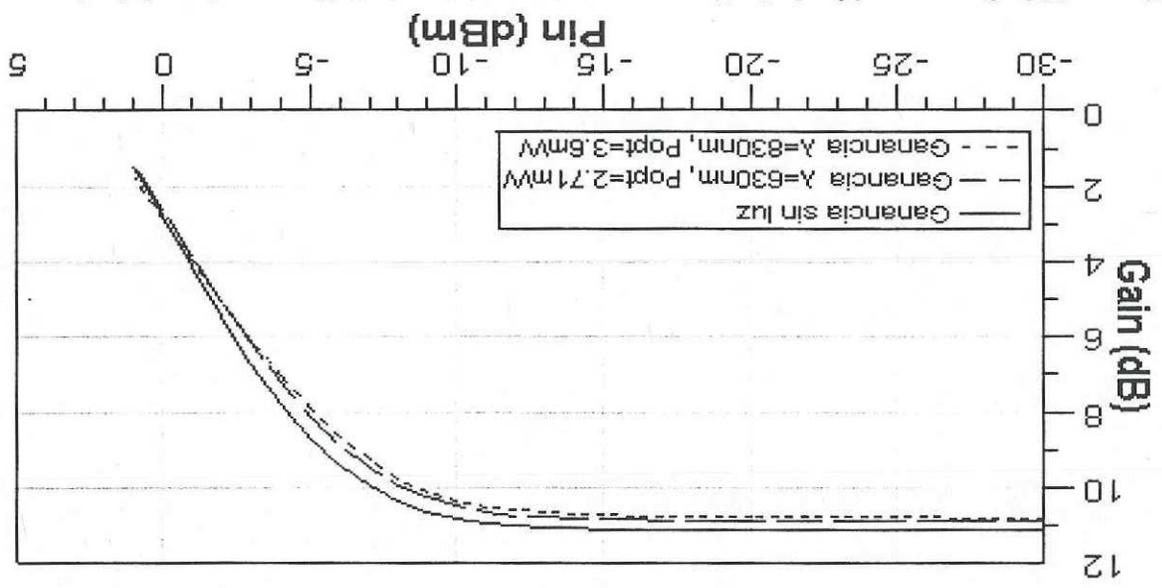


Figura 108. Comparación de la Ganancia del transistor de InP para el modelo de Chen con y sin iluminación.

## VI.2 Simulación en gran señal del transistor PHEMT de GaAs

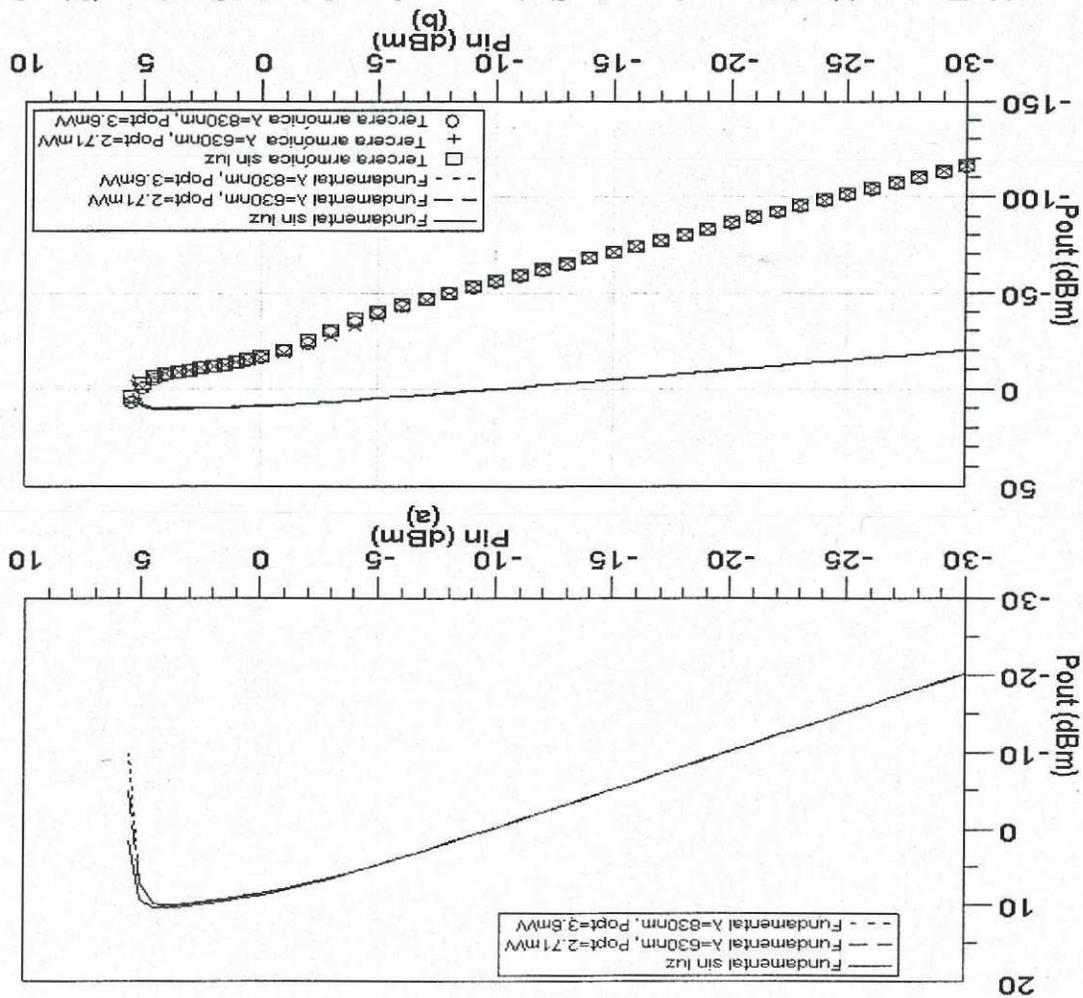
Después de haber ajustado los modelos no lineales a los parámetros S del transistor PHEMT de GaAs, ahora se procede a evaluar el comportamiento de los modelos estudiados bajo el régimen de gran señal, utilizando la técnica de balance armónico implementada en el software ADS. Las polarizaciones que se utilizaron son  $V_{DS} = 1.8$  volts,  $V_{GS} = -0.4$  volts y a una frecuencia de 20 GHz.

