

Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada



**CARACTERIZACION DE LOS ELEMENTOS
PARASITOS DE LOS TEC InP**

**TESIS
MAESTRIA EN CIENCIAS**

JAIME CAMACHO URREA

ENSENADA, B. C., DICIEMBRE DEL 2000.

TESIS DEFENDIDA POR
Jaime Camacho Urrea
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ



Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

Director del Comité



Dr. José Luis Medina Monroy

Miembro del Comité



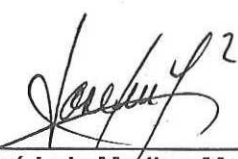
Dr. Pedro Negrete Regagnon

Miembro del Comité



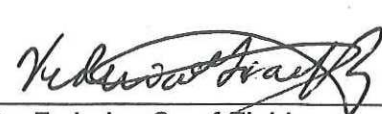
M. C. José de Jesús Ibarra Villaseñor

Miembro del Comité



Dr. José Luis Medina Monroy

*Jefe del Departamento de
Electrónica y Telecomunicaciones*



Dr. Federico Graef Ziehl

Director de Estudios de Posgrado

08 de Diciembre del 2000

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



DIVISIÓN DE FÍSICA APLICADA

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

**CARACTERIZACIÓN DE LOS ELEMENTOS
PARÁSITOS DE LOS TEC InP**

TESIS

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

JAIME CAMACHO URREA

Ensenada Baja California, México. Diciembre del 2000

RESUMEN de la tesis de JAIME CAMACHO URREA presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California, México. Diciembre 2000.

CARACTERIZACIÓN DE LOS ELEMENTOS PARÁSITOS DE LOS TEC InP

Resumen aprobado por:



Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández
Director de Tesis

En éste trabajo de tesis se trabajó en la extracción de los elementos parásitos de los transistores de efecto de campo en tecnología arseniuro de galio (GaAs) y fosfuro de indio (InP), utilizando bajos niveles de polarización en la compuerta.

Para los transistores GaAs se realizó una caracterización dinámica (RF), la cual nos permite obtener los elementos parásitos mediante la técnica del TEC frío, además aplicamos los modelos adecuados para cada condición de polarización en la compuerta. Por último utilizando los parámetros Y intrínsecos obtuvimos los elementos intrínsecos del modelo propuesto.

Para estudiar el efecto que tiene el número de dedos de los transistores en la extracción de las capacitancias parásitas, se realizó un estudio, donde se calcularon las capacitancias parásitas para los modelos "T" y "π" de transistores de "n" dedos.

Para los transistores InP, al no tolerar corrientes en la compuerta mayores a 5mA, se propone y desarrolla un método original que trabaja con voltajes en la compuerta que generan corrientes menores a 1mA. Éste método toma en cuenta el efecto de la parte imaginaria de Z_{dy} en la obtención de la inductancia parásita de compuerta. Analizando el efecto de la parte real de Z_{dy} en la obtención de la resistencia parásita de compuerta se concluyó que el efecto es despreciable en altas frecuencias.

Para lograr mejores resultados en la extracción de los elementos parásitos, se estudió el efecto de las capacitancias parásitas en la extracción de las resistencias e inductancias parásitas, así como el efecto que tiene el colocar las capacitancias en las topologías 1 y 2, donde este efecto es muy importante y se debe tomar en cuenta.

Para validar el modelo obtenido se compararon los datos medidos contra los modelados, y por último se analizó el error, el cual fue pequeño.

Palabras clave: Circuito Eléctrico Equivalente, Parásitos, Daño en la Compuerta, Resistencia del Diodo.

ABSTRACT of the thesis of JAIME CAMACHO URREA, presented as a partial requirement to obtaining the MASTER OF SCIENCE DEGREE, with the speciality in ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS. Ensenada, Baja California, México. December 2000.

CHARACTERIZATION OF FET'S InP PARASITICS ELEMENTS

Abstract approved by:



Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández
Thesis principal

This dissertation deals with the extraction of FET's GaAs and FET's InP parasitics elements at low gate bias.

A dynamic characterization for FET GaAs was used to get the parasitic elements using the "Cold FET" technique and applying the appropriate model, for each gate bias condition. To complete the model, the intrinsic elements were computed with the intrinsic admittance parameters.

To study the number of fingers effect in the extraction of parasitics capacitances, a study was realized using "T" and " π " models in "n fingers" transistor.

The problem with FET's InP is that they don't tolerate gate currents upper than 5mA; for this reason a new method was developed. This new method uses gate currents lower than 1mA and takes into account the imaginary part of Z_{dy} to obtain the gate parasitic inductance. The Z_{dy} real part was analyzed to get the effect in the gate parasitic resistance, and this effect can be neglected, at high frequencies.

To get better values in the parasitic elements extraction, the effect of parasitic capacitances in the extraction of both parasitic resistances and inductances was analyzed.

To validate the gotten model, measurement and modeled data were compared. The resulting errors of this comparison are less than 10%, indicating the excellent agreement between measurement and modeled data.

Keywords: Electrical Equivalent Circuit, Parasitic, Gate Damage, Diode Resistance.

DEDICATORIAS

A Dios por permitirme lograrlo y por el gran milagro de vivir la vida que estoy viviendo.

A mis padres Miguel y Lourdes, mi Mamá Ana y su esposo Alberto por hacer de Mi lo que soy.

A mis hermanos Paty, Yadi, Miguelín, Karina por estar siempre conmigo y por su apoyo.

A mis hermanos Arely, Ian, Magdiel y Esau por quererme a pesar de no pasar mucho tiempo con ellos.

A mis abuelos Pa'Sergio y † Ma'Yoya, Felipe y Concha por todo el cariño que me han dado.

A mi novia Rafaela por todo el cariño, amor y paciencia que ha mostrado, ♡ TE AMO ♡.

AGRADECIMIENTOS

A mi asesor el Dr. Apolinar Reynoso Hernández, por su desempeño, en la conducción de este trabajo, por todos los conocimientos compartidos para llevar a buen fin este trabajo.

A los miembros del comité:

Dr. José Luis Medina Monroy, Dr. Pedro Negrete R. y al M.C. Jesús Ibarra U.

A los maestros del CICESE por formarme como mejor alumno.

A los maestros del área de microondas:

Dr. Apolinar Reynoso Hernández por ser mi Director y por compartir sus conocimientos con cada uno de sus estudiantes.

Dr. José Luis Medina Monroy por ser mi asesor en la tesis de licenciatura y por los conocimientos impartidos en el aula de clases.

M. C. Ricardo A. Chávez por su apoyo hacia todos nosotros, por el interés mostrado en los estudiantes y por los buenos ratos en las aulas de clases.

M. C. Jesús Ibarra U. por compartir sus conocimientos en las clases y por los excelentes ratos que pase en las excursiones.

Dr. Alexei Venquer P. por los conocimientos compartidos y por entrenarme en el inglés.

M. C. Benjamín por su ayuda en las prácticas que realizamos.

A mis compañeros de la maestría: Alberto Ramírez, Raúl Infante, Susana Padilla, Raúl Loo y Jorge Calderón por hacer más fácil, agradable y comfortable la estancia en CICESE.

A Jorge y a Brenda por alimentarme muy bien, pero más que nada por ser mis amigos.

Al Cesar, Carlillos y a Milka por compartir esta aventura llamada maestría.

A la bola de .. Amistades que tengo en Obregón: Freddy, Mundo, Benja, Rade, Manuel, así como a mis amigos de la prepa y del ITSON (perdón por no mencionarlos pero son algunos), por todos los buenos ratos que pasamos.

A mis amigas de la prepa, en especial a Francis, Luz, Gisela, Irene, Lulu, Alma, Waldis.

A mis cuñados Joel y Luis Carlos y a mis sobrinos : Joelito, Joselin, José y al que viene en camino, por todo lo que significan para Mi y para todos.

Al CICESE por aceptarme en su equipo.

Al equipo de futbol del CICESE por los juequitos que nos aventamos.

A todas las secretarias y trabajadores del CICESE por el gran desempeño en sus labores y por lo serviciales que siempre son. En especial a las secretarias de Electrónica y Telecomunicaciones y a Citlalli.

Al CONACYT por facilitarme los medios para realizar mi maestría.

CONTENIDO

	<u>Página</u>
I INTRODUCCIÓN	1
II ORIGEN DE LOS ELEMENTOS PARÁSITOS EN LOS TEC GaAs. (Transistores de efecto de campo)	6
II.1 Introducción	6
II.2 Estructuras de transistores HEMT's y PHEMT's	8
II.3 Representación física de los fenómenos eléctricos que ocurren en los HEMTs y PHEMTs.	18
II.4 Conclusión	26
III OBTENCIÓN DE LOS ELEMENTOS PARÁSITOS DEL CIRCUITO EQUIVALENTE DEL TEC GaAs	27
III.1 Introducción	27
III.2 Métodos clásicos para la obtención de los elementos parásitos.	30
III.2.1 Método de Dambrine para la extracción de las capacitancias parásitas	30
III.2.2 Método de White para la extracción de las capacitancias parásitas	33
III.2.3 Análisis de las topologías de Dambrine (π) y White (T) para transistores de "n dedos".	35
III.2.3.1 Análisis experimental en MDS de las topologías de Dambrine (π) y White(T) para transistores de "n dedos".	38
III.2.4 Métodos clásicos para la obtención de las resistencias parásitas.	41
III.2.4.1 Método mediante mediciones en DC.	42
III.2.4.2 Métodos mediante mediciones en RF	43
III.2.4.2.1 Extracción de las resistencias parásitas para transistores TEC GaAs mediante las técnicas de Reynoso.	43
III.2.4.3 Influencia de las topologías en la extracción de las resistencias parásitas. Simulación de la red distribuida en el programa MDS.	48
III.2.5 Métodos clásicos para la obtención de las inductancias parásitas	52
III.2.5.1 Influencia de las topologías en la extracción de las inductancias parásitas. Simulación de la red distribuida en el programa MDS.	55
III.2.6 Método de Jean-Pierre Raskin.	57
III.3 Nuevos métodos propuestos para el cálculo de los elementos parásitos.	62

CONTENIDO (continuación)

	<u>Página</u>
III.3.1	Obtención de las resistencias parásitas a pequeños niveles de voltaje. 62
III.3.2	Obtención de las inductancias parásitas y C_y 67
III.3.2.1	Obtención de L_g y C_y mediante el método I. 68
III.3.2.2	Cálculo de L_g y C_y mediante el método II. 70
III.3.2.3	Cálculo de L_g y de C_y mediante el método III. 71
III.3.2.4	Obtención de R_{dy} conociendo C_y , en $\text{Re} \{ Z_{11} \}$ 73
III.4	Resultados experimentales obtenidos con los métodos clásicos y con los métodos propuestos. 76
III.4.1	Resultados obtenidos para el transistor PHEMT GaAs F4X25 de $1/4\mu\text{m}$ de longitud de compuerta (4 dedos). . . . 76
III.4.1.1	Resultados obtenidos aplicando las técnicas de Dambrine, Reynoso y el método propuesto. . . . 76
III.4.2	Resultados obtenidos para el transistor PHEMT GaAs F4X25 de $1/2\mu\text{m}$ de longitud de compuerta (4 dedos). . . . 81
III.4.2.1	Resultados obtenidos aplicando las técnicas de Dambrine, Reynoso y el método propuesto. . . . 81
III.4.3	Resultados obtenidos para el transistor PHEMT GaAs F4X25 de $1\mu\text{m}$ de longitud de compuerta (4 dedos). 84
III.4.3.1	Resultados obtenidos aplicando las técnicas de Dambrine, Reynoso y el método propuesto. 84
III.4.4	Resultados obtenidos para el transistor MESFET GaAs SG2X60 de $1/2\mu\text{m}$ de longitud de compuerta 87
III.4.4.1	Resultados obtenidos aplicando las técnicas de Dambrine, Reynoso y el método propuesto. 87
III.4.5	Resultados obtenidos para el transistor MESFET GaAs SG600 de $1/2\mu\text{m}$ de longitud de compuerta 90
III.4.5.1	Resultados obtenidos aplicando las técnicas de Dambrine, Reynoso y el método propuesto. . . . 90
III.4.6	Resultados obtenidos para el transistor MODCIR GaAs de dos dedos de $0.13\mu\text{m}$ de longitud de compuerta. 93
III.4.6.1	Resultados obtenidos aplicando las técnicas de Dambrine, Reynoso y el método propuesto. 93
III.5	Extracción del circuito eléctrico equivalente de pequeña señal por Dambrine. 96
III.6	Extracción del circuito eléctrico equivalente de pequeña señal por Berroth. 99
III.7	Validación de la extracción de los elementos parásitos a partir del modelo obtenido. 101
III.7.1	Resultados obtenidos para el transistor PHEMT GaAs F4X25 de $1/4\mu\text{m}$ de longitud de compuerta (4 dedos) . . . 102

CONTENIDO (continuación)

	<u>Página</u>
III.7.1.1	Resultados obtenidos aplicando las técnicas de Reynoso y el método propuesto. 102
III.7.2	Resultados obtenidos para el transistor PHEMT GaAs F4X25 de 1/2 μ m de longitud de compuerta (4 dedos).. . . 109
III.7.2.1	Resultados obtenidos aplicando las técnicas de Reynoso y el Método propuesto. 109
III.7.3	Resultados obtenidos para el transistor PHEMT GaAs F4X25 de 1 μ m de longitud de compuerta (4 dedos).. . . . 116
III.7.3.1	Resultados obtenidos aplicando las técnicas Reynoso y el método propuesto. 116
III.7.4	Resultados obtenidos para el transistor MESFET GaAs SG2X60 de 1/2 μ m de longitud de compuerta. 123
III.7.4.1	Resultados obtenidos aplicando las técnicas Reynoso y el método propuesto. 123
III.7.5	Resultados obtenidos para el transistor MESFET GaAs SG600 de 1/2 μ m de longitud de compuerta. 131
III.7.5.1	Resultados obtenidos aplicando las técnicas de Reynoso y el método propuesto. 131
III.7.6	Resultados obtenidos para el transistor MODCIR GaAs de dos dedos de 0.13 μ m de longitud de compuerta. 139
III.7.6.1	Resultados obtenidos aplicando las técnicas de Reynoso y el método propuesto. 139
III.8	Sensibilidad de los elementos intrínsecos a el cálculo de los elementos parásitos. 146
III.8.1	Sensibilidad de los elementos intrínsecos 147
III.9	Conclusión. 154
IV	OBTENCIÓN DEL CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE
	DEL HEMT InP. 157
IV.1	Introducción. 157
IV.2	Circuito Eléctrico Equivalente de pequeña señal para el HEMT InP y revisión del efecto de ionización por impacto. . . 158
IV.3	Mediciones. 163
IV.3.1	Resultados obtenidos para el transistor PHEMT 50GE4 InP aplicando el método propuesto.. . . . 163
IV.3.2	Resultados obtenidos para el transistor PHEMT 50A5 InP aplicando el método propuesto. 168
IV.3.3	Resultados obtenidos para el transistor PHEMT F4X38 InP aplicando el método propuesto. 172
IV.3.4	Resultados obtenidos para el transistor PHEMT SG600 InP aplicando el método propuesto. 177

CONTENIDO (continuación)

	<u>Página</u>
IV.3.5	Resultados obtenidos para el transistor PHEMT SG6001 InP aplicando el método propuesto. 182
IV.4	Efecto de la ionización por impacto en Y_{21} 187
IV.5	Conclusión. 191
V	CONCLUSIONES GENERALES 192
V.1	Análisis de resultados y discusión. 192
V.2	Aportaciones del trabajo realizado. 196
V.3	Recomendaciones. 197
LITERATURA CITADA 198	
APÉNDICE I 202	
APÉNDICE II 210	
APÉNDICE III 215	
APÉNDICE IV 219	

LISTA DE FIGURAS

Figura	<u>Página</u>
1. Circuito equivalente de un TEC	7
2. Estructura de un HEMT convencional	9
3. Diagrama de energía de bandas de un HEMT	10
4. Diagrama de bandas y estructura del HEMT y PHEMT.	12
5. Características geométricas del HEMT.	15
6. Transconductancia (g_m) en función de V_{gs}	19
7. Modelo de pequeña señal que muestra el origen físico de los elementos de un HEMT/MESFET según Golio	26
8. Proceso de "De-embedding"	29
9. Circuito equivalente para $V_{ds}=0$ y cualquier V_{gs}	30
10. Circuito equivalente para $V_{ds}=0$ y $ V_{gs} > V_p $	31
11. S_{22} para una polarización menor al voltaje de oclusión.	31
12. Parámetros de admitancia en función de la frecuencia, para voltajes menores al voltaje de oclusión.	32
13. Modelo de White.	34
14. Un transistor de 4 dedos	36
15. Circuito eléctrico equivalente para n-dedos en el TEC bloqueado.....	37
16. Parámetros de admitancia (Y), en función de la frecuencia, obtenidos mediante el método de White.	39
17. Parámetros Y , en función de la frecuencia, obtenidos mediante el método de Dambrine.	40
18. Capacitancias parásitas en función de la frecuencia obtenidas aplicando White (2 y 4 dedos).	40
19. Capacitancias parásitas en función de la frecuencia obtenidas aplicando Dambrine (2 y 4 dedos).	41
20. Diagrama eléctrico que muestra el principio de medición de las características $I_G (V_{DS})$ e $I_G (V_{GS})$ para el cálculo de las resistencias parásitas.	42
21. Red distribuida bajo la compuerta para $V_{ds} =$ abierto	44
22. Circuito equivalente para $V_{ds} =$ abierto y $ V_{gs} > V_{bi} >0$	46
23. Evolución de $Re \{ Z_{11} \}$ como función de $1 / I_g$	48
24. Circuito eléctrico equivalente de pequeña señal con $V_{ds} =$ abierto y $ V_{gs} > V_{bi} >0$	49
25 a). Circuito eléctrico equivalente para $V_{ds}=abierto$ y para cualquier V_{gs} . Topología 1.	49
25 b). Circuito eléctrico equivalente para $V_{ds}=abierto$ y para cualquier V_{gs} . Topología 2.	50
26. $Re [Z]$ en función de la frecuencia, para las topologías 1 y 2.....	50
27. Evolución de la parte imaginaria de $[Z]$ contra la frecuencia.	53
28. Parte imaginaria de los parámetros Z en función de la frecuencia.	54
29. $Im [Z]$ en función de la frecuencia para las topologías 1 y 2.	56
30. Circuito eléctrico equivalente del cual parte Raskin	57
31. Gráficas obtenidas del método de Raskin.	59

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura	Página
32. Parámetros $\text{Re}[Z]$, en función de V_{gs} , sin eliminar el efecto capacitivo.....	64
33. Parámetros $\text{Re}[Z]$, en función de V_{gs} , después de eliminar el efecto capacitivo.	64
34. Derivadas de $2Z_{12}$ y Z_{22} en función de V_{gs}	66
35. Comportamiento de R_s , R_d y R_{ch} contra V_{gs}	67
36. Obtención de L_s y L_d , en función de la frecuencia, a bajos niveles de polarización ($V_{gs} = 0 \text{ V}$).	68
37. Cálculo de L_g , en función de la frecuencia, para pequeños voltajes de polarización en la compuerta ($V_{gs} = 0 \text{ V}$), mediante el método I.	69
38. Cálculo de L_g , en función de la frecuencia ($V_{gs} = 0 \text{ V}$), al aplicar el método III.	72
39. Verificación para el primer valor obtenido de $\text{Re} \{ (Z_{11}) - Z_{dy} \}$ en función de la frecuencia ($V_{gs} = 0 \text{ V}$).	74
40. Verificación para el segundo valor obtenido de $\text{Re} \{ (Z_{11}) - Z_{dy} \}$ en función de la frecuencia ($V_{gs} = 0 \text{ V}$).	75
41. Comportamiento de $\text{Re} \{ Z_{dy} \}$ en función de la frecuencia ($V_{gs} = 0 \text{ V}$). ...	75
42. Valores de capacitancias e inductancias extraídas en función de la frecuencia.	78
43. Extrapolación de $\text{Re}(Z_{11})$ en función de $1/I_g$	78
44. $\text{Re} \{ Z_{12} \}$ en función de la frecuencia.	79
45. $\text{Re} \{ Z_{22} \}$ en función de la frecuencia.	79
46. Inductancias parásitas de drenador y fuente, en función de la frecuencia ($V_{gs} = 0 \text{ V}$).	80
47. Inductancia de compuerta parásita, en función de la frecuencia ($V_{gs} = 0 \text{ V}$).	80
48. Real [Z] en función de V_{gs} para el cálculo de las resistencias	80
49 a). Capacitancias parásitas, en función de la frecuencia.	82
49 b). Inductancias parásitas, en función de la frecuencia.	82
50 a). $\text{Re} \{ Z_{12} \}$ en función de la frecuencia..	82
50 b). $\text{Re} \{ Z_{22} \}$ en función de la frecuencia..	82
50 c). $\text{Re} \{ Z_{11} \}$ en función de $1/I_g$	82
51 a). Real de los parámetros Z , en función de V_{gs} , para el cálculo de las resistencias parásitas.	83
51 b). Inductancias parásitas : L_s y L_d , en función de la frecuencia.	83
51 c). Inductancia parásita L_g en función de la frecuencia.	83
52 a). Capacitancias parásitas, en función de la frecuencia	85
52 b). Inductancias parásitas, en función de la frecuencia.	85
53 a). $\text{Re} \{ Z_{12} \}$ en función de la frecuencia.	85
53 b). $\text{Re} \{ Z_{22} \}$ en función de la frecuencia.	85
53 c). $\text{Re} \{ Z_{11} \}$ en función de $1/I_g$	85
54 a). Real [Z] en función de V_{gs} , para el cálculo de las resistencias parásitas.	86

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura	<u>Página</u>
54 b). Inductancias parásitas : L_s y L_d , en función de la frecuencia.	86
54 c). Inductancia parásita L_g , en función de la frecuencia.	86
55 a). Capacitancias parásitas, en función de la frecuencia.	88
55 b). Inductancias parásitas en función de la frecuencia.	88
56 a). $\text{Re}\{Z_{12}\}$ en función de la frecuencia.	88
56 b). $\text{Re}\{Z_{22}\}$ en función de la frecuencia.	88
56 c). $\text{Re}\{Z_{11}\}$ en función de $1/\lg$	88
57 a). Real [Z] en función de V_{gs} para el cálculo de las resistencias parásitas	89
57 b). Inductancias parásitas : L_s y L_d , en función de la frecuencia.	89
57 c). Inductancia parásita L_g , en función de la frecuencia.	89
58 a). Capacitancias parásitas en función de la frecuencia.	91
58 b). Inductancias parásitas en función de la frecuencia.	91
59 a). $\text{Re}\{Z_{12}\}$ en función de la frecuencia.	91
59 b). $\text{Re}\{Z_{22}\}$ en función de la frecuencia.	91
59 c). $\text{Re}\{Z_{11}\}$ en función de $1/\lg$	91
60 a). Real [Z] en función de V_{gs} para el cálculo de las resistencias parásitas resistencias parásitas	92
60 b). Inductancias parásitas en función de la frecuencia.	92
60 c). Inductancia parásita L_g , en función de la frecuencia.	92
61 a). Capacitancias parásitas en función de la frecuencia.	94
61 b). Inductancias parásitas en función de la frecuencia.	94
62 a). $\text{Re}\{Z_{12}\}$ en función de la frecuencia.	94
62 b). $\text{Re}\{Z_{22}\}$ en función de la frecuencia.	94
62 c). $\text{Re}\{Z_{11}\}$ en función de $1/\lg$	94
63 a). Real [Z] en función de V_{gs} , para el cálculo de las resistencias parásitas	95
63 b). Inductancias parásitas en función de la frecuencia.	95
63 c). Inductancia parásita L_g , en función de la frecuencia.	95
64. Modelo de pequeña señal adoptado por Dambrine.	96
65. Elementos intrínsecos obtenidos con las técnicas clásicas en función de la frecuencia.	103
66. Parámetros S_{11} y S_{22} medidos (-verde) y calculados (--rojo).	104
67. Parámetros S_{12} y S_{21} medidos (-rojo) y calculados (--azul).	104
68. Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia. .	105
69. Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia. .	105
70. Elementos intrínsecos obtenidos en función de la frecuencia aplicando las técnicas propuestas.	106
71. Parámetros S_{11} y S_{22} medidos (-azul) y calculados (--rojo).	107
72. Parámetros S_{12} y S_{21} medidos (-azul) y calculados (--rojo).	107
73. Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia. .	108
74. Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia. .	108
75. Elementos intrínsecos extraídos mediante los métodos clásicos	

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura	Página
en función de la frecuencia.	110
76. Parámetros S_{11} y S_{22} medidos (-verde) y calculados (--rojo).	111
77. Parámetros S_{12} y S_{21} medidos (-rojo) y calculados (--azul)	111
78. Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia. .	112
79. Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia. .	112
80. Elementos intrínsecos extraídos aplicando la técnica propuesta en función de la frecuencia.	113
81. Parámetros S_{11} y S_{22} medidos (-azul) y calculados (--rojo).	114
82. Parámetros S_{12} y S_{21} medidos (-azul) y calculados (--rojo).	114
83. Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia. .	115
84. Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia. .	115
85. Elementos intrínsecos extraídos en función de la frecuencia.	117
86. Parámetros S_{11} y S_{22} medidos (-verde) y calculados (--rojo).	118
87. Parámetros S_{12} y S_{21} medidos (-rojo) y calculados (--azul).	118
88. Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia. .	119
89. Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia. .	119
90. Error en $\text{Im} \{ S_{11} \}$ y $\text{Re} \{ S_{11} \}$ en función de la frecuencia.	120
91. Elementos intrínsecos extraídos en función de la frecuencia utilizando las técnicas propuestas.	120
92. Parámetros S_{11} y S_{22} medidos (-azul) y calculados (--rojo).	122
93. Parámetros S_{12} y S_{21} medidos (-azul) y calculados (--rojo).	122
94. Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia. .	122
95. Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia. .	123
96. Elementos intrínsecos extraídos en función de la frecuencia extraídos aplicando los métodos clásicos.	124
97. Parámetros S_{11} y S_{22} medidos (-verde) y calculados (--rojo).	125
98. Parámetros S_{12} y S_{21} medidos (-rojo) y calculados (--azul).	126
99. Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia. .	126
100. Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia. .	127
101. Elementos intrínsecos extraídos mediante el método propuesto en función de la frecuencia.	128
102. Parámetros S_{11} y S_{22} medidos (-azul) y calculados (--rojo).	129
103. Parámetros S_{12} y S_{21} medidos (-azul) y calculados (--rojo).	129
104. Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia. .	130
105. Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia. .	130
106. Elementos intrínsecos extraídos en función de la frecuencia.	132
107. Parámetros S_{11} y S_{22} medidos (-verde) y calculados (--rojo).	133
108. Parámetros S_{12} y S_{21} medidos (-rojo) y calculados (--azul).	133
109. Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia. .	134
110. Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia. .	134
111. Elementos intrínsecos extraídos mediante el método propuesto en función de la frecuencia.	135

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura	Página
112. Parámetros S_{11} : Izq.) $L_s=9.35\text{pH}$, Der.) $L_s=5.8\text{pH}$ medidos (-azul) , calculados (--rojo).....	136
113. Parámetros S_{12} : Izq.) $L_s=9.35\text{pH}$, Der.) $L_s=5.8\text{pH}$ medidos (-azul) , calculados (--rojo).....	136
114. Parámetros S_{21} : Izq.) $L_s=9.35\text{pH}$, Der.) $L_s=5.8\text{pH}$ medidos (-azul) , calculados (--rojo).....	137
115. Parámetros S_{22} : Izq.) $L_s=9.35\text{pH}$, Der.) $L_s=5.8\text{pH}$ medidos (-azul) , calculados (--rojo).....	137
116. Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia. .	138
117. Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia. .	138
118. Elementos intrínsecos extraídos mediante los métodos clásicos en función de la frecuencia	140
119. Parámetros S_{11} y S_{22} medidos (-verde) y calculados (--rojo).....	141
120. Parámetros S_{12} y S_{21} medidos (-rojo) y calculados (--azul).....	141
121. Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia. .	142
122. Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia. .	142
123. Elementos intrínsecos extraídos mediante el método propuesto en función de la frecuencia	143
124. Parámetros S_{11} y S_{22} medidos (-azul) y calculados (--rojo).....	144
125. Parámetros S_{12} y S_{21} medidos (-azul) y calculados (--rojo).....	145
126. Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia. .	145
127. Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia. .	146
128 a) Sensibilidad de los elementos intrínsecos con C_{pg} y C_{pd} en función de la frecuencia.	147
128 b) Sensibilidad de los elementos intrínsecos con L_s en función de la frecuencia.	148
128 c) Sensibilidad de los elementos intrínsecos con L_d en función de la frecuencia.	149
128 d) Sensibilidad de los elementos intrínsecos con L_g en función de la frecuencia.	150
128 e) Sensibilidad de los elementos intrínsecos con R_g en función de la frecuencia.	151
128 f) Sensibilidad de los elementos intrínsecos con R_s en función de la frecuencia.	152
128 g) Sensibilidad de los elementos intrínsecos con R_d en función de la frecuencia.	153
129. Comportamiento típico de la corriente de fuga en la compuerta en función de V_{gs} y V_{ds}	159
130. Figura de Ruido en función de V_{ds}	160
131. Efecto en S_{22} debido a la ionización por impacto.	160
132. Efecto de la ionización por impacto en las capacitancias intrínsecas en función de la frecuencia.	161
133. Efecto de la red propuesta por Kruppa.	162

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura	<u>Página</u>
134 a) Capacitancia parásita C_{pg} en función de la frecuencia.	164
134 b) $Re [Z]$ en función de V_{gs} .	164
135 a) Inductancia de compuerta en función de la frecuencia.	164
135 b) Inductancias de Drenador y Fuente en función de la frecuencia.	164
136 Elementos intrínsecos extraídos en función de la frecuencia.	165
137. Parámetros S_{11} y S_{22} : (+Rojo) calculados y (oAzul) medidos.	166
138. Parámetros S_{12} y S_{21} : (+Rojo) calculados y (oAzul) medidos	166
139. Porcentaje de Error en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia.	167
140. Porcentaje de Error en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia.	167
141 a) Capacitancias parásitas en función de la frecuencia.	169
141 b) $Re [Z]$ en función de V_{gs} .	169
142 a) Inductancia parásita de compuerta L_g en función de la frecuencia.	169
142 b) Inductancias parásitas de drenador y fuente , L_s y L_d en función de la frecuencia.	169
143 Elementos intrínsecos extraídos en función de la frecuencia.	170
144. Parámetros S_{11} y S_{22} : (+Rojo) calculados y (oAzul) medidos.	171
145. Parámetros S_{12} y S_{21} : (+Rojo) calculados y (oAzul) medidos.	171
146. Porcentaje de Error en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia.	172
147. Porcentaje de Error en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia.	172
148 a) Capacitancias parásitas en función de la frecuencia.	173
148 b) $Re [Z]$ en función de V_{gs} .	173
149 a) Inductancias parásitas de drenador y fuente, L_d y L_s en función de la frecuencia.	174
149 b) Inductancia parásita de compuerta, L_g en función de la frecuencia.	174
150. Elementos intrínsecos extraídos en función de la frecuencia.	174
151. Parámetros S_{11} y S_{22} : (+Rojo) calculados y (oAzul) medidos.	176
152. Parámetros S_{12} y S_{21} : (+Rojo) calculados y (oAzul) medidos.	176
153. Porcentaje de Error en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia.	177
154. Porcentaje de Error en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia.	177
155 a) Capacitancias parásitas en función de la frecuencia.	178
155 b) $Re [Z]$ en función de V_{gs} .	178
156 a) Inductancias parásitas de drenador y fuente, L_d y L_s en función de la frecuencia.	179
156 b) Inductancia parásita de compuerta, L_g en función de la frecuencia.	179
157. Elementos intrínsecos extraídos en función de la frecuencia.	179

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura	<u>Página</u>
158. Parámetros S_{11} y S_{22} : (+Rojo) calculados y (oAzul) medidos.	181
159. Parámetros S_{12} y S_{21} : (+Rojo) calculados y (oAzul) medidos.	181
160. Porcentaje de Error en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia.	182
161. Porcentaje de Error en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia.	182
162 a) Capacitancias parásitas en función de la frecuencia.	183
162 b) $\text{Re} [Z]$ en función de V_{gs}	183
163 a) Inductancias parásitas de drenador y fuente, L_d y L_s en función de la frecuencia.	184
163 b) Inductancia parásita de compuerta, L_g en función de la frecuencia.	184
164. Elementos intrínsecos extraídos en función de la frecuencia.	184
165. Parámetros S_{11} y S_{22} : (+Rojo) calculados y (oAzul) medidos.	186
166. Parámetros S_{12} y S_{21} : (+Rojo) calculados y (oAzul) medidos.	186
167. Porcentaje de Error en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia.	187
168. Porcentaje de Error en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia.	187
169. Corriente de fuga en función de V_{ds} para varios V_{gs}	188
170. Corriente de fuga en función de V_{gs} para varios V_{ds}	188
171 a) $\text{Im} [Y]$ en función de la frecuencia, para $V_{ds} = 3 \text{ V}$ y $V_{gs} = 0 \text{ V}$	189
171 b) $\text{Re} [Y]$ en función de la frecuencia, para $V_{ds} = 3 \text{ V}$ y $V_{gs} = 0 \text{ V}$	189
172. Ionización por impacto en $\text{Re} [Y \text{ intrínseca}]$ en función de la frecuencia, para $V_{ds}=0.5 \text{ V}$ y $V_{gs}=0 \text{ V}$	190
173. Ionización por impacto en $\text{Im} [Y \text{ intrínseca}]$ en función de la frecuencia (SG600), para $V_{ds}=0.5$, $V_{gs} = 0 \text{ V}$	190
174. Ionización por impacto en $\text{Im} [Y \text{ intrínseca}]$ en función de la frecuencia (F4X38), para $V_{ds}=0.5$, $V_{gs} = 0 \text{ V}$	190
175. Conexión en paralelo de dos bi-puertos.	211
176. Circuito eléctrico equivalente para voltajes $ V_g \gg V_p $ (Transistor ocluido).	213
177. $\text{Re} [Z]$ ajustados a las mediciones en función del voltaje de compuerta.	220

LISTA DE TABLAS

TABLA	<u>Página</u>
I. Ventajas de la estructura del HEMT	11
II. Requerimientos de potencia para un PHEMT	14
III. Efectos de L_g y Z en g_m , g_{ds} , C_{gd} , C_{gs} y C_{ds}	15
IV. Valores obtenidos para el transistor PHEMT F4x25 de $1/4\mu m$	64
V. Valores obtenidos para el transistor PHEMT F4x25 de $1/2\mu m$	65
VI. Capacitancias parásitas extraídas para el transistor PHEMT F4x25 de $1/4\mu m$	77
VII. Inductancias y resistencias parásitas extraídas para el transistor PHEMT F4x25 de $1/4\mu m$	77
VIII. Capacitancias parásitas extraídas para el transistor PHEMT F4x25 de $1/2\mu m$	81
IX. Inductancias y resistencias parásitas extraídas para el transistor PHEMT F4x25 de $1/2\mu m$	81
X. Capacitancias parásitas extraídas para el transistor PHEMT F4x25 de $1\mu m$	84
XI. Inductancias y resistencias parásitas extraídas para el transistor PHEMT F4x25 de $1\mu m$	84
XII. Capacitancias parásitas extraídas para el GaAs SG2X60 de $1/2\mu m$	87
XIII. Inductancias y resistencias parásitas para el GaAs SG2X60 de $1/2\mu m$..	87
XIV. Capacitancias parásitas extraídas para el transistor MESFET SG600 de $1/2\mu m$	90
XV. Inductancias y resistencias parásitas para el transistor MESFET SG600 de $1/2\mu m$	90
XVI. Capacitancias parásitas extraídas para el transistor MODCIR1 de $0.13\mu m$	93
XVII. Inductancias y resistencias parásitas para el transistor MODCIR1 de $0.13\mu m$	93
XVIII. Elementos intrínsecos extraídos para el PHEMT de $1/4\mu m$	101
XIX. Elementos intrínsecos extraídos para el PHEMT de $1/2\mu m$	109
XX. Elementos intrínsecos extraídos para el PHEMT de $1\mu m$	116
XXI. Elementos intrínsecos extraídos para el MESFET SG2X60 de $1/2\mu m$	124
XXII. Elementos intrínsecos extraídos para el MESFET SG600 de $1/2\mu m$	131
XXIII. Elementos intrínsecos extraídos para el MODCIR1 de $0.13\mu m$	139
XXIV. Elementos del CEE extraídos para el PHEMT 50GE4 InP	163
XXV. Elementos del CEE extraídos para el PHEMT 50A5 InP	168
XXVI. Elementos del CEE extraídos para el PHEMT F4X38 InP	173
XXVII. Elementos del CEE extraídos para el PHEMT SG600 InP	178
XXVIII. Elementos del CEE extraídos para el PHEMT SG6001 InP	183

CARACTERIZACIÓN DE LOS ELEMENTOS PARÁSITOS DE LOS TEC InP

Capítulo I

I.1.- INTRODUCCIÓN

En la actualidad, existen múltiples aplicaciones en las bandas de frecuencia bajas. Éstas aplicaciones van desde radioaficionados, TV, radio AM-FM comercial, radar, comunicaciones comerciales, hasta aplicaciones militares. Por tales motivos es imposible trabajar en ésta banda de frecuencias, ya que existe una saturación. Por éstas causas se han explorado frecuencias de trabajo mayores, las cuales presentan algunas características y fenómenos diferentes.

El desarrollo de los sistemas de comunicaciones en alta frecuencia (satelitales, punto-punto, etc.) se ha logrado gracias al desarrollo de la tecnología de dispositivos activos de estado solido en éste ancho de banda.

La tecnología en microondas y ondas milimétricas utiliza dispositivos fabricados con materiales específicos, como lo es el Arseniuro de Galio (GaAs) y el fosfuro de indio (InP). Para aplicaciones en ondas milimétricas se han podido realizar transistores con otro material, Fosfuro de Indio (InP), el cual ha demostrado tener un mejor desempeño que los transistores fabricados con arseniuro de galio. Por ésta razón ha habido un creciente interés en el modelado de dispositivos realizados con InP, ya que presenta algunas diferencias con respecto al modelado

de transistores GaAs. Sin embargo, para el modelado de transistores InP se parte de modelos GaAs, realizando algunas modificaciones del circuito y de las técnicas de extracción con el fin de obtener un mejor ajuste del modelo propuesto a los parámetros "S" medidos (parámetros de alta frecuencia que relacionan las ondas incidentes y reflejadas del dispositivo, teniendo una impedancia característica de $50\ \Omega$).

En microondas generalmente los diseños de dispositivos se realizan de dos formas. Una de ellas es considerar el dispositivo, para el diseño (transistor), como una caja negra, de quien sólo se conocen los parámetros de dispersión S y en función de estos se diseñan las redes de acoplamiento para cumplir con los requerimientos del diseño. Éste método tiene la desventaja de que al no conocer los elementos del transistor es difícil hacer predicciones y estimaciones de las características de cualquier dispositivo de microondas y en especial de los amplificadores retro-alimentados [Martines-Reyes, 1993].

La otra forma de diseño se basa en el modelado del transistor por medio de un circuito eléctrico equivalente. Una ventaja del modelado por medio del circuito eléctrico equivalente es el poder hacer extrapolaciones a frecuencias donde el equipo de medición no trabaja. Además, se podrá predecir el comportamiento del dispositivo en diferentes frecuencias, mientras que en la otra forma esto es imposible. Una de las ventajas adicionales (a la de predecir el comportamiento del transistor) del circuito eléctrico equivalente es que éste es la base para un modelado en gran señal, y también para el desarrollo de modelos de análisis de ruido, ya que existen métodos

para conocer el comportamiento ruidoso del transistor a partir del circuito eléctrico equivalente de pequeña señal [Reuter *et. al.*, 1997].

Para modelar el funcionamiento del transistor se han desarrollado una variedad de métodos que van desde los modelos físicos hasta la optimización de un modelo desarrollado a partir de las mediciones.

Los elementos del circuito eléctrico equivalente pueden ser obtenidos en diferentes regímenes: en el régimen estático (corriente directa (DC)), en régimen impulsional (potencia) y en régimen dinámico (parámetros S). En régimen estático se obtiene la información de las mediciones de las curvas características corriente contra voltaje. En éste régimen sólo se pueden obtener los elementos resistivos y la ganancia extrínseca del transistor. En el régimen impulsional se obtienen las mismas mediciones que en el estático, obteniendo las no-linealidades del transistor. En la caracterización dinámica se realizan mediciones de parámetros S en función de la frecuencia y de la polarización de compuerta y drenador. En éste régimen se pueden determinar los elementos inductivos y capacitivos del circuito eléctrico equivalente, ya que es imposible obtener estos elementos en DC . En éste régimen, además del circuito eléctrico equivalente, se pueden obtener parámetros adicionales como la frecuencia máxima de operación o frecuencia de corte del transistor , así como la frecuencia máxima de oscilación, además de tener la posibilidad de obtener el comportamiento ruidoso del transistor.

El circuito eléctrico equivalente se puede separar en dos partes; una parte está formada por los elementos parásitos o extrínsecos, los cuales son independientes de

la polarización. La otra parte se forma por los elementos intrínsecos, los cuales son dependientes del voltaje aplicado en las terminales del transistor. Existe un trabajo extensivo en la literatura para la estimación de las resistencias e inductancias parásitas, tanto en DC como en RF (Radio-Frecuencia), donde se tienen valores muy similares en uno y otro método [Reynoso-Hernández *et. al.*, 1996].

Para la evaluación de los transistores, se necesita tener una topología del circuito apropiada, con el fin de obtener el mejor circuito equivalente de pequeña señal. Existen varias topologías, donde la principal diferencia entre ellas, es la localización de las capacitancias parásitas, las cuales dependen de la geometría del transistor.

Los elementos parásitos no cambian de valor al cambiar la polarización, mientras que los elementos intrínsecos presentan cierta dependencia a los cambios de polarización, tanto en la compuerta como en el drenaje.

En el proceso de modelado del transistor por medio de un circuito eléctrico equivalente los elementos que se obtienen primero son los parásitos, después de un proceso de "de-embedding", mediante el cual se "eliminan" los elementos parásitos se obtienen los elementos intrínsecos.

El "de-embedding" es un proceso algebraico, que se realiza mediante conversiones a la matriz de parámetros "Z", para eliminar los elementos en serie, y conversiones a la matriz de parámetros "Y" para la eliminación de elementos en paralelo.

Una buena extracción de los elementos extrínsecos del dispositivo junto con una topología adecuada conduce a valores verdaderos del transistor intrínseco y esto lleva a buenos modelos.

El objetivo de éste trabajo es modelar a frecuencias milimétricas el desempeño de transistores de alta movilidad electrónica fabricados con fosfuro de indio, HEMT's (InP), por medio de un circuito eléctrico equivalente de pequeña señal. Para lograr esto, en los capítulos II y III se analizarán técnicas existentes para la obtención de los elementos parásitos de transistores GaAs. Se tendrá en cuenta que los transistores en InP no toleran polarizaciones en directa que generen corrientes mayores de 5 mili-amperes, ya que pueden sufrir una falla en la compuerta Schottky, la cual es irreversible. Por lo que se implementará una técnica para la extracción de las inductancias y resistencias parásitas con polarizaciones directas en la compuerta que generen corrientes menores a 1mA.

En el capítulo III se implementará una técnica que utilice el modelo π y el modelo T de la zona de deserción para la obtención de las capacitancias parásitas C_{pg} y C_{pd} . Analizando el comportamiento de dichos elementos en función del número de dedos.

Una vez obtenidos los elementos extrínsecos, se procederá a realizar el "de-embedding" para "eliminar" el efecto de los elementos parásitos y obtener así, en el capítulo III y IV, los elementos intrínsecos del circuito equivalente de pequeña señal (propuesto), para un punto de polarización (saturación), con el fin de validar experimentalmente la extracción de los elementos parásitos.

Capítulo II.

ORIGEN DE LOS ELEMENTOS PARÁSITOS EN LOS TEC GaAs (Transistores de Efecto de Campo).

II.1.- Introducción.

Los investigadores que han trabajado con el modelado del CEE (Circuito Eléctrico Equivalente), han encontrado que el transistor se puede modelar mediante dos tipos de elementos: los extrínsecos, que son independientes de la polarización, y los intrínsecos, los cuales son dependientes al voltaje aplicado en sus terminales. Un modelo clásico se muestra en la figura 1, éste modelo o topología proporciona ajustes excelentes entre los parámetros S medidos y los calculados mediante el circuito eléctrico equivalente hasta 60 GHz [Kashiwa *et. al.*, 1994]. Los elementos intrínsecos están encerrados en un rectángulo y los elementos extrínsecos o parásitos están fuera de éste rectángulo.

Los modelos pueden ser clasificados en función del número de elementos intrínsecos [Yanagawa *et. al.*, 1996]. Existen modelos que utilizan 7 elementos como el de Bandla [1988], otro modelo utiliza 8 elementos como el de Curtice [1984], o incluyendo 9 elementos como el de Agnes [Miras y Legros, 1997], y otros con el mismo o mayor número. Algunos de estos modelos toman como voltaje de control de la fuente de corriente dependiente de voltaje, a la caída total en C_{gs} y R_i [Curtice y Camisa, 1984], mientras que otros toman la caída a través de C_{gs} [Akhter y Tiwari, 1993]. En la figura 1 se muestra el circuito eléctrico equivalente de 7 elementos intrínsecos y 8 elementos parásitos.

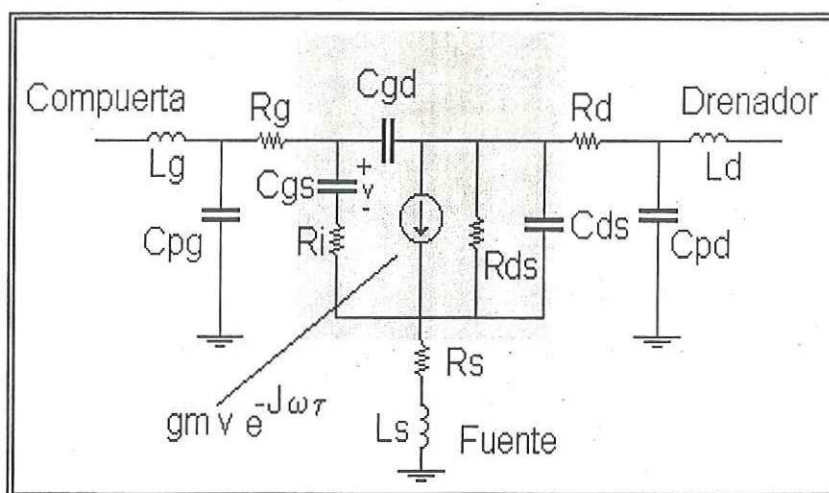


Fig 1.- Circuito eléctrico equivalente de un TEC.

Los elementos del circuito eléctrico equivalente se propusieron en base a la física del transistor. Los investigadores analizaron los fenómenos que existían en un transistor cuando se aplicaba un voltaje entre sus terminales. Sabían que la zona de deserción producía efectos capacitivos, que los contactos metálicos, el contacto de barrera Schottky, así como el canal de conducción producían efectos resistivos,

ademas que el dispositivo tenía ganancia y por lo tanto habría que asociarle algún elemento que la describa, entre otros elementos que se han incluido para representar fenómenos que se observan mientras el transistor está funcionando. El origen de todos estos elementos se basa en la estructura del transistor, el cómo y el por qué se explica a continuación.

II.2.-Estructuras de transistores HEMTs y PHEMTs.

Introducido en 1981, el transistor de alta movilidad electrónica (HEMT) ha ofrecido una alta velocidad, una excelente ganancia, una mejor figura de ruido y mejor desempeño en potencia en microondas y frecuencia milimétricas que los transistores MESFET (transistores de efecto de campo metal-semiconductor). El HEMT representa una evolución del MESFET, y ha sido ampliamente empleado en circuito híbridos (circuitos cuyos elementos se fabrican en diferentes sustratos) y en circuitos monolíticos (circuitos donde todos los elementos se fabrican sobre el mismo sustrato). El HEMT convencional es muy similar al MESFET. El HEMT tiene dos contactos óhmicos (fuente y drenador) y una barrera Schottky (compuerta), la cual controla el flujo de corriente en el canal (entre drenador y fuente).

Los HEMT's, así como los PHEMT's (HEMT's pseudomórficos), son la nueva generación de transistores realizados con semiconductores del grupo III-V de la tabla periódica; estos transistores se fabrican bajo el concepto de hetero-unión. El término hetero-unión se refiere a que la unión se realiza entre semiconductores con diferentes anchos de banda prohibida como GaAs/AlGaAs o InGaAs/InP; siendo ésta

una de las principales características de estos transistores.

La relación de Al a Ga en AlGaAs es típicamente 25% Al y 75% Ga, aunque existen otras composiciones que son ampliamente utilizadas con el fin de mejorar algunas características eléctricas del transistor; tales como la movilidad, el voltaje de ruptura, el voltaje de oclusión, etc. En la figura 2 se muestra la estructura de un HEMT, donde la hetero-unión más importante se forma entre la capa AlGaAs impurificada y la capa GaAs no impurificada. Donde debido a el mayor ancho de banda prohibido (región donde no existen cargas) de la capa AlGaAs comparado con el de la región adjunta GaAs, existe una difusión de electrones libres desde la capa AlGaAs hacia el pozo cuántico y forma un "bidimensional electron gas(2-DEG)" en la hetero-interfase [Ali y Gupta, 1991].

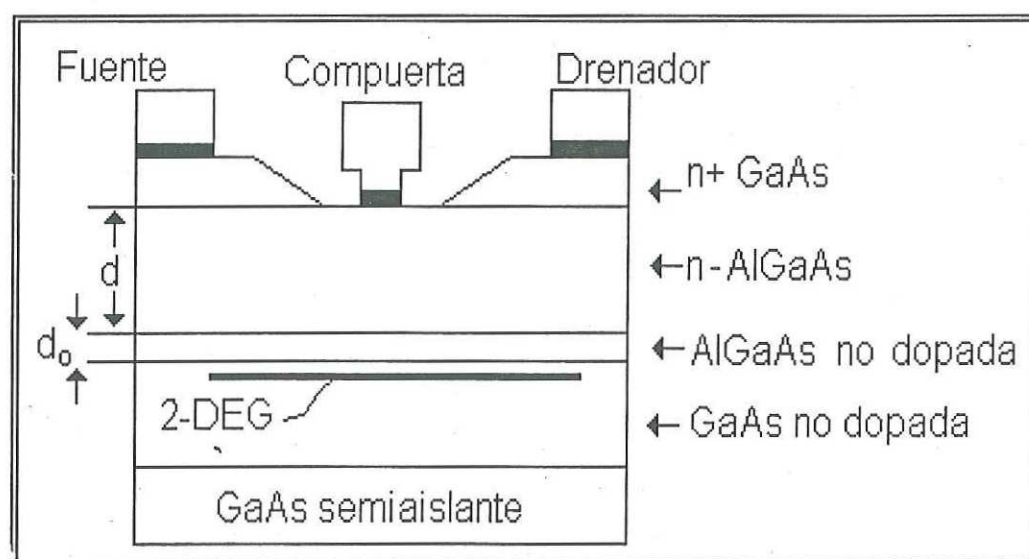


Fig. 2.- Estructura de un HEMT convencional.

Las propiedades de transporte en éste 2-DEG es superior a la del MESFET, donde la región del canal está impurificada. Debido a la ausencia de donadores

ionizados en el canal del HEMT, los electrones que forman el 2-DEG no tienen interacción con impurezas ionizadas y se obtienen altas movilidades. Otra característica importante en los HEMTs, es que la capa no impurificada de AlGaAs, comúnmente llamada "spacer", es delgada (50 Å), y sirve para separar el 2-DEG de los donadores ionizados en la interfase, incrementando la movilidad electrónica.

En los HEMTs cuando se crece la capa AlGaAs impurificada sobre la capa GaAs no impurificada, se forma el 2-DEG, debido a la discontinuidad en la banda de conducción (ΔE_c) y a que el nivel de Fermi tiende a nivelarse en los semiconductores. El 2-DEG es contenido dentro del pozo de potencial triangular formado del lado de la capa de GaAs y las bandas de energía son cuantizadas como se observa en la figura 3.

Otra característica importante en los HEMTs, es que la densidad de corriente se controla aplicando un voltaje en la compuerta (similar al MESFET), pero con la diferencia de que la oclusión se lleva a cabo al disminuir la concentración de portadores, y como el pozo está en función de la concentración, entonces el pozo tiende a desaparecer.

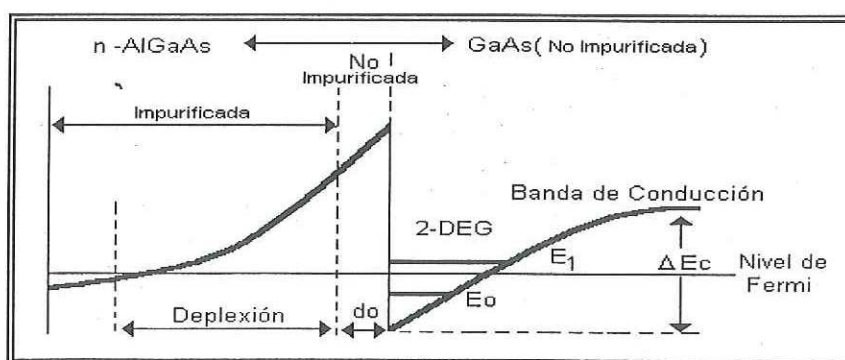


Fig. 3.- Diagrama de energía de bandas de un HEMT.

En la tabla I se pueden apreciar algunas de las ventajas de la estructura del HEMT. El nombre de HEMT fue otorgado, por los japoneses (FUJITSU), a éste tipo de transistor, debido a que la estructura tiene ventajas en cuanto a las propiedades de transporte. Sin embargo, también se le conoce por otras propiedades, por ejemplo en cuanto al 2-DEG, los franceses lo llamaron TEGFET (Two-dimensional Electron Gas Field Effect Transistor). Otros investigadores se basaron en la hetero-unión para nombrarlo (HFET). En cuanto a las características de las impurezas, la compañía Bell de Estados Unidos lo llamó SHDT (Select Doped Heterojunction Transistor), mientras que ROCKWELL lo llamó MODFET (Modulation Doped FET).

TABLA I.- Ventajas de la estructura del HEMT.

- | |
|--|
| <ul style="list-style-type: none"> ☆ Alta movilidad Electrónica ☆ Resistencia de fuente pequeña
(figura de ruido menor) ☆ Transconductancia mayor, debido a la
pequeña separación compuerta-canal ☆ Resistencia de salida grande ☆ Altura de barrera Schottky mayor |
|--|

El HEMT con esto se convirtió en el dispositivo que mejoró al MESFET en el desempeño a frecuencias de microondas y frecuencias milimétricas. Sin embargo, así como el HEMT es la evolución del MESFET, el PHEMT es la evolución del HEMT convencional, ya que mejora el confinamiento de los electrones en el pozo de potencial triangular, debido a que utiliza una capa delgada de InGaAs en vez de la de GaAs que utiliza el HEMT. Esto ocasiona una discontinuidad mayor en la hetero-

interfase AlGaAs/InGaAs, lo cual permite una mayor densidad de carga (al ser mayor el pozo) y con esto una mayor densidad de corriente, llevando esto a tener mayores transconductancias en referencia al HEMT. En realidad los PHEMTs son una derivación de los HEMTs, ya que la teoría es similar, sólo difieren en la hetero-unión donde se forma el 2-DEG, debido a que en los PHEMT se utiliza una capa delgada de InGaAs (50 -200 Å típicamente). En la figura 4 se muestra la estructura de un HEMT convencional y la de un HEMT Pseudo-mórfico. En ésta figura también se puede observar la diferencia de los pozos, donde en el PHEMT es mayor y por la tanto se puede tener un mayor confinamiento de portadores.

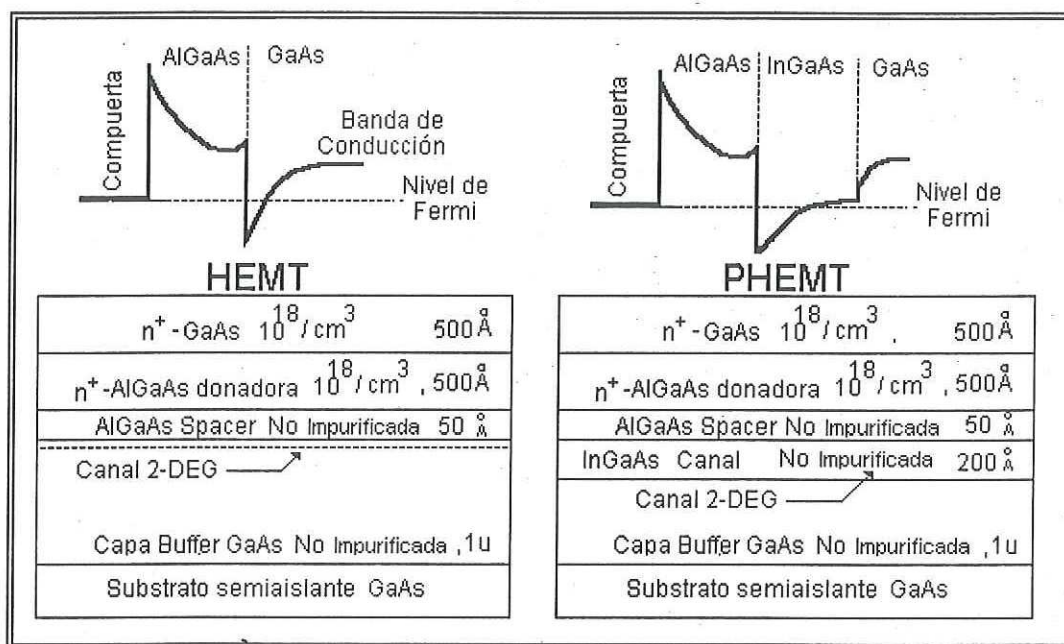


Fig.4.- Diagrama de bandas y estructura del HEMT y PHEMT.

Los PHEMTs proveen altas velocidades y figuras de ruido similares a la de los HEMTs, pero con una ganancia asociada mayor. Éste incremento en la ganancia es el resultado de una mayor transconductancia y a un mejor confinamiento de los

portadores en el pozo [Pozela, 1993].

Una estructura típica del PHEMT se forma por la hetero-unión AlGaAs / InGaAs / GaAs, sin embargo, recientemente se ha utilizado una estructura basada en fosforo de indio, InP. Ésta estructura está formada por las uniones InAlAs / InGaAs / InP, las cuales han demostrado tener un mejor desempeño en cuanto a la figura de ruido y ganancia a frecuencias de microondas y ondas milimétricas. Sin embargo, el manejo de potencia es cuestionable, ya que éste es el punto débil de ésta tecnología, la cual es relativamente nueva y aún existen esfuerzos por tener una confiabilidad mayor para ser utilizados en sistemas actuales.

Los PHEMTs son favorecidos para las aplicaciones en MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits) en substrato GaAs, ya que la tecnología GaAs MMIC es mucho más madura que la tecnología InP MMIC. Por las características mencionadas, se espera que los PHEMTs sean el “caballo de batalla” en el área de bajo ruido en el rango de ondas milimétricas por varios años.

En la tabla II se pueden apreciar algunas de las características más importantes de los PHEMTs (GaAs) en cuanto a manejo de potencia y sus ventajas. Para tener éstas características, se requiere que el nivel de impurificación bajo la compuerta sea lo suficientemente pequeño para obtener un nivel de corriente de fuga mínimo y un voltaje de ruptura (voltaje de ruptura del transistor) mayor. Sin embargo, esto reduce la densidad de carga disponible en el canal, por lo que para contrarrestar esto se han propuesto alternativas; una de ellas es la utilización de una estructura de canal de doble hetero-unión, lo que permite una mayor densidad de corriente, ya que

se tiene un canal doble [Aly y Gupta, 1991].

TABLA II.- Requerimientos de potencia para un PHEMT.

Característica	Ventaja
☆ Alta ganancia sobre un amplio rango de corriente de drenador	☆ Eficiencia y ganancia
☆ Alta corriente de canal	☆ Potencia
☆ Características favorables de pinch-off (voltaje al cual no circula corriente)	☆ Eficiencia y ganancia
☆ Voltaje de rodilla pequeño (voltaje de transición de la región óhmica a la región de saturación)	☆ Eficiencia
☆ Baja conductancia de salida	☆ Ganancia
☆ Alto voltaje de ruptura	☆ Eficiencia y potencia
☆ Resistencias parásitas pequeñas	☆ Eficiencia y ganancia

Una vez que se analizó la estructura de los HEMTs y PHEMTs, es necesario saber como afectan las dimensiones físicas de éstas estructuras en el funcionamiento del transistor. En la figura 5 se puede apreciar la estructura de un HEMT con las características geométricas que delimitan su comportamiento. Sin duda alguna las dimensiones más importantes en el desempeño de un transistor son la longitud y el ancho de compuerta (L_g y Z). Éstas dimensiones influyen en la mayoría de los elementos intrínsecos, y generalmente cuando se proporciona la información de un transistor se otorga en función de éstas dimensiones y del semiconductor utilizado, por ejemplo: un PHEMT GaAs de $1/4\mu\text{m}$ de longitud de compuerta.

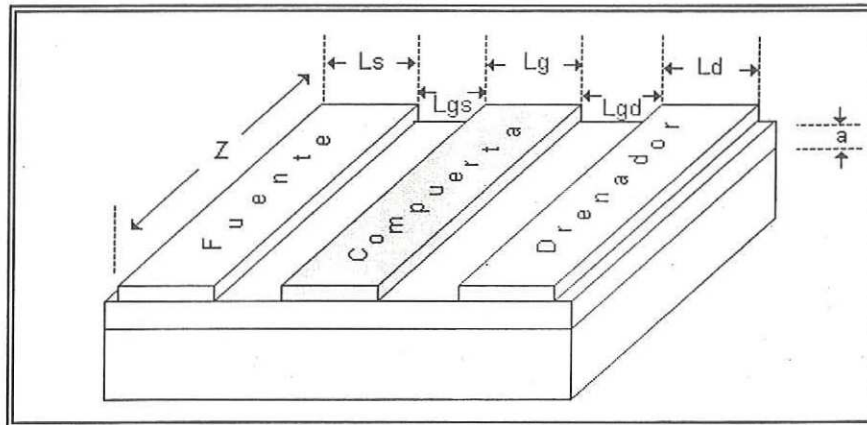


Fig. 5.- Características geométricas del HEMT.

En la tabla III se muestra la forma en que éstas dimensiones afectan a algunos de los elementos intrínsecos del transistor [Golio, 1991].

TABLA III.- Efectos de L_g y Z en g_m , g_{ds} , C_{gd} , C_{gs} y C_{ds} .

Elemento	Efecto
Transconductancia	Inversamente proporcional a L_g y directamente proporcional a Z
Conductancia de salida	Inversamente proporcional a L_g y directamente proporcional a Z
Capacitancias Intrínsecas	Directamente proporcional a L_g y Z

Estos dos parámetros, L_g y Z , también influyen en el desempeño en potencia del transistor, ya que al incrementar las dimensiones, el manejo de potencia mejora considerablemente, pero se degrada el comportamiento de la ganancia y el rango de funcionamiento en la frecuencia disminuye.

La longitud drenador-fuente ($L_{gd}+L_g+L_{gs}$) representa la distancia que recorren los

electrones, es decir la longitud de canal. Además influye directamente en el voltaje de saturación entre drenador y fuente. La separación compuerta-fuente (L_{gs}) influye directamente en la resistencia de fuente (R_s), y R_s influye negativamente en la figura de ruido y en la ganancia. Por lo tanto, se desea una separación fuente-compuerta pequeña. De manera análoga, la separación compuerta-drenador (L_{gd}) es directamente proporcional a la resistencia de drenador (R_d) [Golio, 1991].

Otra de las características de funcionamiento del transistor que se ve afectada por la longitud de compuerta, es el voltaje de oclusión, el cual es inversamente proporcional a L_g ; mientras que la magnitud de la corriente de saturación es directamente proporcional al ancho de la compuerta.

La separación entre las terminales compuerta-drenador (L_{gd}) también afecta fuertemente a la conductancia de salida, influyendo además en el ancho de la zona de deserción hacia el drenador, y en el tiempo de tránsito (tiempo que le toma a un electrón recorrer el canal), en donde una pequeña variación en éste tiempo significa una reducción considerable en la conductancia de salida y en C_{gd} [Ali y Gupta, 1991]. Sin embargo, si ésta distancia se disminuye drásticamente podría ocasionar un voltaje de ruptura prematuro. Por otro lado, una separación demasiado grande, incrementa el voltaje de ruptura, pero reduce la velocidad de saturación de los electrones e incrementa sustancialmente el tiempo de tránsito.

Otro elemento muy importante en el desempeño del HEMT que hay que mencionar es el "spacer" (Fig. 4). El "spacer" es una capa no impurificada que tiene el objetivo principal de separar los donadores ionizados (de la capa n^+ AlGaAs) de

los electrones que fluyen en el canal. Ésta capa tiene un espesor típico de 20-50 Å; un espesor delgado incrementa la densidad de carga total disponible en el canal y esto resulta en una reducción de la resistencia de fuente R_s , una mayor transconductancia y una densidad de corriente mayor. Con esto se puede concluir que la figura de ruido y el desempeño en ruido del HEMT dependen fuertemente de espesor del "spacer", especialmente a bajas temperaturas [Ali y Gupta, 1991].

La capa n^+ GaAs, típicamente está impurificada con silicio y provee un buen contacto óhmico, reduciendo con esto la resistencia de fuente del dispositivo, y también tiene como objetivo el de proteger la capa de AlGaAs de la oxidación que pueda ocurrir en la superficie. Un alto nivel de impurificación y un espesor grueso de ésta capa, reduce la resistencia de fuente y también acorta el espaciamiento efectivo drenador-fuente, resultando en una gran velocidad de los electrones, una mayor transconductancia y una frecuencia de corte a frecuencias más altas. Sin embargo, esto reduce significativamente el voltaje de ruptura e incrementa la conductancia de salida y la capacitancia C_{gd} .

La capa AlGaAs donadora se impurifica, en un alto nivel, generalmente con silicio, conduciendo a una ganancia alta y una densidad de corriente alta. Un nivel elevado de impurificación en ésta capa produce que se cierre el canal cercano a la compuerta, evitando en su mayor parte posible la conducción por éste canal, conocida como conducción de MESFET parásito. Sin embargo, un nivel grande de impurezas también repercute en una reducción del voltaje de ruptura [Shun, 1997].

II.3.- Representación física de los fenómenos eléctricos que ocurren en los HEMTs y PHEMTs.

Cualquier transistor se fabrica para cumplir ciertas condiciones de trabajo. Para lograr esto, durante el diseño y fabricación se cumplen ciertos requerimientos geométricos con el propósito de obtener valores de ganancia mayores, figura de ruido menores, mejor desempeño en altas frecuencias, impedancias de salida mayores, etc. Los fenómenos eléctricos que ocurren en un transistor pueden representarse por elementos concentrados, tales como capacitores, resistencias e inductancias. Estos elementos se agrupan para formar el circuito eléctrico equivalente de un transistor, el cual representa el comportamiento físico del transistor. Estos elementos sirven para modelar al transistor, y los más importantes se dan a continuación.

a) Transconductancia g_m .

La transconductancia se define como la pendiente de la curva característica I_{ds} (corriente drenador-substrato) contra V_{gs} (voltaje compuerta-fuente), manteniendo el voltaje drenador-fuente constante, y provee el mecanismo de ganancia intrínseca del dispositivo.

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{ds}=cte.} \quad (1)$$

Éste elemento es uno de los más importantes indicadores de la calidad del dispositivo para aplicaciones en microondas y ondas milimétricas. Un dispositivo con una transconductancia alta provee una gran ganancia y un mejor desempeño en alta

frecuencia. Esto se debe a las ventajas que tiene el HEMT en cuanto a las propiedades de transporte de electrones. En la figura 6 se muestra la respuesta típica de g_m en función de V_{gs} para un HEMT. En ésta figura se puede observar que la respuesta decae a un cierto nivel de voltaje, debido a que comienza una conducción por el canal que está debajo de la compuerta, conocida como conducción de MESFET parásito. Éste efecto es indeseable en el HEMT y se trata de evitar en lo posible, ya que cuando existe, el control de la corriente mediante la compuerta se degrada, así como la respuesta del transistor. Éste parámetro es inversamente proporcional a la longitud de compuerta y directamente proporcional al ancho de compuerta.

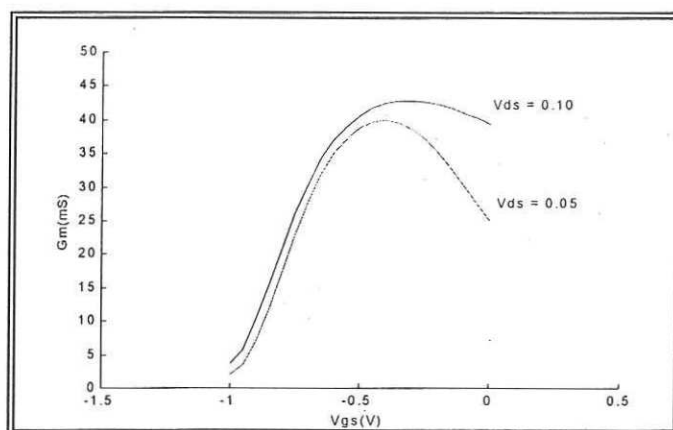


Fig. 6-Transconductancia (g_m) en función de V_{gs} .

b) Resistencia de salida R_{ds} .

La resistencia de salida se define como el inverso de la conductancia de salida. Algunos autores manejan éste elemento como resistencia y otros como conductancia. Ésta última se define como la derivada de la corriente drenador-fuente con respecto al voltaje drenador-fuente para un voltaje compuerta-fuente constante.

$$g_{ds} = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right|_{V_{gs}=cte.} \quad (2)$$

Este parámetro juega un papel importante en la determinación de la máxima ganancia de voltaje disponible del dispositivo y es extremadamente importante para la determinación de las propiedades óptimas de acoplamiento a la salida. En general se desea que el dispositivo tenga una conductancia de salida pequeña o su equivalente una resistencia de salida grande.

El valor de la resistencia de salida se afecta por las dimensiones del transistor y por las propiedades del material del canal. La magnitud de g_{ds} es directamente proporcional al ancho de la compuerta. También el confinamiento de portadores en el 2-DEG de la estructura del HEMT contribuye a valores grandes en la resistencia de salida. Por otro lado, la reducción en la longitud de compuerta resulta en una disminución moderada del valor de R_{ds} . El nivel de impurezas también influye, ya que al disminuir los niveles de impurezas la resistencia tiende a aumentar, lo cual se logra también con espesores de "spacer" más gruesos. Sin embargo, esto también afecta a g_m , la cual disminuye. Además la conductancia de salida se afecta fuertemente por la separación compuerta-drenador.

c).- Capacitancias intrínsecas C_{gs} , C_{gd} y C_{ds} .

El alcance y las dimensiones de la zona de deserción que se forma bajo la compuerta en la capa n^+ , se determinan por el voltaje aplicado en las terminales del transistor. La extensión de ésta zona define el comportamiento de las

capacitancias intrínsecas, ya que las variaciones de éstas cargas influyen directamente en las variaciones de las capacitancias.

