Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada



INFLUENCIA DE LA LUZ EN LOS TEC GaAs

TESIS MAESTRIA EN CIENCIAS

DAVID ALEJANDRO ZEVALLOS CASTRO

ENSENADA, B. C., NOVIEMBRE DEL 2000.

TESIS DEFENDIDA POR

David Alejandro Zevallos Castro

Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández Director

Director del Comité

Cudney Bueno

Miembro del Comite

Dr. Enrique C. Sámano Tirado Miembro del Comité

Dr. Rafael Kelly Martínez

Miembro del Comité

M.C. Jesús Ibarra Villaseñor

Miembro del Comité

Dr. José Luis Medina Monroy

Jefe del Departamento de Electrónica Telecomunicaciones

Dr. Federico Graef Ziehl

Director de Estudios de Posgrado

29 de Noviembre del 2000

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE EDUCACION SUPERIOR DE ENSENADA



DIVISION DE FISICA APLICADA

DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES

INFLUENCIA DE LA LUZ EN LOS TEC GaAs

TESIS

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

DAVID ALEJANDRO ZEVALLOS CASTRO

Ensenada, Baja California, México, Noviembre del 2000

RESUMEN de la tesis de **David Alejandro Zevallos Castro**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de **MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**. Ensenada, Baja California, México, Noviembre del 2000.

INFLUENCIA DE LA LUZ EN LOS TEC GaAs

Resumen aprobado por:

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

Se presenta un análisis teórico y experimental de la influencia de la luz en los transistores de efecto de campo GaAs de microondas PHEMT. El objetivo es estudiar la posibilidad y relevancia de la aplicación de técnicas de iluminación óptica en tales dispositivos activos. Otra meta es reproducir los fenómenos inducidos ópticamente reportados en la literatura técnica en dispositivos activos de microondas (no exactamente construidos para aplicaciones electro-ópticas) y estudiar las ventajas o desventajas de las técnicas ópticas en la mejora y/o optimización del desempeño de circuitos electrónicos de alta frecuencia.

Palabras claves: TEC GaAs, fenómenos fotoinducidos, optimización de circuitos electrónicos de alta frecuencia.

ABSTRACT of the thesis of **David Alejandro Zevallos Castro**, presented as a partial requirement to obtain the **MASTER IN SCIENCE** degree in **ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS**. Ensenada, Baja California, México, December 2000.

INFLUENCE OF LIGHT ON TECS GaAs

Abstract approved by:

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández Thesis Director

A theoretical and experimental analysis of the influence of light on GaAs field effect high frequency transistors (PHEMT) is presented. The objective is to study the possibility and relevance of the application of optical illumination techniques on such devices. Another goal is to reproduce the optically induced phenomena reported in the technical literature on active microwave devices (no exactly constructed for electro-optical applications) and to study the advantages and drawbacks of optical techniques in the improvement and/or optimization of the performance of high-frequency electronic circuits.

Keywords: TEC GaAs, photoinduced phenomena, optimization of high-frequency electronic circuits.

DEDICATORIA

A mi pequeño hijo *David Franco* por inspirar en mí la apreciación por la perfección y belleza de la vida y la naturaleza humana, y por ser la principal motivación para siempre vencer innumerables contratiempos y pesares.

A mi eterna *Anabel* porque por ella aprendí a percibir la armonía de la felicidad que encierra una relación sentimental, a sentirme contento, reir, bailar y cantar, y también a sufrir y llorar... por amor.

A mis padres *Guillermina y Porfirio* por brindarme siempre mucho cariño, ternura, cuidados, por sus desvelos y preocupación por mí, y por edificar un firme modelo durante mi infancia y toda mi vida, de felicidad y tenacidad.

A mis hermanos *Domingo, Rosa y Martha* porque siempre me apoyaron y aún a la distancia lo siguen haciendo, confiando en mí y prodigando latentemente de cuidados a mi propia familia.

A mis tías y tíos y demás familiares, a quienes mucho quiero y que formaron y forman parte importante de mi existencia, y los muchos buenos amigos y amigas a quienes aprecio, siempre tengo en mente y que la vida me fue generosa en ofrecer.

Y a *Rossana* porque hace mío, parte de su tiempo y porque siempre me muestra lo más noble, sincero y tierno de su corazón,... sin temor a equivocarme.

AGRADECIMIENTOS

Al pueblo de mexicano, toda vez que:

Esta tesis corresponde a los estudios realizados con una beca otorgada por el Gobierno de *México*, a través de la Secretaría de Relaciones Exteriores.

Al *Dr. Apolinar Reynoso* por proponer abordar el interesante tema y aceptar ser mi director de tesis en el mismo, por su permanente y paciente apoyo durante todo el tiempo y las circunstancias que se presentaron a lo largo de su desarrollo, y sobretodo previamente a la presentación final del trabajo.

Al *Dr. Roger Cudney* por aceptar ser miembro de mi comité de tesis, por técnicamente codirigir el tema, por proporcionar la infraestructura material óptica requerida, por las correcciones al manuscrito y por su apoyo para la presentación final del trabajo.

Al Dr. Rafael Kelly, al Dr. Enrique Sámano y al M. en C. Jesús Ibarra por aceptar ser miembros de mi comité de tesis, y en general por sus opiniones y observaciones en los avances de tesis y al manuscrito, y por el apoyo para la presentación final del trabajo.

Al *M. en C. Ricardo Chávez* por el apoyo que le dá siempre a los alumnos y particularmente por el decidido respaldo para la presentación del trabajo final.

Al personal del Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, y a sus secretarias, que muy eficiente y amablemente atienden los constantes requerimientos de los estudiantes, en especial a las Sras. Maricela Gonzalez, Rosa Fuentes, Aurora Robles y Doña O., y a la Srta. Cecilia Hirata que perteneció también a este conjunto en su momento.

A los profesores *M. en C. Benjamín Ramírez* y *M. en C. Arturo Velásquez*, por su amable disposición siempre hacia los estudiantes.

A los Dres. Eugenio Méndez, Javier Mendieta y José Luis Medina porque dispusieron momentos de su tiempo para atender mis consultas y me ofrecieron algunas soluciones incluso con infraestructura material a su disposición.

Al *M. en C. Julio Rolón* que en representación de CITEDI me facilitó el acceso a su infraestructura computacional por un período académico, para la realización de algunos cálculos y el avance del trabajo.

Al *Ing. Juan Peralta* que me facilitó la herramienta computacional en CICESE, requerida para la realización del trabajo. Y al *Ing. René Torres* por todas las facilidades en cuanto a instrumentos y equipos electrónicos a su cargo.

Al personal administrativo de CICESE, en especial la Sra. Abigail del Toro de Trámites Documentarios para Extranjeros, a la Sra. Ivonne Best de Becas, a las Sras. Margarita Jáuregui y Citlali Romero de Servicios Escolares.

Al personal del *Taller de Mecánica Fina*, por el profesionalismo demostrado en la calidad de los trabajos que realizaron.

A los muchos amigos y amigas, en especial a Javier Moreno, Jorge Fonseca, Edgar Huante, Oscar Garcilazo, Alejandro Galván, Alfonso Tovar, Nina Leshan, Fausto Gómez, Carlos Gómez, Fausto Tapia, Javier Ollervides, Jorge Espinoza, Ileana Márquez, Fernando Jaramillo, Enrique Torres, José Ramón Martínez, Julio Osuna, Victor Solís, Alejandro Echeverría, Juan de Dios Sánchez, Gerardo de la Fuente, Alejandro Talavera, Ramiro Beltrán, Daniel Hernández, Juan Pablo Santiago, Leobardo Pérez, Gonzalo Barajas, Carmen Maya, Rosa Martha López, Abel Hernández y Sra, Martha Galáz, Mauro Enciso, Alfonso Almeida, Angel Coello, Oscar Osorio, Héctor Felix, Juan Carlos Campos, Salvador Ojeda, Iván Melgarejo, Guillermina Montiel, Angel Andrade, Ubaldo Flores, Luis Calderón, Marlene Angulo, Erika Ruiz, David Rosas, Silver Sauceda, Cesar Castillo, Marco Nava, Rodolfo Cortéz, Luis Villegas, Juan Pérez, Carlos Islas, Manuel Rodríguez, Jaime Camacho, Raúl Infante, Raúl Loo Yau, Susana Padilla, Alberto Ramirez, Catarino Alor, Everardo Inzunza, Marco Panduro, René Betancourt, Edgar Martínez, Efrén García, María Orozco, Unai Marcaida, Italo Huertas, Enrique Castañeda, Diego Cruz, Arturo Barrera, Juan Quintana, Jorge Villavicencio, Ludia Alvarez, Eduardo Martínez, Victor Soto y Sra., Alberto Hernández, Carlos Gutierrez, Fabián Alonso, Marcia Padilla, Rafael Ramírez, Wilbert Schober, César Pérez, Francisco Hirata, y a los hermanos Ricardo Cruz y Carlos Cruz, por departir con todos ellos momentos amenos y de sana convivencia amistosa.

Al Centro de Investigación y de Educación Superior de Ensenada, CICESE.

También quiero expresar mi agradecimiento a mis amigos en Perú, a quienes aprecio en lo personal y en lo académico y nos mantuvimos en comunicación regularmente: *Yanina* Narváez Rodríguez, Manuel Sullón, José Millones, Mario Gallegos y Juan Saavedra.

A mis profesores y a la Universidad Nacional de Ingeniería de Lima-Perú.

A mis profesores y a la Universidad Nacional Mayor de San Marcos de Lima-Perú.

CONTENIDO

I	INTRODUCCION	1
	I.1 Antecedentes	2
	I.2 Objetivos	4
	I.3 Metodología general	5
	I.4 Organización de los capítulos	6
п	FUNDAMENTOS V CADACTEDISTICAS DE LOS TDANSISTODE	с 0
	DE ALTA MOVILIDAD ELECTRONICA	3 0
	II.1 Introducción	8
	II.2 El transistor de alta movilidad electrónica HEMT	11
	II.3 El transistor de alta movilidad electrónica pseudomórfico PHEMT	15
Ш	INFLUENCIA DE LA LUZ EN LOS TRANSISTORES DE MICRO- ONDAS PHEMT	20
Ш 1	El fenómeno fotovoltaico	20
	III.1.1 El fenómeno fotovoltaico interno	21
	III.1.2 El fenómeno fotovoltaico externo	22
Ш.2	El fenómeno fotoconductivo	24
Ш.З	Otros fenómenos fotoluminosos importantes	26
	III.3.1 El fenómeno de fotorrespuesta negativa	26
	III.3.2 El fenómeno kink	32
	III.3.3 El fenómeno de emisión de luz visible	35
IV .	ARREGLOS EXPERIMENTALES OPTICOS Y DE MICROONDAS	40
IV. 1	El arreglo experimental óptico	40
IV.2	El arreglo experimental de microondas	43
	IV.2.1 La caracterización estática	46
	IV.2.2 La caracterización dinámica	48
[V.3	El arreglo experimental óptico y de microondas	50

CONTENIDO (continuación)

TD /		
Pa	nino	
	21110	
- SCA - CAR		

V RESULTADOS EXPERIMI	ENTALES 52	2
V.1 Introducción	52	2
V.2 Efecto de la luz en los paráme	tros estáticos 55	5
V.2.1 La fotorrespuesta posit	iva 55	5
V.2.2 La fotorrespuesta nega	tiva 63	3
V.2.3 El fenómeno kink	73	3
V.2.4 El fenómeno de emisió	in de luz visible 79	9
V.2.5 Las curvas característic	$\cos G_{ds} \& V_{ds} \cos V_{gs} \text{ constante} $	1
V.2.6 Las curvas característic	$\cos G_{\rm m} \& V_{\rm gs} \cos V_{\rm ds} \ {\rm constante} \qquad 85$	5
V.3 Efecto de la luz en los elemen	tos del circuito eléctrico equivalente 92	2
V.3.1 Metodología de extrac	ción de los elementos del circuito eléctrico	
equivalente	93	3
V.3.1.1 Extracción de	los elementos extrínsecos 94	1
V.3.1.2 Extracción de l	os elementos intínsecos 97	7
V.3.2 Los elementos extrínse	cos 99)
V.3.2.1 Las resistencia	s extrínsecas R_g , R_s y R_d 99)
V.3.2.2 Las capacitanc	las parásitas de compuerta y de drenador	
C _{pg} y C _{pd}	102	2
V.3.2.3 Las inductanci	as parásitas $L_g, L_s y L_d$ 104	1
V.3.3 Los elementos intrínse	208 106)
V.3.3.1 La capacitancia	a compuerta-fuente C_{gs} 106)
V.3.3.2 La capacitancia	a compuerta-drenador C_{gd} 108	3
V.3.3.3 La capacitancia	a drenador-fuente C_{ds} 109)
V.3.3.4 La conductance	a de salida g_{ds} 111	l
V.3.3.5 La resistencia i	ntrínseca R _i 112	2
V.3.3.6 La transconduc	tancia intrínseca g _m 113	3
V.3.3.7 El retardo de la	τ transconductancia τ 114	1
V.4 Aportaciones del trabajo realiz	ado 116	5
V.5 Recomendaciones	117	7
3		
LITERATURA CITADA	120	8
GLOSARIO	120	7

LISTA DE FIGURAS

Figura		Página
1	Bandas de energía prohibidos en función de las constantes de red de los compuestos III-V	10
2	Esquema de la sección transversal de un PHEMT	12
3	Diagrama de bandas de energía del TEC GaAs	13
4	PHEMT fabricado sobre GaAs: (a) estructura, (b) diagrama de banda de conducción de su heterounión	16
5	PHEMT fabricado sobre InP: (a) estructura, (b) diagrama de banda de conducción de su heterounión	18
6	Curva característica velocidad – campo eléctrico del silicio, GaAs, InP y InGaAs	19
7	El fenómeno fotovoltaico interno	21
8	El fenómeno fotovoltaico externo	23
9	El fenómeno fotoconductivo	24
10	El fenómeno de fotorrespuesta negativa	27
11	El fenómeno de fotorrespuesta negativa en las curvas características I_{ds} función de V_{ds} (V_{gs} = constante)	28
12	Fotorrespuesta negativa en función de la potencia óptica incidente	29
13	El fenómeno kink. Sin iluminación: (a) alrededor de 3 volts, (b) entre 0.8 y 1.2 volts y con iluminación (c) entre 1.8 y 2.8 volts	34
14	Intensidad de luz emitida en función de la energía, para el NE20200 de NEC: (a) a diferentes voltajes V_{ds} , con $V_{gs} = 0$ volts y $T_a = 300$ K. Y la transmitancia óptica de 2 espesores diferentes de GaAs; y (b) para	. 38
	diferentes T _a nominales cuando $V_{ds} = 7.5$ volts y $V_{gs} = -0.5$ volts	
15	Arregio de los dispositivos opticos	41
16	Circuito electrico equivalente de la estructura PHEMT	44
17	transistores PHEMT	45
18	Banco de caracterización estática para transistores TEC GaAs	47
19	Banco de caracterización dinámica para transistores TEC GaAs	49
20	Banco de caracterización óptico y de microondas empleado para la caracterización de dispositivos PHEMT	51
21	Corriente drenador-fuente en función del voltaje drenador-fuente para (a) $V_{gs} = -0.3$ volts y (b) $V_{gs} = -0.9$ volts, aplicando diferentes niveles de potencia luminosa sobre el transistor F8X30	56
22	Fotorrespuesta en función del voltaje drenador-fuente para (a) $V_{gs} = -0.3$ volts y (b) $V_{gs} = -0.9$ volts, aplicando diferentes niveles de potencia luminosa sobre el transistor F8X30	58

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura

23	Fotorrespuesta en función del voltaje drenador-fuente para la potencia luminosa incidente de 4.6 mW, polarizando con diferentes voltajes V_{gs}	60
	a el transistor F8X30	
24	Fotorrespuesta normalizada (en porcentaje) en función del voltaje drenador-fuente para la potencia luminosa incidente de 4.6 mW, polarizando con diferentes voltajes V-, a el transistor F8X30	60
25	Corriente drenador-fuente en función del voltaje compuerta-fuente para (a) $V_{ds} = 2$ volts y (b) $V_{ds} = 3$ volts, aplicando diferentes niveles de	62
	potencia luminosa sobre el transistor F8X30	(0)
26	Fotorrespuesta en funcion de la potencia luminosa incidente para $V_{ds} = 2$ volts, polarizando con diferentes voltajes V_{gs} a el transistor F8X30 de	63
27	Corriente dranadar fuente en función del velteie dranadar fuente nora	61
21	(a) $V_{gs} = -0.3$ volts y (b) $V_{gs} = -0.6$ volts, aplicando diferentes niveles de potencia luminosa sobre el transistor NE24200	04
28	Fotorrespuesta en función del voltaje drenador-fuente para (a) $V_{re} = -0.3$	66
	volts v (b) $V_{rs} = -0.6$ volts, aplicando diferentes niveles de potencia	0.0
	luminosa sobre el transistor NE24200	
29	Fotorrespuesta en función del voltaje drenador-fuente para las potencias	68
	luminosas incidentes de (a) $0.3 \mu\text{W}$ v (b) 2.4mW , polarizando con	
	diferentes voltaies V_{rs} a el transistor NE24200	
30	Corriente drenador-fuente en función del voltaje compuerta-fuente para	69
	(a) $V_{ds} = 2$ volts v (b) $V_{ds} = 3$ volts, aplicando diferentes niveles de	
	potencia luminosa sobre el transistor NE24200	
31	Fotorrespuesta normalizada (en porcentaje) en función del voltaje	71
	drenador-fuente para las potencias luminosas incidentes de (a) $0.3 \mu W$	
	y (b) 2.4 mW, (c) 100 μ W, polarizando con diferentes voltajes V _{gs}	
	a el transistor NE24200	5
32	Fotorrespuesta en función de la potencia luminosa incidente para V_{ds} =	72
	2.6 volts, polarizando con diferentes voltajes V _{gs} a el transistor	
	NE24200 de NEC	
33	Conductancia de salida en función del voltaje drenador-fuente para (a)	- 74
	$V_{gs} = 0$ volts, (b) $V_{gs} = -0.3$ volts, (c) $V_{gs} = -0.6$ volts y (d) $V_{gs} = -0.9$	
	volts aplicando diferentes niveles de potencia luminosa sobre el	
	transistor NE24200	
34	Conductancia de salida en función del voltaje drenador-fuente para (a)	82
	$V_{gs} = 0$ volts, (b) $V_{gs} = -0.3$ volts, (c) $V_{gs} = -0.6$ volts y (d) $V_{gs} = -0.9$	
	volts aplicando diferentes niveles de potencia luminosa sobre el	
	transistor F8X30	

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura

35	Transconductancia en función del voltaje compuerta-fuente para (a) V_{ds} = 2 volts, (b) V_{ds} = 2.6 volts y (c) V_{ds} = 3 volts, aplicando diferentes	86
	niveles de potencia luminosa sobre el transistor F8X30	
36	Transconductancia en función del voltaje compuerta-fuente para (a) V_{ds} = 2 volts, (b) V_{ds} = 2.4 volts y (c) V_{ds} = 3 volts, aplicando diferentes niveles de potencia luminosa sobre el transistor NE24200	89
37	Resistencias extrínsecas de compuerta, fuente y drenador de Dambrine en función de la potencia luminosa incidente sobre los transistores (a) F8X30 (topología 1) y (b) NE24200 (topología 2)	101
38	Canacitancias paráritas extrínsecas de compuerta y de drenador de	103
50	Dambrine en función de la potencia luminosa incidente sobre los Transistores (a) F8X30 (topología 1) y (b) NE24200 (topología 2)	
39	Inductancias extrínsecas de compuerta, fuente y drenador de Dambrine	105
	en función de la potencia luminosa incidente sobre los transistores (a) F8X30 (topología 1) y (b) NE24200 (topología 2)	
40	Capacitancia intrínseca de compuerta-fuente en función de la potencia luminosa incidente, para los transistores F8X30 de Hewlett Packard y NE24200 de NEC	107
41	Capacitancias intrínsecas de compuerta-drenador y de drenador-fuente en función de la potencia luminosa incidente sobre los transistores (a) F8X30 de Hewlett Packard y (b) NE24200 de NEC	110
42	Conductancia de salida intrínseca en función de la potencia luminosa incidente, para los transistores F8X30 de Hewlett Packard y NE24200 de NEC	112
43	Transconductancia intrínseca en función de la potencia luminosa incidente, para los transistores F8X30 de Hewlett Packard y NE24200 de NEC	115
44	Retardo de la transconductancia intrínseca en función de la potencia luminosa incidente, para los transistores F8X30 de Hewlett Packard y NE24200 de NEC	115

LISTA DE TABLAS

Tabla

Página

I Características de los transistores PHEMT bajo medición

INFLUENCIA DE LA LUZ EN LOS TEC GaAs

I INTRODUCCION

Las características de amplificación de los transistores de microondas así como las propiedades de los semiconductores de ser susceptibles a la iluminación, han permitido desarrollar a la fecha varias funciones de control óptico en dichos dispositivos activos, por ejemplo: el control de ganancia de los amplificadores, la sintonización de osciladores, el amarre y modulación de frecuencia, el desempeño en interruptores optoelectrónicos, el mezclado, el control de variadores de fase y de circuitos limitadores, etc.