### VI.2.1 Evaluación del modelo de Curtice cúbico

En la figura 109 se muestra el desempeño del modelo de Curtice cúbico sin iluminación y con iluminación bajo el régimen de gran señal. La figura 109(a) muestra las curvas modeladas de la potencia de salida contra la potencia de entrada en un rango de -30 dBm a 0 dBm sin iluminación y con iluminación. En la figura 109(b) se muestran las curvas de potencia de salida de la fundamental y la tercera armónica. Como se puede notar en la figura 109(a), la potencia de salida del modelo sin y con iluminación son semejantes, debido principalmente a que el  $S_{21}$  no cambió con la iluminación. La potencia de salida máxima que predice este modelo es de 10.4 dBm. En la figura 109(b) se observa el comportamiento de la tercera armónica independiente de la iluminación.

En la figura 110(a) se muestra el comportamiento de la ganancia del transistor con y sin iluminación en función de la potencia de entrada en un rango de -30 dBm a 0 dBm. La figura 110(b) muestra la ganancia y la potencia de salida contra la potencia de entrada obtenidas con el modelo para una iluminación de  $\lambda=630\text{nm}$ . La figura 110(c) muestra la ganancia y la potencia de salida contra la potencia de entrada para una iluminación de

Figura 109. Evaluación del transistor de GaAs para el modelo de Curtyce cúbico bajo el régimen en gran señal con y sin iluminación. (a) Potencia de salida contra potencia de entrada. (b) Potencia de salida de la fundamental y la tercera armónica.



$\lambda=830\text{nm}$ . Las gráficas anteriores muestran claramente el punto de compresión de 1dB, el cual es ligeramente diferente para el modelo con iluminación del que no tiene iluminación. Esta diferencia se puede observar más claramente en la figura 111. En la figura 111 se nota que la compresión de la ganancia a 1dB es similar para el transistor con iluminación como sin iluminación. El punto de compresión de 1dB se presenta cuando la potencia de entrada es de  $-0.56\text{dBm}$  para los datos del modelo sin iluminación,  $-1.2\text{dBm}$  para  $\lambda=630\text{nm}$  y  $-0.83\text{dBm}$  para  $\lambda=830\text{nm}$ . Estas pequeñas diferencias se deben a que la ganancia cambia ligeramente a potencias mayores.

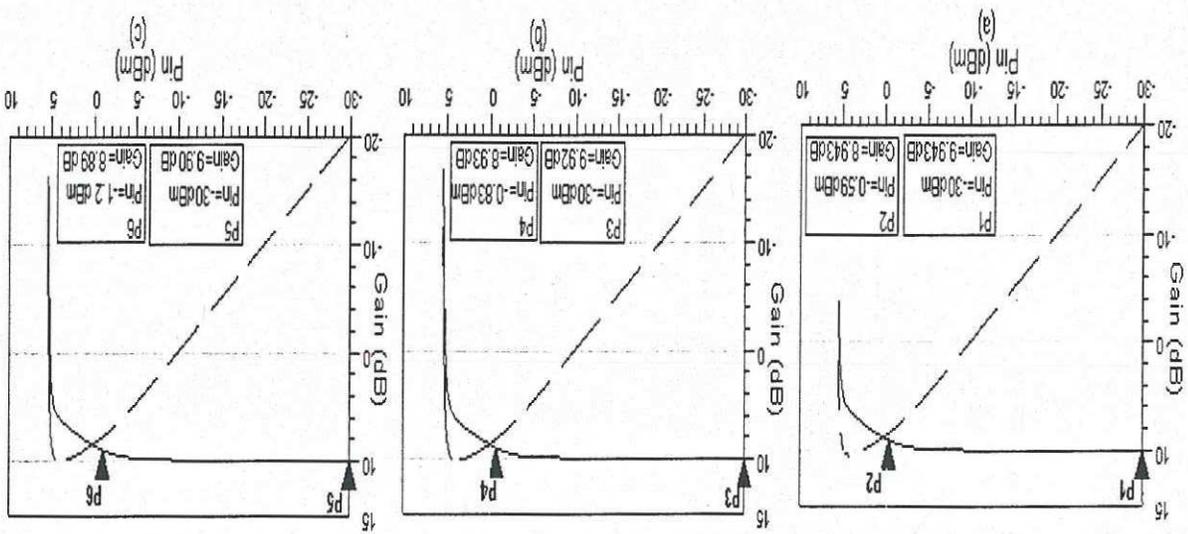
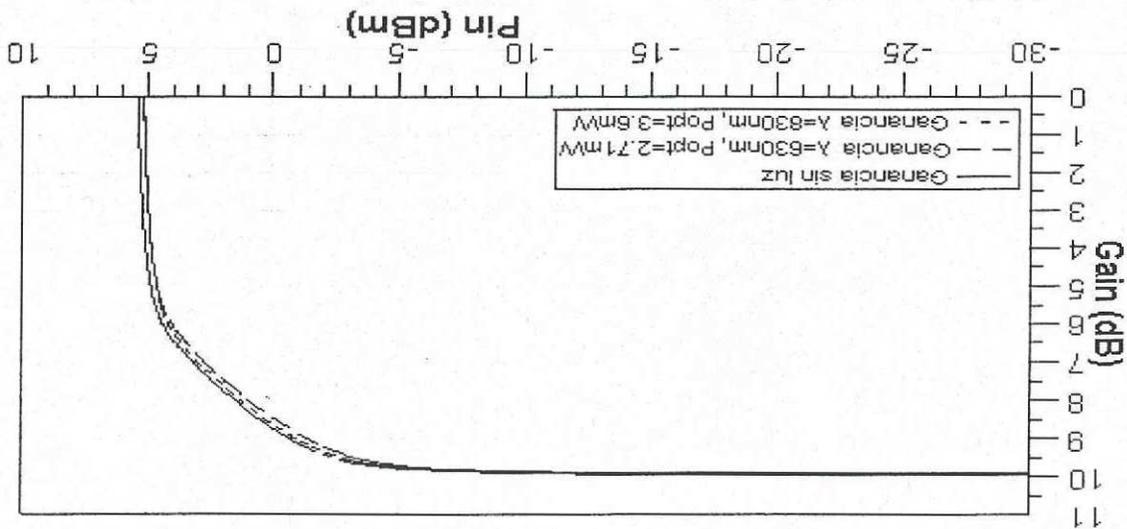