La teoría asume que cuando la compuerta se encuentra en el centro, entre drenador y fuente, y que cuando el voltaje aplicado en el drenador sea igual a el voltaje aplicado en la fuente, la zona de agotamiento será simétrica. Además cuando cualquiera de estos voltajes aplicados es mayor, la zona de deserción se extenderá más cerca de ésta terminal. La ecuación general de una capacitancia se da como la derivada de la carga con respecto al voltaje aplicado. Partiendo de aquí se puede definir la capacitancia compuerta-fuente (C_{gs}) como:

$$C_{gs} = \left. \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{gd}=cte.} \quad (3)$$

Donde Q_g es la carga en la zona de deserción que se forma bajo la compuerta. Similarmente la capacitancia compuerta-drenador (C_{gd}) se puede definir como:

$$C_{gd} = \left. \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{gs}=cte.} \quad (4)$$

Sin embargo, éstas dos definiciones, no son las únicas definiciones aplicadas, ya que bajo condiciones típicas de operación, la fuente se aterriza, a la compuerta se le aplica un voltaje negativo y en el drenador se aplica un voltaje positivo. Debido a lo anterior, la capacitancia compuerta-fuente se define comúnmente como:

$$C_{gs} = \left. \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{ds}=cte.} \quad (5)$$

Esta pequeña diferencia puede afectar cuando se desarrollan modelos físicos. Es decir, cuando se tienen ecuaciones que involucran las propiedades de transporte de corriente en función de la física del semiconductor y de las características geométricas del diseño. Cuando se trabaja con modelos de circuito equivalente ninguna de las relaciones 3, 4 y 5 se aplican, ya que los valores de los elementos se definen en función del circuito equivalente y de las mediciones realizadas y no en función de las variaciones de la carga.

La capacitancia compuerta-fuente es muy importante para las aplicaciones en microondas, ya que éste elemento es el que limita la frecuencia máxima de operación, jugando además un papel importante en la impedancia de entrada. Para un mejor desempeño en altas frecuencias es deseable tener un valor de C_{gs} pequeño.

La capacitancia compuerta-drenador, C_{gd} , está muy relacionada a C_{gs} , pero ésta cumple un rol primordial en amplificadores y osciladores, ya que influye en el aislamiento inverso del dispositivo, en donde un valor pequeño de C_{gd} produce un valor grande de aislamiento.

d) Tiempo de retardo o tiempo de tránsito τ .

Éste parámetro representa el tiempo que le toma a la carga para redistribuirse después de un cambio en el voltaje aplicado en la compuerta, el cual típicamente es del orden de picosegundos. Como se mencionó antes, en los HEMTs y PHEMTs la conducción de corriente, bajo condiciones normales de operación (evitando el MESFET parásito), es a través del 2-DEG (una zona no impurificada), donde se

tienen velocidades mayores a las del MESFET y por lo tanto se espera que el tiempo de tránsito sea menor en los HEMTs, y todavía menor en los PHEMTs. Además el tiempo de tránsito tiende a ser menor para longitudes de compuerta y drenador-fuente menores.

Otro de los elementos que se incluyen en el circuito eléctrico equivalente, es la resistencia equivalente del canal R_i . Ésta resistencia se incluye principalmente para mejorar el acoplamiento con S_{11} . Sin embargo para muchos dispositivos la presencia de R_g es suficiente para acoplar la parte real de S_{11} . Además R_i al ser pequeña es difícil de medir y complica el análisis en gran señal.

Los elementos antes mencionados son los más comunes en el desarrollo del circuito eléctrico equivalente, pero en ocasiones se presentan ciertos fenómenos, o sólo por tener un mejor ajuste de parámetros medidos a los obtenidos, se incluyen elementos adicionales. Por ejemplo, Berroth y Bosch [1991], proponen una resistencia R_{gd} para el transistor en la región óhmica (región donde las curvas I_{ds} - V_{ds} se comportan linealmente). Lo anterior se realiza con el objeto de hacer simétrico al transistor respecto a las terminales compuerta-fuente y compuerta-drenador. Ésta resistencia va disminuyendo a medida que se aproxima a la región de saturación (región de las curvas I_{ds} - V_{ds} donde la corriente no aumenta a pesar de que se incrementa V_{ds}).

Una vez conocido el origen de algunos de los elementos intrínsecos, es necesario conocer los orígenes de los elementos extrínsecos, ya que como se mencionó antes, es necesario conocer el valor de estos, con el propósito de

eliminarlos ("de-embedding") y así llegar a los elementos intrínsecos del transistor. Es bien sabido que una buena extracción de los elementos parásitos, repercute en una buena extracción de los elementos intrínsecos del transistor y en conjunto se tendrá un mejor modelado del transistor. Además, cabe mencionar que los elementos parásitos resistivos degradan el comportamiento ruidoso del dispositivo.

Los elementos parásitos, en la mayoría de los casos y para efectos de análisis más prácticos se toman como independientes del voltaje aplicado, aunque la realidad es que estos elementos son ligeramente dependientes a la polarización. Sin embargo, éste resultado no afecta considerablemente, y si facilita el análisis. A continuación se presentan los elementos parásitos y su posible origen.

e) Inductancias parásitas L_s , L_g y L_d .

Las inductancias parásitas se originan principalmente por los contactos metálicos depositados en la superficie del dispositivo (drenador, compuerta y fuente). Los valores de las inductancias dependen de las características de fabricación del dispositivo. Éstas son similares en los MESFETs y en los HEMTs.

Generalmente la inductancia de fuente es la más pequeña y más aún cuando se aterriza mediante pequeñas perforaciones en el dispositivo (via holes). Para dispositivos con longitudes de compuerta pequeña, la inductancia de compuerta L_g es la mayor y la inductancia de fuente L_s es la menor. Además el valor de éstas inductancias también se ve afectado al agregar los alambres de conexión y el empaquetado. Por lo tanto, éstas deben ser consideradas en el circuito, ya que en muchos casos estos elementos dominan en el valor de las inductancias. El valor de

éstas inductancias se obtienen generalmente por mediciones de los parámetros S polarizando la compuerta en directa o por métodos de optimización.

f) Resistencias parásitas R_g , R_d y R_s .

Las resistencias parásitas de fuente (R_s) y de drenador (R_d) se incluyen para tomar en cuenta la resistencia de los contactos óhmicos (drenador y fuente) y también la resistencia de volumen del canal activo. La resistencia de compuerta (R_g) se debe a la resistencia de metalización del contacto Schottky en la compuerta. R_s y R_d tienden a ser ligeramente menores en los HEMT. Estos valores de resistencias son estimados mediante mediciones en directa o mediante técnicas de optimización de parámetros S.

g) Capacitancias parásitas C_{pg} y C_{pd} .

Las capacitancias parásitas C_{pg} y C_{pd} se forman en las terminales de compuerta y drenador y deben agregarse los efectos del empaquetado. Estos elementos se obtienen mediante mediciones de parámetros S para voltajes compuerta-fuente lo suficientemente negativos para cerrar completamente el canal. Esto se logra con voltajes menores al voltaje de oclusión del transistor o voltaje de "pinch-off".

Todos los elementos anteriormente mencionados forman, en conjunto, el circuito eléctrico equivalente, el cual puede modelar el desempeño del transistor o del dispositivo que se diseñe con el transistor. En la figura 7 se muestra el circuito eléctrico equivalente y el origen de cada uno de los elementos que lo componen.

La mayoría de los investigadores utilizan el mismo circuito para los MESFETs y HEMTs. Sin embargo, pueden existir fenómenos que en los HEMTs y PHEMTs pueden tener mayor importancia en el modelado de pequeña señal, como la ionización por impacto, la cual se verá en los capítulos siguientes. Además existen varios modelos, los cuales incluyen elementos dispersivos [Miras y Legros, 1997], resistencias y fuente de corriente controladas por voltaje adicionales [Reuter *et. al.*, 1997], capacitancias en paralelo e inductancias [Kruppa y Boos, 1994], todo esto con el objetivo de tener un error mínimo entre los parámetros obtenidos mediante el circuito eléctrico equivalente y los parámetros obtenidos de las mediciones.

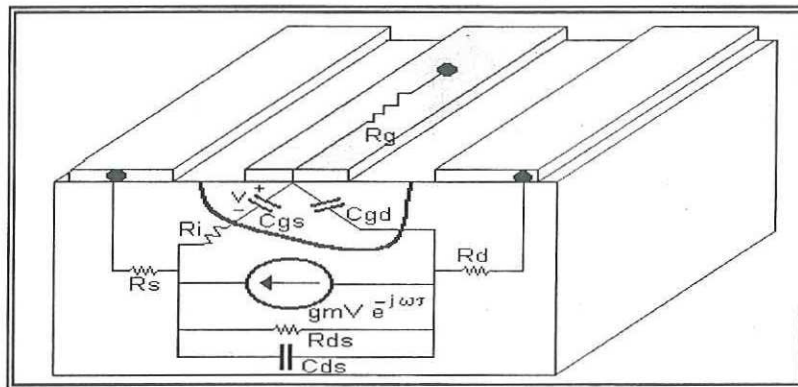


Fig. 7.- Modelo de pequeña señal que muestra el origen físico de los elementos de un HEMT/MESFET según Golio.

II.4.- Conclusión.

En éste capítulo se mostró que los elementos intrínsecos se originan por los diversos fenómenos eléctricos que ocurren internamente en el transistor. De aquí se concluye que la magnitud de los elementos del circuito eléctrico equivalente varían en función del espesor de las capas, de la concentración de portadores y de las propiedades del semiconductor.

Capítulo III.

OBTENCIÓN DE LOS ELEMENTOS PARÁSITOS DEL CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE DEL TEC GaAs.

III.1.- Introducción.

Los modelos físicos son útiles cuando se tienen los detalles del proceso de fabricación a la mano. Muchos de los métodos de optimización no son confiables, ya que pueden arrojar valores que no tengan significados físicos, como resistencias negativas o valores fuera del rango esperado, además de que son fuertemente dependientes del valor inicial.

Las mediciones en banda ancha con parámetros S, es el método de caracterización de transistores preferido para el modelado. Existen una variedad de métodos y de circuitos equivalentes [Dambrine *et. al.*, 1988], [Berrot y Bosh, 1990],

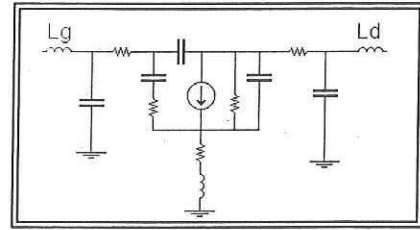
[Kim *et. al.*, 1998], [Raskin *et. al.*, 1998], [Pucel, 1975], [Reynoso-Hernández *et. al.*, 1996]. Algunos autores obtienen los elementos por optimización, otros los obtienen mediante una mezcla de mediciones y optimización, Dambrine *et. al.* [1988], propusieron que el circuito eléctrico equivalente es más sencillo de analizar al aplicar voltajes en la compuerta para un voltaje en la terminal drenador-fuente igual a cero, $V_{ds}=0$ (conocido como la técnica del "cold FET" o TEC frío en español). En este trabajo se menciona que para ciertas condiciones de polarización se pueden obtener los elementos parásitos.

Una vez obtenidos los elementos parásitos se realiza el "de-embedding" de estos, siguiendo el proceso mostrado en la figura 8, y se obtienen los elementos intrínsecos.

En éste trabajo, para obtener los elementos parásitos, se parte de métodos de RF conocidos y probados, Dambrine *et. al.* [1988], Reynoso-Hernández *et. al.* [1996], con el fin de tener una base para validación y comparación. Los métodos de RF permiten calcular las resistencias parásitas, capacitancias e inductancias parásitas, y los elementos intrínsecos resistivos y reactivos.

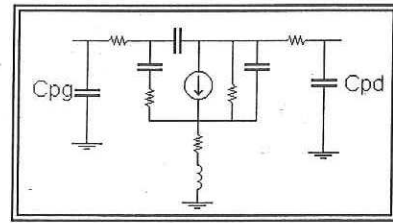
En el régimen estático es posible caracterizar al transistor, pero se pueden obtener g_m , g_{ds} y los elementos resistivos como R_s , R_d y R_g , ya que es imposible obtener las inductancias y capacitancias en corriente directa (DC) debido a que presentan cortocircuitos y circuitos abiertos respectivamente.

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$



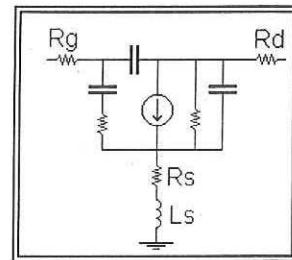
$$\mathbf{S} \Rightarrow \mathbf{Z}$$

$$\begin{bmatrix} Z_{11} - j\omega Lg & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} - j\omega Ld \end{bmatrix}$$



$$\mathbf{Z} \Rightarrow \mathbf{Y}$$

$$\begin{bmatrix} Y_{11} - j\omega C_{pg} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} - j\omega C_{pd} \end{bmatrix}$$



$$\mathbf{Y} \Rightarrow \mathbf{Z}$$

$$\begin{bmatrix} Z_{11} - (Rg + Rs) - j\omega Ls & Z_{12} - Rs - j\omega Ls \\ Z_{21} - Rs - j\omega Ls & Z_{22} - (Rd + Rs) - j\omega Ls \end{bmatrix}$$

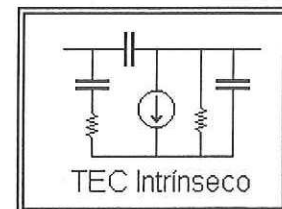


Fig 8.- Proceso de "De-embedding".

III.2.- Métodos clásicos para la obtención de los elementos parásitos.

III.2.1.- Método de Dambrine para la extracción de las capacitancias parásitas.

Cuando se realizan mediciones en el TEC frío, $V_{ds}=0$, el circuito eléctrico equivalente del transistor se reduce al circuito mostrado en la figura 9.

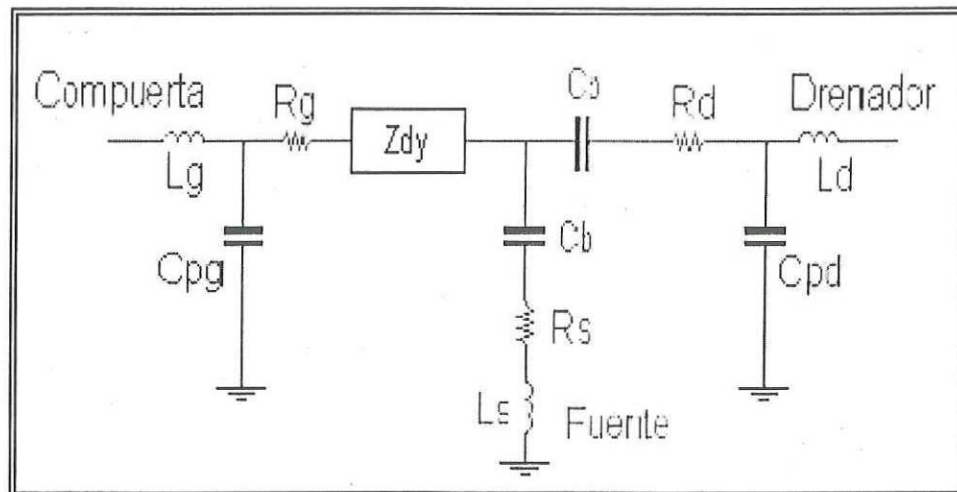


Fig. 9.-Circuito equivalente para $V_{ds}=0$ y cualquier V_{gs} .

Para el cálculo de las capacitancias parásitas es necesario hacer mediciones para $|V_{gs}| \gg |V_p|$. Cuando se aplican estos voltajes en la compuerta, el canal se cierra completamente (voltaje de pinch-off o voltaje de oclusión) y el circuito equivalente se reduce al circuito mostrado en la figura 10. Para estos niveles de voltaje en la compuerta, el efecto de las inductancias parásitas es muy pequeño y se pueden calcular las capacitancias parásitas sin problemas. En ésta figura la capacitancia C_b representa la extensión de la zona de deserción a cada lado de la compuerta.

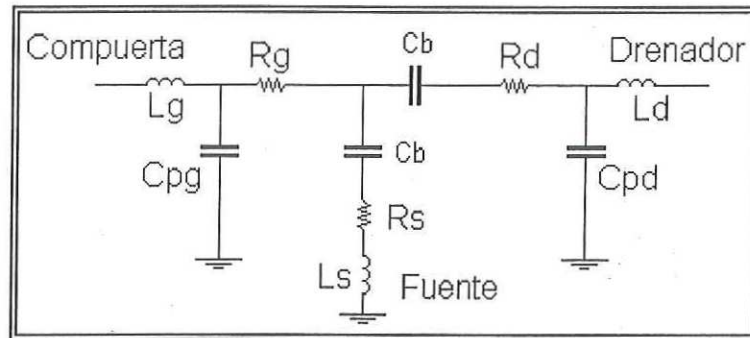


Fig. 10.-Circuito equivalente para $V_{ds}=0$ y $|V_{gs}| > |V_p|$.

El objetivo de polarizar en inversa al transistor es el de cancelar la conductancia del canal y la capacitancia intrínseca de compuerta; cuando esto sucede, el parámetro S_{22} es completamente capacitivo, y se aprecia que está en la parte inferior de la carta de Smith (capacitiva), como se observa en la figura 11.

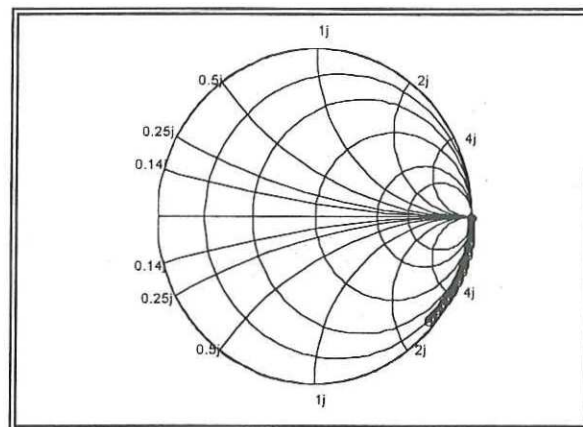


Fig. 11.- S_{22} para una polarización menor al voltaje de oclusión.

También se puede apreciar que el efecto de la conductancia de canal y de las inductancias y resistencias parásitas es mínimo cuando se obtienen los parámetros de la matriz de admitancias $[Y]$, y se observa una línea recta la cual resulta de

la admitancia de una capacitancia $Y_{(Cap)} = \omega C_{pg}$, como se muestra en la figura 12.

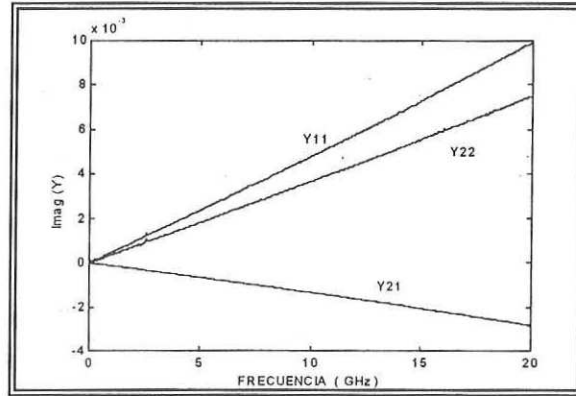


Fig. 12.- Parámetros de admitancia en función de la frecuencia, para voltajes menores al voltaje de oclusión.

Para frecuencias superiores a unos cuantos GHz , las resistencias e inductancias no tienen influencia en la parte imaginaria de los parámetros Y. Entonces, al ser despreciados estos elementos, las ecuaciones se vuelven más sencillas y es posible obtener el valor de las capacitancias parásitas directamente. Las ecuaciones resultantes se dan a continuación:

$$\text{Im}(Y_{11}) = j\omega (C_{pg} + 2Cb). \quad (6)$$

$$\text{Im}(Y_{12}) = \text{Im}(Y_{21}) = -j\omega Cb. \quad (7)$$

$$\text{Im}(Y_{22}) = j\omega (Cb + C_{pd}). \quad (8)$$

$$Cb = \frac{-\text{Im}(Y_{12})}{\omega}. \quad (9)$$

$$C_{pg} = \frac{\text{Im}(Y_{11}) + 2 * \text{Im}(Y_{12})}{\omega}. \quad (10)$$

$$C_{pd} = \frac{\text{Im}(Y_{22}) + \text{Im}(Y_{12})}{\omega}. \quad (11)$$

Donde las capacitancias se obtuvieron al conocer el valor de C_b y al despejar C_{pg} y C_{pd} de las ecuaciones 6 y 8 respectivamente.

En relación a la extracción de los elementos parásitos, algunos autores establecen que el efecto de las capacitancias parásitas es despreciable y no las colocan en el modelo. Existen autores que obtienen las admitancias de entrada y salida, y las restan a Y_{11} y Y_{22} respectivamente. Otros, manejan varias topologías las cuales radican en la posición de los capacitores. Se ha demostrado experimentalmente que ésta topología (Fig. 9) es la que menor dispersión produce, y que es la más adecuada para el modelado a frecuencias mayores [Reynoso-Hernández *et. al.*, 1997].

En el cálculo de las capacitancias parásitas, la teoría establece que el transistor es simétrico, y por lo tanto C_{pg} debería ser igual a C_{pd} . Esto, no siempre se cumple con el modelo de Dambrine *et. al.* [1988], quien utilizó el modelo “ π ” para el cálculo de las capacitancias parásitas. En un esfuerzo de lograr mejores resultados en cuanto a éste aspecto, White *et. al.*, [1990], proponen el modelo “T” de la zona de deserción y colocan tres capacitancias C_b como se describe enseguida.

III.2.2.- Método de White para la extracción de las capacitancias parásitas.

El principio del método de White *et. al.* [1990], es similar al de Dambrine *et. al.* [1988], sin embargo, la diferencia se debe a que White *et. al.* [1990], utilizan un modelo “T” de la zona de deserción, el cual se muestra en la figura 13.

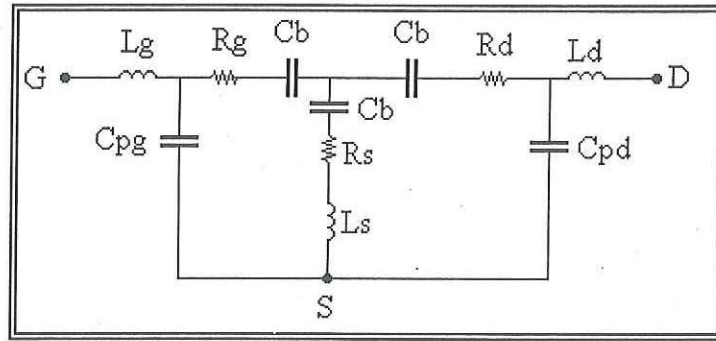


Fig. 13.- Modelo de White.

Los parámetros de admitancia para éste modelo son los siguientes:

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega \left(C_{pg} + \frac{2C_b}{3} \right) & -j\frac{\omega C_b}{3} \\ -j\frac{\omega C_b}{3} & j\omega \left(C_{pd} + \frac{2C_b}{3} \right) \end{bmatrix}. \quad (12)$$

y C_{pg} y C_{pd} se obtienen de las siguientes ecuaciones:

$$C_{pg} = \frac{\text{Im}(Y_{11}) + 2 \text{Im}(Y_{12})}{\omega}. \quad (13)$$

$$C_{pd} = \frac{\text{Im}(Y_{22}) + 2 \text{Im}(Y_{12})}{\omega}. \quad (14)$$

Debido a que estos métodos no toman en cuenta el efecto de las resistencias e inductancias, el hecho de colocar las capacitancias parásitas antes o después de las inductancias parásitas no es significativo en el cálculo de las mismas. Sin embargo, la posición de las capacitancias ocasiona mayor dispersión en la extracción de las resistencias que en la extracción de las inductancias.

A continuación se presenta un análisis realizado para transistores que se componen por varios de ellos interconectados entre sí (transistores de "n dedos").

III.2.3.- Análisis de las topologías de Dambrine y White para transistores de “n dedos”.

Las topologías de Dambrine *et. al.* [1988], (Fig. 10) y White *et. al.* [1990], (Fig. 13) se utilizan para la obtención de las capacitancias parásitas C_{pg} y C_{pd} . Estos dos modelos simulan la zona de deserción con dos y tres capacitancias (C_b) respectivamente.

Para el cálculo de las las capacitancias parásitas, a partir de estos modelos, se realizan mediciones en el TEC bloqueado $|V_{gs}| > |V_p|$. Esto ocurre cuando no hay paso de corriente (transistor ocluido) y el efecto de las resistencias e inductancias puede ser despreciado a bajas frecuencias. Entonces el equivalente eléctrico de éste circuito se reduce a C_b , C_{pg} y C_{pd} . A partir de éste nuevo circuito, se pueden calcular cada una de éstas capacitancias con las ecuaciones obtenidas por Dambrine *et. al.* [1988] o por White *et. al.* [1990]. El modelo de White *et. al.* [1990], predice valores iguales de C_{pg} y C_{pd} cuando la parte imaginaria de Y_{22} es muy similar a la de Y_{11} . En cambio cuando $\text{Imag}(Y_{22})$ es diferente a $\text{imag}(Y_{11})$ por un factor sumado de C_b , entonces el modelo de Dambrine *et. al.* [1988], predice valores iguales.

Los transistores de n dedos (varias compuertas en un mismo transistor) se utilizan para un mejor manejo de potencia.

Un dibujo esquemático se muestra en la figura 14. Donde se observa que todos los transistores están unidos por la compuerta y el drenaje, y la fuente se encuentra aterrizada.

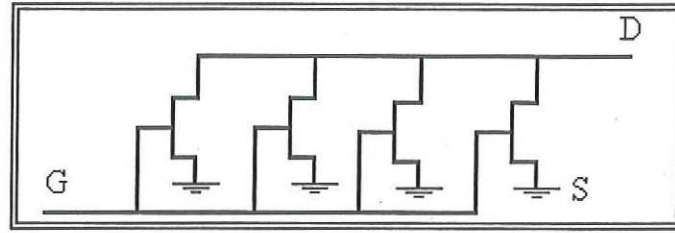


Fig. 14.- Un transistor de 4 dedos.

El equivalente de éste circuito es aquel en el cual todas las zonas de deserción están unidas a la compuerta y al drenaje, como se muestra en la figura 15. El equivalente eléctrico de éste circuito se puede obtener si se calculan las matrices Y para cada zona de deserción. Una vez obtenidas se suman las n -matrices equivalentes de n -dedos. Como se muestra en el Apéndice II, la matriz total equivalente de éstas zonas de deserción con las capacitancias parásitas se puede obtener si se suma la admitancia originada por C_{pg} a Y_{11} y C_{pd} a Y_{22} . La matriz total obtenida para n -dedos según el modelo de Dambrine, está dada por:

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega [C_{pg} + 2nC_b] & -j\omega nC_b \\ -j\omega nC_b & j\omega [C_{pd} + nC_b] \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Y el valor de C_{pg} y C_{pd} para n -dedos se obtiene de las siguientes ecuaciones:

$$C_{pg} = \frac{\text{Im}(Y_{11}) + 2 \text{Im}(Y_{12})}{\omega}. \quad (16)$$

$$C_{pd} = \frac{\text{Im}(Y_{22}) + \text{Im}(Y_{12})}{\omega}. \quad (17)$$

La matriz total obtenida para n -dedos según el modelo de White, está dada por:

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega \left[C_{pg} + \frac{2nC_b}{3} \right] & -j\frac{\omega nC_b}{3} \\ -j\frac{\omega nC_b}{3} & j\omega \left[C_{pd} + \frac{2nC_b}{3} \right] \end{bmatrix}. \quad (18)$$

Donde n es el número de dedos.

El valor de C_{pg} y C_{pd} para n -dedos se obtiene de las siguientes ecuaciones:

$$C_{pg} = \frac{\text{Im}(Y_{11}) + 2 \text{Im}(Y_{12})}{\omega} \quad (19)$$

$$C_{pd} = \frac{\text{Im}(Y_{11}) + 2 \text{Im}(Y_{12})}{\omega} \quad (20)$$

(El número de dedos en los transistores puede variar dependiendo de la potencia que se desee manejar, pero siempre en orden par).

De las ecuaciones 15-20, se puede observar que C_{pg} se obtiene de la misma forma para los dos modelos. Sin embargo, C_{pd} varía de un modelo a otro. Esto ocurre debido a el modelo utilizado de la zona de deserción.

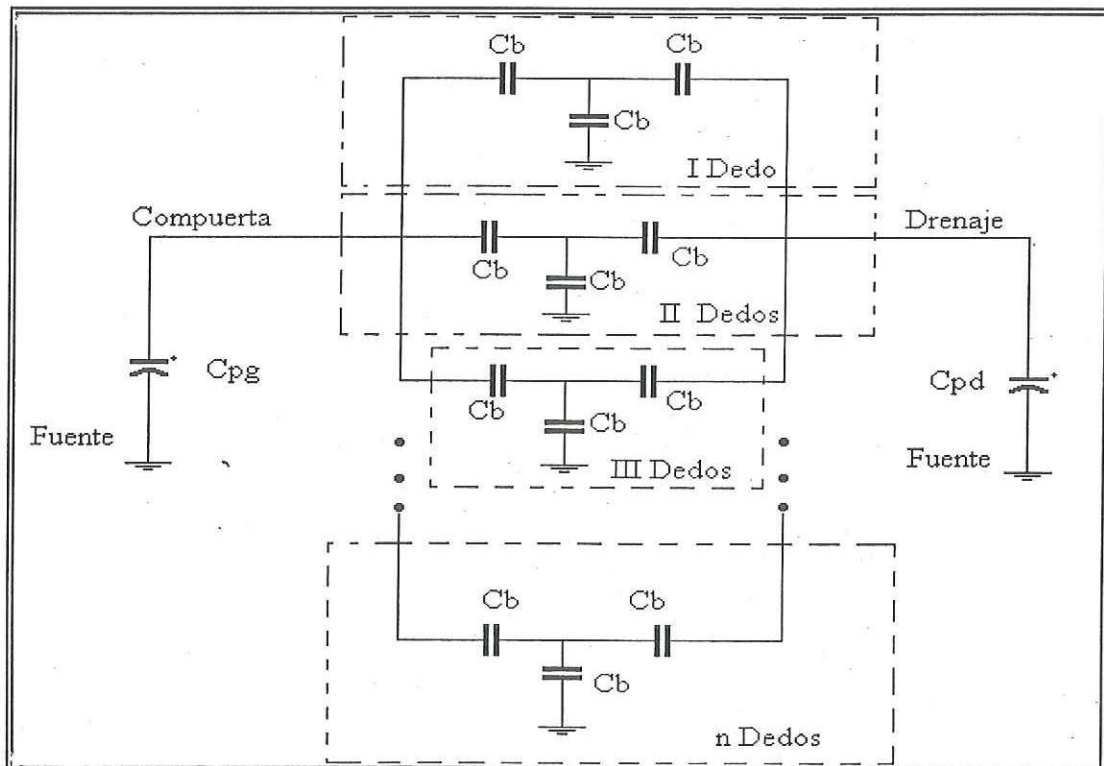


Fig. 15.- Circuito eléctrico equivalente para n -dedos en el TEC bloqueado.

III.2.3.1- Análisis experimental en MDS de las topologías de Dambrine (π) y White (T), para transistores de "n dedos".

Para el análisis en el programa MDS (*Microwave Design System*), se implementó en la hoja de diseño el circuito mostrado en la figura 15 para n-dedos. Se propusieron valores de $C_{pg} = C_{pd}$ (33.5fF) y de C_b (21fF). Se procedió al cálculo de las mismas, y se observó, que al variar el número de dedos y al aplicar las ecuaciones teóricas encontradas (19 y 20), se obtuvo el valor de C_{pg} y C_{pd} propuestos y que el valor obtenido es independiente del número de dedos del transistor..

Para verificar esto se procedió a simular el circuito eléctrico equivalente, primero para White *et. al.* [1990], con 2 dedos y 4 dedos y posteriormente para Dambrine *et. al.* [1988], con 2 y 4 dedos.

En el análisis de White *et. al.* [1990], se observa que el valor de C_{pd} y C_{pg} , para 2 y 4 dedos no cambia. El valor que se modifica es el de la matriz Y, pero éste cambio es el mismo para los cuatro parámetros, por lo que se conservan los valores de C_{pg} y C_{pd} , como se observa en la figura 16 y 18. También en ésta gráfica se puede observar que Y_{11} siempre es igual a Y_{22} y Y_{12} siempre es igual a Y_{21} . Por lo que se concluye que éste método predice que $C_{pg} \approx C_{pd}$ cuando $\text{imag}(Y_{11}) \approx \text{imag}(Y_{22})$.

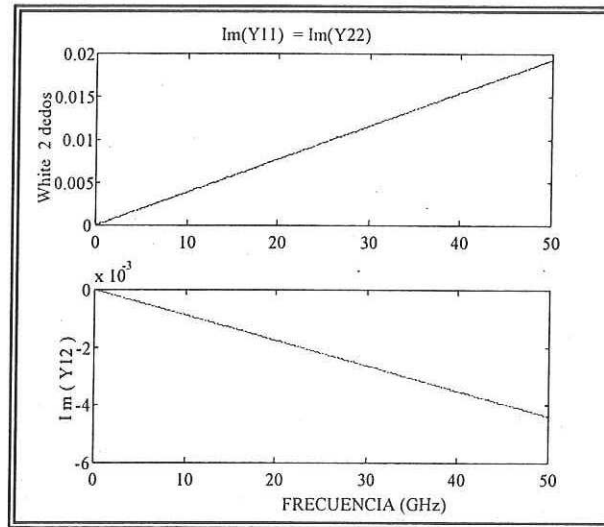


Fig. 16.- Parámetros de admitancia (Y), en función de la frecuencia, obtenidos mediante el método de White.

Al realizar el análisis con la topología propuesta por Dambrine *et. al.* [1988], se obtuvieron resultados similares para C_{pg} y C_{pd} . La principal diferencia respecto a White *et. al.* [1990], es que $\text{imag}(Y_{11})$ es diferente de $\text{imag}(Y_{22})$, por lo que éste método predice $C_{pg} \approx C_{pd}$ cuando $\text{imag}(Y_{11})$ es diferente de $\text{imag}(Y_{22})$, como se observa en la figura 17 y 19.

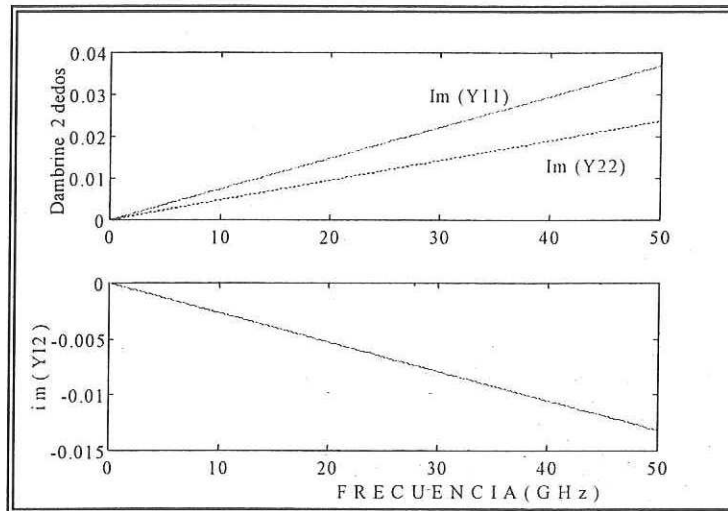


Fig. 17.- Parámetros de admitancia (Y), en función de la frecuencia, obtenidos mediante el método de Dambrine.

A continuación se presentan los valores de las capacitancias obtenidas con las ecuaciones teóricas encontradas para n -dedos. Las ecuaciones se validaron al obtener los valores de C_{pd} y C_{pd} propuestos.

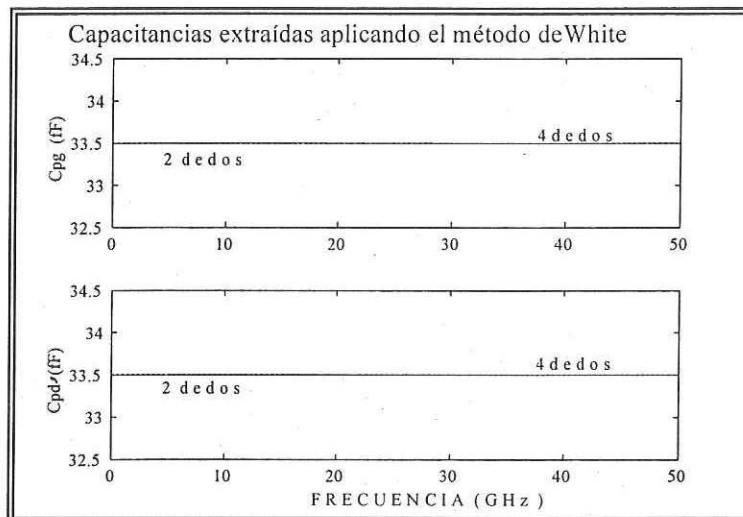


Fig. 18.- Capacitancias parásitas en función de la frecuencia obtenidas aplicando el método de White (2 y 4 dedos).

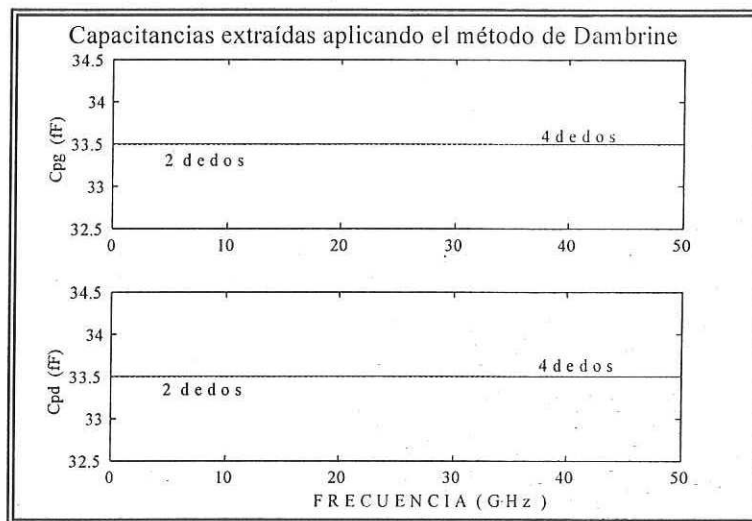


Fig. 19.- Capacitancias parásitas en función de la frecuencia obtenidas aplicando el método de Dambrine (2 y 4 dedos).

III.2.4.- Métodos clásicos para la obtención de las resistencias parásitas.

Para estimar el valor de las resistencias de acceso de los PHEMTs existen diferentes técnicas, las cuales se basan en mediciones en DC o en mediciones en RF. Las resistencias de acceso de fuente, compuerta y drenador son difíciles de obtener a partir de mediciones eléctricas. A continuación se presentan los métodos propuestos por Reynoso-Hernández *et. al.* [1996], tanto en DC como en RF.

III.2.4.1.- Método mediante mediciones en DC.

Éstas técnicas se basan en la medición de las características corriente-voltaje $I_G(V_{DS})$ e $I_G(V_G)$ bajo polarización en directo en la compuerta y con el drenador o la fuente flotando ($V =$ abierto) según el caso. La figura 20 ilustra el principio de medición.

Al desarrollar la teoría de éste tipo de mediciones, se llega a la solución de un sistema de ecuaciones lineales simultáneas donde R_s , R_d y R_g son incógnitas [Reynoso-Hernández *et. al.*, 1996].

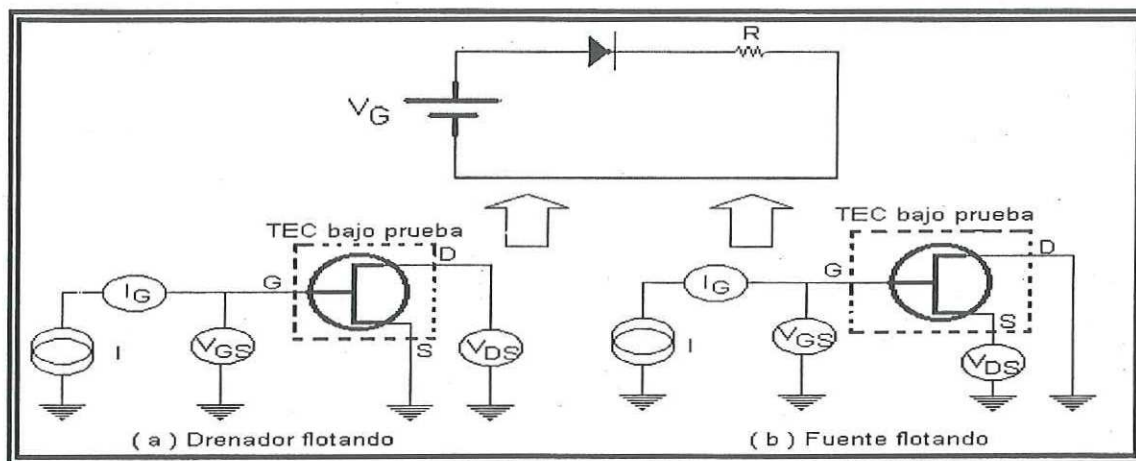


Fig. 20.-Diagrama eléctrico que muestra el principio de medición de las características $I_G(V_{DS})$ e $I_G(V_G)$ para el cálculo de las resistencias parásitas.

Los métodos que utilizan mediciones en DC para la extracción de las resistencias de acceso de los transistores de efecto de campo, fueron estudiados ampliamente en un trabajo de tesis [Rangel-Patiño, 1994]. En dicho trabajo se hace un análisis profundo sobre los métodos en DC y los métodos en RF así como la extracción del circuito eléctrico equivalente para diferentes regiones de polarización (óhmica y saturación).

III.2.4.2.- Métodos mediante mediciones en RF.

Existen una gran cantidad de métodos que utilizan mediciones en RF para obtener el valor de las resistencias de acceso. En éste trabajo se tomarán como base de prueba, para validar, los métodos de Apolinar [Reynoso-Hernández *et. al.*, 1996] y Dambrine [Dambrine *et. al.*, 1988]. Estos métodos se basan en mediciones del TEC frío ($V_{ds} = 0$ para Dambrine y $V_{ds} =$ abierto para Reynoso). Bajo éstas condiciones de polarización el circuito del transistor se reduce y es más fácil obtener los elementos parásitos. A continuación se estudiarán estos métodos.

III.2.4.2.1.- Extracción de las resistencias parásitas para transistores TEC GaAs mediante las técnicas de Reynoso.

La técnica del TEC en frío para la estimación de las resistencias fue propuesta por Dambrine [Dambrine *et. al.*, 1988]. Ésta técnica se basa en mediciones de RF y voltajes de polarización fuertes en la compuerta y voltaje drenador-fuente igual a cero. Debido a la condición de $V_{ds} = 0$ V, la corriente en la compuerta se divide, ya que ésta fluye no solamente a través de la fuente, sino también a través del drenador. Bajo ésta configuración, la resistencia serie R asociada con el diodo Schottky está dada por:

$$R = R_g + \frac{1}{\left[\frac{1}{R_s + \alpha_1 R_{ch}} + \frac{1}{R_d + \alpha_2 R_{ch}} \right]}. \quad (21)$$

Donde:

R_{ch} es la resistencia de canal,

α_1 es un factor desconocido relacionado a la distribución de la corriente compuerta-fuente,

α_2 es un factor desconocido relacionado a la distribución de la corriente compuerta-drenador.

Esta expresión es diferente de la empleada para el modelo de la resistencia serie cuando el drenador está abierto. Para resolver ésta inconsistencia, se cambia la condición de polarización $V_{ds} = 0$ a configuración de drenador flotando. Además Reynoso-Hernández *et. al.* [1996], proponen una extensión de las ecuaciones de Dambrine *et. al.* [1988], incluyendo el efecto de las capacitancia e inductancias parásitas, donde el efecto de estos elementos explican la dispersión que presentan los elementos en altas frecuencias.

Para el cálculo de las resistencias parásitas Reynoso-Hernández *et. al.* [1996], proponen que para V_{ds} = abierto y para cualquier voltaje en la compuerta, el transistor puede representarse como una red distribuida, la cual se muestra en la figura 21.

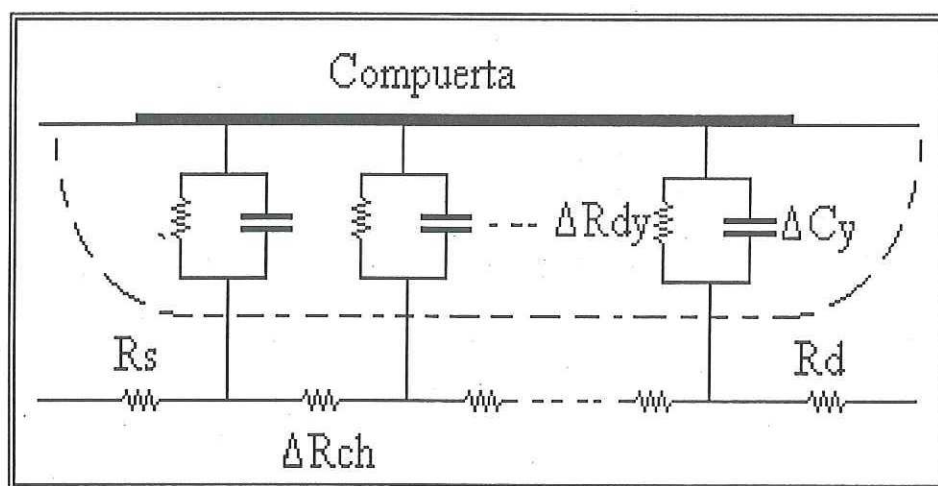


Fig. 21.- Red distribuida bajo la compuerta para V_{ds} = abierto.

De aquí se obtienen los parámetros z intrínsecos, los cuales se definen como:

$$z_{11} = \frac{R_{ch}}{3} + Z_{dy} \quad (22)$$

$$z_{12} = z_{21} = \frac{R_{ch}}{2} \quad (23)$$

$$z_{22} = R_{ch} \quad (24)$$

Donde:

R_{ch} es la resistencia bajo la compuerta,

Z_{dy} es la impedancia equivalente de la barrera Schottky.

Z_{dy} se define como:

$$Z_{dy} = \frac{R_{dy}}{1 + j\omega C_y R_{dy}} \quad , \quad \text{con} \quad R_{dy} = \frac{nkT}{qI_g} \quad (25)$$

Donde :

n es el factor de idealidad del diodo,

k la constante de Boltzman (1.3807×10^{-23} J/K),

T la temperatura en grados Kelvin,

C_y la capacitancia de compuerta e

I_g la corriente de DC a través de la compuerta.

Para obtener el circuito eléctrico equivalente total, se incluyen las resistencias, capacitancias e inductancias parásitas. Éste circuito se muestra en la figura 22; donde: V_{bi} (altura de barrera) es el voltaje para el cual el diodo se encuentra en la región de conducción.

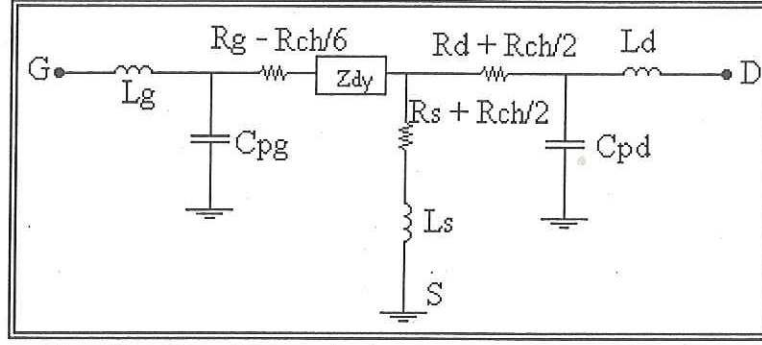


Fig. 22.-Circuito equivalente para $V_{ds} = 0$ y $|V_{gs}| > |V_{bi}| > 0$.

Cuando la corriente de compuerta crece, R_{dy} disminuye y C_y aumenta, pero para densidades de corriente cercanas a $5 \cdot 10^7 - 10^8 \frac{A}{m^2}$ el término $R_{dy} \cdot C_y \cdot \omega$ tiende a cero y Z_{dy} se aproxima a :

$$Z_{dy} \approx R_{dy} = \frac{nkT}{qI_g} \quad (26)$$

Y por lo tanto el parámetro z_{11} se hace real:

$$z_{11} = \frac{R_{ch}}{3} + \frac{nkT}{qI_g} \quad (27)$$

Los parámetros Z extrínsecos se determinan por la adición de las resistencias parásitas R_g , R_s y R_d , así como las inductancias parásitas L_g , L_d y L_s , obteniendo los parámetros Z totales:

$$\begin{aligned} Z_{11}(\omega) = \{ & (R_1 + R_3) + \omega^2 C_{PG}(R_1 + R_3)(L_S - C_{PD}R_3^2) \} \\ & + j\omega \{ (L_S + L_G) \\ & - [C_{PD}R_3^2 + C_{PG}(R_1 + R_3)^2] \} \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} Z_{12}(\omega) = \{ & R_3 + \omega^2 L_S [C_{PD}(R_2 + R_3) + C_{PG}(R_1 + R_3)] \\ & + j\omega \{ L_S - R_3 [C_{PD}(R_2 + R_3) \\ & + C_{PG}(R_1 + R_3)] \} \end{aligned} \quad (29)$$

$$Z_{22}(\omega) = \{(R_2 + R_3) + \omega^2 C_{PD}(R_2 + R_3)(L_S - C_{PG}R_3^2)\} \\ + j\omega \{(L_S + L_D) \\ - [C_{PG}R_3^2 + C_{PD}(R_2 + R_3)^2]\} \quad (30)$$

Donde:

$$R_1 = R_g - \frac{R_{ch}}{6} + \frac{nkT}{qIg}, \quad (31)$$

$$R_2 = R_d + \frac{R_{ch}}{2}, \quad (32)$$

$$R_3 = R_s + \frac{R_{ch}}{2}. \quad (33)$$

Para frecuencias bajas, en la parte real de los parámetros Z , los términos que contienen a ω^2 son pequeños y pueden despreciarse, con lo cual las expresiones anteriores se reducen a:

$$\text{Re}(Z_{11}) = R_s + R_g + \frac{R_{ch}}{3} + \frac{nkT}{qIg}, \quad (34)$$

$$\text{Re}(Z_{12}) = R_s + \frac{R_{ch}}{2}, \quad (35)$$

$$\text{Re}(Z_{22}) = R_s + R_d + R_{ch}. \quad (36)$$

Éstas son ecuaciones similares a las propuestas por Dambrine *et. al.* [1988], pero Dambrine no predice el comportamiento dispersivo con la frecuencia.

Para el cálculo de las resistencias parásitas la parte real ofrece tres ecuaciones y cuatro incógnitas; una alternativa es que R_{ch} puede conocerse si se conocen apriori los parámetros tecnológicos del canal. Sin embargo, en los transistores modernos de longitud de compuerta muy pequeña, se puede ignorar el

valor de R_{ch} , ya que éste valor es pequeño ($\approx 0.4 \Omega$). De la ecuación 34 se puede observar que la parte real de Z_{11} se incrementa como $1/lg$, por lo que para obtener el valor de $R_s + R_g + R_{ch} / 3$, se grafica la parte real de Z_{11} contra $1/lg$ y se extrapola hasta que $1/lg=0$. En la figura 23 se puede apreciar la manera en que se efectúa éste proceso.

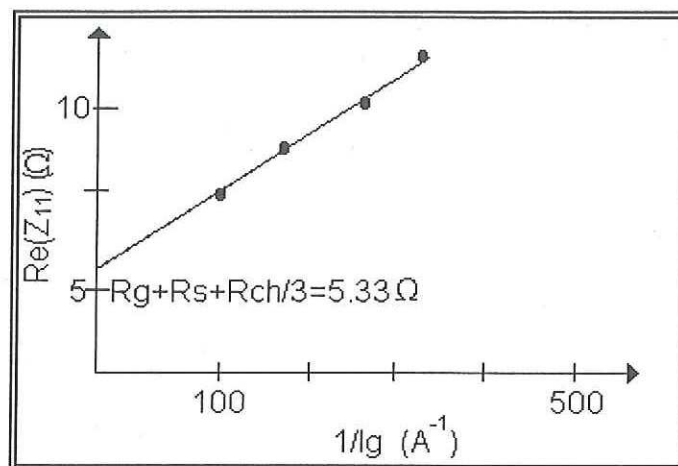


Fig. 23.- Evolución de $\text{Re} \{ Z_{11} \}$ como función de $1/lg$.

III.2.4.3- Influencia de las topologías en la extracción de las resistencias parásitas. Simulación de la red distribuida en el programa MDS

En ésta parte del trabajo se realizó una simulación para observar el efecto de colocar las capacitancias después (Fig. 22) de las inductancias parásitas extrínsecas o antes de ellas(Fig. 24). Para observar esto, se implementó, en la hoja de diseño de MDS, el circuito equivalente de la red distribuida como la mostrada en la figura 25a y 25b.

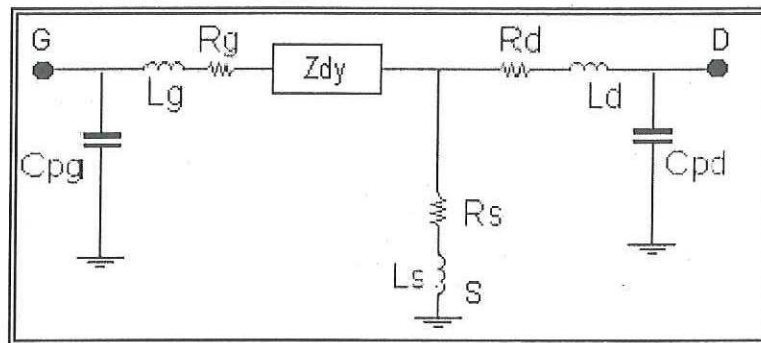


Fig. 24.- Circuito eléctrico equivalente de pequeña señal con V_{ds} = abierto y $V_{gs} > V_{bi} > 0$.

Se incluyeron valores obtenidos de R_d , R_s , R_g , C_{pg} , C_{pd} , L_s , L_d y L_g . Además se proporcionaron valores de C_y y R_{dy} que arrojaran valores de parámetros Z similares a los medidos experimentalmente. Con los valores de R_{dy} y C_y obtenidos, se hizo una simulación colocando las capacitancias parásitas antes (Topología 2) y después (Topología 1) de las inductancias L_g y L_d . Estos circuitos se pueden observar en las figuras 25 a y 25 b.

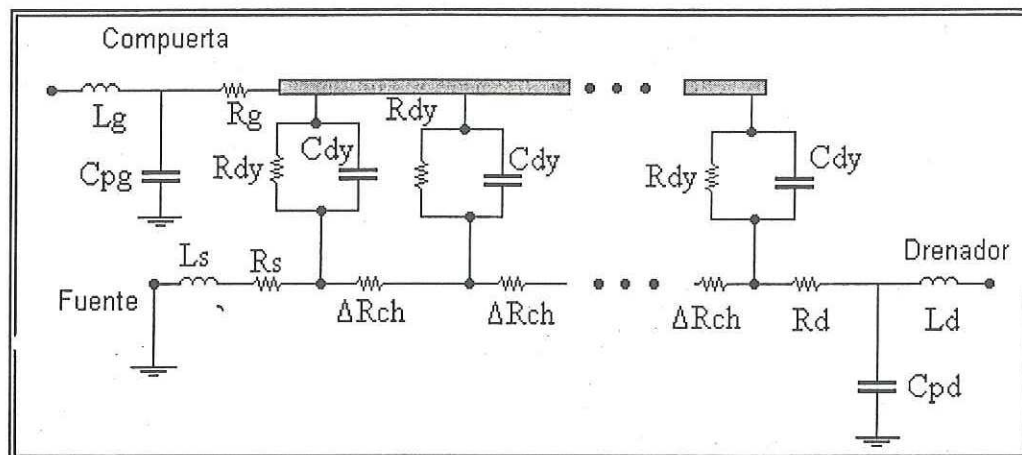


Fig. 25 a).- Circuito eléctrico equivalente para V_{ds} = abierto y para cualquier V_{gs} . Topología 1.

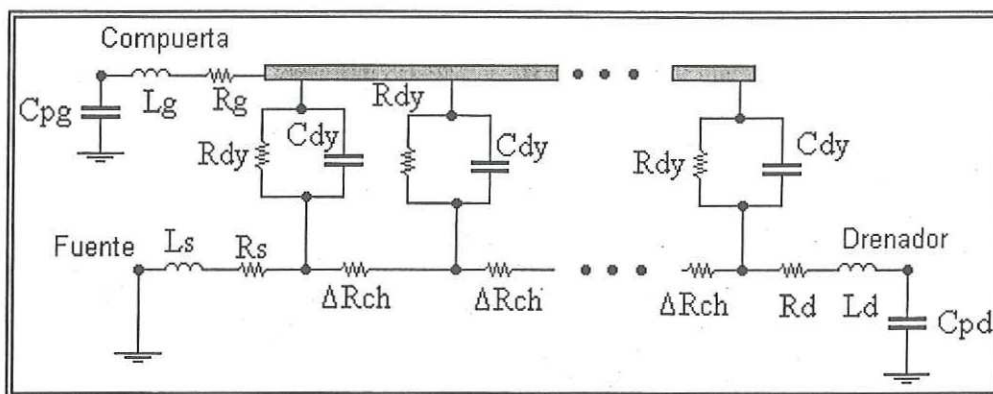


Fig. 25 b).- Circuito eléctrico equivalente para $V_{ds} =$ abierto y para cualquier V_{gs} . Topología 2.

Para éstas topologías se obtuvieron los resultados mostrados en la figura 26 de la parte real.

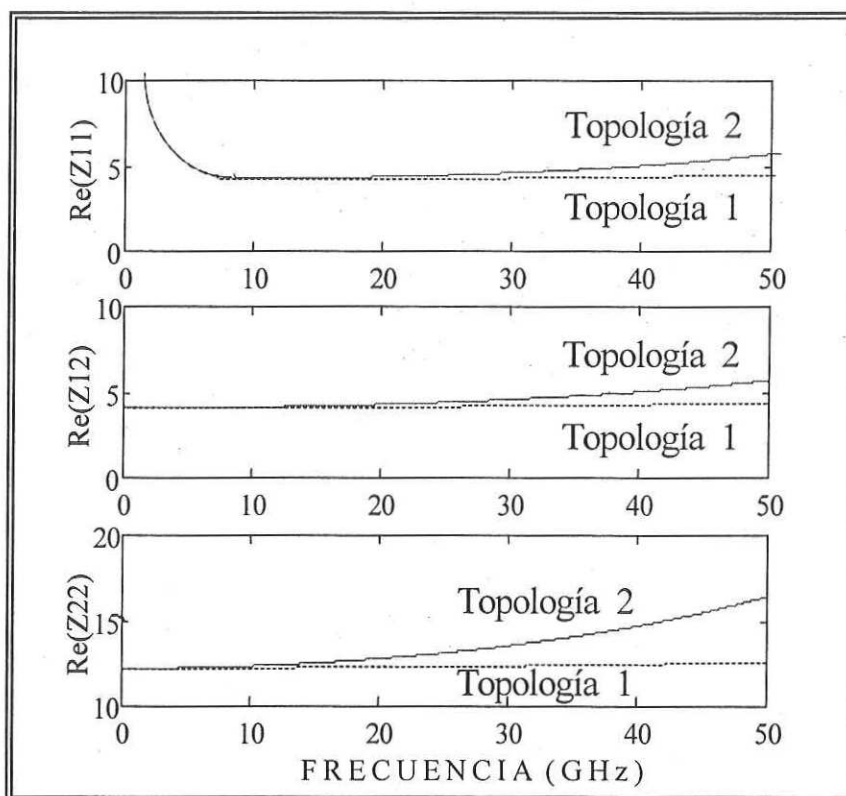


Fig. 26.- $\text{Re}[Z]$ en función de la frecuencia, para las topologías 1 y 2.

En la figura 26 se puede observar que en frecuencias altas existe una diferencia entre ambas topologías. Pero en el rango de frecuencias donde se obtienen las resistencias (5 a 12 GHz), ésta diferencia es despreciable, por lo que el error en la obtención de las mismas es mínimo y la extracción es independiente de la topología utilizada (Para R_d y R_s).

Una vez conociendo los valores de L_g , L_d , C_{pg} y C_{pd} , es posible obtener las resistencias parásitas realizando el "de-embedding" mediante la topología 1 evitando con esto la dispersión de la topología 2.

La dependencia de los parámetros en función de la frecuencia o dispersión, se debe al efecto de C_{pg} , C_{pd} , L_g , L_d y L_s en la parte real de los parámetros Z . En la figura 36 se puede apreciar que la topología 2 es más dispersiva, según los resultados obtenidos experimentalmente por Reynoso-Hernández *et. al.* [1997], en un estudio sobre las topologías realizado en CICESE.

En la simulación se comprobó el efecto de R_{ch} sobre la parte real de los parámetros. Para lograr esto se varió R_{ch} desde un valor grande (20 Ω) hasta un valor pequeño (1 Ω). El comportamiento obtenido es equivalente a variar V_{gs} desde un valor negativo hasta un valor positivo. Por lo tanto, esto concuerda con la teoría, y existirá un punto en el cual R_{ch} sea menor, y éste punto será cuando la zona de deserción sea pequeña (V_{gs} positivos). Además, se tiene un punto en el cual R_{ch} será máximo, y éste punto corresponde cuando el voltaje en la compuerta está cerca del voltaje de pinch-off o voltaje de oclusión.

III.2.5.- Métodos clásicos para la obtención de las inductancias parásitas

Para el cálculo de las inductancias Reynoso-Hernández *et. al.* [1996], se basan en las mismas consideraciones realizadas para el cálculo de las resistencias. En éste método se calcula primero las capacitancias y resistencias, para después eliminar su efecto en el cálculo de las inductancias. De las partes imaginarias de las ecuaciones 28-30 se obtienen las siguientes ecuaciones para el cálculo de las inductancias:

$$L_s = \frac{\text{Im}(Z_{12})}{\omega} + A_S, \quad (37)$$

$$L_d = \frac{\text{Im}(Z_{22}) - \text{Im}(Z_{12})}{\omega} + A_D, \quad (38)$$

$$L_g = \frac{\text{Im}(Z_{11}) - \text{Im}(Z_{12})}{\omega} + A_G, \quad (39)$$

donde A_S , A_D y A_G están dados por:

$$A_S = R_3 \{C_{pd}(R_2 + R_3) + C_{pg}(R_1 + R_3)\}, \quad (40)$$

$$A_D = C_{pd}R_2(R_2 + R_3) - C_{pg}R_1R_3, \quad (41)$$

$$A_G = C_{pg}R_1(R_1 + R_3) - C_{pd}R_2R_3. \quad (42)$$

Para comprobar que el efecto de la capacitancia bajo la compuerta puede ser despreciado, bajo éstas condiciones de polarización en la compuerta, se debe observar un comportamiento lineal en la parte imaginaria de los parámetros Z . En la figura 27 se muestra el comportamiento típico de estos parámetros.

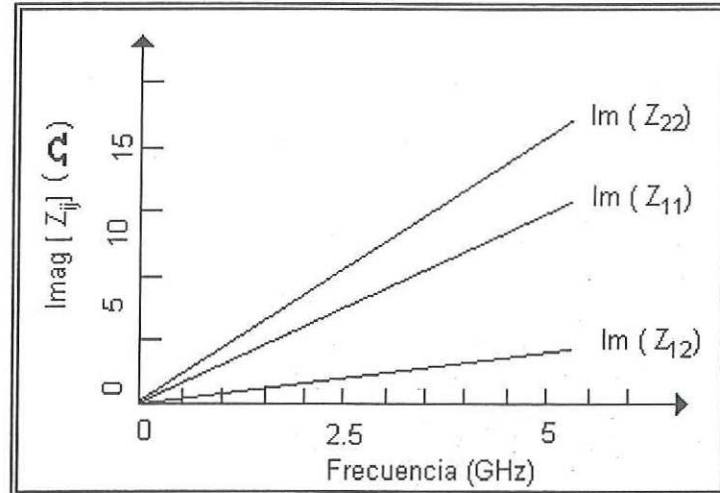


Fig. 27.- Evolución de la parte imaginaria de $[Z]$ contra la frecuencia.

Dambrine [1988], proponen que para estos niveles de densidad de corriente, la influencia de las capacitancias parásitas C_{pg} y C_{pd} son despreciables, y los parámetros Z extrínsecos se determinan por las siguientes ecuaciones:

$$Z_{11} = R_s + R_g + \frac{R_{ch}}{3} + \frac{nkT}{qIg} + j\omega(L_s + L_g), \quad (43)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + \frac{R_{ch}}{2} + j\omega L_s, \quad (44)$$

$$Z_{22} = R_s + R_d + R_{ch} + j\omega(L_s + L_d). \quad (45)$$

De la parte imaginaria de los parámetros Z se puede observar que se incrementan linealmente con la frecuencia y el valor de las inductancias se obtiene con las siguientes expresiones:

$$L_s = \frac{\text{Im}(Z_{12})}{\omega}, \quad (46)$$

$$L_d = \frac{\text{Im}(Z_{22}) - \text{Im}(Z_{12})}{\omega}, \quad (47)$$

$$L_g = \frac{\text{Im}(Z_{11}) - \text{Im}(Z_{12})}{\omega}. \quad (48)$$

De éstas ecuaciones se puede apreciar que son las mismas que las propuestas por Reynoso-Hernández *et. al.* [1996], pero tomando $A_D=A_S=A_G=0$. Ésta afirmación proviene de ignorar los efectos de las capacitancias y resistencias parásitas. Regularmente el valor de la inductancia de fuente L_s es grande ($\approx 100\text{pH}$). L_s se forma por efectos parásitos del transistor y predominantemente por los efectos parásitos de los alambres que se utilizan para la conexión del mismo. Sin embargo, cuando el transistor es analizado directamente sobre la oblea, el valor de L_s es muy pequeño ($0.1\text{--}10\text{ pH}$) y en ocasiones el valor de las capacitancias y resistencias parásitas influyen en el valor de L_s . Éste comportamiento se puede observar en la figura 28, donde se tiene una pendiente negativa en la parte imaginaria de Z_{12} , lo cual con las ecuaciones de Dambrine conduciría a una L_s negativa. A continuación se presenta un análisis para observar el efecto de las topologías en el cálculo de las inductancias parásitas.

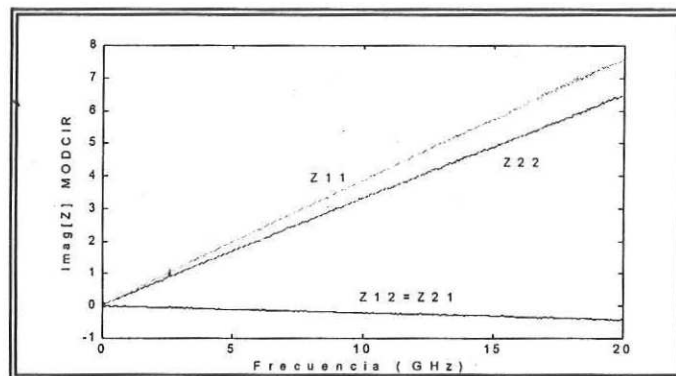


Fig. 28.- Parte imaginaria de los parámetros Z en función de la frecuencia.

III.2.5.1- Influencia de las topologías en la extracción de las inductancias parásitas. Simulación de la red distribuida en el programa MDS

En ésta parte del trabajo se realizó una simulación para observar el efecto de colocar las capacitancias extrínsecas antes o después de las inductancias parásitas mostradas en el circuito equivalente de la figura 24. Para observar esto, se implementó, en la hoja de diseño de MDS, el circuito equivalente de la red distribuida como la mostrada en la figura 21. Los resultados se obtuvieron de manera similar al realizado para las resistencias parásitas. En la parte imaginaria (Fig. 29) se puede observar que el error es mínimo ya que el valor de C_{pg} es más pequeño que el valor de las inductancias y por lo tanto, su influencia en las topologías es menor. Sin embargo, en $\text{Im} \{ Z_{11} \}$ el efecto es mayor que en $\text{Im} \{ Z_{12}, Z_{22} \}$.

También se observó que en $\text{Imag} \{ Z_{11} \}$ el efecto de C_y es predominante y por ésta razón no se puede obtener directamente L_g como se hace cuando se polariza fuertemente en directa. Mientras que, teóricamente, el efecto conjunto de C_y y R_{dy} es mínimo en la parte real de Z_{11} .

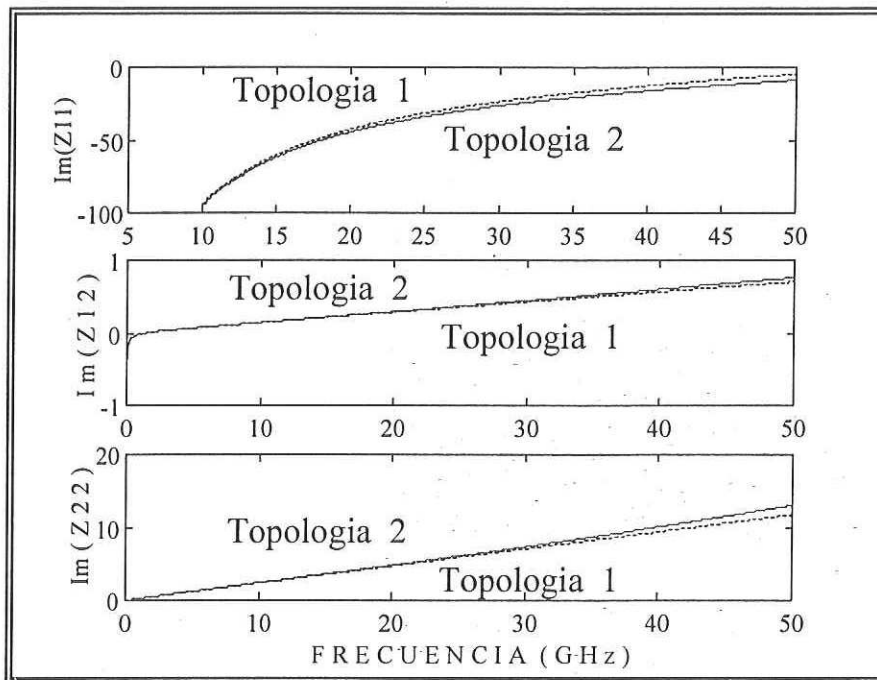


Fig. 29.- $\text{Im} [Z]$ en función de la frecuencia para las topologías 1 y 2.

Otro punto que se analizó fue la sensibilidad de L_s en función de las resistencias parásitas. Donde se observó que L_s es muy sensible a la variación de R_s ; ya que al aumentar la magnitud en 3Ω , L_s cambiaba de valores de magnitudes positivas a negativas, esto debido a que el efecto conjunto de las resistencias y capacitancias parásitas domina en $\text{Im}(Z_{12})$.

Hasta éste punto, los métodos analizados para la extracción de los elementos parásitos necesitan de una fuerte polarización positiva en la compuerta para eliminar el efecto capacitivo bajo la misma. Para verificar que el método propuesto será efectivo, se trabajará con transistores basados en arseniuro de galio (GaAs), los cuales permiten estos niveles de voltaje. Se extraerán los elementos parásitos con las dos técnicas para verificar la veracidad del método propuesto.

Sin embargo, los transistores basados en fosforo de indio (InP), no toleran éstas magnitudes de voltaje en la compuerta, ya que reciben un daño irreversible, por ésta razón los métodos clásicos de Dambrine *et. al.* [1988], Reynoso-Hernández *et. al.* [1996], no pueden aplicarse en estos transistores. Para evitar valores de polarización directa considerables, en 1998, Jean-Pierre Raskin *et. al.* propusieron un método que no requería de polarización positiva en la compuerta, el cual a continuación se analizará.