Las técnicas ópticas son atractivamente interesantes debido a su aplicación a anchos de banda amplios, al inherente aislamiento entre las señales de control y de radiofrecuencia y a la conveniencia de su uso en los enlaces de fibra óptica.

Otro aspecto importante para la realización del estudio propuesto es la compatibilidad de los materiales utilizados para fabricar los dispositivos y circuitos integrados ópticos y de microondas, lo que sugiere que estas dos áreas de investigación

puedan ser combinadas para producir OMMICs (Optical Microwave Monolithic Integrated Circuits).

La parte teórica de esta tesis se basa en los fenómenos asociados a la iluminación directa de los dispositivos semiconductores de microondas. Estos consisten en la fotoexcitación y atrapamiento de portadores de carga en las regiones activas de los dispositivos. La parte experimental mostrará la sensitividad a la iluminación óptica de los dispositivos de microondas. Esta sensitividad se refleja en las curvas características de corriente contínua y en los elementos del circuito eléctrico equivalente de los transistores de microondas iluminados.

I.1 Antecedentes

El control óptico directo de los dispositivos activos semiconductores de microondas ha sido un área de vertiginoso interés desde los inicios de la década anterior. Se pueden mencionar unos primeros trabajos desarrollados con MESFETs (Metal Semiconductor Transistor) que inicialmente reportaban la observación de los efectos luminosos en mediciones DC y posteriormente en RF, esbozaban algunas fórmulas para cuantificar el comportamiento en régimen iluminado y proponían aplicaciones potenciales de esta nueva técnica de incluir luz en el diseño de circuitos de microondas de diversa índole [Graffeuil *et al.*, 1979; de Salles, 1983; Simons y Bhasin, 1986; Simons, 1987; Seeds y de Salles, 1990]. Más tarde algunos investigadores intentaron la adecuación empírica de algunas fórmulas en las que se refleje la dependencia con la longitud de onda y la densidad de potencia luminosa y otros realizaron estudios que se enfocaron en el problema desde un punto de vista más analítico y propusieron algunos modelos de control de carga que tomaron en cuenta la densidad de portadores foto-generados y la densidad de las trampas, con el objetivo de simular numéricamente el comportamiento de los dispositivos en condiciones de iluminación [de Salles y Romero, 1991; Madjar *et al.*, 1992; Neviani *et al.*, 1993; Romero y Herczfeld, 1995; Romero *et al.*, 1996; Chakrabarti *et al.*, 1998].

Con el advenimiento del dispositivo activo HEMT (High Electron Mobility Transistor) que presentó mejor desempeño en microondas que el MESFET, se han venido realizando paralelamente estudios y comparaciones de esta influencia de la luz con los MESFETs, muchos de estos trabajos han sido reportados incluso en varias de las publicaciones ya mencionadas. También se han hecho muchos esfuerzos para mejorar el entendimiento de muchos fenómenos observados al incidir la luz en los MESFETs y HEMTs, ya se han reportado explicaciones mediante los conceptos de ionización por impacto y atrapamiento de portadores de carga y en general se están proponiendo modelos que a la vez integren los diferentes fenómenos incluso los que ocurren en régimen no iluminado para la obtención de simulaciones más precisas y en donde cada tenómeno participe y se ajuste con la jerarquía y magnitud en la que se manifiesta en el comportamiento observado experimentalmente [Zanoni et al., 1991; Pal y Chattopadhyay, 1992; Zanoni et al., 1992; Romero y Herczfeld, 1995; Berthold et al., 1995; Haruyama et al., 1997; Ernst et al., 1997; Iqbal y Jones, 1998; Kim et al., 1999]. De manera análoga, estos últimos años la investigación sobre la influencia de la luz, se está enfocado en los

PHEMTs (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor) fabricados sobre substratos de GaAs e InP, los cuales presentan desempeños aún más óptimos debido al sistema de materiales semiconductores que los componen.

Y en lo que concierne a las técnicas ópticas empleadas, se ha añadido la utilización de luz modulada en los experimentos encontrándose comportamientos diferenciados importantes [Paolella *et al.*, 1994; de Barros *et al.*, 1997; Mitra *et al.*, 1998; Song *et al.*, 1998; Kawasaki *et al.*, 1998; Kim *et al.*, 1999; Kim *et al.*, 2000].

I.2 Objetivos

El presente trabajo tiene como objetivos: el estudio de los fenómenos provocados por la luz en los transistores PHEMT, experimentar la posibilidad de realizar la caracterización de nuestros dispositivos activos de microondas incluyendo técnicas de iluminación óptica y reproducir los fenómenos reportados en la literatura técnica. Se ha de plantear una metodología experimental y teórica para su realización. Otro objetivo es la realización de un análisis y discusión de resultados que nos permita mejorar nuestras nociones y despejar nuestras incógnitas acerca de la relevancia de la inclusión de iluminación óptica en los dispositivos activos de microondas y nos ayude a discernir en la conveniencia de su utilización, en la mejora del rendimiento de circuitos electrónicos de alta frecuencia.

I.3 Metodología general

Para cumplir con los objetivos planteados se ha convenido la realización de una parte experimental y otra teórica.

La parte experimental inicialmente se ha basado en la reproducción de los fenómenos reportados en publicaciones de diferentes autores teniendo en cuenta encontrar dichos fenómenos en nuestros dispositivos e incluir en la tesis aquellos en los que se observen los fenómenos provocados por la luz de manera más prominente, cabe destacar que algunos fenómenos presentados sin iluminación se suprimen en régimen iluminado. A dichos transistores se les han hecho mediciones en DC y RF y de estos datos se han obtenido curvas características de I(V) y los elementos del circuito eléctrico equivalente. Los transistores PHEMT han sido iluminados con la luz de un láser con diferentes niveles de potencia óptica en cada caso. La longitud de onda del láser fue escogida con la intención de provocar los efectos de la iluminación en las diferentes capas semiconductoras de dichos transistores.

La parte teórica consistirá en la evaluación de los resultados obtenidos con la finalidad de encontrar de qué manera se han visto afectados las curvas características I(V) y los elementos del circuito eléctrico equivalente en régimen iluminado. Se han realizado comparaciones con las propuestas teóricas publicadas acerca de los fenómenos que gobiernan el desempeño en regímenes iluminado y no iluminado y se han validado propuestas empíricas en función de los resultados obtenidos. Se han discutido y comparado con los resultados obtenidos propuestas tales como los de la fotorrespuesta negativa y

fotorrespuesta positiva, el fenómeno fotoconductivo y el fenómeno fotovoltaico, el fenómeno kink y el efecto de "backgating" en las interfases de la capa "buffer", e inclusive algunos conceptos relacionados con la emisión de luz visible de estos dispositivos en ciertas condiciones de utilización.

I.4 Organización de los capítulos

La organización de los capítulos esta realizada de la siguiente manera:

En el capítulo II se proporcionan los fundamentos teóricos y características de los transistores de microondas PHEMT.

En el capítulo III se hace mención de los aspectos teóricos y contrastes del comportamiento de los PHEMT en regímenes iluminado y no iluminado, fundamentados en resultados experimentales reportados y propuestas empíricas y analíticas de trabajos publicados.

En el capítulo IV se exponen los arreglos experimentales ópticos y de microondas y algunos aspectos importantes de la caracterización de los dispositivos PHEMT y de la obtención de los datos de nuestros resultados.

En el capítulo V se indican las características de los transistores PHEMT empleados en nuestros experimentos y se presentan los resultados experimentales de la caracterización estática (mediciones DC); la metodología de la extracción de elementos del circuito eléctrico equivalente y los resultados generados a partir de la caracterización dinámica (mediciones RF). Se acompaña el análisis y discusión de los resultados, se exponen las aportaciones del trabajo realizado y finalmente las recomendaciones para trabajos futuros.

7

Cabe añadir que al final se ha adicionado un glosario que define algunas palabras y términos utilizados en la redacción de esta tesis y que son de uso habitual en la teoría de semiconductores y fenomenologías citadas.

II FUNDAMENTOS Y CARACTERISTICAS DE LOS TRANSISTORES DE ALTA MOVILIDAD ELECTRONICA

II.1 Introducción

Los transistores de alta movilidad electrónica (HEMT, PHEMT, etc.) representan a una nueva generación de transistores de semiconductores III-V, los cuales recurren al uso de una heterounión en su operación. La heterounión de estos dispositivos está formada entre semiconductores de diferentes composiciones y anchos de banda prohibidos ("bandgaps") de energía, por ejemplo, AlGaAs/GaAs, AlGaAs/InGaAs/GaAs y AlInAs/InGaAs/InP. Estos dispositivos ofrecen potenciales ventajas en microondas, ondas milimétricas y circuitos integrados digitales de alta velocidad. Con el uso de las heteroestructuras los diseñadores de dispositivos pueden variar la estructura de bandas y el tipo y nivel de dopaje en varias porciones del dispositivo, con lo que obtienen significativas mejoras en las propiedades de transporte de carga. En los transistores de alta movilidad electrónica la capa epitaxial es diseñada de tal manera que los electrones confinados en el canal 2-DEG están físicamente separados de los donadores ionizados, mejorándose la movilidad de los electrones debido a la reducción de la dispersión por impurezas ionizadas.

4

Los dispositivos HEMT incorporan heteroestructuras entre las capas semiconductoras de diferente "bandgap" crecidas principalmente por MBE (Molecular Beam Epitaxy) o MOCVD (Metal-Organic Chemical Vapor Deposition), o con técnicas de aleación en interfases que aprovechan los diferentes puntos de fusión de los semiconductores [Sze, 1981]. Estas capas podrían estar dopadas según lo requiera el dispositivo y aunque es deseable un acoplamiento de las constantes de red de las mismas, en la práctica una desadaptación moderada menor a 8 % puede ser tolerada sin degradarse substancialmente la calidad cristalina [Ali y Gupta, 1991].

El material del substrato semi-aislante es GaAs o InP aunque en algunas aplicaciones se usa silicio de alta resistividad. La figura 1 [Chao *et al.*, 1991] muestra las constantes de red y anchos de banda "bandgaps" prohibidos de los semiconductores III-V comúnmente empleados en las heteroestructuras. El adaptamiento de las constantes de red del sistema AlGaAs/GaAs ha sido inicialmente el más intensamente estudiado debido a la facilidad con la cual capas epitaxiales de alta calidad de Al_{1-x}Ga_xAs ($0 \le x \le 1$) pueden ser crecidas por MBE y/o MOCVD, el subíndice x indica la concentración molar del elemento, los primeros trabajos que demostraron las predicciones teóricas se realizaron usando Al_{0.25}Ga_{0.75}As/GaAs sobre un substrato semi-aislante de GaAs [Dingle *et al.*, 1978]. Observece en la figura 1 que el "bandgap" del Ga_xAl_{1-x}As puede ser variado continuamente entre el del GaAs y el del AlAs cambiando la fracción molar del Aluminio desde cero a uno y que la constante de red permanece muy cercana a un mismo valor para todos los valores de x. Algunas de las otras posibles combinaciones de la figura 1 tal como el de los sistemas Ga_{0.7}Al_{0.3}As/In_{0.15}Ga_{0.85}As/GaAs y Al_{0.48}In_{0.52}As/Ga_{0.47}In_{0.53}As/InP pseudomórficos ofrecen un desempeño potencialmente superior al de los dispositivos basados en Ga_xAl_{1-x}As/GaAs.



Figura 1: Bandas de energía prohibidos en función de las constantes de red de compuestos III-V

Cabe mencionar también que debido a las técnicas de crecimiento epitaxial y dopaje controlado, ha sido posible utilizar esta misma composición de elementos III-V para desarrollar capas de contacto óhmico más eficientes.

El propósito de esta introducción es exponer algunos aspectos interesantes de los transistores de alta movilidad electrónica, sus más sobresalientes características, presentar la terminología y proporcionar algunas comparaciones con otras tecnologías existentes desde un punto de vista cualitativo.

II.2 El transistor de alta movilidad electrónica HEMT

Es un dispositivo activo de efecto de campo de heterounión cuya estructura está típicamente compuesta de: (a) dos capas de GaAs n⁺⁺ denominadas "capping", (b) una capa de AlGaAs tipo n⁺ dopada generalmente con Silicio denominada capa donadora o capa de barrera de compuerta, (c) una capa de AlGaAs no dopada denominada "spacer", (d) una capa de GaAs no dopada denominada canal, (e) una capa de GaAs no dopada denominada "buffer" y (f) una capa de GaAs semi-aislante denominada substrato; esta estructura de capas se muestra en la figura 2. Adicionalmente puede ser incluida entre la capa donadora (b) y la metalización de compuerta, una capa con un dopado bajo ($\leq 2x10^{17}$ cm⁻³), para minimizar la corriente de fuga a través del contacto Schottky, incrementar el voltaje de ruptura de compuerta-drenador y a la vez para mejorar la capacitancia de entrada de la compuerta y la transconductancia del dispositivo [Ali y Gupta, 1991].

La heterounión se forma entre la capa de AlGaAs no dopada denominada "spacer" y la capa no dopada de GaAs denominada canal. Debido al mayor "bandgap" del AlGaAs comparado con el del GaAs, los electrones libres se difunden desde el AlGaAs dopado, a

través de la capa "spacer" hacia el GaAs. El incremento del dopaje de la capa donadora de AlGaAs resulta en una alta densidad de cargas en la capa canal sin embargo el voltaje de ruptura de compuerta-drenador disminuye con tal incremento, por este motivo se ha adoptado alternativamente utilizar una monocapa de silicio (-5 Å) con un dopaje aproximado de $5x10^{12}$ cm⁻² localizada directamente sobre el "spacer". El uso de esta monocapa permite reducir el dopaje del AlGaAs que conlleva al mejoramiento del contacto Schottky de compuerta y al incremento del voltaje de ruptura de compuerta-drenador, sin sacrificar la densidad de carga en el canal.



Figura 2: Esquema de la sección transversal de un PHEMT

En la capa canal, un pozo de potencial confina los electrones libres en una muy delgada distribución bi-dimensional de muy alta concentración de electrones a la que se

denomina capa "2-DEG" (gas de electrones bi-dimensional) tal como se muestra en el diagrama de bandas de energía de la figura 3.



Fig 3: Diagrama de bandas de energía del TEC GaAs

Las propiedades de transporte de los electrones en la capa "2-DEG" son considerablemente superiores a las de los electrones libres en transistores convencionales como en el MESFET por ejemplo en donde la región del canal debe ser dopada para obtener los portadores de carga. En el HEMT debido a la ausencia de donadores ionizados en el canal de GaAs no dopado, los electrones conformando el "2-DEG" sufren muy poca dispersión y alcanzan altas movilidades. En los MESFETs en contraste, la movilidad de los

electrones está limitada por el efecto de dispersión de los donadores ionizados presentes en el canal [Rousseau *et al.*, 1996].

Otra característica sobresaliente es la presencia de la delgada capa "spacer" de AlGaAs no dopado (≤ 50 Å). Esta capa "spacer" separa el "2-DEG" de los donadores ionizados del AlGaAs dopado incrementando la movilidad electrónica a costa de una pequeña disminución del número de portadores de carga que serían transferidos al GaAs.

Las capas "capping" de tipo n^{++} (fuertemente dopadas) de GaAs encima de la capa de AlGaAs donadora tienen como función reducir la resistencia de los contactos óhmicos de fuente y de drenador del dispositivo debido al efecto de tunel predominante.

Como un resumen de las ventajas ofrecidas por los HEMTs podemos anotar: (a) la alta movilidad electrónica, (b) la pequeña resistencia de fuente, (c) la alta f_T debido a la gran velocidad de los electrones en campos eléctricos intensos, (d) la alta transconductancia debido a la pequeña separación compuerta-canal, (e) la alta resistencia de salida y (f) la más alta barrera Schottky debido a la deposición Schottky de metal sobre el AlGaAs en vez de hacerse sobre el GaAs; adicionalmente debemos mencionar que varias de estas ventajas se ven significativamente mejoradas cuando el dispositivo es operado a temperaturas criogénicas.

Cabe añadir que este dispositivo ha sido denominado con diferentes nombres acuñados por investigadores de diferentes laboratorios [Ali y Gupta, 1991], además de que los avances de las técnicas litográficas y la moderna tecnología de materiales han abierto nuevos horizontes para experimentar e incrementar la complejidad de la estructura básica.

II.3 El transistor de alta movilidad electrónica pseudomórfico PHEMT

La operación del HEMT, se ve mejorada si se hace uso de un canal "2-DEG" de composición de InGaAs en vez de GaAs, tal repercusión se manifiesta en el mejoramiento del transporte de electrones en el InGaAs en comparación con el del GaAs, se mejora el confinamiento de portadores en el canal de pozo cuántico debido a una mayor discontinuidad de la banda de conducción ΔE_c (figura 4) en la interfase AlGaAs/InGaAs la cual permite una más alta densidad de portadores de carga y por ende una mayor densidad de corriente, una mayor f_T y transconductancia posibles que en el HEMT convencional de AlGaAs/GaAs simplemente.

El canal pseudomórfico del PHEMT fabricado sobre GaAs y el del HEMT convencional de AlGaAs/GaAs difieren en que existe una delgada capa de $In_xGa_{1-x}As$ (típicamente de 50 a 200 Å) con valores de x entre 0.15 y 0.35 insertada entre la capa de AlGaAs no dopada y la capa típica de GaAs no dopada. El desacoplamiento de las constantes de red de la capa canal de InGaAs y las capas de AlGaAs "spacer" y GaAs no dopada se muestra en la figura 1. El esfuerzo de esta desadaptación toma lugar enteramente en el delgado pozo cuántico de InGaAs. La capa de InGaAs sufre una distorsión tetragonal de su normal estructura cristalina cúbica tal que la capa de InGaAs es comprimida para acoplarse a las constantes de red del AlGaAs y del GaAs [Chao *et al.*, 1991]. Debido a esto se suele denominar también a la capa de InGaAs la capa pseudomórfica. La figura 4 muestra la estructura de un PHEMT fabricado sobre GaAs y el diagrama de banda de conducción de su heterounión [Chao *et al.*, 1991].



Figura 4: PHEMT fabricado sobre GaAs: (a) estructura, (b) diagrama de banda de conducción de su heterounión

Investigaciones sobre películas epitaxiales [Matthews y Blakeslee, 1974] demuestran que existe un espesor crítico para el cual el esfuerzo de la desadaptación entre el InGaAs y el GaAs puede ser acomodado elásticamente. Este espesor crítico es función de la fracción molar x en el $In_xGa_{1-x}As$ y espesores por encima del valor de espesor crítico favorecen energéticamente la formación de dislocaciones que perturban la red cristalina. Además aunque el incremento de x favorece la operación de los PHEMT esto también repercute en la fuerte disminución del espesor crítico de la capa pseudomórfica provocando

efectos negativos reflejados en un menor confinamiento de electrones. Para superar esta dificultad se está haciendo uso de estructuras que consisten en delgadas capas de diferentes materiales, alternadas y compartiendo la misma red cristalina, denominadas super-redes.

Los PHEMT fabricados sobre InP son aquellos que tienen un alto porcentaje de In en el canal de InGaAs y pueden ser logrados en capas sujetas a esfuerzos crecidas en GaAs. Para crecer estos materiales se usa substratos de InP. El substrato de InP tiene una constante de red que está muy cercana a la de una aleación compuesta de 50% de GaAs y 50% de InAs [Madelung, 1996]. En la estructura de estos PHEMTs se usa el AlInAs como el material de alto "bandgap". En la actualidad los dispositivos fabricados con estructuras de dopaje modulado de AlInAs/InGaAs son los que exhiben las más altas frecuencias en la cual la ganancia de corriente del dispositivo cae a la unidad: $f_T = 250$ GHz, para una longitud de compuerta de 0.1 µm [Mishra *et al.*, 1989], y la más baja figura de ruido: 0.8 dB a 60 GHz que cualquier otro dispositivo [Mishra *et al.*, 1988]. La figura 5 muestra la estructura y el diagrama de banda de conducción de la heterounión de un PHEMT fabricado sobre InP [Mitra *et al.*, 1988].

