

TESIS DEFENDIDA POR
Elizabeth Obiala Ezenwa
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

Dra. María del Carmen Maya Sánchez
Director del Comité

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández
Miembro del Comité

Dr. Ricardo Arturo Chávez Pérez
Miembro del Comité

Dr. David Salazar Miranda
Miembro del Comité

Dr. Luis Alejandro Márquez Martínez
*Coordinador del programa de posgrado en
Electrónica y Telecomunicaciones*

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales
Director de Estudios de Posgrado

29 de Octubre del 2008

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



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

**ESTUDIO DE LINEAS DE MICROCINTA
CON ESTRUCTURAS RANURADAS EN EL PLANO DE TIERRA**

TESIS

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

Presenta:

ELIZABETH OBIALA EZENWA

Ensenada, Baja California, México, Octubre del 2008.

RESUMEN de la tesis de **Elizabeth Obiala Ezenwa**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES con orientación en Altas Frecuencias. Ensenada, Baja California, México. Octubre del 2008.

ESTUDIO DE LINEAS DE MICROCINTA CON ESTRUCTURAS RANURADAS EN EL PLANO DE TIERRA

Resumen aprobado por:

Dra. María del Carmen Maya Sánchez
Director de Tesis

Recientemente se ha incrementado el interés en el estudio de líneas de microcinta con estructuras en el plano de tierra (Defected Ground Structure, DGS). Estas estructuras se pueden modelar como un circuito RLC en paralelo, cuya respuesta es de tipo paso-banda o rechazo de banda. En el diseño de las estructuras se pueden utilizar figuras geométricas sencillas, como rectángulos o espirales, entre otros, o bien estructuras más complejas. Este tipo de circuitos encuentran sus principales aplicaciones en el diseño de filtros o en redes de adaptación para amplificadores de potencia y alta eficiencia, en donde se requiere adaptar a la frecuencia fundamental y que se presente un circuito abierto o un corto circuito en la frecuencia de las componentes armónicas.

En este trabajo se presentan el análisis, el diseño, la construcción y la caracterización de líneas de microcinta con estructuras ranuradas en el plano de tierra (DGS, Defected Ground Structure). Las estructuras propuestas tienen las características de rechazo de banda a frecuencias de 2.4 GHz o 5.8 GHz. Asimismo se presenta la extracción de los elementos de su circuito eléctrico equivalente. Las estructuras se implementaron y se simularon en MOMENTUM del paquete informático ADS (Advanced Design System) de Agilent. Para obtener el rechazo de banda en la frecuencia deseada se modificaron las dimensiones del DGS, simulando cada caso hasta obtener la respuesta deseada. Posteriormente se construyeron las líneas de microcinta con DGS y se midieron sus parámetros S, utilizando para ello un Analizador de Redes Vectorial. Además, se construyeron dos líneas de microcinta con el objetivo de sustraer los efectos producidos en las estructuras DGS por las transiciones coaxial-microcinta que se agregaron para poder medirlas con el Analizador de Redes Vectorial.

Finalmente, se realizaron comparaciones entre los resultados teóricos y experimentales, observando que presentan la respuesta de un filtro rechazo de banda y que coinciden prácticamente en todo el rango de frecuencia medido.

Palabras Clave: Líneas de microcinta, estructuras ranuradas en el plano de tierra, filtros rechazo de banda, modelado de la línea de microcinta con DGS.

ABSTRACT of the thesis presented by **Elizabeth Obiala Ezenwa** as a partial requirement to obtain the MASTER OF SCIENCE degree in ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS with major in High Frequencies. Ensenada, Baja California, México. October 2008.

STUDY OF MICROSTRIP LINES WITH DEFECTED GROUND STRUCTURES.

Recently, there has been an increasing interest in studying the microstrip lines with defected ground structures (DGS). These structures can be modeled as a parallel RLC circuit whose response is a reject band filter. The DGS structures can be designed using simple geometric shapes as rectangles, spirals and other types of shapes or more complex structures. This type of circuits have their principal applications in the design of filters or matching networks for power and high efficiency amplifiers, where a very well load matched at the fundamental frequency and an open or shunt load at the harmonic frequencies are required.

This thesis presents the design, analysis, fabrication and characterization of microstrip lines with DGS. These structures present a reject band at 2.4 GHz or 5.8 GHz. Also, it is presented the extraction of the elements of the electrical equivalent circuit. The DGS structures were implemented in the electromagnetic simulator MOMENTUM of ADS (Advanced Design System). The dimensions of the DGS structures were modified in order to obtain the reject band at 2.4 GHz or 5.8 GHz. Subsequently, these structures were fabricated and measured with a VNA (Vector Network Analyzer). Besides, two microstrip lines (without DGS) were fabricated and used to remove the effects of microstrip-coaxial transitions, which were added on the DGS structures so they can be measured with the VNA.