Figura 110. Ganancia (línea continua) y potencia de salida (línea punteada) del transistor de GaAs contra potencia de entrada para el modelo de Curtice. (a) Sin iluminación, (b)  $\lambda=830\text{nm}$  y (c)  $\lambda=630\text{nm}$ .

En la figura 112 se muestra el desempeño del modelo Angelov sin iluminación y con iluminación bajo el régimen de gran señal. La figura 112(a) muestra las curvas modeladas de la potencia de salida contra la potencia de entrada en un rango de -30 dBm a 0 dBm sin iluminación y con iluminación. En la figura 112(b) se muestran las curvas de potencia de salida contra la potencia de entrada de la fundamental y la tercera armónica. Como se puede observar en la figura 112, el mismo fenómeno que se observó en el modelo de Currice cúbico esta ocurriendo para el modelo de Angelov. Se nota que el modelo ajusta con bastante precisión el parámetro  $S_{21}$  a la frecuencia de operación, también a que el  $S_{21}$  no varío con la iluminación y además que la potencia de salida es similar para los tres experimentos la cual es de 11.1 dBm. Esto no sucede con las armónicas de tercer orden donde a potencias bajas la tercera armónica sin iluminación es mayor, pero conforme la potencia aumenta estas tienden a igualarse.

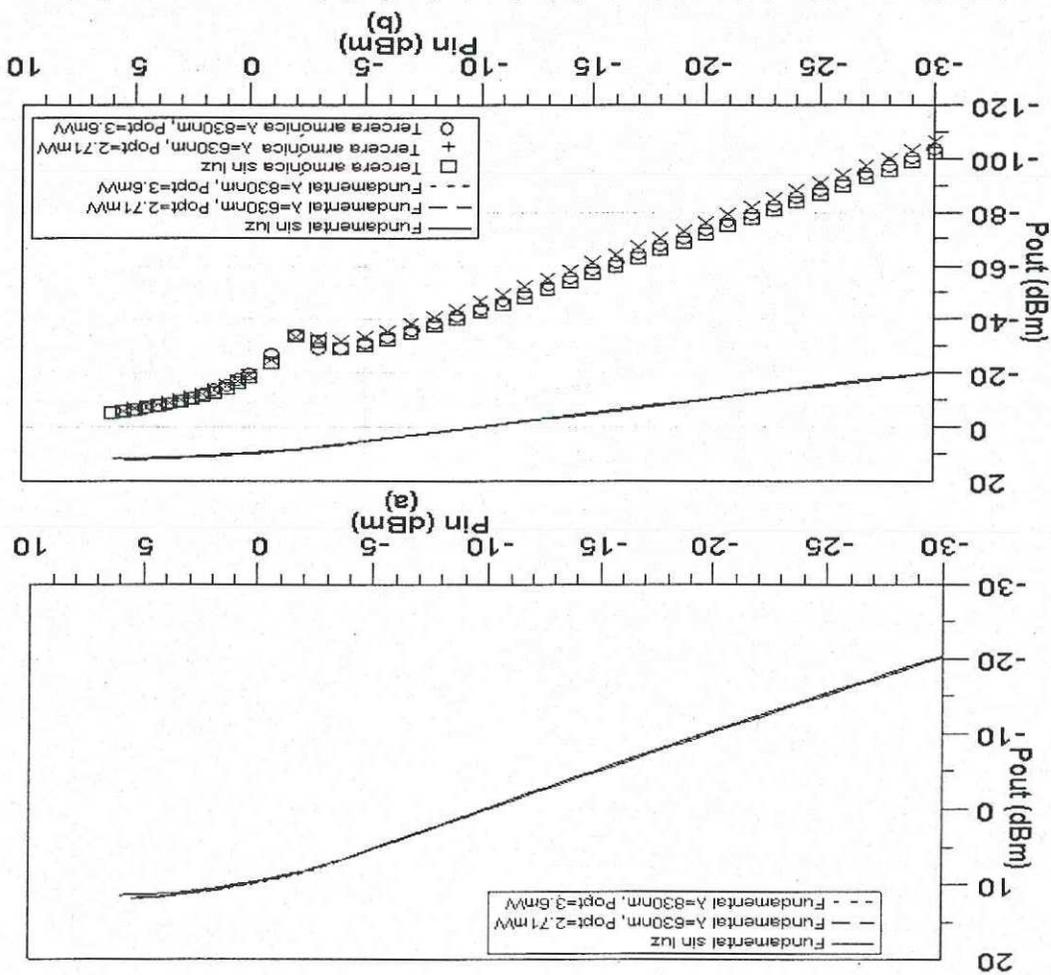
## VI.2.2 Evaluación del modelo de Angelov

Figura 111. Comparación de la Ganancia del modelo Currice contra potencia sin y con iluminación del transistor de GaAs.