III.2.6.- Método de Jean-Pierre Raskin *et. al.* [1998].

Jean-Pierre Raskin *et. al.* [1998] proponen un nuevo método para la extracción de los elementos parásitos basándose sólo en una medición en un punto de polarización. Ellos utilizan la topología 2, con las capacitancias C_{pg} y C_{pd} a la entrada y salida del circuito eléctrico equivalente. Raskin *et. al.* [1998], obtienen las capacitancias parásitas empleando el método de Dambrine *et. al.* [1988], realizan el "de-embedding" de éstas y llegan al circuito eléctrico equivalente mostrado en la figura 30.

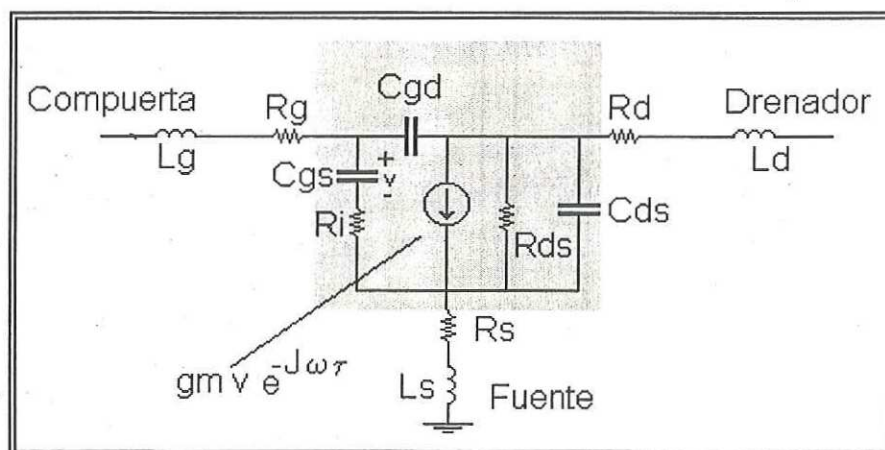


Fig. 30.- Circuito eléctrico equivalente del cual parte Raskin.

Raskin *et. al.* [1998], basándose en el circuito de la figura 30, llegan a las siguientes ecuaciones las cuales describen un comportamiento del tipo parabólico (ver apéndice I):

$$\operatorname{Re}[Z_{\sigma\pi ij}] = \operatorname{Re}[Z_{\sigma ij}] + \frac{A_{ij}}{\omega^2 + B}, \quad (49)$$

para $i, j \in \{1, 2\}$.

$$\frac{1}{\omega} \operatorname{Im}[Z_{\sigma\pi ij}] = \frac{1}{\omega} \operatorname{Im}[Z_{\sigma ij}] - \frac{E_{ij}}{\omega^2 + B} - \frac{F_{ij}}{\omega^2(\omega^2 + B)}, \quad (50)$$

para $i, j \in \{1, 2\}$.

Donde B , A_{ij} , E_{ij} y F_{ij} son reales e independientes de la frecuencia, los cuales dependen de los parámetros intrínsecos del transistor. Para poder hacer ésta hipótesis, Raskin considera que $R_i = \tau = 0$, ya que estos elementos producen términos que en conjunto con ω ocasionarían que B , A_{ij} , E_{ij} y F_{ij} fueran dependientes de la frecuencia. $Z_{\sigma\pi}$ es la matriz de parámetros $[Z]$ que incluye tanto los elementos parásitos Z_{σ} , dados por las ecuaciones 43, 44 y 45, así como los intrínsecos Z_{π} .

Raskin *et. al.* [1998] grafican la ecuación 49 para $Z_{\sigma\pi_{11}}$, $Z_{\sigma\pi_{12}}$, $Z_{\sigma\pi_{22}}$ en función de $Z_{\sigma\pi_{21}}$, obteniéndose una línea recta como lo muestra la figura 31. En éstas gráficas se puede observar que los puntos de medición (*) forman una recta, y extrapolando ésta recta hasta que $Z_{\sigma\pi_{21}}=0$, se pueden obtener, según Raskin, las resistencias parásitas. La explicación matemática de ésta recta se debe a que forma una ecuación de $Z_{\sigma\pi ij}$ en función de $Z_{\sigma\pi_{21}}$. Ésta ecuación se puede obtener al despejar ω^2+B de la ecuación 49, para los cuatro parámetros. Una vez hecho esto, se iguala el término ω^2+B del parámetro deseado con ω^2+B de $Z_{\sigma\pi_{21}}$. Y se obtienen

las siguientes ecuaciones:

$$\operatorname{Re}[Z_{\sigma\pi 11}] = \frac{A_{11}}{A_{21}} \operatorname{Re}[Z_{\sigma\pi 21}] + R_g + R_s - \frac{A_{11}}{A_{21}} R_s, \quad (51)$$

$$\operatorname{Re}[Z_{\sigma\pi 12}] = \frac{A_{12}}{A_{21}} \operatorname{Re}[Z_{\sigma\pi 21}] + R_s - \frac{A_{12}}{A_{21}} R_s, \quad (52)$$

$$\operatorname{Re}[Z_{\sigma\pi 22}] = \frac{A_{22}}{A_{21}} \operatorname{Re}[Z_{\sigma\pi 21}] + R_d + R_s - \frac{A_{22}}{A_{21}} R_s. \quad (53)$$

Donde éstas ecuaciones representan cada una de las rectas mostradas en la figura 31, donde E_{ij} / E_{21} son las derivadas de dichas rectas.

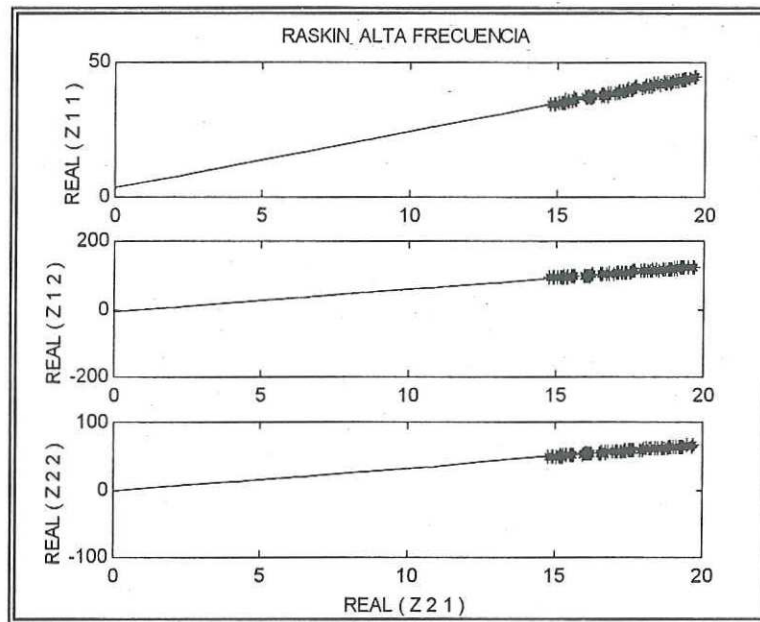


Fig. 31.- Gráficas obtenidas del método de Raskin.

Extrapolando éstas rectas hasta cuando $Z_{\sigma\pi 21}=0$, se obtienen las siguientes ecuaciones propuestas por Raskin (Apéndice I):

$$X_{110} = R_g + R_s - \frac{A_{11}}{A_{21}} R_s, \quad (54)$$

$$X_{120} = R_s - \frac{A_{12}}{A_{21}} R_s, \quad (55)$$

$$X_{220} = R_d + R_s - \frac{A_{22}}{A_{21}} R_s. \quad (56)$$

De éste trío de ecuaciones se podría obtener el valor de las resistencias.

En éste método, al realizar la extrapolación, el autor considera que $Z\sigma\pi_{21}$ puede ser 0. Sin embargo, al observar la tendencia de ésta curva se puede observar que jamás será cero, ya que el mínimo valor que puede tomar es R_s , y por lo tanto en $\omega \approx \infty$ éste término no puede ser cero, por lo que éste método produce errores significativos (200% en R_g , 50% en R_s y 200% en R_d). Aunado a que la topología 2 es más dispersiva en alta frecuencia, lo que ocasiona porcentaje de error adicional. Por éstas razones se desecha como material de apoyo.

De la figura 31, también se puede observar que en altas frecuencias se observa cierta tendencia de la recta a desviarse de éste comportamiento, esto se debe a que el efecto de τ y de R_i puede ser significativo (Apéndice I).

De manera similar, partiendo de la ecuación 50, se puede obtener una ecuación similar ya que $F_{12} = F_{22} = 0$, de donde se obtiene la siguiente ecuación haciendo la extrapolación.

$$X_{120} = L_s - \frac{E_{12}}{E_{22}} (L_s + L_d). \quad (57)$$

De aquí se puede obtener un valor aproximado, siempre y cuando se conozca alguna de las dos inductancias (L_s y L_d). Para lograr otra ecuación se sigue el

procedimiento anterior, despejando también $\omega^2(\omega^2+B)$ de la ecuación 50, obteniéndose de éste análisis una gráfica en tres dimensiones, dada por la siguiente ecuación:

$$X_{110} = L_g + L_s \left[1 - \frac{F_{11}}{F_{21}} - \frac{E_{11}}{E_{12}} + \frac{F_{11}E_{21}}{F_{21}E_{12}} \right]. \quad (58)$$

Aquí se debe hacer una extrapolación en tres dimensiones y por lo tanto se debe proceder a optimizar, siendo esto último lo que se está evitando. Además que para obtener L_d y L_g Raskin menciona que $L_s = 0$, produciendo esto un error (ya que L_s no es cero). Debido a la optimización y al hecho de despreciar L_s , éste método no se debe emplear para la obtención de las inductancias.

Al desechar el método anterior, queda la posibilidad de trabajar con transistores en arseniuro de galio y aplicar las técnicas que utilizan voltajes positivos fuerte en la compuerta, obtener los elementos parásitos y comparar estos elementos con las técnicas que se proponen a continuación en éste trabajo de tesis. Sin embargo, cuando se trabaje con los transistores en fosfuro de indio, al comparar los parámetros S del modelo extraído con los parámetros S obtenidos por medición se podrá determinar si el modelo extraído es correcto.

III.3.- Nuevos métodos propuestos para el cálculo de los elementos parásitos.

El proponer un nuevo método para la extracción de los elementos parásitos nace debido a que los TEC de InP, no permiten polarizaciones en directa mayores a unos cuantos microamperios; por lo tanto la extracción de las inductancias y resistencias parásitas es imposible. El no conocer estos elementos parásitos imposibilita la extracción de los elementos intrínsecos y con esto la obtención del modelo.

Los métodos propuestos utilizan polarizaciones en la compuerta que ocasionan corrientes menores a 1mA, para lo cual se analizan los fenómenos que ocurren en este rango de voltaje.

III.3.1.- Obtención de las resistencias parásitas a pequeños niveles de voltaje.

Para obtener los elementos parásitos de los transistores GaAs, PHEMT, se procedió a probar la extracción de las resistencias a niveles bajos de polarización en la compuerta. A bajos niveles de corriente se pueden obtener las resistencias mediante las ecuaciones 34, 35 y 36, bajo la hipótesis que Z_{dy} en altas frecuencias (20 GHz) no afecta en la parte real de Z_{11} . Debido a que se manejan niveles pequeños de corriente, el efecto de la capacitancia bajo la compuerta se considera despreciable en la parte real de Z_{11} . Por lo tanto la ecuación 34, para pequeños voltajes en la compuerta, se transforma en:

$$\text{Re}\{Z_{11}\} = R_g + R_s + \frac{R_{ch}}{3}. \quad (59)$$

Una forma de corroborar esta hipótesis es que Z_{11} en altas frecuencias es

independiente de la frecuencia mientras el diodo no entre en conducción.

El objetivo de ésta extracción es obtener el valor de las resistencias para voltajes tales que el valor de R_{ch} pueda ser despreciable respecto a R_s , R_g y R_d .

El primer punto que se observó aquí, es que el valor de las resistencias extraídas era menor al real, inclusive se obtenían valores negativos en $\text{Re} \{ Z_{12} \}$. Esto se atribuye a que los niveles de corriente son bajos y con esto el efecto capacitivo no es despreciable, e influye en la extracción de dichos elementos. Razón por la que se procedió a calcular primeramente el valor de éstas capacitancias parásitas, mediante el método utilizado por Reynoso-Hernández *et. al.* [1996], para poder eliminar su efecto. Éste proceso se realizó para 3 transistores PHEMT (F4x25 para 1/4, 1/2 y 1 μm de longitud de compuerta), en 2 MESFET (SG600 y SG2x60) y en un MODCIR, comprobando las observaciones realizadas con respecto al efecto capacitivo para los PHEMTs. Además, como se analizó en la sección III.2.4.3, el efecto de colocar las capacitancias parásitas ya sea utilizando la topología 1 o la topología 2 era mínimo para un rango de frecuencias menores a 15 GHz.

Las gráficas obtenidas al considerar o no el efecto capacitivo, se muestran en las figuras 32 y 33. Los resultados obtenidos se muestran en las tablas IV y V.

Para obtener los resultados de éstas tablas se resolvieron las ecuaciones 59, 35 y 36, y se encontró experimentalmente que obteniendo el mínimo de la función se tenía la mejor aproximación.

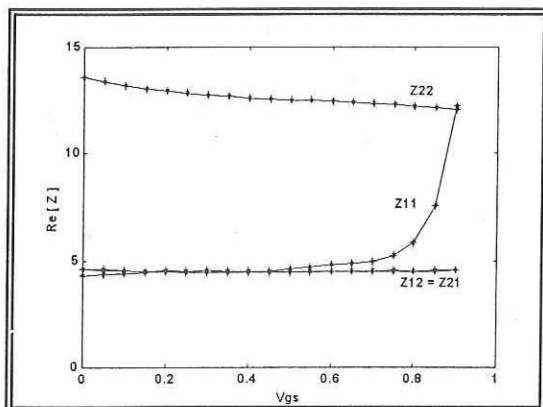


Fig. 32.- Parámetros $\text{Re}[Z]$, en función de V_{gs} , sin eliminar el efecto capacitivo.

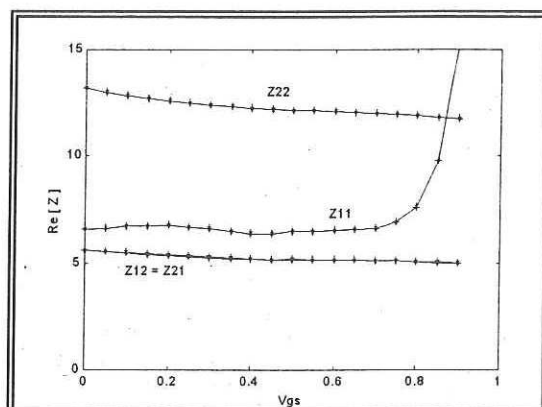


Fig. 33.- Parámetros $\text{Re}[Z]$, en función de V_{gs} , después de eliminar el efecto capacitivo.

Además se observó experimentalmente que las ecuaciones 59, 35 y 36 muestran una mayor precisión en transistores de longitud de compuerta menor (debido a la reducción del canal el valor de R_{ch} es menor). En el transistor F4x25 de $1/4\mu\text{m}$ se obtuvo un error máximo del 2.044%, mientras que en el de $1/2\mu\text{m}$ se obtuvo un error máximo de 9.8135%, comparando con los valores obtenidos por los métodos clásicos y obteniendo valores muy similares al compararlos con los métodos en DC.

Tabla IV.- Valores obtenidos para el transistor PHEMT F4x25 de $1/4\mu\text{m}$.

$\text{Re}\{Z_{11}\}$ Método Clásico	$\text{Re}\{Z_{11}\}$ a pequeños V_{gs}	$\text{Re}\{Z_{12}\}$ Método Clásico	$\text{Re}\{Z_{12}\}$ a pequeños V_{gs}	$\text{Re}\{Z_{22}\}$ Método Clásico	$\text{Re}\{Z_{22}\}$ a pequeños V_{gs}
6.4445 Ω	6.5260 Ω	5.0143Ω	5.1168 Ω	11.9507 Ω	11.9326 Ω
Dif.:	0.0815 Ω	Dif.:	0.1025 Ω	Dif.:	0.0181 Ω
% Error:	1.2646 %	% Error:	2.0442%	% Error:	0.1515%

Tabla V.- Valores obtenidos para el transistor PHEMT F4x25 de 1/2 μ m.

Re { Z_{11} } Método Clásico	Re { Z_{11} } a pequeños V_{gs}	Re { Z_{12} } Método Clásico	Re { Z_{12} } a pequeños V_{gs}	Re { Z_{22} } Método Clásico	Re { Z_{22} } a pequeños V_{gs}
5.6249 Ω	6.1769 Ω	5.2645 Ω	5.5822 Ω	12.5476 Ω	12.7867 Ω
Dif.:	0.5520 Ω	Dif.:	0.3177 Ω	Dif.:	0.2391 Ω
% Error:	9.8135%	% Error:	6.0348%	% Error:	1.9055%

Para validar o desmentir la hipótesis que las resistencias son independientes de la polarización, primero se hizo la suposición que R_g no cambia con la polarización, entonces al realizar las derivadas con respecto a V_{gs} de las ecuaciones 59, 35 y 36 se obtiene lo siguiente (Apéndice IV):

$$\Delta \text{Re}(Z_{11}) = \Delta R_s + \frac{\Delta R_{ch}}{3}, \quad (60)$$

$$\Delta \text{Re}(Z_{12}) = \Delta R_s + \frac{\Delta R_{ch}}{2}, \quad (61)$$

$$\Delta \text{Re}(Z_{22}) = \Delta R_s + \Delta R_d + \Delta R_{ch}. \quad (62)$$

Autores como Chung-Hwan Kim *et. al.* [1998], publicaron que R_s varía de la misma forma que R_d . Para llegar a ésta conclusión, se analizaron las gráficas de las derivadas de éstas ecuaciones. Al graficar $2\Delta \text{Re}(Z_{12})$ se puede observar que es aproximadamente igual a $\Delta \text{Re}(Z_{22})$, como se muestra en la figura 34. Al utilizar éste resultado en 61 y 62 las expresiones se reducen a la conclusión mencionada:

$$\Delta R_s = \Delta R_d. \quad (63)$$

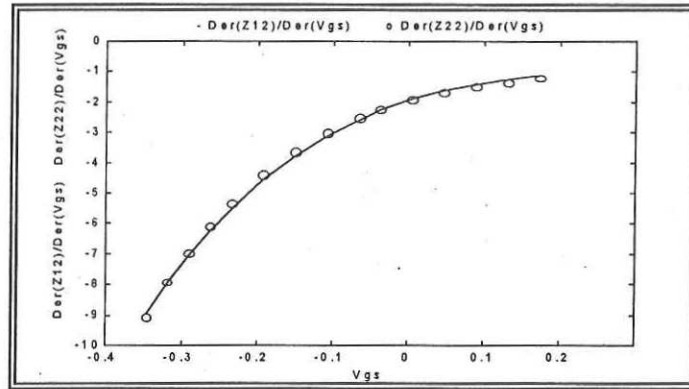


Fig. 34.- Derivadas de Z_{12} y Z_{22} en función de V_{gs} .

Una vez que se obtiene que R_s y R_d varían de la misma forma, se procedió a analizar las mediciones y las ecuaciones 59, 35 y 36. Para esto se asumió que en la ecuación $R_g - R_{ch} / 6$, la cual resulta de restar 35 de 59, el valor de R_{ch} en niveles de voltajes positivos es pequeño y prácticamente despreciable al dividirse entre 6, o inclusive se le sustituye un valor pequeño por R_{ch} . Una vez conocido el valor de R_g , se realizó el cálculo para obtener cada uno de los valores de resistencias, mostrándose su comportamiento en la figura 35.

Las ecuaciones obtenidas son las siguientes (Apéndice IV):

$$R_s = 3 \operatorname{Re} (Z_{11}) - 2 \operatorname{Re} (Z_{12}) - 3 R_g , \quad (64)$$

$$R_{ch} = 2 \operatorname{Re} (Z_{12}) - 2 R_s , \quad (65)$$

$$R_d = \operatorname{Re} (Z_{22}) - R_s - R_{ch} . \quad (66)$$

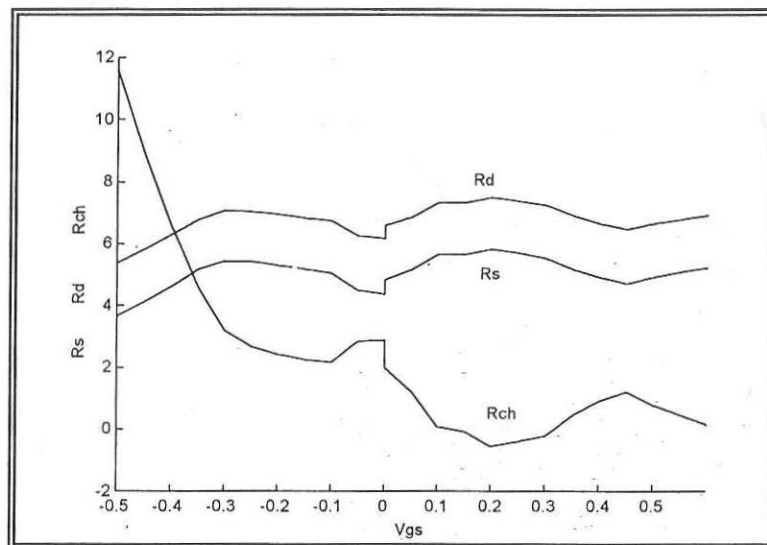


Fig. 35.- Comportamiento de R_s , R_d y R_{ch} en función de V_{gs} .

De la gráfica 35 se puede observar cierta dependencia de R_s y R_d a la polarización, por lo que la teoría que establece que R_s y R_d son independientes a la polarización se debe de estudiar con más cuidado.

En la sección III.4 se presentan los resultados obtenidos para todos los transistores.

III.3.2.- Obtención de las inductancias parásitas y C_y .

Para la obtención de L_s y L_d no existe ningún problema para niveles bajos de polarización, ya que estos elementos se pueden obtener mediante el método clásico, eliminando en primer término el efecto capacitivo, ya que se pueden tener inductancias de fuente negativas. Debido a la presencia de C_{ds} , es necesario realizar el "de-embedding" de las capacitancias parásitas obtenidas por Dambrine *et. al.* [1988].

Las inductancias obtenidas, L_s y L_d , se pueden observar en la figura 36. Donde se obtiene un valor para $L_s = 5.88\text{pH}$ y $L_d = 39.85\text{pH}$.

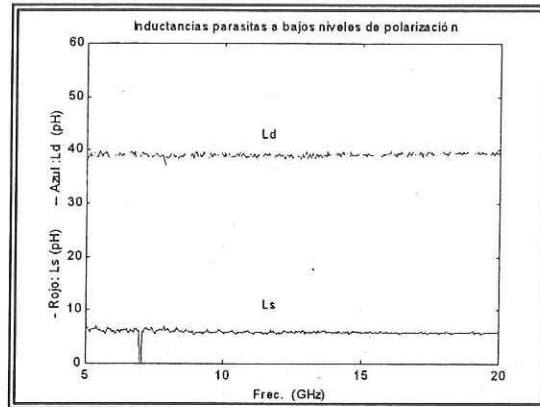


Fig. 36.- Obtención de L_s y L_d , en función de la frecuencia, para bajos niveles de polarización ($V_{gs} = 0$ V).

Para la obtención de L_g y C_y se basó primeramente en la hipótesis de que la parte imaginaria de Z_{dy} (en frecuencias altas) se reduce a $-1/(\omega C_y)$, y que al realizar el “de-embedding” de L_s , la parte imaginaria de Z_{11} se reduce a:

$$\text{Im}\{Z_{11}(\omega)\} = \omega L_g - \frac{1}{\omega C_y} \quad (67)$$

Partiendo de ésta ecuación, se pueden efectuar dos procedimientos para obtener L_g y C_y .

III.3.2.1.- Obtención de L_g y de C_y mediante el método I.

En éste método se divide $\text{imag}\{Z_{11}\}$ entre ω , transformándose la ecuación 67 en:

$$\text{Im}\{Z_{11}(\omega)\} / \omega = L_g - \frac{1}{\omega^2 C_y} \quad (68)$$

Restando dos puntos en frecuencia bajas, ya que en baja frecuencia el efecto de L_g es menor a C_y , pero evitando las frecuencias menores de 5 GHz, ya que el valor de R_{dy} puede influir. De aquí la ecuación para C_y resulta como sigue:

$$C_y = \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_1^2 \omega_2^2} * \frac{1}{[Z(\omega_2) - Z(\omega_1)]} \quad (69)$$

Al aplicar ésta ecuación se obtuvo un valor para la capacitancia de 124.24 fF. Una vez obtenido C_y , se le resta éste término a $\text{imag}(Z_{11})$ y se obtiene ωL_g . Entonces se obtiene L_g al dividir por ω , como se muestra en la figura 37. En ésta figura se puede observar que promediando en frecuencias altas se obtiene el valor de $L_g=41.1 \text{ pH}$. Esto se debe a que existe un error menor en la reducción de Z_{dy} a $-1/(\omega C_y)$. Además, éste método presenta una pequeña sensibilidad a las mediciones, ya que si la respuesta no es plana el valor variará en función de los pequeños picos que presente dicho parámetro, como se muestra en la figura 37.

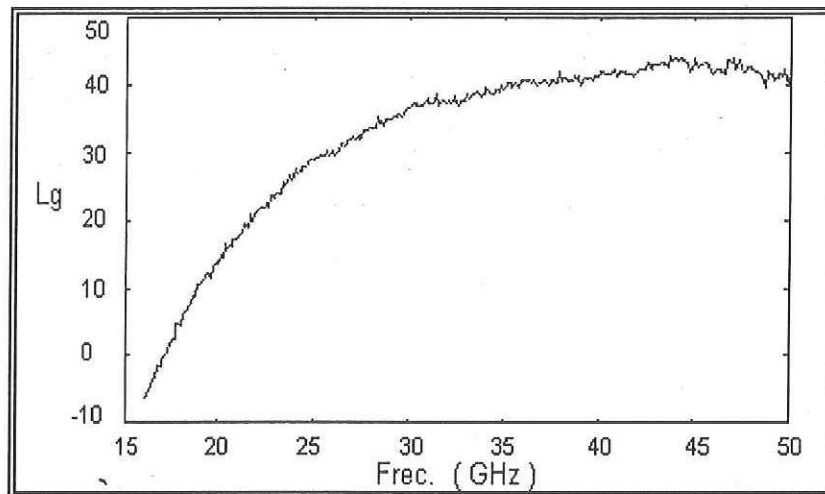


Fig. 37.- Cálculo de L_g , en función de la frecuencia, para pequeños voltajes de polarización en la compuerta ($V_{gs} = 0 \text{ V}$), mediante el método I.

III.3.2.2.- Cálculo de L_g y C_y mediante el método II.

Partiendo de la ecuación 67 y multiplicándola por ω ésta se convierte en:

$$\text{Im}\{Z_{11}(\omega)\}\omega = \omega^2 L_g - \frac{1}{C_y}. \quad (70)$$

Utilizando la ecuación 70 y obteniendo la derivada de ésta ecuación se llega a la siguiente expresión:

$$\frac{\partial \text{Im}\{Z_{11}\}\omega}{\partial \omega} = 2\omega L_g. \quad (71)$$

Obteniendo con ésta expresión un valor para L_g de 41.77pH. Una vez que ya se tiene L_g se puede obtener el valor de C_y sustituyendo el valor de L_g en la ecuación 70. La cual resulta de la siguiente forma:

$$C_y = \frac{-1}{\text{Im}\{Z_{11}\}\omega - L_g \omega^2}. \quad (72)$$

Aplicando la ecuación anterior se obtiene un valor para C_y de 121.8 fF. Con estos dos métodos se puede obtener una buena aproximación de L_g , ya que el valor obtenido mediante los métodos clásicos resultó de $L_g=40\text{pH}$. Pero ahora con la posibilidad de obtener C_y y R_{dy} , las cuales son dos aportaciones originales de éste trabajo. Una observación sobre éste método, es que para poder realizar la derivada, se realizó un ajuste a la curva, con el fin de obtener un número mayor de elementos y lograr con esto un delta menor, con el objetivo de obtener una mejor respuesta. Sin embargo, el método es sensible al grado del polinomio de ajuste. Ya que al obtener la derivada, ésta cambia sensiblemente, produciendo una variación de ± 4 pH (para éste transistor) en el valor de L_g obtenido mediante el método clásico.

III.3.2.3.- Cálculo de L_g y C_y mediante el método III.

En ocasiones el efecto de Z_{dy} puede ser considerable en la parte imaginaria de Z_{11} . Cuando esto sucede, la simplificación obtenida por la ecuación 67 presenta dificultades como se puede apreciar cuando se obtienen valores de L_g negativos o una gráfica con una pendiente continua, sin llegar a ser constante. Cuando esto sucede, se aplica la ecuación completa de $\text{imag}(Z_{dy})$, la cual ésta dado por:

$$\text{Im}\{Z_{dy}\} = -\frac{R_{dy}^2 \omega C_y}{1 + (\omega R_{dy} C_y)^2} \quad (73)$$

Entonces la ecuación 67 se puede escribir como sigue:

$$\text{Im}\{Z_{11}\} = \omega L_g + \text{Im}\{Z_{dy}\}. \quad (74)$$

Dividiendo 74 entre ω se llega a:

$$X(\omega) = \frac{\text{Im}\{Z_{11}(\omega)\}}{\omega} = L_g - \frac{R_{dy}^2 C_y}{1 + (\omega R_{dy} C_y)^2}. \quad (75)$$

Restando dos puntos en frecuencias entre 5 y 18GHz, se obtiene una mejor aproximación de C_y (y con esto una mejor aproximación en L_g), ya que es donde menor influencia se tiene de R_{dy} . Al restar los dos puntos de frecuencia ω_1 y ω_2 se llega a la siguiente ecuación (Apéndice III):

$$Z_{12n} = X(\omega_1) - X(\omega_2) = \frac{R_{dy}^2 C_y [\omega_1^2 - \omega_2^2]}{\omega_1^2 + \omega_2^2 + R_{dy}^2 C_y^2 (\omega_1 \omega_2)^2}. \quad (76)$$

Haciendo lo mismo para otros dos puntos de frecuencia diferentes se tiene:

$$Z_{34n} = X(\omega_3) - X(\omega_4) = \frac{R_{dy}^2 C_y [\omega_3^2 - \omega_4^2]}{\omega_3^2 + \omega_4^2 + R_{dy}^2 C_y^2 (\omega_3 \omega_4)^2}. \quad (77)$$

Despejando $R_{dy}^2 C_y$ de 76 y 77, igualando y definiendo:

$$K_a = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{\omega_3^2 - \omega_4^2}. \quad (78)$$

Se llega a:

$$R_{dy}^2 C_y^2 = \frac{Z_{12n}[\omega_1^2 + \omega_2^2] - K_a Z_{34n}[\omega_3^2 + \omega_4^2]}{K_a \omega_3^2 \omega_4^2 Z_{34n} - \omega_1^2 \omega_2^2 Z_{12n}} = K_1. \quad (79)$$

Sustituyendo 79 en 76 y despejando $R_{dy}^2 C_y$ se obtiene:

$$R_{dy}^2 C_y = \frac{Z_{12n}[\omega_1^2 + \omega_2^2 + R_{dy}^2 C_y^2 (\omega_1 \omega_2)^2]}{\omega_1^2 - \omega_2^2} = K_2. \quad (80)$$

Se puede observar que las ecuaciones 79 y 80 son dos constantes que son múltiplos de R_{dy} y C_y . Teniendo 2 ecuaciones con 2 incógnitas se obtienen las siguientes expresiones para R_{dy} y C_y :

$$C_y = \frac{K_1}{K_2}. \quad (81)$$

$$R_{dy} = \frac{K_2}{\sqrt{K_1}}. \quad (82)$$

Para obtener L_g , se sustituye el valor de $R_{dy} = 2 \text{ K}\Omega$ y $C_y = 124 \text{ fF}$ en Z_{dy} y se elimina su efecto de la parte imaginaria de Z_{11} , obteniendo $L_g = 42 \text{ pH}$ al promediar en la parte plana.

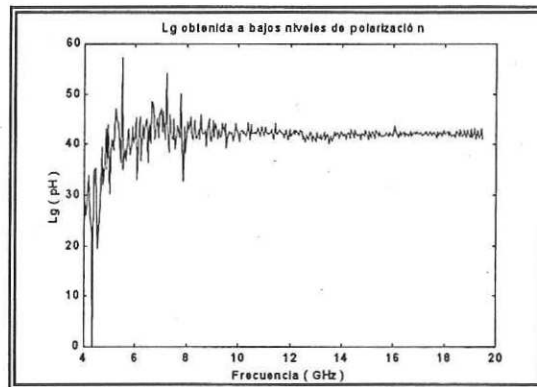


Fig. 38.-Obtención de L_g , en función de la frecuencia ($V_{gs} = 0V$), al aplicar el método III.

Este método es más confiable que los dos anteriores, debido a que los métodos anteriores requieren que $\text{Im}\{Z_{dy}\}$ se reduzca a $-1/(\omega C_y)$. Por otro lado el método III, considera el efecto de R_{dy} y no requiere la reducción de $\text{Im}\{Z_{dy}\}$.

Para aplicar éste método fue necesario realizar el ajuste de un polinomio al dato medido ($\text{Im}\{Z_{11}\}$), con el propósito de evitar los picos producidos en la medición. Además el efecto de las capacitancias parásitas sólo es fuerte en el cálculo de L_s ya que L_d no es muy sensible. Para el cálculo de L_g no es necesario eliminar el efecto capacitivo, debido a que al obtener C_{dy} , éste valor absorbe el valor de C_{pg} y toma en cuenta éste efecto para eliminarlo de $\text{Im}\{Z_{11}\}$, evitando con esto un posible efecto dispersivo al realizar el "de-embedding" de las capacitancias parásitas.

III.3.2.4.- Obtención de R_{dy} conociendo C_y , en $\text{Re}\{Z_{11}\}$.

Una vez que se conoce C_y , y partiendo de la siguiente ecuación:

$$\text{Re}\{Z_{11}(\omega)\} = R_g + R_s + \frac{R_{ch}}{3} + \frac{R_{dy}}{1 + \omega^2 C_y^2 R_{dy}^2} \quad (83)$$

Se sustrae un punto de frecuencia ω_1 a otro punto ω_2 , eliminando el término $R_g + R_s + R_{ch} / 3$.

$$Z = \text{Re}\{Z_{11}(\omega_1)\} - \text{Re}\{Z_{11}(\omega_2)\} \quad (84)$$

Es recomendable que los dos puntos sean en frecuencias bajas (1-3 GHz), ya que es donde el valor de Z_{dy} es más significativo y se puede obtener con error mínimo. Sin embargo, el método es sensible a los pequeños picos que se presentan en la medición. Una alternativa es obtener el valor de R_{dy} en un pequeño rango de

frecuencia y obtener el valor promedio. Esto no se realizó en este trabajo ya que la influencia de ésta impedancia para pequeños voltajes puede despreciarse. Una vez realizada la resta y sin despreciar ningún término se puede obtener un polinomio de 4to. grado el cual queda de la siguiente forma:

$$R^4 A_1 + R^3 A_2 + R^2 A_3 + A_4 = 0. \quad (84)$$

Donde:

$$A_1 = ZC_y^4 \omega_1^2 \omega_2^2, \quad A_2 = C_y^2 (\omega_1^2 - \omega_2^2),$$

$$A_3 = ZC_y^2 (\omega_1 + \omega_2) \quad y \quad A_4 = Z$$

De ésta ecuación se obtienen cuatro soluciones, dos términos complejos y dos reales. Para la elección de uno de los dos términos reales se sustituyen los valores de C_y y R_{dy} obtenidos en Z_{dy} y se resta a Z_{11} . Se obtiene la parte real y para el valor deseado se tendrá una respuesta no dispersiva en todo el ancho de banda. En la figura 39 se puede observar la respuesta para el primer valor obtenido (0.16 MΩ).

En ésta figura se puede apreciar una respuesta no dispersiva, y no la respuesta parabólica de $\text{Re} \{ Z_{11} \}$.

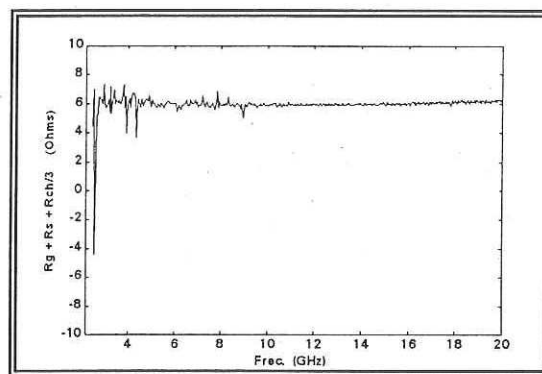


Fig. 39.- Verificación para el primer valor obtenido de $\text{Re} \{ (Z_{11}) - Z_{dy} \}$ en función de la frecuencia ($V_{gs} = 0V$).

Por otro lado para el segundo valor obtenido se grafica la respuesta mostrada en la figura 40. En ésta figura se puede observar un valor negativo y dependiente de la frecuencia, concluyendo con esto que el valor obtenido es erróneo. Por lo tanto el primer valor obtenido es el valor más cercano a R_{dy} .

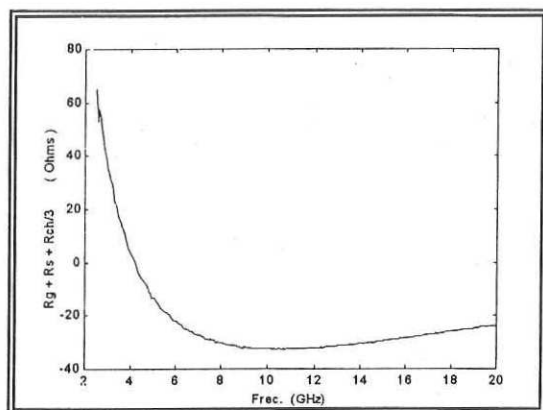


Fig. 40.-Verificación para el segundo valor obtenido de $\text{Re} \{ (Z_{11}) - Z_{dy} \}$ en función de la frecuencia ($V_{gs} = 0V$).

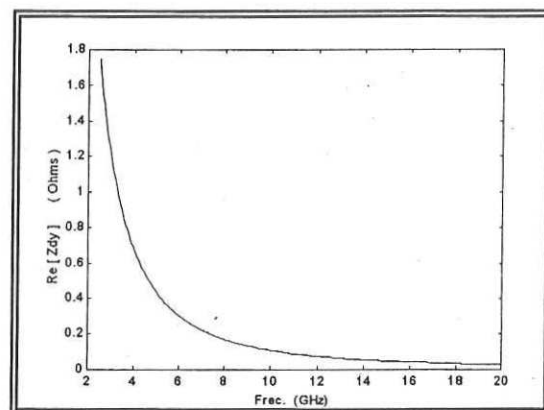


Fig. 41.- Comportamiento de $\text{Re} \{ Z_{dy} \}$ en función de la frecuencia ($V_{gs} = 0V$).

Sustituyendo los valores de R_{dy} y C_y obtenidos en $\text{Re} \{ Z_{dy} \}$ se obtiene el comportamiento de Z_{dy} en función de la frecuencia (Fig. 41). En altas frecuencias se puede observar que el valor de Z_{dy} es de 0.03Ω . Con éste comportamiento se comprueba la hipótesis inicial de que Z_{dy} no influye en el cálculo de las resistencias parásitas para pequeños voltajes de polarización. Sin embargo, el valor de Z_{dy} comienza a ser considerable cuando el diodo entra en la región de conducción.

Es conveniente hacer un análisis para la obtención de las resistencias parásitas en la región de conducción, donde el efecto de C_y y R_{dy} es más fuerte en $\text{Re} \{ Z_{11} \}$.

III.4.- Resultados experimentales obtenidos con los métodos clásicos y con los métodos propuestos.

En ésta sección se presentan los datos extraídos de las mediciones realizadas a diferentes transistores (PHEMTs F4X25 para 1, .5 y .25 micras de longitud de compuerta, un MODCIR de 0.13 micras y dos MESFET SG2x60 y SG600).

Los elementos parásitos son extraídos mediante las técnicas de Dambrine *et. al.* [1988], Reynoso-Hernández *et. al.* [1996], y la técnica propuesta (Método III).

III.4.1.- Resultados obtenidos para el transistor PHEMT GaAs. F4X25 de $1/4 \mu\text{m}$ de longitud de compuerta (de 4 dedos)

III.4.1.1.- Resultados obtenidos aplicando las técnicas de Dambrine, Reynoso y el método propuesto.

Las técnicas de estos dos autores, para la extracción de los elementos parásitos, se basan en la compuerta tratada como una red distribuida, y de las simplificación del circuito eléctrico equivalente de ésta para ciertas condiciones de polarización.

En la extracción de C_{pg} los dos autores la obtienen directamente las ecuaciones presentadas anteriormente. Reynoso-Hernández *et. al.* [1996], se basa en la hipótesis que el transistor es simétrico y dice que C_{pd} es igual a C_{pg} , y que la diferencia que resulta del método de Dambrine *et. al.* [1988], entre C_{pg} y C_{pd} se debe a el efecto de C_{ds} .

Empleando el método de Reynoso-Hernández *et. al.* [1996], se obtienen los

valores mostrados en la tabla VI.

Tabla VI.- Capacitancias parásitas extraídas para el transistor PHEMT F4x25 1/4 μ m.

Dambrine <i>et. al.</i> [1988]		Reynoso-Hernández <i>et. al.</i> [1996]	
C_{pg} (fF)	C_{pd} (fF)	$C_{pg} = C_{pd}$ (fF)	$C_{ds} + C_{pd}$ (fF)
33.7295	36.7974	33.7295	10.2243

Para el cálculo de las inductancias, Reynoso-Hernández *et. al.* [1996], utiliza las ecuaciones que toman en cuenta el efecto de las resistencias y capacitancias parásitas. En el método propuesto realizamos el “de-embedding” de las capacitancias propuestas por Dambrine. Para el cálculo de las resistencias el método de estos autores es muy similar y promediando en frecuencias bajas (menores a 5GHz)se obtienen valores de resistencias iguales. En la tabla VII se muestran los resultados obtenidos :

Tabla VII.- Inductancias y resistencias parásitas extraídas para el transistor PHEMT F4x25 1/4 μ m.

Elementos	[Dambrine <i>et. al.</i> , 1988]	[Reynoso- Hernández <i>et. al.</i> , 1996]	Método propuesto
L_s (pH)	2.5	6.7	6.3223
L_d (pH)	38.5	37.4	38.54
L_g (pH)	43.8	40.8	41.64
R_s (Ω)	5.01	5.01	5.0092
R_d (Ω)	6.94	6.94	6.6869
R_g (Ω)	1.4302	1.4302	1.5545

Los elementos parásitos obtenidos con los métodos propuesto y clásico son muy similares, ya que el valor de R_{ch} es menor para los transistores con longitud de compuerta menor, como se puede apreciar en la figura 48, donde la pendiente de las curvas es pequeña, debido a que el valor de R_{ch} no es grande.

Además, se obtuvieron valores similares para el valor de las inductancias.

En las figuras 42, 43, 44 y 45 se muestran los elementos parásitos extraídos para éste transistor mediante las técnicas clásicas.

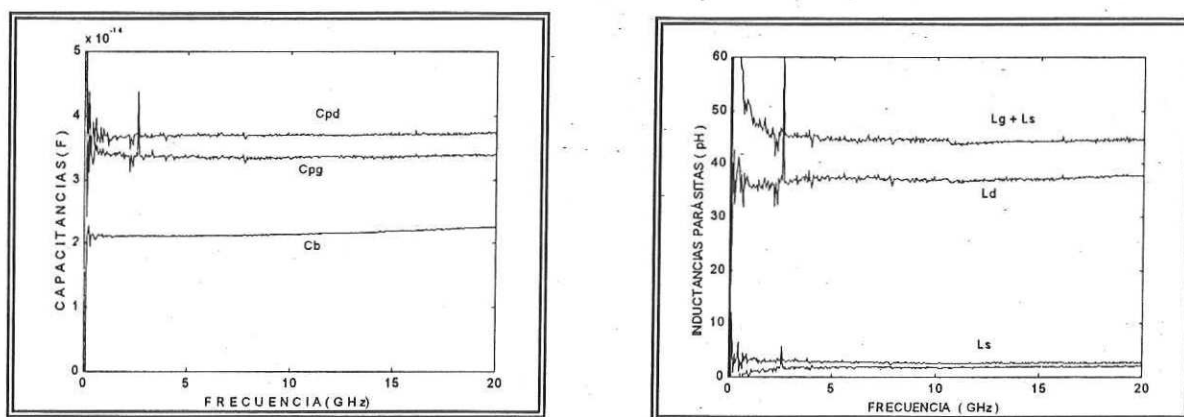


Fig. 42.- Valores de capacitancias e inductancias extraídas en función de la frecuencia.

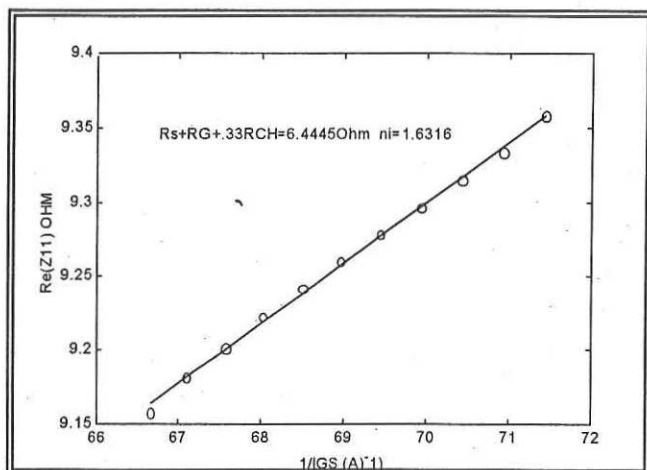


Fig. 43.- Extrapolación de $Re \{ Z_{11} \}$ en función de $1/I_g$.

$$R_g + R_s + R_{ch}/3 = 6.4445 \, \Omega,$$

$$R_g - R_{ch}/6 = 1.4302 \, \Omega,$$

Factor de idealidad

del diodo $n_i = 1.6316$.

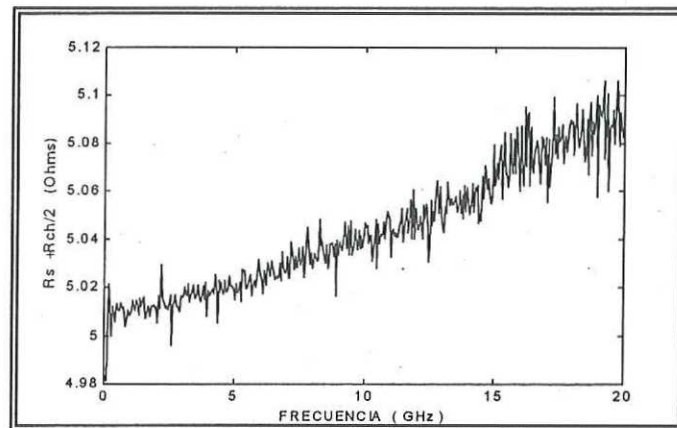


Fig. 44.- $\text{Re} \{ Z_{12} \}$ en función de la frecuencia.

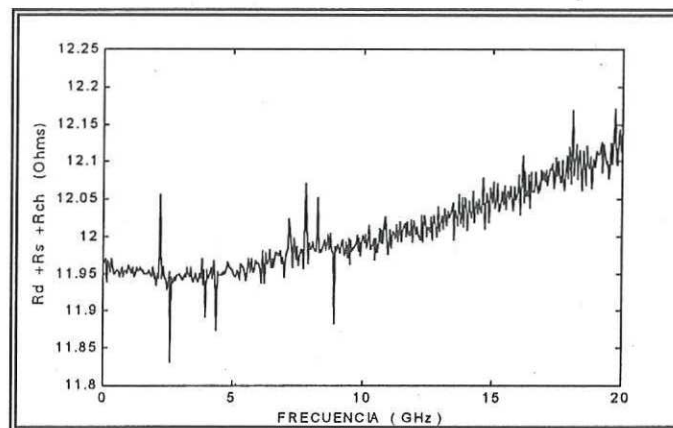


Fig. 45.- $\text{Re} \{ Z_{22} \}$ en función de la frecuencia.

En las gráficas 44 y 45 se puede observar un efecto dispersivo en la parte real de Z_{12} y Z_{22} , debido al efecto de las resistencias y capacitancias parásitas y son precedidos por las ecuaciones de Reynoso-Hernández *et. al.* [1996]. Dambrine *et. al.* [1988] considera que para los niveles de corriente donde se obtienen las resistencias e inductancias (14 -15 mA), el valor de las capacitancias parásitas no influye en la extracción. Sin embargo, como se puede observar en las figuras 44 y 45, existe cierta influencia y por lo tanto el efecto de las capacitancias no debe ignorarse si se desea tener una buena precisión en el modelado.

En las figuras 46, 47 y 48 se muestran las gráficas obtenidas utilizando las técnicas propuestas.

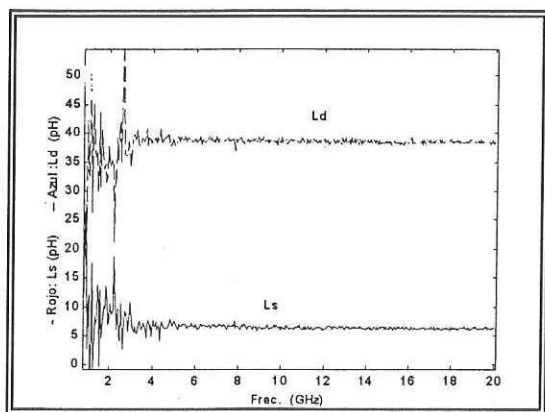


Fig. 46.- Inductancias parásitas de drenador y fuente, en función de la frecuencia ($V_{gs} = 0V$).

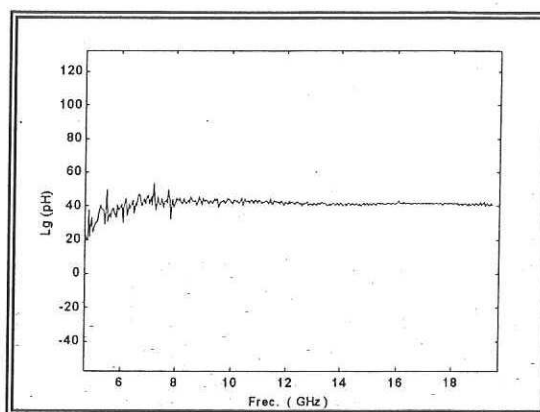


Fig. 47.- Inductancia de compuerta parásita, en función de la frecuencia ($V_{gs} = 0V$).

Para el cálculo de las resistencias, se realizan mediciones a bajos niveles de polarización con el fin de no dañar a la compuerta; se obtiene la parte real de los parámetros $[Z]$, y se busca el valor mínimo de estos, que es donde el valor de R_{ch} es mínimo para éste rango de voltaje.

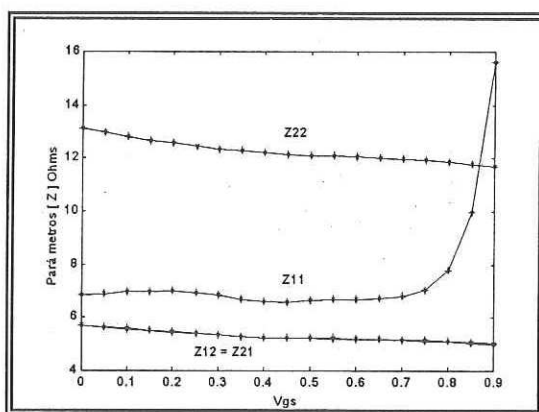


Fig. 48.- $Re [Z]$ en función de V_{gs} para el cálculo de las resistencias.

III.4.2.- Resultados obtenidos para el transistor PHEMT GaAs F4X25 de $1/2 \mu\text{m}$ de longitud de compuerta (4 dedos).

III.4.2.1.- Resultados obtenidos aplicando las técnicas de Dambrine, Apolinar y el método propuesto.

Tabla VIII.- Capacitancias parásitas extraídas para el transistor PHEMT F4x25 $1/2\mu\text{m}$.

Dambrine <i>et. al.</i> [1988]		Reynoso-Hernández <i>et. al.</i> [1996]	
C_{pg} (fF)	C_{pd} (fF)	$C_{pg} = C_{pd}$ (fF)	$C_{ds} + C_{pd}$ (fF)
33.33	34.44	33.33	8.83

Tabla IX.- Inductancias y resistencias parásitas extraídas para el transistor PHEMT F4x25 $1/2\mu\text{m}$.

Elementos	[Dambrine <i>et. al.</i> , 1988]	[Reynoso-Hernández <i>et. al.</i> , 1996]	Método propuesto
L_s (pH)	3.2	7.53	6.45
L_d (pH)	38.5	38.52	41.35
L_g (pH)	34.9	34.79	40
R_s (Ω)	5.2645	5.2645	5.48
R_d (Ω)	7.2831	7.2831	7
R_g (Ω)	0.36	0.36	0.805

En las figuras 49 y 50 se muestran los resultados obtenidos mediante las técnicas clásicas:

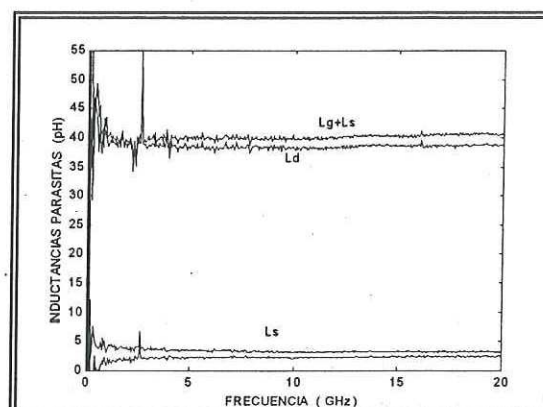
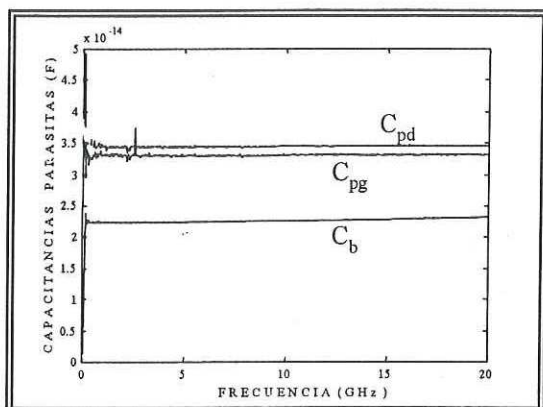


Fig. 49 b).- Inductancias parásitas, en función de la frecuencia.

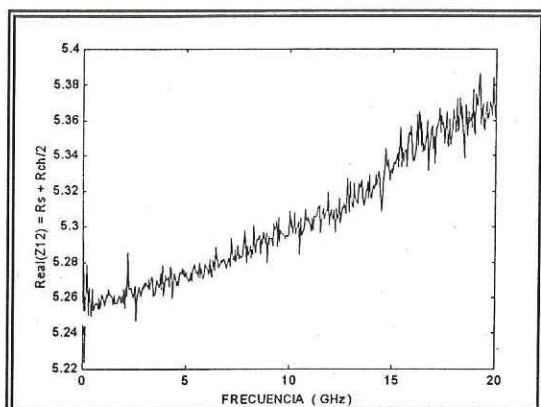


Fig. 50 a).- $Re\{Z_{12}\}$ en función de la frecuencia.

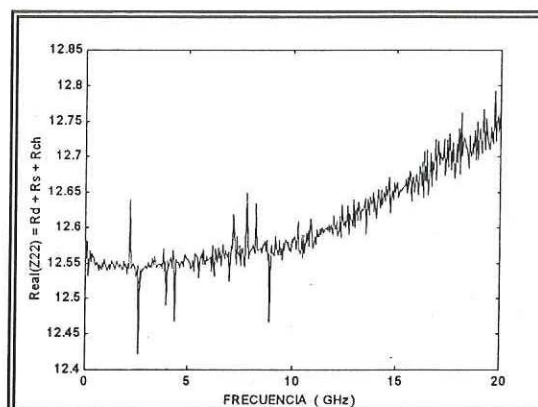


Fig. 50 b).- $Re\{Z_{22}\}$ en función de la frecuencia.

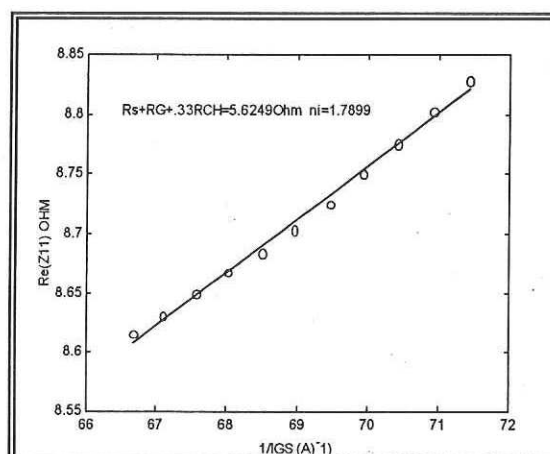


Fig. 50 c).- $Re\{Z_{11}\}$ en función de $1/I_g$.

En las figuras 51a, 51b y 51c se muestran los resultados obtenidos aplicando el método propuesto.

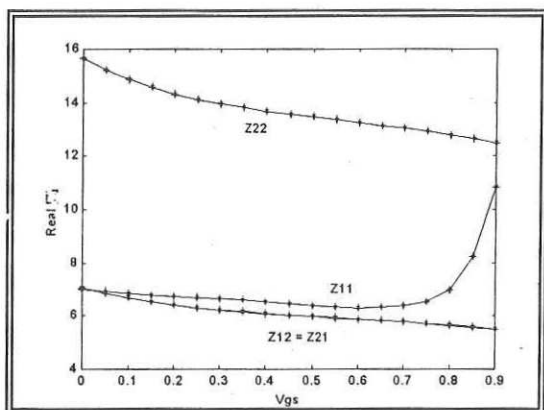


Fig. 51 a).- Real de los parámetros Z , en función de V_{gs} , para el cálculo de las resistencias parásitas.

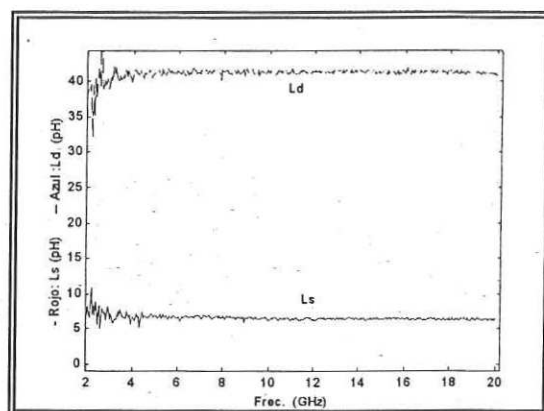


Fig. 51b).- Inductancias parásitas: L_s y L_d , en función de la frecuencia.

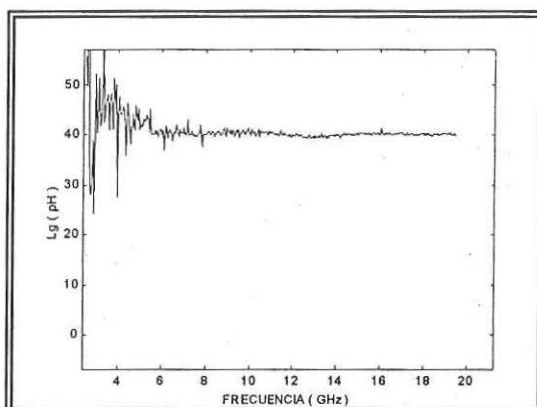


Fig. 51 c).- Inductancia parásita L_g en función de la frecuencia.

III.4.3.- Resultados obtenidos para el transistor PHEMT GaAs F4X25 de 1 μm de longitud de compuerta (4 dedos).

III.4.3.1.- Resultados obtenidos aplicando las técnicas de Dambrine, Apolinar y el método propuesto.

Tabla X.- Capacitancias parásitas extraídas para el transistor PHEMT F4x25 1 μm .

Dambrine <i>et. al.</i> [1988]		Reynoso-Hernández <i>et. al.</i> [1996]	
C _{pg} (fF)	C _{pd} (fF)	C _{pg} =C _{pd} (fF)	C _{ds} +C _{pd} (fF)
34.72	30.34	34.72	4.18

Tabla XI- Inductancias y resistencias parásitas extraídas para el transistor PHEMT F4x25 1 μm .

Elementos	[Dambrine <i>et. al.</i> , 1988]	[Reynoso-Hernández <i>et. al.</i> , 1996]	Método propuesto
L _s (pH)	3.5	8.02	4.89
L _d (pH)	33	32.88	38
L _g (pH)	31	29.2	47
R _s (Ω)	5.51	5.51	6.51
R _d (Ω)	8.21	8.21	8.2
R _g (Ω)	-0.71	-0.71	0.04

En las figuras 52a, 52b, 53a, 53b y 53c se muestran las gráficas obtenidas mediante los métodos clásicos.

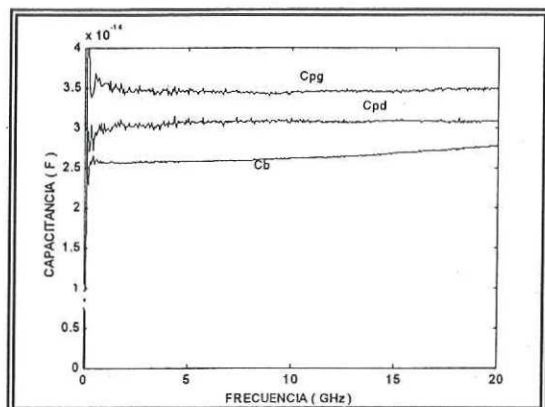


Fig. 52 a).- Capacitancias parásitas, en función de la frecuencia.

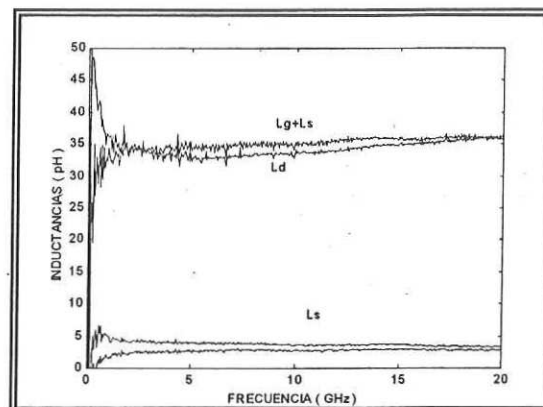


Fig. 52 b).- Inductancias parásitas en función de la frecuencia.

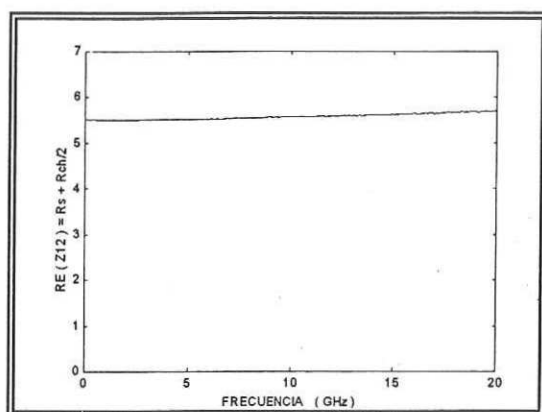


Fig. 53 a).- $\text{Re} \{ Z_{12} \}$ en función de la frecuencia.

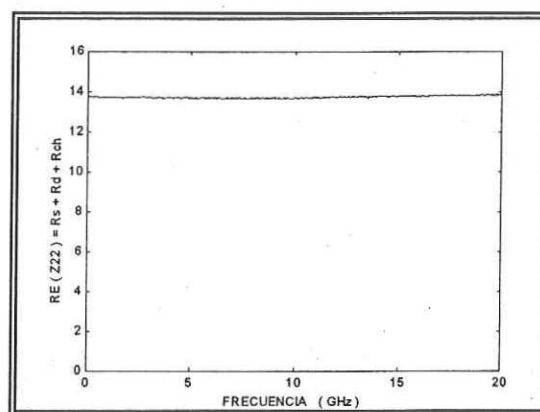


Fig. 53 b).- $\text{Re} \{ Z_{22} \}$ en función de la frecuencia.

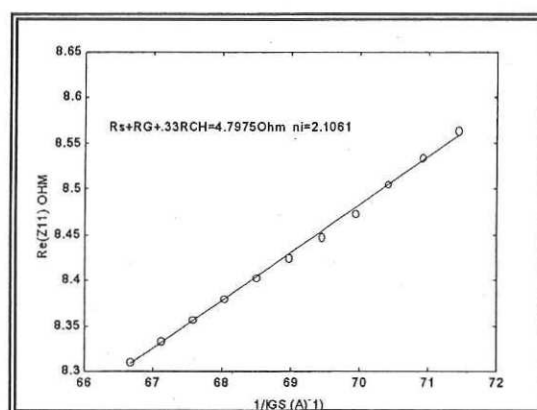


Fig. 53 c).- $\text{Re} \{ Z_{11} \}$ en función de $1/I_g$.

En las figuras 54a, 54b y 54c se muestran los resultados obtenidos al aplicar las técnicas propuestas.

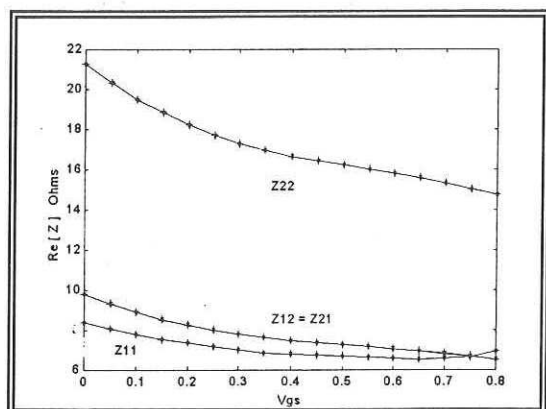


Fig. 54 a).- Real [Z] en función de V_{gs} , para el cálculo de las resistencias parásitas.

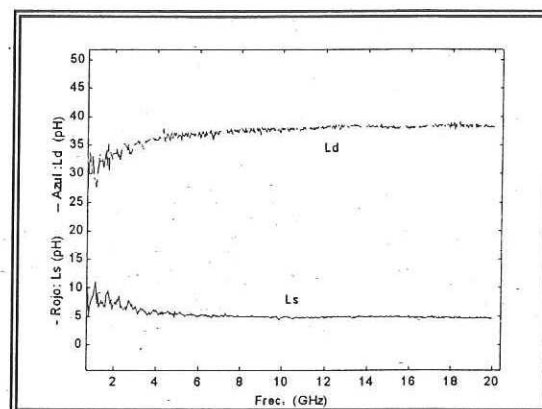


Fig. 54 b).-Inductancias parásitas: L_s y L_d , en función de la frecuencia.

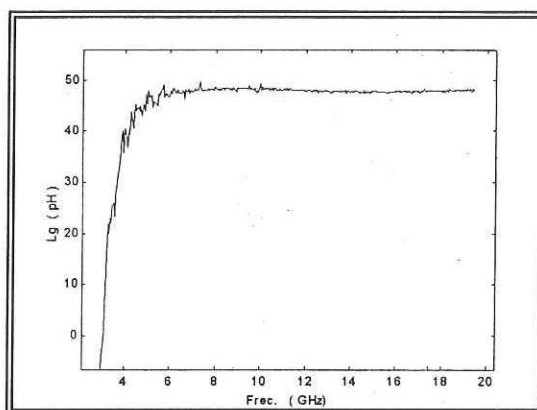


Fig. 54 c).-Inductancia parásita: L_g , en función de la frecuencia.

En éste transistor, al aplicar las técnicas clásicas se obtiene que R_g es negativa, que posiblemente se debe a que R_g se “esconde” detrás de R_{ch} , ya que el valor de R_g es muy pequeño $\approx 0.5 \Omega$, mientras que el valor de R_{ch} es relativamente grande $\approx 2 \Omega$.

III.4.4.- Resultados obtenidos para el transistor MESFET GaAs SG2X60 de 1/2 μm .

III.4.4.1.- Resultados obtenidos aplicando las técnicas de Dambrine, Reynoso y el método propuesto.

Tabla XII.- Capacitancias parásitas extraídas para el GaAs SG2X60 de 1/2 μm .

Dambrine <i>et. al.</i> [1988]		Reynoso-Hernández <i>et. al.</i> [1996]	
C_{pg} (fF)	C_{pd} (fF)	$C_{pg} = C_{pd}$ (fF)	$C_{ds} + C_{pd}$ (fF)
21.71	34.6	21.71	21.11

Tabla XIII.- Cálculo de las inductancias y resistencias parásitas para el GaAs SG2X60.

Elementos	[Dambrine <i>et. al.</i> , 1988]	[Reynoso- Hernández <i>et. al.</i> , 1996]	Método propuesto
L_s (pH)	-4.3	4.76	4.95
L_d (pH)	65.5	79.01	73.44
L_g (pH)	58.1	63.61	56
R_s (Ω)	8.67	8.67	9.09
R_d (Ω)	11.63	11.63	11.31
R_g (Ω)	4.79	4.79	6.4

En las figuras 55a, 55b, 56a, 56b y 56c se muestran los resultados obtenidos aplicando las técnicas clásicas.

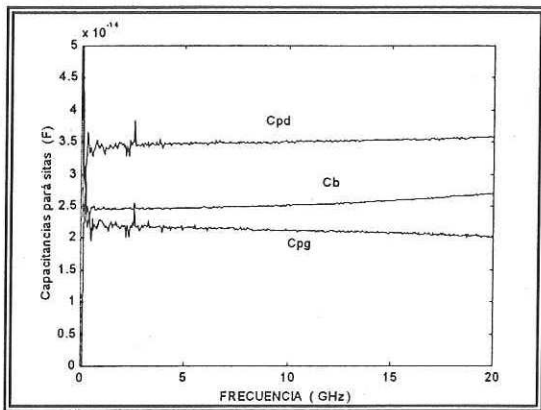


Fig. 55 a).- Capacitancias parásitas en función de la frecuencia.

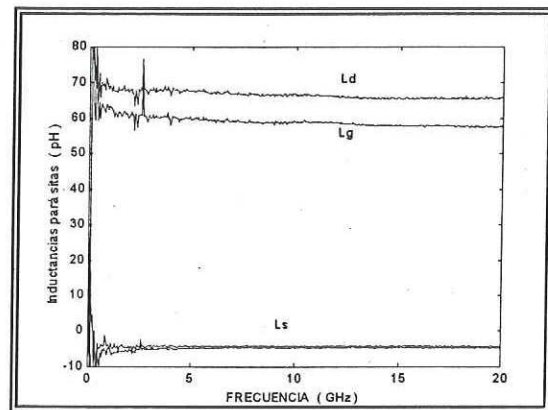


Fig. 55 b).- Inductancias parásitas en función de la frecuencia.