Finally, simulations and measured results are presented. These results show a reject band response. The simulations and measured performances are quite similar in all frequency range.

Keywords: Microstrip lines, defect ground structures, reject band filters, modeling of a microstrip line with DGS.

Dedicatoria.

A mi mamá con amor,
Por darme la vida,
Por sus consejos,
Por su dedicación,
Por su paciencia,
Por ser mí mejor amiga.

Agradecimientos.

A Dios por permitirme concluir la maestría y darme la oportunidad de terminar este trabajo de tesis.

A mis padres *Raphael* y *Mariastina* por darme la vida, en especial a mi madre que siempre me ha dado el apoyo incondicional y me ha animado a cumplir mis metas.

A mis hermanos a quienes quiero mucho: *Victoria*, *Víctor* y *Raphael*; gracias por su cariño y apoyo.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) y al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE) por el apoyo económico brindado.

Quiero expresar mi sincero agradecimiento a mi directora de tesis *Dra. María del Carmen Maya Sánchez* sin cuya ayuda, disposición y dedicación, este trabajo de tesis no hubiese sido posible.

A los miembros de mi comité de tesis: *Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández* por sus consejos, conocimientos y enseñanzas; *Dr. Ricardo Arturo Chávez Pérez*, por su apoyo incondicional, conocimientos y contribuciones; y *Dr. David Salazar Miranda* por sus recomendaciones y apoyo en este trabajo de tesis.

Al *Dr. José Luis Medina Monroy*, *Dr. Arturo Velázquez Ventura*, *M.C. José de Jesús Ibarra Villaseñor* por sus conocimientos y enseñanzas compartidos a lo largo de los cursos.

Al *M.C. Benjamín Hilarión Ramírez Duran* y al *Ing. René Torres Lira* por su gran ayuda en la construcción de los circuitos realizados en este trabajo de tesis. También al *M.C. José Eleazar Zúñiga Juárez* por su ayuda en la caracterización de los circuitos.

A todos *mis maestros* del CICESE, por sus esfuerzos y empeño en transmitir sus conocimientos.

A las secretarias, *Rosa Elena, Aurora y Marisela* por la atención brindada.

A *M.C. Dolores Sarracino, Quim. Ivonne Best, Citlati Romero y Norma Alicia Fuentes*, por la ayuda brindada hacia mi persona.

A mis grandes amigas *Miriam e Issís* por los buenos momentos vividos.

A todos mis compañeros de generación, en especial a *Deyanira, Edgar, Rebeca y Adrián* por el tiempo compartido dentro y fuera de CICESE. Les deseo lo mejor.

Finalmente, a todas las personas que de alguna manera contribuyeron a mi formación como profesionista.

CONTENIDO

	Página
Resumen español.....	i
Resumen ingles.....	ii
Dedicatorias.....	iii
Agradecimientos.....	iv
Contenido.....	vi
Lista de Figuras.....	ix
Lista de Tablas.....	xv
Capítulo I. Introducción.....	1
I.1 Antecedentes.....	2
I.2 Objetivos.....	4
I.3 Justificación de la tesis.....	5
I.4 Organización de la tesis.....	5
Capítulo II. Fundamentos y teoría básica.....	6
II.1 Introducción.....	6
II.2 Líneas de transmisión.....	6
II.2.1 Introducción.....	6
II.2.2 Parámetros de las líneas de transmisión.....	7
II.2.3 Líneas de transmisión de microcinta.....	9
II.3 Filtros de microondas.....	10
II.3.1 Filtro pasa-banda.....	11
II.3.2 Filtro pasa-bajas.....	13
II.3.3 Filtro pasa-altas.....	14
II.3.4 Filtro rechaza-banda.....	15
II.4 Circuitos resonadores.....	16
II.4.1 Circuitos sintonizables en serie y paralelo.....	16
II.4.1.1 Resonancia en serie.....	16
II.4.1.2 Resonancia en paralelo.....	17
II.4.2 Factor Q.....	18
II.5 Estructuras ranuradas en el plano de tierra.....	18
II.5.1 Características y aplicaciones.....	19
Resumen.....	21

CONTENIDO (continuación)