A continuación se presenta la ganancia del transistor con y sin iluminación contra la potencia de entrada en un rango de -30 dBm a 0 dBm. La figura 113(a) muestra la ganancia y la potencia de salida para una iluminación de  $\lambda=830\text{nm}$ , y la figura 113(c) muestra la ganancia y la potencia de salida contra la potencia de entrada para una iluminación de  $\lambda=630\text{nm}$ . Las gráficas muestran

Figura 112. Evaluación del modelo de Angelov bajo el régimen en gran señal con y sin iluminación del transistor de GaAs. (a) Potencia de salida contra potencia de entrada. (b) Potencia de salida de la fundamental y la tercera armónica.



claramente el punto de compresión de 1 dB, donde este punto es ligeramente diferente para el modelo con iluminación del que no tiene iluminación. Esta diferencia se puede observar más claramente en la figura 114. En la figura 113 se nota que la ganancia en el punto de compresión de 1dB difiere ligeramente para las dos condiciones (con iluminación y sin iluminación). Esta diferencia se nota más ampliamente en la figura 114, donde la mayor ganancia ocurre cuando  $\lambda=630\text{nm}$ . Debido a esto, el punto de compresión de 1dB cambia, teniéndose que para los datos sin iluminación se presenta a una potencia de entrada de 1.79dBm, para  $\lambda=630\text{nm}$  es de 1.79dBm y de 2.2dBm para  $\lambda=830\text{nm}$ . Estas pequeñas diferencias se deben a que la ganancia cambia un poco, debido principalmente al grado de ajuste del  $S_{21}$  del modelo. Este modelo presenta una especie de joroba a potencias cercanas al punto de compresión. Este efecto se atribuye a una deficiencia del ajuste de las curvas I-V del modelo de Angelov, las cuales no ajustan de manera satisfactoria en todos los puntos de polarización.

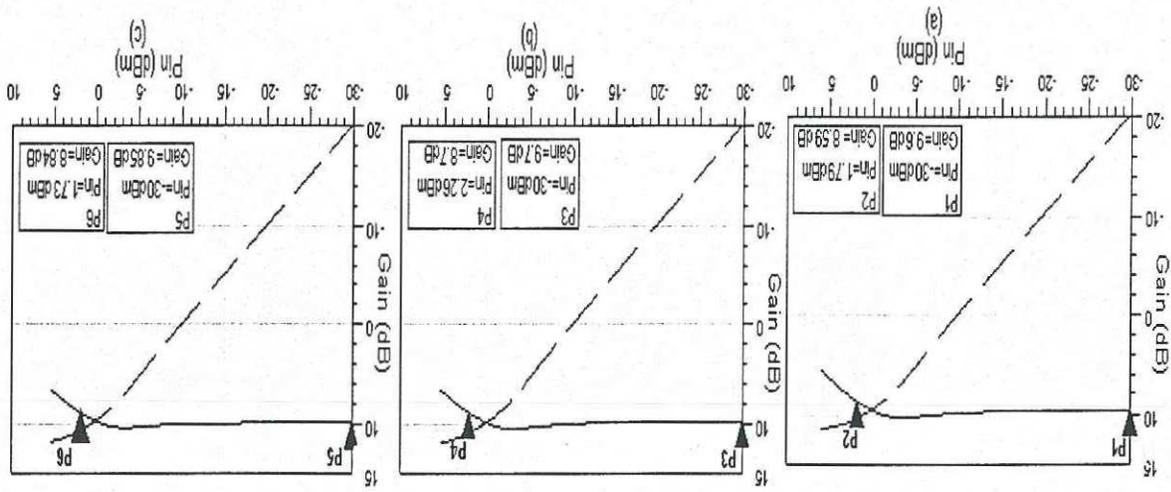
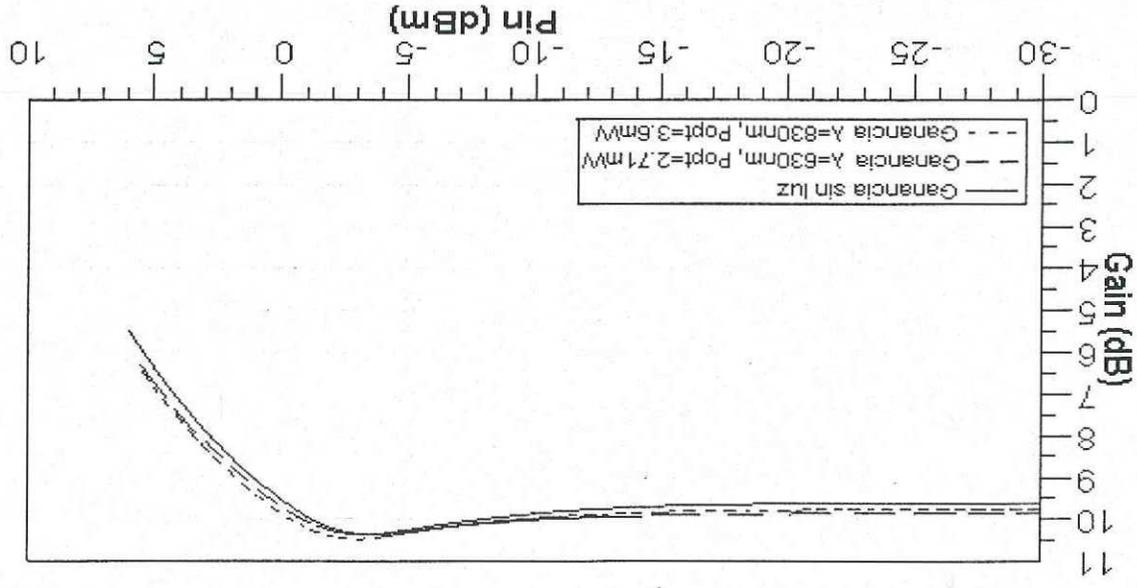