El sistema de materiales de estos PHEMTs fabricados sobre InP ofrece más ventajas, por ejemplo, la gran discontinuidad de la banda de conducción ΔE_c presente en la interfase de la heterounión InAlAs/InGaAs donde su valor es de 0.5 eV [People *et al.*, 1983], en comparación con la del AlGaAs/GaAs de 0.25 eV [Batey y Wright, 1986] y con la del AlGaAs/InGaAs de aproximadamente 0.4 eV [Nguyen, 1989]. Esta mayor discontinuidad permite concentraciónes "2-DEG" tan altas como 3.7 x 10^{12} cm⁻² [Nakata *et*

al., 1987], y esta alta densidad de electrones de más alta movilidad a 300 K en el InGaAs implica más del doble de mayor conductividad en su canal activo.



Figura 5: PHEMT fabricado sobre InP: (a) estructura, (b) diagrama de banda de conducción de su heterounión

En el HEMT convencional de AlGaAs/GaAs la conductividad está limitada por la pequeña discontinuidad de la banda de conducción y la bien sabida dificultad de que al doparse el AlGaAs con las impurezas donadoras, peor aún en altas concentraciones, una fracción significativa de ellas formarán un complejo con un defecto desconocido en el material dando lugar a una gran concentración de trampas, comúnmente conocidas como centros DX (donor-complex) [Mizuta *et al.*, 1985; Lang *et al.*, 1979]. En cambio el AlInAs no sufre de un problema similar de centros DX y puede ser fuertemente dopado con silicio en concentraciones del orden de 10^{19} cm⁻² con mucha facilidad [Griem *et al.*, 1985; Iqbal y Jones, 1998].

Una vez que una concentración suficiente de electrones esté presente en el canal del dispositivo la característica velocidad-campo del material del canal (ver figura 6) determinará el rendimiento límite de más alta frecuencia y su desempeño de bajo ruido.



Figura 6: Curva característica velocidad-campo eléctrico del silicio, GaAs, InP y InGaAs

En los dispositivos de pequeña longitud de compuerta (menores de $0.5 \mu m$) donde la velocidad promedio de los electrones debajo de la compuerta es más cercana a la velocidad pico (ver figura 6), los tiempos de tránsito de los electrones en el InGaAs serán significativamente más cortos.

III INFLUENCIA DE LA LUZ EN LOS TRANSISTORES DE MICROONDAS PHEMT

En este capítulo se presentan los fenómenos relacionados a la influencia de la luz en los transistores de microondas PHEMT, principalmente por la absorción de fotones bandabanda y la generación de pares electrón-hueco que originan principalmente que se induzcan fotovoltajes que se superponen al voltaje de compuerta-fuente y que se incremente la concentración de portadores de carga en el canal "2-DEG". Estos son el fenómeno fotovoltaico y el fenómeno fotoconductivo respectivamente.

III.1 El fenómeno fotovoltaico

Este fenómeno ocurre si los fotones tienen una energía mayor a la de los anchos de banda prohibidos "bandgaps" del sistema de materiales que componen la estructura del transistor [de Salles y Romero, 1991; Madjar *et al.*, 1992]. Tal energía de fotones genera pares electrón-hueco en todas las capas, en proporción a la función de absorción de cada una de ellas y al espesor de las mismas.

Se suele indicar dos tipos de fenómeno fotovoltaico: el fenómeno fotovoltaico interno y el fenómeno fotovoltaico externo.

III.1.1 El fenómeno fotovoltaico interno

Se presenta básicamente por el comportamiento de los fotohuecos que, al acumularse en las capas "buffer" y substrato y la interface entre ellas, actúan como una "compuerta óptica". La figura 7 [Romero *et al.*, 1996] muestra el esquema correspondiente.



Figura 7: El fenómeno fotovoltaico interno, los huecos al acumularse actúan como una "compuerta óptica", la neutralidad de carga se restablece con los electrones del circuito externo Los huecos que se dirigen al substrato semi-aislante debido al campo eléctrico vertical asociado al curvamiento de la banda de conducción en la heterounión, se acoplan capacitivamente a la compuerta puesta a tierra para una señal AC. Los huecos también se dirigen hacia la fuente, debido a la polarización positiva del drenador, donde se recombinan con los electrones que ingresan al semiconductor desde ese terminal para mantener la neutralidad global de carga [de Salles y Romero, 1991].

La carga positiva acumulada induce un fotovoltaje en circuito abierto que tiende a polarizar directamente "forward bias" al dispositivo, este voltaje se superpone al aplicado en la compuerta [Romero *et al.*, 1996]. El mecanismo es similar al "backgating" eléctrico o óptico observado en MESFETs.

III.1.2 El fenómeno fotovoltaico externo

Este fenómeno se origina debido a que los fotopares electrón-hueco, son separados por el campo eléctrico creado en la unión metal-semiconductor [de Salles, 1983]. Los fotoelectrones son barridos a la zona "2-DEG" y los fotohuecos incrementan la corriente de compuerta.

El fenómeno fotovoltaico externo se manifiesta únicamente con la presencia de un gran resistor (1 M Ω) en el circuito de polarización de compuerta [Romero *et al.*, 1996], en tales condiciones se desarrolla un fotovoltaje significativo, a través de la barrera Schottky,
que también tiende a polarizar directamente al dispositivo superponiendose al voltaje de polarización de la misma compuerta.

El fotovoltaje en general es función del voltaje de polarización de compuerta y de la resistencia externa del circuito de polarización de compuerta y su valor máximo depende del voltaje de unión "built-in" y de la densidad de potencia luminosa incidente.

Como la polarización directa reduce el espesor de la zona de deserción y se dá a la vez la absorción de energía luminosa, un efecto de saturación también limitará el fotovoltaje máximo desarrollado. La figura 8 [Romero *et al.*, 1996] muestra el fenómeno fotovoltaico externo.



Figura 8: El fenómeno fotovoltaico externo, generado por la corriente de huecos dirigiendose a la compuerta

III.2 El fenómeno fotoconductivo

Se presenta si los fotones tienen una energía mayor al "bandgap" del canal activo y sólo en dicha capa y si además los fotones no tienen energía superior a la del "bandgap" de la capa donadora [de Salles y Romero, 1991; Madjar *et al.*, 1992]. La figura 9 nos muestra este fenómeno [Romero *et al.*, 1996].



Figura 9: El fenómeno fotoconductivo, los fotoelectrones incrementan la concentración del canal "2-DEG"

Los fotoportadores (electrones y huecos) en esta capa experimentan también el campo eléctrico vertical asociado al curvamiento observado en el diagrama de bandas de la heterounión. Los fotoelectrones contribuyen a incrementar la concentración superficial de electrones (n_s) en el canal "2-DEG" (figura 9) lo que se refleja en el incremento de la corriente fuente-drenador I_{ds} . Definiendo a Δn como la densidad volumétrica de electrones en la capa activa, calculada por,

$$\Delta n = \frac{S_{opt}}{E_{ph}} \cdot \frac{\tau_n}{d_1} \cdot \left[1 - e^{-\alpha_1 \cdot d_1}\right]$$

donde: Sopt es la densidad de potencia óptica incidente.

E_{ph} es la energía del fotón incidente.

 τ_n es el tiempo de vida de los fotoelectrones.

d₁ es el espesor de la capa canal activa no dopada.

 α_1 es el coeficiente de absorción del material de la capa canal activa no dopada.

La concentración superficial de electrones en el "2-DEG" debida sólo a la iluminación se calcula por,

$$n_{sph} = \Delta n \cdot d_1$$

Suponiendo que los fotoelectrones viajan a la velocidad de saturación v_s en el canal "2-DEG", la fotocorriente drenador-fuente I_{dsph} generada sólo por la iluminación puede ser estimada por,

$$\mathbf{I}_{dsph} = \mathbf{Z} \cdot \mathbf{q} \cdot \mathbf{n}_{sph} \cdot \mathbf{v}_{s}$$

donde: Z es el ancho de la compuerta.

q es la carga del electrón.

v_s es la velocidad de saturación de los electrones en el canal "2-DEG".

y la corriente drenador-fuente total Idsi bajo iluminación se calcula por,

$$\mathbf{I}_{dsi} = \mathbf{I}_{ds} + \mathbf{I}_{dsph} = \mathbf{Z} \cdot \mathbf{q} \cdot \left(\mathbf{n}_{s} + \mathbf{n}_{sph}\right) \cdot \mathbf{v}_{s}$$

Los electrones del canal "2-DEG" son colectados en el drenador en un tiempo muy pequeño correspondiente al tiempo de tránsito que es alrededor de unos picosegundos.

La iluminación actúa como una "compuerta óptica" controlando la densidad de flujo de los electrones en el canal "2-DEG".

III.3 Otros fenómenos fotoluminosos importantes

Adicionalmente a lo anterior también cabe resaltar los fenómenos siguientes: El fenómeno de fotorrespuesta negativa, el fenómeno kink y el fenómeno de emisión de luz visible.

III.3.1 El fenómeno de fotorrespuesta negativa

Este fenómeno se manifiesta por la disminución de la corriente de drenador bajo la condición de iluminación [Romero y Herczfeld, 1995]. Es atribuido al atrapamiento de portadores fotogenerados, principalmente en la capa "buffer" lo que causa un cambio en el perfil de potencial y consecuentemente una reducción en el número de portadores en el canal "2-DEG". La figura 10 [Romero y Herczfeld, 1995] muestra un esquema del

fenómeno y la figura 11 [de Salles y Romero, 1991] muestra curvas características típicas de I_{ds} en función de V_{ds} (V_{gs} = constante) del mismo fenómeno.

En los experimentos de fotorrespuesta negativa también se observa que después de un determinado valor de V_{ds} la fotorrespuesta negativa comienza a disminuir debido a que los portadores de carga alcanzan su velocidad de saturación y además a que los campos longitudinales intensos a lo largo del canal provocan que los fotoelectrones lleguen al drenador a través de la capa buffer antes de ser colectados en el canal "2-DEG", reduciendose la eficiencia del desempeño del dispositivo a altas frecuencias.



Figura 10: El fenómeno de fotorrespuesta negativa, los electrones son atrapados principalmente en la capa "buffer"

La fotorrespuesta, en general, se define como,

 $I_{ph} = I_{ds}$ (iluminado) – I_{ds} (no iluminado)

Y se ha observado que para niveles de iluminación bajos la fotorrespuesta I_{ph} es una función logarítmica de la potencia óptica y puede expresarse por,

$$\mathbf{I}_{ph} = \mathbf{I}_{ph_0} \cdot \ln \left(\frac{\mathbf{P}_{opt}}{\mathbf{P}_{opt_0}} + 1 \right)$$

donde I_{pho} y P_{opto} son parámetros de ajuste de curvas, con I_{pho} dependiente del voltaje. La figura 12 [Romero y Herczfeld, 1995] muestra dicha dependencia logarítmica cuando se grafica I_{ph} en función de P_{opt} usando V_{gs} como parámetro mientras V_{ds} se mantiene constante. Para potencias ópticas por encima de un determinado valor ocurre la saturación y la corriente de drenador tiende a aumentar y a aproximarse a valores sin iluminación.



Figura 11: El fenómeno de fotorrespuesta negativa en las curvas características I_{ds} en función de V_{ds} (V_{gs} = constante)

Los dispositivos con fotorrespuesta positiva también presentan alta ganancia a bajos niveles de iluminación y la tendencia logarítmica de I_{ph} con respecto a la potencia luminosa [Romero y Herczfeld, 1995]. Además es importante mencionar que los modelos fotoconductivos convencionales [de Salles y Romero, 1991] predicen una relación lineal entre la fotorrespuesta y la potencia óptica por lo que entonces la fotodetección no es estrictamente fotoconductiva sino que está gobernada por una combinación más compleja de mecanismos físicos.



Figura 12: La fotorrespuesta negativa en función de la potencia óptica incidente, se observa la dependencia logarítmica de la curva característica

La explicación del fenómeno de fotorrespuesta negativa está en la presencia de trampas profundas en la capa "buffer". Los fotoportadores en vez de ser colectados en el drenador son retenidos dentro de la capa "buffer". Para satisfacer la condición de neutralidad de carga y como consecuencia del incremento de carga negativa en el volumen de la capa "buffer", el perfil de potencial se modifica, tal es asi de que el borde de la banda de conducción se eleva con respecto al nivel de Fermi y el número de portadores en el canal "2-DEG" decrece resultando en una reducción de la corriente drenador-fuente [Romero y Herczfeld, 1995].

La misma literatura [Romero y Herczfeld, 1995] indica que se ha verificado la validez de este modelo calculando la reducción en la corriente de drenador como una función de la densidad de carga fotogenerada atrapada, resolviendo numéricamente la ecuación de Poisson,

$$\frac{d^2 \Phi}{dx^2} = \frac{q}{\epsilon_2} \left[n_s + N_T + N_a^- \right]$$

donde: Φ es el potencial del perfil.

q es la carga del electrón.

 ε_2 es la constante dieléctrica de la región de canal y "buffer".

n_s es la concentración de electrones en el canal "2-DEG".

N_T es la carga fotogenerada total atrapada.

Na es la concentración de aceptores poco profundos ionizados en el "buffer".

En resumen, de acuerdo a este modelo, para bajos niveles de potencia la mayoría de los fotoelectrones generados serán capturados por trampas vacías profundas causando el cambio en el perfil de potencial que origina la fotorrespuesta negativa. Cuando la potencia se incrementa, los niveles profundos se vacían y una gran fracción de los fotoelectrones alcanzan el canal "2-DEG" (o se recombinan con huecos libres) y la corriente I_{ds} tiende a elevarse hacia valores sin iluminación.

La literatura [Romero y Herczfeld, 1995] recomienda estimar la densidad de trampas presentes en el dispositivo a través diversas técnicas de caracterización del material de las capas del PHEMT (mediciones espectroscópicas), sumadas a las empleadas rutinariamente, además también sugiere que los efectos de atrapamiento son atribuidos principalmente a dos causas:

- a) Las trampas de electrones en la capa "buffer", debidos a la presencia por ejemplo de las series M de trampas que han sido consistentemente observadas en el crecimiento por MBE de GaAs, además de que se sabe bien que muchas impurezas de la capa semi-aislante se difunden en las capas epitaxiales durante el proceso mismo de crecimiento.
- b) Los niveles de energía defectuosos en el substrato, toda vez que el espesor de la capa epitaxial "buffer" tiene un coeficiente de absorción semejante al de la capa canal entonces la generación de fotopares electrón-hueco en el substrato será muy significativa. Cabe recalcar que todos los PHEMTs que exhiben fotorrespuesta negativa tienen una estructura con la capa "buffer" directamente sobre el substrato indicando que este último juega un papel importante en la observación del fenómeno.

La fotorrespuesta negativa podría incluso ser provocada involuntariamente durante la neutralización de donadores del substrato semi-aislante. Un nivel comúnmente observado en cristales no dopados (de GaAs) es el EL2, el cual compensa a los aceptores poco

profundos (C). Algunos autores [Patterson *et al.*, 1993] atribuyen la persistente fotoconductividad negativa al atrapamiento de electrones en estos niveles EL2 vacíos.

III.3.2 El fenómeno kink

Este fenómeno está identificado por los cambios abruptos en la corriente de drenador de las curvas características I_{ds} en función de V_{ds} para valores de V_{gs} constantes sin iluminación y con iluminación [Hori y Kuzuhara, 1994; Horio y Satoh, 1994; Kruppa y Boos, 1995; Ernst *et al.*, 1997; Haruyama y Katano, 1995; Haruyama *et al.*, 1997; Reynoso Hernández *et al.*, 1998] y se ha tratado de explicar hasta la fecha a través de tres puntos de vista [Haruyama *et al.*, 1997]:

El primero está relacionado con la "ionización por impacto", ocasionada por los campos eléctricos intensos debidos a la reducción del tamaño de los dispositivos, y al incremento de la densidad de portadores en el canal para obtener un mejor desempeño del dispositivo [Bolognesi *et al.*, 1999]. Tal es que algunos de los fenómenos kink observados se originan por la acumulación de huecos libres generados por esta ionización por impacto. Estos fenómenos kink son observados no sólo en mediciones DC sino también en mediciones RF debido a que la ionización por impacto puede darse a tales altas frecuencias.

El segundo está relacionado con los "niveles profundos", sobretodo en los dispositivos realizados con semiconductores compuestos, en los que se albergan muchas clases de niveles profundos en la interface "buffer"-substrato y en las capas superficiales.

Algunos fenómenos kink se originan por la captura y emisión de portadores en estos niveles profundos. Uno de tales mecanismos es la emisión y captura dependientes del voltaje de polarización aplicado en las trampas de electrones de la capa "buffer" [Iqbal y Jones, 1998]. Este fenómeno kink es eliminado en mediciones RF debido a que la emisión de electrones puede responder rápidamente a tales altas frecuencias.

El tercero está relacionado con la combinación de la "ionización por impacto" y los "niveles profundos". En este caso los fenómenos kink presentan características complicadas dependiendo de la clase y posición de los niveles profundos y de la ionización por impacto. Cuando existen niveles profundos en las capas canal o "buffer" un número de huecos en exceso generados por la ionización por impacto en el canal son capturados en estos niveles profundos. Esto cambia el balance de carga de los niveles profundos, que a su vez modula el potencial de la interfase "buffer"-substrato, entonces el fenómeno kink es observado. Un fenómeno similar debido a los niveles profundos en la capa superficial también causará tales fenómenos kink, debido a la modulación del ancho de la capa de deserción de la compuerta Schottky y de la resistividad parásita.

Sin iluminación se ha observado hasta dos fenómenos kink en las curvas características I_{ds} en función de V_{ds} con V_{gs} a diferentes valores constantes [Haruyama *et al.*, 1997].

El primero de ellos aparece en un rango de V_{ds} entre 0.8 volts y 1.2 volts; éste tiene una tendencia a desplazarse inicialmente a valores de V_{ds} menores conforme se hace más negativo V_{gs} hasta alcanzar un valor de V_{gs} = - 0.6 volts aproximadamente, después del



Figura 13: El fenómeno kink, en régimen no iluminado: entre 0.8 y 1.2 volts (a), iniciando en 3 volts (b) y en régimen iluminado: entre 1.8 y 2.8 volts (c)

cual, al seguir haciendose más negativo el valor de V_{gs} el fenómeno se manifiesta con la tendencia a desplazarse hacia valores de V_{ds} mayores (ver figura 13).

El segundo inicia alrededor de $V_{ds} = 3$ volts con $V_{gs} = 0$ volts; con la tendencia siempre a desplazarse a valores de V_{ds} más altos conforme V_{gs} se hace más negativo (ver figura 13).

Con iluminación se ha observado un fenómeno kink en las curvas características de I_{ds} en función de V_{ds} con V_{gs} a diferentes valores constantes, manifiestandose en un rango de V_{ds} alrededor de 1.8 volts y 2.8 volts [Haruyama *et al.*, 1997]. Su tendencia es a desplazarse a valores más altos de V_{ds} conforme V_{gs} se hace cada vez más negativo de manera similar a como ocurre en el segundo caso en régimen no iluminado (ver figura 13).

III.3.3 El fenómeno de emisión de luz visible

En la presente tesis se estudia la influencia de la luz incidente sobre los TECs GaAs, sin embargo, cabe mencionar que la literatura técnica también reporta la observación del fenómeno de emisión de luz desde estos dispositivos activos, en el rango del espectro electromagnético desde el infrarrojo cercano al visible (1.1 eV a 3.1 eV respectivamente) [Zanoni *et al.*, 1990; Zanoni *et al.*, 1992; Berthold *et al.*, 1995].

Los experimentos al respecto, hacen uso de una infraestructura que incluye básicamente la utilización de fotomultiplicadores, un monocromador, un conformador de

pulsos y un contador [Zanoni *et al.*, 1992]; y las citadas publicaciones explican que el fenómeno de electroluminiscencia, bien conocido desde los inicios de la investigación con dispositivos semiconductores sometidos a campos eléctricos intensos, es debido a los siguientes mecanismos: a) transiciones radiativas, las cuales involucran sólo un tipo de portadores de carga y b) recombinaciones radiativas, que involucran ambos tipos de portadores de carga.