	Página
Capítulo III. Diseño y simulación de líneas de microcinta con estructuras ranuradas en el plano de tierra.....	22
III.1 Introducción.....	22
III.2 Estructura DGS analizada.....	23
III.3 Estructuras DGS propuestas.....	34
III.3.1 Simulación de las estructuras DGS propuestas.....	36
Resumen.....	40
 Capítulo IV. Circuito eléctrico equivalente de las líneas de microcinta con estructuras ranuradas en el plano de tierra.....	 41
IV.1 Introducción.....	41
IV.2 Extracción del circuito equivalente de una línea de microcinta con DGS....	42
IV.2.1 Método propuesto por Hamad (2006).....	42
IV.2.2 Métodos propuestos por Covarrubias-Martínez (2007) y Paz-Pizarro (2008).....	50
IV.2.2.1 Análisis desde los parámetros de Admitancia (Paz-Pizarro, 2008).....	52
IV.2.2.2 Análisis desde los parámetros de Impedancia (Covarrubias-Martínez, 2007).....	53
IV.3 Resultados de la extracción del circuito equivalente del DGS.....	54
Resumen.....	59
 Capítulo V. Construcción, medición y caracterización de las líneas de microcinta con estructuras ranuradas en el plano de tierra.....	 60
V.1 Introducción.....	60
V.2 Construcción y medición de estructuras ranuradas en el plano de tierra.....	61
V.3 Obtención del circuito equivalente de las estructuras DGS fabricadas.....	66
Resumen.....	70
 Capítulo VI. Conclusiones generales.....	 71
VI.1 Introducción.....	71
VI.2 Conclusiones.....	72
VI.3 Aportaciones del trabajo realizado.....	73
VI.4 Líneas futuras de investigación.....	74
 Referencias.....	 75
 Anexo A. Simulador electromagnético MOMENTUM.....	 80
A.1 Introducción.....	80
A.2 Características de MOMENTUM.....	80

CONTENIDO (continuación)

	Página
A.3 La interfaz de usuario.....	81
A.4 El menú de MOMENTUM.....	82
A.4.1 Definición de substratos en MOMENTUM.....	83
A.4.2 Tipos de puertos.....	85
A.4.3 Mallado.....	90
A.4.4 Simulación.....	91
A.5 El Método de Momentos.....	92
 Anexo B. WIMAX.....	 96
B.1 Introducción.....	96
B.2 Características de WIMAX.....	96
B.3 Evolución de WIMAX.....	97
B.4 Redes WIMAX.....	98
B.4.1 Fijo.....	99
B.4.2 Móvil.....	100
 Anexo C. Calibración ARV y Calibración TL/LL.....	 102
C.1 Introducción.....	102
C.2 Calibración ARV y Calibración TL/LL.....	103

LISTA DE FIGURAS

Figura		Página
1	Estructura EBG de un sustrato dieléctrico perforado periódicamente.....	2
2	Vista tridimensional de una línea de microcinta con estructura PBG. Los circuitos están grabados en el plano de tierra de la línea de microcinta.....	3
3	Vista tridimensional de una línea de microcinta con una estructura DGS, la cual está grabada en el plano de tierra de la línea.....	3
4	Vista de la sección transversal de líneas de transmisión comunes.	7
5	Líneas de transmisión comunes.....	8
6	Modelo de circuito de longitud diferencial Δz equivalente a una línea de transmisión de dos conductores.....	9
7	Línea de transmisión de microcinta.....	9
8	Líneas del campo eléctrico y magnético de una línea de microcinta.....	10
9	Respuesta de un filtro pasa-banda.....	11
10	Respuesta de las secciones de un filtro.....	12
11	Respuesta de un filtro pasa-bajas.....	13
12	Circuito equivalente del filtro pasa-bajas.....	14
13	Filtro pasa-bajas.....	14
14	Respuesta de un filtro pasa-altas.....	15
15	Respuesta de un filtro rechaza-banda.....	15
16	Circuitos resonadores en serie y en paralelo.....	16