Figura 113. Ganancia contra potencia (línea continua) y potencia de salida contra potencia de entrada (línea punteada) del transistor de GaAs utilizando el modelo de Angelov. (a) Sin iluminación, (b)  $\lambda=830\text{nm}$  y (c)  $\lambda=630\text{nm}$ .

En la figura 115 se muestra el desempeño del modelo de Chen sin iluminación y con iluminación, bajo el régimen de gran señal. La figura 115(a) muestra las curvas modeladas de la potencia de salida contra la potencia de entrada en un rango de -30 dBm a 0 dBm sin iluminación y con iluminación. En la figura 115(b) se muestran las curvas de potencia de salida de la fundamental y la tercera armónica. Como se puede notar en la figura 115(a), la potencia de salida del modelo sin y con iluminación son semejantes, debido principalmente a que el  $S_{21}$  no cambió con la iluminación. La potencia de salida máxima obtenida con este modelo es de 11.2 dBm. En la figura 115(b) se muestra el comportamiento de la tercera armónica, la cual es independiente de la iluminación. Solo existe una pequeña diferencia en la de  $\lambda=630\text{nm}$  entre las potencias de entrada de -10dBm a -3dBm y después tienden a ser iguales.

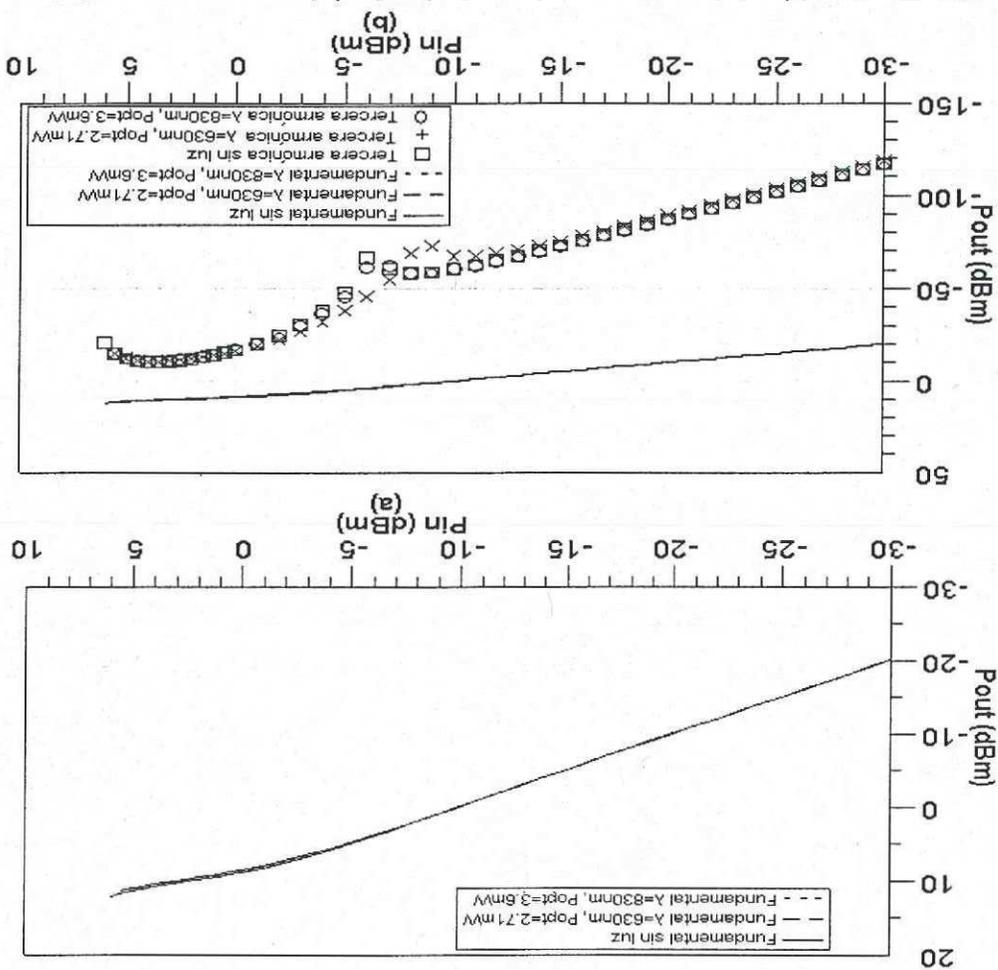
### VI.2.3 Evaluación del modelo de Chen

Figura 114. Comparación de la Ganancia contra potencia del modelo de Angelov sin y con iluminación para el transistor de GaAs



La figura 116(a) muestra la ganancia y la potencia de salida contra la potencia de entrada modelada sin iluminación. La figura 116(b) muestra la ganancia y la potencia de salida contra la potencia de entrada modelada para una iluminación de  $\lambda=630\text{nm}$ , y la figura 116(c) muestra la ganancia y la potencia de salida contra la potencia de entrada modelada para una iluminación de  $\lambda=830\text{nm}$ . Las gráficas muestran claramente el punto de compresión de 1 dB, el cual es ligeramente diferente para el modelo con iluminación del no

Figura 115. Evaluación del modelo de Chen bajo el régimen en gran señal con y sin iluminación del transistor de GaAs. (a) Potencia de salida vs. potencia de entrada. (b) Potencia de salida de la fundamental y la tercera armónica.



iluminado. Esta diferencia se puede notar más claramente en la figura 117. En la figura 117 se nota que la ganancia en el punto de compresión de 1dB no varía con la iluminación. El punto de compresión de 1dB se presenta cuando la potencia de entrada es de -0.23dBm para los datos del modelo sin iluminación, -0.89dBm para  $\lambda=630\text{nm}$  y -0.34dBm  $\lambda=830\text{nm}$ . Estas pequeñas diferencias se deben a que la ganancia cambia un poco a potencias mayores.