En el primer caso, se espera que la intensidad luminosa sea proporcional a la concentración (corriente) de un solo tipo de portadores: electrones o huecos; mientras que en el segundo caso, se espera que la intensidad luminosa sea proporcional al producto de las concentraciones (corrientes) de electrones y huecos.

La tecnología de los TEC GaAs, tiende a la disminución de dimensiones de los dispositivos, esto a su vez redunda en campos eléctricos más intensos. La radiación es emitida en este régimen de electrones de alta energía, donde el fenómeno de generación de pares electrón-hueco debida a la ionización por impacto es muy importante.

El primer mecanismo de emisión, ha sido encontrado siendo proporcional a la corriente de huecos generados, y es la radiación tipo Bremsstrahlung debida a la dispersión de "hot electrons" en centros coulombicos cargados (cambio de movimiento de una partícula cargada con alta energía) [Zanoni *et al.*, 1992; Hecht y Zajac, 1998].

El segundo mecanismo de emisión, ha sido encontrado proporcional al producto de la corriente de compuerta por la corriente de drenador, desde que la velocidad de recombinación entre los electrones y huecos podría ser proporcional al producto de la densidad de electrones ($\cong I_d$) por la densidad de huecos ($\cong I_g$). El resultado sugiere, a la recombinación, como el mecanismo dominante de emisión, para energías altas de fotón (> 1.7 eV) en HEMTs de AlGaAs/GaAs.

La figura 14(a) nos muestra la intensidad de luz emitida en función de la energía, cuando un dispositivo HEMT NE20200 de NEC es sometido a diferentes condiciones de polarización de V_{ds}, manteniendo V_{gs} constante (V_{gs} = 0 volts) y a la temperatura ambiente [Zanoni *et al.*, 1992]. También la misma gráfica nos muestra la transmitancia óptica para dos espesores de GaAs: 10 nm y 100 nm.

En dicha figura 14(a), para efectos de análisis, se consideraron tres rangos de energía. El primer rango desde 1.1 eV a 1.5 eV, es caracterizado por un kink o pico alrededor de 1.4 eV, en ella se observa que la intensidad del pico se incrementa con el aumento del voltaje drenador-fuente V_{ds} , esto es debido a la mayor recombinación de los electrones del fondo de la banda de conducción con los huecos del tope de la banda de valencia en el GaAs ($E_g = 1.4 \text{ eV}$). El segundo rango desde 1.5 eV a 2.6 eV, muestra que los datos experimentales se ajustan a una distribución exponencial en excelente concordancia con la distribución Maxwelliana. Y finalmente en el tercer rango, para las energías superiores a 2.6 eV, en donde la prominente disminución de la intensidad de la luz emitida se explica por la alta absorción de luz en las capas "capping" de GaAs. La ausencia de un kink en la proximidad de 1.7-1.8 eV correspondiente al "bandgap" del AlGaAs, sugiere que la recombinación banda-banda no tiene lugar en las capas de AlGaAs o que existen muy pocos electrones disponibles para una recombinación efectiva en dicha capa.



Figura 14: Intensidad de luz emitida en función de la energía, para el NE20200 de NEC: (a) a diferentes voltajes V_{ds} con $V_{gs} = 0$ volts y $T_a = 300$ K. Y la transmitancia óptica de 2 espesores de GaAs; y (b) para diferentes T_a nominales cuando $V_{ds} = 7.5$ volts y $V_{gs} = -0.5$ volts.

La figura 14(b) nos muestra la intensidad de luz emitida en función de la energía cuando el dispositivo HEMT NE20200 de NEC es sometido a temperaturas nominales ambiente desde 60 K a 300 K y polarizado con $V_{ds} = 7.5$ volts y $V_{gs} = -0.5$ volts [Zanoni *et al.*, 1992].

En dicha figura 14(b), se observa que con la disminución de la temperatura ocurren tres efectos sobre el espectro de emisión: a) la corriente de drenador y la intensidad de luz emitida aumentan, esto es debido al incremento de velocidad y energía de los electrones del canal y el consiguiente aumento de la tasa de la ionización por impacto; b) la pendiente de la región central disminuye ligeramente, esto corresponde a una mayor temperatura equivalente; c) la intensidad del pico en 1.4 eV se incrementa y su posición se desplaza hacia energías más altas en concordancia con el incremento en el valor del "bandgap" a menores temperaturas, esto a su vez confirma, que el pico se debe a la recombinación entre electrones y huecos, mecanismo por el cual, se producen fotones con energía igual o ligeramente mayor que E_g . El incremento del pico de intensidad a bajas temperaturas es debido al incremento de la corriente de drenador y a la más alta tasa de la ionización por impacto.

Finalmente, es importante destacar, que las observaciones directas en los dispositivos TEC GaAs, indican que la luz es generada principalmente en la región compuerta-drenador, donde tienen lugar los campos eléctricos más intensos [Zanoni *et al.*, 1992].

IV ARREGLOS EXPERIMENTALES OPTICO Y DE MICROONDAS

En este capítulo se presentan los detalles de los arreglos experimentales óptico y de microondas utilizados para la caracterización de los transistores PHEMT y de la extracción de elementos intrínsecos y extrínsecos del modelo del circuito eléctrico equivalente.

IV.1 El arreglo experimental óptico

El arreglo experimental óptico comprende un conjunto de dispositivos ópticos instalados en una disposición de banco óptico, los elementos utilizados comprenden:

1 Fuente de luz láser

2 Polarizadores lineales

1 Lente convergente de 20 cms de distancia focal

1 Espejo plano

1 Detector de luz

1 Medidor de potencia luminosa de 300 nm a 900 nm

1 Conjunto de atenuadores ópticos

1 mesa óptica

El arreglo de los dispositivos ópticos utilizado en nuestros experimentos se muestra en la figura 15.



Figura 15: Arreglo de los dispositivos ópticos, después de leída la potencia luminosa se remueve el detector para que la luz láser incida sobre el dispositivo bajo prueba

La fuente de luz es un láser de Helio-Neón de onda continua visible (rojo brillante) de 632.8 nm de una potencia de 5 mW máxima, de densidad de flujo tipo gaussina sobre la sección transversal del haz y linealmente polarizado.

Los polarizadores lineales nos permiten tener un control de la potencia óptica, uno de los polarizadores se sostiene en una dirección fija paralela a la polarización vertical de la luz láser y el otro se gira desde una posición alineada con la anterior hasta una posición completamente transversal, con esto se controla la irradiancia a la salida del conjunto que es proporcional al cuadrado del coseno del ángulo entre los polarizadores. Para obtener mayor control de los niveles de potencia luminosa también se uso un conjunto de atenuadores ópticos intercambiables por los que se hacia pasar la luz láser. Aunque debido a las sucesivas reflexiones en las superfícies de los atenuadores, es recomendable usar el menor número posible de atenuadores para la obtención de un nivel de potencia luminosa deseado.

La lente convergente de 20 centímetros de distancia focal se utiliza para concentrar la luz sobre el dispositivo a iluminar, en nuestro caso los transistores PHEMT. Cabe indicar que aunque existen fórmulas para calcular el área de la sección transversal del haz del láser en función de la distancia ("beam waist") e incluso métodos experimentales para conocerlo, el carácter cualitativo de nuestros experimentos nos permite prescindir de ese valor.

El espejo plano nos permite tener una superficie de reflexión con la cual cambiamos la dirección de la luz láser hacia el dispositivo bajo estudio instalado sobre una superficie horizontal.

El detector de luz es el sensor que conectado al medidor de potencia luminosa nos permite conocer la potencia del haz de luz láser que incide sobre su superficie. Después de leída la potencia luminosa, este dispositivo es removido, incidiendo la luz del láser directamente sobre el dispositivo bajo prueba. La mesa óptica para nuestro caso consiste de una plancha metalica con agujeros atornillables sobre la cual se sujetan los dispositivos ópticos en una disposición de banco óptico, la luz láser se alinea perfectamente horizontal a esta superficie.

IV.2 El arreglo experimental de microondas

El arreglo experimental de microondas comprende un conjunto de instrumentos, equipos de medición y dispositivos de microondas que realizan automáticamente mediciones DC y RF dispuestos en dos bancos de caracterización, el primero de ellos para realizar las mediciones en DC, denominadas caracterización estática y el segundo para efectuar las mediciones en RF de los parámetros de dispersión S, denominadas caracterización dinámica.

Previamente a tratar la caracterización estática y dinámica, debemos de hacer una concisa explicación del modelado del proceso eléctrico en un componente activo por medio de un circuito eléctrico equivalente. Este consiste en la obtención de los valores de los elementos de un circuito eléctrico dispuestos en una topología definida para simular el comportamiento en altas frecuencias del dispositivo; básicamente para obtener con éstos, los parámetros S de tales dispositivos, para integrarlos a un análisis de circuitos de microondas en pequeña señal, gran señal o de ruido.

Los elementos del circuito eléctrico equivalente se relacionan con algún aspecto físico de la estructura del dispositivo como se muestra en la figura 16. Se muestran en dicha figura las resistencias de acceso R_s , R_g y R_d que comunmente se añaden al diagrama del circuito eléctrico equivalente. Una apropiada selección de la topología (algunas de ellas mostradas en la figura 17), proporcionaría un mejor ajuste de los parámetros S, sobre un gran intervalo de frecuencias, incluso se podría extrapolar el funcionamiento del dispositivo a frecuencias superiores a las del equipo de medición si los elementos son extraidos apropiadamente.



Figura 16: Circuito eléctrico equivalente de la estructura PHEMT

Además los valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente pueden ser escalados con el ancho de la compuerta lo que es importante para el diseño de MMICs.

Se observa en la figura 17 que las diferentes topologías involucran dos clases de elementos: los elementos extrínsecos (R_s , R_g , R_d L_s , L_g , L_d , C_{pg} y C_{pd}) cuyos valores son

independientes del punto de polarización y los elementos intrínsecos (C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} , R_i , g_{ds} , g_m y τ), cuyos valores son dependientes del punto de polarización del dispositivo. Las letras mayúsculas R, L y C identifican valores de resistores, inductores y capacitores, g_{ds} identifica a la conductancia de salida intrínseca, g_m la transconductancia intrínseca y τ el retardo de la transconductancia, magnitudes que serán definidos más adelante.



Figura 17: Topologías del circuito eléctrico equivalente en pequeña señal para los transistores PHEMT

IV.2.1 La caracterización estática

Se trata de una serie de mediciones eléctricas en DC en las dos regiones de funcionamiento del transistor: la región óhmica y la región de saturación. Estas mediciones nos permiten determinar R_s , R_g , R_d , G_m y G_{ds} . Donde, R_s es la resistencia de fuente, R_g es la resistencia de compuerta y R_d es la resistencia de drenador, a estas se les denomina también resistencias de acceso. G_m es la transconductancia y G_{ds} es la conductancia de salida.

Para esto se utiliza el banco de caracterización estática automatizado mostrado en la figura 18 que toma mediciones de corrientes y voltajes, ejecuta cálculos y obtiene gráficas a través de programas de computadoras para la evaluación de las magnitudes mencionadas.

Las resistencias de acceso R_s , R_g y R_d son elementos muy importantes que determinan el desempeño de los TEC GaAs. Las resistencias R_s y R_g afectan el factor de ruido y la ganancia de potencia y R_d afecta la disipación de potencia del transistor.

Los fundamentos teóricos que encierran las mediciones automatizadas están detalladas en trabajos publicados [Reynoso Hernández *et al.*, 1993; Rangel Patiño, 1994; Reynoso Hernández y Rangel Patiño, 1996; Bennet, 1987].

La transconductancia G_m también denominada ganancia del transistor en régimen saturado esta dada por,

$$G_{m} = \frac{\Delta I_{ds}}{\Delta V_{gs}} \Big|_{V_{ds} = cte}$$

donde: Ids es la corriente de polarización drenador-fuente.

V_{gs} es el voltaje de polarización compuerta-fuente.

V_{ds} es el voltaje de polarización drenador-fuente.

El valor máximo de G_m no ocurre necesariamente cuando I_{ds} tiene su valor máximo con $V_{gs} = 0$ V, sino para otra condición de polarización del transistor. Tal condición de polarización es muy importante además porque el ruido de un amplificador es inversamente proporcional al valor de G_m .



Figura 18: Banco de caracterización estática para transistores TEC GaAs

La Conductancia de salida G_{ds} en régimen estático es la inversa de la resistencia de salida y en régimen saturado está dado por,

$$G_{ds} = \frac{\Delta I_{ds}}{\Delta V_{ds}} \bigg|_{V_{gs} = cte}$$

El interés de incluir mediciones de G_{ds} en régimen estático reside en que de sus curvas características G_{ds} en función de V_{ds} (V_{gs} = constante) se obtiene información relevante sobre el fenómeno kink.

IV.2.2 La caracterización dinámica

Se trata de una serie de mediciones eléctricas en RF. Estas mediciones nos permiten determinar el valor de los elementos reactivos extrínsecos restantes C_{pg} , C_{pd} , L_s , L_g y L_d de la topología empleada y los elementos intrínsecos: C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} , R_i , g_{ds} , g_m y τ del TEC GaAs. Los elementos extrínsicos se denominan: C_{pg} la capacitancia parásita de compuerta, C_{pd} la capacitancia parásita de drenador, L_s la inductancia de fuente, L_g la inductancia de compuerta y L_d la inductancia de drenador. Los elementos intrínsecos se denominan: C_{gs} la capacitancia compuerta-fuente, C_{gd} la capacitancia compuerta-drenador, C_{ds} , la capacitancia drenador-fuente, R_i la resistencia "intrínseca", g_{ds} la conductancia "intrínseca" de salida, g_m la transconductancia "intrínseca" y τ el tiempo de tránsito de los portadores de carga.

Para esto se utiliza el banco de caracterización dinámina automatizado mostrado en la figura 19 que toma mediciones de los parámetros S y ejecuta cálculos a través de programas de computadora para determinar las magnitudes mencionadas. Los fundamentos teóricos que encierran las mediciones automatizadas inclusive las técnicas de calibración empleadas para la obtención de los parámetros S y el uso del analizador de redes están detalladas en trabajos publicados [Reynoso Hernández *et al.*, 1996; Rangel Patiño, 1994; Reynoso Hernández *et al.*, 1997; Dambrine *et al.*, 1988; Berroth y Bosch, 1993; White y Healy, 1993].



Figura 19: Banco de caracterización dinámica para transistores TEC GaAs

Los elementos extrínsecos: L_s , L_g y L_d son inductancias parásitas debidas principalmente a los contactos metálicos en la superficie de los dispositivos y además a los alambres de conexión y pines del empaquetado; C_{pg} y C_{pd} son capacitancias parásitas en las terminales de compuerta y drenador que además incluyen las capacitancias del empaquetado. Los elementos intrínsecos: C_{gs} y C_{gd} son las capacitancias de compuerta-fuente y compuerta-drenador y se originan debido a la variación de la zona de deserción bajo la compuerta por las tensiones de compuerta-fuente y compuerta-drenador respectivamente; C_{ds} es la capacitancia drenador-fuente y es de notable importancia debido al efecto de "backgating" asociado a ella; R_i es la resistencia intrínseca también denominada resistencia equivalente de la estructura repartida del canal; g_{ds} es la conductancia de salida intrínseca y inversa de la resistencia de salida R_{ds} ; g_m es la transconductancia intrínseca y representa el mecanismo de ganancia intrínseca del TEC GaAs asociado directamente a la eficacia del control de la corriente de drenador I_{ds} por la tensión de compuerta V_{gs} , su valor es función inversa de la longitud de compuerta; τ representa el tiempo de tránsito de los portadores de carga por debajo de la compuerta e indica el retardo en la respuesta en I_{ds} a una variación de la tensión en la compuerta V_{gs} .

IV.3 El arreglo experimental óptico y de microondas

Puesto que el presente trabajo hace uso de ambas técnicas experimentales, finalmente se emplea para nuestras mediciones el banco óptico y de microondas mostrado en la figura 20. Básicamente la idea es obtener mediciones de varias magnitudes DC y los elementos extrínsecos e intrínsecos del circuito eléctrico equivalente a diferentes niveles de potencia luminosa, incidente sobre los dispositivos PHEMT, con la intención de observar sus evoluciones y comportamientos en régimen iluminado en comparación al régimen no

iluminado para indagar la posibilidad de mejorar el desempeño de los transistores TEC GaAs al ser someterlos a iluminación óptica.



Figura 20: Banco de caracterización óptico y de microondas empleado para la caracterización de dispositivos PHEMT

V RESULTADOS EXPERIMENTALES

V.1 Introducción

Hasta ahora se ha estudiado los fundamentos y características de los PHEMT y la influencia de la luz en los mismos. En este capítulo se procederá a presentar los resultados de la caracterización estática (mediciones DC) y la caracterización dinámica (mediciones RF) de transistores PHEMT listados en la tabla I. Como se indicará más adelante se observará la evolución de curvas características y de valores de elementos extrínsecos e intrínsecos con respecto a los diferentes niveles de potencia de iluminación de un láser de Helio-Neón operando en 632.8 nm cuya energía de fotón es de 1.96 eV, aún cuando los transistores utilizados no han sido diseñados específicamente para aplicaciones ópticas.

Cabe mencionar que los datos presentados tienen un carácter cualitativo y son reproducibles. Y es tema de esta tesis inspeccionar las teorías expuestas en el capítulo II que fundamentan el comportamiento observado en régimen de iluminación en contraste con los del régimen no iluminado. Se utilizó un láser de Helio-Neón de 632.8 nm porque nos proporciona fotones de un valor de energía superior a los de los "bandgaps" del sistema de materiales en los transistores PHEMT fabricados sobre substratos de GaAs (es el caso de los transistores empleados). En la figura 1 podemos ver que los PHEMTs construidos sobre substratos de GaAs o InP tienen "bandgaps" por debajo de 2 eV. Esta energía de fotón nos asegura una interacción sobre todas las capas estructurales de los transistores, a ciencia cierta la eficacia de la interacción de los fotones depende de la potencia luminosa incidente y de un factor exponencial del coeficiente de absorción y espesor del material. Las capas estructurales de los PHEMT son epitaxiales, sus espesores son del orden de centenas de angstroms por lo que la interacción de los fotones en capas más internas del transistor como lo son las capas "buffer" y substrato por ejemplo son altamente probables.

Transistor	Tipo de Dispositivo	Long. de Compuerta	Ancho de Compuerta
F8X30 de Hewlett Packard	PHEMT no encap- sulado (en oblea), basado en GaAs	0.25 micrometros	300 micrometros
NE24200 de NEC	PHEMT no encap- sulado (en oblea), basado en GaAs	0.25 micrometros	200 micrometros
NE32400 de NEC	PHEMT no encap- sulado (en oblea), basado en GaAs	0.25 micrometros	200 micrometros

Tabla I: Característica de los transistores PHEMT bajo medición

La potencia proporcionada por el láser utilizado en nuestros experimentos es contínua y de haberse usado un haz de potencia modulada se esperaría un comportamiento diferenciado según lo menciona la literatura [de Barros *et al.*, 1997].

Se ha asumido por cuestiones de simplicidad que una capa de pasivasión en los transistores, o dos capas en el peor de los casos, ejercen una interacción prácticamente nula resultando transparentes a la iluminación. Las capas de pasivación se localizan sobre la superficie de los transistores y la luz debe atravesarlas para alcanzar las capas estructurales de los PHEMT. Una de estas capas podría ser de Nitruro de Silicio (Si_3N_4) cuyo "bandgap" es de 5 eV y su índice de refracción es de 2.05, y la otra capa por debajo de la anterior y en contacto directo con el transistor, podría ser de Dioxido de Silicio (SiO_2) cuyo "bandgap" es de 9 eV y su índice de refracción es de 1.46. Los coeficientes de transmisión de las interfaces desde el aire hasta la superficie del transistor varían entre 0.85 y 1 y la dependencia con la longitud de onda en general es moderada [Madjar *et al.*, 1992].

Como se sugiere en el primer párrafo de esta introducción, se pueden construir transistores PHEMT diseñados especialmente para aplicaciones ópticas. Estos PHEMTs principalmente tienen los contactos de compuerta-fuente y compuerta-drenador óptimamente más separados y la metalización de compuerta está hecha con conductores transparentes a la luz visible que preserven la calidad del contacto Schottky [Simons y Bhasin, 1986; Chopra *et al.*, 1983].