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura		Página
17	Variación de la impedancia a través de la frecuencia de resonancia de los circuitos sintonizables en serie y en paralelo....	17
18	Vista tridimensional de una línea de microcinta con una estructura DGS.....	23
19	Programa LineCalc de ADS.....	24
20	Esquema generado en MOMENTUM y Modelo de circuito equivalente de una estructura DGS.....	25
21	Estructura DGS con las dimensiones $c=w=1.5$ mm y $g=0.2$ mm y las variaciones: (a) $a=b=1.3$ mm, (b) $a=b=2.5$ mm y (c) $a=b=4.6$ mm.....	25
22	Parámetros S (1,1) y S (2,1) de la estructura DGS de 0.5 a 12 GHz. Donde el color Rojo (-*-): $a=b=1.3$ mm. Azul (-+-): $a=b=2.5$ mm. Magenta (-o-): $a=b=4.6$ mm.....	26
23	Estructura DGS con las dimensiones $a=b=2.5$ mm, $c=w=1.5$ mm y variaciones: (a) $g=0.2$ mm, (b) $g=0.4$ mm y (c) $g=0.6$ mm.....	27
24	Parámetros S (1,1) y S (2,1) de la estructura DGS de 0.5 a 12 GHz. Donde el color Rojo (-*-): $g=0.2$ mm. Azul (-+-): $g=0.4$ mm. Magenta (-o-): $g=0.6$ mm.....	27
25	Estructura DGS con las dimensiones $a=b=2.5$ mm, $g=0.2$ mm y variaciones: (a) $c=(1/3)w=0.5$ mm, (b) $c=(1/2)w=0.75$ mm; (c) $c=(2/3)w=1$ mm, (d) $c=(3/2)w=2.25$ mm, (e) $c=2w=3$ mm y (f) $c=(5/2)w=3.75$ mm.....	28
26	Parámetros S (1,1) y S (2,1) de la estructura DGS de 0.5 a 12 GHz. Donde el color Rojo (-*-): $c=(1/3)w$. Azul (-+-): $c=(1/2)w$. Magenta (-o-): $c=(2/3)w$. Aqua (-Δ-): $c=w$. Azul claro (-□-): $c=(3/2)w$. Verde (-◇-): $c=2w$. Verde oscuro (-x-): $c=(5/2)w$	29
27	Estructura DGS con las dimensiones $b=2.5$ mm, $g=0.2$ mm y $c=w$; y variaciones: (a) $a=1$ mm, (b) $a=1.5$ mm, (c) $a=2$ mm, (d) $a=3$ mm, (e) $a=4$ mm y (f) $a=5$ mm.....	30

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura		Página
28	Parámetros S_{11} y S_{21} de la estructura DGS de 0.5 a 12 GHz. Donde el color Rojo (-*-): $a=1$ mm. Azul (-+-): $a=1.5$ mm. Magenta (-o-): $a=2$ mm. Aqua (-Δ-): $a=3$ mm. Azul claro (-□-): $a=4$ mm. Verde (-◇-): $a=5$ mm.....	31
29	Estructura DGS con las dimensiones $a=2.5$ mm, $g=0.2$ mm y $c=w$; y variaciones: (a) $b=1$ mm, (b) $b=1.5$ mm, (c) $b=2$ mm, (d) $b=3$ mm, (e) $b=4$ mm y (f) $b=5$ mm.....	32
30	Parámetros S_{11} y S_{21} de la estructura DGS de 0.5 a 12 GHz. Donde el color Rojo (-*-): $b=1$ mm. Azul (-+-): $b=1.5$ mm. Magenta (-o-): $b=2$ mm. Aqua (-Δ-): $b=3$ mm. Azul claro (-□-): $b=4$ mm. Verde (-◇-): $b=5$ mm.....	33
31	Dimensiones de las estructuras propuestas ranuradas en el plano de tierra.....	35
32	Estructura DGS No. 1 diseñada a 5.8 GHz.....	37
33	Estructura DGS No. 2 diseñada a 2.4 GHz.....	37
34	Estructura DGS No. 3 diseñada a 2.4 GHz.....	38
35	Estructura DGS No. 4 diseñada a 2.4 GHz.....	38
36	Estructura DGS No. 5 diseñada a 5.8 GHz.....	39
37	Estructura DGS No. 6 diseñada a 2.4 GHz.....	39
38	Modelo de circuito equivalente de una estructura DGS.....	42
39	Magnitud S_{21} en dB del circuito resonador RLC.....	42
40	Modelo de un circuito equivalente para estructuras DGS de doble resonancia.....	44
41	Magnitud S_{21} en dB del circuito resonador RLC y Magnitud S_{11} en dB del circuito resonador RLC.....	44

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura		Página
42	Parámetros S de la simulación de la estructura (teóricos) y parámetros S estimados con los valores RLC de la Estructura No. 1.....	48
43	Parámetros S de la simulación de la estructura (teóricos) y parámetros S estimados con los valores RLC de la Estructura No. 2.....	48
44	Parámetros S de la simulación de la estructura (teóricos) y parámetros S estimados con los valores RLC de la Estructura No. 3.....	49
45	Parámetros S de la simulación de la estructura (teóricos) y parámetros S estimados con los valores RLC de la Estructura No. 4.....	49
46	Parámetros S de la simulación de la estructura (teóricos) y parámetros S estimados con los valores RLC de la Estructura No. 5.....	50
47	Modelo de una línea en guía de onda coplanar con DGS.....	50
48	$\text{Im}(Y_{\text{DGS}})$ vs. $1/\omega$, simulado (•) e interpolado (-).....	52
49	Magnitud de la impedancia del circuito RLC en paralelo.....	53
50	Parámetros S de la simulación de la estructura (teóricos), parámetros S estimados con el método de (Hamad, 2006), estimados a partir de los parámetros (Z) y estimados a partir de los parámetros (Y) de la Estructura No. 1.....	56
51	Parámetros S de la simulación de la estructura (teóricos), parámetros S estimados con el método de (Hamad, 2006), estimados a partir de los parámetros (Z) y estimados a partir de los parámetros (Y) de la Estructura No. 2.....	56
52	Parámetros S de la simulación de la estructura (teóricos), parámetros S estimados con el método de (Hamad, 2006), estimados a partir de los parámetros (Z) y estimados a partir de los parámetros (Y) de la Estructura No. 3.....	57