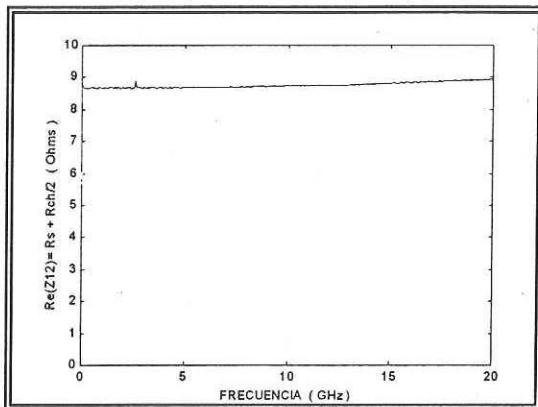


Fig. 56 a).- $Re\{Z_{12}\}$ en función de la frecuencia.

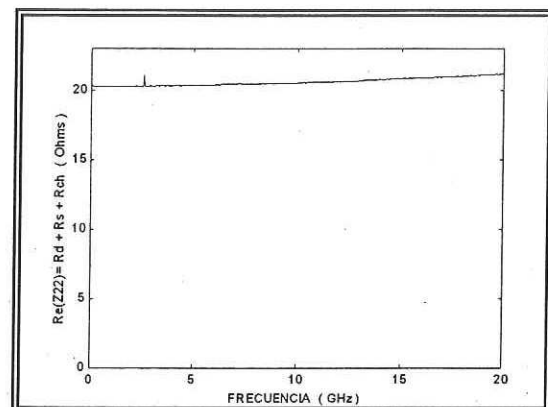


Fig. 56 b).- $Re\{Z_{22}\}$ en función de la frecuencia.

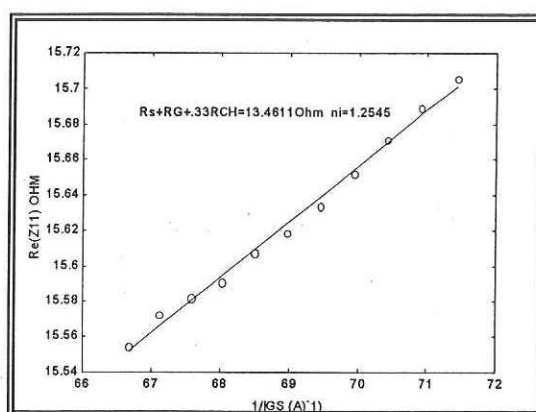


Fig. 56 c).- $Re\{Z_{11}\}$ en función de $1/|g|$.

En las figuras 57a, 57b y 57c se muestran los resultados obtenidos al aplicar el método propuesto.

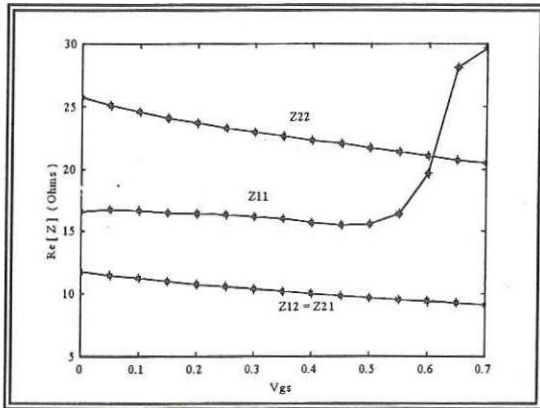


Fig. 57 a).- Real [Z] en función de V_{gs} para el cálculo de las resistencias parásitas.

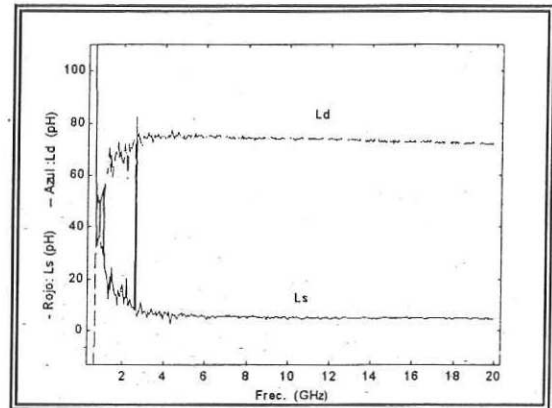


Fig. 57 b).- Inductancias parásitas: L_s y L_d , en función de la frecuencia.

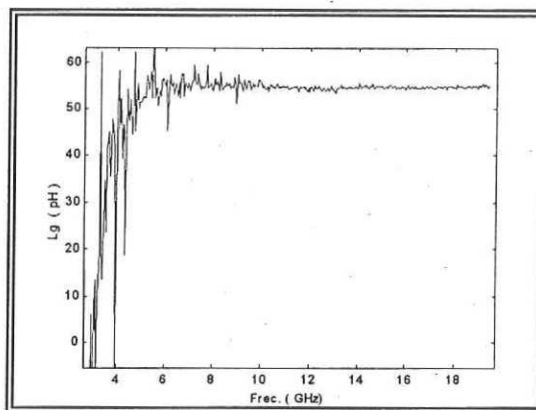


Fig. 57 c).- Inductancia parásita L_g , en función de la frecuencia.

Los resultados obtenidos por las técnicas clásicas y por el método propuesto son muy similares. Sin embargo, por el método de Dambrine *et. al.* [1988] se obtienen valores de L_s negativos. Esto se debe a que la influencia de las capacitancias y resistencias parásitas es considerable en la extracción. Por otro lado Reynoso-Hernández *et. al.* [1996] y el método propuesto consideran el efecto de éstas capacitancias en la extracción y obtienen valores de L_s positivos.

III.4.5.- Resultados obtenidos para el transistor MESFET GaAs SG600 de $1/2\mu\text{m}$.

III.4.5.1.- Resultados obtenidos aplicando las técnicas de Dambrine, Reynoso y el método propuesto.

Tabla XIV.- Capacitancias parásitas extraídas para el transistor MESFET SG600 de $1/2\mu\text{m}$.

Dambrine <i>et. al.</i> [1988]		Reynoso-Hernández <i>et. al.</i> [1996]	
C_{pg} (fF)	C_{pd} (fF)	$C_{pg} = C_{pd}$ (fF)	$C_{ds} + C_{pd}$ (fF)
39.12	111.05	39.12	114.1

Tabla XV.- Inductancias y resistencias parásitas para el transistor MESFET SG600 de $1/2\mu\text{m}$.

Elementos	[Dambrine <i>et. al.</i> , 1988]	[Reynoso- Hernández <i>et. al.</i> , 1996]	Método propuesto
L_s (pH)	8.1	10.04	9.35
L_d (pH)	38.7	30.05	30.39
L_g (pH)	37.1	29.16	34.48
R_s (Ω)	1.81	1.81	1.88
R_d (Ω)	1.81	1.81	1.84
R_g (Ω)	1.02	1.02	1.12

En las gráficas 58a, 58b, 59a, 59b y 59c se muestran los resultados obtenidos al aplicar las técnicas clásicas:

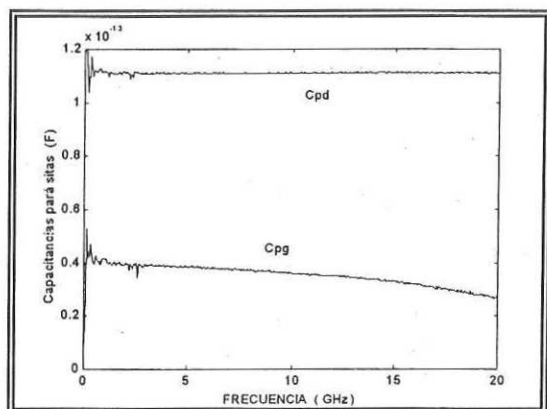


Fig. 58 a).- Capacitancias parásitas en función de la frecuencia.

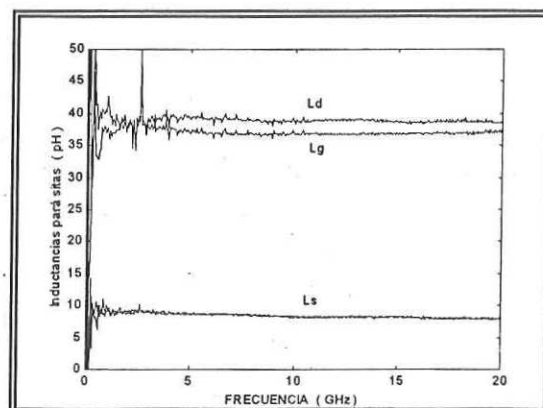


Fig. 58 b).- Inductancias parásitas en función de la frecuencia.

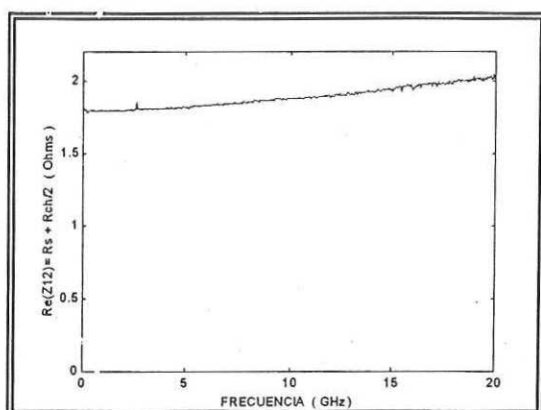


Fig. 59 a).- $\text{Re} \{ Z_{12} \}$ en función de la frecuencia.

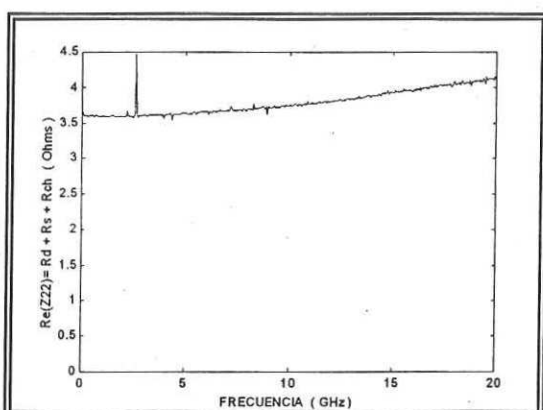


Fig. 59 b).- $\text{Re} \{ Z_{22} \}$ en función de la frecuencia.

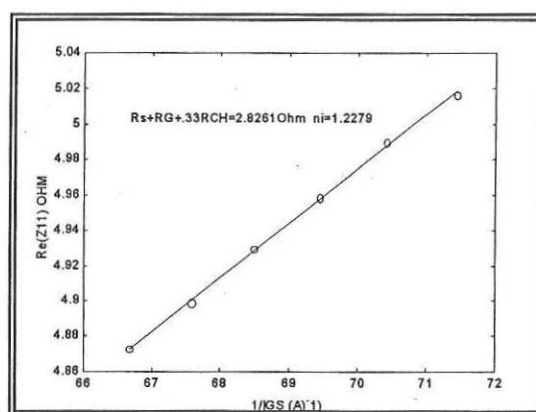


Fig. 59 c).- $\text{Re} \{ Z_{11} \}$ en función de $1/\lg$.

En las figuras 60a, 60b y 60c se muestra la respuesta del transistor al aplicar el método propuesto.

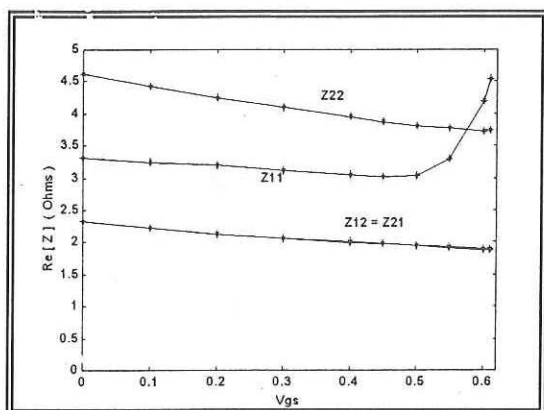


Fig. 60 a).- Real $[Z]$ en función de V_{gs} para el cálculo de las resistencias parásitas.

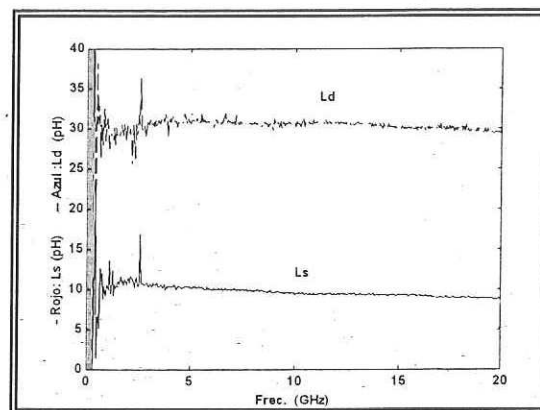


Fig. 60 b).- Inductancias parásitas en función de la frecuencia.

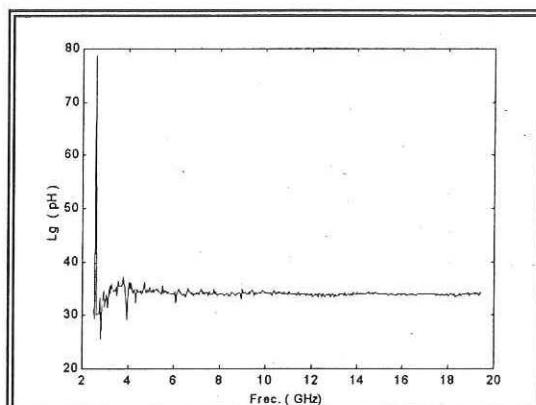


Fig. 60 c).- Inductancia parásita L_g , en función de la frecuencia.

Los resultados obtenidos aplicando las técnicas clásicas son muy similares a los obtenidos aplicando el método propuesto, con excepción de L_s para el MESFET SG2X60, donde la técnica de Dambrine *et. al.* [1988], obtiene valores negativos en L_s . Sin embargo, con el método propuesto se obtienen valores positivos de L_s . Con estos resultados se validó el método propuesto para los MESFET y los HEMT.

III.4.6.- Resultados obtenidos para el transistor MODCIR1 GaAs de dos dedos de 0.13 μ m.

III.4.6.1.- Resultados obtenidos aplicando las técnicas de Dambrine, Reynoso y el Método propuesto.

Tabla XVI.- Capacitancias parásitas extraídas para el transistor MODCIR de 0.13 μ m.

Dambrine <i>et. al.</i> [1988]		Reynoso-Hernández <i>et. al.</i> [1996]	
C_{pg} (fF)	C_{pd} (fF)	$C_{pg} = C_{pd}$ (fF)	$C_{ds} + C_{pd}$ (fF)
26.102	47.76	26.102	32.02

Tabla XVII.- Inductancias y resistencias parásitas para el transistor MODCIR de 0.13 μ m.

Elementos	[Dambrine <i>et. al.</i> , 1988]	[J. A. Reynoso- Hernández <i>et. al.</i> , 1996]	Método propuesto
L_s (pH)	-6.02	0.045	0.2
L_d (pH)	39.05	48.9	48.14
L_g (pH)	45.2	54.95	44.4
R_s (Ω)	6.18	6.18	6.04
R_d (Ω)	7.021	7.021	7.01
R_g (Ω)	3.71	3.71	6.5

En las figuras 61a, 61b, 62a, 62b y 63c se muestran los resultados obtenidos al aplicar las técnicas clásicas.

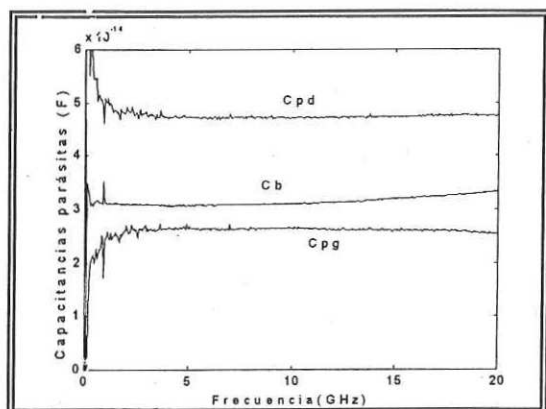


Fig. 61 a).- Capacitancias parásitas en función de la frecuencia.

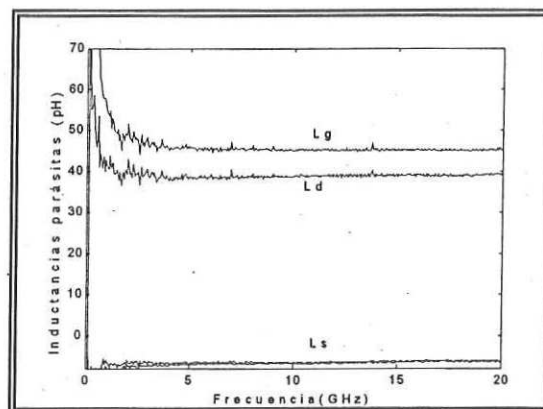


Fig. 61 b).- Inductancias parásitas en función de la frecuencia.

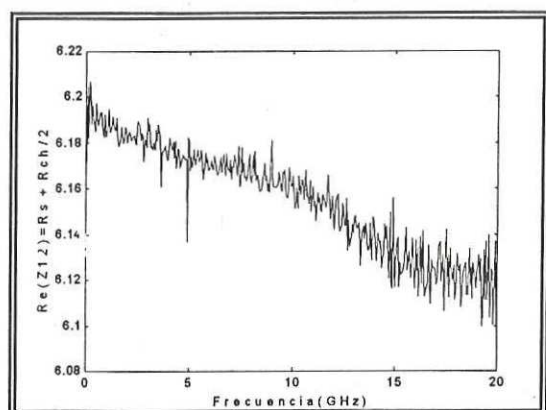


Fig. 62 a).- $\text{Re} \{ Z_{12} \}$ en función de la frecuencia.

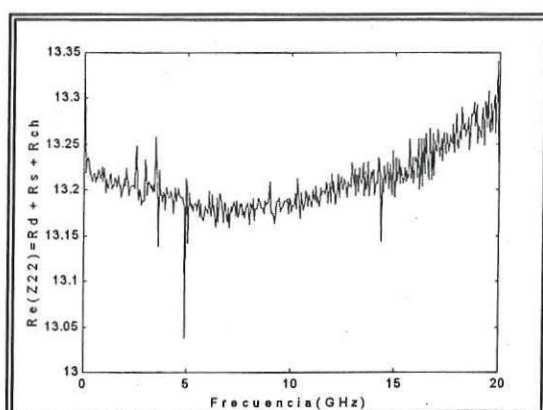


Fig. 62 b).- $\text{Re} \{ Z_{22} \}$ en función de la frecuencia.

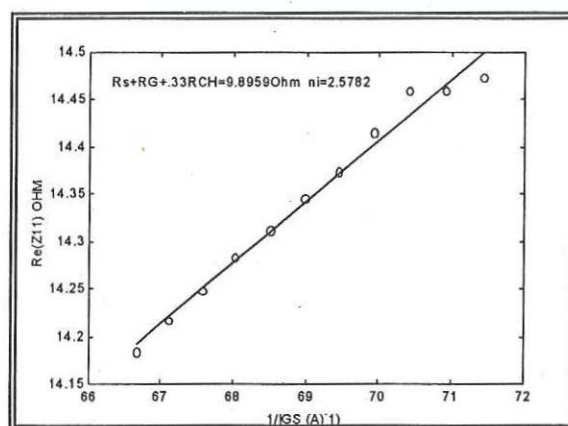


Fig. 62 c).- $\text{Re} \{ Z_{11} \}$ en función de $1/I_g$.

En las figuras 63a, 63b y 63c se muestran los resultados obtenidos al aplicar el método propuesto.

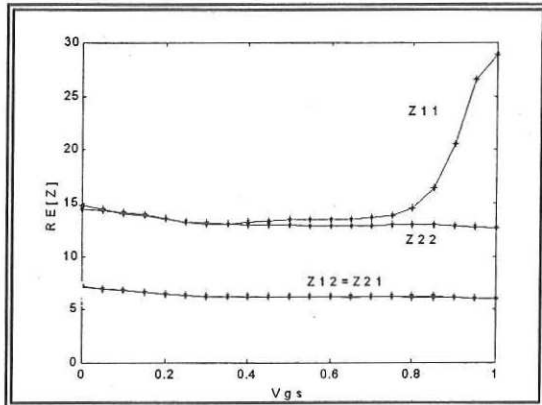


Fig. 63 a).- Real $[Z]$ en función de V_{gs} , para el cálculo de las resistencias parásitas.

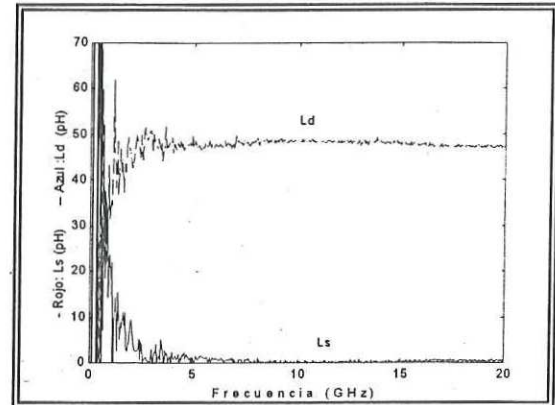


Fig. 63 b).- Inductancias parásitas en función de la frecuencia.

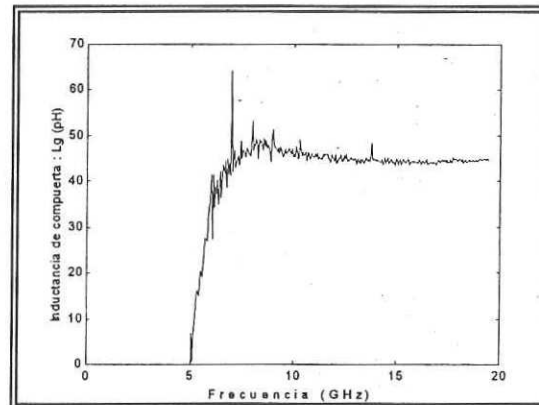


Fig. 63 c).- Inductancia parásita L_g , en función de la frecuencia.

En ésta sección se obtuvieron los valores de los elementos parásitos de 6 transistores utilizando las técnicas clásicas y se mostró que los valores obtenidos con el método propuesto fueron muy similares. Sin embargo, para los transistores InP no existen métodos contra que comparar, por lo que otra alternativa de validar la extracción de los elementos parásitos, es mediante la extracción total del circuito eléctrico equivalente. Si se obtiene un error pequeño al comparar los parámetros S del modelo obtenido contra los parámetros S medidos con el analizador de redes, entonces se puede afirmar que la extracción es correcta.

III.5.- Extracción del circuito eléctrico equivalente de pequeña señal por Dambrine.

El conocimiento del modelo de circuito eléctrico equivalente de cualquier transistor ha demostrado ser de gran utilidad en el diseño y análisis (ganancia, ruido, potencia, etc.) de circuitos de microondas, por lo que es necesario una buena extracción de los elementos del circuito eléctrico equivalente con el propósito de lograr mejores diseños. Para esto Dambrine propone un nuevo método, en el cual el circuito equivalente se divide en 2 partes: los elementos intrínsecos y extrínsecos, como se puede apreciar en la figura 64. Ésta topología de circuito eléctrico equivalente proporcionó un excelente ajuste de parámetros S medidos hasta frecuencias de 60 GHz.

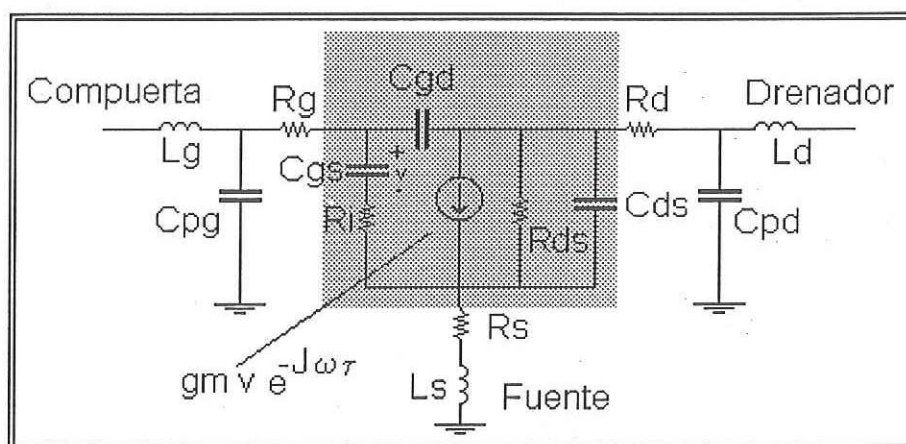


Fig. 64.- Modelo de pequeña señal adoptado por Dambrine.

Los elementos intrínsecos, g_m , g_{ds} , C_{gs} , C_{ds} , C_{gd} , R_i y τ , (mostrados en la parte sombreada) son dependientes de la polarización, mientras que los elementos extrínsecos o parásitos son independientes de la polarización.

Dambrine obtiene todos los elementos parásitos directamente de mediciones realizadas con $V_{ds}=0$.

Una vez obtenidos los elementos parásitos se realiza el proceso de “de-embedding” para llegar al transistor intrínseco. En la figura 64 se puede observar que el transistor intrínseco presenta una topología “pi”, por lo tanto es más sencillo de analizar y de obtener el circuito eléctrico equivalente mediante parámetros [Y]. Los parámetros [Y] del transistor intrínseco quedan de la siguiente forma:

$$Y_{11} = \frac{R_i + C_{gs}^2 \omega^2}{D} + j\omega \left(\frac{C_{gs}}{D} + C_{gd} \right), \quad (84)$$

$$Y_{12} = -j\omega C_{gd}, \quad (85)$$

$$Y_{21} = \frac{g_m e^{-j\omega\tau}}{1 + j\omega R_i C_{gs}} - j\omega C_{gd}, \quad (86)$$

$$Y_{22} = g_{ds} + j\omega (C_{ds} + C_{gd}), \quad (87)$$

$$D = 1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2. \quad (88)$$

Para un dispositivo típico de bajo ruido, el término $\omega^2 C_{gs}^2 R_i^2 < 0.001$ a frecuencias menores a 5GHz y por lo tanto la reducción a $D=1$ constituye una muy buena aproximación. Aunado a la suposición de que $\omega\tau \ll 1$, las ecuaciones se reducen y es posible obtener los elementos intrínsecos de las ecuaciones anteriores. Para lograr esto las ecuaciones 84-88 se separan en parte real e imaginaria se obtienen las siguientes ecuaciones para los elementos intrínsecos:

$$g_{ds} = \text{Re}(Y_{22}), \quad (89)$$

$$g_m = \text{Re}(Y_{21}), \quad (90)$$

$$C_{gd} = \frac{-\text{Im}(Y_{12})}{\omega}, \quad (91)$$

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}(Y_{11}) + \text{Im}(Y_{12})}{\omega}, \quad (92)$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}(Y_{22}) + \text{Im}(Y_{12})}{\omega}, \quad (93)$$

$$R_i = \frac{\text{Re}(Y_{11})}{(\text{Im}(Y_{11}) + \text{Im}(Y_{12}))^2}, \quad (94)$$

$$\tau = \frac{\text{Im}(Y_{12}) - \text{Im}(Y_{21})}{\omega \text{Re}(Y_{21})} - \frac{\text{Re}(Y_{11})}{\omega (\text{Im}(Y_{11}) + \text{Im}(Y_{12}))}. \quad (95)$$

Una vez determinados todos los elementos intrínsecos, es necesario validar el circuito eléctrico equivalente. Para ello, se realiza una comparación de los parámetros S obtenidos con el circuito eléctrico equivalente, con los valores obtenidos de la medición, y calculando el error, el cual deberá ser muy pequeño si se hizo una buena extracción.

Existen otros métodos para la extracción del circuito eléctrico equivalente. Las principales diferencias radican en el circuito intrínseco utilizado. Algunos autores proponen modelos con un número mayor de elementos o con otras topologías. Otra diferencia se encuentra en la técnica de obtención de los elementos intrínsecos. Algunos autores como Dambrine [Dambrine *et. al.*, 1988], los obtienen analíticamente de las ecuaciones de los parámetros de admitancia intrínsecos. Otros investigadores proponen métodos de optimización para llegar al modelo de circuito equivalente. Los investigadores Berrot y Bosch [Berrot y Bosch, 1990], proponen un

método analítico pero, sin la reducción que utiliza Dambrine [Dambrine *et. al.*, 1988], a continuación se proporcionan éstas ecuaciones.

III.6.- Extracción del circuito eléctrico equivalente de pequeña señal por Berroth

El modelo de Dambrine *et. al.* [1988], tiene el punto débil de que la sensibilidad en la extracción de los elementos intrínsecos depende de que se cumpla que la ecuación 88 sea igual a 1. Esto impone un límite de frecuencia (5GHz). Por esta razón otros autores como Berrot y Bosch [1990], obtuvieron las expresiones exactas, que se cumplen para todo el intervalo de frecuencias.

$$g_{ds} = \text{Re}(Y_{22}), \quad (96)$$

$$g_m = \sqrt{((\text{Re}(Y_{21}))^2 + (\text{Im}(Y_{21}) + \omega C_{gd})^2)(1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2)}, \quad (97)$$

$$C_{gd} = \frac{-\text{Im}(Y_{12})}{\omega}, \quad (98)$$

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}(Y_{11}) - \omega C_{gd}}{\omega} \left(1 + \frac{(\text{Re}(Y_{11}))^2}{(\text{Im}(Y_{11}) - \omega C_{gd})^2} \right), \quad (99)$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}(Y_{22}) - \omega C_{gd}}{\omega}, \quad (100)$$

$$R_i = \frac{\text{Re}(Y_{11})}{(\text{Im}(Y_{11}) - \omega C_{gd})^2 + (\text{Re}(Y_{11}))^2}, \quad (101)$$

$$\tau = \frac{1}{\omega} \arcsen \left(\frac{-\omega C_{gd} - \text{Im}(Y_{21}) - \omega C_{gs} R_i \text{Re}(Y_{21})}{g_m} \right). \quad (102)$$

Éstas ecuaciones a diferencia de las propuestas por Dambrine *et. al.* [1988], son válidas para todo el intervalo de frecuencias y por lo tanto permiten extracciones de circuito eléctrico equivalente más confiables. Además Berrot y Bosch [Berroth y Bosch, 1991] proponen una resistencia R_{gd} en serie con C_{gd} , para hacer simétrico al transistor, sobre todo en la región óhmica. Las ecuaciones resultantes se muestran a continuación:

$$g_{ds} = \text{Re}(Y_{22} + Y_{12}) , \quad (103)$$

$$g_m = \sqrt{((\text{Re}(Y_{21} - Y_{12}))^2 + (\text{Im}(Y_{21} - Y_{12}))^2)(1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2)} , \quad (104)$$

$$C_{gd} = \frac{-\text{Im}(Y_{12})}{\omega} \left[1 + \frac{\text{Re}(Y_{11} + Y_{12})^2}{\text{Im}(Y_{11} + Y_{12})^2} \right] , \quad (105)$$

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}(Y_{11} + Y_{12})}{\omega} \left(1 + \frac{(\text{Re}(Y_{11} + Y_{12}))^2}{(\text{Im}(Y_{11} + Y_{12}))^2} \right) , \quad (106)$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}(Y_{22} + Y_{12})}{\omega} , \quad (107)$$

$$R_i = \frac{\text{Re}(Y_{11} + Y_{12})}{\text{Im}(Y_{11} + Y_{12})\omega C_{gs}} , \quad (108)$$

$$\tau = \frac{1}{\omega} \arcsen \left(\frac{\text{Im}(Y_{12} - Y_{21}) - \omega C_{gs} R_i \text{Re}(Y_{21} - Y_{12})}{g_m} \right) , \quad (109)$$

$$R_{gd} = \frac{\text{Re}(Y_{12})}{\omega C_{gd} \text{Im}(Y_{12})} . \quad (110)$$

Una vez que se tienen todos los elementos, extrínsecos e intrínsecos, se procede a evaluar el modelo de circuito obtenido. Para esto se simula el circuito obtenido y se obtienen los parámetros S , comparandolos con los parámetros S medidos. Si los dos modelos producen parámetros iguales o muy similares, se puede decir que el modelado tuvo éxito. Sin embargo, si estos datos no son muy similares es posible que el error radique en la extracción de los elementos parásitos, ya que una mala extracción en estos elementos provocan que se obtengan elementos intrínsecos dispersivos, en otras palabras, los elementos intrínsecos se comportarían como si estuvieran en función de la frecuencia. A continuación se presentan los resultados obtenidos para los transistores estudiados.

III.7.- Validación de la extracción de los elementos parásitos a partir del modelo obtenido.

En ésta sección se presentan los elementos intrínsecos extraídos utilizando los elementos parásitos calculados en la sección III.4.

Los elementos parásitos son extraídos mediante las técnicas de Reynoso-Hernández *et. al.* [1996] y la técnica propuesta. Posteriormente se obtienen los elementos intrínsecos con las ecuaciones propuestas por Berroth y Bosch [1991] y se realiza una comparación de los parámetros del circuito eléctrico equivalente obtenido y los parámetros medidos para la validación del modelo.

**III.7.1.- Resultados obtenidos para el transistor PHEMT GaAs
F4X25 de $1/4 \mu\text{m}$ de longitud de compuerta (de 4 dedos).
Punto de polarización : $V_{gs} = 0 \text{ V}$, $V_{ds} = 3 \text{ V}$.**

**III.7.1.1.- Resultados obtenidos aplicando las técnicas de
Reynoso y el método propuesto.**

Para obtener los elementos intrínsecos se realiza el “de-embedding” de los elementos parásitos obtenidos por las técnicas de Reynoso-Hernández *et. al.* [1996] y se aplican las ecuaciones de Berroth y Bosch [1990]. Para el método propuesto en este trabajo de tesis se considera el transistor simétrico (cuando $R_{gd} < 0$ se toma como cero) y se aplican las ecuaciones de Berroth y Bosch [1991] y se obtienen los elementos intrínsecos mostrados en la tabla XVIII:

Tabla XVIII.- Elementos intrínsecos extraídos para el PHEMT de $1/4\mu\text{m}$.

Elemento	Método clásico	Método Propuesto
$C_{gs} \text{ (fF)}$	114.1	114.86
$C_{gd} \text{ (fF)}$	10.7	10.8
$C_{ds} \text{ (fF)}$	8.3	8.32
$R_i \text{ (} \Omega \text{)}$	1.8	1.85
$R_{gd} \text{ (} \Omega \text{)}$	0	0
$g_{ds} \text{ (mS)}$	2.4	2.5
$g_m \text{ (mS)}$	45.3	45.5
$\text{Tau} - \tau - \text{ (ps)}$	0.54	0.55

En las gráficas 65, 66, 67, 68 y 69 se muestran los elementos intrínsecos, la comparación de los parámetros S medidos y calculados así como el porcentaje de error obtenido al aplicar las técnicas clásicas.

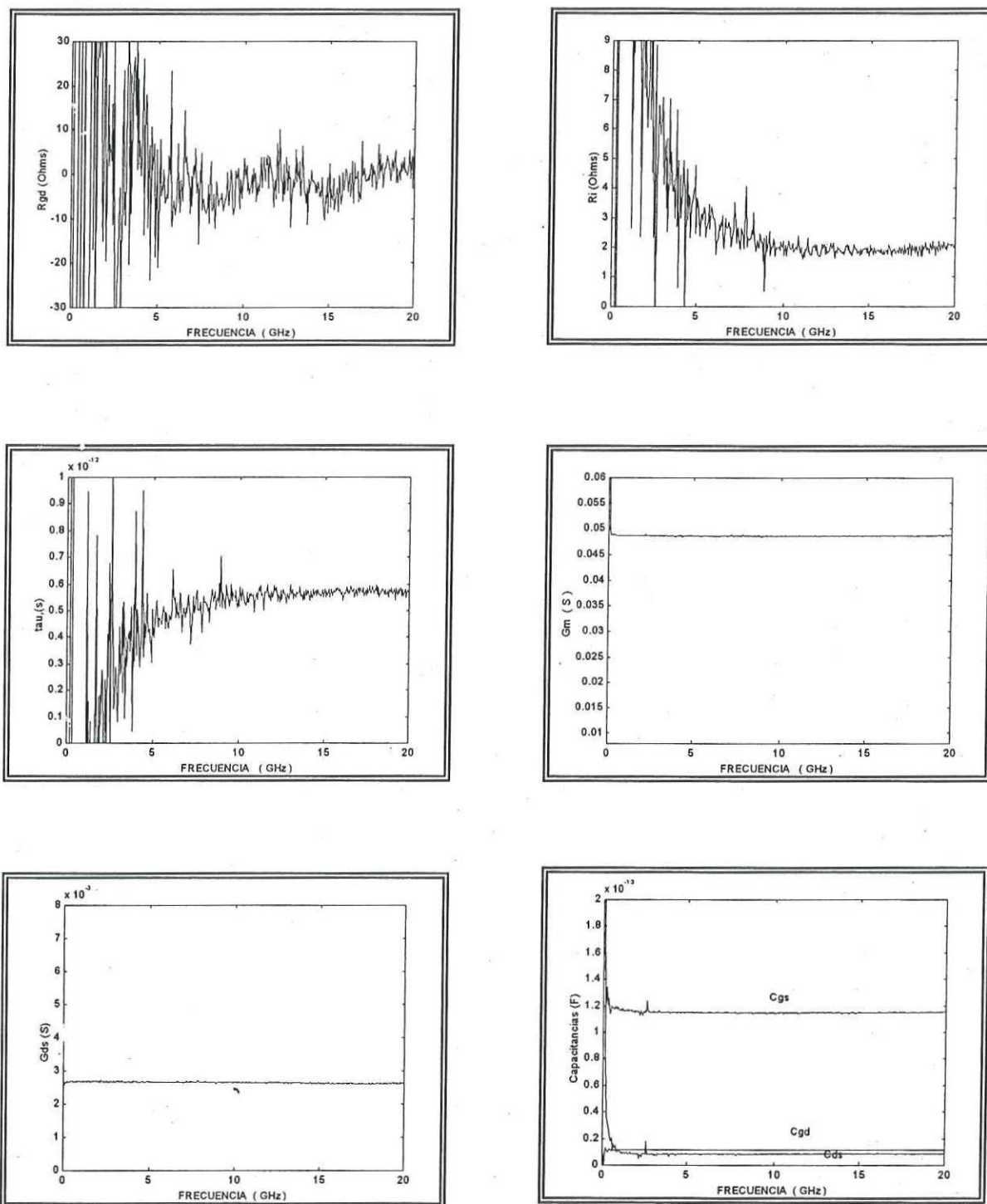


Fig. 65.- Elementos intrínsecos obtenidos con las técnicas clásicas, en función de la frecuencia.

Una manera de comprobar que la extracción es correcta, es la comparación de los parámetros S obtenidos con el modelo, con los parámetros S obtenidos de la medición.

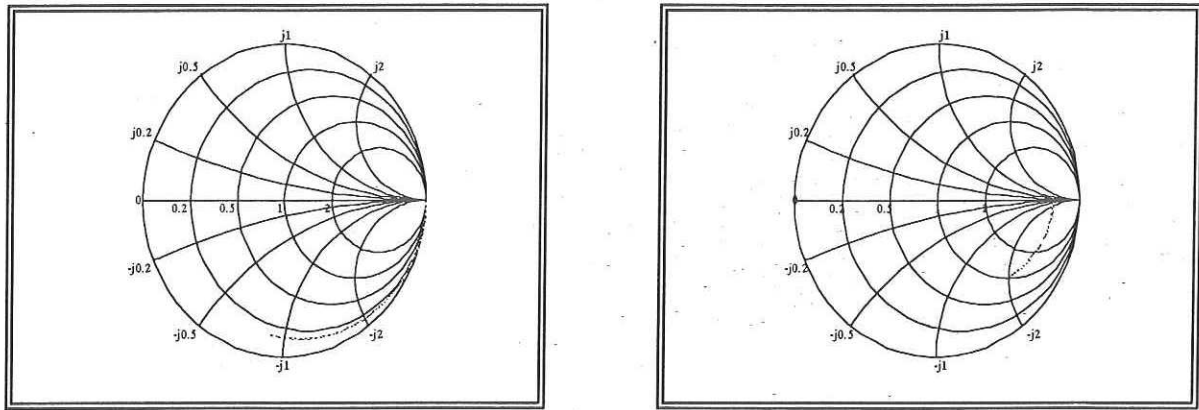


Fig. 66.- Parámetros S_{11} y S_{22} medidos (- verde) y calculados (. . rojo).

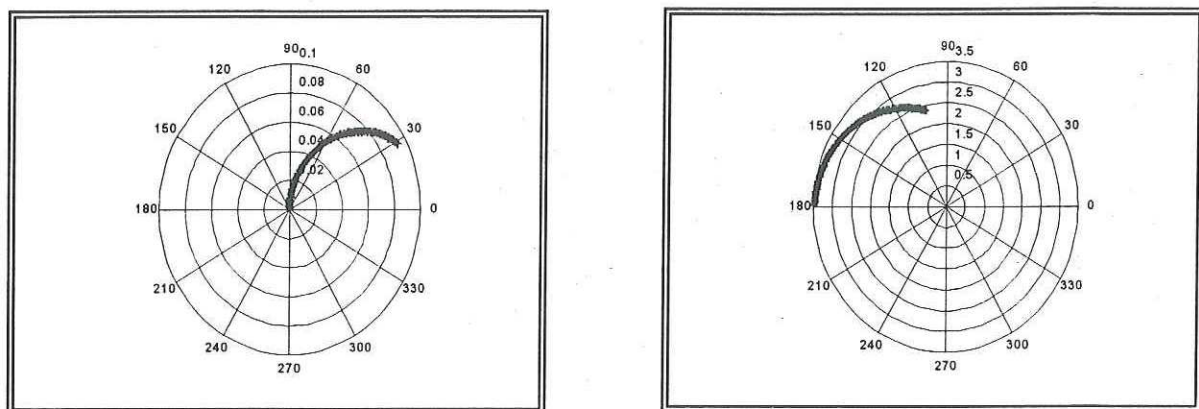


Fig. 67.- Parámetros S_{12} y S_{21} medidos (+rojo) y calculados (-azul).

De las gráficas 66 y 67 se puede observar que la diferencia es muy pequeña entre los parámetros S medidos y calculados. El porcentaje de error es muy pequeño, y esto implica que el circuito eléctrico equivalente obtenido ajusta muy bien a los parámetros medidos. Las gráficas de error porcentual se presentan en las figuras 68 y 69.

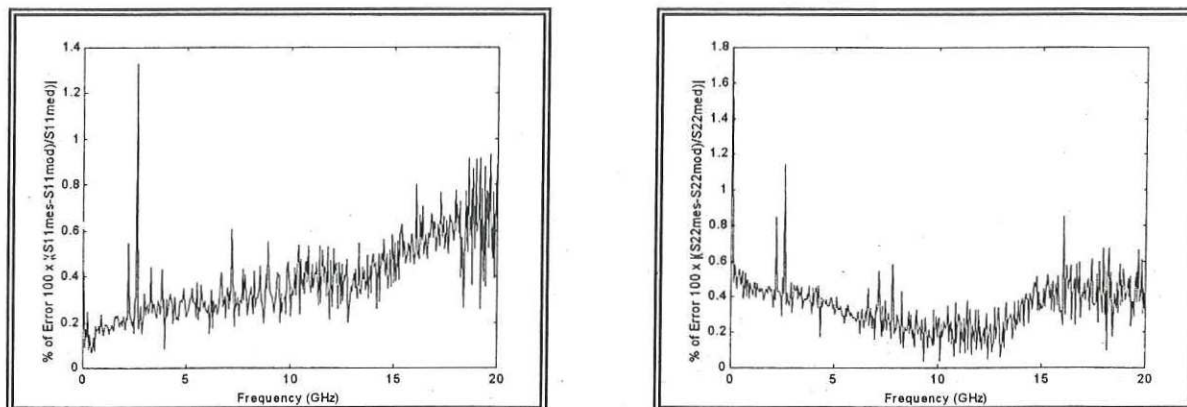


Fig. 68 - Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia.

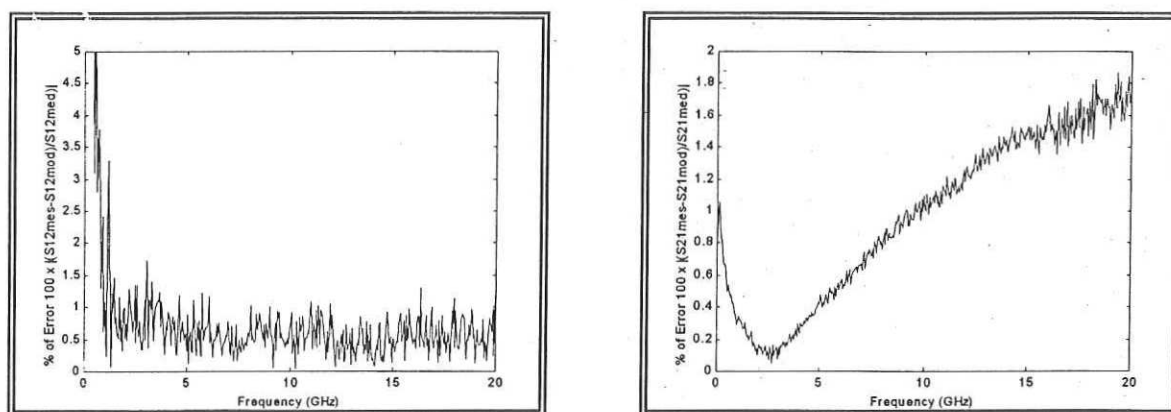


Fig. 69.- Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia.

En las gráficas 70, 71, 72, 73 y 74 se muestran los elementos intrínsecos, la comparación de parámetros S , medidos y modelados y el error porcentual que resulta al aplicar el método propuesto.

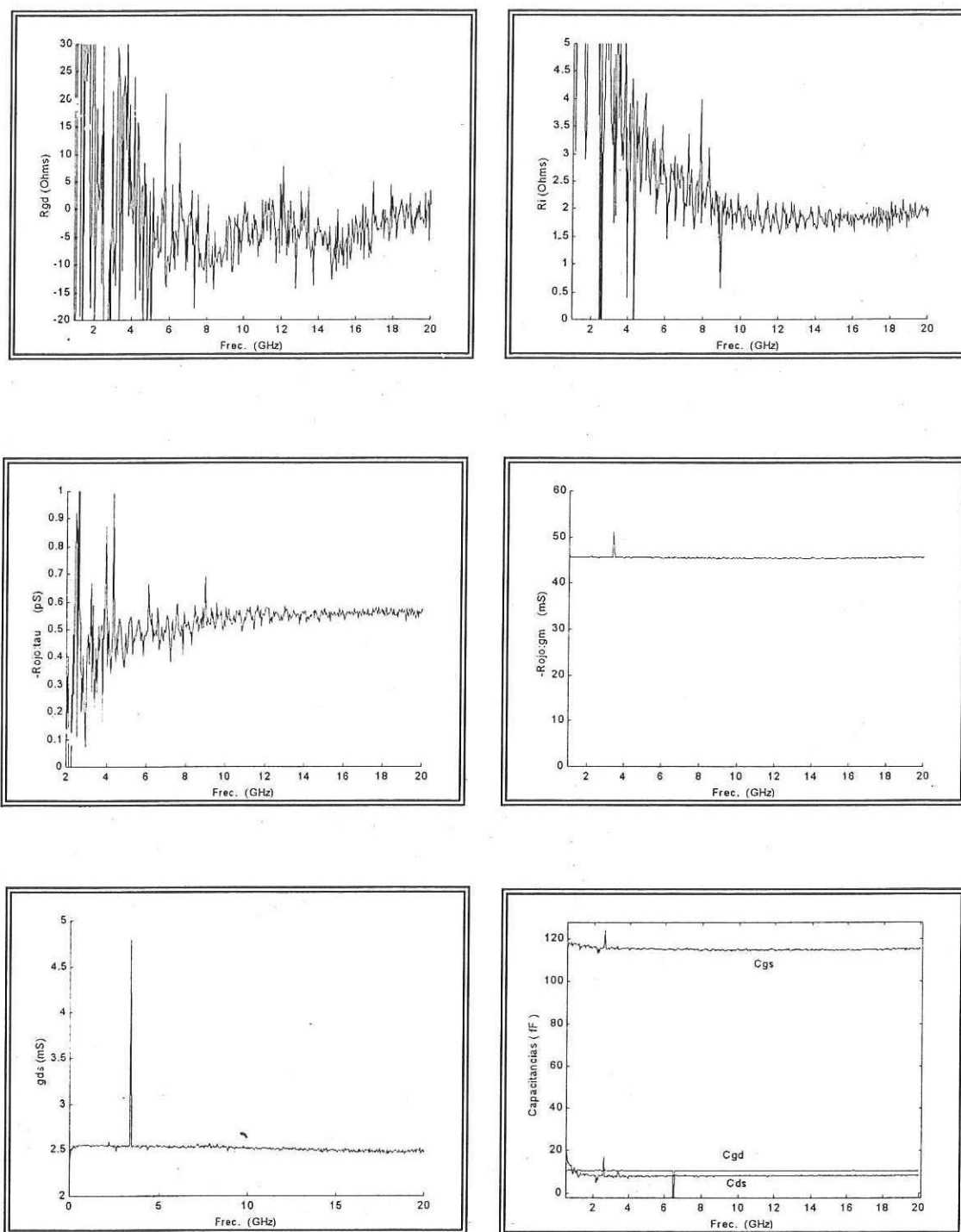


Fig. 70.- Elementos intrínsecos obtenidos en función de la frecuencia aplicando las técnicas propuestas.

Para la validación del modelo se comparan los parámetros S medidos y los calculados, éstas gráficas se muestran en las figuras 71 y 72.

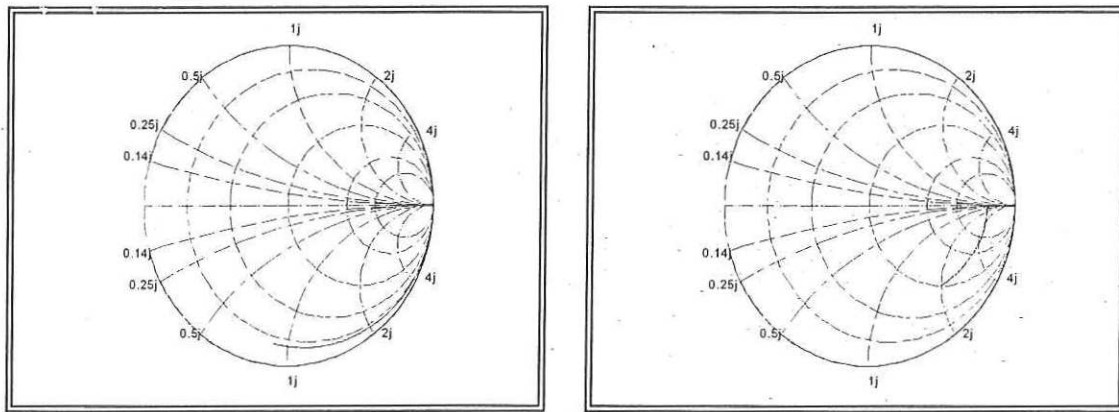


Fig. 71.- Parámetros S_{11} y S_{22} medidos (-azul) y calculados (--rojo).

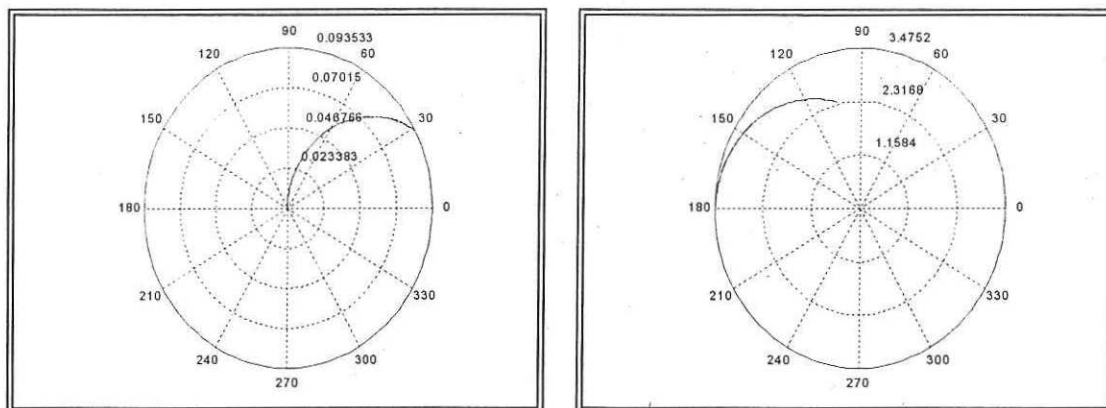


Fig. 72.- Parámetros S_{12} y S_{21} medidos (-azul) calculados (--rojo).

Las figuras 71 y 72 nos muestran el gran ajuste que existe entre los datos del modelo y los datos medidos, y esto se debe a una buena extracción de los elementos parásitos. La diferencia entre ambos datos es muy pequeña, por lo que

el error porcentual entre ambos es menor al 1%, como se muestra en las gráficas 73 y 74.

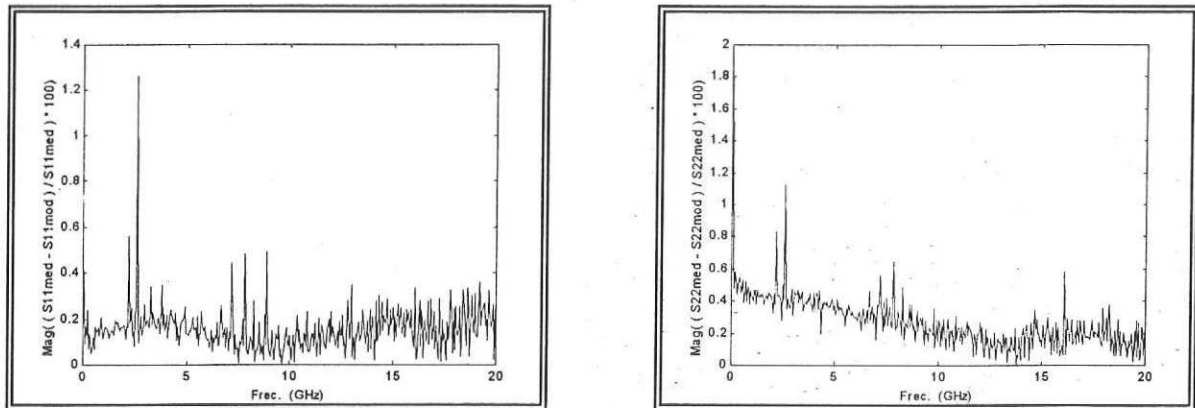


Fig. 73.- Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia.

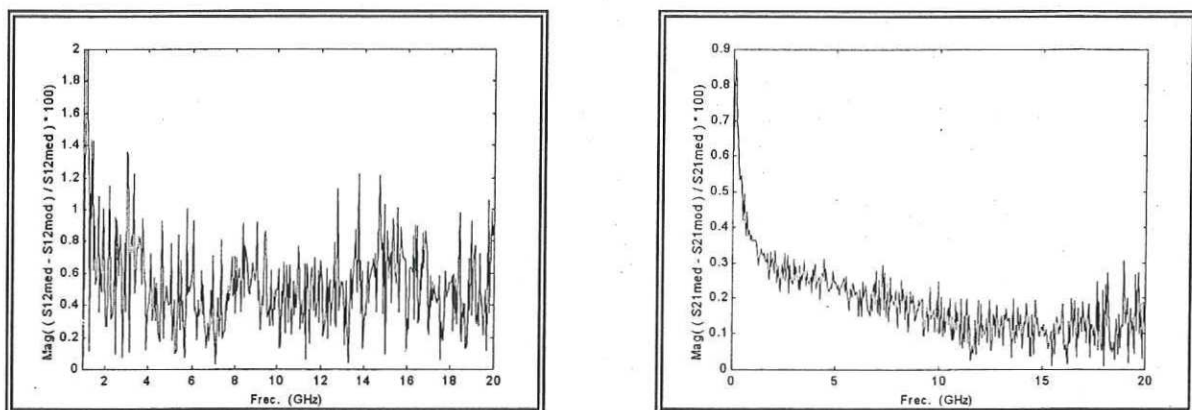


Fig. 74.- Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia.

En este transistor la diferencia entre los elementos intrínsecos extraídos con ambos métodos es mínima, y esto se debe a que los elementos parásitos son muy similares. El error porcentual es menor al 10%, lo cual indica que el circuito eléctrico equivalente extraído es bueno, validando con esto el método propuesto.

**III.7.2.-Resultados obtenidos para el transistor PHEMT GaAs
F4X25 de $1/2 \mu\text{m}$ de longitud de compuerta (4 dedos).
Punto de polarización : $V_{gs} = 0 \text{ V}$, $V_{ds} = 3 \text{ V}$.**

**III.7.2.1.- Resultados obtenidos aplicando las técnicas de
Reynoso y el método propuesto**

Para obtener los elementos intrínsecos de este transistor se siguió el mismo procedimiento que para el transistor anterior. Los elementos intrínsecos obtenidos se muestran en la tabla XIX:

Tabla XIX.- Elementos intrínsecos extraídos para el PHEMT de $1/2\mu\text{m}$.

Elemento	Método clásico	Método Propuesto
$C_{gs} \text{ (fF)}$	197.01	198.94
$C_{gd} \text{ (fF)}$	17.79	17.62
$C_{ds} \text{ (fF)}$	2.53	2.1
$R_i \text{ (} \Omega \text{)}$	6.16	5.8
$R_{gd} \text{ (} \Omega \text{)}$	0	0
$g_{ds} \text{ (mS)}$	1.36	1.4
$g_m \text{ (mS)}$	39.23	39.5
$\text{Tau} - \tau - \text{ (ps)}$	1.44	1.4

En las figuras 75, 76, 77, 78 y 79 se muestran los elementos intrínsecos, la comparación de parámetros S, medidos y calculados, así como el porcentaje de error que resulta de comparar el modelo obtenido con los parámetros medidos. Estos resultados se obtuvieron al aplicar los métodos clásicos.

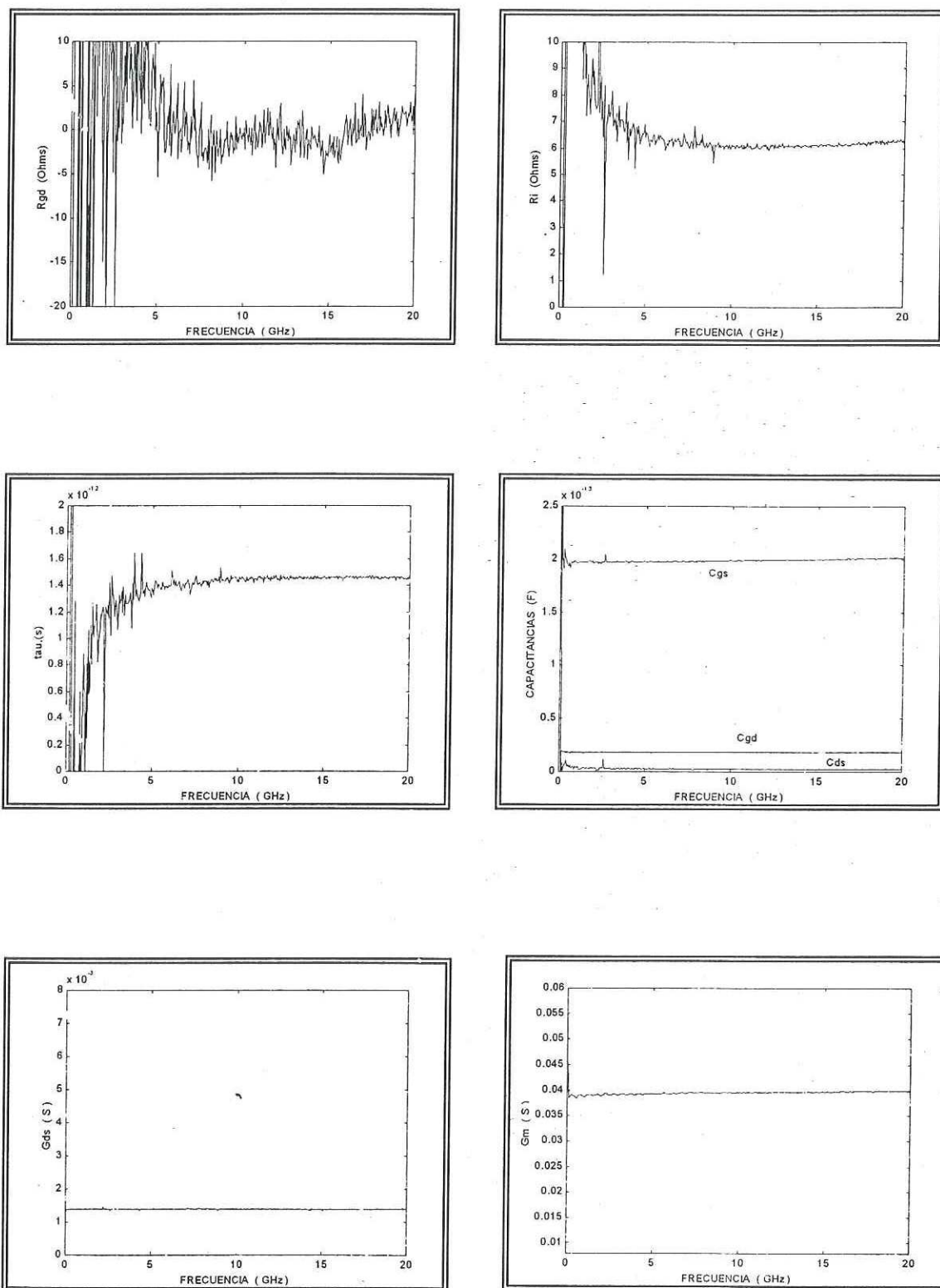


Fig. 75.- Elementos intrínsecos extraídos mediante los métodos clásicos en función de la frecuencia.

En las figuras 76 y 77 se muestran las comparaciones entre los parámetros S del modelo obtenido con los parámetros S medidos.

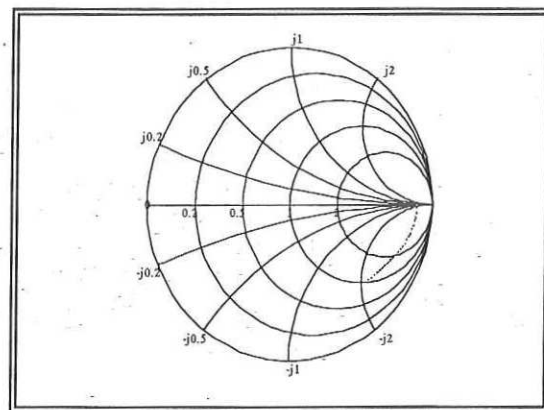
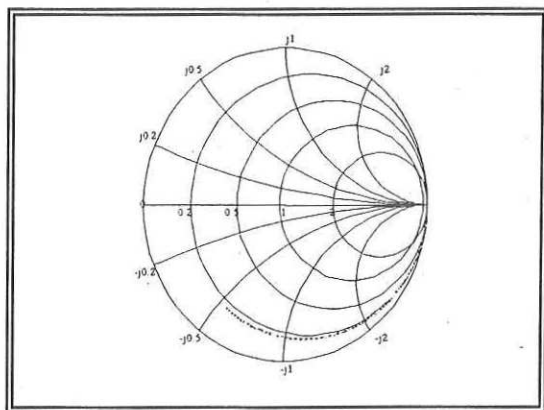


Fig. 76.- Parámetros S_{11} y S_{22} medidos (-verde) calculados (..rojo).

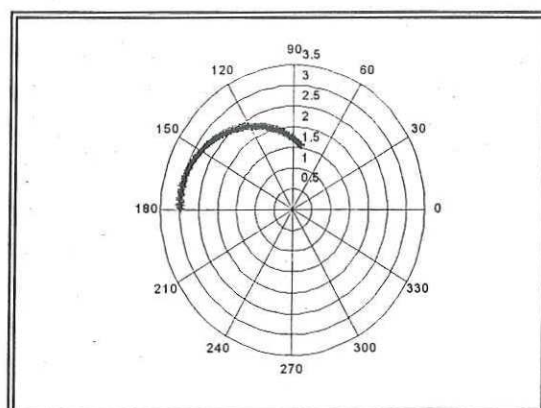
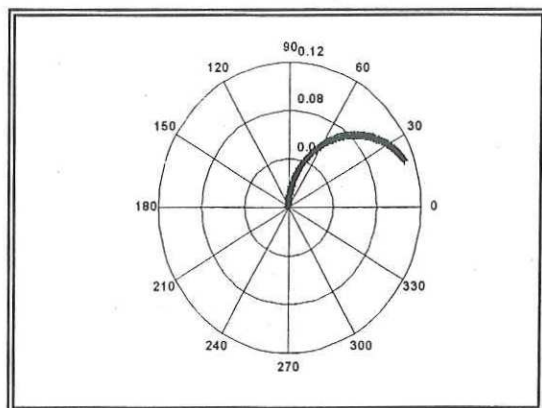


Fig. 77.- Parámetros S_{12} y S_{21} medidos (+rojo) calculados (-azul).

En las figuras 76 y 77 se observa que el modelo ajusta muy bien a los datos medidos. A continuación se muestran, en las figuras 78 y 79, las gráficas de error porcentual, donde se puede apreciar que el error es muy pequeño.

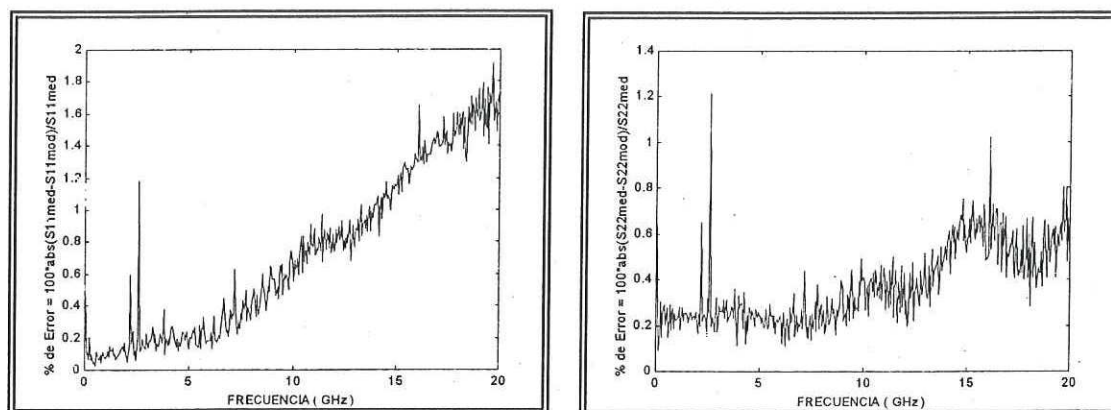


Fig. 78.- Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia.

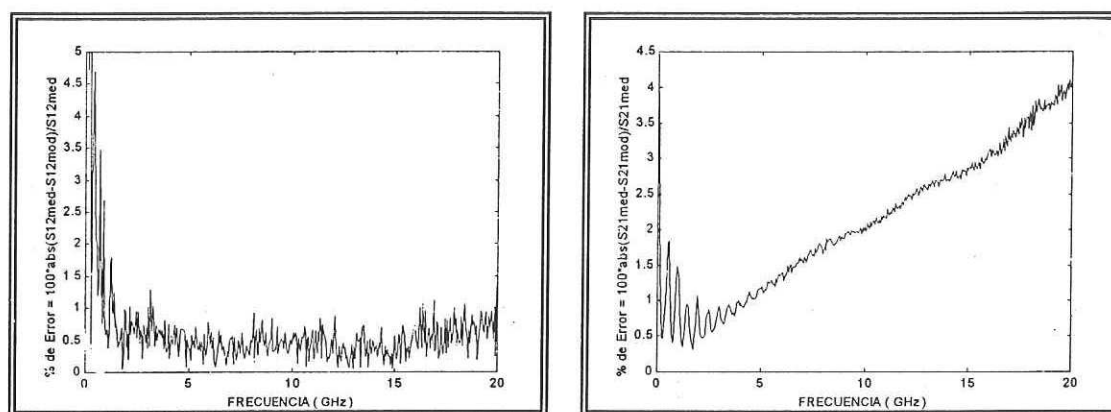


Fig. 79.- Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia.

En las figuras 80, 81, 82, 83 y 84 se muestran los resultados obtenidos aplicando los métodos propuestos. Se muestran los elementos intrínsecos obtenidos en función de la frecuencia. Asimismo se presenta una comparación entre los parámetros S obtenidos con el modelo propuesto y los obtenidos de mediciones.

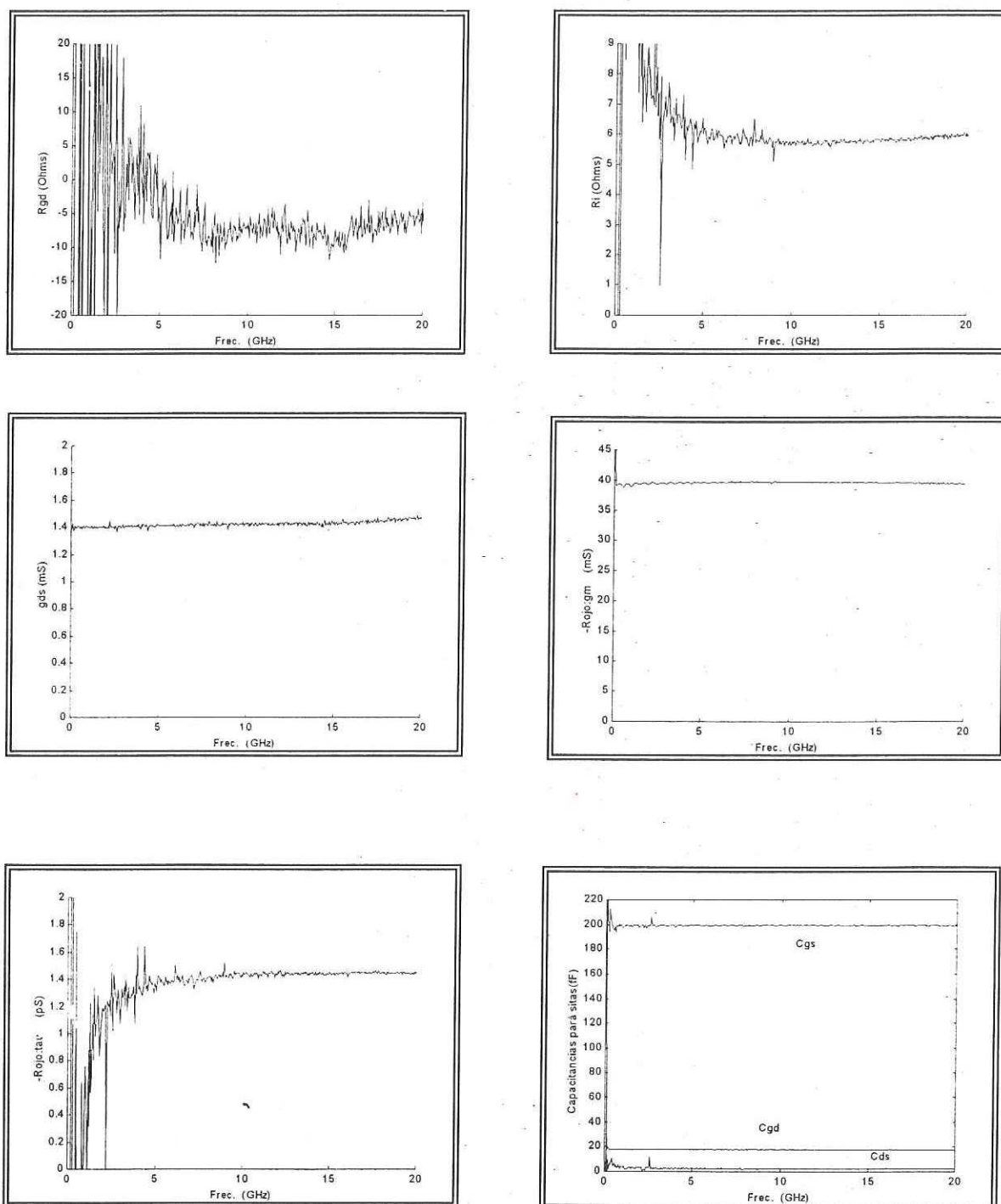


Fig. 80.- Elementos intrínsecos extraídos aplicando la técnica propuestas en función de la frecuencia.