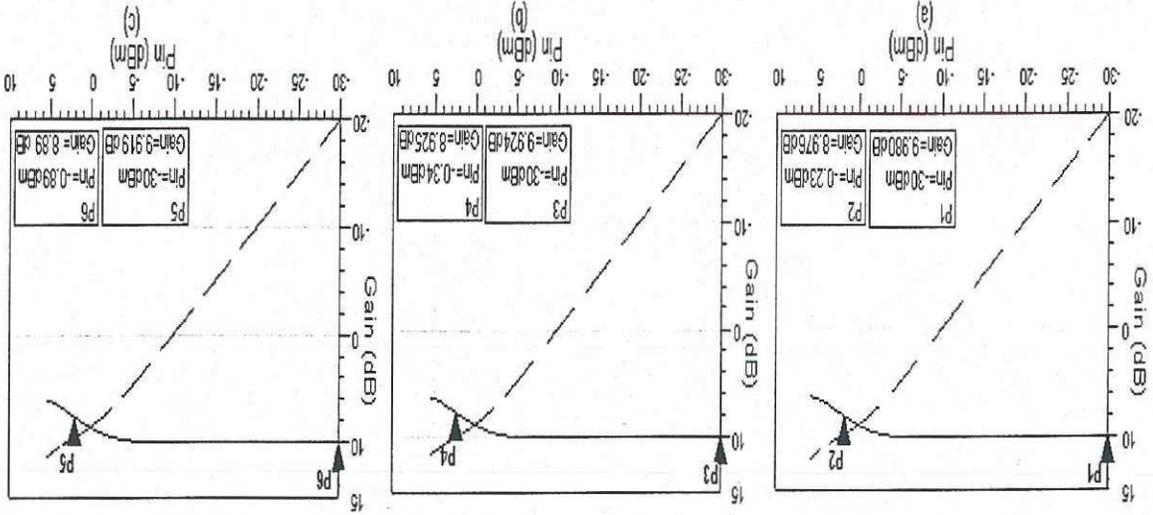


Figura 116. Ganancia contra potencia (línea continua) y potencia de salida contra potencia de entrada (línea punteada) del transistor de GaAs utilizando el modelo de Chen. (a) Sin iluminación, (b)  $\lambda=630\text{nm}$  y (c)  $\lambda=830\text{nm}$ .

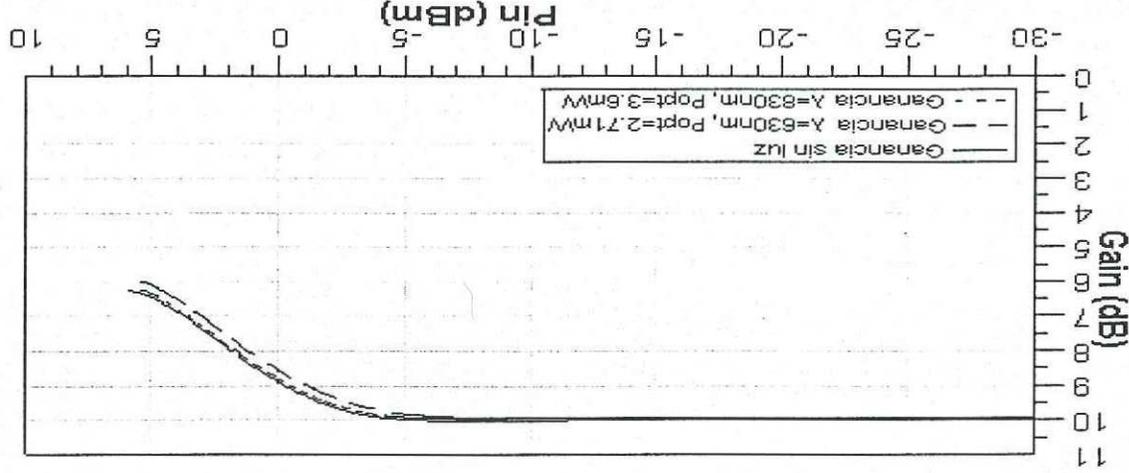


Figura 117. Comparación de la Ganancia contra potencia con y sin iluminación, del transistor de GaAs utilizando el modelo de Chen.

### VI.3 Conclusiones

- La potencia de salida predicha por los tres modelos fue similar tanto con iluminación como sin iluminación para bajas potencias.
- Para altas potencias de entrada los modelos presentan divergencia tanto con iluminación como sin iluminación
- Se observó que la predicción de la ganancia a potencias de entrada altas , existe una diferencia de la ganancia en los tres modelos

## VII Conclusiones generales

### VII.1 Conclusiones

- Los modelos no lineales de Curtice cúbico y Chen son más eficaces para el modelado de la corriente  $I_{DS}$  del transistor bajo iluminación tanto para los transistores InP y GaAs. Los PHEMT's de InP y GaAs son sensibles a la iluminación para las dos longitudes de ondas estudiadas.
- El modelo de Loo Yau es eficaz para modelar las capacitancias  $C_{GS}$  y  $C_{GD}$  bajo iluminación.
- Por medio del análisis en gran señal realizado en el simulador ADS se pudo observar que para potencias muy bajas de entrada los tres modelos presentaron el mismo comportamiento para la predicción de la potencia de salida. Sin embargo, para potencias de entrada grandes los tres modelos comenzaron a tener diferencias en la predicción de la potencia de salida.