La presentación de resultados se ha ordenado de acuerdo a la caracterización empleada (estática y dinámica) y en función a los fenómenos estudiados.

V.2 Efecto de la luz en los parámetros estáticos

V.2.1 La fotorrespuesta positiva

La fotorrespuesta I_{ph} en general es definida como la diferencia de la corriente I_{ds} en régimen iluminado menos la corriente I_{ds} en régimen no iluminado.

Los dispositivos activos PHEMT en los que se manifiesta la fotorrespuesta positiva se caracterizan por el incremento de la corriente I_{ds} con la aplicación de potencia luminosa.

Es el caso del transistor F8X30 de Hewlett Packard utilizado en nuestros experimentos. En sus curvas características de I_{ds} en función de V_{ds} (V_{gs} = constante) para diferentes niveles de potencia luminosa incidente mostrados en la figura 21 podemos observar el incremento de la corriente I_{ds} en régimen iluminado característico de este fenómeno.

A medida que se incrementa la potencia luminosa se incrementa también la fotorrespuesta, esto puede apreciarse en las curvas características de la fotorrespuesta I_{ph} en función de V_{ds} (V_{gs} = constante) para diferentes niveles de potencia luminosa mostradas en la figura 22. En esta misma figura podemos observar también que en la región óhmica la fotorrespuesta crece muy rápidamente hasta entrar a la región de saturación en donde se observa que mantiene su valor debido a los mismos mecanismos de saturación propios de las propiedades de transporte en los semiconductores (figura 6). Para valores altos de V_{ds} la





fuerte tendencia en la disminución de la fotorrespuesta se explica porque el fenómeno kink presente a su vez en el dispositivo PHEMT se va extinguiendo gradualmente a medida de que se incrementa la potencia luminosa. El fenómeno kink será tratado extensamente más adelante.

La literatura [Romero y Herczfeld, 1995] sugiere que una disminución de la fotorrespuesta positiva en las curvas características I_{ph} en función de V_{ds} (Pot. Luminosa = constante), para valores altos de V_{ds} y valores menos negativos de V_{gs} , se debe a un efecto bidimensional causado por el campo longitudinal de polarización. Para pequeños valores de voltaje de polarización de drenador la fotorrespuesta se incrementa debido a que la velocidad de los fotoportadores generados se incrementa con V_{ds} . Más alla de la velocidad de saturación, el gran campo longitudinal a lo largo del canal causará que los fotoelectrones deriven hacia el drenador a lo largo del "buffer", antes de ser colectados en el canal "2-DEG", reduciendose así la fotocorriente total. Cabe mencionar que en la referida publicación no mencionan que se dé a su vez el fenómeno kink en el dispositivo que utilizaron y a pesar de eso observan la reducción de la fotorrespuesta. En nuestro caso el fenómeno kink es tan dominante que podría estar enmascarando esta posible causa de reducción adicional de la fotorrespuesta.

Esta disminución de I_{ph} para valores altos de V_{ds} podría ser aprovechada como un mecanismo de control en un proceso de avalancha en circuitos de potencia pulsados de microondas; en este tipo de circuitos electrónicos la caracterización DC juega un rol importante debido a la dispersión con la frecuencia de algunos parámetros, aún cuando el dispositivo opera a altas frecuencias.



Figura 22: Fotorrespuesta en función del voltaje drenador-fuente para (a) $V_{gs} = -0.3$ volts y (b) $V_{gs} = -0.9$ volts, aplicando diferentes niveles de potencia sobre el transistor F8X30
La fotorrespuesta positiva es favorable para tener corrientes de saturación I_{dss} más altas con la aplicación de luz. Un valor de I_{dss} más alto es requerido por ejemplo en el diseño de amplificadores de potencia, por lo que se usan transistores con compuertas más anchos para obtener mejores I_{dss} . La aplicación de iluminación a parte de mejorar el I_{dss} , nos sugiere un control de su valor con la variación de la potencia de iluminación incidente. El incremento de corriente I_{dss} observado en nuestros experimentos sobre el PHEMT F8X30 es de 18% aplicandole 4.6 mW, con la tendencia a aumentar para mayores niveles de potencia luminosa aplicadas.

La figura 23 nos muestra las curvas características de la fotorrespuesta en función de V_{ds} (Pot.Luminosa = constante) para diferentes valores de V_{gs} , en ella podemos observar la dependencia de la fotorrespuesta siempre creciente para la zona de saturación cuando se hace menos negativo el valor de V_{gs} , en cambio para la zona óhmica se observa inicialmente una dependencia creciente de I_{ph} comenzando en valores más cercanos al "pinch-off" y posteriormente un fuerte deterioro de la fotorrespuesta para valores menos negativos de V_{gs} . Este mismo comportamiento cualitativo se observa para todas las potencias de iluminación hasta 4.6 mW experimentadas.

Aunque el incremento de la fotorrespuesta es proporcional al incremento de la potencia luminosa incidente cuando los valores de V_{gs} son constantes (ver figura 22) y también es proporcional a V_{gs} (según la descripción del párrafo anterior) cuando las potencias luminosas son constantes (ver figura 23); se observa que el incremento en porcentaje (con respecto a la condición sin iluminación) es mayor cuando la potencia luminosa es más alta y los valores de V_{gs} se hacen más negativos y cercanos al "pinch-off",



Figura 23: Fotorrespuesta en función del voltaje drenador-fuente para la potencia luminosa incidente de 4.6 mW, polarizando con diferentes voltajes V_{gs} a el transistor F8X30





6()

llegando incluso a alcanzarse porcentajes superiores al 75% para la potencia luminosa de 4.6 mW (figura 24).

La fotorrespuesta positiva también puede ser observada en las curvas características de I_{ds} en función de V_{gs} (V_{ds} = constante) para diferentes potencias luminosas (figura 25). En ellas podemos ver que se acercan las curvas características de I_{ds} cuando V_{ds} es más grande (segunda gráfica), este acercamiento se debe a que el fenómeno kink es más prominente a valores de V_{ds} más grandes y a su vez se extingue para valores de potencia luminosa más altos.

Por último en las curvas de I_{ph} en función de la potencia luminosa incidente (V_{ds} = constante) para diferentes valores de V_{gs} (ver figura 26), se observa que la fotorrespuesta muestra muy alta ganancia para niveles de iluminación más bajos y una tendencia logarítmica con el incremento de la potencia luminosa incidente, como se menciona en algunas publicaciones que se refieren al tema [Simons y Bhasin, 1986; Romero y Herczfeld, 1995].







Figura 26: Fotorrespuesta en función de la potencia luminosa incidente para $V_{ds} = 2$ volts, polarizando con diferentes voltajes V_{gs} a el transistor F8X30 de Hewlett Packard

V.2.2 La fotorrespuesta negativa

El otro tipo de fotorrespuesta posible denominado de fotorrespuesta negativa, comúnmente muy poco observado, consiste en la disminución de la corriente I_{ds} al aplicarsele una potencia luminosa al transistor [Chang *et al.*, 1987; Romero y Herczfeld, 1995].

En nuestros experimentos, este fenómeno fué encontrado en el transistor PHEMT NE24200 de NEC como se observa en las curvas características de I_{ds} en función de V_{ds} (V_{gs} = constante) para diferentes potencias luminosas (ver tigura 27).





Se confirma en las curvas características de I_{ph} en función de V_{ds} (V_{gs} = constante) para diferentes niveles de potencia luminosa (ver la figura 28) de que hay cierto rango de valores de potencia luminosa para los que se observa este fenómeno, valores por encima de éstos conllevan a la observación habitual de la fotorrespuesta positiva [Romero y Herczfeld, 1995]. Asimismo es posible identificar un nivel de potencia luminosa óptimo para observar el fenómeno que es aquel en el que se obtienen los menores valores de I_{ds} posibles en las curvas características de I_{ds} en función de V_{ds} (V_{gs} = constante) para diferentes potencias luminosas (figura 27). Este valor en nuestro transistor PHEMT NE24200 es de 1 µW fácilmente identificado también en las curvas características de la fotorrespuesta en función de V_{ds} (V_{gs} = constante) para diferentes potencias luminosas (figura 28).

La figura 28 nos muestra la evolución de I_{ph} respecto al incremento de potencia luminosa mientras mantenemos constante el valor de V_{gs} , de ellas podemos observar que a medida que la potencia luminosa va en aumento progresivo la fotorrespuesta pasa de ser totalmente negativa a hacerse inicialmente positiva para valores de V_{ds} menores (zona óhmica) hasta finalmente hacerse positiva hasta valores de V_{ds} más altos (zona óhmica + zona de saturación).

Comparando las dos gráficas de la figura 28 observamos que para valores más positivos de V_{gs} (primera gráfica) la nueva condición de fotorrespuesta positiva abarca valores de V_{ds} más altos para el mismo valor de potencia luminosa incidente. También se observa que para valores de V_{ds} altos entre 2.5 volts y 3 volts para cierto rango de potencias





crecientes intermedias (mayor a 1 μ W y menor a 1.2 mW) la fotorrespuesta negativa es aún más negativa que la presentada a 1 μ W de potencia luminosa, y que para potencias tan altas como 2.4 mW la fotorrespuesta es totalmente positiva para todos los valores de V_{ds}.

En la figura 29 en donde se muestran las curvas características de la fotorrespuesta I_{ph} en función de V_{ds} (Pot. Luminosa = constante) para diferentes valores de V_{gs} se observa que para el caso de potencias luminosas bajas, en las que se presenta el fenómeno de fotorrespuesta negativa (primera gráfica), esta fotorrespuesta I_{ph} es más negativa para valores de V_{gs} intermedios entre el "pinch-off" y V_{gs} = 0 volts. Para el caso de potencias luminosas más altas en los que se presenta siempre el fenómeno de fotorrespuesta positiva (segunda gráfica), esta fotorrespuesta I_{ph} es más positiva también para valores intermedios entre el "pinch-off" y V_{gs} = 0 volts. Para el caso de potencias luminosas más altas en los que se presenta siempre el fenómeno de fotorrespuesta positiva (segunda gráfica), esta fotorrespuesta I_{ph} es más positiva también para valores intermedios entre el "pinch-off" y V_{gs} = 0 volts, no como ocurre en los dispositivos que exhiben sólo fotorrespuesta positiva (ver figura 23) en los cuales la I_{ph} se hace más positiva cuando V_{gs} se hace más positivo.

La fotorrespuesta negativa también es observada en las curvas características de I_{ds} en función de V_{gs} (V_{ds} = constante) para diferentes niveles de potencia luminosa (ver figura 30). Igual como ocurre para el transistor F8X30, para V_{ds} más grandes (segunda gráfica) se observa el acercamiento de las curvas características debido al fenómeno kink más prominente a valores de V_{ds} más grandes y a su extinción a valores de potencia luminosa incidente mayores.

En la figura 31 se muestra la fotorrespuesta normalizada con la corriente de drenador (sin iluminación). Se observa en ella que para una potencia luminosa que genera









una fotorrespuesta positiva es decir valores de potencia luminosa altos (ver segunda gráfica), podemos anotar que se sigue cumpliendo (como en los dispositivos que solamente muestran fotorrespuesta positiva) que es mayor dicho porcentaje cuando la potencia luminosa se incrementa y para valores de V_{gs} más negativos, inclusive los porcentajes alcanzan valores extraordinariamente altos y se localizan principalmente en la zona óhmica y en menor magnitud en la zona de saturación. Por el contrario, para las potencias que generan predominantemente fotorrespuesta negativa es decir valores de potencia luminosa muy bajos (ver primera gráfica), aunque el porcentaje sigue siendo mayor para los valores más negativos de V_{gs} , los máximos porcentajes se localizan principalmente en la zona de saturación y en menor magnitud en la zona óhmica.

La dinámica de la evolución de la fotorrespuesta normalizada con respecto al incremento de potencia luminosa desde valores muy bajos (primera gráfica) hacia valores de potencia luminosa altos (segunda gráfica) nos muestra que va disminuyendo el porcentaje en la zona de saturación para incrementarse el porcentaje en la zona óhmica. Un instante intermedio de esta evolución es presentado en la figura 31(c). En resumen, durante la evolución, el fenómeno de fotorrespuesta negativa principalmente localizado en la zona de saturación se extingue y se presenta el fenómeno de fotorrespuesta positiva localizandose principalmente en la zona óhmica.

Finalmente la tendencia a una dependencia logarítmica de la fotorrespuesta negativa para niveles bajos de potencia óptica también es observada (ver figura 32).



Figura 31: Fotorrespuesta normalizada (en porcentaje) en función del voltaje drenadorfuente para las potencias luminosas incidentes de (a) 0.3 μW y (b)2.4mW, polarizando con diferentes voltajes V_{gs} al transistor NE24200



Figura 31: Fotorrespuesta normalizada (en porcentaje) en función del voltaje drenador-fuente para la potencia luminosas incidentes de (c) $1(0)\mu W$, polarizando con diferentes voltajes V_{gs} a el transistor NE24200)



Figura 32: Fotorrespuesta en función de la potencia luminosa incidente para $V_{ds} = 2.6$ volts, polarizando con diferentes voltajes V_{gs} a el transistor NE24200 de NEC

V.2.3 El fenómeno kink

El fenómeno kink consiste en el cambio abrupto de la corriente I_{ds} en las curvas características I_{ds} en función de V_{ds} (V_{gs} = constante) y es observado en los transistores PHEMT utilizados en nuestros experimentos (ver figuras 21 y 27).

En ambos transistores el fenómeno kink se observa en el régimen no iluminado y gradualmente se extinguen a medida que la potencia luminosa se incrementa. En los dos casos se verifica el comportamiento típico de desplazamiento de los kink hacia valores más altos de V_{ds} tal como lo menciona la literatura [Haruyama *et al.*, 1997; Ernst *et al.*, 1997].

Las curvas características de G_{ds} en función de V_{ds} (V_{gs} = constante) son muy útiles para identificar el fenómeno kink, inclusive para observar su dinámica, al estar relacionados con los picos máximos en dichas curvas características.

En el transistor NE24200 se identifican dos fenómenos kink (ver figura 33) localizados en 2.2 volts y 2.65 volts y otro menos prominente en 2.45 volts en la curva de conductancia de salida G_{ds} en función de V_{ds} (V_{gs} = 0 volts) sin iluminación. También se observa la dinámica de los kink hacia valores más altos de V_{ds} cuando V_{gs} se hace cada vez más negativo, se puede observar la peculiaridad de que el fenómeno kink presentado en 2.65 volts se desplaza mucho más rápidamente a valores más altos de V_{ds} conforme se hace más negativo V_{gs}, mientras que los kink en 2.2 volts y 2.45 volts permanecen estáticos para V_{gs} = 0 volts y V_{gs} = -0.3 volts.









Respecto a la dinámica de los kink con el incremento de la potencia luminosa, se puede anotar que la tendencia es a desplazarlos a valores más altos de V_{ds} conforme la potencia luminosa incidente se incrementa y se observa también una mayor velocidad de desplazamiento del kink en 2.2 volts que el kink en 2.65 volts contrariamente a la progresión con la disminución de V_{gs} indicada en el párrafo anterior. Otra punto importante de anotar es que con el incremento de la potencia luminosa el kink en 2.2 volts al desplazarse a la derecha con más rapidez a su vez enmascara gradualmente a los otros dos kink conviertiendose todo el conjunto en un solo kink cuando la potencia incidente de luz es de 1 μ W, justamente a esta potencia ocurre la fotorrespuesta más negativa en este transistor.

Para el transistor F8X30 se identifica un solo fenómeno kink (ver figura 34) cuya evolución con respecto a V_{gs} (inicialmente en $V_{gs} = 0$ volts) es ir disminuyendo hacia valores más negativos, se observa al principio como un desplazamiento a valores de V_{ds} menores y luego un cambio de dirección hacia valores de V_{ds} mayores, comportamiento también característico indicado en el capítulo III (ver figura 13). La evolución del fenómeno kink con respecto al incremento de potencia luminosa es siempre hacia valores más altos de V_{ds} (figura 34).

Por otra parte, una consecuencia importante de la presencia del fenómeno kink se puede advertir en las gráficas de las curvas características I_{ds} en función de V_{gs} (V_{ds} = constante) de los transistores PHEMT bajo estudio (figuras 25 y 30). Para el transistor NE24200, observamos en las curvas características de I_{ds} en función de V_{gs} ($V_{ds} = 2$ volts) de la figura 30, que la variación de valores de I_{ds} con respecto al incremento de la potencia luminosa incidente es mayor que a valores más altos de V_{ds} ($V_{ds} = 3$ volts). Esto se debe a la presencia del fenómeno kink y a su vez a su extinción a mayores niveles de potencia luminosa incidente.

También en este PHEMT observamos en las mismas curvas características de I_{ds} en función de V_{gs} (V_{ds} = constante) de la figura 30 que para valores bajos de V_{ds} (V_{ds} = 2 volts), debido al fenómeno de fotorrespuesta negativa para valores de potencia luminosa bajos (Pot. Lum. = 1 μ W), las curvas I_{ds} residen por debajo de las curvas características sin iluminación (primera gráfica), y que es posible también obtener valores de I_{ds} por debajo de la curva característica sin iluminación (segunda gráfica) para valores de potencia luminosa altos cuando utilizamos valores de V_{ds} altos (V_{ds} = 3 volts), tal como se mostró en las curvas de fotorrespuesta I_{ph} (figura 28) para valores altos de V_{ds} .

Vale la pena analizar la pendiente de las curvas I_{ds} en función de V_{gs} en diferentes intervalos de V_{gs} (ver figura 30). Para el intervalo de V_{gs} entre 0.4 volts y -0.1 volts aproximadamente podemos observar un deterioro de el valor de la pendiente tanto en régimen no iluminado como iluminado. Esto es debido al efecto de conducción en el MESFET parásito que aparece cuando los voltajes de V_{gs} son más positivos y para los cuales el control del ancho de la zona de deserción de la capa donadora decrece provocando también el deterioro de la eficiencia del dispositivo. Para el intervalo intermedio de V_{gs} entre -0.1 volts y -0.9 volts aproximadamente se observa en general un comportamiento de pendiente creciente favorable para el desempeño del dispositivo que será analizada más adelante cuando tratemos las curvas de transconductancia de este dispositivo. Para el intervalo final de V_{gs} entre -0.9 volts y -1 volt (cercanos al "pinch-off") se observa y confirma plenamente la dependencia de un valor más negativo de voltaje de "pinch-off" cuando la potencia de iluminación se incrementa de valor.

De manera similar para el transistor F8X30 en las curvas características de I_{ds} en función de V_{gs} ($V_{ds} = 2$ volts) con respecto a las curvas características para $V_{ds} = 3$ volts (ver figura 25), se observa que la variación de valores de I_{ds} para diferentes potencias de iluminación es más grande. Esto es porque el fenómeno kink es más prominente para valores más altos de V_{ds} y a la vez se extingue para potencias luminosas altas como ocurre en el transistor anterior.

Finalmente, el análisis por intervalos de V_{gs} también es válido para las curvas de este transistor (ver figura 25). En el intervalo de V_{gs} entre 0.4 volts y -0.2 volts aproximadamente se observa el efecto del MESFET parásito ya mencionado. En el intervalo intermedio para V_{gs} entre -0.2 volts y -0.9 volts aproximadamente se observa la pendiente creciente que será analizada cuando se trate la transconductancia de este transistor y para el intervalo final para V_{gs} entre -0.9 volts y -1 volt (valores más cercanos al "pinch-off") se observa nuevamente una dependencia del valor de voltaje de "pinch-off" con la potencia de iluminación, vale decir, el voltaje de "pinch-off" se hace más negativo cuando la potencia de iluminación es mayor.

V.2.4 El fenómeno de emisión de luz visible

Como se ha mencionado en el capítulo III, el fenómeno de emisión de luz visible, ha sido reportado en la literatura técnica [Zanoni *et al.*, 1992] y explicado en base a los mecanismos de: transiciones radiativas y recombinaciones radiativas. Cuando se planteó el desarrollo de la presente tésis no se tenía previsto realizar experimentos de esta índole, principalmente porque sería necesario utilizar altos voltajes de drenador-fuente para lograr que el fenómeno de ionización por impacto sea de magnitud considerable, con el consiguiente riesgo de deteriorar permanentemente los dispositivos utilizados. Sin embargo, a través de estas líneas quisieramos dejar constancia de la visualización, en nuestros experimentos realizados en el laboratorio de CICESE, de un fenómeno de emisión de luz justo instantes posteriores a apagar la fuente de luz láser y de una brevísima duración. Fenómeno de emisión de luz visible visto repetidas veces.