Comparación de el circuito eléctrico equivalente obtenido y los datos medidos y gráficas de error porcentual.

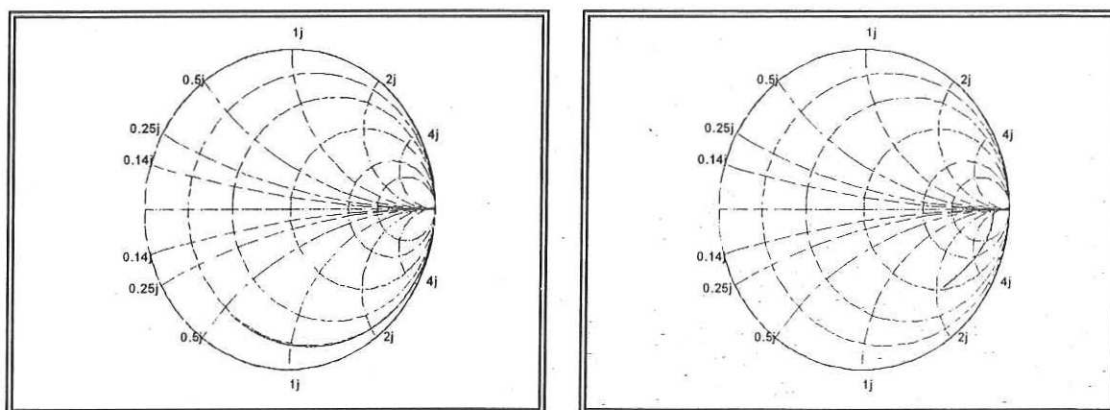


Fig. 81.- Parámetros S_{11} y S_{22} medidos (-azul) y calculados (--rojo).

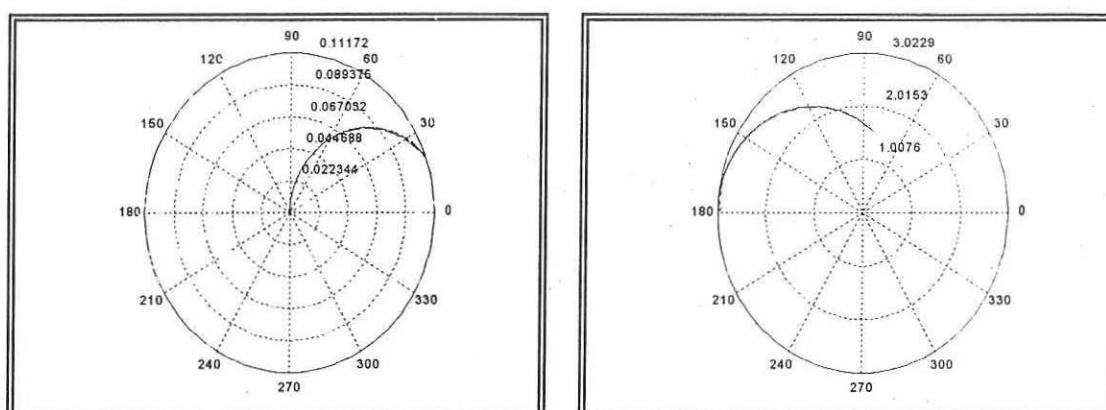


Fig. 82.- Parámetros S_{12} y S_{21} medidos (-azul) y calculados (--rojo).

En las gráficas 81 y 82 se observa un buen ajuste del modelo a los datos medidos, resultado de una extracción aceptable. En las figuras 83 y 84 se puede apreciar el porcentaje de error, el cual es pequeño, debido a que logró un buen ajuste.

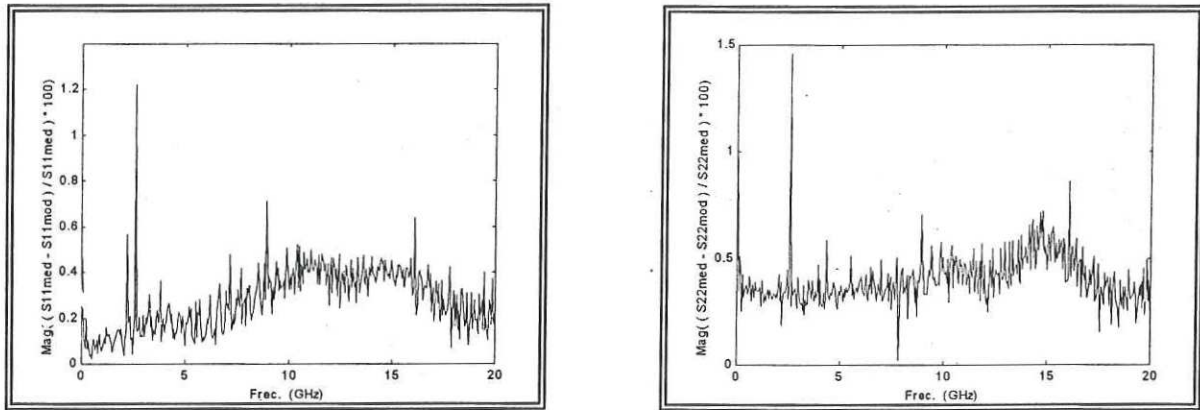


Fig. 83.- Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia.

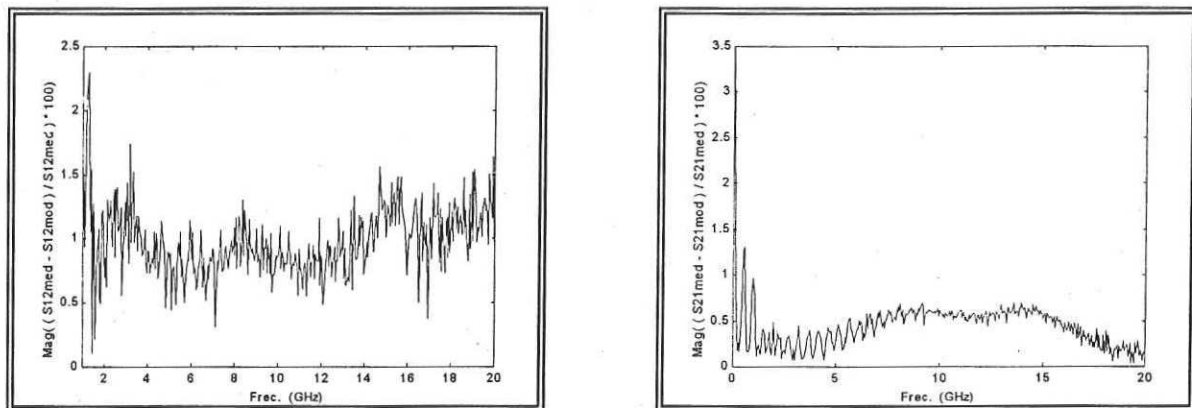


Fig. 84.- Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia.

Los elementos parásitos calculados con los métodos clásicos son similares a los elementos obtenidos por la técnica propuesta, pero no tan similares como los del transistor anterior que tiene una longitud de compuerta de $1/4 \mu\text{m}$, donde en las resistencias la pequeña diferencia se atribuye al valor de R_{ch} , mientras que en las inductancias la diferencia radica principalmente en L_g . Sin embargo, los errores mostrados son pequeños, lo cual muestra que para este rango de frecuencias, el modelo es válido.

III.7.3.- Resultados obtenidos para el transistor PHEMT GaAs F4X25 de 1 μm de longitud de compuerta (4 dedos).
Punto de polarización : $V_{gs} = 0 \text{ V}$, $V_{ds} = 3 \text{ V}$.

III.7.3.1.- Resultados obtenidos aplicando las técnicas de Reynoso y el método propuesto.

Para obtener los elementos intrínsecos para este transistor se siguió el mismo procedimiento que para el transistor anterior. Los elementos intrínsecos obtenidos se muestran en la tabla XX:

Tabla XX- Elementos intrínsecos extraídos para el PHEMT de 1 μm .

Elemento	Método clásico	Método Propuesto
$C_{gs} \text{ (fF)}$	470.54	487.94
$C_{gd} \text{ (fF)}$	19.12	18.6
$C_{ds} \text{ (fF)}$	-1.4	-0.58
$R_i \text{ (} \Omega \text{)}$	3.57	3.26
$R_{gd} \text{ (} \Omega \text{)}$	0	0
$g_{ds} \text{ (mS)}$	0.93	1.1
$g_m \text{ (mS)}$	44.37	45.7
$\text{Tau} - \tau - \text{ (ps)}$	2.56	2.54

En las figuras 85, 86, 87, 88 y 89 se muestran los elementos intrínsecos, la comparación de parámetros S, medidos y calculados, así como el porcentaje de error que resulta de comparar el modelo obtenido con los datos medidos. Estos resultados se obtuvieron al aplicar los métodos clásicos.

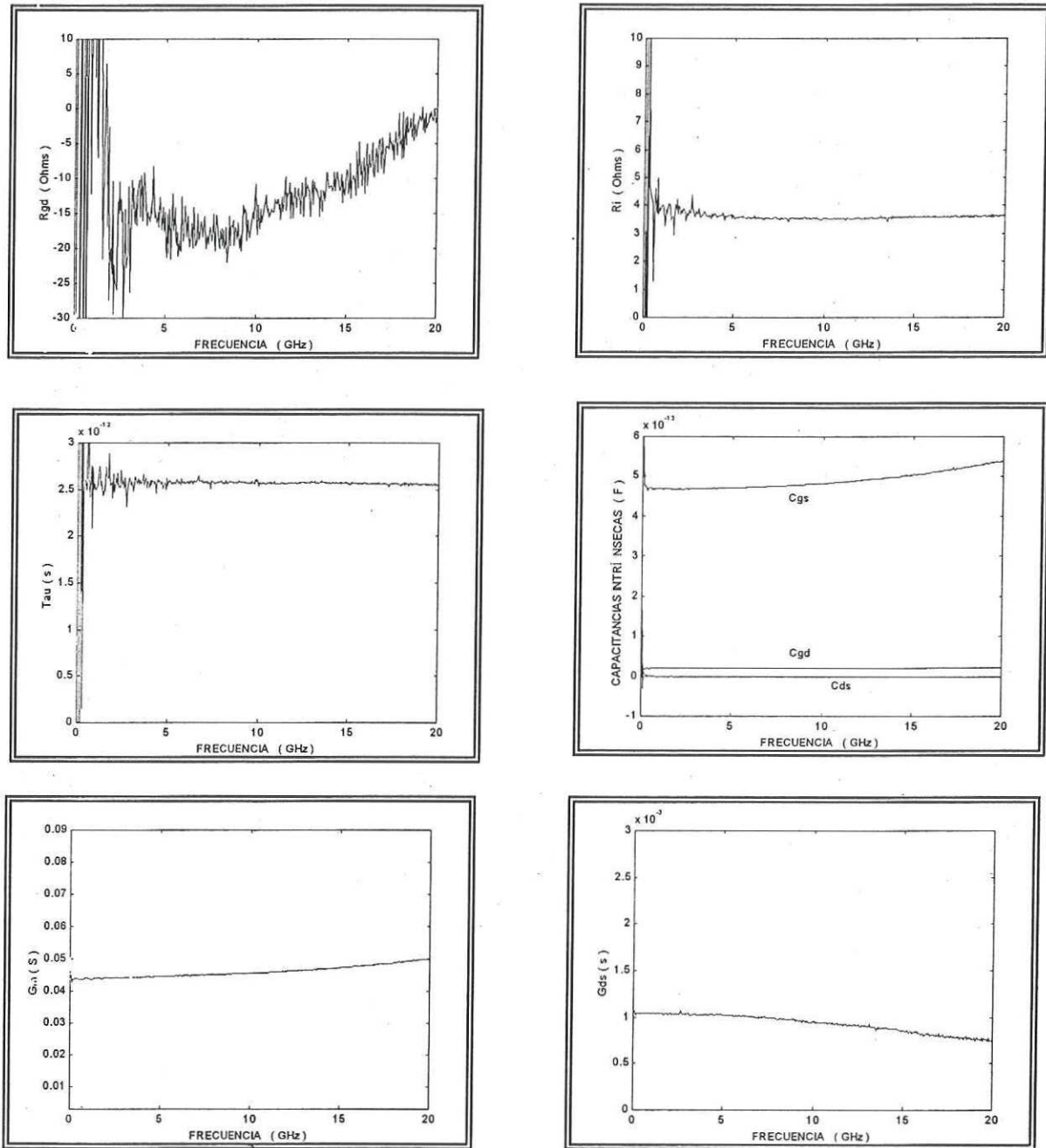


Fig. 85- Elementos intrínsecos extraídos en función de la frecuencia.

En la figura 85 se puede apreciar una dependencia de g_m a la frecuencia, pero el valor de C_{ds} es negativo, debido a un cálculo erróneo de alguno de los elementos parásitos. De aquí se muestra que C_{ds} es fuertemente dependiente del valor extraído

de C_{pd} . Para comprobar esto se repitió el análisis para $C_{pd}=30.4\text{fF}$ en vez de 34.4fF y se obtuvo un valor de $C_{ds}=3\text{fF}$. La tendencia de incrementar de C_{gs} y g_m se debe a un error en L_g , ya que al incrementar el valor de L_g de 29 a 40 pH, se observó una respuesta menos dispersiva o en otras palabras, independiente de la frecuencia. En las figuras 86 y 87 se muestran las comparaciones entre los parámetros S del modelo obtenido y los parámetros S medidos.

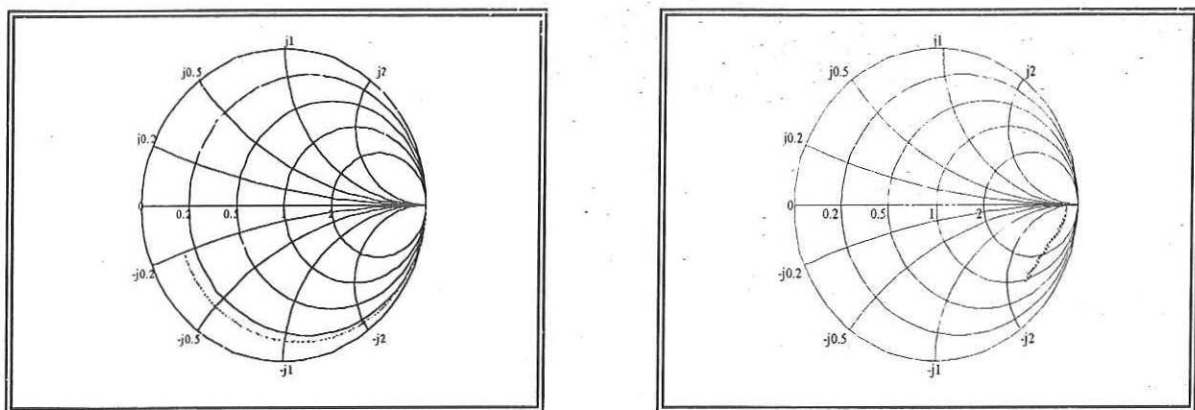


Fig. 86.- Parámetros S_{11} y S_{22} medidos (-verde) calculados (. rojo).

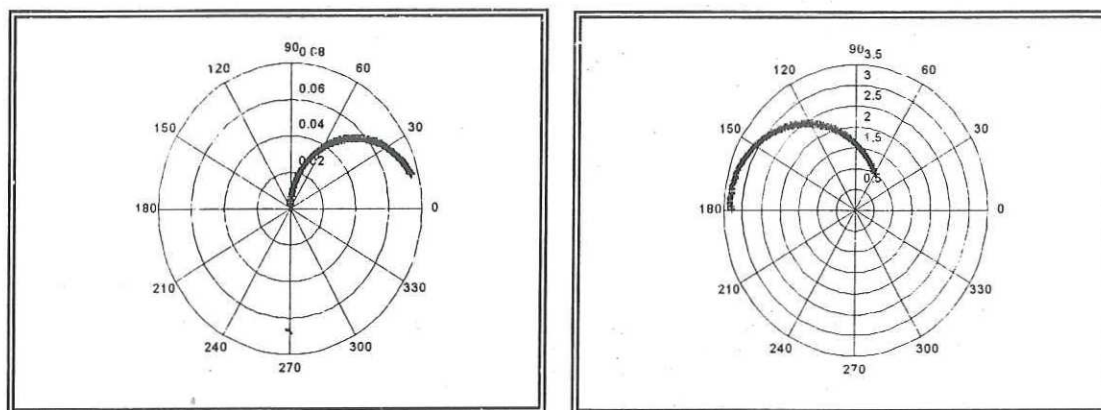


Fig. 87.- Parámetros S_{12} y S_{21} medidos (+rojo) calculados (-azul).

En las gráficas 86 y 87 se puede apreciar que los resultados del modelo ajustan en forma adecuada con los datos medidos. A continuación, en las gráficas

88 y 89 se muestra el porcentaje de error, donde se puede apreciar que el error no es tan pequeño como en los casos anteriores y esto presumiblemente debido al valor de L_g .

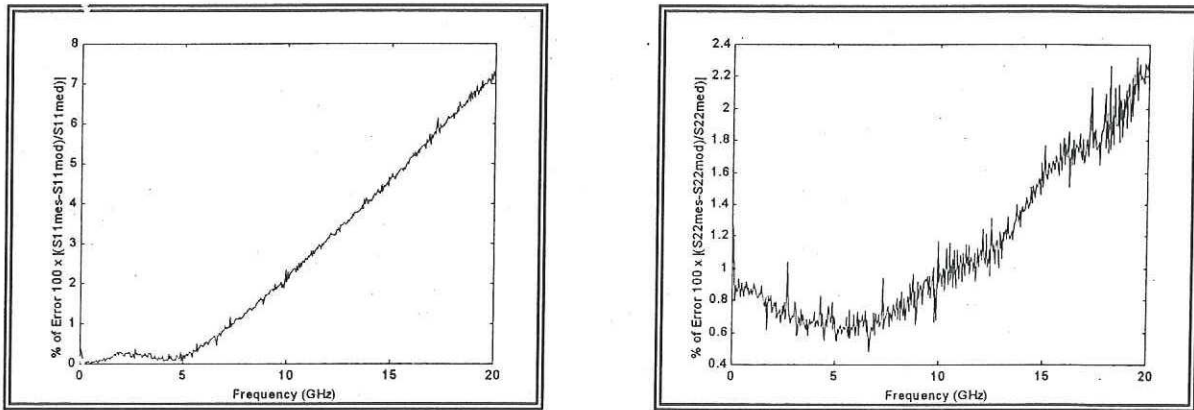


Fig. 88.- Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia.

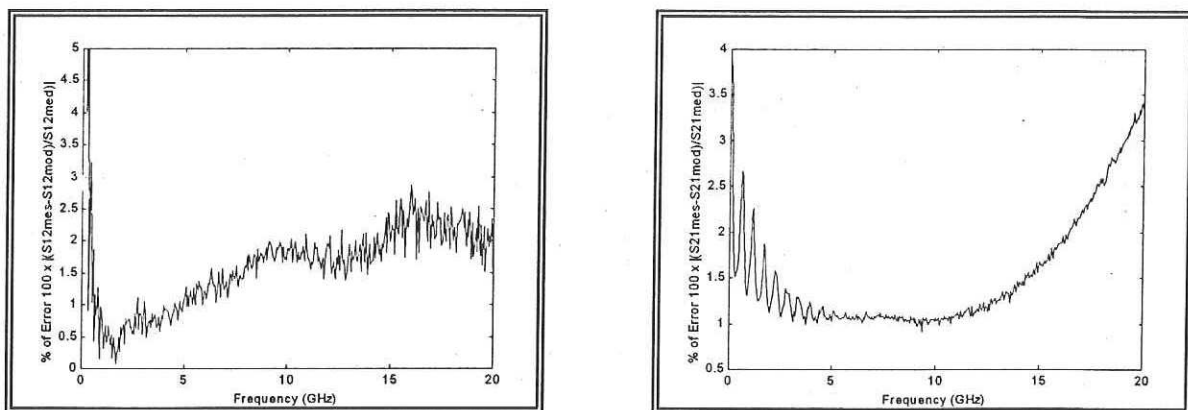


Fig. 89.- Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia.

El error se puede apreciar que es mayor en S_{11} que en los demás parámetros, donde se obtiene un error menor al 5%. Este error se atribuye principalmente a un error en el cálculo de alguno de los elementos reactivos, principalmente en L_g , ya que es la que tiene influencia en la parte imaginaria de S_{11} . El error se puede observar al comparar este parámetro en la parte real y en la parte imaginaria. Éstas

gráficas se muestran en la figura 90. Donde en la parte imaginaria se muestra una diferencia en altas frecuencias, que es donde la magnitud de las inductancias empieza a tener mayor peso.

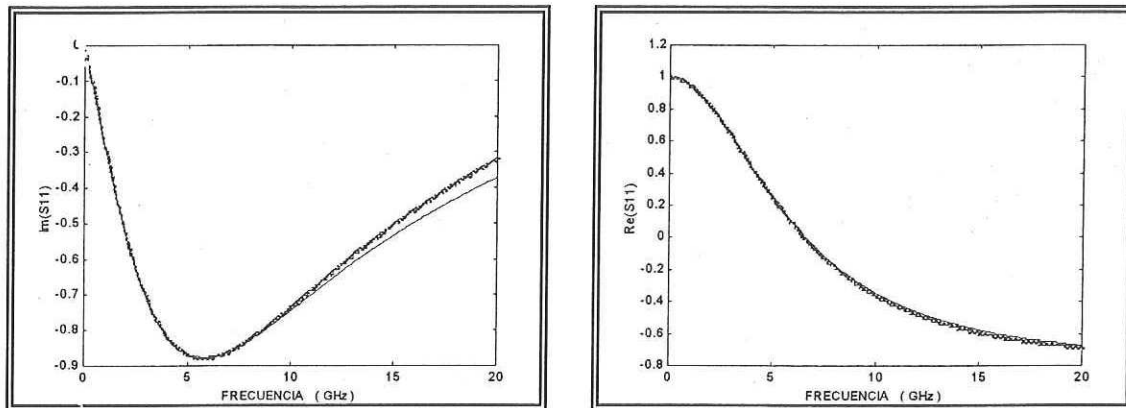


Fig. 90.- Error en $\text{Im}\{S_{11}\}$ y $\text{Re}\{S_{11}\}$ en función de la frecuencia.

En las figuras 91, 92, 93, 94 y 95 se presentan los resultados obtenidos utilizando las técnicas propuestas.

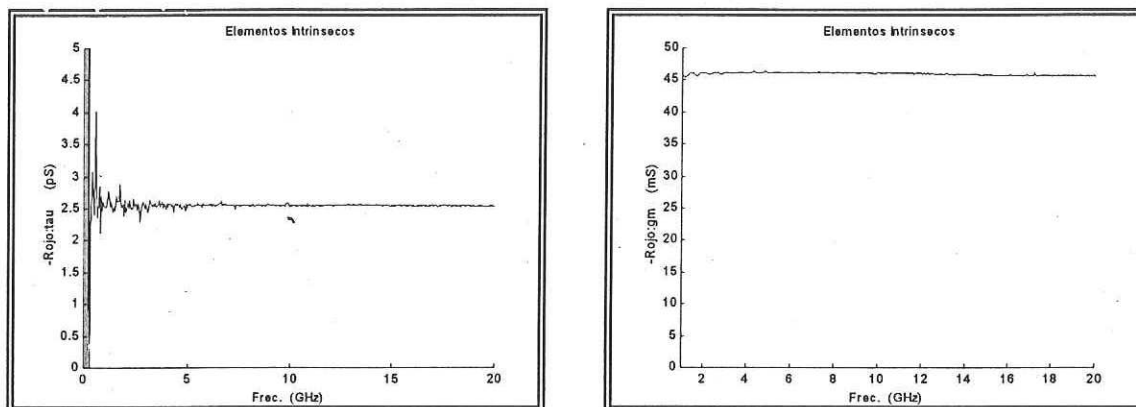


Fig. 91.- Elementos intrínsecos extraídos en función de la frecuencia utilizando las técnicas propuestas.

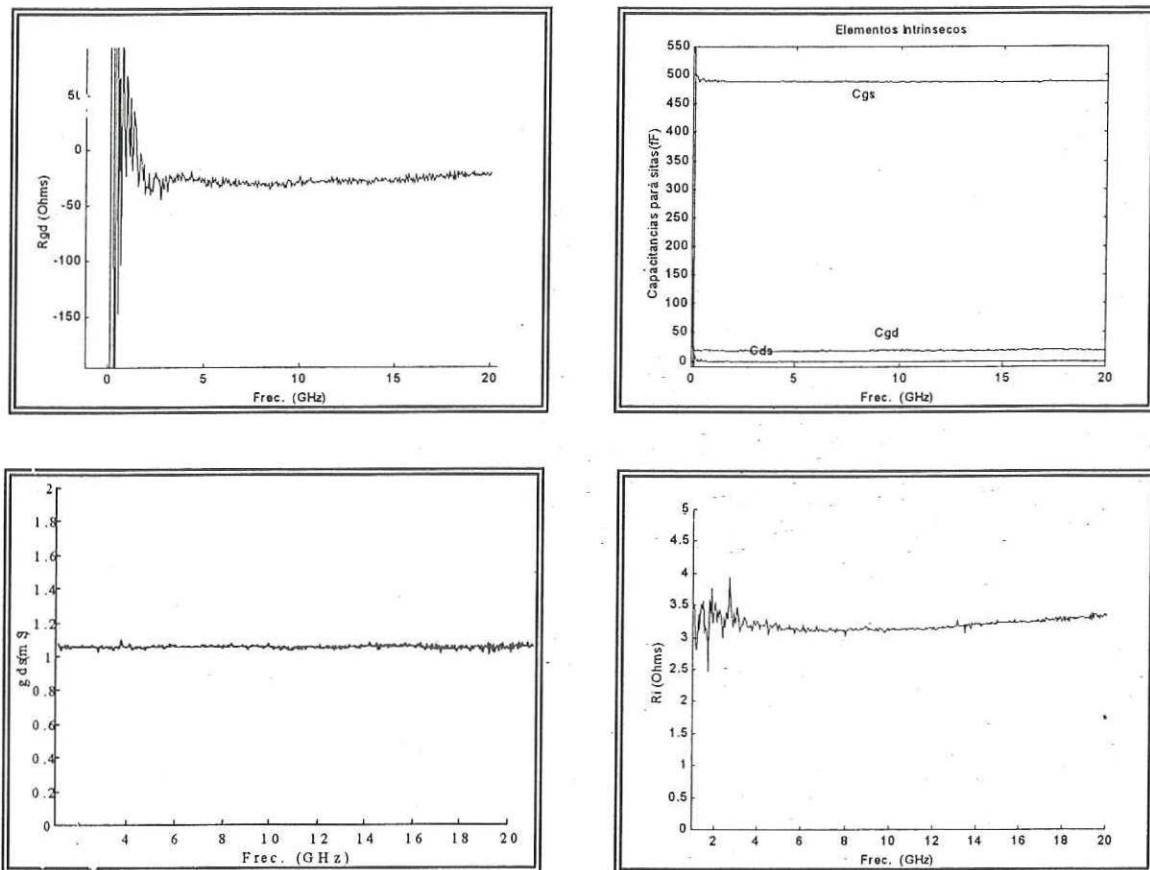


Fig. 91 -Cont.- Elementos intrínsecos extraídos en función de la frecuencia utilizando las técnicas propuestas.

En la figura 91 se puede apreciar que C_{gs} y g_m no presentan una dependencia con la frecuencia, debido a un valor más adecuado de L_g extraído.

En las gráficas 92 y 93 se hace la comparación del circuito eléctrico equivalente obtenido y los datos medidos, mientras que en las gráficas 94 y 95 se muestra el porcentaje de error obtenido.

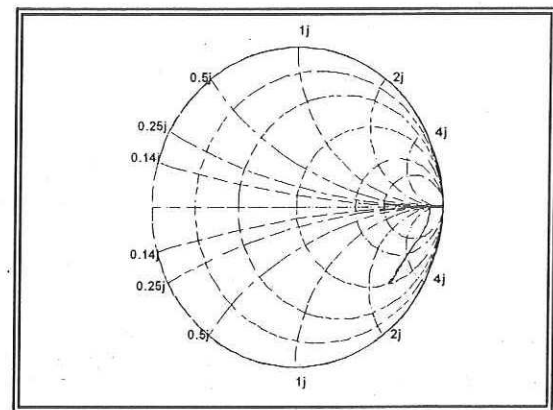
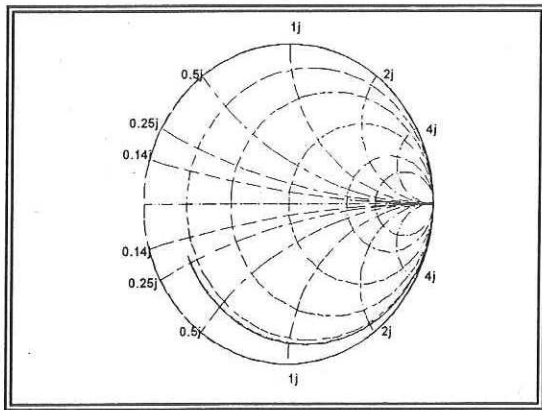


Fig. 92.- Parámetros S_{11} y S_{22} medidos (-azul) y calculados (--rojo).

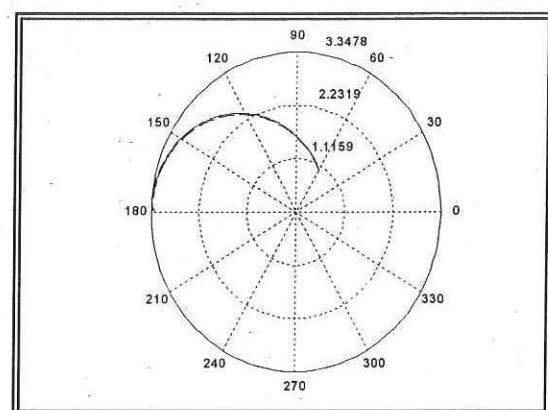
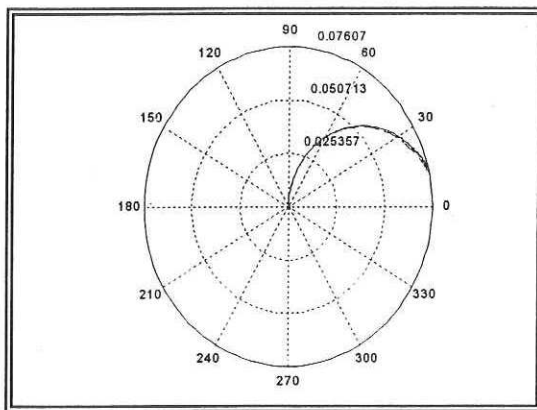


Fig. 93.- Parámetros S_{12} y S_{21} medidos (-azul) y calculados (--rojo).

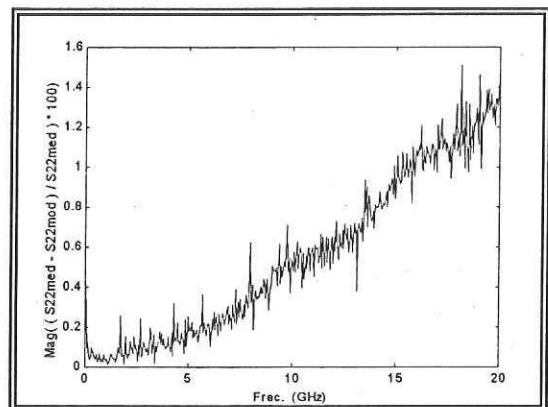
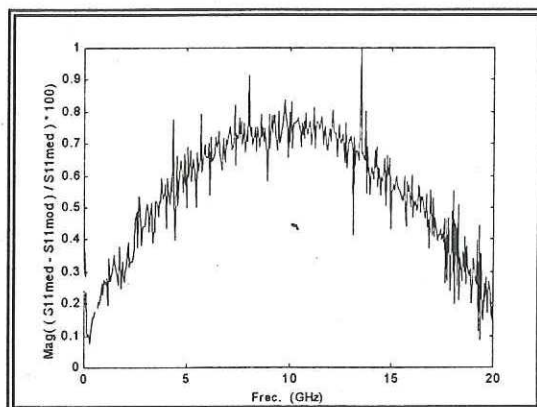


Fig. 94.- Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia.

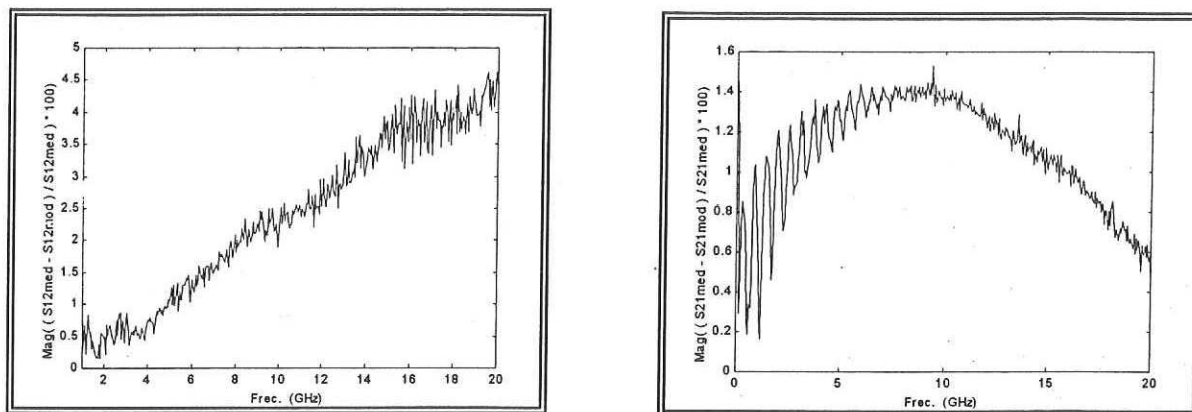


Fig. 95.- Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia.

Los elementos parásitos calculados con los métodos clásicos son similares a los elementos obtenidos por la técnica propuesta, a excepción de L_g , donde el método propuesto predice un valor de L_g mayor, y esto provoca un error menor al 5% en la comparación de los cuatro parámetros S.

A continuación se presentan los elementos intrínsecos extraídos para dos transistores MESFET en tecnología arseniuro de galio (GaAs).

III.7.4.- Resultados obtenidos para el transistor MESFET GaAs SG2X60 de $1/2\mu\text{m}$.

Punto de polarización : $V_{gs} = 0 \text{ V}$, $V_{ds} = 3 \text{ V}$.

III.7.4.1.- Resultados obtenidos aplicando las técnicas de Reynoso y el método propuesto.

Para obtener los elementos intrínsecos del transistor SG2X60, se siguió el mismo procedimiento que para el transistor F4X25 de $1/4\mu\text{m}$ en la longitud de compuerta. Los elementos intrínsecos obtenidos se muestran en la tabla XXI:

Tabla XXI.- Elementos intrínsecos extraídos para el MESFET SG2X60 de $1/2\mu\text{m}$.

Elemento	Método clásico	Método Propuesto
$C_{gs} \text{ (fF)}$	131.9	132.68
$C_{gd} \text{ (fF)}$	10.84	10.88
$C_{ds} \text{ (fF)}$	21.57	20.43
$R_i \text{ (} \Omega \text{)}$	4.44	2.05
$R_{gd} \text{ (} \Omega \text{)}$	0	48.32
$g_{ds} \text{ (mS)}$	2.81	2.6
$g_m \text{ (mS)}$	32.27	32.5
$\text{Tau } - \tau - \text{ (ps)}$	1.28	1.39

En las figuras 96, 97, 98, 99 y 100 se muestran los resultados obtenidos al aplicar los métodos clásicos.

En la figura 96 se muestran los elementos intrínsecos obtenidos.

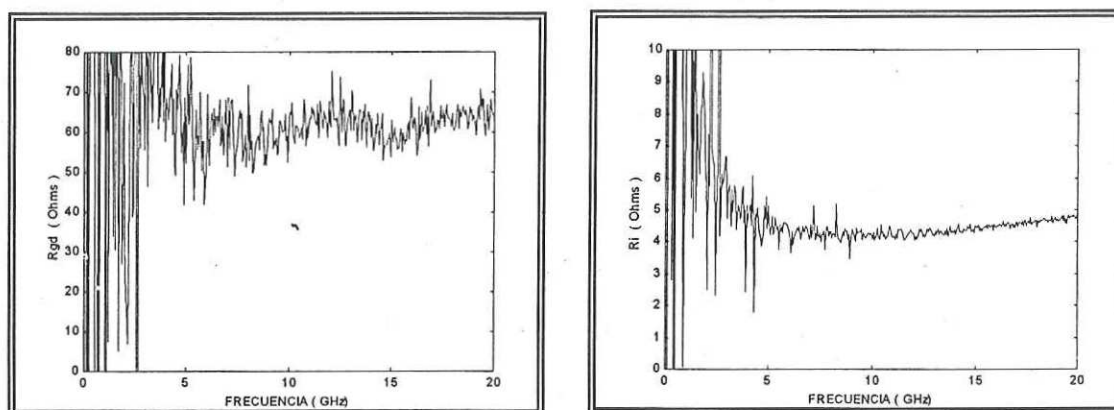


Fig. 96.- Elementos intrínsecos extraídos en función de la frecuencia aplicando los métodos clásicos.

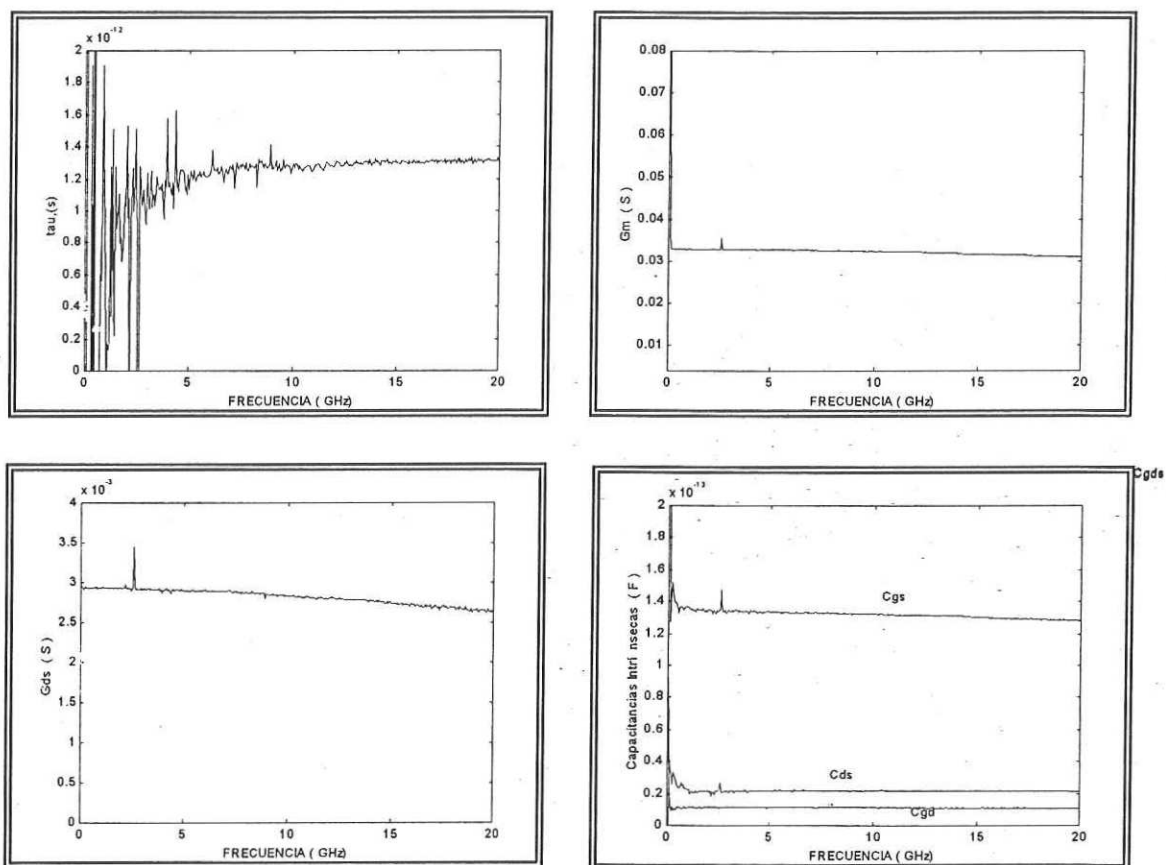


Fig. 96 -Cont.- Elementos intrínsecos extraídos en función de la frecuencia aplicando los métodos clásicos.

En las figuras 97 y 98 se muestran las comparaciones entre los parámetros S del modelo obtenido con los parámetros S medidos.

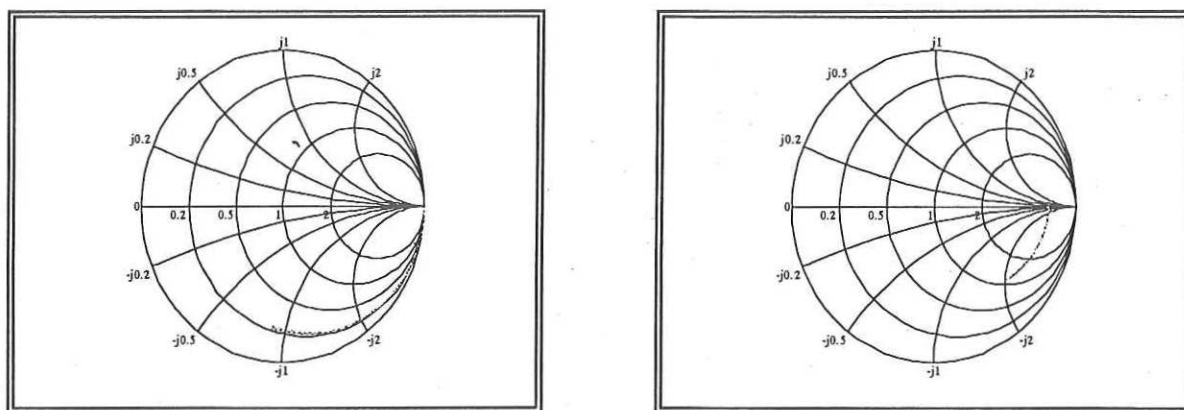


Fig. 97.- Parámetros S_{11} y S_{22} medidos (-verde) y calculados (..rojo).

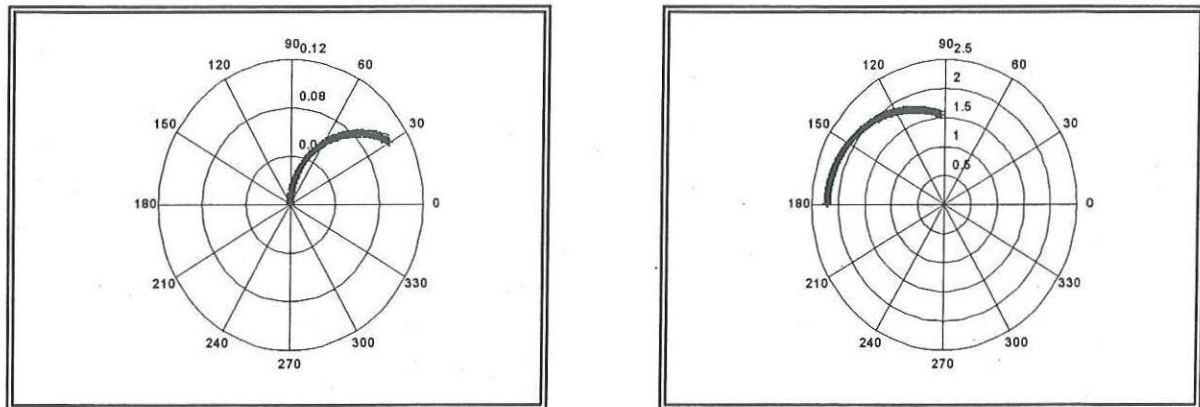


Fig. 98.- Parámetros S_{12} y S_{21} medidos (+rojo) y calculados (-azul)

En las figuras 97 y 98 se puede apreciar que el modelo ajusta en forma adecuada con los datos medidos, a continuación en las figuras 99 y 100, se muestran las gráficas del porcentaje de error, el cual no es tan pequeño como en los casos anteriores y esto presumiblemente debido a el valor de L_g .

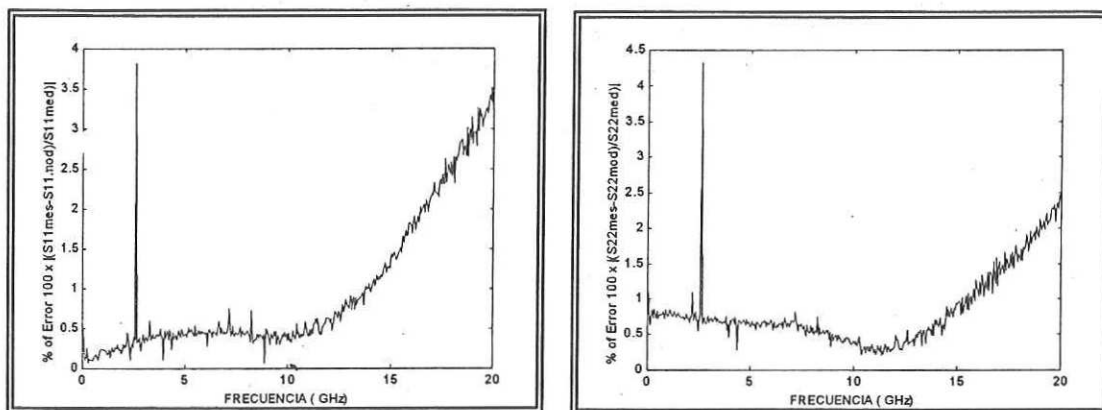


Fig. 99.- Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia.

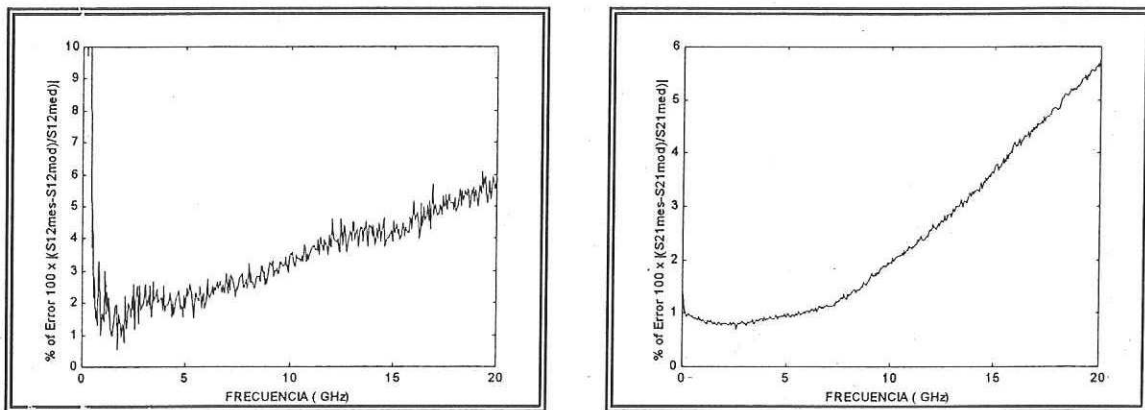


Fig. 100.- Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia.

El error se puede apreciar que es mayor en S_{21} que en los demás parámetros, alcanzando un valor de 6%.

También se puede apreciar un error que se incrementa en alta frecuencia. Éste error se atribuye principalmente a un error en el cálculo de alguno de los elementos reactivos, principalmente en L_g o L_s . Sin embargo al realizar una variación de los valores de los elementos parásitos no se obtuvo mejoría, por lo que si se requiriera se tendría que realizar una optimización de este modelo, tomando como valores iniciales los elementos obtenidos de ésta extracción.

A continuación se muestran los resultados obtenidos, para este transistor , al aplicar las técnicas propuestas.

En la figura 101 se presentan los elementos intrínsecos obtenidos, los cuales no presentan mucha dispersión en su comportamiento y los resultados son muy similares a los obtenidos con los métodos clásicos, lo que valida el método propuesto para este tipo de transistores.

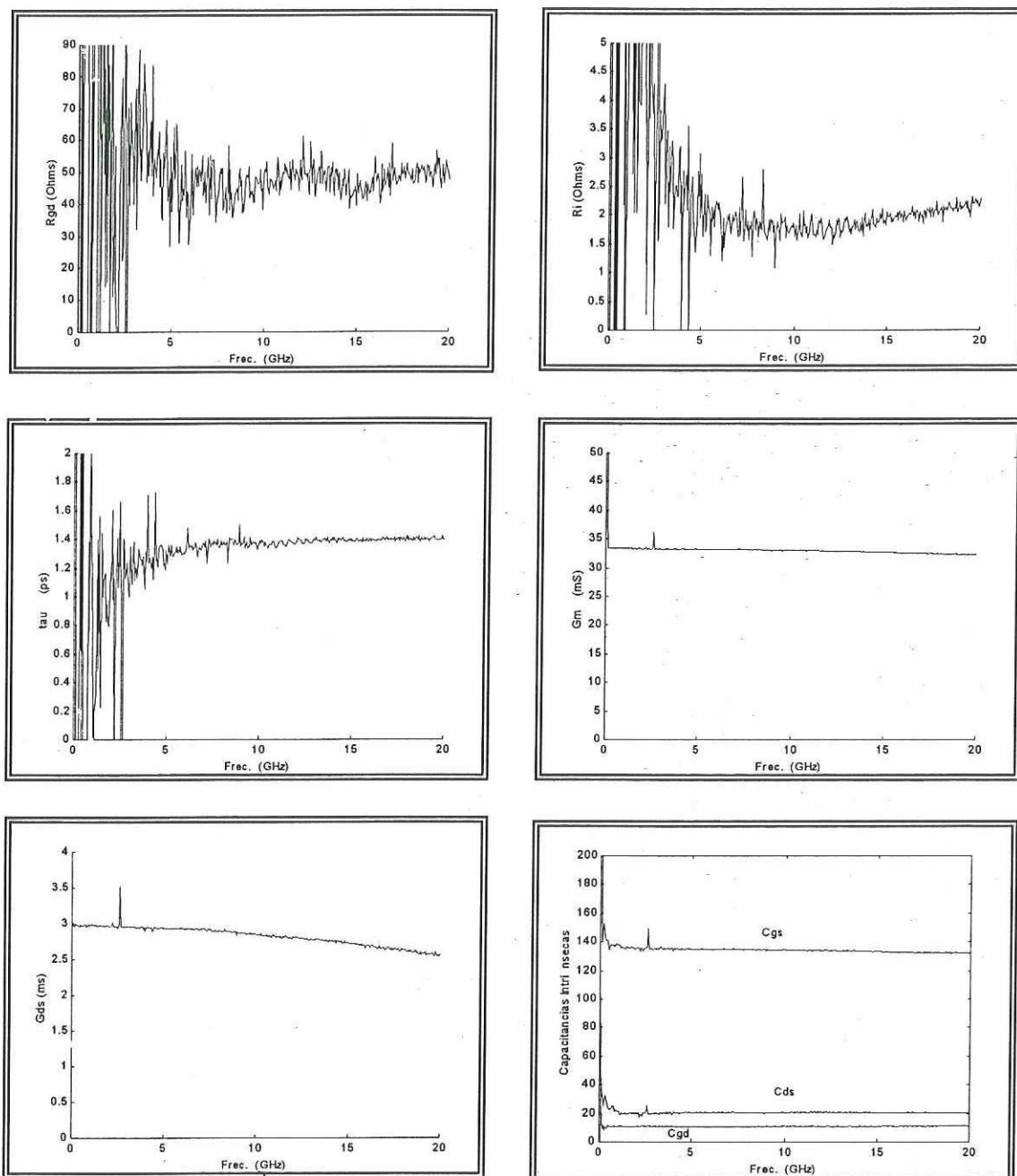


Fig. 101.- Elementos intrínsecos extraídos mediante el método propuesto en función de la frecuencia.

En las gráficas 102 y 103 se puede observar un buen ajuste de los parámetros S obtenidos del circuito eléctrico equivalente modelado con parámetros S medidos.

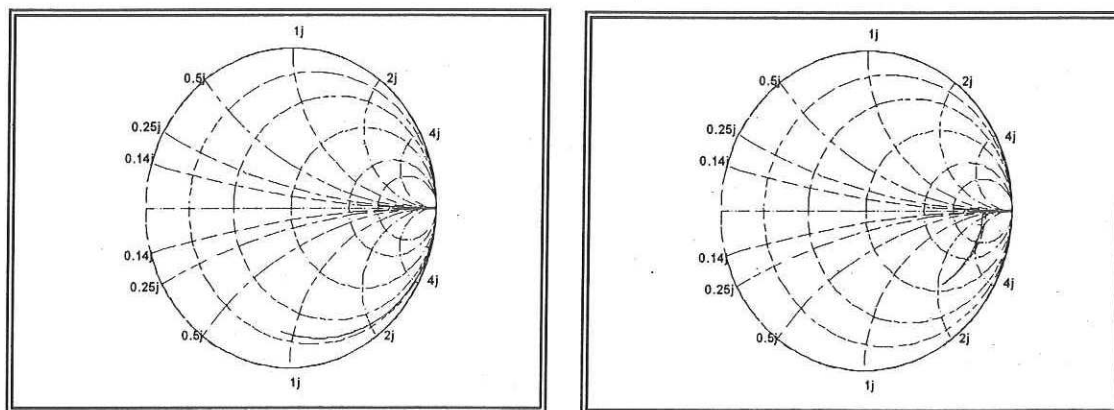


Fig. 102.- Parámetros S_{11} y S_{22} medidos (-azul) y calculados (--rojo).

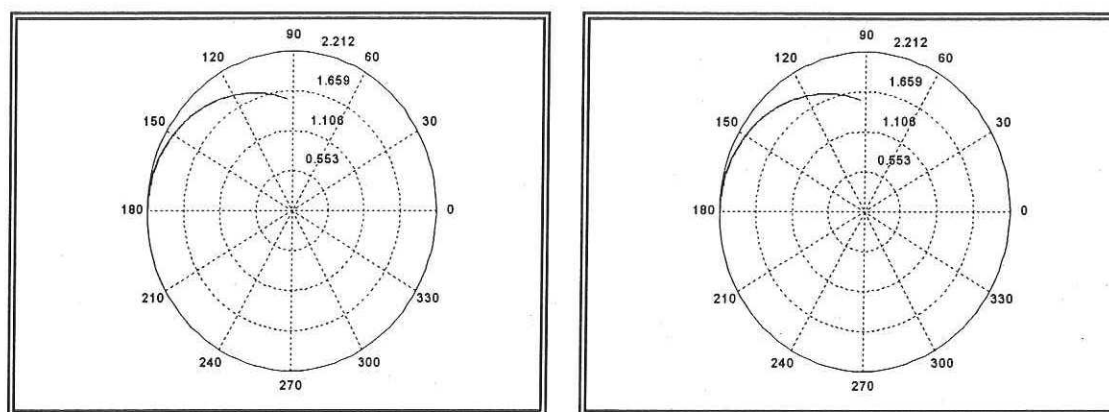


Fig. 103.- Parámetros S_{12} y S_{21} medidos (-azul) y calculados (--rojo).

En las gráficas 104 y 105 se puede observar el porcentaje de error que resulta de restar la magnitud de los parámetros S obtenidos con el modelo propuesto de los parámetros S medidos mediante el equipo de medición. Esta diferencia se normaliza y se multiplica por el 100%.

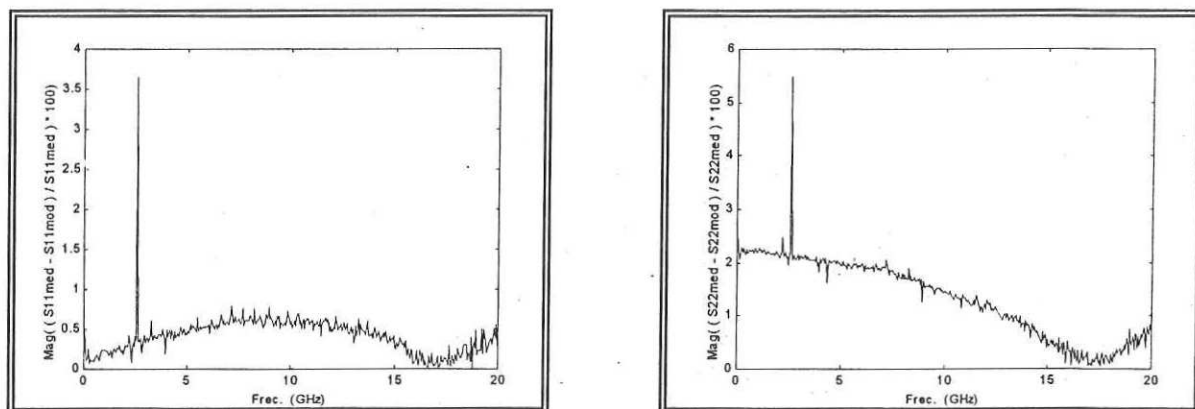


Fig. 104.- Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia.

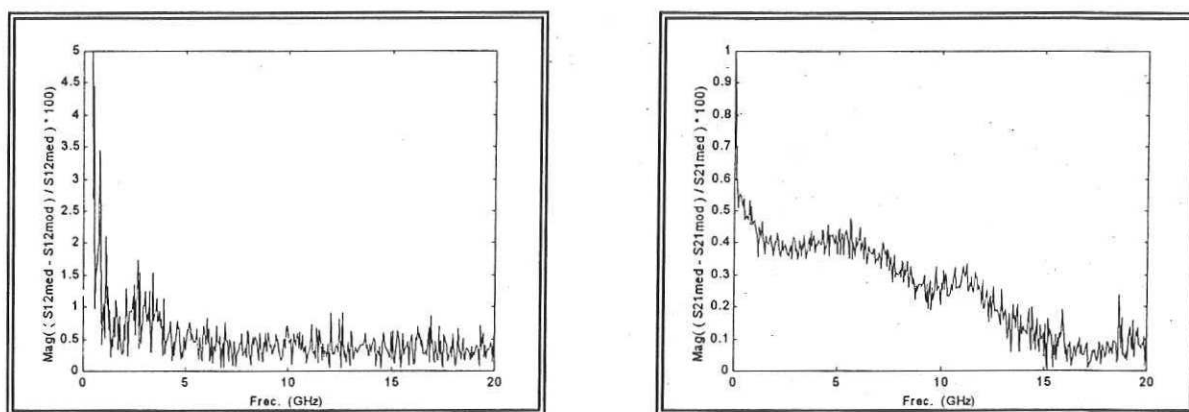


Fig. 105.- Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia.

El error de las mediciones es muy pequeño (menor al 1%), a excepción de S_{22} que es mayor en bajas frecuencias (2.2%), y se reduce a un valor menor al 1% en 12.6 GHz, concluyendo que el modelo extraído es una buena aproximación a los datos medidos.

III.7.5.- Resultados obtenidos para el transistor MESFET GaAs SG600 de $1/2\mu\text{m}$. Punto de polarización : $V_{gs} = 0\text{ V}$, $V_{ds} = 3\text{ V}$.

III.7.5.1.- Resultados obtenidos aplicando las técnicas de Reynoso y el método propuesto.

Para obtener los elementos intrínsecos para el transistor SG600 se siguió el mismo procedimiento que para los transistores anteriores. Los elementos intrínsecos obtenidos se muestran en la tabla XXII:

Tabla XXII.- Elementos intrínsecos extraídos para el MESFET SG600 de $1/2\mu\text{m}$.

Elemento	Método clásico	Método Propuesto
$C_{gs} \text{ (fF)}$	615.13	613
$C_{gd} \text{ (fF)}$	63.09	61.92
$C_{ds} \text{ (fF)}$	105.95	105.25
$R_i \text{ (} \Omega \text{)}$	0.99	0.99
$R_{gd} \text{ (} \Omega \text{)}$	0	7.16
$g_{ds} \text{ (mS)}$	14.07	13.7
$g_m \text{ (mS)}$	149.6	148.3
$\text{Tau} - \tau - \text{ (ps)}$	1.32	1.39

En las figuras 106, 107, 108, 109 y 110 se muestran los resultados obtenidos al aplicar los métodos clásicos.

En la figura 106 se presentan los elementos intrínsecos obtenidos.

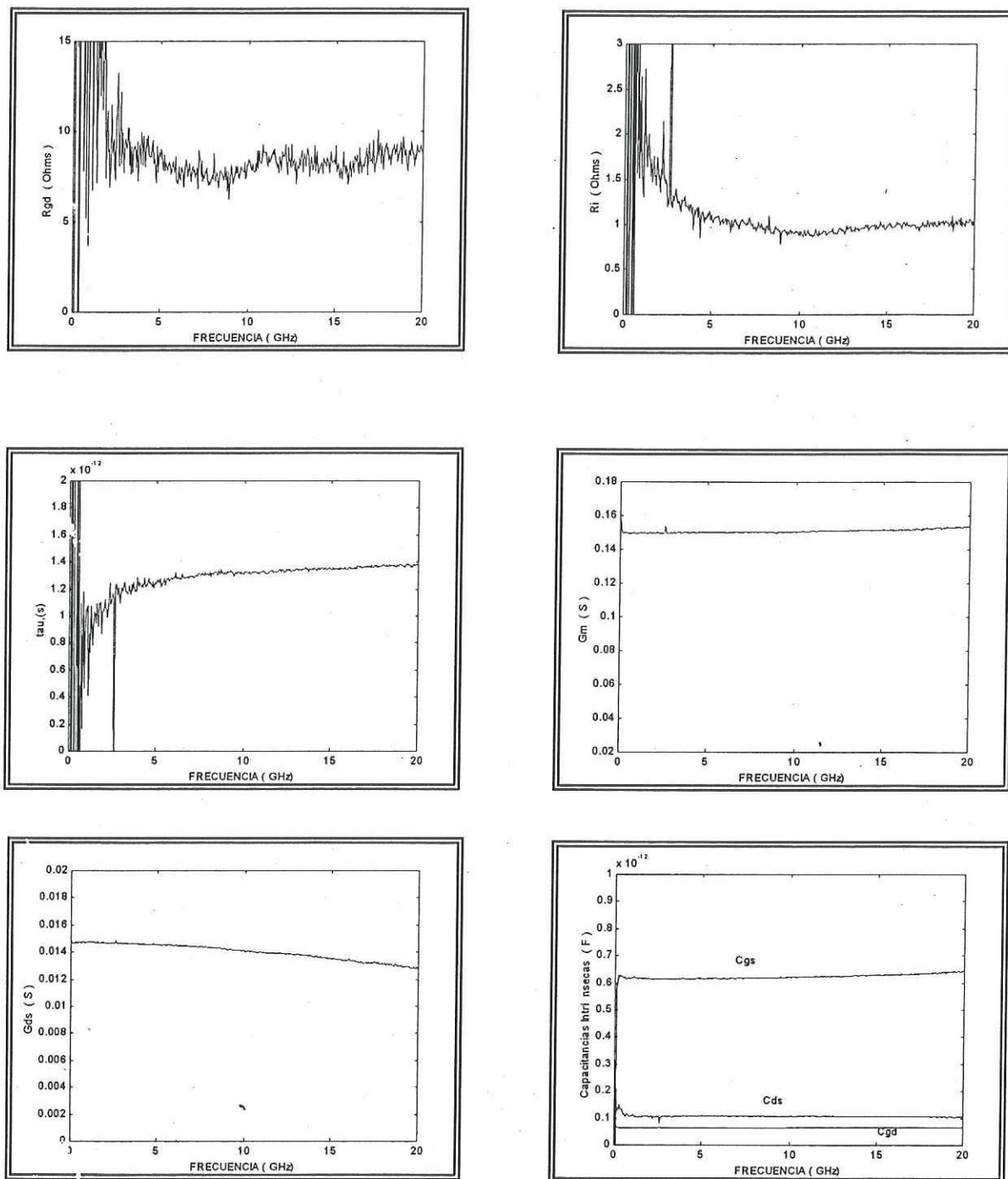


Fig. 106.- Elementos intrínsecos extraídos en función de la frecuencia.

En la figura 106 se puede apreciar una dependencia de g_m , C_{gs} y g_{ds} con la frecuencia. La tendencia de incremento en los valores de C_{gs} , g_{ds} y g_m se debe a un

error en el cálculo L_g y/o L_s , ya que estos elementos afectan sensiblemente el comportamiento de estos elementos intrínsecos.

En las figuras 107 y 108 se presentan las comparaciones entre los parámetros S del modelo obtenido con los parámetros S medidos.

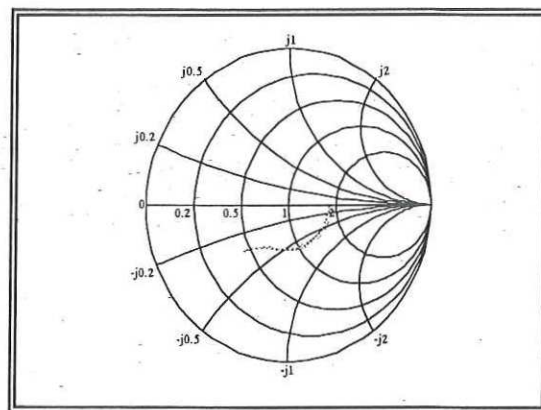
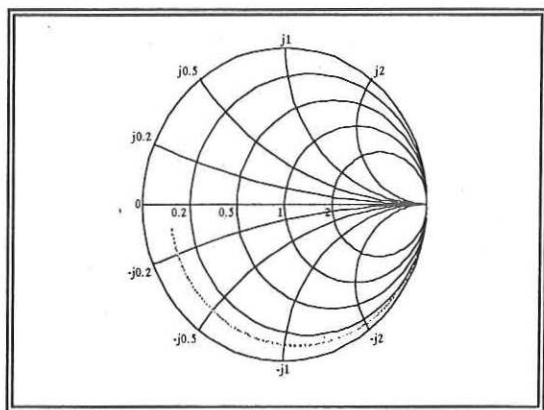


Fig. 107.- Parámetros S_{11} y S_{22} medidos (-verde) y calculados (..rojo).

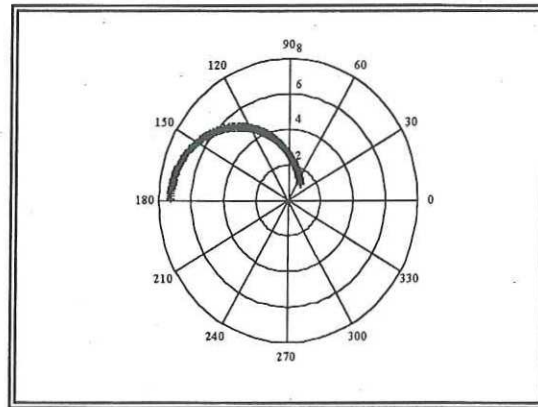
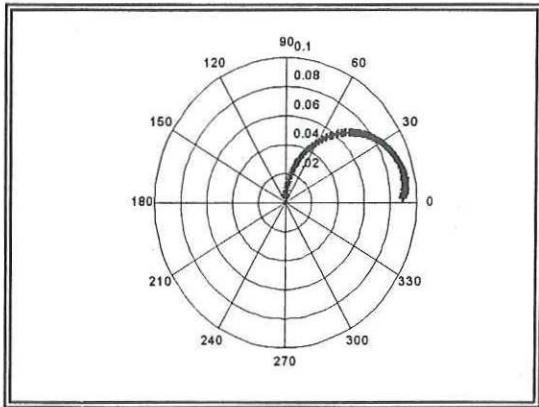


Fig. 108.- Parámetros S_{12} y S_{21} medidos (+rojo) calculados (-azul).

En las gráficas 107 y 108 se puede apreciar que el modelo ajusta en forma adecuada con los datos medidos. En las figuras 109 y 110 se muestra el porcentaje de error, donde se puede apreciar que el error es menor al 10%, debido

presumiblemente a un error en el cálculo de L_s y L_g principalmente, para un mejor ajuste se tiene la alternativa de optimizar el circuito del modelo obtenido.

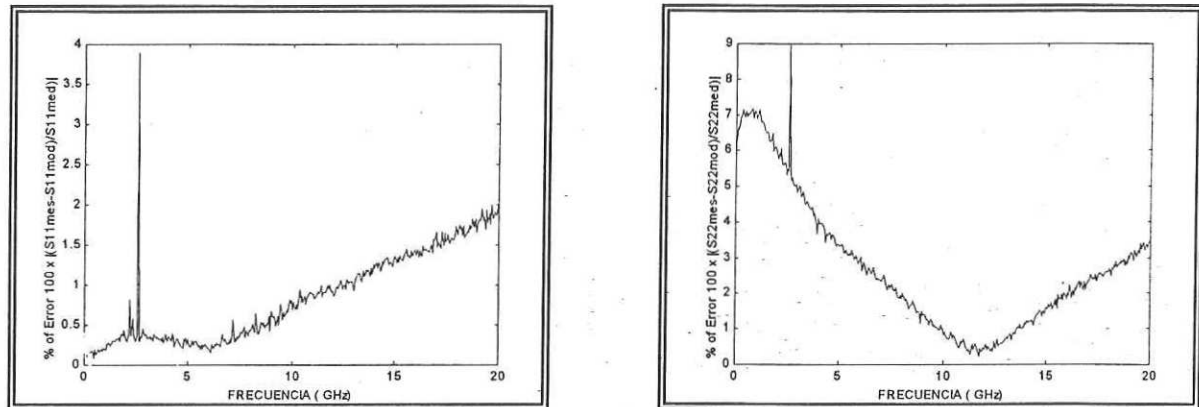


Fig. 109.- Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia.

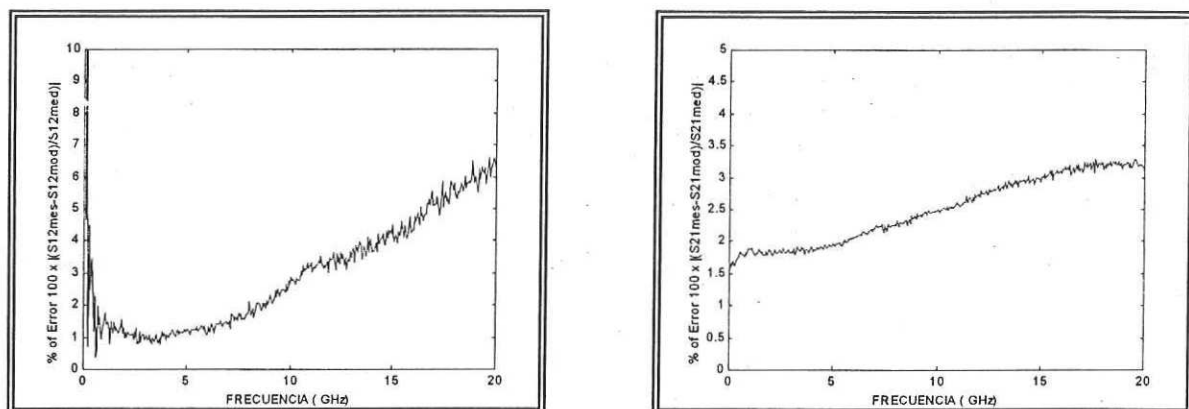


Fig. 110.- Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia.