### VII.2 Aportaciones

Las principales aportaciones de este trabajo de tesis son:

- 1.- Se configuró un banco óptico-microondas para la caracterización de los PHEMT's bajo iluminación monocromática.
- 2.- Se automatizó el banco de medición dinámica y estática por medio de los programas M\_PRINCIPAL y LASIMO.
- 3.- Se realizó un programa para la obtención y almacenamiento de las constantes de los diferentes modelos no-lineales para las curvas I-V y las capacitancias  $C_{GS}$  y  $C_{GD}$

- 4.- Se realizó un programa para la conversión de los datos medidos a CTTFILE para su lectura en ADS.
- 5.- Se elaboró un manual para el uso del programa LASIMO
- 6.- Se elaboró un manual para el uso del programa M\_PRINCIPAL
- 7.- Se elaboró un manual de ADS sobre el modelado no-lineal
- 8.- Se propuso una solución y se elaboró un programa para mejorar el modelo de Chen para que funcione en inversa.
- 9.- Se propuso una solución y se elaboró un programa para mejorar el modelo de Angelov en la región de saturación.
- 10.- Se analizaron los modelos no-lineales sin iluminación y bajo iluminación en régimen de gran señal utilizando el software ADS.
- 11.- Se hace el estudio detallado del comportamiento de los parámetros estáticos, dinámicos y de los elementos intrínsecos bajo iluminación monocromática.
- 12.- Se hace una comparación de los modelos no-lineales con y sin iluminación.
- 13.- Se implementaron los modelos no-lineales de Angelov, Chen y Curtice cúbico en el simulador ADS, con el objeto de utilizar los algoritmos de optimización de este simulador.
- 14.- Se implementó el modelo de Loo Yao de capacidades en el simulador ADS.
- 15.- Se realizó el análisis de los diferentes modelos no-lineales utilizando el método de Balance Armónico (HB) el cual se encuentra implementado en ADS.

### VII.3 Recomendaciones

- ◆ Configurar un banco de medición utilizando la técnica de dos tonos para verificar la validez de los modelos no-lineales y observar los efectos de la iluminación sobre las armónicas y los productos de intermodulación.
- ◆ Implementar el análisis en dos tonos en ADS para observar el comportamiento de los productos de intermodulación con iluminación
- ◆ Sugerir dar continuidad al modelado no-lineal de transistores y dispositivos de alta frecuencia bajo iluminación monocromática con la finalidad de utilizar los resultados para el diseño y construcción de dispositivos óptico-microondas tales como amplificadores ópticos, osciladores ópticos, mezcladores ópticos, etc. y posteriormente hacer un sistema completo de transmisión/recepción óptico-microondas.
- ◆ Estudiar la influencia de la luz modulada sobre dispositivos PHEMT's y HBT, para diferentes polarizaciones y mayores potencias.
- ◆ Estudiar la influencia de la mezcla de varias longitudes de onda sobre dispositivos PHEMT's y HBT.
- ◆ Incluir técnicas criogénicas a las de iluminación en la caracterización de dispositivo activos de microondas para optimizar su desempeño de bajo ruido.
- ◆ Adquisición de una fuente pulsada para la caracterización estática de los transistores.
- ◆ Tener fibras ópticas colimadas para que el haz de láser sea menos dispersivo y pueda incidir más sobre los dispositivos bajo prueba.
- ◆ Medir el área de incidencia del haz luminoso.

## Literatura Citada

- Angelov, Ilicho, Zirath, Herbert y Rorsman, Niklas, 1992. "A new Empirical Nonlinear Model for HEMT and MESFET Devices", IEEE Trans Microwave Theory Tech., 40(12) : 2258-2266 p.
- Anón1 , Advanced Design System, Agilent Technologies, 2002
- Anón2, Large Signal Modelling, Optrotek, 2002.
- Berth, M. y Bosch, R., 1990. "Broad-band determination of the FET small-signal equivalent circuit", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 38(7): 891-895 p.p.
- Chen, Y. C, Ingram, D. L, Yen, H, C, Lai, R y Streit, D. C, 1998. "A New Empirical Nonlinear Model for HEMT and MESFET Devices", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 8(10) : 342-344 p.
- Cojucaru, Vicentiu I., Brazil, Thomas J., 1997. "A Scalable General-Purpose model for Microwave FET's Including DC/AC Dispersion Effects", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 45 (12) : 2248-2254 p.
- Curtice, W.R. y M. Ettenberg, 1985. "A Nonlinear GaAs FET Model for Use in the Design of Output Circuits for Power Amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 33 (12) : 1383-1394 p.
- Dambrine, G., Cappy A., Heliodore F. and Playez E., 1988. "A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 36 (7) : 1151-1159 p.
- Fan, Chun-Wah y Cheng, M. Kwok-Keung, "A New Method in Characterizing the Nonlinear Current Model of MESFET's using Single-Tone Excitation", Department of Electronic Engineering the Chinese University of Hong Kong Shatin, Hong Kong.
- Golio, J. Michael, 1991. "Microwave MESFETS and HEMT's", Artech House, Inc. Norwood, MA. 349 pp.
- Infante, Galindo R., 2000. "Desarrollo de Modelos No-Lineales para el Análisis de la Distorsión por Intermodulación en MESFET's y HEMT's; Operando en Gran Señal", CICESE, División de Física Aplicada, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones. Tesis de Maestría.