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura		Página
53	Parámetros S de la simulación de la estructura (teóricos), parámetros S estimados con el método de (Hamad, 2006), estimados a partir de los parámetros (Z) y estimados a partir de los parámetros (Y) de la Estructura No. 4.....	57
54	Parámetros S de la simulación de la estructura (teóricos), parámetros S estimados con el método de (Hamad, 2006), estimados a partir de los parámetros (Z) y estimados a partir de los parámetros (Y) de la Estructura No. 5.....	58
55	Líneas de $50\ \Omega$ para la caracterización de las estructuras DGS.....	61
56	Construcción de líneas de microcinta con estructuras DGS.....	62
57	Resultados experimentales de la Estructura No. 1.....	63
58	Resultados experimentales de la Estructura No. 2.....	64
59	Resultados experimentales de la Estructura No. 3.....	64
60	Resultados experimentales de la Estructura No. 4.....	65
61	Resultados experimentales de la Estructura No. 5.....	65
62	Parámetros S de la medición (corregidos) de la estructura, parámetros S estimados con el método de (Hamad, 2006), estimados a partir de (Z_{DGS}) y estimados a partir de (Y_{DGS}) de la Estructura No. 2.....	68
63	Parámetros S de la medición (corregidos) de la estructura, parámetros S estimados con el método de (Hamad, 2006), estimados a partir de (Z_{DGS}) y estimados a partir de (Y_{DGS}) de la Estructura No. 3.....	68
64	Parámetros S de la medición (corregidos) de la estructura, parámetros S estimados con el método de (Hamad, 2006), estimados a partir de (Z_{DGS}) y estimados a partir de (Y_{DGS}) de la Estructura No. 4.....	69

LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura		Página
A1	Ventana de layout de ADS y menú de MOMENTUM.....	82
A2	Menú de MOMENTUM.....	82
A3	Opciones del menú de sustrato.....	84
A4	Definición del sustrato.....	84
A5	Definición de las capas del sustrato.....	85
A6	Editor de puertos.....	86
A7	Opciones del menú de mallado.....	90
A8	Opciones del menú de simulación.....	91

LISTA DE TABLAS

Tabla		Página
I	Parámetros distribuidos de líneas de transmisión a altas frecuencias.....	8
II	Características de la estructura DGS para diferentes dimensiones de a y b.....	26
III	Características de la estructura DGS para diferentes longitudes de g.....	28
IV	Características de la estructura DGS para diferentes longitudes de c.....	29
V	Características de la estructura DGS para diferentes longitudes de a.....	31
VI	Características de la estructura DGS para diferentes longitudes de b.....	33
VII	Valores RLC teóricos de las estructuras DGS.....	47
VIII	Valores RLC teóricos de las estructuras DGS, S: (Hamad, 2006), Z: (Covarrubias-Martínez, 2007) y Y: (Paz-Pizarro, 2008).....	55
IX	Valores RLC teóricos y medidos de las estructuras DGS, S: (Hamad, 2006), Z: (Covarrubias-Martínez, 2007) y Y: (Paz-Pizarro, 2008).....	67

Capítulo I

Cuando se sabe una cosa, sostener que se sabe, y cuando no se sabe, admitir que no se sabe; éste es el verdadero conocimiento.

Confucio.