A continuación se presentan los resultados obtenidos al aplicar la técnica propuesta en este trabajo de tesis.

En la figura 111 se muestran los elementos intrínsecos obtenidos para este transistor, utilizando la técnica propuesta.

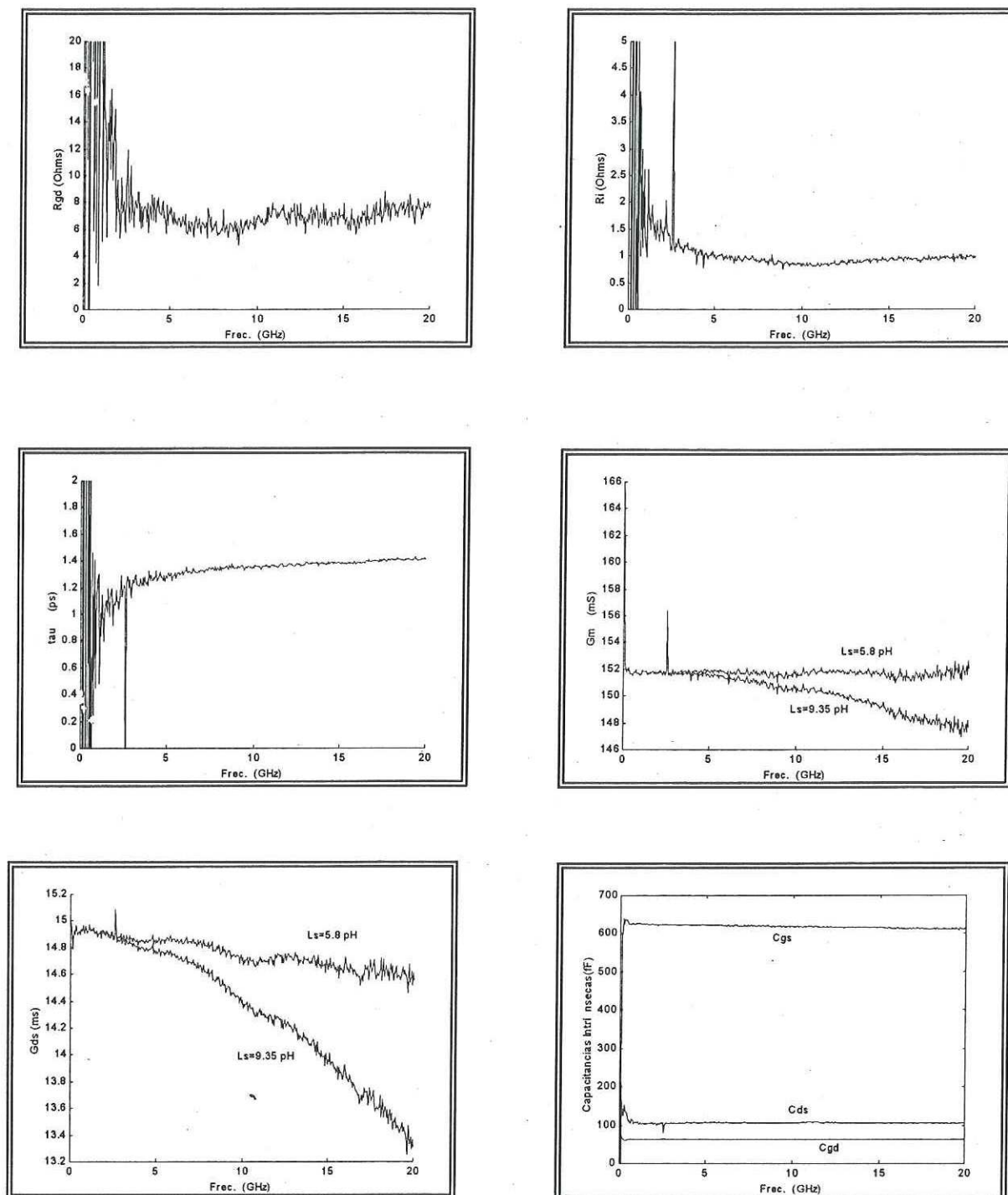


Fig. 111.- Elementos intrínsecos extraídos mediante el método propuesto en función de la frecuencia.

En la figura 111 se observa una tendencia a disminuir con la frecuencia de g_m , C_{gs} y g_{ds} . Estos tres elementos son muy sensibles a la extracción de L_g , L_d y L_s . Como ejemplo, se analizó el modelo con L_s extraída que tiene un valor 9.35pH y con una inductancia L_s menor, de 5.8pH. En las gráficas 112-115 se aprecia el efecto de variar L_s en 4pH, observándose una respuesta un poco menos dispersiva. A continuación se realiza la comparación del circuito eléctrico equivalente obtenido con los datos medidos con el análisis para las dos inductancias parásitas.

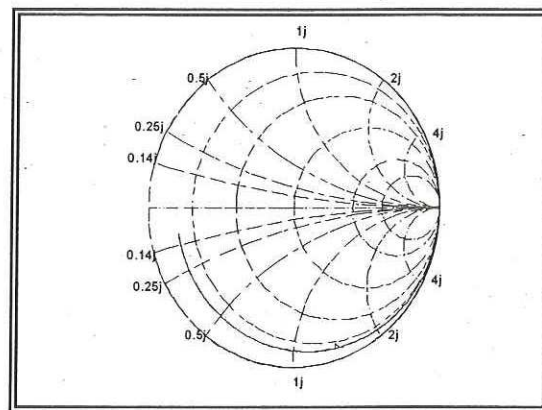
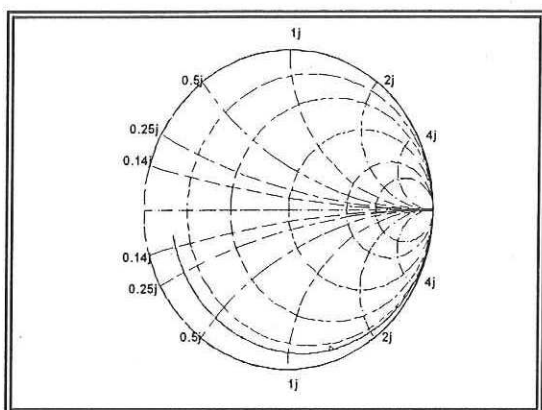


Fig. 112.- Parámetro S_{11} : Izq.) $L_s=9.35\text{pH}$, medidos (-azul) y calculados (--rojo).

Der.) $L_s=5.8\text{pH}$

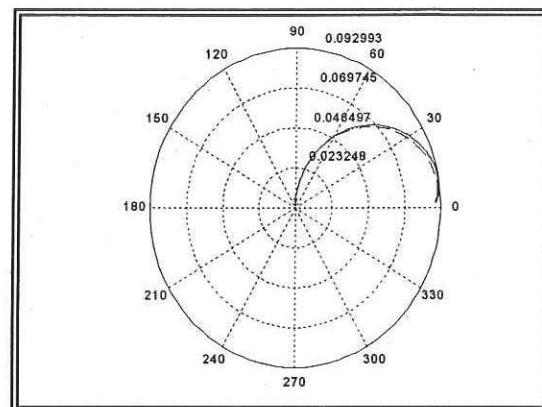
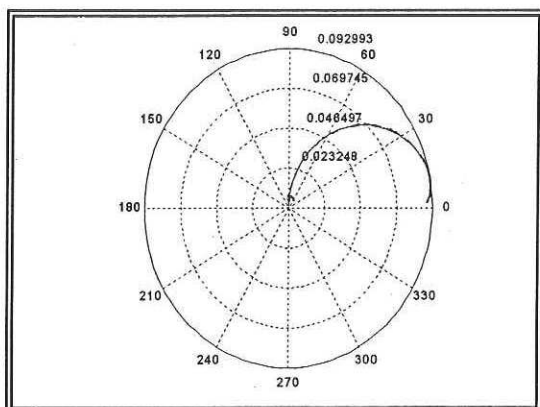
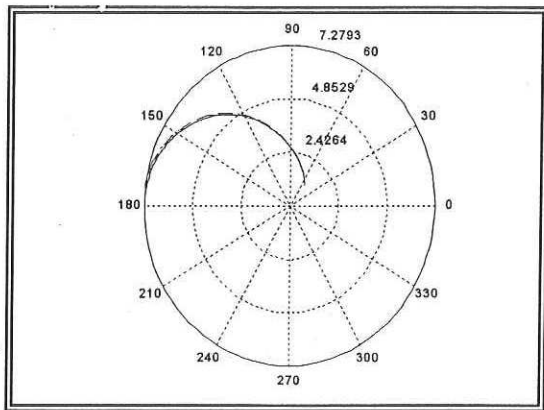


Fig. 113.- Parámetro S_{12} : Izq.) $L_s = 9.35\text{pH}$, medidos (-azul) y calculados (--rojo).

Der.) $L_s= 5.8\text{pH}$



A continuación se muestra, en las figuras 116 y 117, el error porcentual con el valor de la inductancia de fuente extraída experimentalmente. Donde se tienen errores aceptables, a excepción de S_{22} , donde se tiene un error del 11% en bajas frecuencias.

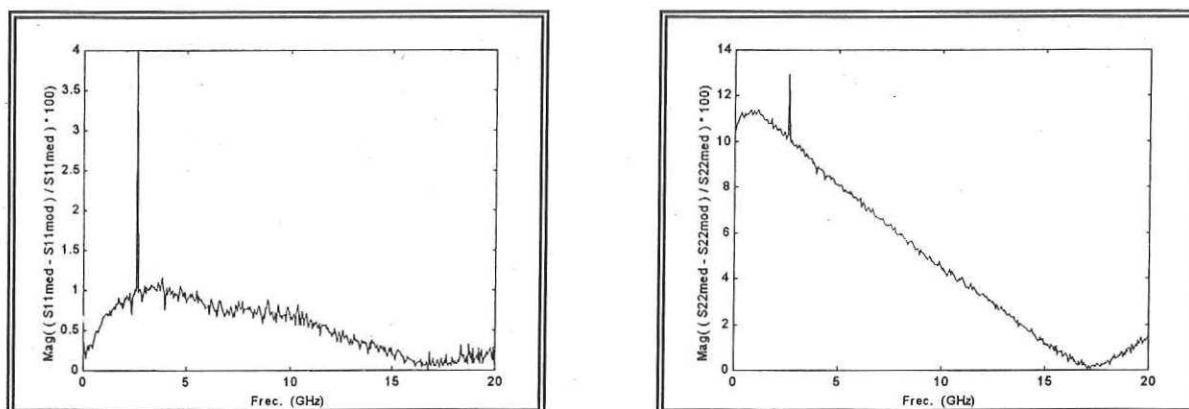


Fig. 116.- Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia.

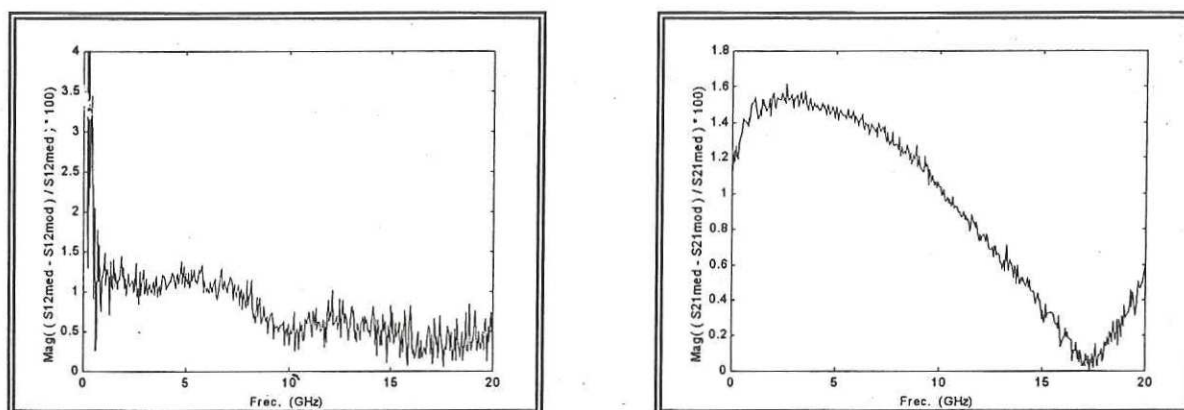


Fig. 117.- Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia.

III.7.6.- Resultados obtenidos para el transistor MODCIR1 GaAs de dos dedos de $0.13\mu\text{m}$.

Punto de polarización : $V_{gs} = 0\text{ V}$, $V_{ds} = 3\text{ V}$.

III.7.6.1.- Resultados obtenidos aplicando las técnicas de Reynoso y el método propuesto.

Para obtener los elementos intrínsecos del transistor MODCIR1 se siguió el mismo procedimiento que para los transistores antes mencionados. Los elementos intrínsecos obtenidos se muestran en la tabla XXIII:

Tabla XXIII.- Elementos intrínsecos extraídos para el MODCIR1 de $1/2\mu\text{m}$.

Elemento	Método clásico	Método Propuesto
$C_{gs} \text{ (fF)}$	129.53	129.26
$C_{gd} \text{ (fF)}$	20.73	20.85
$C_{ds} \text{ (fF)}$	39.41	38.27
$R_i \text{ (} \Omega \text{)}$	12.75	7.91
$R_{gd} \text{ (} \Omega \text{)}$	0	47.52
$g_{ds} \text{ (mS)}$	5.32	6.34
$g_m \text{ (mS)}$	101.76	101.2
$\text{Tau} - \tau - \text{ (ps)}$	-.47	-.062

En la figura 118, 119, 120, 121 y 122 se muestran los resultados obtenidos al aplicar los métodos clásicos.

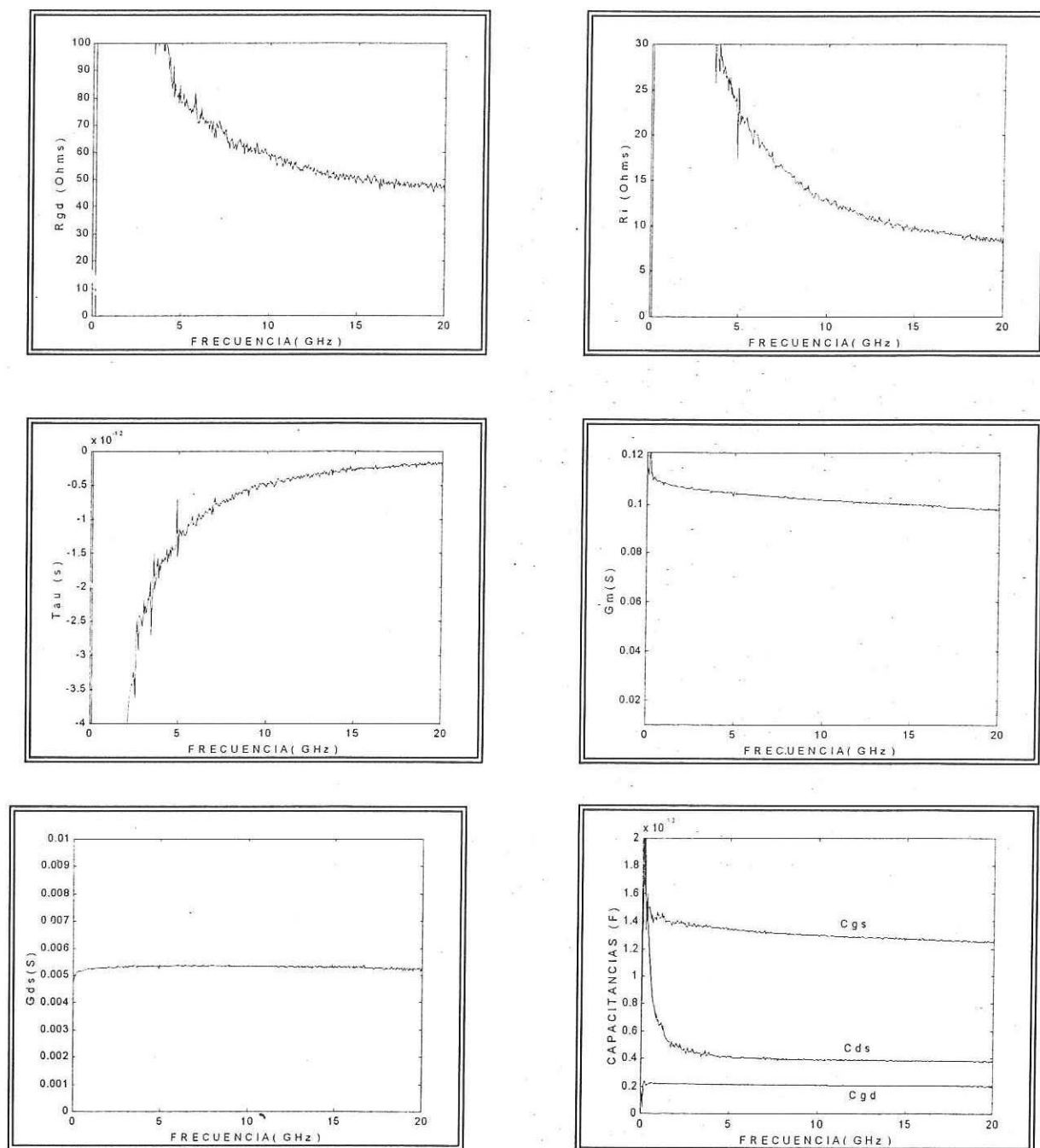


Fig. 118.- Elementos intrínsecos extraídos mediante los métodos clásicos en función de la frecuencia.

En la figura 118 se puede apreciar una dependencia de g_m y C_{gs} con la frecuencia y además que τ (tau) es negativo, debido a un cálculo erróneo de algún

elemento parásito. Cuando se tiene este tipo de dependencia con la frecuencia, la pendiente observada en g_m y C_{gs} se debe a un valor erróneo de las capacitancias e inductancias parásitas. Mientras que el valor promedio de τ está ligado a la extracción de las capacitancias parásitas y de la inductancia de drenador. Por lo tanto, si el valor de tau es negativo, el problema debe estar en alguno de estos dos elementos o en su defecto puede ser un síntoma que el transistor está muy cerca del voltaje de "break-down". En las figuras 119 y 120 se muestran las comparaciones realizadas entre los parámetros S del modelo obtenido con los parámetros S medidos.

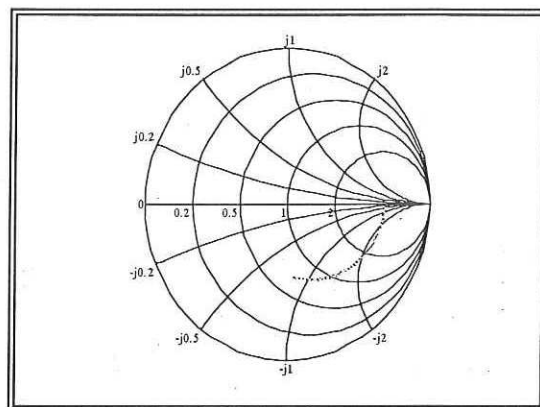
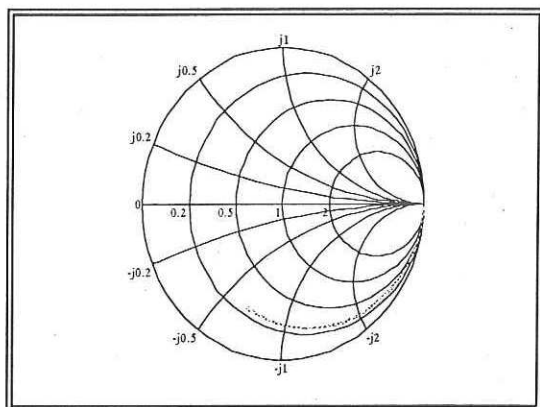


Fig. 119.- Parámetros S_{11} y S_{22} medidos (-verde) calculados (..rojo).

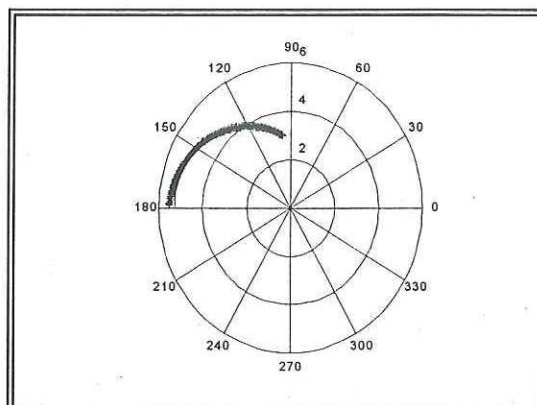
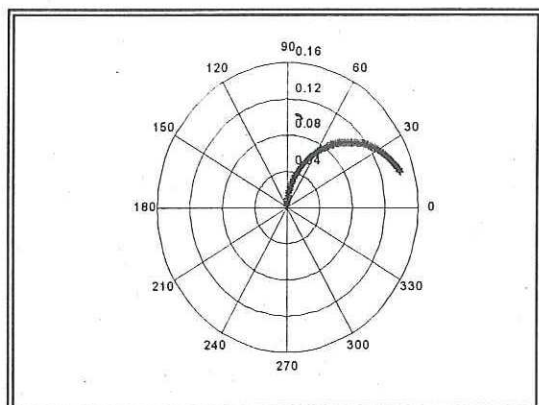


Fig. 120.- Parámetros S_{12} y S_{21} medidos (+rojo) calculados (-azul).

En las figuras 119 y 120 se puede apreciar que el modelo ajusta en forma adecuada con los datos medidos. En las figuras 121 y 122 se muestran las gráficas del porcentaje de error, donde se puede apreciar que el error no es tan pequeño como en los casos anteriores.

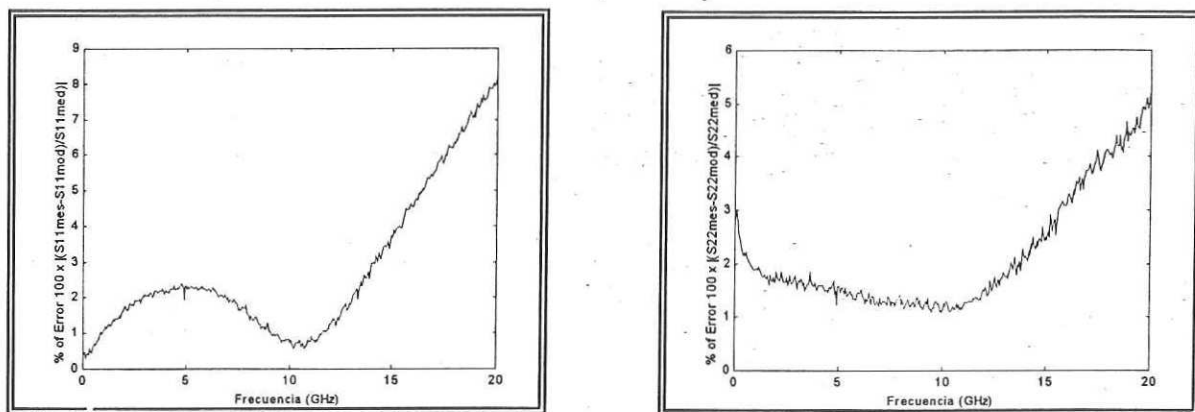


Fig. 121.- Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia.

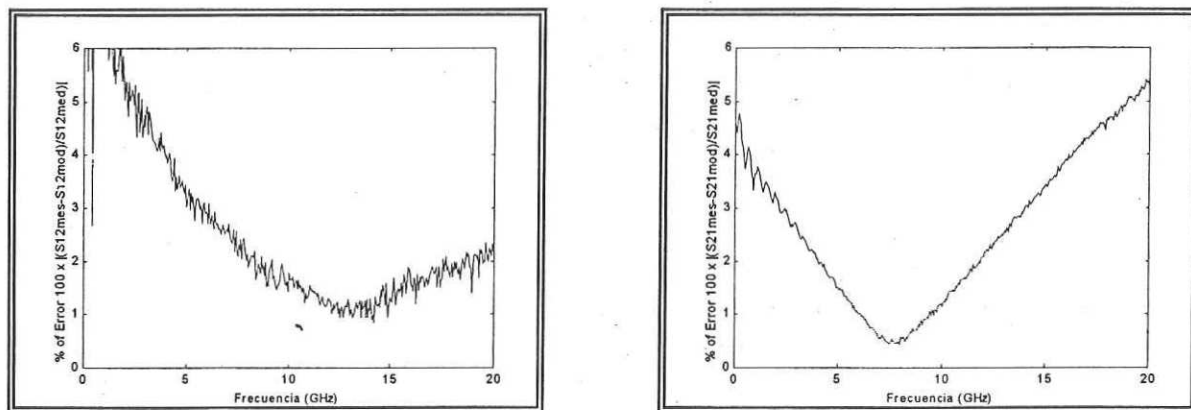


Fig. 122.- Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia.

El error se puede apreciar que es mayor en comparación con los demás transistores medidos. Sin embargo los errores en los cuatro parámetros S están por

debajo del 10%, siendo el 10% un valor límite de error aceptable. Para este transistor es necesario realizar un proceso de optimización con el fin de obtener un mejor ajuste a los datos de medición.

El circuito se puede optimizar en muchos paquetes comerciales como Libra, MMICAD o MDS, que son con los que cuenta el laboratorio de microondas. Se tomarán los valores obtenidos por este método de extracción como valores iniciales para tener un mejor modelado final del transistor.

A continuación se presentan los resultados obtenidos al aplicar los métodos propuestos.

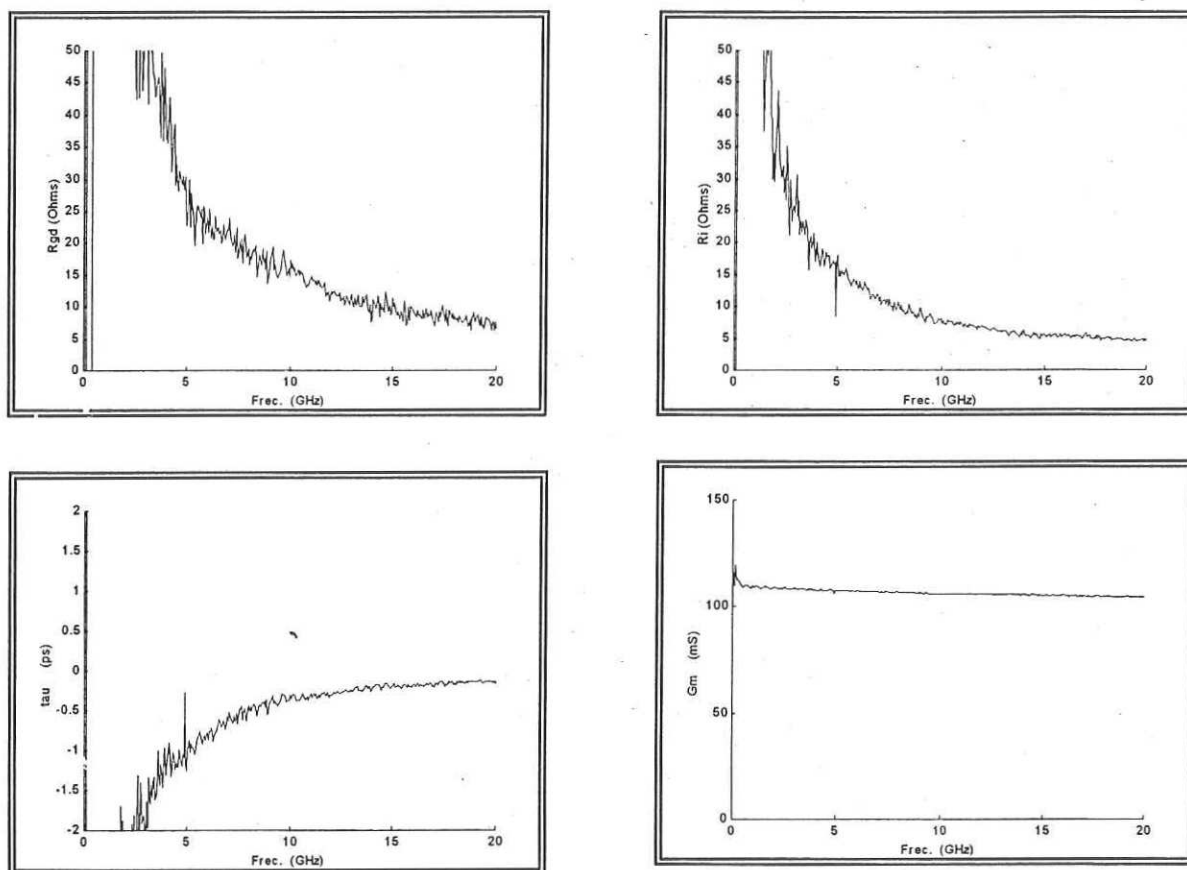


Fig. 123.- Elementos intrínsecos extraídos mediante el método propuesto en función de la frecuencia.

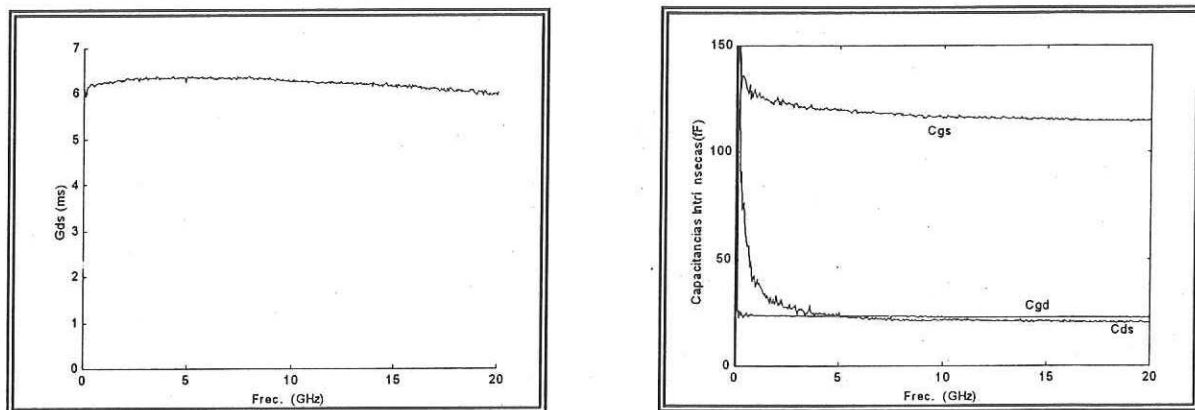


Fig. 123 -Cont.- Elementos intrínsecos extraídos mediante el método propuesto en función de la frecuencia.

En las figuras 124 y 125 se presentan la diferencias obtenidas entre los parámetros S calculados con el modelo propuesto y los parámetros S obtenidos con el equipo de medición.

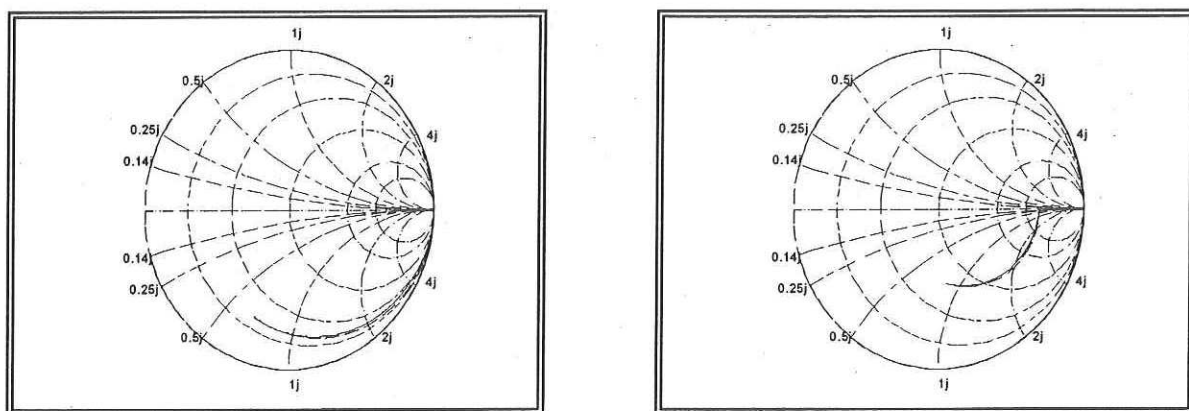


Fig. 124.- Parámetros S_{11} y S_{22} medidos (-azul) y calculados (--rojo).

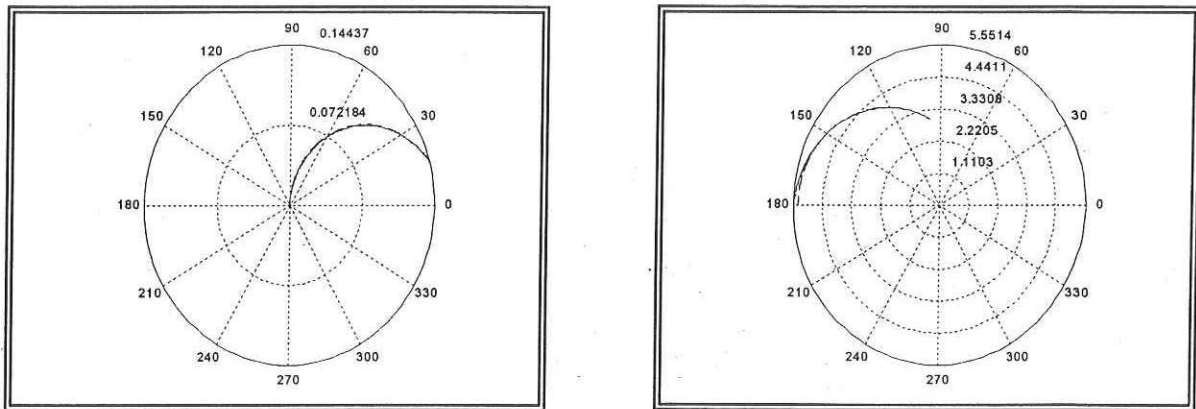


Fig. 125.- Parámetros S_{12} y S_{21} medidos (-azul) y calculados (--rojo).

En las figuras 126 y 127 se muestra el porcentaje de error.

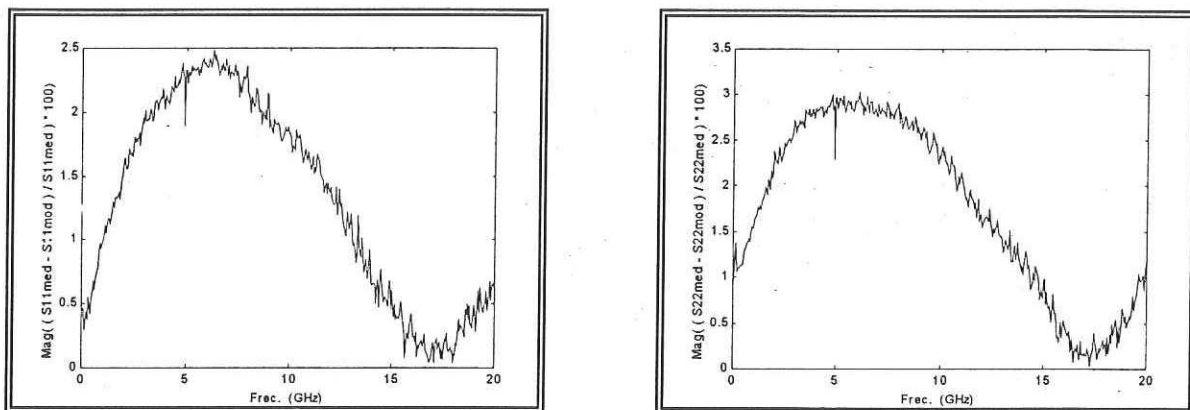


Fig. 126.- Error porcentual en los parámetros S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia.

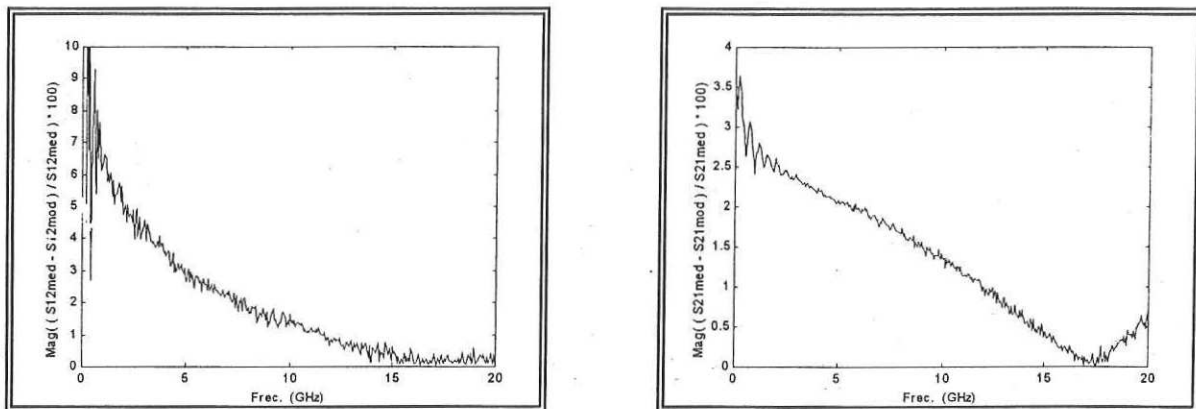


Fig. 127.- Error porcentual en los parámetros S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia.

Los errores obtenidos para este transistor son menores al 6%, el cual en el peor de los casos es un valor aceptable. Sin embargo, si se requiere una mayor precisión, o se desea que los parámetros S obtenidos con el modelo ajusten perfectamente con los obtenidos con el equipo de medición, la opción es optimizar el circuito, dando como valores iniciales los valores obtenidos en ésta sección.

III.8.- Sensibilidad de los elementos intrínsecos a el cálculo de los elementos parásitos.

En ésta sección se muestra el efecto de una mala extracción de los elementos parásitos en la obtención del circuito eléctrico equivalente. Es bien sabido que una mala extracción de los parásitos ocasiona dispersión o variaciones del valor promedio en el cálculo de los elementos intrínsecos.

A continuación se mostrarán los resultados obtenidos. Los elementos que no son sensibles a la extracción de cierto elementos parásito, no se incluyen.

III.8.-1.- Sensibilidad de los elementos intrínsecos.

a).-Sensibilidad a C_{pg} y C_{pd} .

En ésta sección se analiza la sensibilidad de los elementos intrínsecos a la extracción de las capacitancias parásitas. De las figuras se puede observar la forma en que afecta la mala extracción de las capacitancias parásitas; en unos casos el elemento intrínseco se comporta dispersivo y en otros casos varía su valor promedio en función de la magnitud de la capacitancia parásita extraída. En las siguientes hojas se podrá observar cuales parámetros son los que se ven más afectados por todos los elementos parásitos.

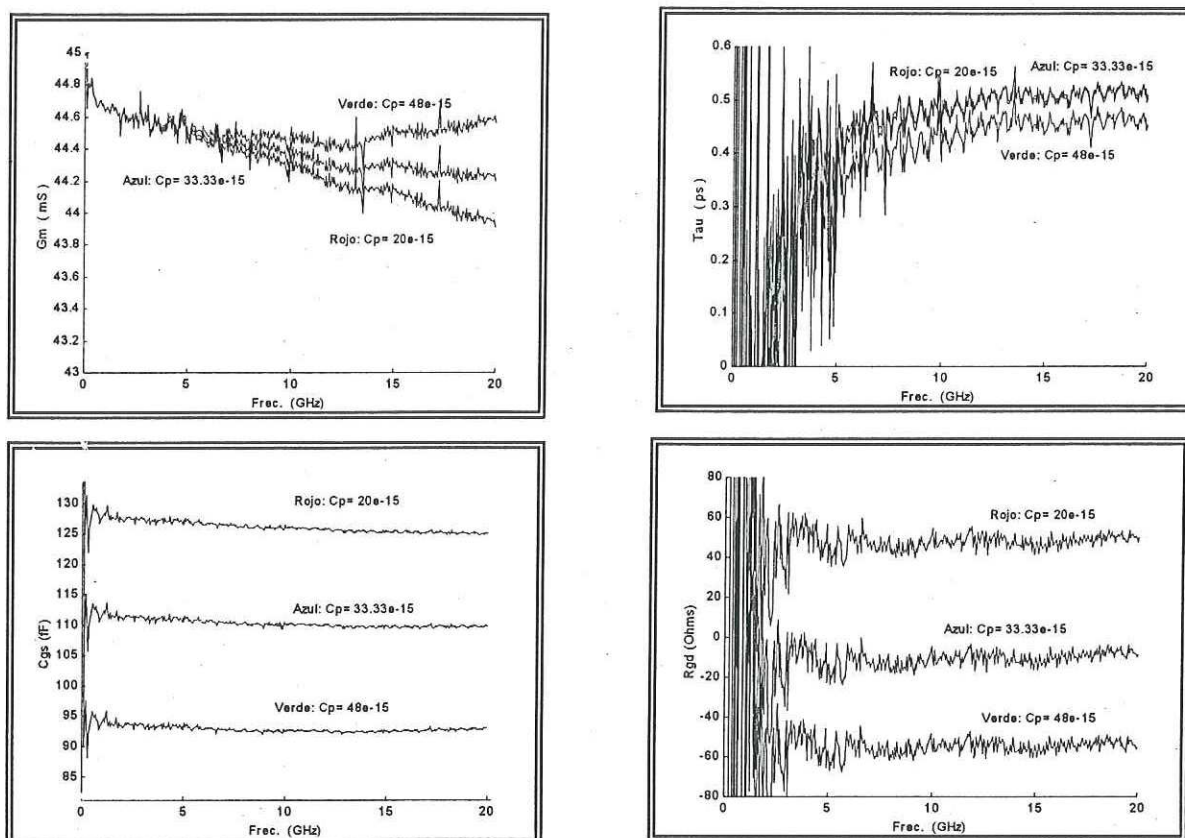


Fig. 128.- a) Sensibilidad de los elementos intrínsecos con C_{pg} y C_{pd} en función de la frecuencia.

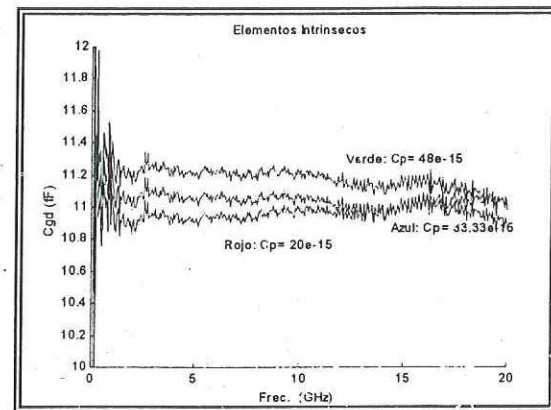
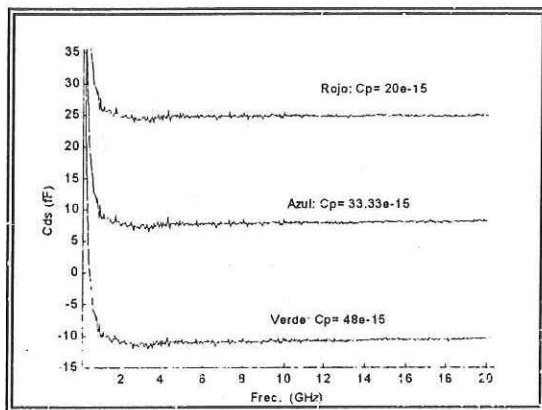


Fig. 128.- a) -Cont.- Sensibilidad de los elementos intrínsecos con C_{pg} y C_{pd} en función de la frecuencia,

b).-Sensibilidad a L_s .

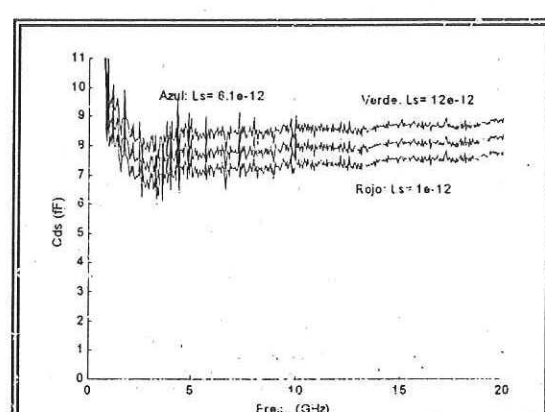
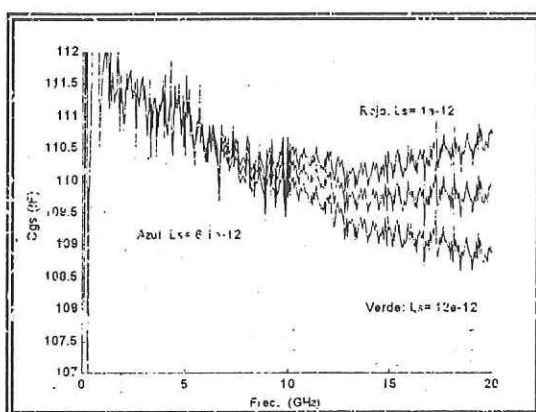
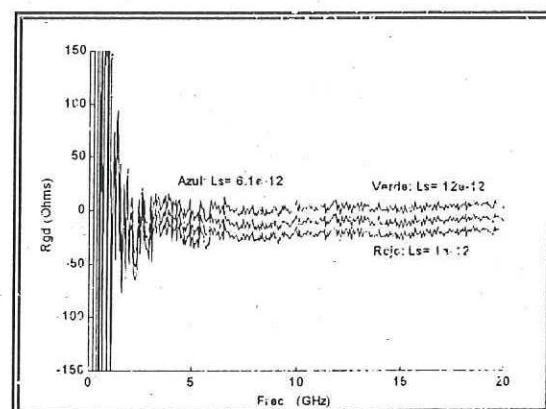
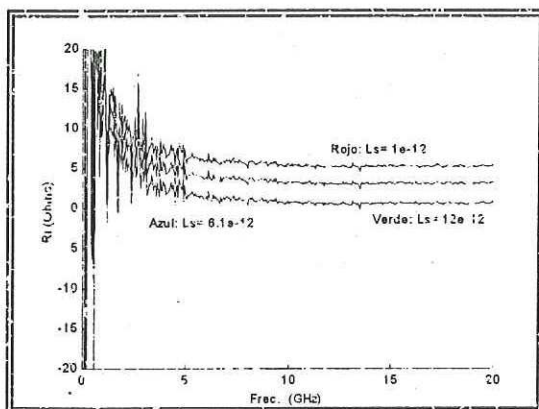


Fig. 128.- b) Sensibilidad de los elementos intrínsecos con L_s en función de la frecuencia.

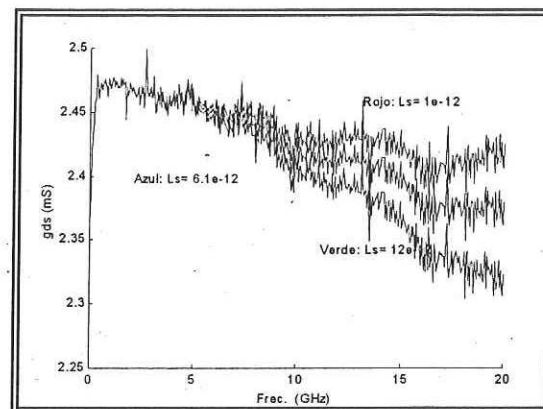
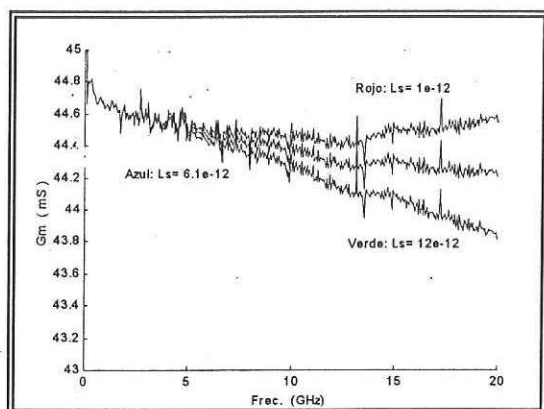


Fig. 128.- b) -Cont.- Sensibilidad de los elementos intrínsecos con L_s en función de la frecuencia.

c).-Sensibilidad a L_d .

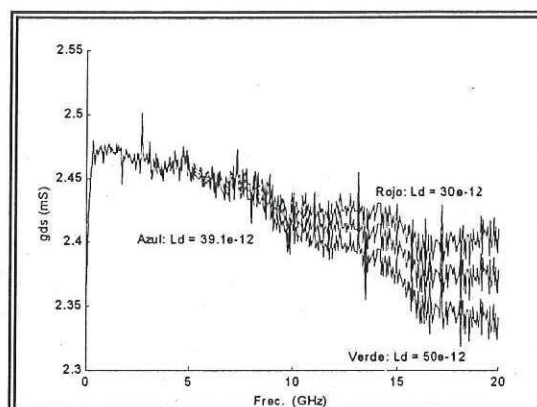
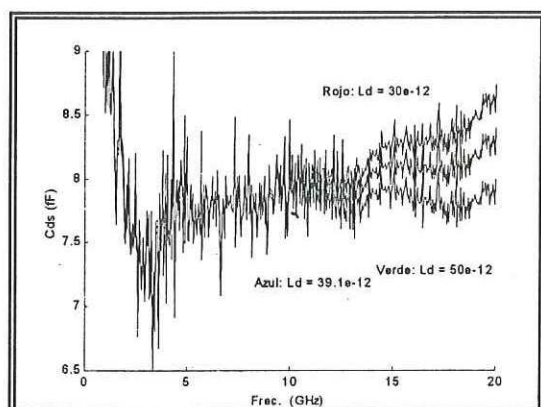
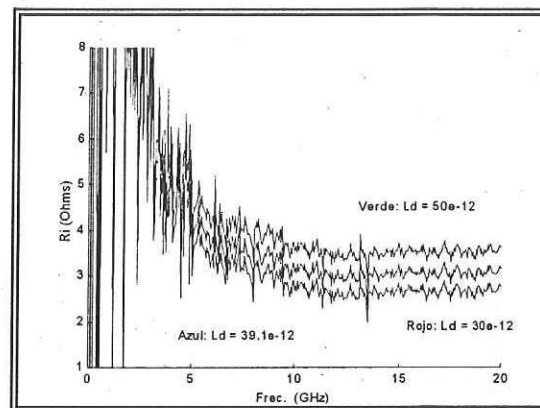
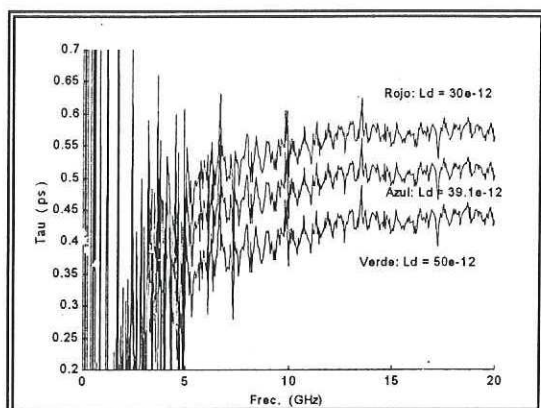


Fig. 128.- c) Sensibilidad de los elementos intrínsecos con L_d en función de la frecuencia.

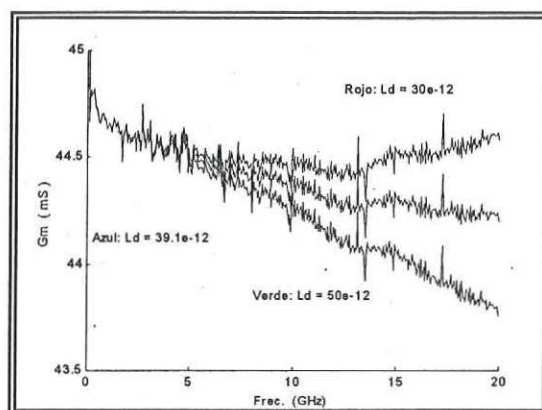


Fig. 128.- c) -Cont.- Sensibilidad de los elementos intrínsecos con L_d en función de la frecuencia.

d).-Sensibilidad a L_g .

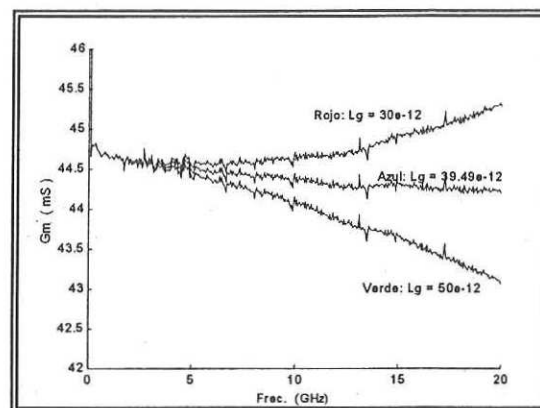
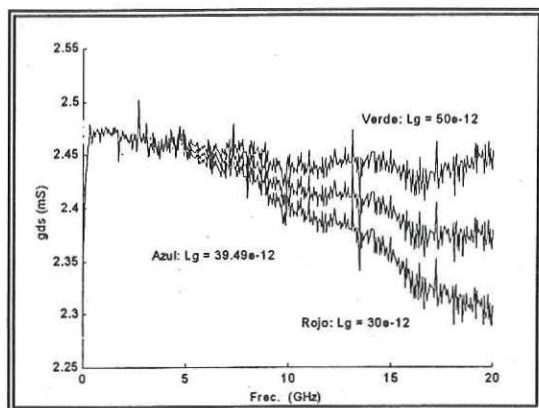
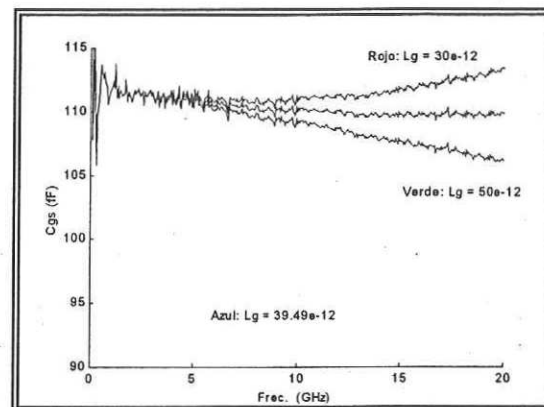
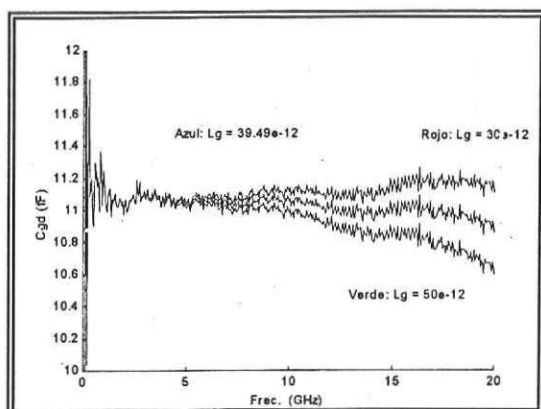


Fig. 128.- d) Sensibilidad de los elementos intrínsecos con L_g en función de la frecuencia.

e).-Sensibilidad a R_g .

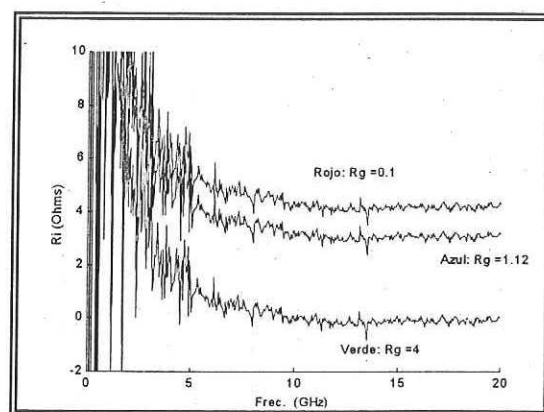
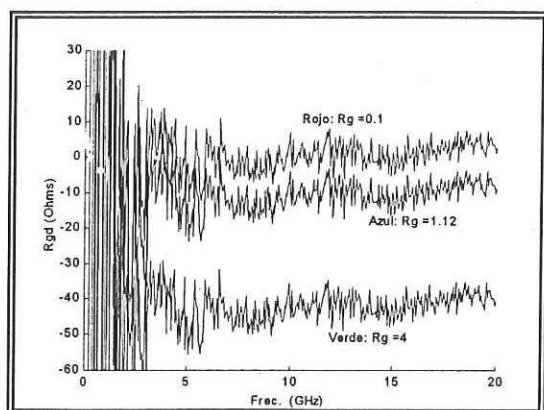
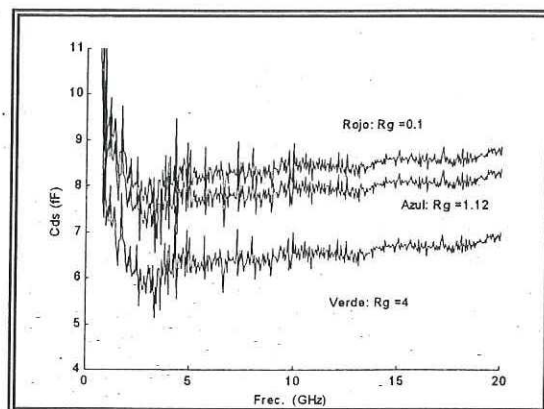
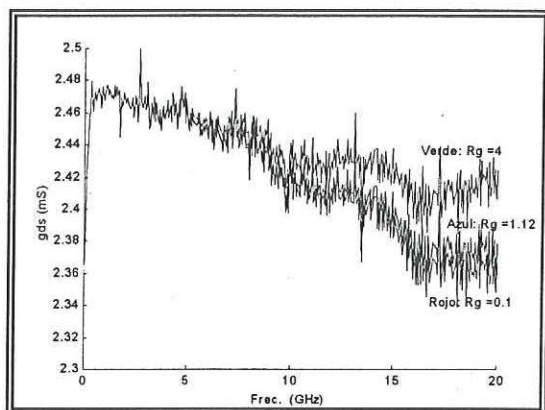


Fig. 128.- e) Sensibilidad de los elementos intrínsecos con R_g en función de la frecuencia.

f).-Sensibilidad a R_s .

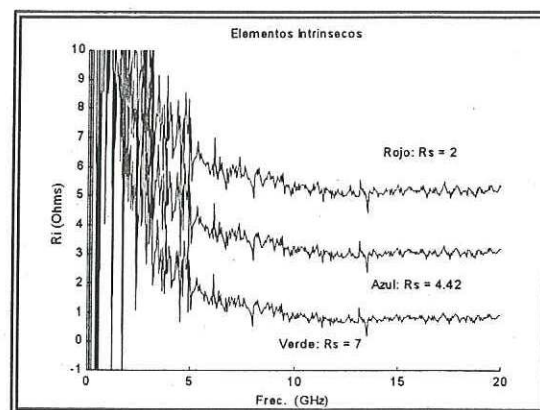
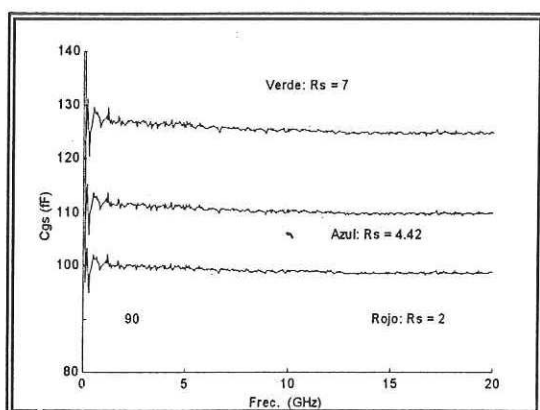
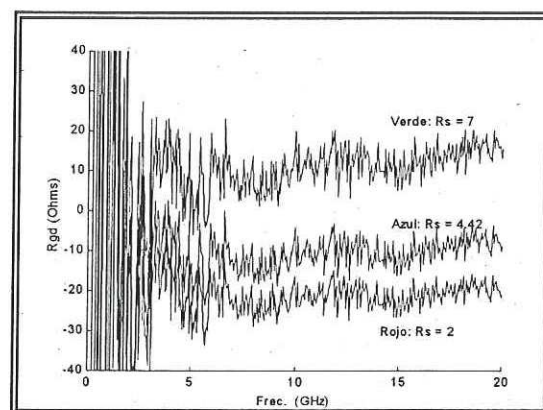
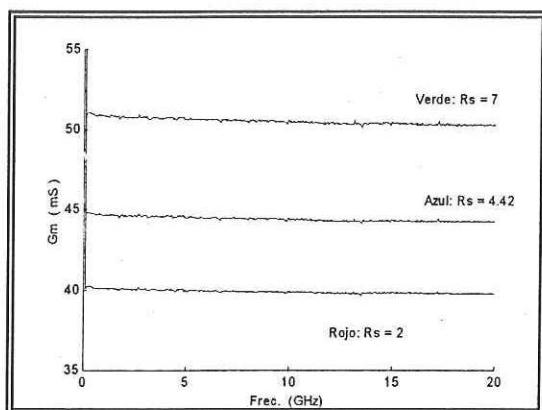
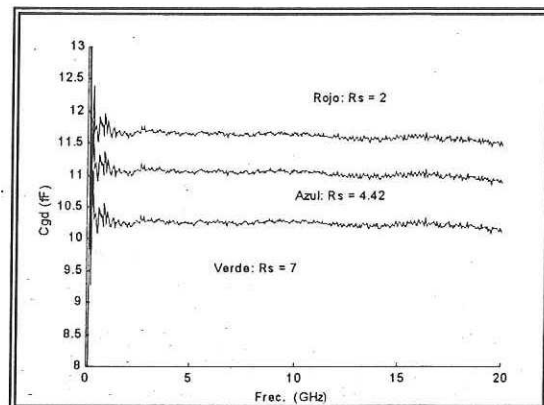
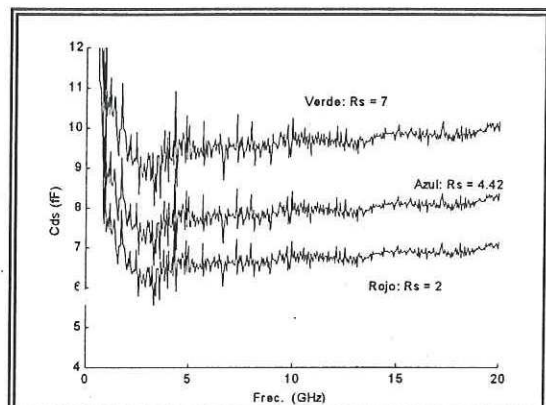


Fig. 128.- f) Sensibilidad de los elementos intrínsecos con R_s en función de la frecuencia.

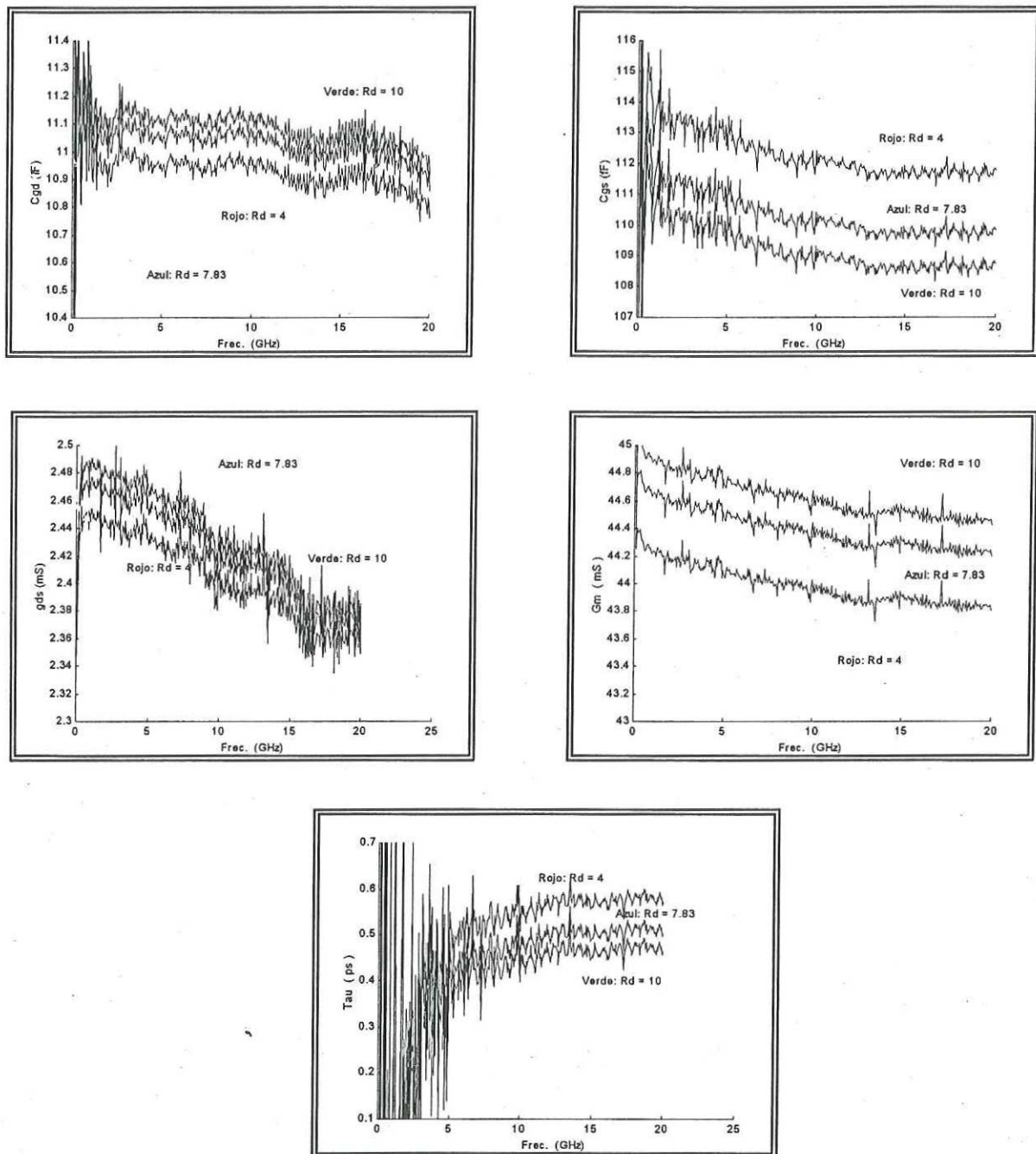
g).-Sensibilidad a R_d .

Fig. 128.- g) Sensibilidad de los elementos intrínsecos con R_d en función de la frecuencia.

Éstas gráficas proporcionan una idea de la importancia que tiene la extracción de los elementos parásitos en la obtención de un buen modelo. En ellas se observa como se ven afectados los elementos intrínsecos al obtener una extracción ineficiente de los elementos parásitos. Además se puede observar que todos los elementos son sensibles a algún elemento en especial, pero se observa que los elementos intrínsecos son muy sensibles a el valor extraído de las capacitancias parásitas. En algunos elementos se observa cierta dispersión, mientras que en otros se tiene un cambio en el valor promedio y esto se debe a que en conjunto forman un modelo. Además, una excelente extracción de los elementos intrínsecos es el reflejo de una buena extracción de los elementos parásitos y por lo tanto se tendrá un buen modelo de circuito eléctrico equivalente.

III.9.-Conclusión

En este capítulo se analizaron algunas de las técnicas que existen para la obtención de los elementos parásitos. También se analizaron algunos métodos para la extracción de los elementos intrínsecos y se observó que la mejor opción es aplicar las ecuaciones propuestas por Berroth y Bosch [Berroth y Bosch, 1991].

Se propusieron métodos alternos para el cálculo de los elementos parásitos. Estos métodos utilizan voltajes de polarización positivos en la compuerta menores a 1 V, con el fin de evitar dañar al transistor. Se analizó el efecto de colocar las capacitancias parásitas en los topologías 1 y 2, donde se observó que en un rango de frecuencia dado, el efecto de utilizar cualquiera de éstas dos topologías es

mínimo. Por lo tanto, se considera que lo óptimo es obtener primeramente el valor de las capacitancias parásitas, eliminar su efecto, obtener el valor de las inductancias y por último realizar el de-embedding de las capacitancias e inductancias parásitas utilizando la topología 1. Esto se realiza con el fin de evitar el efecto dispersivo de la topología 2, en la extracción de las resistencias parásitas. Se concluye que R_s tiene una variación pequeña en función del voltaje de compuerta-fuente y que ésta variación es similar a la variación de R_d .

También se obtuvo que el efecto de Z_{dy} en la parte real de Z_{11} es prácticamente despreciable a partir de 7GHz, en niveles pequeños de polarización aplicados en la compuerta. En la parte imaginaria el efecto de C_y es predominante y por lo tanto L_g no se pudo extraer directamente. L_g se obtuvo mediante 3 métodos los cuales obtienen una buena aproximación al valor de L_g cuando se trabaja a frecuencias de 40 a 50 GHz para el método I y II y a 20 GHz para el método III, ya que es donde se tiene menos error debido a la influencia de la parte imaginaria de Z_{dy} . Es necesario mencionar que estos métodos son sensibles a los pequeños picos de medición, y al polinomio de ajuste utilizado.

Se realizó un análisis de los modelos π y T en el cálculo de las capacitancias parásitas, para diferentes números de dedos, donde se concluye que el cálculo de C_{pg} y C_{pd} es independiente del número de dedos.

Para la validación de los métodos propuestos se modelaron 6 transistores en tecnología coplanar fabricados sobre arseniuro de galio. Se obtuvieron los elementos

parásitos para todos los transistores mediante los métodos clásicos [Dambrine *et. al.*, 1988], [Reynoso Hernández *et. al.*, 1996], y mediante el método propuesto en este trabajo de tesis. Al comparar el método propuesto con los métodos clásicos se comprobó que los resultados eran similares cuando la longitud de compuerta era menor a $1\mu\text{m}$. Esto ocurre debido a que R_{ch} es menor y el efecto que tiene en el método propuesto es mínimo. En el cálculo de las inductancias el error máximo se presentó en el cálculo de L_g , siendo sin embargo, una buena aproximación. Si se necesitara un modelo más exacto, se procedería a la optimización, donde los valores iniciales del modelo serían los calculados por los métodos anteriormente descritos.

Otro punto que es digno de mencionar, es que al aplicar los métodos clásicos se obtienen resistencias de compuerta negativa en los transistores de mayor longitud de compuerta ($1\mu\text{m}$), debido a que el valor de R_{ch} aumenta en función de la longitud de compuerta mientras que R_g se reduce. Debido a ésta razón, el valor de R_g "se esconde" en R_{ch} ya que $R_g \ll R_{ch}$.

Por otro lado, el método de Dambrine *et. al.* [1988], calcula valores negativos de L_s para transistores en tecnología coplanar, y es debido a que el valor de L_s es muy pequeño. Dambrine *et. al.* [1988] presentan ecuaciones simplificadas, las cuales no toman en cuenta el efecto de C_{pg} , C_{pg} , R_s y R_d . Por ésta razón para tener una mejor extracción de las inductancias parásitas es necesario tomar en cuenta estos efectos, ya sea utilizando el método de Reynoso-Hernández *et. al.* [1996], o realizando el "de-embedding" de las capacitancias parásitas.

Capítulo IV.

OBTENCIÓN DEL CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE DEL HEMT InP.

IV.1.- Introducción.