## Literatura Citada (continuación)

- Kim, Myong Dong, Song, Ho Sang, Kim, Jong Hwe, Kang, Nham Kwang, 1999. "Electrical Characteristics of an Optically Controlled n-Channel AlGaAs/GaAs/InGaAs Pseudomorphic HEMT", IEEE Electron Device Letters, 20(2) : 73-76 p.
- 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.
- Lastri, Jacob, Bilenca, Alberto, Eisenstein, Gadi y Ritter Dan, 2001. "Optoelectronic Mixing, Modulation, and Injection Locking in Millimeter-Wave Self-Oscillating InP/InGaAs Heterojunction Bipolar Photo Transistor-Single and Dual Transistor Configurations", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 49 (10) : 1934-11939 p.
- Loo, Yau J. R., 2000. "Diseño de un Mezclador de Baja Distorsión", CICESE, Division de Física Aplicada, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones. Tesis de Maestría.
- Loo, Yau J. R., Infante, Galindo R., Reynoso, Hernandez J. A., 2001. "A New Empirical Gate Capacitance Model for PHEMT and MESFET transistors", 58<sup>th</sup> ARTEF Conference Digest
- Mass, Stephen A., 1997. "Nonlinear Microwave Circuits", IEEE Press. New York. 478 pp.
- Martin, M. Z., Oshita, F. K., Matloubian, M., Fetterman, H. R., Shaw, L., Tan, K. L. "High-Speed optical Response of Pseudomorphic InGaAs High Electron Mobility Transistors", IEEE Photonics Technology Letters, 4 (9) : 1012-1014 p.
- Nagatsuma, Tadao, Shinagawa, Mitsuru, Sahri, Nabil, Sasaki Ai-ichiro, Royter, Yakov, Hirata, Akihiko. 2001 "1.55- $\mu$ m Photonic Systems for Microwave and Millimeter-Wave Measurements", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 49 (10) : 11831-1837 p.
- Nagatsuma, Tadao, Shinagawa, Mitsuru, Sahri, Nabil, Sasaki Ai-ichiro, Royter, Yakov, Hirata, Akihiko. 2001 "1.55- $\mu$ m Photonic Systems for Microwave and Millimeter-Wave Measurements", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 49 (10) : 11831-1837 p.

## Literatura Citada (continuación)

- Navarro, Cesar, Zamamillo, J., Villa, Sanchez A., Puente, Tazón A., García, J. L., Lomer, M., Lopez, Higuera J. M., 2002. "An Accurate Photonic Capacitance model for GaAs MESFETs", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50 (4) : 1193-1196 p.
- Ooi B. L., Lan, K., Leong, M. S. y Kooi, K. S., "Large Signal Bias-Dependent Modeling of PHEMTs by Pulsed Measurements", *MMIC Modeling and Packaging Lab, Department of Electric and Computer Engineering National University of Singapore*, Singapore.
- Paoletta, A., Malone, S., Berceili, T., Heszfeld, P.R., 1995. "MMIC Compatible Lightwave-Microwave Mixing Technique", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43 (3) : 518-522 p.
- Rangel, Patiño F. E., 1994. "Modelado de Transistores TEC GaAs No encapsulados Por Medio de un Circuito Eléctrico Equivalente", *CICSESE, División de Física Aplicada, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones. Tesis de Maestría.*
- Reynoso, H. J. Apolinar, Rangel, Patiño F. and Perdomo, Julio, 1996. "Full RF Characterization for Extraction the Small Signal Equivalent Circuit in Microwave FET's", *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 44(12) : 2625-2633 p.
- Rodrigues, Paulo J. C., 1998. "Computer-Aided Analysis of Nonlinear Microwave Circuits", *Artech House, Inc. Norwood, MA*, 447 pp.
- Santarelli, A., Zucchelli, G., Paganelli, R., Vannini, G., Filicori, F., 2002. "Equivalent - Voltage Approach for Modeling Low-Frequency Dispersive Effects in Microwave FETs", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 12 (9) : 339-341 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  $Al_{0.3}Ga_{0.7}As/Ga_{0.87}As/In_{0.13}Ga_{0.87}As$  Double Heterostructure Pseudomorphic HEMT", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 8 (1) : 35-37 p.
- Takanashi, Yoshitumi, Takahata, Kiyoto, Muramoto, Yoshitumi, 1998. "Characteristics of InAlAs/InGaAs High Electron Mobility Transistors Under 1.3- $\mu$ m Laser Illumination", *IEEE Electron Device Letters*, 19 (12) : 472-474 p.

## Literatura Citada (continuación)

- Takanashi, Yoshifumi, Takahata, Kiyoto, Muramoto Yoshifumi, 1999, "Characteristics of InAlAs/InGaAs High-Electron Mobility Transistor under Illumination with Modulated Light" IEEE Transactions on Electron Devices, 46 (12): 2271-2276 p.
- Turlington, Thomas R., 2000, "Behavioral Modeling of Nonlinear RF and Microwave Devices", Artech House, Inc. Norwood, MA. 368 pp.
- Walker, John L. B., 1993, "High-Power GaAs FET Amplifier", Artech House, Inc. Norwood, MA. 369 pp.
- Wei, Ce-Jun, Tkachenko, A. Yevgeniy, Bartle, Dylan, 1998, "An Accurate Large-Signal Model of GaAs MESFET Which Accounts for Charge Conservation, Dispersion, and Self Heating" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 45 (12): 1638-1644 p.
- 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.