La fuente de luz láser, corrientemente utilizada en estas experiencias era de Helio-Neón de 5 mW de potencia de salida directamente aplicados al PHEMT NE24200.

Cabe mencionar que al igual que en los experimentos planteados en la literatura arriba citada, nuestra observación también fue percibida cuando experimentabamos con un transistor PHEMT de NEC. En nuestro caso montado sobre un "chip carrier" y en la base de pruebas Intercontinental Microwave modelo TF-3001-K y mientras realizabamos la caracterización estática del mismo polarizándolo con voltajes DC típicos ($V_{ds} \leq 3.5$ volts, $V_{gs} \leq 0.4$ volts).

Este dispositivo PHEMT NE24200 de NEC presenta fotorrespuesta negativa para bajos niveles de potencia de iluminación y también el fenómeno kink en sus curvas características I_{ds} en función de V_{ds} (con V_{gs} = constante) sin iluminación, lo que pone de manifiesto su susceptibilidad para la ocurrencia de ionización por impacto.

Lo interesante de la observación es que la emisión de luz del PHEMT se percibía sin la necesidad de aplicar altos valores de voltaje V_{ds} como normalmente suele darse. Los voltajes de polarización permanecían aplicados al NE24200 después del instante de apagada la fuente láser y durante la observación del breve fenómeno de emisión de luz.

Al parecer, la emisión de luz visible podría deberse a que la iluminación aplicada habilita algún tipo de trampas, las cuales se deshabilitan cuando ésta cesa, y los portadores asi liberados se recombinan y provocan la emisión de fotones. Otra hipótesis a considerar es, que mientras se esta iluminando este dispositivo con un nivel de potencia alto (5 mW) y el fenómeno kink se sabe, que se encuentra extinguido; y después, al dejarse de aplicar la luz, este transistor se sabe, que debe presentar la característica de un fuerte kink. Entonces, se hace necesaria una fuerte tasa momentánea de ionización por impacto que provoca el destello luminoso; seguidamente, la tasa de ionización se recupera a su valor constante, en equilibrio, y cesa la emisión. El detalle de ambas hipótesis es: si los tiempos de ejecución, son lo suficientemente largos como para ser observados a simple vista.

Resulta interesante estudiar esta observación toda vez de que esta emisión de luz es provocada por otro tipo de energía (luminosa incidente) en vez de la aplicación de un alto valor de voltaje V_{ds} como la literatura normalmente sugiere.

V.2.5 Las curvas características G_{ds} & V_{ds} con V_{gs} constante

Para el transistor F8X30 podemos preveer un desempeño más favorable en vista de que el incremento de potencia de iluminación tiende a disminuir cada vez más el valor de G_{ds} (ver figura 34). Al tener la conductancia de salida G_{ds} un valor menor implica un valor más grande de la inversa de esta magnitud o sea de la resistencia de salida del dispositivo ($R_{ds} = 1/G_{ds}$) lo cual es más conveniente para conseguir una máxima ganancia de voltaje obtenible del dispositivo y lo que es aún más importante, para las propiedades de acoplamiento de salida óptimo.

Las resistencias de salida más altas se presentan para la polarización de $V_{gs} = 0$ volts y para condición de iluminación a niveles de potencia mayores, en estas circunstancias es posible obtener resistencias de salida del orden de kilo-ohms en este dispositivo PHEMT. Se esperaría encontrar también valores de resistencias de salida altos para operación del transistor a valores de V_{gs} muy cercanos al "pinch-off" pero estos serían producidos por los mecanismos de conducción de segundo orden que incluyen la inyección de portadores de carga en las capas "buffer" y substrato semi-aislante y la conducción via niveles profundos en la superficie e interfaces. Para voltajes de polarización de V_{gs} intermedios las resistencias de salida (1/G_{ds}) son del orden de unos cientos de ohms.

Se debe anotar que puesto que el fenómeno kink está relacionado con la cresta de las curvas de G_{ds} y posee una dinámica observable en las curvas características de un dispositivo, entonces influenciará el valor de la resistencia de salida.









En todas las curvas de G_{ds} para este transistor (figura 34) en general se observa la tendencia a una disminución de G_{ds} con la aplicación de potencias luminosas crecientes lo que implica un incremento de la resistencia de salida sobre todo para voltajes V_{ds} mayores que es donde se localizan los valores más bajos de las curvas características de G_{ds} con iluminación (ver figura 34).

La obtención de valores de G_{ds} negativos cuando $V_{gs} = 0$ volts y se ilumina a 2.4 mW observados en la figura 34(a) nos indica una disminución de la corriente I_{ds} inclusive por debajo de mantener una pendiente positiva en la característica I_{ds} en función de V_{ds} ($V_{gs} = 0$ volts) de la figura 21(a), lo que no es habitual aún después de alcanzada la limitación de velocidad en el semiconductor (figura 6), esto a su vez es observado para valores altos de V_{ds} , por lo que podría deberse a la activación de algún tipo de trampa de electrones que se habilitan por las cantidades de energía (luminosa y de cámpo eléctrico) involucradas, a algún efecto de transferencia electrónico que genera un proceso de mobilidad diferencial negativa o también asociado a los anteriores a algún proceso particular de dispositivos con longitud de compuerta pequeña (longitudes menores a 0.5 µm) como es el caso del F8X3() (de 0.25 µm).

Para el transistor NE24200 podemos observar un comportamiento muy similar respecto al transistor anterior. El incremento de la potencia luminosa incidente en general también provoca el incremento de la resistencia de salida predominantemente. La dinámica del kink para este transistor conlleva a que exista una distorsión poco importante y localizada de los valores de resistencia de salida en vista de que el cambio relativo de los valores de G_{ds} debido a la ocurrencia del fenómeno kink es pequeño comparado al provocado por potencias luminosas altas.

Para este transistor obtendremos valores de resistencia de salida tan solo del orden de centenas de ohms para valores de V_{gs} más positivos e intermedios, aún con niveles de potencia de iluminación altos. Esto se debe a que los valores de G_{ds} no son tan bajos como en el caso de los encontrados para el transistor anterior (comparar figuras 33 y 34), en cambio si es posible deducir valores de resistencia muy altos del orden de decenas de kiloohms cuando $V_{gs} = -0.9$ volts ya que los valores de G_{ds} observados en la figura 33(d) son extremadamente bajos debido a los mecanismos de segundo orden mencionados.

V.2.6 Las curvas características G_m & V_{gs} con V_{ds} constante

Para los transistores bajo estudio, observamos en las curvas de transconductancia G_m en función de V_{gs} (V_{ds} = constante) para diferentes potencias de iluminación, mostradas en las figuras 35 y 36, un valor máximo de G_m para una determinada condición de polarización, tal y como es característico en los PHEMTs. Los valores más altos de G_m implican ganancias más altas del dispositivo y un desempeño superior en altas frecuencias.

Para el caso del transistor F8X30 que presenta fotorrespuesta positiva, los valores máximos de G_m se presentan alrededor de $V_{gs} = -0.2$ volts aproximadamente y en condición sin iluminación (ver figuras 35) y se observa una disminución en los valores máximos al aplicarse potencias luminosas. Cuando la potencia de la iluminación es de 4.6







Figura 35: Transconductancia en función del voltaje de compuerta-fuente para (c) V_{ds}= 3 volts, aplicando diferentes niveles de potencia luminosa sobre el transistor F8X30 de Hewlett Packard

mW, esta disminución es del 1.8% cuando $V_{ds} = 2$ volts y del 4.4% cuando $V_{ds} = 3$ volts (ver figuras 35(a) y 35(c) respectivamente).

Se observa también en las curvas características de transconductancia para $V_{ds} = 2$ volts de la figura 35(a) que existe una zona a la derecha de los valores de transconductancia máximos, ubicada alrededor de $V_{gs} = -0.35$ volts aproximadamente, en donde el valor de la transconductancia prácticamente no se vé afectado por la incidencia de iluminación a diferentes niveles de potencia luminosa.

En la misma figura 35(a) vemos también que para valores de V_{gs} más negativos hasta muy cercanos al valor de "pinch-off", los valores de la transconductancia en régimen iluminado estan por encima de los del régimen no iluminado, en un porcentaje superior al 64% ($V_{gs} = -0.75$ volts) inclusive.

Este mismo comportamiento cualitativo se observa para las curvas de transconductancia G_m de las figuras 35(b) y 35(c). Inclusive se observa que la separación de las curvas de transconductancia se hace mayor para los valores más grandes de V_{ds} .

Esta fuerte separación de las curvas de transconductancia se debe a la influencia de la luz y al fenómeno kink. Tengase en cuenta que se presenta para valores intermedios y más negativos de V_{gs} y valores de V_{ds} mayores, donde la influencia de la luz y los kink son más prominentes.

Para el caso del transistor NE24200, el cual presenta fotorrespuesta negativa para valores bajos de potencia luminosa incidente, los valores máximos de transconductancia G_m se presentan también alrededor de $V_{gs} = -0.2$ volts aproximadamente (ver figuras 36).

Para este dispositivo, se observa que la transconductancia se incrementa con la aplicación de potencia luminosa incidente, situación que es favorable para un mejor desempeño del dispositivo. El aumento de la transconductancia es del 6.6% de su valor sin iluminación cuando se ilumina con 0.6 μ W cuando V_{ds} = 2.4 volts y es del 10% de su valor sin iluminación respectivo cuando se ilumina con 66 μ W cuando V_{ds} = 3 volts (ver figuras







Figura 36: Transconductancia en función del voltaje de compuerta-fuente para (c) $V_{ds} = 3$ volts, aplicando diferentes niveles de potencia luminosa sobre el transistor NE24200 de NEC

36(b) y 36(c) respectivamente). Cabe recalcar que ambos ocurren en régimen de fotorrespuesta negativa.

Siempre que se manifieste el fenómeno de fotorrespuesta negativa obtenemos incrementos de los valores máximos de G_m . Esto se debe a que en las curvas características de I_{ds} en función de V_{gs} (figuras 30) las curvas de I_{ds} con iluminación que están por debajo de las curvas sin iluminación, tienden a juntarse para los valores de V_{gs} menos negativos por la presencia del MESFET parásito, lo que conlleva a que dichas curvas de I_{ds} con iluminación y en régimen de fotorrespuesta negativa presenten una derivada mayor a la

curva característica de I_{ds} no iluminada (ver figuras 30), o lo que es lo mismo, una transconductancia G_m mayor.

Se observa también en las curvas características de transconductancia para $V_{ds} = 2$ volts de la figura 36(a) que existe una zona a la derecha de los valores de transconductancia máximos, ubicada alrededor de $V_{gs} = -0.35$ volts aproximadamente, en donde el valor de la transconductancia prácticamente no se vé afectado por la incidencia de iluminación a diferentes niveles de potencia luminosa.

En la misma figura 36(a) vemos también que para valores de V_{gs} más negativos hasta muy cercanos al valor de "pinch-off", la curva característica de la transconductancia en régimen iluminado de fotorrespuesta negativa (1µW), está por debajo de la curva de transconductancia en régimen no iluminado.

Asimismo vemos en la figura 36(a), para valores de V_{gs} más negativos hasta cercanos al "pinch-off", que las curvas características de la transconductancia en régimen iluminado de fotorrespuesta positiva (> 10 μ W), estan muy por encima de la curva de transconductancia del régimen no iluminado.

La fuerte separación de las curvas de transconductancia G_m en régimen iluminado de fotorrespuesta positiva alcanzan diferencias de hasta 165% del valor de la transconductancia sin iluminación respectivo ($V_{gs} = -0.75$ volts).

Esta fuerte separación de las curvas G_m se debe como en el caso del transistor anterior a la influencia de la iluminación y al fenómeno kink.

Las curvas de transconductancia para valores más grandes de V_{ds} muestran el mismo comportamiento cualitativo (ver figuras 36) influenciado por la iluminación y el fenómeno kink, inclusive la de $V_{ds} = 3$ volts.

Cabe destacar que el aparente desorden de las curvas de transconductancia para V_{ds} = 3 volts se explica si observamos el comportamiento de las curvas características de I_{ds} en función de V_{ds} (ver figura 27) para valores altos de V_{ds} donde la influencia de la luz y el fenómeno kink se muestran más elocuentemente.

V.3 Efecto de la luz en los elementos del circuito eléctrico equivalente

En esta sección vamos a analizar y discutir los resultados en conexión con la influencia de la luz en los elementos extrínsecos e intrínsecos obtenidos de la caracterización estática y dinámica de los PHEMTs: F8X30 de Hewlett Packard y NE32400 de NEC.

La certidumbre y precisión de los valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente es fundamental para realizar una evaluación acertada de la influencia de la luz.

Previamente se hace necesario mencionar que el punto de polarización para ambos transistores fue de $V_{ds} = 2$ volts y $V_{gs} = 0$ volts. También indicar que las mediciones RF con incidencia de iluminación óptica se efectuaron aplicando potencias de hasta 1 mW y que la temperatura promedio del laboratorio fué de 22 grados centígrados.

Puesto que la intensidad luminosa máxima empleada en nuestros experimentos no sobrepasa 1 mW, entonces la aplicación del modelado de pequeña señal del transistor TEC GaAs para la extracción de los elementos del circuito eléctrico equivalente en régimen iluminado sigue siendo válida. La literatura [Madjar *et al.*, 1992; Kawasaki *et al.*, 1998; Kim *et al.*, 2000] sugiere que iluminar el transistor con mayores niveles de potencia luminosa implica añadir al circuito eléctrico equivalente nuevos elementos o emplear un circuito eléctrico equivalente basado en un modelado en gran señal. Algunos autores han encontrado fuertes no linealidades empleando potencias luminosas por encima de 3 mW hasta 30 mW [Kim *et al.*, 1999; Kim *et al.*, 2000].

V.3.1 Metodología de extracción de los elementos del circuito eléctrico equivalente

Los resultados presentados en este capítulo, de los elementos del circuito eléctrico equivalente y la influencia de la luz, se fundamentan en la metodología de extracción corrientemente utilizada en el laboratorio de microondas. Esta metodología está basada en los trabajos publicados en la literatura [Reynoso Hernández y Rangel Patiño, 1996; Reynoso Hernández *et al.*, 1996; Reynoso Hernández *et al.*, 1997; Bennet, 1987; Dambrine *et al.*, 1988; Berroth y Bosch, 1990; White y Healy, 1993].

El proceso se desarrolla en dos etapas, una comprende la extracción de los elementos extrínsecos del transistor cuyos valores son independientes del punto de polarización, y que es de suma importancia porque la exactitud y confiabilidad de la extracción de los elementos intrínsecos depende de ella y la otra etapa comprende la extracción de los elementos intrínsecos que son dependientes del punto de polarización del transistor.

V.3.1.1 Extracción de los elementos extrínsecos

El proceso de extracción de elementos extrínsecos, es decir de las resistencias de acceso, las inductancias extrínsecas y las capacitancias parásitas, fué realizado de la siguiente manera:

Para las resistencias de acceso, se empleó las metodologías de extracción DC y de RF, las cuales mostraron valores consistentemente semejantes.

La metodología DC hace uso de tomar mediciones de voltajes y corrientes de los circuitos de compuerta-fuente con el drenador flotando (sin conexión) y de compuertadrenador con la fuente flotando (sin conexión). Estas uniones compuerta-drenador y compuerta-fuente se representan por el diodo Schottky que constituyen y se polarizan en directo; justamente el hecho de tener los contactos de drenador y fuente flotando (sin conexión) es lo original de esta metodología de extracción empleada en el laboratorio de microondas [Reynoso Hernández y Rangel Patiño, 1996], con respecto a la convencional condición de corto circuito $V_{ds} = 0$ volts. Con el conjunto de mediciones se plantea la resolución de un sistema de ecuaciones lineales simultáneas donde R_g , R_s y R_d son las incógnitas.
La metodología RF usa los parámetros Z obtenidos de las mediciones de los parámetros S a diferentes frecuencias para la condición de diodo de compuerta-fuente en polarización directa con el drenador también flotando (sin conexión) para diferentes corrientes I_{gs}. Para frecuencias menores a 5 GHz la influencia de las capacitancias parásitas que prevalecen en las fórmulas de los parámetros Z son despreciables. Por lo que de las componentes reales de dichos parámetros Z podemos deducir las resistencias de acceso. Detalles de esta metodología se presenta en la literatura [Reynoso Hernández y Rangel Patiño, 1996; Reynoso Hernández *et al.*, 1997].

Para las inductancias extrínsecas, se sigue utilizando las matrices Z obtenidas bajo las condiciones anteriores pero en este caso cabe considerar dos posibilidades: Primero, si a las componentes imaginarias de dichas matrices se les simplifica las influencias de las capacitancias parásitas y resistencias de acceso por tener una contribución despreciable con respecto a la de las inductancias, resultando las expresiones obtenidas en la literatura [Dambrine *et al.*, 1988], esto es aplicable en el caso de los transistores montados en microcinta en donde debido a los alambres de conexión, los valores de inductancias son muy grandes. Y segundo, si no se puede hacer esta simplificación por ejemplo en el caso de transistores coplanares, en donde de las ecuaciones de Dambrine clásicas pueden resultar en valores negativos de inductancia extrínseca. Para este caso, se hace necesario obtener previamente los valores de las capacitancias parásitas [Reynoso Hernández *et al.*, 1996; Reynoso Hernández *et al.*, 1997].

Las capacitancias parásitas se determinan de las matrices Y obtenidas de las mediciones de los parámetros S a diferentes frecuencias para la condición de diodo de

95

compuerta-fuente en polarización inversa mucho más alla del voltaje "pinch-off" con los contactos de drenador y fuente a tierra ($V_{ds} = 0$ volts). Desde que ambos contactos están al mismo potencial, la zona de deserción bajo el contacto de compuerta se espera uniforme y simétrica. Con esta condición se han planteado dos modelos para estimar las capacitancias parásitas: El modelo de Dambrine y el modelo de White [Dambrine *et al.*, 1988; White y Healy, 1993].

El primer modelo asume que la zona de deserción bajo la compuerta puede ser modelada por dos capacitores iguales localizados a ambos lados de la compuerta y considera que la influencia de las resistencias de acceso e inductancias extrínsecas pueden ser despreciadas para frecuencias menores a 10 GHz [Dambrine *et al.*, 1988]. El segundo modelo asume a diferencia del anterior que la zona de deserción bajo la compuerta puede ser modelada por tres capacitores iguales, el primero de ellos conectado a la compuerta y luego hacia ambos lados de la misma con los otros dos. También asume la consideración adicional de que las resistencias de acceso e inductancias extrínsecas pueden ser

Si se comparan matemáticamente las fórmulas para los dos modelos se obtendrá que las capacitancias parásitas de compuerta son la misma en ambos casos, mientras que para las capacitancias parásitas de drenador se predicen diferencias peculiarmente notables [Reynoso Hernández *et al.*, 1997].

En resumen, estos procedimientos y metodologías de extracción fueron aplicados para la extracción de los elementos extrínsecos de nuestros transistores bajo estudio. Pero,

primero, a través de programas de computadora que controlan secuencialmente las fuentes de voltaje y de corriente, y capturan los datos automáticamente de los instrumentos de medición. Y segundo, con los programas que ejecutan los algoritmos de extracción de los datos previamente almacenados. Estos procedimientos, como ya se ha mencionado, son de uso corriente en el laboratorio de microondas.

Cabe mencionar que antes de realizarse cualquier medición se procedió a calibrar con la técnica LRM el analizador de redes HP 8510C usando los "Picoprobes" (modelo 50 A-GSG-150-P), con los estandares de calibración ISS de "Cascade Microtech".

V.3.1.2. Extracción de los elementos intrínsecos

Para la extracción de los elementos intrínsecos del circuito equivalente de pequeña señal se procede de la siguiente manera:

Una vez obtenido los elementos extrínsecos, es decir las resistencias de acceso, las inductancias extrínsecas y las capacitancias parásitas, se procede a realizar el "de-embedding" de los parámetros S medidos en las condiciones denominadas de "punto de polarización" que para nuestros transistores fueron de $V_{ds} = 2$ volts y $V_{gs} = 0$ volts.