Introducción

Recientemente, los conceptos de estructuras Photonic/Electromagnetic Band Gap (PBG/EBG) y Defected Ground Structure (DGS) han llamado la atención a la comunidad de la ingeniería de microondas debido a su estructura planar y su sencilla fabricación. Además éstas poseen la propiedad de producir rechazo de banda en ciertas bandas de frecuencia, por lo que se ha propuesto el diseño de circuitos en tecnología planar, ya sean líneas de microcinta o en guía de onda coplanar (Coplanar Waveguide, CPW) con estructuras en el plano de tierra (Defected Ground Structure, DGS) (Mandal, 2006 y Yang, 1999) y estructuras Photonic Band Gap (PBG). Estas estructuras se pueden modelar como un elemento reactivo en serie con la línea de transmisión, cuya respuesta es de tipo paso-banda o rechazo de banda. En el diseño de las estructuras se pueden utilizar figuras geométricas sencillas, como rectángulos o espirales, entre otros, o bien estructuras más complejas (Yang, 1999). Este tipo de circuitos encuentran sus principales aplicaciones en el diseño de filtros (Ahn, 2001 y Guan, 2005) o en redes de adaptación para amplificadores de potencia y alta eficiencia, en donde se requiere adaptar a la frecuencia fundamental y que se presente un circuito abierto o un corto circuito en la frecuencia de las componentes armónicas (Radisic, 1998; Rudiakova, 2005 y Lim, 2002). Dentro de las aplicaciones propuestas para el diseño de circuitos planares con DGS, la tecnología más utilizada es la de líneas de microcinta.

I.1 Antecedentes

Las estructuras Electromagnetic Band Gap (EBG) son estructuras periódicas dieléctricas o estructuras metálicas que efectivamente previenen la propagación de las ondas electromagnéticas en ciertas direcciones a ciertas frecuencias.

Las estructuras EBG de microcinta son dispositivos que incorporan estructuras periódicas en el sustrato o en el plano de tierra como se muestra en la figura (1). Este tipo de estructura requiere un trabajo muy cuidadoso, dado que se debe perforar el sustrato, además es una estructura difícil de analizar y modelar. (Zhang, 2007).

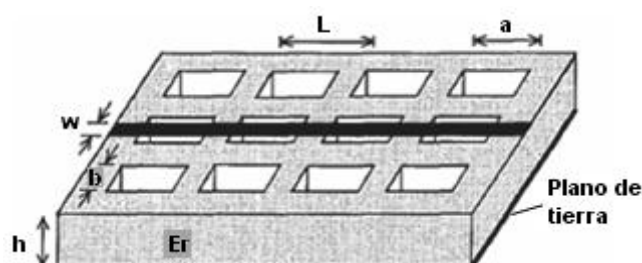


Figura 1. Estructura EBG de un sustrato dieléctrico perforado periódicamente.

Las estructuras Photonic Band Gap (PBG) son estructuras periódicas en donde la propagación de ciertas bandas de frecuencias es prohibida. Originalmente la investigación de estas estructuras fueron realizadas en la región óptica, pero las propiedades del PBG son aplicables a un amplio rango de frecuencias. Recientemente, se ha incrementado el interés en la aplicación de las estructuras PBG en las microondas y ondas milimétricas. En la región de microondas, estas estructuras han sido utilizadas para mejorar el patrón de radiación de las antenas, incrementar la potencia de salida y eficiencia de amplificadores de potencia así como en el diseño de reflectores (Radisic, 1998).

Las estructuras PBG pueden ser realizadas utilizando implantes metálicos, dieléctricos, ferromagnéticos o ferroeléctricos. Las estructuras PBG dieléctricas han sido utilizadas para los circuitos de microcinta. Estos requieren perforar el plano de tierra de una manera periódica como se indica en la figura (2).

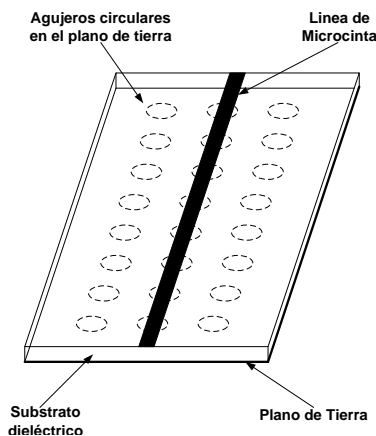


Figura 2. Vista tridimensional de una línea de microcinta con estructura PBG. Los circuitos están grabados en el plano de tierra de la línea de microcinta (Radisic, 1998).

Las estructuras Defected Ground Structure (DGS) son estructuras grabadas en el plano de tierra como lo son las estructuras PBG con la diferencia de que pueden ser estructuras periódicas o no periódicas (figura 3), además de que no necesitan un arreglo completo, con una sola celda se obtienen resultados similares a las estructuras PBG. Las estructuras DGS se modelan mediante un circuito en paralelo RLC embebido en una línea de transmisión (Guan, 2005).

En la actualidad este tipo de estructuras son más utilizadas que las estructuras PBG, debido a que reducen las dificultades de modelado y la radiación de los defectos periódicos.