El reciente progreso en la tecnología del fosfuro de indio (InP), ha permitido la fabricación de transistores de alta movilidad electrónica con funcionamiento excelente en altas frecuencias. Para la obtención del circuito eléctrico equivalente de los InP se parte de la teoría existente para los transistores GaAs, requiriéndose efectuar algunos ajustes al método de extracción de Reynoso-Hernández *et. al.* [1996], con el propósito de mejorar la extracción de las inductancias y resistencias parásitas. En la obtención de estos elementos, Reynoso- Hernández *et. al.* [1996] polarizan al transistor en directa a un nivel mínimo de densidad de corriente necesario para eliminar el efecto de la capacitancia bajo la compuerta. Para estos niveles de corriente la impedancia equivalente del diodo Schottky se reduce a R_{dy} , provocando con esto que el efecto de C_y se elimine de la parte imaginaria

de Z_{11} , y el valor de L_g se puede obtener directamente de las ecuaciones propuestas por Reynoso Hernández *et. al.* [1996]. Sin embargo, los transistores HEMT InP si se polarizan con los niveles mencionados puede sufrir un daño irreversible en la compuerta debido a los voltajes de ruptura (breakdown) menores que estos dispositivos tienen. Por lo tanto, para la obtención de las resistencias e inductancias parásitas se debe aplicar el voltaje de V_{gs} lo más pequeño posible. Para estos niveles de V_{gs} , el valor de las capacitancias parásitas así como el valor de C_y no deben despreciarse en las ecuaciones. En el capítulo anterior se obtuvieron los elementos parásitos tomando en cuenta estos efectos para algunos transistores fabricados en arseniuro de galio (GaAs).

En éste capítulo se aplica el método propuesto para la extracción de los elementos parásitos. Una vez que los elementos parásitos han sido calculados, se realiza el “de-embedding” y se obtienen los elementos intrínsecos obtenidos del circuito eléctrico equivalente de pequeña señal.

IV.2.- Circuito Eléctrico Equivalente de pequeña señal para el HEMT InP y revisión del efecto de ionización por impacto.

El circuito eléctrico equivalente de pequeña señal de los HEMT InP se puede obtener, a bajos niveles de V_{ds} , mediante el método de Dambrine [Dambrine *et. al.*, 1988] o de Berroth [Berroth y Bosch, 1991]. Sin embargo, para voltajes drenador-fuente grandes se presenta el fenómeno de ionización por impacto. Dicho fenómeno degrada el comportamiento en el canal en DC y RF así como el

comportamiento en ruido. A estos niveles de polarización, los portadores obtienen la suficiente energía para crear pares electrón-hueco y producir la ionización por impacto. Éste fenómeno produce altos niveles de corriente de fuga en la compuerta, combinado con conductancias de salida elevadas (resistencias de salida pequeñas), así como voltajes de "breakdown" menores. En estos niveles de V_{ds} se puede observar un incremento drástico en la corriente de compuerta I_g . El incremento de la corriente I_g para altos niveles de V_{ds} (figura 129) demuestra la influencia adicional de una corriente por huecos [Reuter *et. al.*, 1997].

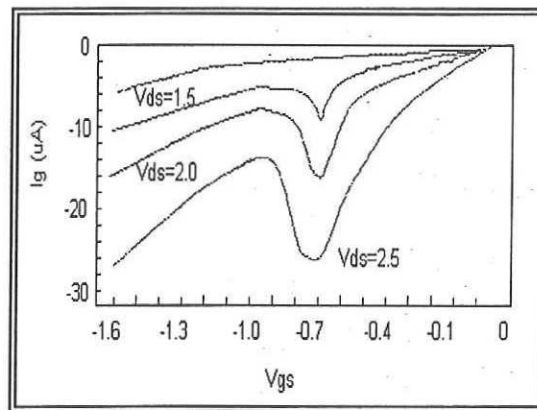


Fig.129.- Comportamiento típico de la corriente de fuga en la compuerta en función de V_{gs} y V_{ds} .

En la figura 129 se observa el incremento en la corriente I_g en función de V_{gs} . Sin embargo, existen otras formas para observar si la ionización por impacto está presente, sin realizar mediciones de corriente. Éste método se basa en la medición del factor de ruido. El factor de ruido se degrada con la presencia de la ionización por impacto debido a la generación de pares electrones-huecos. Es importante mencionar que al graficar la figura de ruido en función de V_{ds} en la figura 130, se observa que ésta aumenta con V_{ds} [Gaquièrre *et. al.*, 1999].

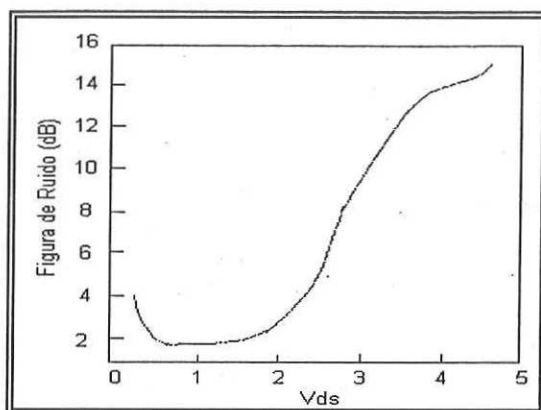


Fig. 130.- Figura de Ruido en función de V_{ds} .

Por otra parte, en presencia de la ionización por impacto, el parámetro S_{22} presenta en ocasiones un comportamiento inductivo en bajas frecuencias (Figura 131).

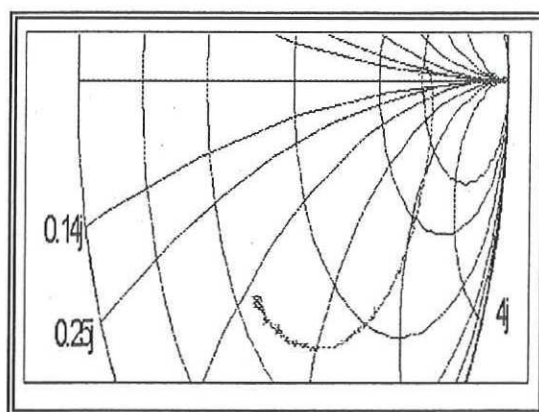


Fig. 131.- Efecto en S_{22} debido a la ionización por impacto.

Este efecto también se puede apreciar en la extracción de las capacitancias intrínsecas en bajas frecuencias, como se observa en la figura 132. El efecto de la ionización por impacto se hace mínimo, en las capacitancias, para frecuencias altas y es aquí donde se puede obtener el valor de los elementos intrínsecos.

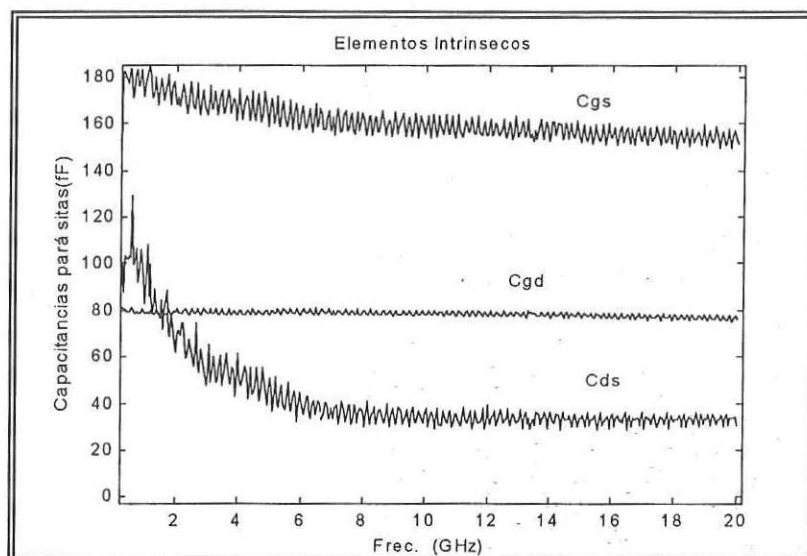


Figura 132.- Efecto de la ionización por impacto en las capacitancias intrínsecas en función de la frecuencia.

El efecto de la ionización por impacto ha sido modelado por los investigadores mediante la adición de elementos a la salida del circuito eléctrico equivalente. Kruppa [Kruppa et. al., 1993] modela éste efecto con un circuito LR serie en paralelo con C_{ds} . Para modelar el efecto de ionización por impacto mediante redes pasivas se analizaron varios circuitos compuestos por elementos resistivos, capacitivos e inductivos. Se insertaron en paralelo con C_{ds} y con la red pasiva que se obtuvieron resultados similares a los medidos, fue con la propuesta por Kruppa [Kruppa et. al., 1993]. Sin embargo, esta red se debe de analizar para concluir que es apropiada para ajustar los parámetros modelados y los medidos. En la figura 133 se muestra el efecto de la red propuesta para $R=100\Omega$ y $L=8nH$. En ésta figura se observa el efecto inductivo hasta la frecuencia de 7.9 GHz, que es donde el parámetro S_{22} tiene el primer valor en la parte baja de la carta de Smith (capacitiva).

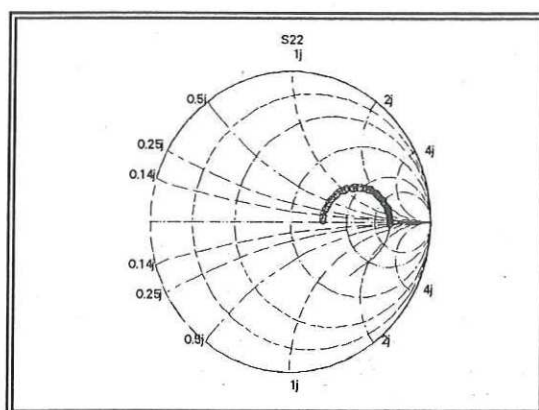


Fig. 133.- Efecto de la red propuesta por Kruppa.

Reuter *et. al.* [1997], proponen una red compuesta por el circuito serie de una resistencia con el paralelo de una fuente dependiente de corriente en función del voltaje drenador-compuerta y una capacitancia. Para modelar el efecto de ionización por impacto mediante ésta red, se puede realizar en algún programa comercial para observar el ajuste de ésta red.

El error en bajas frecuencias, que resulta de comparar los parámetros S medidos con los obtenidos del modelo extraído con las ecuaciones de Berroth y Bosch [Berroth y Bosch, 1991] se predice que será grande; y esto debido al efecto de la ionización por impacto.

Por otro lado Bolognesi *et. al.* [1999], observaron un efecto en bajas frecuencias en Y_{21} . La red propuesta por Kruppa *et. al.* [1993], sólo afecta el parámetro Y_{22} y no predice éste fenómeno. Reuter *et. al.* [1997], proponen una fuente dependiente del voltaje drenador-compuerta, afectando a Y_{22} y a Y_{21} , tomando en cuenta el efecto observado por Bolognesi. Por éstas razones se deduce que éste modelo es más adecuado para el modelado de la ionización por impacto.

IV.3.- Mediciones.

Se midieron los transistores F4X38, SG600 y además se analizaron dos transistores PHEMT medidos anteriormente en CICESE, pero no se cuenta ya con ellos. Para la extracción del modelo de circuito equivalente de pequeña señal se aplican, los métodos propuestos, y para validar el modelo, se comparan los parámetros S medidos con los parámetros S obtenidos a partir del modelo propuesto. Si el error es pequeño, entonces la extracción de los elementos propuestos es válida.

IV.3.1.- Resultados obtenidos para el transistor PHEMT 50GE4 InP aplicando el método propuesto.

Este transistor fue medido anteriormente en CICESE, con el punto de polarización de $V_{gs} = -0.4V$ y $V_{ds} = 0.6V$ (saturación). En éste trabajo se analizaron los datos y se obtuvieron los elementos parásitos y los elementos intrínsecos, los cuales se muestran en la tabla XXIV.

Tabla XXIV.- Elementos del CEE extraídos para el PHEMT 50GE4 InP.

Elementos parásitos	Valores obtenidos	Elementos Intrínsecos	Valores obtenidos
$R_g (\Omega)$	7.6	$C_{gs} (fF)$	40.94
$R_s (\Omega)$	4	$C_{gd} (fF)$	14.82
$R_d (\Omega)$	4	$C_{ds} (fF)$	22.85
$L_g (pH)$	53.5	$R_i (\Omega)$	6.05
$L_s (pH)$	7	$R_{gd} (\Omega)$	10.23
$L_d (pH)$	50.23	$g_{ds} (mS)$	4.4
$C_{pg} (fF)$	16	$g_m (mS)$	36.4
$C_{pd} (fF)$	16	$\text{Tau } -\tau - (ps)$	0.069

En las gráficas 134, 135 se muestran los elementos parásitos extraídos aplicando los métodos propuestos, mientras que en la figura 136 se muestran los elementos intrínsecos obtenidos aplicando las ecuaciones de Berroth y Bosch [Berroth y Bosch, 1991].

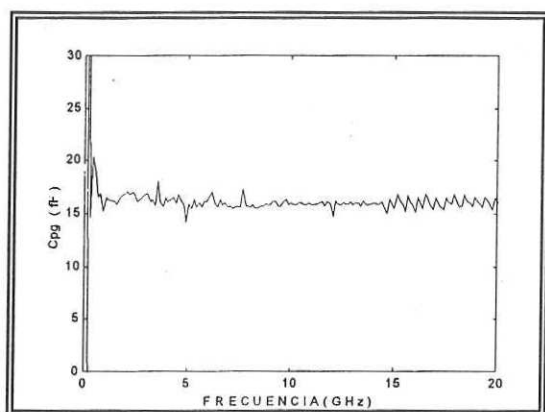


Fig. 134 a).- Capacitancia parásita C_{pg} en función de la frecuencia.

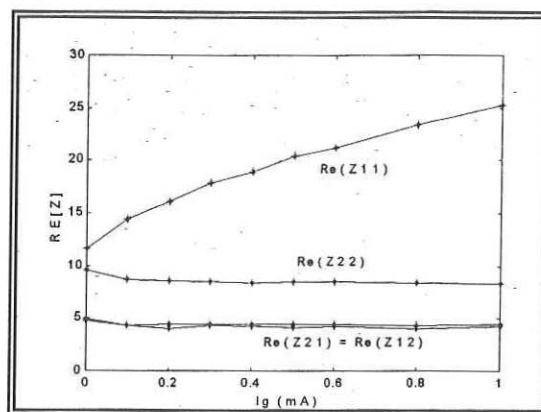


Fig. 134 b).- $Re [Z]$ en función de V_{gs} .

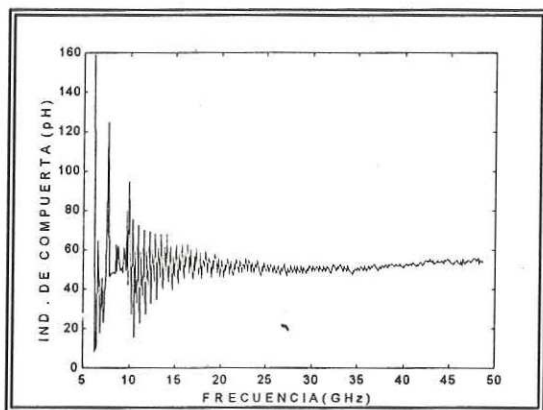


Fig. 135 a).- Inductancia de compuerta en función de la frecuencia.

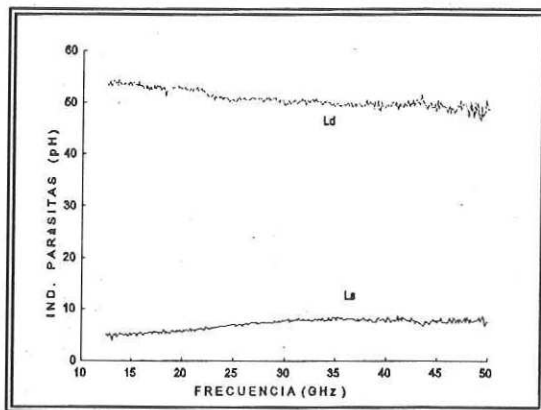


Fig. 135 b).- Inductancias de Drenador y Fuente en función de la frecuencia.

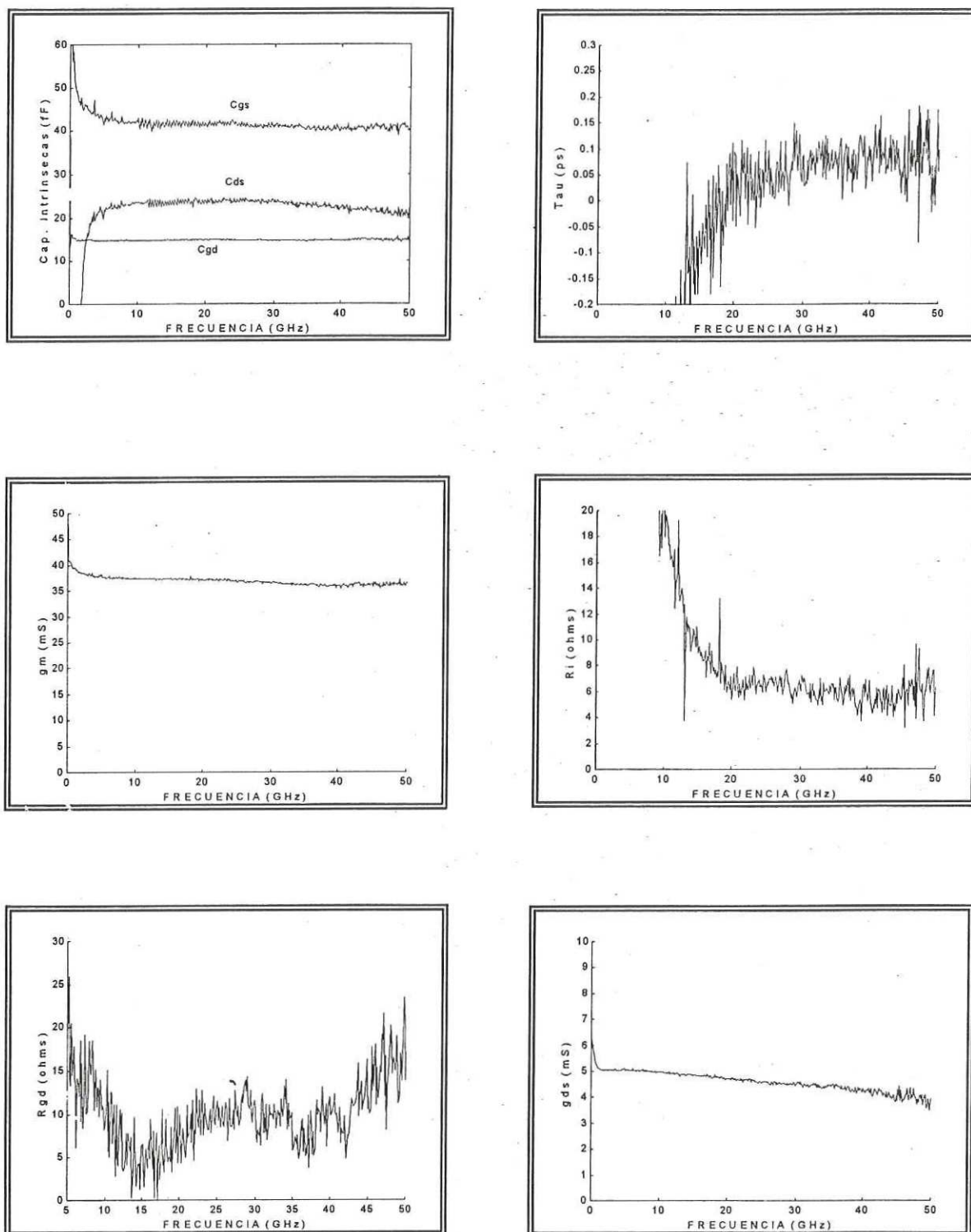


Fig. 136.- Elementos intrínsecos extraídos en función de la frecuencia.

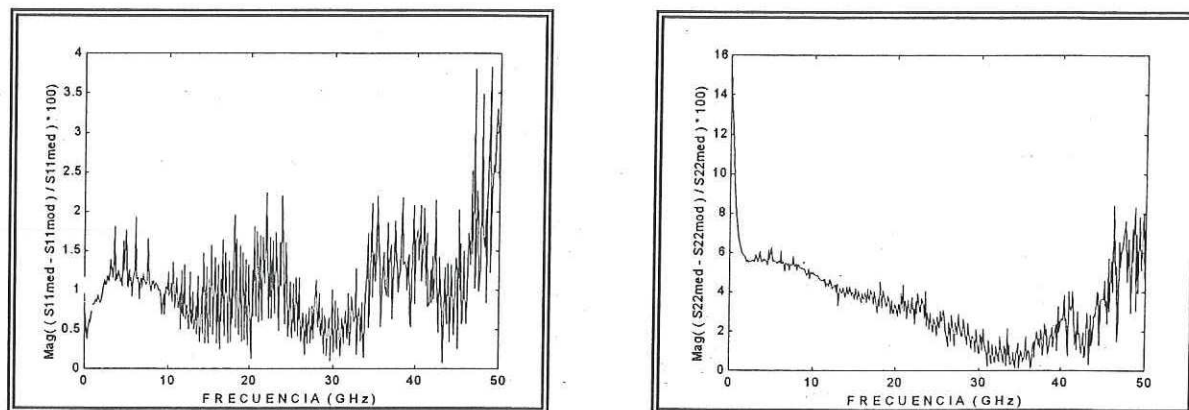


Fig. 139.- Porcentaje de Error en S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia.

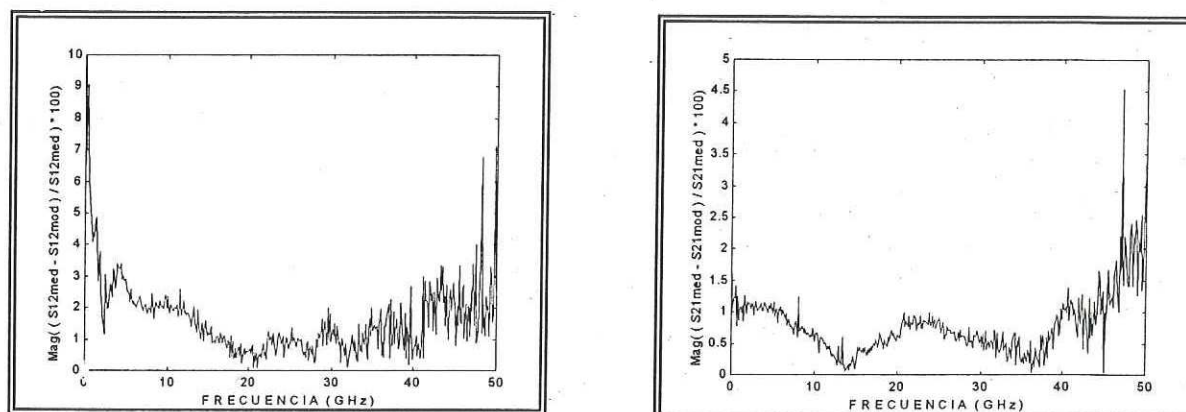


Fig. 140.- Porcentaje de Error en S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia.

El error resultante es aceptable, aún en S_{22} , donde en bajas frecuencias se observa un error menor al 15% debido a el efecto de la ionización por impacto, donde son necesarios elementos intrínsecos adicionales, para modelar éste efecto.

IV.3.2.- Resultados obtenidos para el transistor PHEMT 50A5 InP aplicando el método propuesto.

Este transistor fue medido anteriormente en CICESE, con el punto de polarización de $V_{gs} = -0.4V$ y $V_{ds} = 1.2V$ (saturación). Aquí se analizaron los datos y se obtuvieron los elementos parásitos y los elementos intrínsecos, los cuales se muestran en la tabla XXV.

Tabla XXV.- Elementos del CEE extraídos para el PHEMT 50A5 InP.

Elementos parásitos	Valores obtenidos	Elementos Intrínsecos	Valores obtenidos
$R_g (\Omega)$	10.55	$C_{gs} (fF)$	43.96
$R_s (\Omega)$	10.6	$C_{gd} (fF)$	18.46
$R_d (\Omega)$	10.3	$C_{ds} (fF)$	15.64
$L_g (pH)$	59.5	$R_i (\Omega)$	-4.6
$L_s (pH)$	6	$R_{gd} (\Omega)$	1.49
$L_d (pH)$	43	$g_{ds} (mS)$	4.4
$C_{pg} (fF)$	23	$g_m (mS)$	45.5
$C_{pd} (fF)$	23	$\text{Tau } -\tau - (ps)$	0.049

En la tabla XXV se puede observar que R_i es negativa debido a que R_g puede estar mal calculada, ya que éste transistor se midió en corriente en pasos de 0.4mA, ignorando la zona de 0 a 0.1mA, que es donde se obtiene el valor mínimo para $\text{Re} \{ Z_{11} \}$.

En las gráficas 141, 142 se muestran los elementos parásitos extraídos aplicando los métodos propuestos.

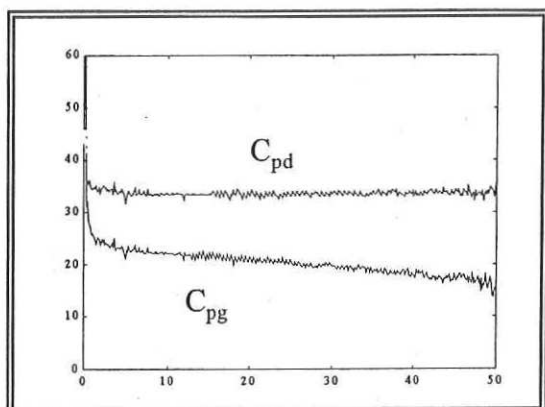


Fig. 141 a).- Capacitancias parásitas en función de la frecuencia.

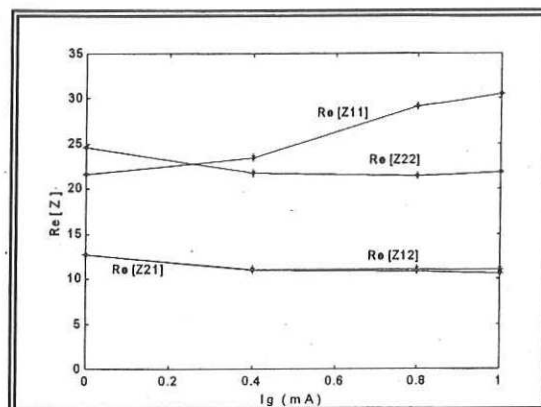


Fig. 141 b).- $Re[Z]$ en función de V_{gs} .

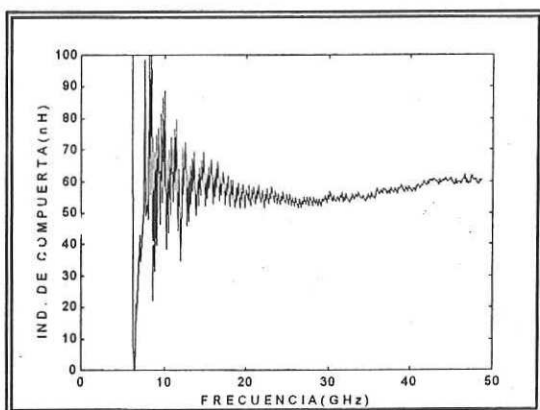


Fig. 142 a).- Inductancia parásita de compuerta L_g en función de la frecuencia.

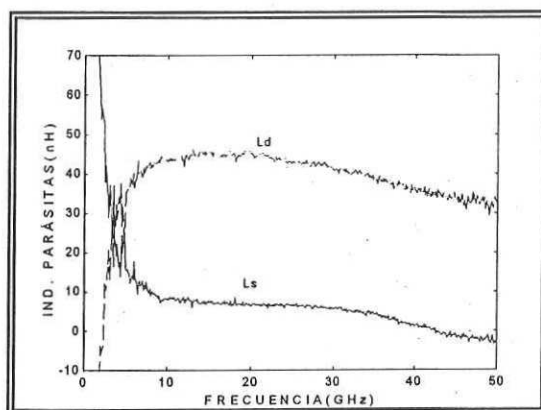


Fig. 142 b).- Inductancias parásitas de drenador y fuente, L_d y L_s en función de la frecuencia.

En la figura 143 se muestran los elementos intrínsecos obtenidos aplicando las ecuaciones de Berroth y Bosch [Berroth y Bosch, 1991].

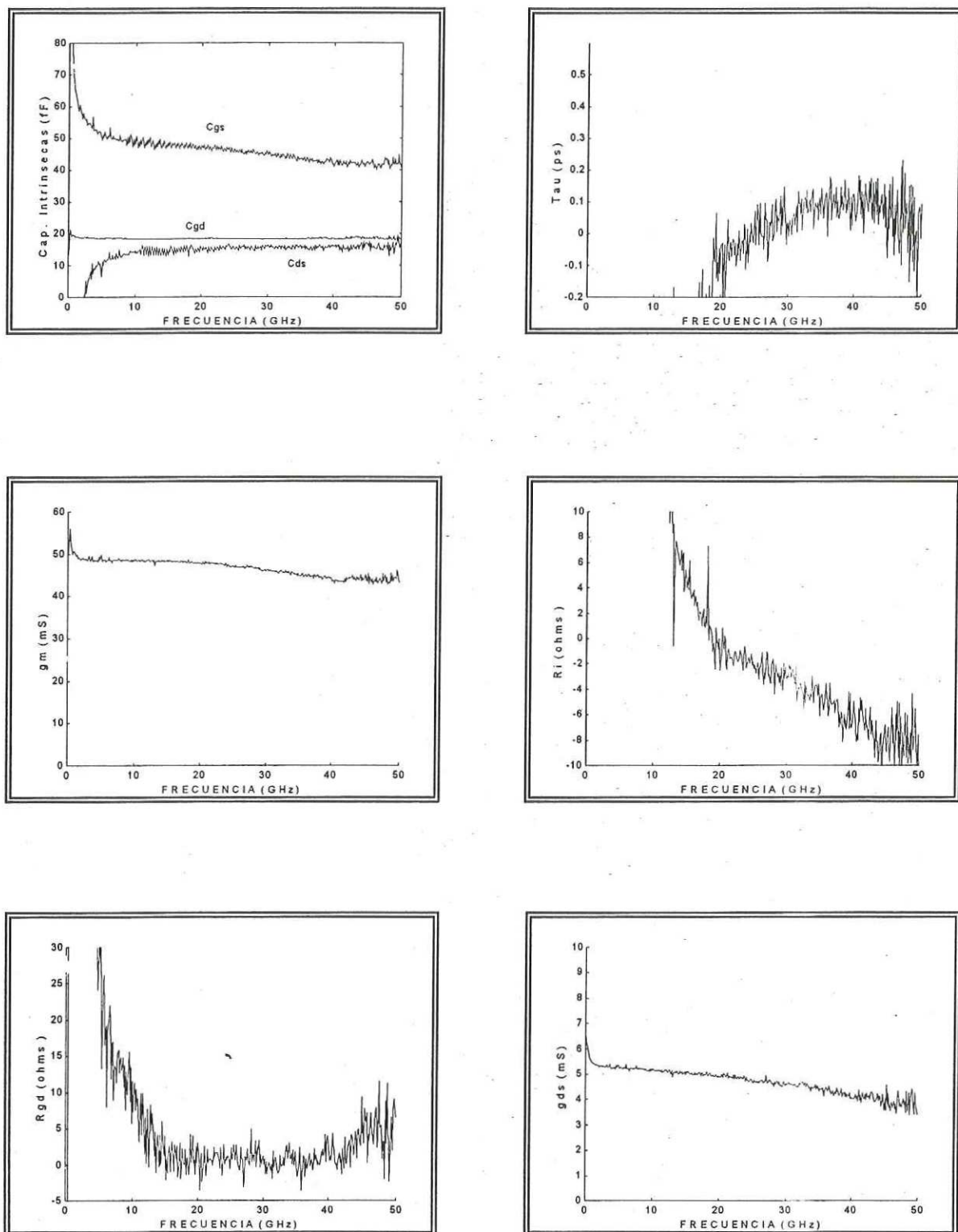


Fig. 143.- Elementos intrínsecos obtenidos en función de la frecuencia.

Para validar el modelo obtenido se compararon los parámetros S medidos contra los obtenidos con el modelo. Los resultados se muestran en las figuras 144 y 145. De nuevo se aprecia que en S_{22} el error en baja frecuencia es mayor, y esto se atribuye al efecto de ionización por impacto [Bolognesi *et. al.*, 1998]. Ésta diferencia entre los parámetros S también se muestra en las figuras 146 y 147, donde se grafica el error obtenido.

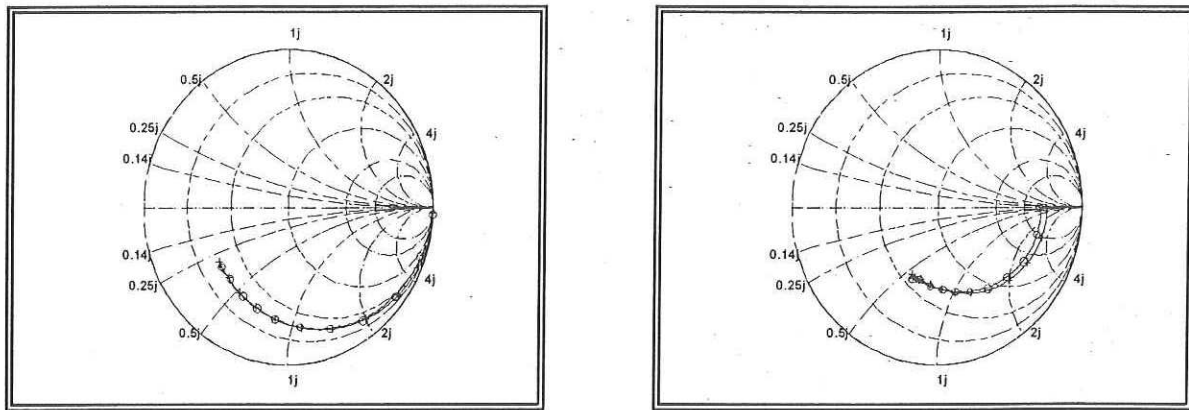


Fig. 144.- Parámetros S_{11} y S_{22} : (+Rojo) calculados y (oAzul) medidos.

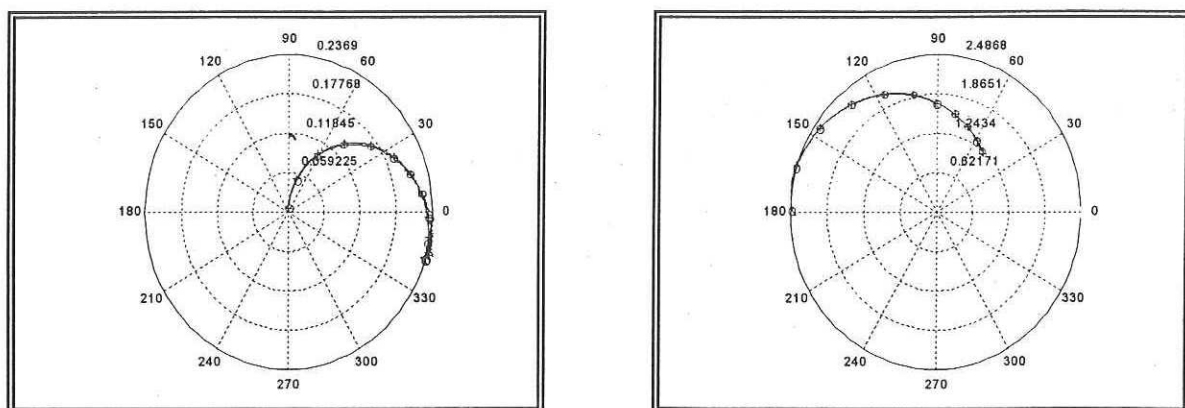


Fig. 145.- Parámetros S_{12} y S_{21} : (+Rojo) calculados y (oAzul) medidos.

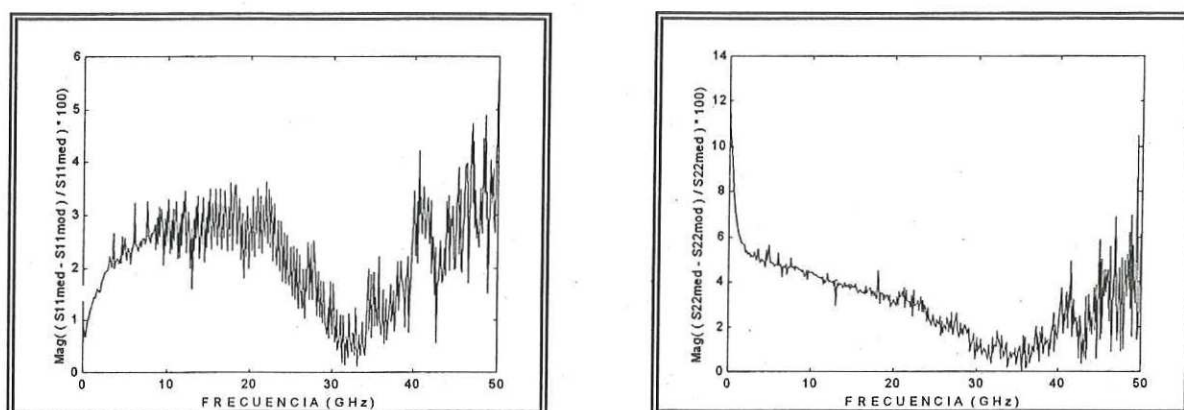


Fig. 146.- Porcentaje de Error en S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia.

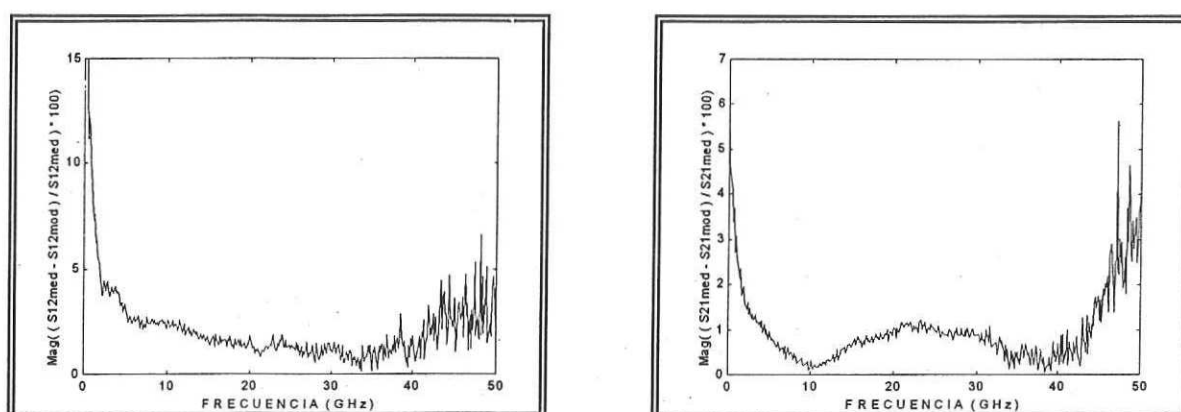


Fig. 147.- Porcentaje de Error en S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia.

IV.3.3.- Resultados obtenidos para el transistor PHEMT F4X38 InP aplicando el método propuesto.

Este transistor fue medido en CICESE, para el punto de polarización de $V_{gs}=0V$ y $V_{ds}=0.5V$ (saturación). Se analizaron los datos y se obtuvieron los elementos parásitos y los elementos intrínsecos, los cuales se muestran en la tabla XXVI.

Tabla XXVI.- Elementos del CEE extraídos para el PHEMT F4X38 InP.

Elementos parásitos	Valores obtenidos	Elementos Intrínsecos	Valores obtenidos
$R_g (\Omega)$	0.55	$C_{gs} (fF)$	170.8
$R_s (\Omega)$	1.03	$C_{gd} (fF)$	73.12
$R_d (\Omega)$	1.1	$C_{ds} (fF)$	32.82
$L_g (pH)$	31.5	$R_i (\Omega)$	0.14
$L_s (pH)$	7.5	$R_{gd} (\Omega)$	2.1
$L_d (pH)$	36	$g_{ds} (mS)$	8.4
$C_{pg} (fF)$	30.33	$g_m (mS)$	123
$C_{pd} (fF)$	30.33	$\text{Tau} - \tau - (ps)$	0.48

En las gráficas 148, 149 se muestran los elementos parásitos extraídos aplicando los métodos propuestos.

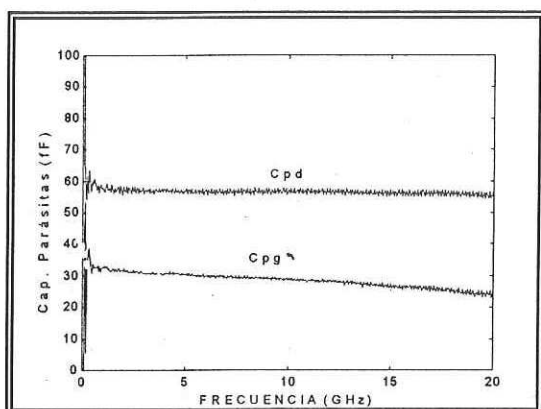


Fig. 148 a).- Capacitancias parásitas en función de la frecuencia.

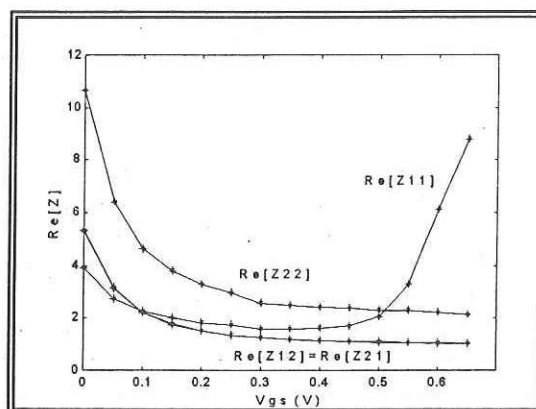


Fig. 148 b).- $\text{Re}[Z]$ en función de V_{gs} .

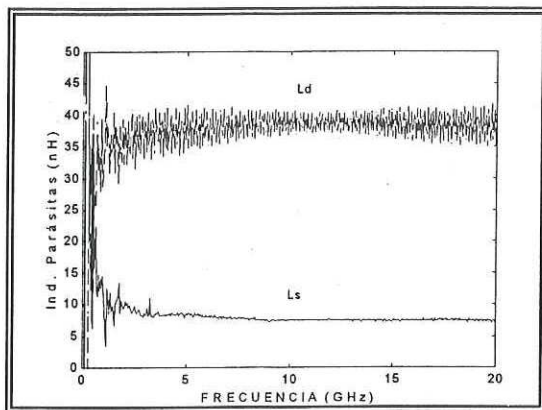


Fig. 149 a).- Inductancias parásitas de drenador y fuente, L_d y L_s en función de la frecuencia.

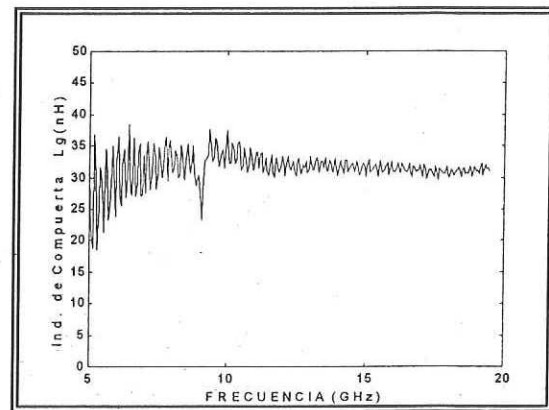


Fig. 149 b).- Inductancia parásita de compuerta, L_g en función de la frecuencia.

En la figura 150 se muestran los elementos intrínsecos obtenidos aplicando las ecuaciones de Berroth y Bosch [Berroth y Bosch, 1991]. Los elementos presentan muy poca dispersión con la frecuencia, y esto se debe a la buena extracción de los elementos parásitos. Esto también se podrá apreciar en la comparación de los parámetros S medidos y calculados.

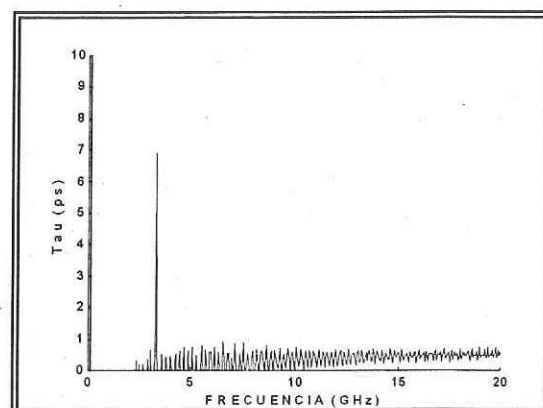
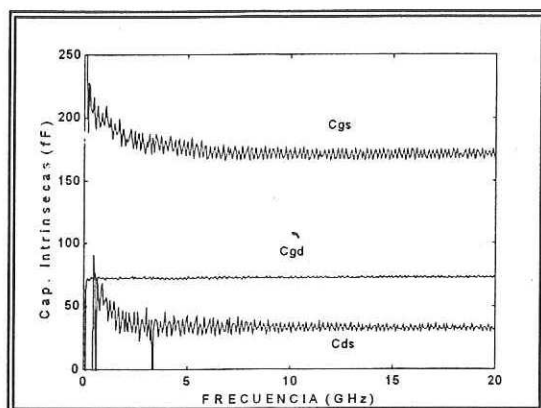


Fig. 150.- Elementos intrínsecos extraídos en función de la frecuencia.

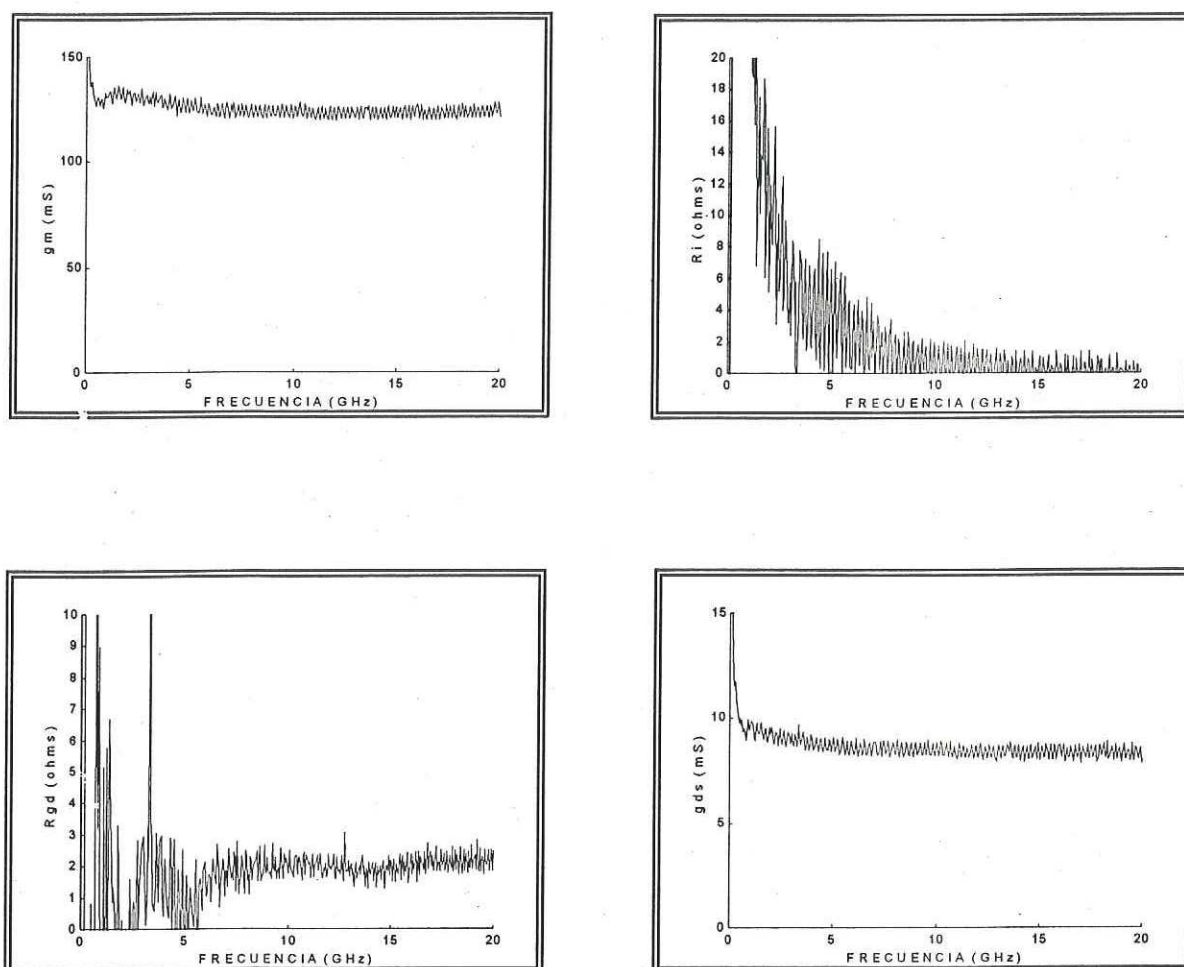


Fig. 150.- Cont.- Elementos intrínsecos extraídos en función de la frecuencia.

Para validar el modelo obtenido se compararon los parámetros S medidos contra los obtenidos con el modelo. Los resultados se muestran en las figuras 151 y 152.

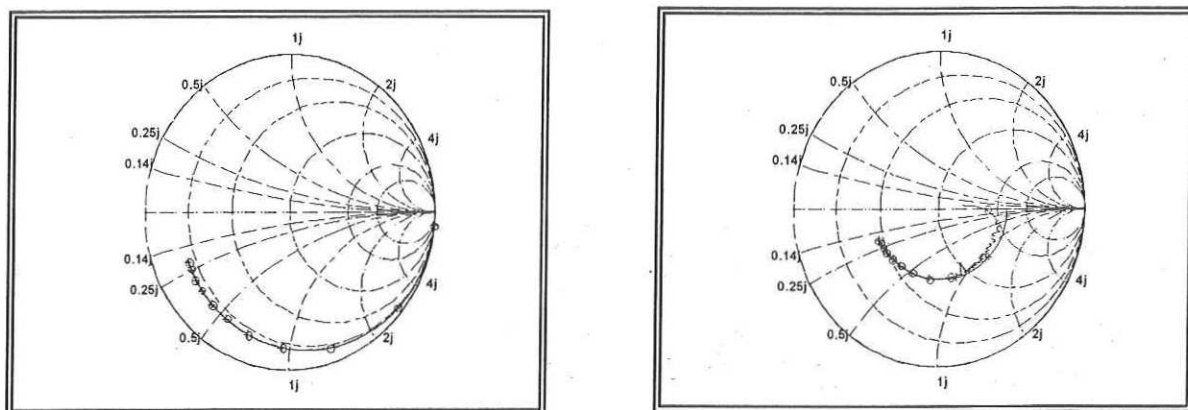


Fig. 151.- Parámetros S_{11} y S_{22} : (+Rojo) calculados y (oAzul) medidos.

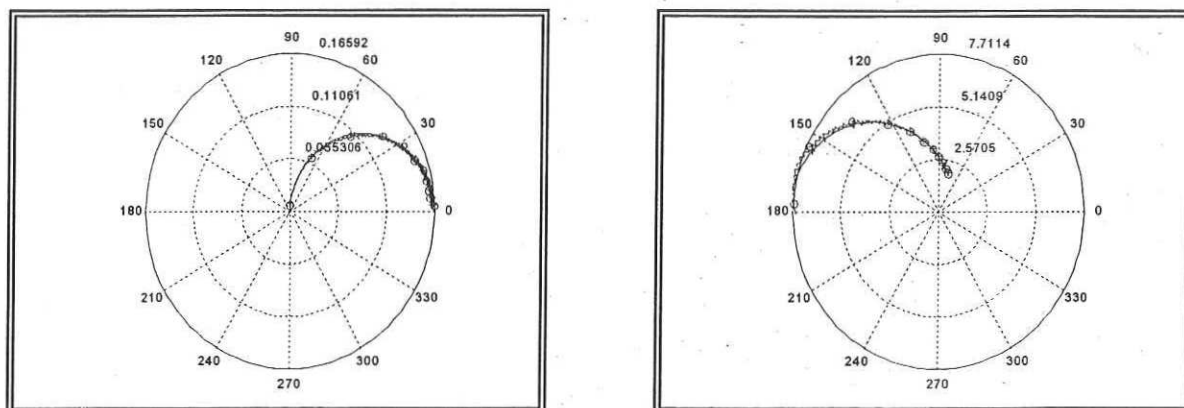


Fig. 152.- Parámetros S_{12} y S_{21} : (+Rojo) calculados y (oAzul) medidos.

La diferencia entre los parámetros S medidos y modelados es pequeña, siendo mayor, en S_{22} , donde se presenta el efecto de ionización por impacto, cabe resaltar que éste fenómeno está presente en todos los transistores InP que se midieron en éste trabajo, siendo en este transistor donde el efecto es menor. A continuación se presentan los errores obtenidos.

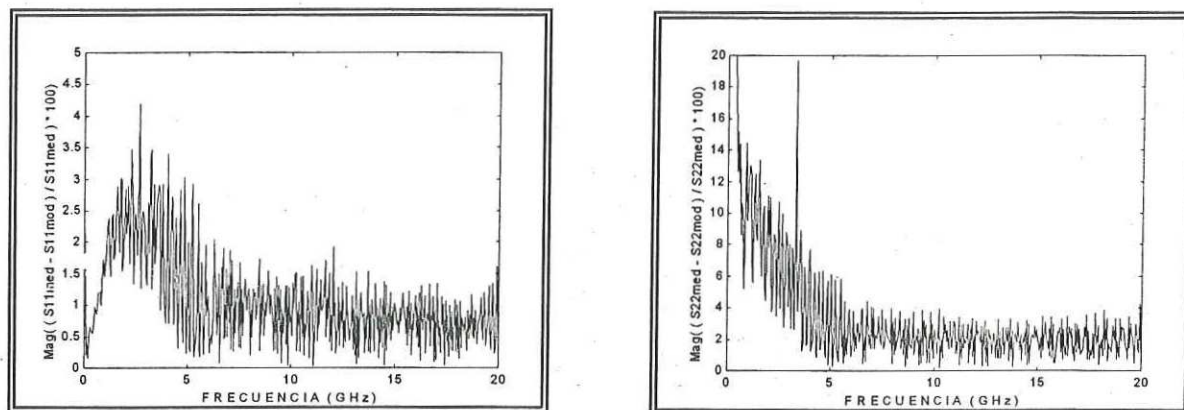


Fig. 153.- Porcentaje de Error en S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia.

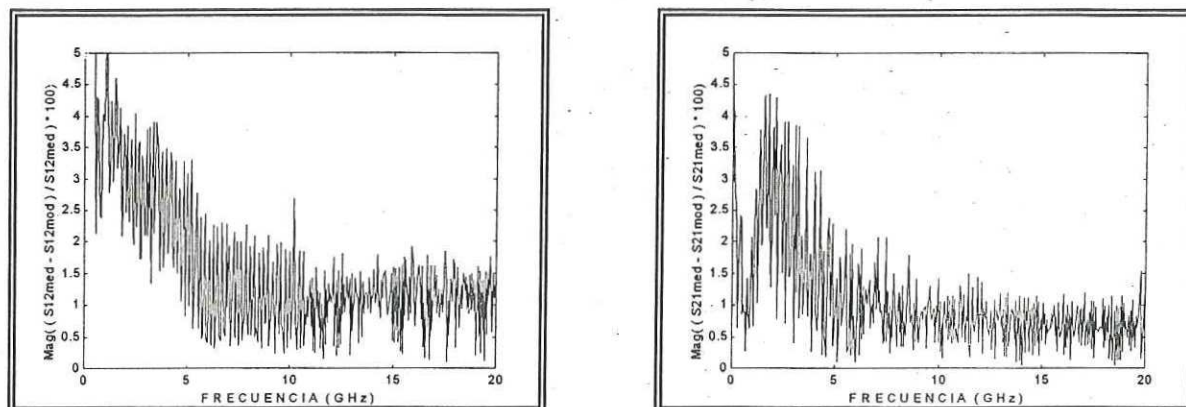


Fig. 154.- Porcentaje de Error en S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia.

IV.3.4.- Resultados obtenidos para el transistor PHEMT SG600 InP aplicando el método propuesto.

Este transistor fue medido en CICESE, para el punto de polarización de $V_{gs}=0V$ y $V_{ds}=2.0V$ (saturación). Se analizaron los datos y se obtuvieron los elementos parásitos y los elementos intrínsecos, los cuales se muestran en la tabla XXVII.

Tabla XXVII.- Elementos del CEE extraídos para el PHEMT SG600 InP.

Elementos parásitos	Valores obtenidos	Elementos Intrínsecos	Valores obtenidos
$R_g (\Omega)$	0.64	$C_{gs} (fF)$	349.76
$R_s (\Omega)$	1.26	$C_{gd} (fF)$	103.85
$R_d (\Omega)$	1.24	$C_{ds} (fF)$	138.64
$L_g (pH)$	38	$R_i (\Omega)$	1.34
$L_s (pH)$	1.7	$R_{gd} (\Omega)$	3.2
$L_d (pH)$	37.5	$g_{ds} (mS)$	7.1
$C_{pg} (fF)$	14.46	$g_m (mS)$	151.7
$C_{pd} (fF)$	14.46	$\text{Tau } - \tau - (ps)$	0.56

En las gráficas 155, 156 se muestran los elementos parásitos extraídos aplicando los métodos propuestos.

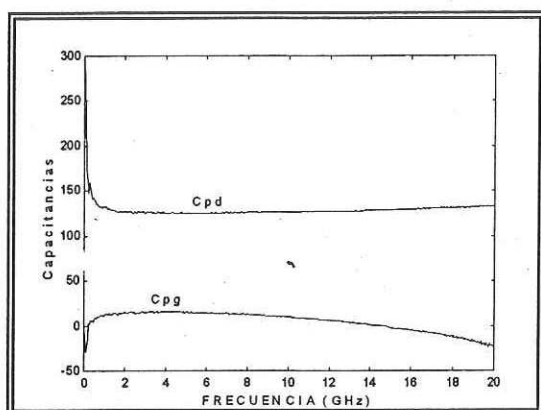


Fig. 155 a).- Capacitancias parásitas en función de la frecuencia.

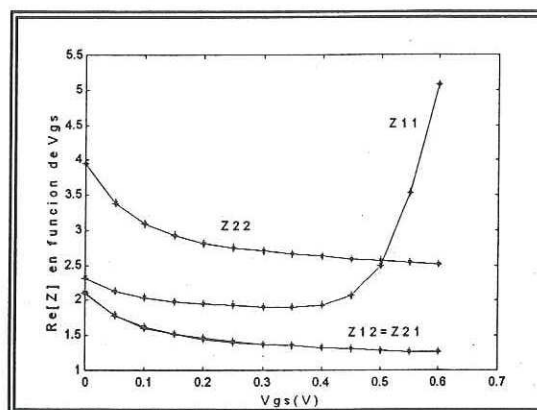


Fig. 155 b).- $\text{Re} [Z]$ en función de V_{gs} .

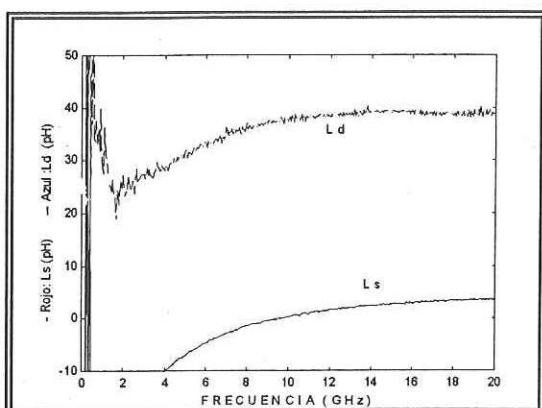


Fig. 156 a).- Inductancias parásitas de drenador y fuente, L_d y L_s en función de la frecuencia.

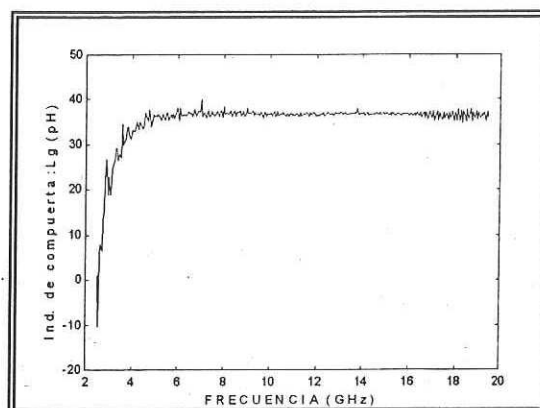


Fig. 156 b).- Inductancia parásita de compuerta, L_g en función de la frecuencia.

En la figura 157 se muestran los elementos intrínsecos obtenidos aplicando las ecuaciones de Berroth y Bosch [Berroth y Bosch, 1991]. Los elementos presentan muy poca dispersión con la frecuencia, y esto se debe a la buena calidad de la extracción de los elementos parásitos. Esto también se podrá apreciar en la comparación de los parámetros S medidos y calculados.

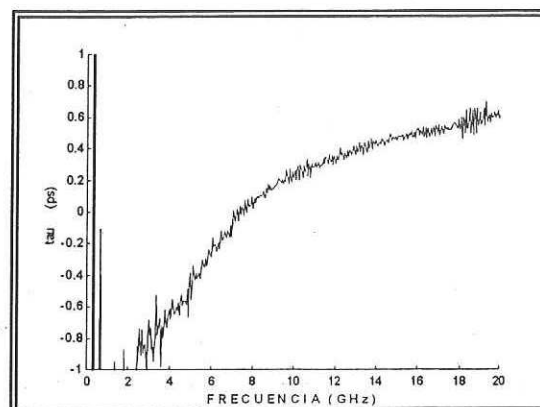
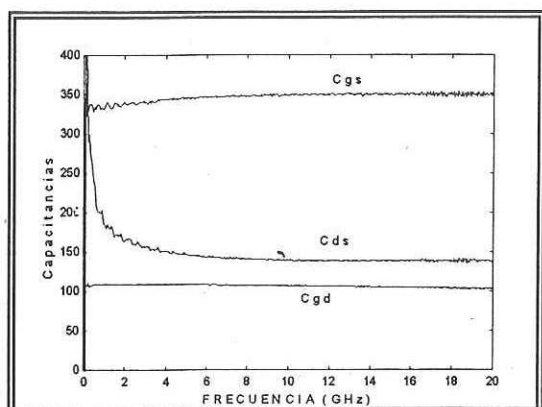


Fig. 157.- Elementos intrínsecos extraídos en función de la frecuencia.

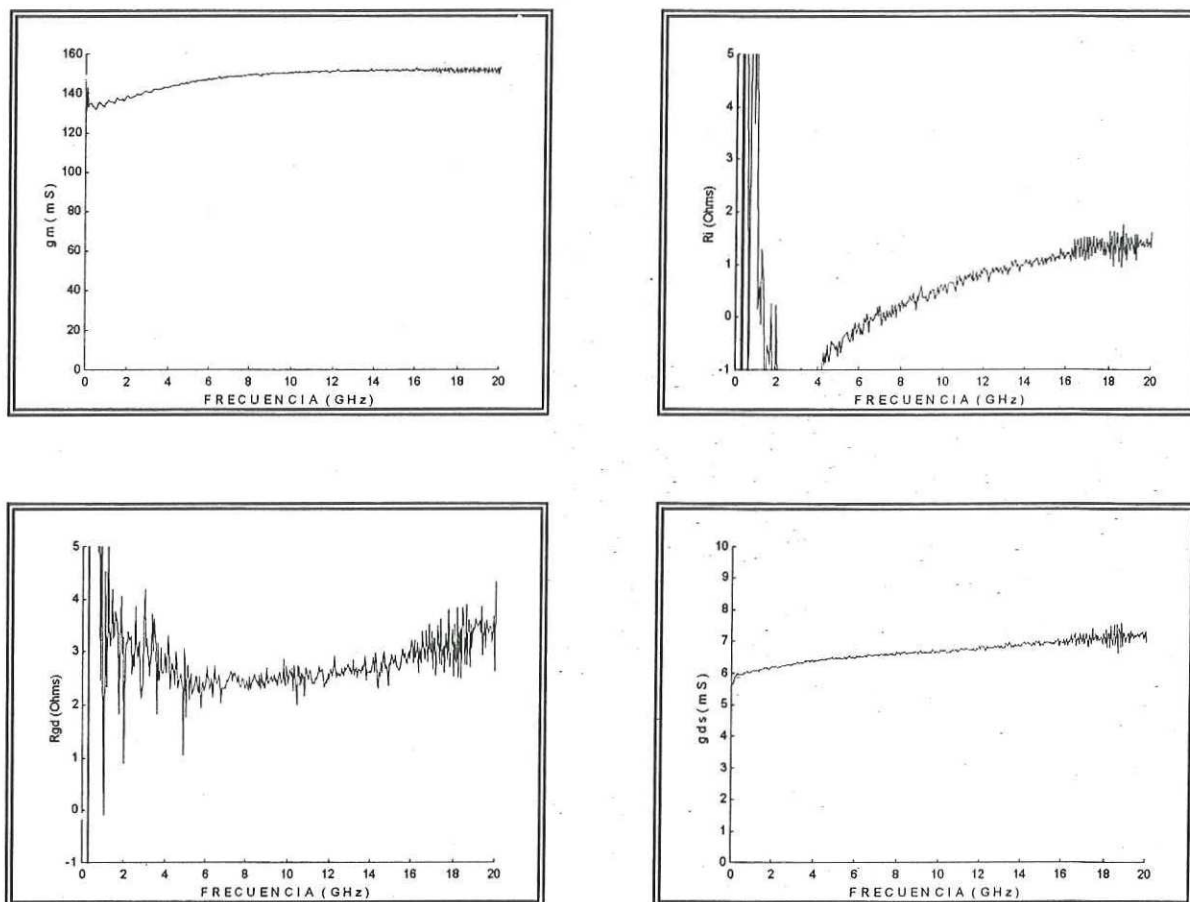


Fig. 157.- Cont.- Elementos intrínsecos extraídos en función de la frecuencia.

En las gráficas de la figura 157 se puede observar que los elementos presentan un efecto dispersivo. Sin embargo, éste efecto no se debe totalmente a un mal cálculo de los elementos parásitos, sino que se debe a otro factor, el cual se explicará más adelante.

Para validar el modelo obtenido se compararon los parámetros S medidos contra los obtenidos con el modelo. Los resultados se muestran en las figuras 158 y 159.

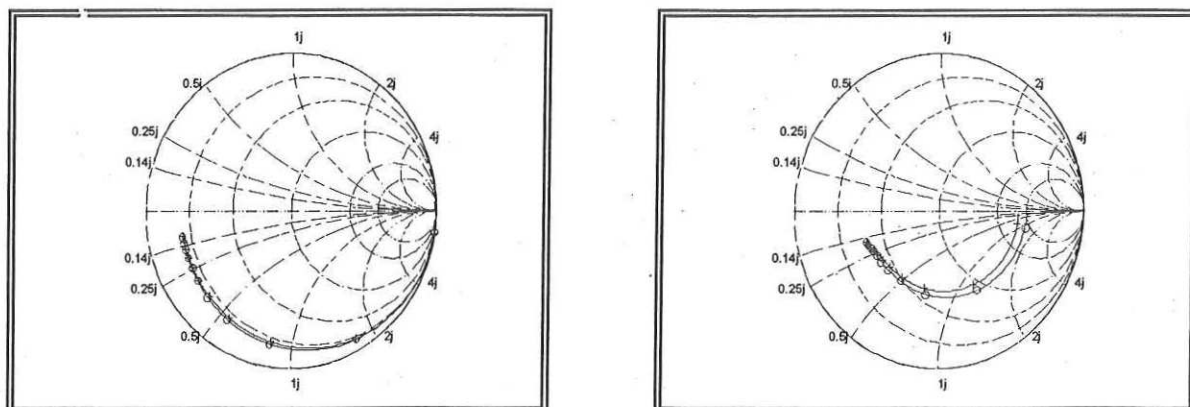


Fig. 158.- Parámetros S_{11} y S_{22} : (+Rojo) calculados y (oAzul) medidos.

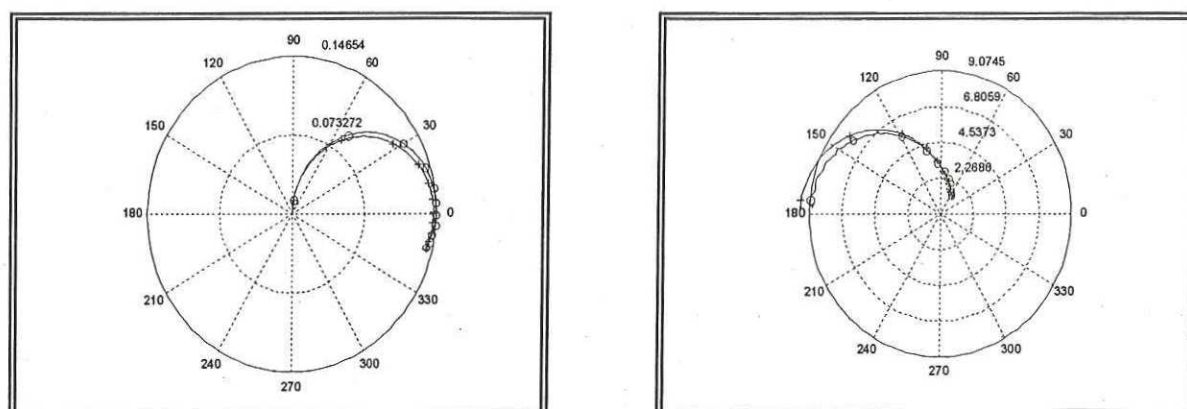


Fig. 159 .- Parámetros S_{12} y S_{21} : (+Rojo) calculados y (oAzul) medidos.

La diferencia entre los parámetros S medidos y modelados es pequeña, en alta frecuencia, siendo mayor, en S_{22} , donde el efecto de ionización por impacto se presenta. Éste transistor presenta un efecto mayor que los anteriores. Más adelante se mostrará éste efecto en Y_{21} .

A continuación, en las figuras 160 y 161, se presentan los errores obtenidos.

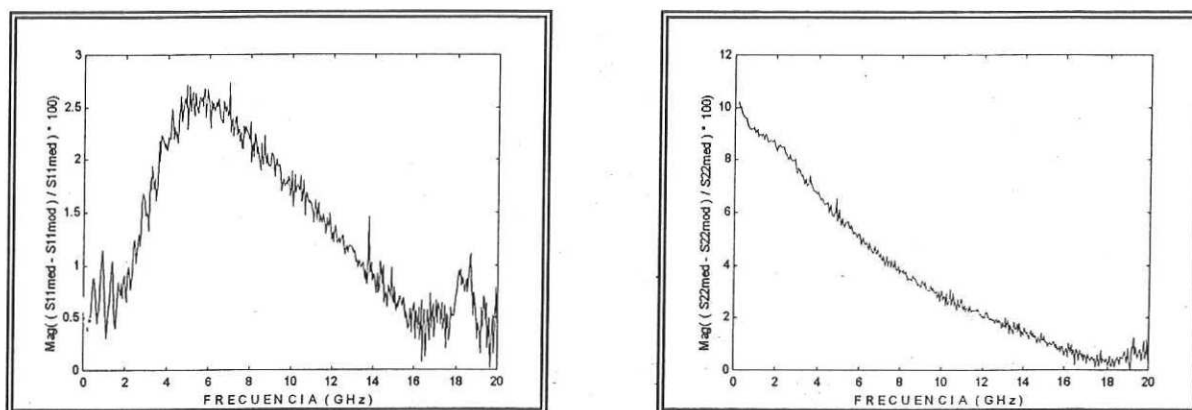


Fig. 160.- Porcentaje de Error en S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia.