Esto quiere decir que se tomaron mediciones de parámetros S a estas condiciones de polarización y a esos datos se les aplicó unos programas de computadora que realizan la eliminación del efecto de los elementos extrínsecos ("de-embedding") según la topología

elegida (ver figura 17), quedando finalmente los datos iniciales en la forma de parámetros S pero ahora, solamente del transistor intrínseco.

La topología se elige en función a que se obtenga con la más apropiada, el mejor ajuste de curvas de los parámetros S del transistor medido y reproducido con un simulador, también se debe considerar que los elementos del circuito eléctrico equivalente mantengan sus valores dentro de lo aceptable en los modelos basados en la física de la estructura del transistor. Cabe mencionar que se hace necesaria más investigación para despejar las discrepancias acerca de la topología más óptima [Reynoso Hernández *et al.*, 1996].

Los algoritmos de "de-embedding" para las topologías (ver figura 17) planteadas en la literatura [Dambrine *et al.*, 1988; Jansen *et al.*, 1995; Walters *et al.*, 1993] están explicados ampliamente en la literatura [Rangel Patiño, 1996] e implementados en programas que son de uso corriente en el laboratorio de microondas.

Una vez obtenido los parámetros S del transistor intrínseco, luego de realizado el "de-embedding" de los elementos extrínsecos, para la condición de punto de polarización elegida. Se procede a utilizar finalmente la metodología de extracción de los elementos intrínsecos del circuito eléctrico equivalente en pequeña señal de Berroth y Bosch [Berroth y Bosch, 1993].

Con respecto a los elementos intrínsecos del circuito eléctrico equivalente denominados: resistecia intrínseca R_i y retardo de la transconductancia intrínseca τ , se debe mencionar que siempre tenderán a mostrar errores de gran incertidumbre. La resistencia

intrínseca R_i debido al pequeño valor de C_{gs} a utilizarse en las fórmulas de la componente real de Y_{11} involucrado en su cálculo y el retardo de la transconductancia intrínseca τ debido a que se estima basado en el valor de R_i previamente calculado [Berroth y Bosch, 1993; Reynoso Hernández *et al.*, 1996].

En resumen, la metodología de extracción de Berroth y Bosch fué aplicada para la extracción de los elementos intrínsecos de nuestros transistores bajo estudio, después de realizarse previamente el "de-embedding" de los elementos extrínsecos. Esta metodología se aplicó a través de programas de computadora que ejecutan los algoritmos de extracción de los elementos intrínsecos y como se menciona una vez más, son de uso corriente en el laboratorio de microondas.

V.3.2 Los elementos extrínsecos

V.3.2.1 Las resistencias extrínsecas Rg, Rs y Rd

Como se sabe, los resistores R_s y R_d modelan las resistencias de los contactos óhmicos de fuente y drenador y también las resistencias de los materiales semiconductores hasta alcanzar el canal "2-DEG" y el resistor R_g resulta de la resistencia de la metalización de contacto de la compuerta Schottky. De acuerdo a lo reportado en recientes publicaciones [Song *et al.*, 1998; Kim *et al.*, 2000], R_g, R_s y R_d sufren un decremento de valor debido al exceso de portadores generados por la incidencia de potencia luminosa.

Para los transistores bajo estudio, en el caso del NE32400 de NEC se puede apreciar en la figura 37(b) una disminución del valor de R_d de 3.94 Ω sin iluminación a 3.8 Ω en condición de iluminación a 1 mW, esto representa un cambio de 3.44% y para R_s una disminución de 2.85 Ω sin iluminación a 2.78 Ω para la condición de iluminación a 1 mW representando una disminución de 2.17%. Para R_g la variación de valores de resistencia en condición no iluminado e iluminado no es apreciable en nuestros experimentos.

Para el transistor F8X30, en la figura 37(a) se observan disminuciones muy poco significativas de los valores de los resistores R_g , R_s y R_d .

Con respecto a estas disminuciones muy poco significativas en comparación a las variaciones reportadas en las publicaciones (del orden de dos ohms para R_g y R_d y de dos décimas de ohm para R_s , potencia de iluminación = 30 mW), cabe destacar que las características de los dispositivos varían de uno a otro y especialmente si se trata de dispositivos de diferentes fundidoras, fabricados usando diferentes procesos y diferente infraestructura. La calidad de los materiales semiconductores y los detalles de cada etapa del proceso de fabricación afecta marcadamente las propiedades y fenómenos a observarse en los dispositivos. Los PHEMTs referidos en las publicaciones mencionadas [Song *et al.*, 1998; Kim *et al.*, 2000] son dispositivos especialmente fabricados para ser utilizados en





experimentos donde se les aplicará luz y las potencias luminosas contínuas empleadas llegan a 30 mW.

V.3.2.2 Las capacitancias parásitas de compuerta y drenador Cpg y Cpd

Son la capacitancias entre las terminales de compuerta y drenador que involucran también los efectos capacitivos del empaquetado en los dispositivos encapsulados que en nuestro caso no existen.

El fenómeno fotovoltaico, el cual tiene como efecto la redistribución de portadores de carga resultantes de la absorción óptica y del proceso de generación de portadores en exceso en los PHEMT, aparece principalmente sobre las capacitancias de compuerta parásita y intrínseca (que se tratará más adelante); en general sobre la capacitancia total de compuerta, que se incrementa de valor con la aplicación de potencia luminosa incidente en aumento y en adición a la capacitancia eléctricamente controlada observada sin iluminación [Kim *et al.*, 2000].

Vale decir, que aunque por definición se establece que la capacitancia parásita es la componente externa a la estructura de los PHEMT, los fenómenos fotovoltaicos interno y externo tienen incidencia sobre la carga en exceso inducida ópticamente en el PHEMT lo que redunda en un fotovoltaje el cual debe ser incluido en la evaluación de los valores de capacitancia, de alli que el fenómeno fotovoltaico manifieste un efecto en las capacitancias parásitas del dispositivo principalmente en el de compuerta [Kim *et al.*, 1999].



Figura 38: Capacitancias paráritas extrínsecas de compuerta y de drenador de Dambrine en función de la potencia luminosa incidente sobre los transistores (a) F8X30 (topología 1) y (b) NE32400 (topología 2) 103

En el caso de nuestros transistores bajo estudio, puesto que no existe una resistencia asociada a la compuerta de un valor alto, la influencia del fenómeno fotovoltaico externo es prácticamente nula.

Para el transistor NE32400, en la figura 38(b) se observa una variación insignificante de las capacitancias parásitas de compuerta y de drenador. Para el caso del transistor F8X30, en la figura 38(a) se observa una tendencia muy ligera al incremento de valor en ambas capacitancias parásitas.

V.3.2.3 Las inductancias parásitas Lg, Ls y Ld

Provienen principalmente de las metalizaciones de contacto depositados sobre las superficies semiconductoras, también involucran las inductancias de los alambres de conexión a los terminales externos del dispositivo cuando estan encapsulados y las inductancias parásitas del propio encapsulado.

Para el caso de nuestro transistor NE32400, observamos en la figura 39(b) los altos valores encontrados de la extracción de inductancias parásitas (e inclusive de las capacitancias parásitas) se debe a que el transistor a pesar de ser del tipo oblea, tiene unos alambres de conexión hacia los "pads" donde se posa la máquina de puntas.

Para el caso del transistor NE32400, sus inductancias parásitas tienen poca variación con la incidencia de potencia luminosa (ver figura 39(b)). Para el transistor



Figura 39: Inductancias extrínsecas de compuerta, fuente y drenador de Dambrine en función de la potencia luminosa incidente sobre los transistores (a) F8X30 (topología 1) y (b) NE32400 (topología 2)

105

F8X30, la figura 39(a) muestra las variaciones de sus valores de inductancias parásitas que bien podrían estar relacionadas con el incremento de la corriente de fuga hacia el circuito externo de compuerta [Kim *et al.*, 1999] y con las capacitancias parásitas.

V.3.3 Los elementos intrínsecos

V.3.3.1 La capacitancia compuerta-fuente Cgs

Las capacitancias de compuerta-fuente C_{gs} y compuerta-drenador C_{gd} modelan el cambio en la carga de la zona de deserción con respecto a los voltajes de compuerta-fuente y compuerta-drenador respectivamente. La capacitancia C_{gs} es más grande que la capacitancia C_{gd} debido a que modela el cambio de la carga en la zona de deserción resultante de las fluctuaciones en el voltaje compuerta-fuente. Bajo condiciones normales de polarización, la capacitancia C_{gd} es considerablemente más pequeña que la capacitancia C_{gs} pero aun asi es muy importante para una acertada predicción de los parámetros S [Golio, 1991]. Estas observaciones concuerdan con los resultados obtenidos para nuestros transistores.

Una de las más importantes conclusiones de la influencia de la luz en los elementos intrínsecos de los dispositivos PHEMT se derivan de los efectos de los fenómenos fotovoltaicos en las capacitancias asociadas a la compuerta [Simons, 1987]. Esto es citado

también en varias publicaciones recientes [Kawasaki *et al.*, 1998, Song *et al.*, 1999; Kim *et al.*, 1999; Kim *et al.*, 2000], inclusive se ha intentado modelar el comportamiento creciente de la capacitancia de compuerta en función del incremento de la potencia luminosa incidente asi como también en función de una dependencia con la estructura y punto de polarización del dispositivo [Kim *et al.*, 2000].

En nuestros transistores bajo estudio, observamos para el caso del PHEMT NE32400 (figura 40) el incremento de valor de la capacitancia C_{gs} en función al incremento de la potencia luminosa incidente de acuerdo a lo establecido en la literatura mencionada, es también el caso de C_{gs} para el PHEMT F8X30 (figura 40) aunque para este transistor el incremento es menos notorio.





La capacitancia compuerta-fuente C_{gs} es de mucha importancia para aplicaciones en microondas, debido a su significativo impacto en la impedancia de entrada y desempeño a más altas frecuencias. En los PHEMT utilizados en condiciones normales de operación y en configuración de fuente común, la impedancia de entrada está representada básicamente por esta capacitancia C_{gs} en serie con una resistencia de unos pocos ohms. En frecuencias suficientemente altas C_{gs} es representada cercanamente por un corto-circuito y mientras más alto es el valor de C_{gs} más baja es la frecuencia en la cual la ganancia de corriente de corto circuito del dispositivo cae a la unidad (f_T) y más baja es la frecuencia máxima de oscilación a la máxima ganancia disponible del dispositivo ($f_{max(MAG)}$) [Simons y Bhasin, 1986]. Sin embargo, el efecto de fotoconductividad rescata esta situación al influir en la corriente de drenador I_{ds}, obteniendose finalmente altos valores de f_T y de $f_{max(MAG)}$ [Kim *et al.*, 2000] y con esto un desempeño mejorado con la aplicación de luz en dispositivos PHEMT.

V.3.3.2 La capacitancia compuerta-drenador C_{gd}

La capacitancia de compuerta-drenador C_{gd} está obviamente relacionada a la capacitancia de compuerta-fuente C_{gs} . En el modo normal de operación para amplificadores y osciladores, la principal característica afectada por C_{gd} es el aislamiento inverso del dispositivo o realimentación. Mientras más pequeña sea la capacitancia C_{gd} , más grande es el aislamiento entrada-salida. La literatura [Simons, 1987] menciona que la capacitancia C_{gd} decrece bajo la aplicación de potencia luminosa incidente.

Para el caso de nuestros transistores, en el transistor NE32400 se muestra en la figura 41(b) que la disminución de C_{gd} es significativa con la aplicación de potencia luminosa incidente. Para el caso del F8X30 en la figura 41(a) la disminución se observa pero es de muy poco valor.

V.3.3.3 La capacitancia drenador-fuente Cds

La capacitancia drenador-fuente C_{ds} se incluye en el circuito equivalente para tomar en cuenta los efectos de capacitancia geométricos entre la fuente y el drenador. La literatura [Simons, 1987] indica que su valor tiende a incrementarse con el incremento de la potencia luminosa incidente. El fenómeno fotovoltaico interno puede tener una fuerte influencia en la evolución de sus valores con la aplicación de la luz debido a un fenómeno similar al de backgating en los MESFETs.

Para el transistor NE32400 se observa en la figura 41(b) el incremento de la capacitancia C_{ds} , en concordancia con lo expresado en el párrafo anterior. Para el transistor F8X30 se observa en la figura 41(a) que la capacitancia C_{ds} contrariamente disminuye de valor.



Figura 41: Capacitancias intrínsecas de compuerta-drenador y de drenador-fuente en función de la potencia luminosa incidente sobre los transistores (a) F8X30 de Hewlett Packard y (b) NE32400 de NEC

11()

V.3.3.4 La conductancia de salida gds

Respecto a la conductancia de salida, la literatura muestra diferencias substanciales. Algunos autores [Simons y Bhasin, 1986; Simons, 1987] observan que la resistencia de salida ($R_{ds}=1/g_{ds}$) tiende a decrementarse con la incidencia de potencia luminosa. Otros [Song, 1998; Kim *et al.*, 2000] observan que la resistencia de salida tiende a incrementarse dramáticamente situación que es más conveniente desde el punto de vista del diseño de circuitos de microondas. Cabe mencionar que los primeros realizaron sus experimentos con HEMTs de AlGaAs/GaAs y los segundos con PHEMTs de AlGaAs/GaAs/InGaAs, por lo que se puede argumentar que el comportamiento con la incidencia de luz requiere de más estudio para ser comprendido completamente.

Para el transistor NE32400 muestra en la figura 42 que la conductancia de salida se incrementa ligeramente, esto redunda en un decremento de la resistencia de salida con la aplicación de potencia luminosa. Para el transistor F8X30 se observa en la misma figura 42 un muy ligero incremento de g_{ds} , lo que implica una pequeña disminución de la resistencia de salida. El comportamiento observado en ambos transistores concuerda con lo afirmado por los primeros autores [Simons y Bhasin, 1986; Simons, 1987].



Figura 42: Conductancia de salida intrínseca en función de la potencia luminosa incidente, para los transistores F8X30 de Hewlett Packard y NE24200 de NEC

V.3.3.5 La resistencia intrínseca R_i

La resistencia intrínseca R_i es incluida en el circuito eléctrico equivalente para mejorar el acoplamiento con los resultados de la caracterización dinámica (mediciones RF), aunque la sola presencia de R_g muchas veces es suficiente para acoplar bien la parte real de S_{11} . Además de esto, R_i es de extracción dificultosa y su significado físico es muy cuestionable, incluso su utilización complica enormemente el análisis en gran señal [Golio, 1991].

La literatura [Simons, 1987] menciona que la resistencia intrínseca R_i tiende a disminuir de valor con la aplicación de niveles de potencia luminosa incidente.

Para los transistores bajo estudio, los valores de resistencias intrínsecos y su evolución en régimen iluminado resultaron difíciles de obtener.

V.3.3.6 La transconductancia intrínseca gm

La transconductancia intrínseca ($g_m = \partial I_{ds}/\partial V_{gs}$) cambia muy ligeramente con la iluminación óptica [Simons, 1987; Kim *et al.*, 2000], el cambio es de sólo algunos mS. Se supone que esto se debe principalmente al incremento de la longitud de canal efectivo $L_{g(eff)}$ con la iluminación óptica (el cual es más largo que la longitud de compuerta metalúrgica L_g), con respecto a la longitud de canal efectivo sin iluminación [Song, 1998; Kim *et al.*, 1999].

Para potencias de iluminación altas (> 3 mW) la literatura [Kim *et al.*, 1999] indica que el efecto de la luz se satura predominantemente debido a la conducción paralela en el MESFET parásito. Para el caso del transistor NE32400 se observa en la figura 43 un incremento de la transconductancia intrínseca de 10 mS y para el transistor F8X30 sobre la misma figura 43, el incremento de 6.2 mS.

El aumento observado para las transconductancias intrínsecas de los TECs bajo estudio es importante y muy favorable para el desempeño de los mismos.

V.3.3.7 El retardo de la transconductancia τ

Puesto que la transconductancia no puede responder instantáneamente a un cambio en el voltaje de compuerta, el retardo de la transconductancia τ representa el tiempo que toma a las cargas redistribuirse a si mismas después de una fluctuación de dicho voltaje.

Para el caso del transistor NE32400 (ver figura 44) no se observa un cambio apreciable del retardo de transconductancia τ con la aplicación de iluminación. Para el transistor F8X30 en la misma figura 44 se observa una disminución de τ de 1/10 de picosegundo, la disminución del retardo de la transconductancia es favorable en lo que respecta al desempeño de los transistores PHEMT.





Figura 44: Retardo de la transconductancia intrínseca en función de la potencia luminosa incidente, para los transistores F8X30 de Hewlett Packard y NE32400 de NEC

V.4 Aportaciones del trabajo realizado

Entre las aportaciones del presente trabajo se pueden enumerar las siguientes:

- a) Se inicia la inclusión de técnicas ópticas en la caracterización de dispositivos activos de microondas en el Laboratorio de Microondas de CICESE.
- b) Se logra realizar la caracterización estática y dinámica de dispositivos activos PHEMT en regímenes iluminados.
- c) Se logra observar los fenómenos de fotorrespuesta positiva y fotorrespuesta negativa en los dispositivos PHEMT.
- d) Se logra observar más de dos fenómenos kink y la "cinemática" de los mismos, e inclusive un fenómeno de emisión de luz visible en dispositivos PHEMT.
- e) Se logra reproducir todos los fenómenos fotoinducidos reportados en la literatura técnica e interpretar los resultados experimentales en función de la física de los semiconductores de los HEMT pseudomórficos.
- f) Se logra obtener mejores nociones y despejar muchas incógnitas de la relevancia de incluir la iluminación óptica en los dispositivos PHEMT, que permiten discernir, la conveniencia de la utilización de luz para la mejora del desempeño de circuitos electrónicos de Alta Frecuencia.

V.5 Recomendaciones

La experiencia recopilada de la realización de este trabajo me permite mencionar algunas sugerencias y recomendaciones para posibles trabajos de investigación futuros.

Sugerencias:

- a) Adquisición de módulos, equipos e instrumentos de RF para realizar la caracterización y mediciones de dispositivos y circuitos de microondas de potencia: contínua y pulsada, específicamente una fuente de potencia de microondas externa y un sistema load pull. Para integrarlos al analizador de redes del laboratorio, incrementar la actual infraestructura del laboratorio de microondas e iniciar trabajos de investigación en modelado de gran señal que serviría también para continuar con experimentos que incluyan los efectos de la iluminación a niveles de potencia luminosa incidentes altos.
- b) Tener un control más preciso de la temperatura del laboratorio por parte de los sistemas de aire acondicionado y calefacción e incluir en la infraestructura del laboratorio el uso de un dispositivo de graficación de la evolución en el tiempo de la temperatura para usarse durante los experimentos.
- c) Con respecto a realizar experimentos en régimen iluminado y no iluminado: Medir el área del haz luminoso incidente para evaluar la densidad de potencia luminosa, esto nos permite mediciones cuantitativas y un mecanismo para realizar comparaciones con otros trabajos realizados sobre la influencia de la luz en dispositivos activos de microondas y adicionar a las ventanas del laboratorio tapas

corredizas para impedir el ingreso de luz durante la realización de los experimentos, asimismo en los bordes de las puertas.

Recomendaciones para trabajos futuros:

Desde el punto de vista teórico:

- a) Estudiar la influencia de la luz en dispositivos PHEMT y HBT a diferentes condiciones de polarización de voltaje compuerta-fuente V_{gs} y voltaje drenadorfuente Vds, con mayores potencias luminosas incidentes de diferentes longitudes de onda elegidas en función del sistema de materiales de las estructuras de los dispositivos, incluyendo inclusive dispositivos fabricados sobre substratos de InP.
- b) Ampliar el estudio anterior a otros parámetros que caracterizan el desempeño óptimo de los dispositivos activos de microondas: en bajo ruido: NF y demás parámetros de ruido; en frecuencia: f_T , f_{max} , en potencia: MAG, MSG, U; etc.
- c) Plantear modelos semi-empíricos, analíticos, de pequeña y/o gran señal de la influencia de la luz en los dispositivos activos de microondas. Esto implicaría una madurez en el entendimiento de la interacción de la luz en dispositivos activos de microondas y de la física de la teoría de semiconductores.
- d) Estudiar la influencia de la utilización de luz modulada y/o pulsada en dispositivos activos de microondas, para un mejor entendimiento de la dinámica temporal (habilitación e inhabilitación) de la trampas de portadores de carga y otros fenómenos asociados a la física de las redes cristalinas y el desempeño de

los dispositivos activos como interruptores de muy alta velocidad (fentosegundos).