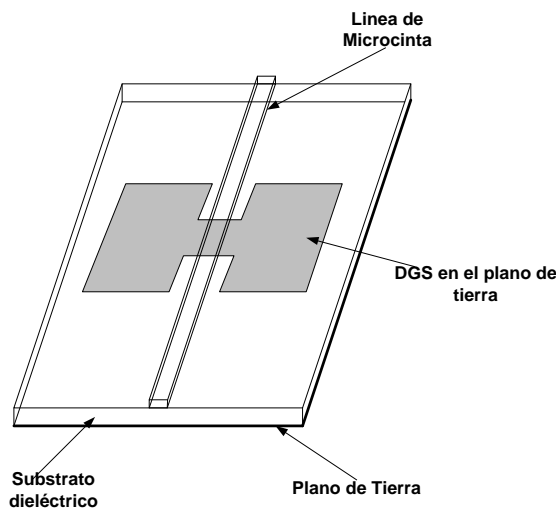


Figura 3. Vista tridimensional de una línea de microcinta con una estructura DGS, la cual está grabada en el plano de tierra de la línea (Ahn, 2001).

Un nuevo tipo de estructura fue presentado (Ahn, 2001), cuya celda unitaria se puede ver en la figura (3). La novedad de esta celda es que se trata de un resonador en sí misma, cada celda de la estructura tiene una respuesta filtrante. De esta forma, en principio no es necesario aumentar el número de celdas para rechazar una banda de frecuencias, y la estructura final podría muy bien ser la de la figura 3, sin ser necesaria la repetición periódica de la misma celda. Sin embargo, la conexión de varias celdas aumenta el orden del filtro total es decir el grado de aceptación o rechazo de frecuencias, permitiendo el control de la respuesta en frecuencia.

Varios autores han propuesto un modelo simple de elementos discretos RLC cuya respuesta se asemeje a la de una celda DGS y de esta forma se pueda hacer un diseño de un filtro de mayor orden (Ahn, 2001 y Guan, 2005).

Una gran cantidad de artículos se han presentado para diferentes modelos de circuitos y aplicaciones con estructuras DGS, con la idea de comprender mejor el funcionamiento de este tipo de estructuras. El objetivo era poder diseñar un filtro a partir de unas especificaciones concretas dadas. Sin embargo, el proceso se quedaba, en la mayoría de los casos, en buscar un modelo de circuito equivalente a partir de la respuesta en frecuencia obtenida. El proceso de diseño necesita saber qué parámetros variar y de qué manera para poder cumplir las especificaciones concretas de un filtro

I.2 Objetivos

El objetivo de este trabajo de tesis es diseñar, simular y construir líneas de microcinta con estructuras grabadas en su plano de tierra. Con la finalidad de analizar la influencia de los DGS en el comportamiento de las líneas.

Por consiguiente estudiar la respuesta en frecuencia de líneas de microcinta con estructuras ranuradas en el plano de tierra y obtener su circuito equivalente.

I.3 Justificación de la tesis

Las estructuras ranuradas en el plano de tierra (Defected Ground Structures, DGS) han recibido mucha atención y en la actualidad su popularidad ha incrementado debido a sus excelentes características de rechazo de banda y pasa banda en el diseño de circuitos de microondas. Las estructuras son simples y tienen grandes aplicaciones en el diseño de circuitos activos y pasivos como filtros, antenas, amplificadores y osciladores.

En este caso se pretende realizar un estudio de estas estructuras en líneas de microcinta, analizar su respuesta en frecuencia y determinar su comportamiento en base a las dimensiones de las estructuras.

I.4 Organización de la tesis.

En el capítulo II se presenta los fundamentos y la teoría básica de líneas de transmisión de microcinta, conceptos básicos de filtros y circuitos resonadores además de las características de las estructuras ranuradas en el plano de tierra. En el capítulo III se presenta el diseño y simulación de líneas de microcinta con estructuras ranuradas en el plano o de tierra, en el que se describen las estructuras DGS propuestas, su diseño y simulación. En el capítulo IV se presenta el circuito equivalente de las estructuras ranuradas en el plano de tierra, en el que se describe el procedimiento para extraer dicho circuito. En el capítulo V se presenta la construcción, medición y caracterización de las estructuras DGS, en el que se incluyen comparaciones entre los resultados teóricos y los medidos, análisis de resultados y el kit de calibración que se utiliza para la medición de estas estructuras. Por último, en el capítulo VI se presenta las conclusiones, aportaciones de este trabajo de tesis así como las líneas futuras de esta investigación.

Capítulo II

Consideremos a las dificultades como peldaños para una vida mejor.

Beethoven.

Fundamentos y teoría básica.

II.1 Introducción

En el presente capítulo se describen los conceptos básicos de los temas que se mencionarán a lo largo de la tesis como son las líneas de transmisión, filtros de microondas, circuitos resonantes y las características y aplicaciones de las estructuras ranuradas en el plano de tierra que es el tema central de este trabajo de tesis.