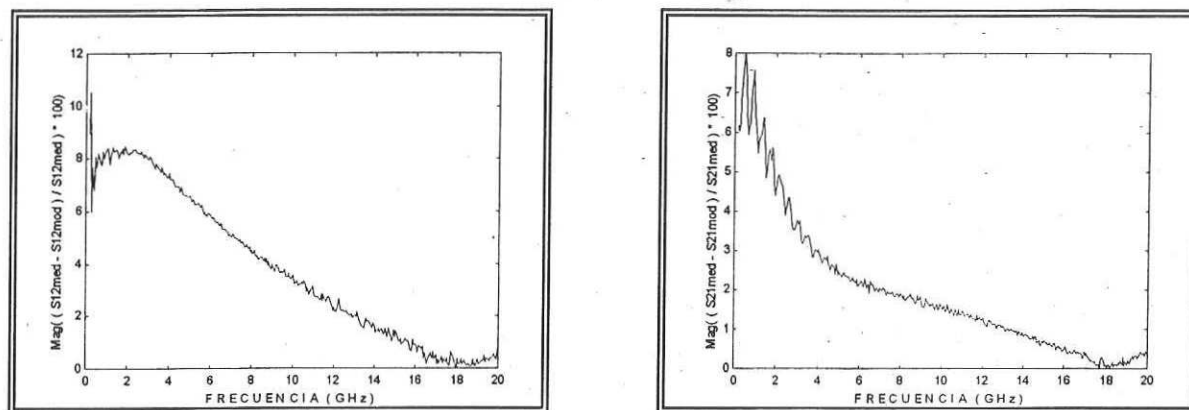


Fig. 161.- Porcentaje de Error en S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia.

IV.3.5.- Resultados obtenidos para el transistor PHEMT SG6001 InP aplicando el método propuesto.

Éste transistor fue medido en CICESE, para el punto de polarización de $V_{gs}=0V$ y $V_{ds}=0.5 V$ (saturación). Se analizaron los datos y se obtuvieron los elementos parásitos y los elementos intrínsecos, los cuales se muestran en la tabla XXVIII.

Tabla XXVIII.- Elementos del CEE extraídos para el PHEMT SG6001 InP.

Elementos parásitos	Valores obtenidos	Elementos Intrínsecos	Valores obtenidos
$R_g (\Omega)$	0.81	$C_{gs} (fF)$	373.21
$R_s (\Omega)$	1.21	$C_{gd} (fF)$	169.75
$R_d (\Omega)$	1.19	$C_{ds} (fF)$	19.45
$L_g (pH)$	38	$R_i (\Omega)$	0.02
$L_s (pH)$	2.1	$R_{gd} (\Omega)$	0.97
$L_d (pH)$	34.38	$g_{ds} (mS)$	65.6
$C_{pg} (fF)$	30	$g_m (mS)$	376.7
$C_{pd} (fF)$	30	$\text{Tau } -\tau - (ps)$	1.55

En las gráficas 162, 163 se muestra el comportamiento los elementos parásitos extraídos aplicando los métodos propuestos.

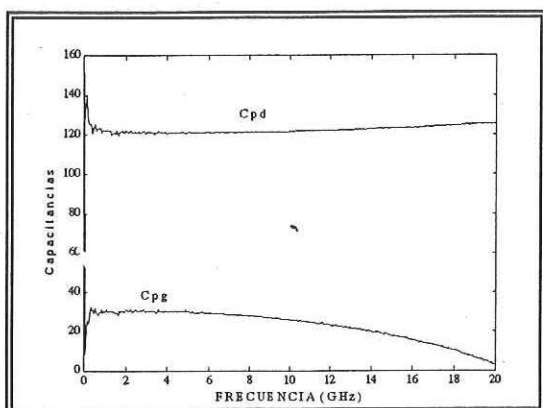


Fig. 162 a).- Capacitancias parásitas en función de la frecuencia.

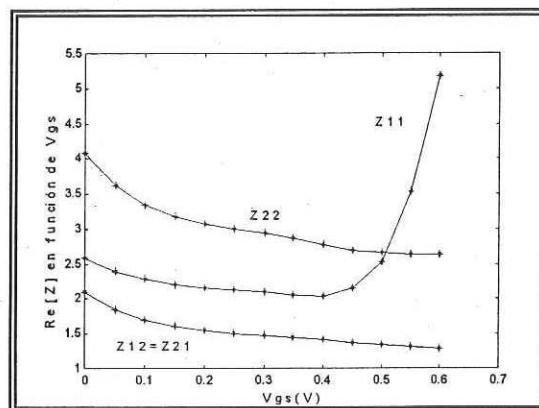


Fig. 162 b).- $Re [Z]$ en función de V_{gs} .

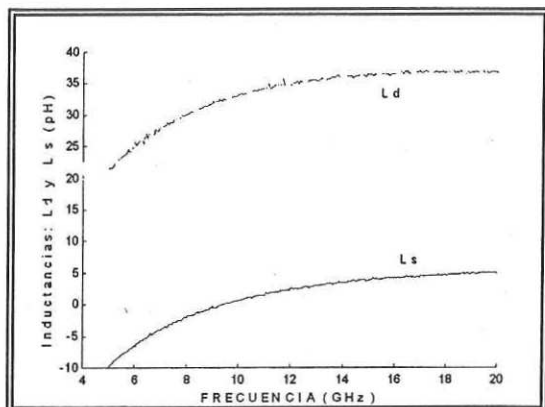


Fig. 163 a).- Inductancias parásitas de drenador y fuente, L_d y L_s en función de la frecuencia.

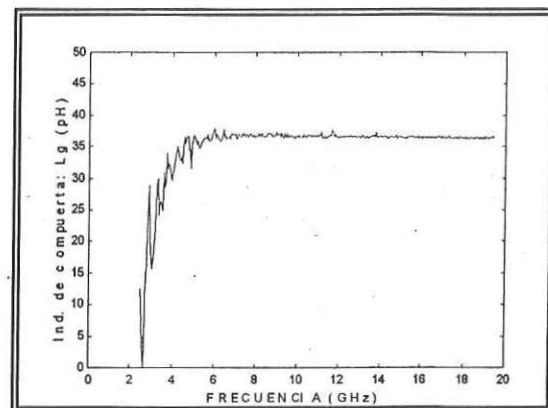


Fig. 163 b).- Inductancia parásita de compuerta, L_g en función de la frecuencia.

En la figura 164 se muestran los elementos intrínsecos obtenidos aplicando las ecuaciones de Berroth y Bosch [Berroth y Bosch, 1991]. Los elementos presentan un efecto de dispersión en frecuencias bajas, y esto se debe al efecto de ionización por impacto. éste efecto es mucho más fuerte en el SG600 que en los transistores F4X38, 50GE4 y 50A5. Esto se observa en C_{ds} .

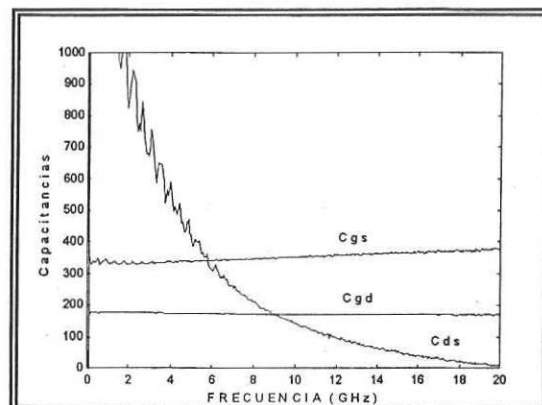
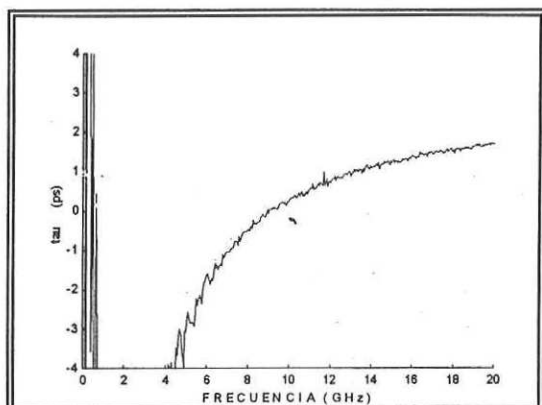


Fig. 164.- Elementos intrínsecos extraídos en función de la frecuencia.

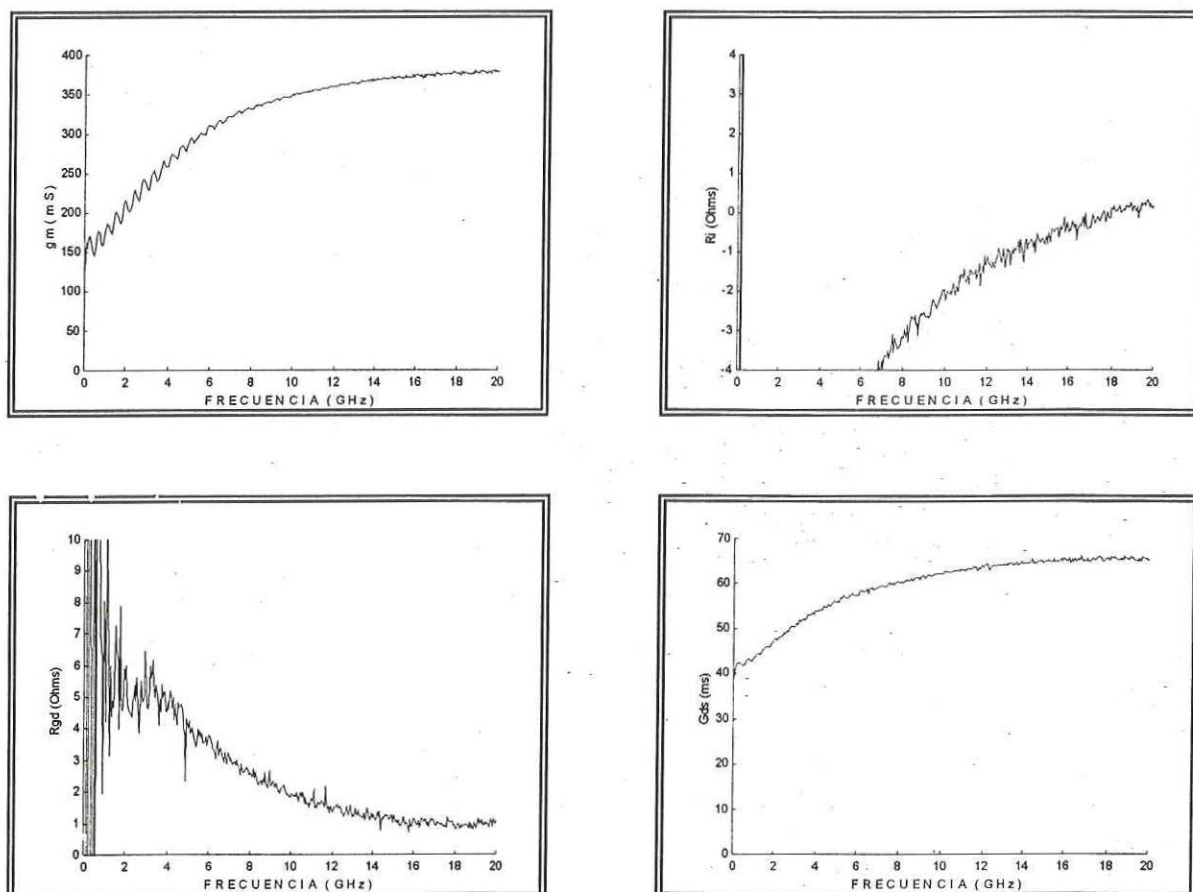


Fig. 164.- Cont.- Elementos intrínsecos extraídos en función de la frecuencia.

El efecto de ionización por impacto no solo se presenta en Y_{22} (efecto inductivo en S_{22}), como lo predice Kruppa [Kruppa *et. al.*, 1993], sino que se presenta también en Y_{21} [Bolognesi *et. al.*, 1999], y el efecto puede ser mayor que en Y_{22} . Esto significa que el efecto inductivo en S_{22} puede no presentarse y aún así el efecto de ionización por impacto ser fuerte.

Para validar el modelo obtenido se compararon los parámetros S medidos contra los obtenidos con el modelo. Los resultados se muestran en las figuras 165 y 166.

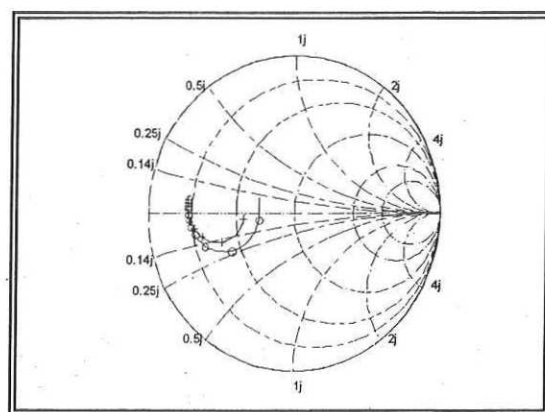
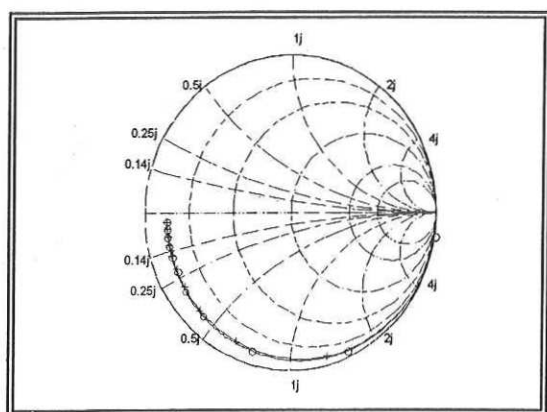


Fig. 165.- Parámetros S_{11} y S_{22} : (+Rojo) calculados y (+Azul) medidos.

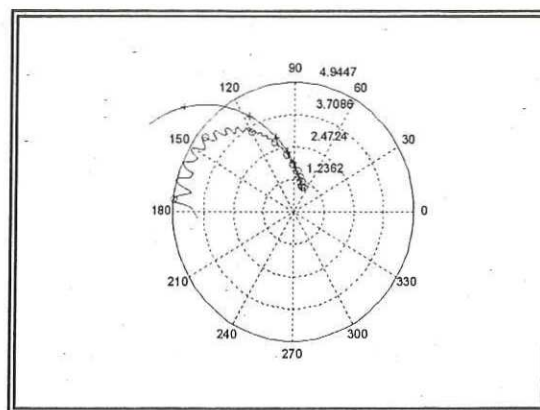
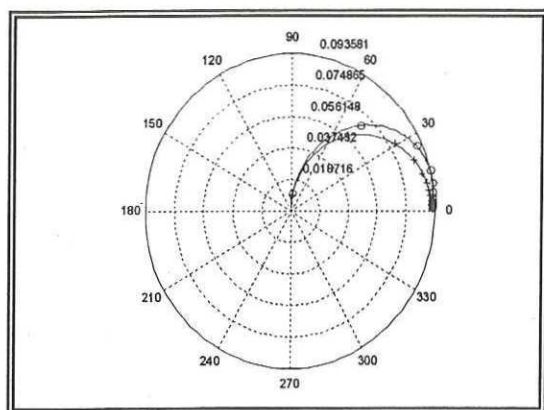


Fig. 166 .- Parámetros S_{12} y S_{21} : (+Rojo) calculados y (oAzul) medidos.

La diferencia entre los parámetros S medidos y modelados es pequeña, en alta frecuencia, siendo mayor, en S_{22} y en S_{21} , donde el efecto de ionización por impacto se presenta. Éste transistor presenta un efecto mayor a los anteriores. Más adelante se mostrará éste efecto en Y_{21} .

A continuación, en las figuras 167 y 168, se presentan los errores obtenidos.

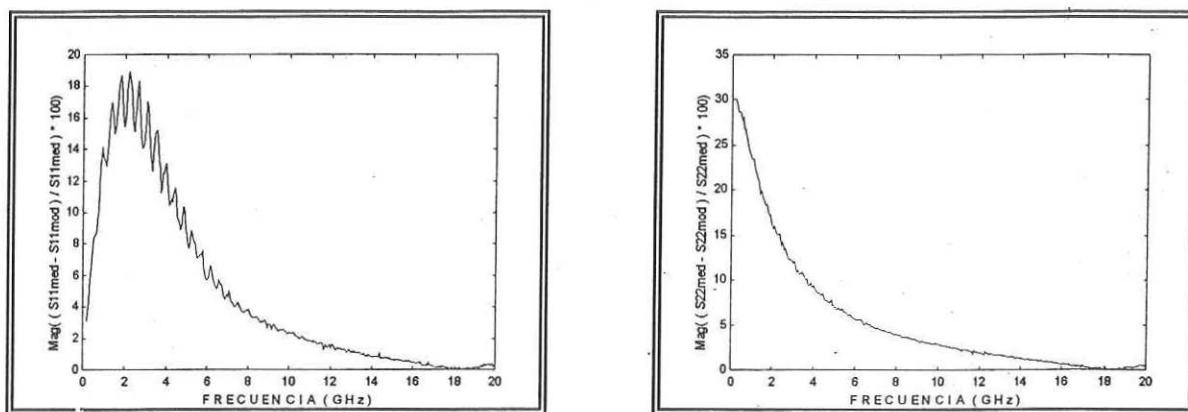


Fig. 167.- Porcentaje de Error en S_{11} y S_{22} en función de la frecuencia.

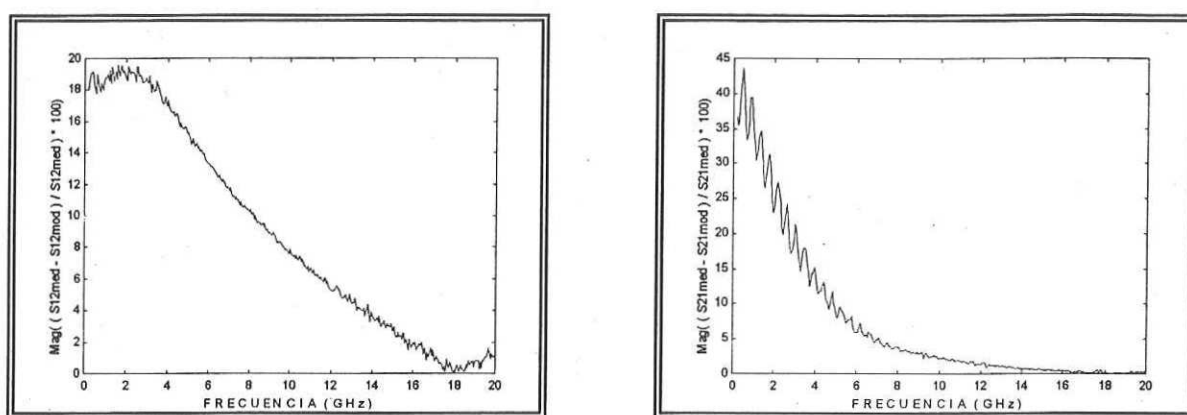


Fig. 168.- Porcentaje de Error en S_{12} y S_{21} en función de la frecuencia.

IV.4.- Efecto de ionización por impacto en Y_{21} .

El modelo obtenido para los transistores SG600 medidos, no fue correcto en bajas frecuencias, debido a que el efecto de ionización por impacto estuvo presente y fue mayor que en los otros dos casos. A diferencia de los transistores 50GE4 y 50A5, los SG600 no mostraron el efecto inductivo en baja frecuencia. El efecto se observó en S_{22} y además en S_{21} . Esto se debe a que la ionización por impacto se presenta fuertemente en Y_{21} y en Y_{22} .

Para los SG600 se obtuvieron las gráficas de corriente de fuga en función de los voltajes de drenador-fuente y compuerta-fuente (figuras 169 y 170).

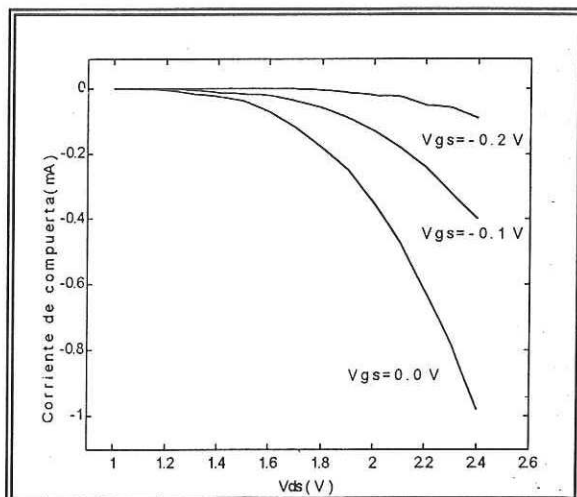


Fig. 169.- Corriente de fuga en función de V_{ds} para varios V_{gs} .

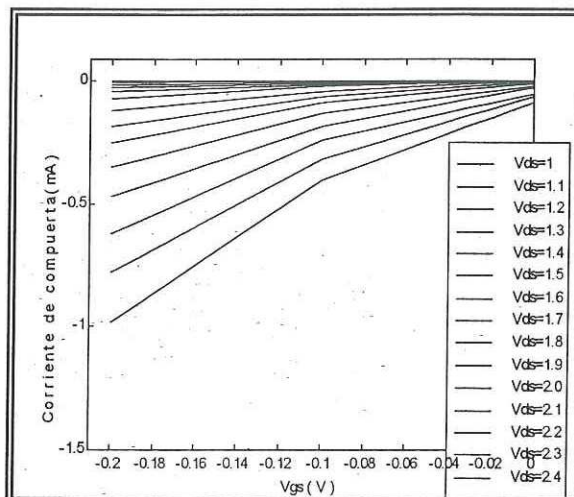


Fig. 170.- Corriente de fuga en función de V_{gs} para varios V_{ds} .

En las figuras 169 y 170 se puede observar que la corriente de fuga se incrementa al aumentar el voltaje drenador-fuente y al reducir el voltaje compuerta-fuente. El aumento de la corriente de fuga se debe al incremento del campo eléctrico originado por V_{ds} creando pares electrón hueco adicionales en el canal. La corriente de fuga está compuesta por varios factores, uno de estos es la ionización por impacto, otro es el efecto túnel a través de la barrera Schottky, influyendo además el efecto de la temperatura sobre ésta corriente. Para descomponer la corriente de fuga en todos sus elementos, es necesario realizar un análisis en función de la temperatura.

La corriente de fuga tiene un efecto importante en la extracción de los elementos intrínsecos, ya que la magnitud de estos dependen del voltaje y la

corriente que circule a través de ellos. En presencia de la ionización por impacto, los parámetros de admitancia intrínsecos presentan ciertos cambios en bajas frecuencias, y éstas variaciones son imposibles de ser modeladas por los modelos propuestos por Dambrine et. al. [1988], y el modelo propuesto por Berrot y Bosch [1991], donde los efectos más importantes se observan en Y_{22} y Y_{21} . En la figura 171 se observan los parámetros Y de un transistor que no presenta ionización por impacto.

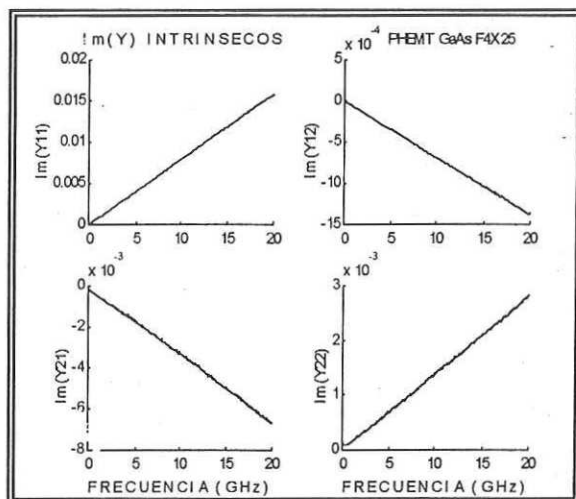


Fig. 171 a).- $\text{Im}[Y]$ en función de la frecuencia, para $V_{ds} = 3 \text{ V}$ y $V_{gs} = 0 \text{ V}$.

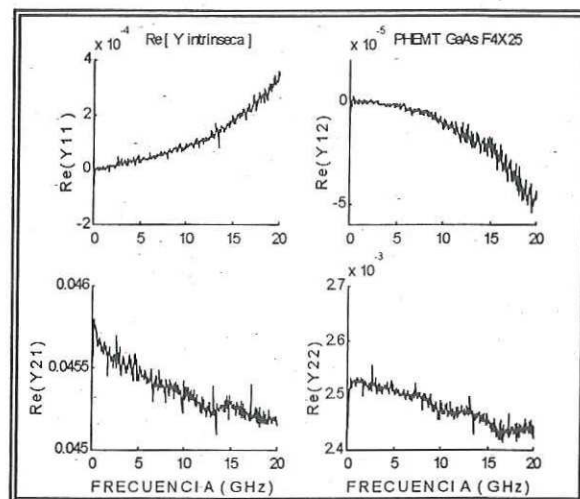


Fig. 171 b).- $\text{Re}[Y]$ en función de la frecuencia, para $V_{ds} = 3$ y $V_{gs} = 0 \text{ V}$.

En la figura 172 se presentan los parámetros $\text{Re}[Y]$ de un transistor (SG600) que presenta ionización por impacto. En bajas frecuencias el error mayor se nota en Y_{21} y Y_{22} . Aunque en Y_{11} se puede apreciar una pequeña diferencia. Por lo tanto, para modelar correctamente el fenómeno de ionización por impacto se deberá tomar en cuenta cuales parámetros de admitancia se ven afectados mayormente por éste fenómeno.

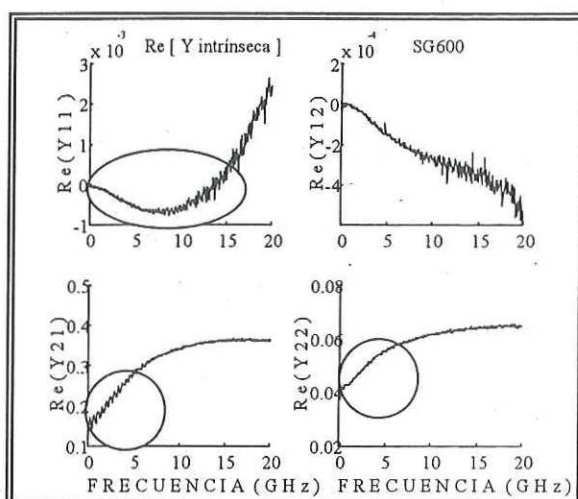


Fig. 172.- Ionización por impacto en $\text{Re} [Y \text{ intrínseca}]$ en función de la frecuencia, para $V_{ds}=0.5 \text{ V}$ y $V_{gs}=0 \text{ V}$.

El error obtenido para los transistores SG600 es mayor al error obtenido para el F4X38 debido a que la ionización por impacto es mayor. Esto se puede observar en las figuras 173 y 174, donde se muestra que en el SG600 se tiene un efecto mayor en $\text{Im}(Y_{21})$ e $\text{Im}(Y_{22})$ en bajas frecuencias.

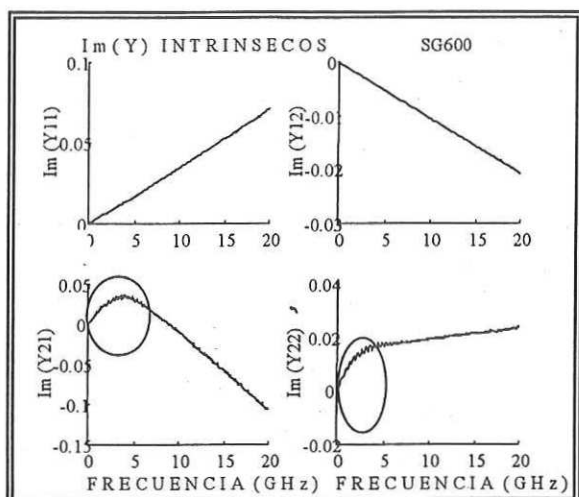


Fig. 173.- Ionización por impacto en $\text{Im} [Y \text{ intrínseca}]$ en función de la frecuencia (SG600), para $V_{ds} = 0.5 \text{ V}$, $V_{gs} = 0 \text{ V}$.

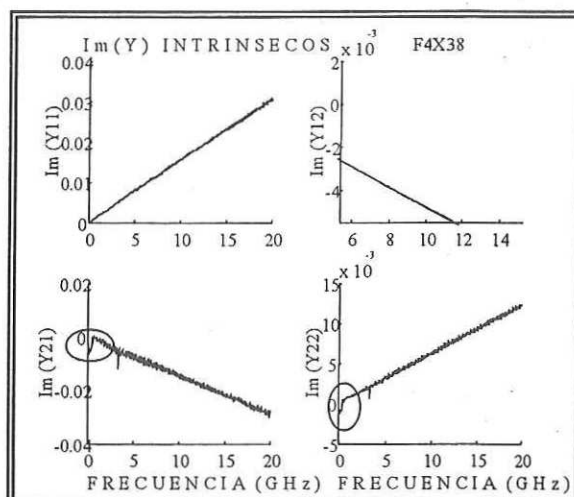


Fig. 174.- Ionización por impacto en $\text{Im} [Y \text{ intrínseca}]$ en función de la frecuencia (F4X38), para $V_{ds}=0.5$, $V_{gs} = 0 \text{ V}$.

IV.5.- Conclusión.

En éste capítulo se validaron las técnicas propuestas para la extracción de los elementos parásitos. La validación se realizó comparando los parámetros S obtenidos con el modelo propuesto contra los parámetros S medidos.

El efecto de ionización por impacto es imposible de modelar con el circuito propuesto por Berroth [Berroth y Bosch, 1991], por lo tanto es necesario proponer elementos adicionales para ajustar el modelo a los parámetros S medidos. Estos elementos deberán colocarse para tomar en cuenta los cambios en los cuatro parámetros de admitancia intrínsecos.

Capítulo V.

CONCLUSIONES GENERALES.

V.1.- Análisis de Resultados y Discusión.

En éste trabajo de tesis se estudiaron los métodos clásicos y se desarrollaron nuevos métodos para la extracción de los elementos parásitos de los transistores de efecto de campo (TEC), fabricados en arseniuro de galio y en fosfuro de indio. La extracción se validó con la obtención del modelo de circuito eléctrico equivalente.

Debido a los relativos niveles altos de corriente de polarización directa que utilizan en las técnicas clásicas, éstas no pueden aplicarse en los TEC InP. Para dar solución a éste problema se propone un método basado en la técnica del TEC frío, pero a pequeños niveles de voltaje en la compuerta, para evitar dañar al transistor.

El voltaje máximo aplicado es aquel voltaje para el cual la corriente de compuerta es 1mA. En este régimen de polarización el efecto de las capacitancias parásitas es importante en la extracción de las resistencias e inductancias parásitas. Por lo tanto fue necesario realizar el "de-embedding" de las capacitancias parásitas. Otro punto importante en la extracción de las resistencias parásitas, es que el efecto de la impedancia del diodo no afecta en la parte real de Z_{11} en altas frecuencias, esto es mientras el diodo no entre en la zona de conducción. Por lo tanto es factible la obtención de las resistencias parásitas a pequeños niveles de voltaje.

Por otro lado, la parte imaginaria de Z_{11} es negativa y con un comportamiento de tipo parabólico, esto es debido a que el efecto de Z_{dy} no es despreciable. Para estos niveles de voltaje, el no observar el comportamiento lineal de los parámetros Z ocasiona que los métodos clásicos pierdan su validez.

Para la obtención de L_g se propusieron 3 métodos que toman en cuenta el efecto de Z_{dy} en la parte imaginaria de Z_{11} .

Para el cálculo de las inductancias el efecto más apreciable se observa en L_s , ya que para algunos transistores éste valor puede ser negativo, y se debe a la influencia de las capacitancias parásitas.

El método I y II, reportados en el capítulo III, necesitan que el efecto parabólico en $\text{Imag}\{Z_{11}\}$ se deba sólo a L_g y C_y ; sin embargo, ésta reducción no siempre es válida, y por lo general se cumple cuando se tienen valores de R_{dy} del orden de $M\Omega$ ($\approx$ abierto), donde la reducción a C_y se cumple.

El método III mostró buenos resultados cuando los niveles de corriente no

excedían de 0.1 mA, esto se debe a que la reducción que utiliza éste método se cumple en éste rango. Para rangos superiores de corriente, ésta reducción puede no ser válida, todo depende de que se cumpla que el factor $\omega^2 R_{dy}^2 C_y^2 \gg 1$ para que el método III funcione a mayores rangos de corriente.

Se realizó un análisis para conocer el efecto que tiene las topologías en la extracción de las resistencias e inductancias parásitas. Se concluyó que el efecto de utilizar la topología 2 en el cálculo de las resistencias es erróneo a partir de 14 GHz, donde el efecto dispersivo de ésta topología empezaba a degradar de manera considerable la precisión en el cálculo de las resistencias.

Las resistencias de drenador y fuente son sensiblemente dependientes a la polarización, y los cambios de R_s son muy similares a los cambios en R_d , esto se debe a la simetría del transistor.

En el cálculo de las inductancias parásitas se observó que el efecto de las topologías es mínimo, y por lo tanto se puede usar la topología 2 para el cálculo de las inductancias parásitas.

El método propuesto fue validado, en los TEC GaAs, al comparar con los valores obtenidos mediante las técnicas clásicas.

Por otro lado, como en los transistores InP no es posible aplicar los métodos clásicos, se validó la extracción de los elementos parásitos con el modelo de pequeña señal obtenido aplicando las ecuaciones de Berroth y Bosch [Berroth y Bosch, 1991].

Se compararon los parámetros S medidos contra los parámetros S

calculados con el modelo obtenido experimentalmente, donde se observó un error pequeño. Esto valida la extracción de los elementos parásitos obtenidos mediante el método propuesto.

Por otra parte, se demostró que el valor de las capacitancias parásitas es independiente del número de dedos del transistor.

En la búsqueda de un método alternativo para la obtención del CEE, se analizó el método de Raskin [Raskin *et. al.*, 1998]. Éste método, sin embargo, no presentó resultados satisfactorios, ya que para el cálculo de las resistencias utiliza la topología 2, la cual en frecuencias elevadas es más dispersiva, y por lo tanto al hacer la extrapolación de las ecuaciones obtenidas, se llega a una mala extracción de los elementos parásitos. Además hace la suposición de que en altas frecuencias $Z_{\pi 21}$ es cero, y esto es falso, ya que en altas frecuencias $Z_{\pi 21}$ es igual a R_s . En el cálculo de las inductancias el propone $L_s=0$, pero en éste trabajo se concluyó que ésta hipótesis no es válida. Además para el cálculo de L_g se necesita un algoritmo de optimización, en conclusión éste método se desecha como método de prueba.

Los errores obtenidos en baja frecuencia en el modelo propuesto para los transistores InP, son causados porque el modelo de Berroth y Bosch [1991] no predice el fenómeno de ionización por impacto para los parámetros de admitancia intrínsecos.

V.2 Aportaciones del trabajo realizado.

Entre las principales aportaciones de éste trabajo de tesis se pueden mencionar las siguientes:

- a. Se propuso un método nuevo, que toma en cuenta el efecto de Z_{dy} , para el cálculo de las resistencias e inductancias parásitas.
- b. Se demostró que R_s y R_d son sensibles a la polarización y varían en la misma forma.
- c. Se demostró que el cálculo de las capacitancias parásitas es independiente del número de dedos del transistor.
- d. Se determinó la influencia de las topologías 1 y 2, y las capacitancias parásitas en el cálculo de las resistencias e inductancias parásitas.
- e. Se realizaron los programas que calculan los elementos parásitos utilizando las técnicas propuestas, así como el programa que obtiene los elementos intrínsecos y la validación del modelo obtenido.
- f. Se determinó el comportamiento de los elementos intrínsecos en función de los elementos parásitos extraídos.

V.3 Recomendaciones.

- a) Analizar el circuito eléctrico equivalente de los TEC InP para modelar el efecto de ionización por impacto.
- b) Calcular los elementos intrínsecos en la parte menos dispersiva, (altas frecuencias). Encontrar los elementos que mejor modelen el fenómeno de ionización por impacto.
- c) Con el circuito eléctrico equivalente obtenido, realizar el análisis, para obtener el comportamiento ruidoso de éste tipo de transistores.
- d) Realizar un análisis para observar el efecto de la variación de R_s y R_d en el cálculo de los elementos intrínsecos.

LITERATURA CITADA

- Akhtar, S., S. Tiwari, 1993. "Non-Quasi-Static Transient and Small-Signal Two-Dimensional Modeling of GaAs MESFET's". IEEE Trans. Electron Devices, Vol. 40, No. 12, diciembre 1993, pp 2154 - 2163.
- Ali, F., A. Gupta, 1991. "HEMT's and HBT's: Devices, Fabrication and Circuits". Artech House, Inc.
- Anholt, R., S. Swirhum, 1991. "Equivalent Circuit Parameter Extraction for Cold GaAs MESFET's". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 39, No. 7, julio 1991, pp1243-1247.
- Bandla, S., G. Dawe, C. Bedard, R. Tayrani, D. Shaw, L. Raffaelli, R. Goldwasser, 1988. "A 35 GHz Monolithic MESFET LNA". IEEE MTT-S, 1988, pp 259-263.
- Berroth, M., R. Bosch, 1990. "Broad Band Determination of the FET Small-Signal Equivalent circuit". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 38, No. 7, julio 1990, pp 891-895.
- Berroth, M., R. Bosch, 1991. "High-Frequency Equivalent Circuit of GaAs FET's for large-signal applications". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 39, No. 2, febrero 1991, pp 224-229.
- Bolognesi, C., M. Dvorak. 1999 "Impact Ionization Effects on the Microwave Performance of InAs Channel Heterostructure Field-Effect Transistors: the Role of Channel Quantization". Jpn. J. Appl. Phys. Vol. 38, No. 2B, febrero 1999, pp 1190-1194.

- Curtice, W. R., R. Camisa, 1984. "Self-Consistent GaAs FET Models for Amplifier Design and Device Diagnostics". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-32, No. 12, diciembre 1984, pp 1573-1578.
- Dambrine, G.A. Cappy, F. Heliodore, E. Playez, 1988. "A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 36, No. 7, julio 1988, pp 1151-1159.
- Gaqui re, C., P. Miraumont, Y. Crosnier, 1999. "Measurement technique for determining impact ionization in HEMTs". IEEE Electronics Letters Online No: 19990773, Vol. 35, No. 14, julio 1999, pp 1146-1147.
- Golio, Michael. 1991. "Microwave MESFET's and PHEMT's". Motorola and Artech House, inc.
- Kashiwa, T., N. Tanino, H. Minami, T. Katoh, N. Yoshida, Y. Itoh, Y. Mitsui, T. Imantani, S. Mitsui, 1994. "Design of W-Band Monolithic Low Noise Amplifiers Using Accurate HEMT Modeling". IEEE MTT-S International Microwave Symposium DIGEST, 1994.
- Kim, Ch., K. Yoon, J. Yang, J. Lee, Ch. Park, J. Lee, K. Pyun, 1975. "A New Method to Determine Bias-Dependent Source Series Resistance in GaAs FET's". IEEE Transactions, on Microwave Theory and Techniques, Vol. 46, No. 9, septiembre 1998, pp 1242-1250.
- Kruppa, W., J. B. Boos, D. Park, L. Davis, H. Dietrich, 1993. "Impact Ionization in High-Output Conductance Region of 0.5 μ m AlSb/InAs HEMT's". Electron Lett., Vol. 29, 1993, pp. 1888-1890.

- Martínez Reyes, Horacio, Luis. 1993. "Sistema de Transmisión de Señales de Banda Ancha por Fibras Ópticas". CICESE, División de Física Aplicada, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, Tesis de Maestría.
- Miras, A., E. Legros, 1997. "Very High-Frequency Small-Signal Equivalent Circuit for Short Gate-Length InP HEMT's". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No. 7, julio 1997, pp 1018-1026.
- Pozela, Juras, 1991. "Physics of High-Speed transistors". Plenum Press, New York.
- Pucel, R., H. Haus, H. Statz, 1975. "Signal and Noise Properties of Gallium Arsenide Microwave Field Effect Transistors". Advances in Electronics and Electron Physics, Vol. 38, 1975, pp. 195-265.
- Rangel Patiño, Francisco E., 1994. "Modelado de Transistores TEC GaAS No Encapsulados por Medio de un Circuito Eléctrico Equivalente". CICESE, División de Física Aplicada, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, Tesis de Maestría.
- Reuter, R., M. Agethen, U. Auer, S. Van Waasen, D. Peters, W. Brockerhoff, F. Tegude, 1997. "Investigation and Modeling of Impact Ionization with Regard to the RF and Noise Behavior of HFET ". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No. 6, junio 1997, pp 977-983.
- Raskin, J., R. Gillon, J. Chen, D. Vanhoenacker-Janvier, J. Colinge, 1998. "Accurate SOI MOSFET Characterization at Microwave Frequencies for Device Performance Optimization and Analog Modeling". IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 45, No. 5, Mayo 1998, pp 1017-1025.

Reynoso Hernández, J. A., F. Rángel Patiño, y J. Perdomo, 1996. "Full RF Characterization for Extracting the Small-Signal equivalent circuit in Microwave FET's". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 44, No. 12, diciembre 1996, pp 2625-2633.

Reynoso Hernández, J. A., B. Ramírez Durán, J. Ibarra Villaseñor y J. Perdomo, 1997. "Experimentally Based FET Device Modelling & Related Nonlinear Circuit Design". IEEE International Workshop, julio 1997.

Shun, Michael, 1987. "GaAs Device & Circuits". Plenum Press, New York.

White, P. M., R. M. Healy. 1993. "Improved Equivalent Circuit for Determination of MESFET's and HEMT's Parasitic Capacitances from "Cold-FET" measurements ". IEEE Microwave Guided Letters, Vol. 3, No. 12, diciembre 1993, pp 453-454.

Yanagawa, S., H. Ishihara, M. Ohtomo, 1996. "Analytical Method for Determining Equivalent Circuit Parameters of GaAs FET's". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 44, No. 10, octubre 1996, pp 1637-1641.

APÉNDICE I

Método de Raskin et. al. [1998].

Raskin et. al. [1998], proponen la obtención de el circuito eléctrico equivalente a partir de una medición en un punto de polarización. Para ello realiza primero el "de-embedding" de las admitancias de entrada obtenidas en mediciones a transistor bloqueado. El utiliza el siguiente análisis matricial:

$$\left[Y_{\mu} - Y_{\alpha} \right]^{-1} = Z_{\sigma} + Y_{\pi}^{-1} = Z_{\sigma\pi}, \quad (111)$$

$$Y_{\alpha} = \begin{bmatrix} Y_{ga} & 0 \\ 0 & Y_{da} \end{bmatrix}, \quad (112)$$

$$Z_{\sigma} = \begin{bmatrix} R_{ge} + R_{se} & R_{se} \\ R_{se} & R_{de} + R_{se} \end{bmatrix}, \quad (113)$$

$$Y_{\pi} = \begin{bmatrix} j\omega \left(\frac{C_{gsi}}{1 + j\omega R_{gsi} C_{gsi}} + C_{gse} + C_{gde} \right) & -j\omega C_{gde} \\ \frac{G_{mi} e^{-j\omega t}}{1 + j\omega R_{gsi} C_{gsi}} - j\omega C_{gde} & \frac{G_{dsi} + j\omega(C_{dse} + C_{gde})}{1 + j\omega R_{gsi} C_{gsi}} \end{bmatrix} \quad (114)$$

Donde: Y_{α} son las admitancias obtenidas cuando el canal está ocluido.

Z_{σ} es la matriz de elementos parásitos

Y_{π} es la matriz de elementos intrínsecos

$Z_{\sigma\pi}$ es la matriz total del transistor.

Raskin encuentra que los elementos de la matriz $Z_{\sigma\pi}$ tienen el siguiente comportamiento:

$$\text{Real}\{Z_{\sigma\pi ij}\} = \text{Real}\{Z_{\sigma ij}\} + \frac{A_{ij}}{\omega^2 + B}, \quad (115)$$

para $i, j \in \{1, 2\}$.

$$\frac{\text{imag}\{Z_{\sigma\pi ij}\}}{\omega} = \frac{1}{\omega} \text{imag}\{Z_{\sigma ij}\} - \frac{E_{ij}}{\omega^2 + B} - \frac{F_{ij}}{\omega^2(\omega^2 + B)}, \quad (116)$$

para $i, j \in \{1, 2\}$.

Raskin proporciona las siguientes ecuaciones de A_{ij} , B , E_{ij} y F_{ij}

$$B = \frac{[G_{mi}C_{gde} + G_{dsi}(C_{gsi} + C_{gse} + C_{gde})]^2}{\text{Den}^2}, \quad (117)$$

$$A_{11} = \frac{C_{gde}[G_{mi}C_{dse} + C_{gde}(G_{mi} + G_{dsi})]}{\text{Den}^2}, \quad (118)$$

$$A_{12} = \frac{C_{gde}[G_{mi}C_{gde} + G_{dsi}(C_{gsi} + C_{gse} + C_{gde})]}{\text{Den}^2}, \quad (119)$$

$$A_{21} = \frac{G_{mi}[(C_{gsi} + C_{gse})(C_{dse} + C_{gde}) + C_{gde}C_{dse}]}{\text{Den}^2} +$$

$$\frac{C_{gde}[G_{mi}C_{gde} + G_{dsi}(C_{gsi} + C_{gse} + C_{gde})]}{\text{Den}^2}, \quad (120)$$

$$A_{22} = \frac{(C_{gsi} + C_{gse} + C_{gde})[G_{mi}C_{gde} + G_{dsi}(C_{gsi} + C_{gse} + C_{gde})]}{\text{Den}^2}, \quad (121)$$

$$E_{11} = \frac{C_{dse} + C_{gde}}{\text{Den}}, \quad (122)$$

$$E_{12} = E_{21} = \frac{C_{gde}}{Den}, \quad (123)$$

$$E_{22} = \frac{C_{gsi} + C_{gse} + C_{gde}}{Den}, \quad (124)$$

$$F_{11} = \frac{G_{dsi} [G_{mi} C_{gde} + G_{dsi} (C_{gsi} + C_{gse} + C_{gde})]}{Den^2}, \quad (125)$$

$$F_{12} = 0, \quad (126)$$

$$F_{21} = \frac{-G_{mi} [G_{mi} C_{gde} + G_{dsi} (C_{gsi} + C_{gse} + C_{gde})]}{Den^2}, \quad (127)$$

$$F_{22} = 0, \quad (128)$$

Con:

$$Den = (C_{gsi} + C_{gse}) + (C_{gde} + C_{dse}) + C_{gde} C_{dse} \quad (129)$$

De éste grupo de ecuaciones se puede apreciar que estos parámetros son independientes de la frecuencia, además todos son reales. Para poder llegar a ésta conclusión Raskin hizo la consideración que $\tau = R_i = 0$. Al realizar esto elimina el siguiente término dependiente de la frecuencia:

$$[C_{gs} + C_{gd}] R_i C_{gs}^2 \omega^2 \quad (130)$$

Y los términos no dependientes de la frecuencia que se dan a continuación:

$$C_{gs}^2 G_{ds} R_i, \quad (131)$$

$$C_{gd}G_m(R_iC_{gs} + \tau) \quad (132)$$

Partiendo de 115 y 116 y despejando $(\omega^2 + B)$ se obtiene el siguiente grupo de ecuaciones:

$$(\omega^2 + B) = \frac{A_{11}}{\text{Re}(Z_{\sigma\pi 11}) - R_s - R_g} \quad (133)$$

$$(\omega^2 + B) = \frac{A_{12}}{\text{Re}(Z_{\sigma\pi 12}) - R_s} \quad (134)$$

$$(\omega^2 + B) = \frac{A_{21}}{\text{Re}(Z_{\sigma\pi 21}) - R_s} \quad (135)$$

$$(\omega^2 + B) = \frac{A_{22}}{\text{Re}(Z_{\sigma\pi 22}) - R_s - R_d} \quad (136)$$

Igualando estos términos y poniendo en función de $Z_{\sigma\pi}$ se obtiene:

$$\text{Re}\{Z_{\sigma\pi 11}\} = \frac{A_{11}}{A_{21}} \text{Re}\{Z_{\sigma\pi 21}\} + R_g + R_s - \frac{A_{11}}{A_{21}} R_s \quad (137)$$

$$\text{Re}\{Z_{\sigma\pi 12}\} = \frac{A_{12}}{A_{21}} \text{Re}\{Z_{\sigma\pi 21}\} + R_s - \frac{A_{12}}{A_{21}} R_s \quad (138)$$

$$\text{Re}\{Z_{\sigma\pi 12}\} = \frac{A_{12}}{A_{22}} \text{Re}\{Z_{\sigma\pi 22}\} + R_s - \frac{A_{12}}{A_{22}} (R_s + R_d) \quad (139)$$

De éstas tres expresiones se puede observar que cada una es la ecuación de una recta, Donde la pendiente de cada una es A_{ij}/A_{mn} , entonces haciendo la extrapolación de la recta hasta cero, se obtienen las siguientes expresiones:

$$X_{110} = R_g + R_s - \frac{A_{11}}{A_{21}} R_s \quad (140)$$

$$X_{120} = R_s - \frac{A_{12}}{A_{21}} R_s \quad (141)$$

$$X_{220} = R_d + R_s - \frac{A_{22}}{A_{21}} R_s \quad (142)$$

Según Raskin *et. al.* [1998], con éstas expresiones se puede obtener los valores de las resistencias parásitas, sin embargo, aunado a el error producido por ignorar τ y R_i , el hacer la extrapolación de la recta hasta, significa que 115 puede ser cero, sin embargo el valor mínimo que puede tomar es de R_s para $\text{Real}(Z_{\sigma\pi_{12}})$ y $\text{Real}(Z_{\sigma\pi_{21}})$, $R_d + R_s$ para $\text{Real}(Z_{\sigma\pi_{22}})$ y $R_g + R_s$ para $\text{Real}(Z_{\sigma\pi_{11}})$, por lo tanto al hacer la extrapolación se estarán obteniendo valores erróneos de R_s , R_g y R_d .

Ahora partiendo de 116, y siguiendo el proceso anterior para $\text{imag}(Z_{\sigma\pi_{12}})$ e $\text{imag}(Z_{\sigma\pi_{22}})$. Se puede llegar a la siguiente expresión:

$$X_{120} = L_s - \frac{E_{12}}{E_{22}}(L_s + L_d) \quad (143)$$

Esta ecuación es válida ya que A_6 si puede ser cero, por lo tanto esta expresión produce resultados satisfactorios siempre y cuando se conozca L_s o L_d ; el autor para obtener L_d dice que $L_s \ll L_d$, y por lo tanto hace $L_s = 0$. Esto produce un error, ya que el valor de L_s puede llegar a ser significativo. Raskin para el cálculo de L_g obtiene una ecuación en el espacio tridimensional. Para llegar a ella se despeja $\omega^2 (\omega + B)$ de A_6 , e $\text{imag}((Z\sigma\pi_{ij}n)) = \text{imag}(Z\sigma\pi_{ij})/\omega$, para cada uno de las expresiones de A_6 .

$$\omega^2(\omega^2 + B) = \frac{F_{11}}{L_g + L_s - \text{imag}(Z_{\sigma\pi_{11}}n) - \frac{E_{11}}{\omega^2 + B}} \quad (144)$$

$$\omega^2(\omega^2 + B) = \frac{F_{21}}{L_s - \text{imag}(Z_{\sigma\pi_{21}}n) - \frac{E_{21}}{\omega^2 + B}} \quad (145)$$

Iguando estas dos expresiones se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{F_{21}}{F_{11}} \left(L_g + L_s - \text{imag}(Z_{\sigma\pi_{11}}n) - \frac{E_{11}}{\omega^2 + B} \right) \\ = \left(L_s - \text{imag}(Z_{\sigma\pi_{21}}n) - \frac{E_{21}}{\omega^2 + B} \right) \end{aligned} \quad (146)$$

Despejando $\omega^2 + B$:

$$(\omega^2 + B) = \frac{\frac{F_{21}}{F_{11}} E_{11} - E_{21}}{\frac{F_{21}}{F_{11}} (L_g + L_s - \text{Im}[(Z_{\sigma\pi 11n})] - L_s + \text{Im}(Z_{\sigma\pi 21n}))} \quad (147)$$

Igualando esta expresión con :

$$(\omega^2 + B) = \frac{-E_{12}}{\text{imag}(Z_{\sigma\pi 12}) - L_s} \quad (148)$$

se obtiene:

$$\begin{aligned} \text{imag}(Z_{\sigma\pi 11n}) = & \frac{F_{11}}{F_{21}} \text{imag}(Z_{\sigma\pi 21n}) - \frac{E_{21}F_{11}}{E_{12}F_{21}} \text{imag}(Z_{\sigma\pi 12n}) \\ & + \frac{E_{11}}{E_{12}} \text{imag}(Z_{\sigma\pi 12n}) + L_g + L_s \left[1 - \frac{E_{11}}{E_{12}} - \left\{ \frac{F_{11}}{F_{21}} - \frac{E_{21}F_{11}}{E_{12}F_{21}} \right\} \right] \end{aligned} \quad (149)$$

Donde los términos que están junto a $\text{imag}(Z_{\sigma\pi ijn})$ son las derivadas de $\text{imag}(Z_{\sigma\pi 11n})$ con respecto a $\text{imag}(Z_{\sigma\pi 12n})$ e $\text{imag}(Z_{\sigma\pi 21n})$. Para obtener L_g , nuevamente, Raskin hace $L_s=0$ produciendo un error, ya que L_s puede llegar a ser significativa. Además esta es la ecuación de un plano (3ra. Dimensión), y por lo tanto para poder ajustar se requiere de métodos de optimización, y como esto es lo que se está evitando en el presente trabajo, pues también se desecha como método de comparación de las inductancias.

APÉNDICE II

Analizando transistores de "n-dedos".

Los transistores de "n-dedos" se utilizan para obtener un mayor manejo de potencia. Como estos están unidos a la misma compuerta y al mismo drenador, el efecto que se observa es que la corriente total que puede circular un transistor de n-dedos es mayor a la corriente que circularía en un transistor con un número menor de dedos. Esto debido a que la corriente se distribuye entre el número de dedos. El circuito esquemático de un transistor de "n-dedos" se puede observar en la figura 14. Donde en la figura se puede observar que estos transistores tienen una compuerta y un drenador común. A partir de éste dibujo esquemático se llega a la figura 15, donde la principal diferencia entre Dambrine [Dambrine *et. al.*, 1988] y White [White *et. al.*, 1990] es el capacitor C_b de la izquierda, ya que Dambrine lo omite. Para llegar a las ecuaciones 15 y 18, las cuales representan a un transistor de "n-dedos", se puede obtener la matriz Y intrínseca, la cual es representada por los capacitores C_b , los cuales modelan la zona de deserción. Cuando se tienen dos matrices Y en paralelo, como se muestra en la figura 175, la matriz Y resultante será la suma matricial de ambas.

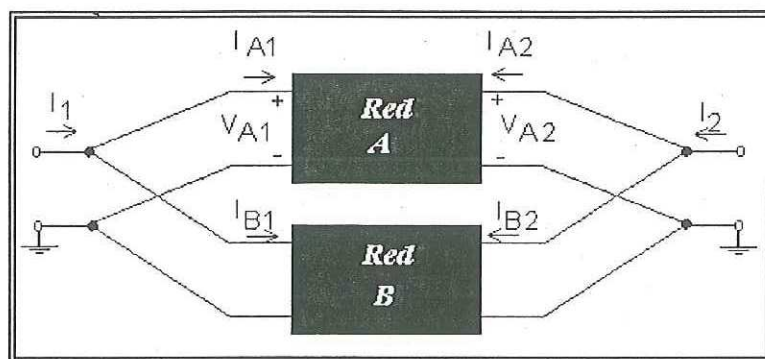


Fig. 175.-Conexión en paralelo de dos bi-puertos.

De la figura 175, se tiene que para la red A:

$$[I_A] = [y_A] [V_A], \quad [I_A] = \begin{bmatrix} I_{A1} \\ I_{A2} \end{bmatrix} \text{ y } [V_A] = \begin{bmatrix} V_{A1} \\ V_{A2} \end{bmatrix}, \quad (150)$$

y para la red B:

$$[I_B] = [Y_B] [V_B], \text{ pero}$$

$$[V_A] = [V_B] = [V] \text{ e } [I] = [I_A] + [I_B]. \quad (151)$$

Entonces

$$[I] = ([y_A] + [y_B]) [V]. \quad (152)$$

Se observa que cada parámetro Y de la red en paralelo está dado como la suma de los parámetros correspondientes de las redes individuales. Y esto se puede extender para cualquier cantidad de bi-puertos conectados en paralelo.

En base a esto, se observa de la figura 15 la similitud con lo anteriormente explicado, donde la fuente es la que va a tierra, todas las entradas están unidas a la compuerta y todas las salidas al drenador, por lo tanto, el equivalente de la figura 15 sería la suma matricial de las n matrices Y intrínsecas (en paralelo) de los "n-dedos" del transistor, y como C_{pg} y C_{pd} están en paralelo, se suman directamente a $\text{imag}\{Y_{11}\}$ y a $\text{imag}\{Y_{22}\}$, llegando a las ecuaciones 15 y 18, presentadas en el trabajo.

Para el modelo de Dambrine [Dambrine *et. al.*, 1988] se tienen las siguientes matrices:

$$\text{Im}[Y_D]_{1dedo} = \begin{bmatrix} 2\omega Cb & -\omega Cb \\ -\omega Cb & \omega Cb \end{bmatrix}, \quad (153)$$

$$\text{Im}[Y_D]_{2\text{dedos}} = \begin{bmatrix} 4\omega Cb & -2\omega Cb \\ -2\omega Cb & 2\omega Cb \end{bmatrix}, \quad (154)$$

$$\text{Im}[Y_D]_{3\text{dedos}} = \begin{bmatrix} 6\omega Cb & -3\omega Cb \\ -3\omega Cb & 3\omega Cb \end{bmatrix}, \quad (155)$$

$$\text{Im}[Y_D]_{n\text{dedos}} = \begin{bmatrix} 2n\omega Cb & -\omega nCb \\ -\omega nCb & \omega nCb \end{bmatrix}. \quad (156)$$

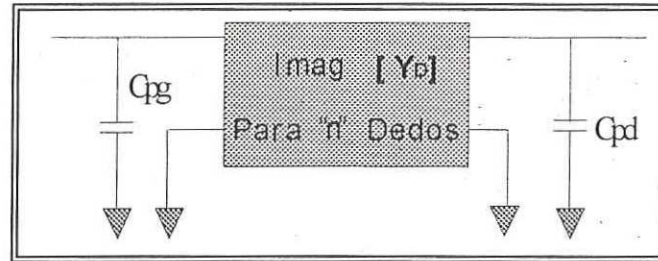


Fig. 176.- Circuito eléctrico equivalente para voltajes $|V_g| \gg |V_p|$ (Transistor ocluido).

Cuando se tienen un circuito eléctrico, como el mostrado en la figura 176, la matriz resultante se forma al sumar las admitancias de los elementos en paralelo, C_{pg} y C_{pd} , a las admitancias de entrada y salida, Y_{11} y Y_{22} , respetivamente. Sumando a la matriz dada por la ecuación 156 se tiene la matriz para n dedos total dada por la ecuación 15.

$$\text{Im}[Y_{dam}] = \begin{bmatrix} \omega(C_{pg} + 2nCb) & -\omega nCb \\ -\omega nCb & \omega(C_{pd} + nCb) \end{bmatrix}. \quad (157)$$

Para el modelo de White [White *et. al.*, 1993] se obtienen los siguientes resultados:

$$\text{Im}[Y_W]_{1dedo} = \begin{bmatrix} \frac{2\omega Cb}{3} & -\frac{\omega Cb}{3} \\ -\frac{\omega Cb}{3} & \frac{2\omega Cb}{3} \end{bmatrix}, \quad (158)$$

$$\text{Im}[Y_W]_{2dedos} = \begin{bmatrix} \frac{4\omega Cb}{3} & -\frac{2\omega Cb}{3} \\ -\frac{2\omega Cb}{3} & \frac{4\omega Cb}{3} \end{bmatrix}, \quad (159)$$

$$\text{Im}[Y_W]_{3dedos} = \begin{bmatrix} \frac{6\omega Cb}{3} & \frac{3\omega Cb}{3} \\ -\frac{3\omega Cb}{3} & -\frac{6\omega Cb}{3} \end{bmatrix}, \quad (160)$$

$$\text{Im}[Y_W]_{ndedos} = \begin{bmatrix} \frac{2n\omega Cb}{3} & \frac{n\omega Cb}{3} \\ -\frac{n\omega Cb}{3} & -\frac{2n\omega Cb}{3} \end{bmatrix}. \quad (161)$$

Por último se obtiene la matriz para n dedos total dada por la ecuación 18.

$$\text{Im}[Y_{white}] = \begin{bmatrix} \omega \left[Cpg + \frac{2nCb}{3} \right] & -\frac{\omega nCb}{3} \\ -\frac{\omega nCb}{3} & \omega \left[Cpd + \frac{2nCb}{3} \right] \end{bmatrix}. \quad (162)$$

APÉNDICE III

Cálculo de L_g y de C_y mediante el método III.

Para llegar al valor de R_{dy} y C_y se parte aplicando la ecuación de Z_{dy} sin reducción de cualquier tipo:

$$\text{Im}(Z_{dy}) = -\frac{R_{dy}^2 \omega C_y}{1 + (\omega R_{dy} C_y)^2} \quad (163)$$

La parte imaginaria de Z_{11} queda como:

$$\text{Im}(Z_{11}) = \omega L_g + \text{Im}(Z_{dy}), \quad (164)$$

dividiendo 164 entre ω se llega a:

$$X(\omega) = \frac{\text{Im}(Z_{11}(\omega))}{\omega} = L_g - \frac{R_{dy}^2 C_y}{1 + (\omega R_{dy} C_y)^2} \quad (165)$$

restando los dos puntos de frecuencia ω_1 y ω_2

$$X(\omega_1) - X(\omega_2) = L_g - \frac{R_{dy}^2 C_y}{1 + \omega_1^2 R_{dy}^2 C_y^2} - L_g + \frac{R_{dy}^2 C_y}{1 + \omega_2^2 R_{dy}^2 C_y^2} \quad (166)$$

se observa que L_g se elimina, obteniendo el factor común:

$$X(\omega_1) - X(\omega_2) = \frac{R_{dy}^2 C_y (1 + \omega_1^2 R_{dy}^2 C_y^2) - R_{dy}^2 C_y (1 + \omega_2^2 R_{dy}^2 C_y^2)}{(1 + \omega_1^2 R_{dy}^2 C_y^2)(1 + \omega_2^2 R_{dy}^2 C_y^2)} \quad (167)$$

eliminando y agrupando en el numerador y desarrollando en el denominador:

$$Z_{12n} = X(\omega_1) - X(\omega_2) = \frac{R_{dy}^4 C_y^3 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{1 + R_{dy}^2 C_y^2 (\omega_1^2 + \omega_2^2) + \omega_1^2 \omega_2^2 R_{dy}^4 C_y^4} \quad (168)$$

Si se cumple la reducción:

$$1 \ll R_{dy}^2 C_y^2 (\omega_1^2 + \omega_2^2) + \omega_1^2 \omega_2^2 R_{dy}^4 C_y^4 \quad (169)$$

168 se reduce a:

$$Z_{12n} = \frac{R_{dy}^2 C_y [\omega_1^2 - \omega_2^2]}{\omega_1^2 + \omega_2^2 + R_{dy}^2 C_y^2 \omega_1^2 \omega_2^2} \quad (170)$$

Aquí el punto es cuando la reducción 169 es válida. La reducción 169 es válida cuando el producto $R_{dy} \cdot C_y$ es mayor a $15e^{-12}$. Y por lo general esto se logra cuando la resistencia R_{dy} y C_y son mayores a 150Ω y 150 fF respectivamente. Esto por lo general se obtiene en la región donde el diodo no entra o está empezando a conducir.

Haciendo lo mismo para otros dos puntos de frecuencia diferentes se tiene:

$$Z_{34n} = X(\omega_3) - X(\omega_4) = \frac{R_{dy}^2 C_y [\omega_3^2 - \omega_4^2]}{\omega_3^2 + \omega_4^2 + R_{dy}^2 C_y^2 (\omega_3 \omega_4)^2} \quad (171)$$

Despejando $R_{dy}^2 C_y$ de 170:

$$R_{dy}^2 C_y = \frac{Z_{12n} [(\omega_1^2 + \omega_2^2) + \omega_1^2 \omega_2^2 R_{dy}^2 C_y^2]}{\omega_1^2 - \omega_2^2} \quad (172)$$

Igualmente despejando $R_{dy}^2 C_y$ de 171

$$R_{dy}^2 C_y = \frac{Z_{34n} [(\omega_3^2 + \omega_4^2) + \omega_3^2 \omega_4^2 R_{dy}^2 C_y^2]}{\omega_3^2 - \omega_4^2} \quad (172)$$

Definiendo:

$$K_a = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{\omega_3^2 - \omega_4^2}, \quad (173)$$

se tiene:

$$Z_{12n} (\omega_1^2 + \omega_2^2) + \omega_1^2 \omega_2^2 R_{dy}^2 C_y^2 = Z_{34n} K_a (\omega_3^2 + \omega_4^2) + \omega_3^2 \omega_4^2 R_{dy}^2 C_y^2, \quad (174)$$

despejando $R_{dy}^2 C_y^2$ de 174 se llega a:

$$K_1 = R_{dy}^2 C_y^2 = \frac{Z_{12n} [\omega_1^2 + \omega_2^2] - K_a Z_{34n} [\omega_3^2 + \omega_4^2]}{K_a \omega_3^2 \omega_4^2 Z_{34n} - \omega_1^2 \omega_2^2 Z_{12n}} \quad (175)$$

Sustituyendo 175 en 170 y despejando $R_{dy}^2 C_y$ se obtiene:

$$K_2 = R_{dy}^2 C_y = \frac{Z_{12n}[\omega_1^2 + \omega_2^2 + R_{dy}^2 C_y^2 (\omega_1 \omega_2)^2]}{\omega_1^2 - \omega_2^2} \quad (176)$$

Se observa que 175 y 176 son dos constantes que son múltiplos de R_{dy} y C_y .
Teniendo 2 ecuaciones con 2 incógnitas se obtienen las siguientes expresiones para R_{dy} y C_y :

$$C_y = \frac{K_1}{K_2}, \quad (177)$$

$$R_{dy} = \frac{K_2}{\sqrt{K_1}}. \quad (178)$$

Se puede repetir el procedimiento sustituyendo 175 en 171 y obtener de nueva cuenta 177 y 178, sacando un promedio de los dos datos, los cuales deberán ser muy similares.

Para obtener L_g , se sustituye el valor de R_{dy} y C_y en Z_{dy} y se elimina su efecto de la parte imaginaria de Z_{11} :

$$L_g = \frac{\text{Im}(Z_{11}) - \text{Im}(Z_{dy})}{\omega} \quad (179)$$

APÉNDICE IV

Dependencia de las resistencias R_s y R_d a la polarización.

Para obtener la dependencia de R_s , R_d y R_{ch} a la polarización de compuerta, según Kim [Kim *et. al.*, 1998], se realizaron mediciones de parámetros S , para voltajes positivos en la compuerta desde 0 hasta voltajes que generen una corriente máxima de 1mA ($V \approx 0.9V$). Las mediciones se hicieron en pasos de 50mV, aplicando la técnica del TEC frío. El siguiente paso fue realizar el "de-embedding" de las inductancias y capacitancias parásitas, obteniendo los parámetros Z en función del voltaje de compuerta, como se muestra en la figura 33. Estos parámetros están dados por las ecuaciones 35, 36 y 59.

Para obtener las derivadas de éstas ecuaciones se ajustó a un polinomio de grado 9, para obtener deltas menores. En la figura 177 se muestran los parámetros Z , medidos y ajustados con el polinomio.

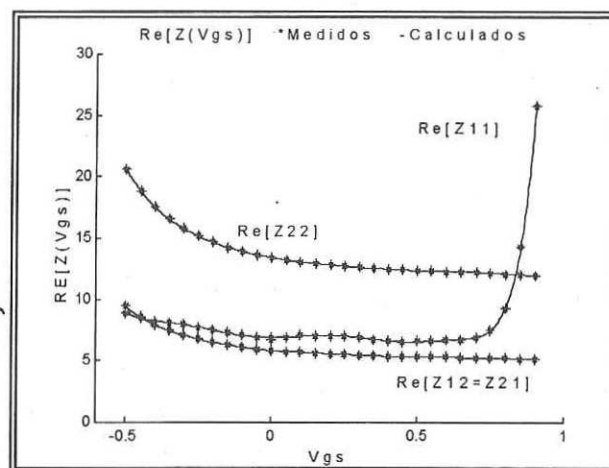


Fig. 177.- $Re [Z]$ ajustados a las mediciones en función del voltaje de compuerta.

Para la obtención de la derivada se utiliza la función "**gradient**" de MATLAB.

Para observar teóricamente la hipótesis de Kim [Kim *et. al.*, 1998], se toma a R_g como independiente a la polarización, y que las derivadas obtenidas sólo están en función de R_s , R_d y R_{ch} , y están dadas por las ecuaciones 60, 61 y 62.

Al graficar $2 \cdot \Delta \text{Re} (Z_{12})$ y $\Delta \text{Re} (Z_{22})$ se observa que ambas gráficas son casi idénticas (figura 34). De este resultados y de las ecuaciones 61 y 62 se tiene:

$$\Delta \text{Re}(Z_{22}) = 2 \Delta \text{Re}(Z_{12}) = \Delta R_s + \Delta R_d + \Delta R_{ch} = 2 \Delta R_s + \Delta R_{ch} \quad (180)$$

Eliminando R_{ch} , 180 se reduce a:

$$\Delta R_s + \Delta R_d = 2 \Delta R_s \quad (181)$$

Despejando ΔR_d :

$$\Delta R_d = 2 \Delta R_s - \Delta R_s \quad , \quad \Delta R_d = \Delta R_s \quad (182)$$

Con ésta ecuación se concluye que R_s y R_d varían de la misma forma. Sin embargo, si tomamos la hipótesis de que las derivadas están en función sólo de R_{ch} , podríamos cumplir con la figura 34.

Para obtener estos resultados teóricos, en forma experimental, se tomaron los parámetros Z medidos. Tomando el valor de R_g como el valor de $R_g - R_{ch}/6$ o simplemente se proporciona un valor cercano a el valor de R_{ch} . El objetivo aquí es observar el comportamiento de R_s , R_d y R_{ch} .

Partiendo de que se conoce R_g y restando $3 \cdot \text{Re} (Z_{11}) - 2 \cdot \text{Re} (Z_{12})$ se obtiene:

$$3 \cdot \text{Re} (Z_{11}) - 2 \cdot \text{Re} (Z_{12}) = 3 \cdot R_g + 3 \cdot R_s + R_{ch} - 2 \cdot R_s - R_{ch} \quad (183)$$

Despejando R_s :

$$R_s = 3 \cdot \text{Re} (Z_{11}) - 2 \cdot \text{Re} (Z_{12}) - 3 \cdot R_g \quad (184)$$

Despejando R_{ch} de 35:

$$R_{ch} = 2 * Re (Z_{12}) - 2 * R_s. \quad (185)$$

Despejando R_d de 36:

$$R_d = Re (Z_{22}) - R_s - R_{ch}. \quad (186)$$

Al graficar éstas ecuaciones se obtiene la figura 35. En ésta figura se observa que R_{ch} disminuye al aumentar el voltaje en la compuerta y que R_s varía de la misma forma que R_d , como lo dice Kim [Kim *et. al.*, 1998].