- e) Incluir técnicas criogénicas a las de iluminación en la caracterización de dispositivos activos de microondas para optimizar el desempeño de ultra bajo ruido de los mismos.
- f) Estudiar la influencia de otras longitudes de onda del espectro electromagnético en los dispositivos activos de microondas.

Desde un punto de vista práctico:

- a) Construcción de un banco de mediciones que incluya técnicas ópticas para realizar la caracterización de dispositivos activos y minimizar los errores experimentales.
- b) Diseño y construcción de amplificadores de bajo ruido y de potencia de microndas utilizando la optimización del desempeño de los dispositivos activos mediante iluminación.
- c) Diseño y construcción de amplificadores de bajo ruido criogénicos utilizando la optimización del desempeño de los dispositivos activos mediante iluminación.

LITERATURA CITADA

- Ali, F. y Gupta, A. 1991. "HEMTs and HBTs: Introduction and Overview". En: Ali, F. y Gupta, A. (ed.). "HEMTs and HBTs Devices, Fabrication and Circuits". Artech House, Inc. Primera Edición. Boston. 1-10 p.
- Batey, J. y Wright, S. 1986. "Energy band alignment in GaAs: (Al,Ga)As heterostructures: The dependence on alloy composition". J. Appl. Phys. 59(1): 200-209 p.
- Bennet, R.J. 1987. "Interpretation of forward bias behavior of Schottky barriers". IEEE Trans. on Electron Devices. 34(4): 935-937 p.
- Berroth, M. y Bosch, R. 1990. "Broad-band determination of the FET small-signal equivalent circuit". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 38(7): 891-895 p.
- Berthold, G., Zanoni, E., Canali, C., Pavesi, M., Pechini, M., Manfredi, M., Bahl, S. y del Alamo, J. 1995. "Impact ionization and light emission in InAlAs/InGaAs heterostructure FET". IEEE Trans. on Electron Devices. 42(4): 752-759 p.
- Bolognesi, C.R., Dvorak, M.W. y Chow, D.H. 1999. "Impact ionization effects on the microwave performance of InAs channel heterostructure field effect transistors: The role of channel quantization". Jpn. J. Appl. Phys. 38(2): 1190-1194 p.
- Chakrabarti, P., Madheswaran, M., Gupta, A y Khan, N.A. 1998. "Numerical simulation of an ion-implanted GaAs OPFET". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 46(10): 1360-1366 p.
- Chang, C.S., Fetterman, H.R., Ni, D., Sovero, E., Mathur, B. y Ho, M.J. 1987. "Negative photoconductivity in high electron mobility transistor". Appl. Phys. Lett. 2233-2235 p.
- Chao, P.C., Swanson, A., Brown, A., Mishra, U., Ali, F. y Yuen, C. 1991. "HEMT Devices and Circuit Applications". En: Ali, F. y Gupta, A. (ed.). "HEMTs and HBTs Devices, Fabrication and Circuits". Artech House, Inc. Primera Edición. Boston. 77-189 p.
- Chopra, K.L., Major, S. y Pandya, D.K. 1983. "Transparent conductors A status review". Thin Solid Films. 102(1): 146- 200 p.
- Dambrine, G., Cappy, A., Heliodore, F. y Playez, E. 1988. "A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 36(7): 1151-1159 p.

- de Barros, L. E.M. Jr., Paolella A., Frankel, M.Y., Romero, M.A., Herczfeld, P.R. y Madjar A. 1997. "Photoresponse of microwave transistors to high-frequency modulated lightwave carrier signal". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 45(8):1368-1374 p.
- de Salles, A. A. 1983. "Optical control of GaAs MESFETs". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 31(10): 812-820 p.
- de Salles, A.A. y Romero, M.A. 1991. "Al_{0.3}Ga_{0.7}As/GaAs HEMT's under optical illumination". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 39(12): 2010-2017 p.
- Dingle, R., Stormer, H.L., Gossard, A.C. y Wiexmann, W. 1978. "Electron mobility in modulation doped semiconductor superlattices". Appl. Phys. Lett. 33: 665-667 p.
- Ernst, A., Somerville, M.H. y del Alamo, J.A. 1997. "Dynamics of the kink effect in InGaAs/InGaAs HEMTs". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 18(12): 613-615 p.
- Golio, J. Michael. 1991. "Microwave MESFETs & HEMTs". Artech House. 1ra edición. Boston. 350 pp.
- Graffeuil, J., Rossel, P. y Martinot, H. 1979. "Light-induced effects in GaAs FETs". Electronics letters. 15(14): 439-441 p.
- Griem, T., Nathan, M., Wicks, G., Huang, J., Capani, P. y Eastman, L. 1985. "High conductance and low persistent photoconductivity in Ga_{0.47}In_{0.53}As/Al_{0.48}In_{0.52}As modulation-doped structures with pinchoff capabilities". J. Vac. Sci. Technol. B3 (2): 655-656 p.
- Hayurama, J. y Takano, H. 1995. "Impact ionization in GaAs metal-semicoductor fieldeffect transistors with a lightly doped drain structure and an Al_{0.2}Ga_{0.8}As/GaAs heterobuffer layer". J. Appl. Phys. 77(8): 3913-3918 p.
- Haruyama, J., Negishi, H., Nishimura, Y., y Nashimoto, Y. 1997. "Substrate-related kink effects with a strong light-sensitivity in AlGaAs/InGaAs PHEMTs". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 44(1):25-33 p.
- Hecht, E. y Zajac A. 1998. "Optica". Adison Wesley Longman de México. 1ra edición, 1ra re-impresión. Mexico D.F. 586 pp.

- Hori, Y. y Kuzuhara, M. 1994. "Improved model for kink effect in AlGaAs/InGaAs heterojunction FETs". IEEE Trans. on Electron Devices. 41(12): 2262-2267 p.
- Horio, K. Y Satoh, K. 1994. "Two-dimensional analysis of substrate-related kink phenomena in GaAs MESFETs". IEEE Trans.on Electron Devices. 41(12): 2256-2261 p.
- Iqbal, M.A. y Jones, B. 1998. "A Comparison of the trap properties and locations within GaAs FET measured under different bias conditions". IEEE Electron Devices Trans. 45(8): 1663-1670 p.
- Jansen, P., Schreurs, D., de Raedt, W., Nauwelaers, B. y Van Rossum M. 1995. "Consistent small-signal and large-signal extraction techniques for heterojunction FETs". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 43(1): 87-93 p.
- Kawasaki, S., Shiomi, H. y Matsugatani, K. 1998. "A novel FET model including an illumination-intensity parameter for simulation of optically controlled millimeter-wave oscillators". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 46(6): 820-828 p.
- Kim, D.M., Lim, G.M. y Kim, H.J. 1999. "Parallel conduction and non-linear optoelectronic response of an n-channel pseudomorphic high electron mobility transistor". Solid-State Electronics. 43: 943-951 p.
- Kim, D.M., Sang H.S., Kim, H.J. y Kang, K.N. 1999. "Electrical characteristics of an optically controlled n-channel AlGaAs/GaAs/InGaAs pseudomorphic HEMT". Trans. on Electron Devices. 20(2): 73-76 p.
- Kim, D.M., Song, S.H., Baek, K.H., Kim, D.J. y Kim, H.J. 2000. "Microwave characteristics of a pseudomorphic high electron mobility transistor under electro-optical stimulations". IEEE Electron Device Lett. 21(3): 93-96 p.
- Kruppa, W. y Boos, J. 1995. "Examination of kink effect in InAlAs/InGaAs/InP HEMTs using sinusoidal and transient excitation". IEEE Trans. on Electron Devices. 42(10): 1717-1723 p.
- Lang, D., Logan, R. y Jaros, M. 1979. "Trapping characteristics and donor-complex (DX) model for the persistent-photoconductivity trapping center in Te-doped Al_xGa_{1-x}As". Phys. Rev. B. 19: 1015 p.

- Lucyszyn, S. y Roberston, I., 1998. "Optically induced measurement anomalies with voltage-tunable analog-control MMICs". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 46(8): 1105-1114 p.
- Madelung, Otfried. 1996. "Semiconductors Basic Data". Springer-Verlag. 2da edición. Berlin. 317 pp.
- Madjar, A., Herczfeld, P.R. y Paolella, A. 1992. "Analytical model for optically generated currents in GaAs MESFETs". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 40(8): 1681-1691 p.
- Matthews, J.W. y Blakeslee, A.E. 1974. "Defects in epitaxial multi-layers. I. Misfit dislocations". J. Crystal Grow. 27: 118 p.
- Mishra, U.K., Brown, A.S., Jelloian L.M., Thompson, M., Nguyen, L. y Rosenbaum, S. 1989. IEDM Technical Digest.
- Mishra, U.K., Brown, A.S., Rosenbaum, S., Hooper, C.E., Pierce M.W., Delaney, M.J., Vaughn, S. y White, K. 1988. IEEE Electron Device Lett. EDL-9 (12): 647-649 p.
- Mitra, H, Pal, B., Singh S. y Khan R. 1998. "Optical effect in InAlAs/InGaAs/InP MODFET". IEEE Trans. on Electron Devices. 45(12): 68-77 p.
- Mizuta, M., Tachikawa, M., Kukimoto, H. y Minomura, S. 1985. "Direct evidence for the DX center being a substitutional donor in AlGaAs alloy system". Jpn J. Appl. Phys. 24(2): L143-L146 p.
- Nakata, Y., Sasa, S., Sugiyama, Y., Fujii, T. y Hiyamizu, S. 1987. "Extremely high 2DEG concentration in selectively doped In_{0.53}Ga_{0.47}As/N-In_{0.52}Al_{0.48}As heterostructures grown by MBE". Jpn J. Appl. Phys. 26(1): L59-L61 p.
- Neviani, A., Tedesco, C., Zanoni, E., Canali, C., Manfredi, M. Y Cetronio, A. 1993. "Impact ionization and light emission in GaAs metal semiconductor field effect transistors". Jpn. Appl. Phys. 74(6): 4213-4220 p.

Nguyen, L.D. 1989. Ph.D. Thesis, Cornell University.

Pal B.B. y Chattopadhyay, S.N. 1992. "GaAs OPFET characteristic considering the effect of the gate depletion with modulation due to incident radiation". IEEE Trans. on Electron Devices. 39(5): 1021-1027 p.

- Paolella, A., Madjar, A. y Herczfeld, P. 1994. "Modeling the GaAs MESFETs response to modulated light at radio and microwave frequencies". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 42(7): 1122-1130 p.
- Patterson, H., Grimmeis, H., Powell, A., Button, C., Roberts, J. y Rockertt, P. 1993. "Persistent decrease of dark conductivity due to illumination in AlGaAs/GaAs modulation-doped heterostructures". J. Appl. Phys. 74(9): 5596-5601 p.
- People, R., Wecht, K.W., Alavi, K. y Cho, A.Y. 1983. "Measurement of the conductionband discontinuity of MBE grown In_{0.52}Al_{0.48}As/In_{0.53}Ga_{0.47}As N-n heterojunction by C-V Profiling". Appl. Phys. Lett. 43(1): 118-120 p.
- Rangel Patiño, F.E. 1994. "Modelado de transistores TEC GaAs no encapsulados por medio de un circuito eléctrico equivalente". Tesis de Maestría. CICESE.
- Reynoso Hernández, J.A., Ramirez Durán, B., Chavez Pérez, R. 1993. "Modelado de dispositivos y circuitos con aplicaciones en el desarrollo de componentes de alta frecuencia". Reporte Técnico. CICESE.
- Reynoso Hernández, J.A., Ramirez Durán, B., Ibarra Villaseñor, J. y Perdomo, J. 1997.
 "Reliable RF techniques for extracting parasitic elements in microwave FETs". Int. IEEE workshop on Experimentally Based FET Device Modelling & Related Nonlinear Circuit Design. U. of Kassel. Germany.
- Reynoso Hernández, J.A. y Rangel Patiño, F.E. 1996. "DC and RF techniques for computing access resistances in microwave FETs". June 1996. IEEE Int. Microwave Symp. Dig. Vol.3: 1711-1714 p.
- Reynoso Hernández, J.A., Rangel Patiño, F.E. y Perdomo, J. 1996. "Full RF characterization for extracting the small-signal equivalent circuit in microwave FETs". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 44(12): 2625-2633 p.
- Reynoso Hernández, J.A., Plana, R. Escotte, L. y Graffeuil, J. 1998. "Correlation between kink effect and frequency dispersion in pseudomorphic HEMTs". Int. GAAS Conference Proceedings. Microwave Engineering Europe. Amsterdam.
- Romero, M.A. y Herczfeld P.R. 1995. "Negative photoresponse in modulation doped field effect transistors (MODFET's): Theory and experiment". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 43(3): 511-517 p.

- Romero, M.A., Martinez M.A.G., Herczfeld P.R. 1996. "An analytical model for the photodetection mechanism in high-electron mobility transistors". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 44(12): 2279-2287 p.
- Rousseau, P.M., Griffin, P.B., Luning, S. y Plummer, J.D. 1996. "A model for mobility degradation in highly doped arsenic layers". IEEE Trans. on Electron Devices. 43(11): 2025-2027 p.
- Simons, R. y Bhasin K. 1986. "Analysis of optically controlled microwave/millimeterwave device structures". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 34(12): 1349-1355 p.
- Simons, R.N. 1987. "Microwave performance of an optically controlled AlGaAs/GaAs high electron mobility transistor and GaAs MESFET". IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 35(2): 1444-1455 p.
- Song, S.H., Kim, D.M., Kim, H.J., Kim, S.H., Kang, K.N. y Nathan M.I. 1998. "Photonic microwave characteristics and modeling of an Al_{0.3}Ga_{0.7}As/GaAs/In_{0.13}Ga_{0.87}As double heterostructure pseudomorphic HEMT". IEEE Microwave and Guided Wave Lett. 8(1): 35-37 p.
- Sze, S.M. 1981. "Physics of Semiconductor Devices". John Wiley and Sons. 2da edición. New York. 868 pp.
- Walters, P.C., Pollard, R.D., Richardson, J.R. y Gatti, G. 1993. "Millimeter-wave device modeling differences in microstrip and coplanar waveguide". 1993 IEEE Int. Microwave Symp. Dig. Vol. 3: 1173-1176 p.
- White, P.M. y Healy, R.M. 1993. "Improved equivalent circuit for determination of MESFET and HEMT parasitic capacitances from cold-FET measurements". IEEE Microwave Guided Letters. 3(12): 453-454 p.
- Zanoni, E., Bigliardi, S., Capelletti, R., Lugli, P., Magistrali, F., Manfredi, M., Pacagnella, A., Testa, N., y Canali, C. 1990. "Light emission in AlGaAs/GaAs HEMTs and GaAs MESFETs induced by hot carriers". IEEE Electron Device Lett. 11(11): 487-489 p.
- Zanoni, E., Manfredi, M., Bigliardi, S., Pacagnella, A., Pisoni, P., Tedesco, C. y Canali, C. 1992. "Impact ionization and light emission in AlGaAs/GaAs HEMTs". IEEE Trans. on Electron Devices. 39(8): 1849-1857 p.

Zanoni, E., Pacagnella, A., Pisoni, P., Telaroli, P., Tedesco, C. y Canali, C. 1991. "Impact ionization, recombination and visible light emission in AlGaAs/GaAs high electron mobility transistors". J. Appl. Phys. 70(1): 529-531 p.

GLOSARIO

2-DEG	(2-Dimension Electron Gas) Gas de electrones bi-dimensional
AlGaAs	Arseniuro de Aluminio Galio
AlInAs	Arseniuro de Aluminio Indio
bandgap	Ancho de la banda de energía prohibida
beam waist	Estrechamiento o cintura del haz de luz láser
backgating	Efecto causado por la relativamente gran capacitancia en la interfase "buffer-canal" o "buffer-substrato". Debido a cargas acumuladas en las trampas profundas de esas interfases
backside	Parte del proceso de fabricación de los TECs de GaAs, realizado por el lado posterior de la oblea, por el cual se adelgaza el substrato semi-aislante para tener menor resistencia térmica y mejorar la disipación de calor del dispositivo, facilitar la posterior separación de los dispositivos de la oblea y realizar conexiones necesarias a través de huecos en los materiales semiconductores con la capa metalizada que se agrega a la parte posterior de la oblea
buffer	Capa se material semiconductor entre la capa semiaislante y las capas que conforman la heteroestructura
canal	Capa de material semiconductor adyacente a la interfase de una heteroestructura
canal 2-DEG	Capa conformada por el pozo de potencial superficial en donde se alojan la alta concentración de electrones de la heteroestructura
capping	Capa de material semiconductor de alta concentracion de impurezas que se utiliza para mejorar las propiedades de los contactos óhmicos
centros DX	(Donor-compleX) Tipo de trampas de portadores de carga producidas al introducir átomos de Silicio como impurezas donadoras en el AlGaAs
contacto Schottky	Contacto metal-semiconductor. Caracterizado por una barrera de potencial para el flujo de electrones de un metal hacia un semiconductor y viceversa

GLOSARIO (continuación)

de-embedding	Proceso por el cual matemáticamente extraemos la influencia de elementos más externos de un circuito electrico
f _{max(MAG)}	Frecuencia máxima de oscilación a la máxima ganancia disponible
forward bias	Condición de polarización directa de una unión de materiales semiconductores de diferentes tipo de dopado o metal-semiconductor
f _T	frecuencia de corte a ganancia de corriente unitaria
GaAs	Arseniuro de Galio
НЕМТ	(High Electron Mobility Transistor) Transistor de alta movilidad electrónica
НВТ	(Heterostructure Bipolar Transistor) Transistor bipolar de heteroestructura
hot electrons	Electrones de alta energía con respecto a la red cristalina
I _{dss}	Corriente drenador-fuente de saturación obtenida cuando $V_{gs} = 0$ volts
InGaAs/InP	Arseniuro de Indio-Galio/Fosforuro de Indio
InP	Fosforuro de Indio
ionización por impa	acto Fenómeno ocasionado por el incremento de campo eléctrico en un semiconductor, tal que los portadores ganan suficiente energía para generar pares electrón-hueco
MAG	(Maximum Available Gain) Máxima ganancia disponible
MBE	(Molecular Beam Epitaxy) Técnica de crecimiento de capas semiconductoras de haz molecular epitaxial
MESFET	(Metal-Semiconductor Field Effect Transistor) Transistor de efecto de campo de unión metal-semiconductor
MMIC	(Monolithic Microwave Integrated Circuit) Circuito integrado monolítico de microondas

GLOSARIO (continuación)

- MOCVD.- (Metal-Organic Chemical Vapor Deposition).- Técnica de crecimiento de capas semiconductoras de deposición química de vapores metal-orgánicos
- MSG.- (Maximum Stable Gain).- Máxima ganancia estable

NF.- (Noise Figure).- Figura de ruido

OMMIC.- (Optical Microwave Monolithic Integrated Circuits).- Circuito integrado monolítico óptico y de microondas

PHEMT.- (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor).- Transistor pseudomórfico de alta movilidad electrónica

región óhmica. Región en las curvas características I_{ds} en función de V_{ds} (V_{gs} = constante) de los TEC, en donde el voltaje drenador-fuente del dispositivo es directamente proporcional a la corriente drenador-fuente que pasa por el mismo

región de saturación.- Región en las curvas características I_{ds} en función de V_{ds} (V_{gs} = constante) de los TEC, en donde el dispositivo se comporta como una fuente de corriente, es la parte más horizontal de dichas curvas características

pinch-off.- Condicion de polarización del transistor de efecto de campo cuando el voltaje compuerta-fuente corta el paso de la corriente drenador-fuente del dispositivo

spacer.- Capa de material semiconductor adyacente a la interfase de una heterostructura

TEC.- Transistor de Efecto de Campo

U.-

transconductancia.- Ganancia de corriente, cociente del cambio de la corriente drenadorfuente con respecto al cambio del voltaje compuerta-fuente manteniendo constante el voltaje drenador-fuente

trampa de portadores de carga.- Zonas localizadas en un material en donde se retienen durante un tiempo los electrones o huecos libres

Máxima ganancia unilateral

voltaje built in.-

También denominado potencial de difusión, es la suma de los potenciales electrostáticos soportados en equilibrio por los semiconductores que componen la unión.
8 A. 1