II.2 Líneas de transmisión

II.2.1 Introducción.

Una línea de transmisión se compone básicamente de dos o más conductores paralelos que conectan una fuente con una carga. La fuente puede ser un generador hidroeléctrico, un transmisor o un oscilador, y la carga una fábrica, una antena o un osciloscopio, respectivamente. Las líneas de transmisión más usadas son el cable coaxial, la línea de dos alambres paralelos, la línea plana o de placas paralelas, un alambre suspendido sobre un plano conductor y la línea de microcinta las cuales se presentan en la figura (4).

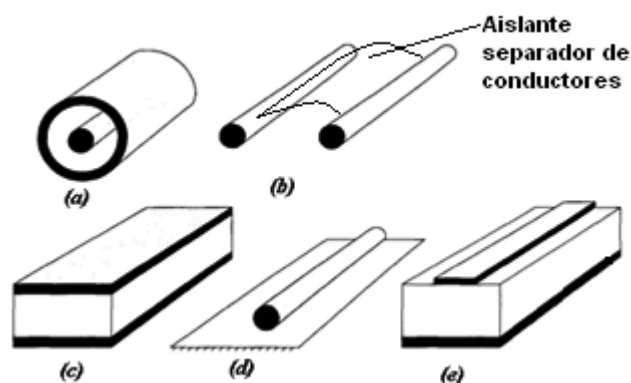


Figura 4. Vista de la sección transversal de líneas de transmisión comunes: **(a)** línea coaxial, **(b)** línea de dos alambres en paralelo, **(c)** línea plana, **(d)** alambre suspendido sobre un plano conductor y **(e)** línea de microcinta.

II.2.2 Parámetros de las líneas de transmisión.

Una línea de transmisión se describe en términos de sus parámetros: resistencia R por unidad de longitud, inductancia L por unidad de longitud, conductancia G por unidad de longitud y capacitancia C por unidad de longitud. Cada línea de la figura (4) posee fórmulas específicas para la determinación de R , L , G y C ; las de las líneas coaxial, de dos alambres y planas se proporcionan en la tabla I, mientras que en la figura (5) se indican sus dimensiones.

Cabe señalar que:

1. Los parámetros R , L , G y C no son discretos ni globales, sino distribuidos como se muestra en la figura (6). Esto significa que están distribuidos uniformemente a todo lo largo de la línea.
2. Los conductores de cada línea se caracterizan por σ_c (conductividad del conductor), μ_c (permeabilidad del conductor) y $\epsilon_c = \epsilon_0$ (permitividad del conductor = permitividad del vacío), en tanto que el dieléctrico homogéneo que los separa se caracteriza por σ , μ y ϵ (conductividad, permeabilidad y permitividad, respectivamente).

3. R es la resistencia en corriente alterna por unidad de longitud de los conductores que integran la línea y G la conductancia por unidad de longitud debida al medio dieléctrico que los separa.
4. El valor de L referido a la tabla I es la inductancia externa por unidad de longitud, es decir, $L=L_{\text{ext}}$. Los efectos de la inductancia interna $L_{\text{in}} (=R/\omega)$ son insignificantes a altas frecuencias en las que opera la mayor parte de los sistemas de comunicación.
5. En cada línea,

$$LC = \mu\epsilon \quad (1)$$

$$\frac{G}{C} = \frac{\sigma}{\epsilon} \quad (2)$$

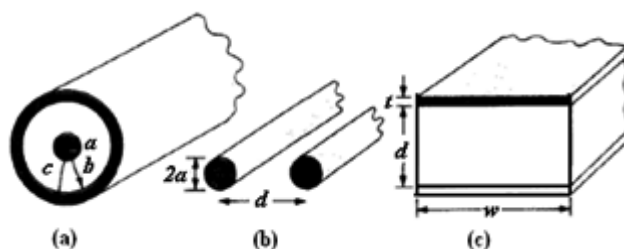


Figura 5. Líneas de transmisión comunes: **(a)** línea coaxial, **(b)** línea de dos alambres y **(c)** línea plana.

Tabla I. Parámetros distribuidos de líneas de transmisión a altas frecuencias.

Parámetros	Línea coaxial	Línea de dos alambres	Línea plana
$R(\Omega/\text{m})$	$\frac{1}{2\pi\delta\sigma_c} \left[\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right]$ ($\delta \ll a, c - b$)	$\frac{1}{\pi a \delta \sigma_c}$ ($\delta \ll a$)	$\frac{2}{w \delta \sigma_c}$ ($\delta \ll t$)
$L(\text{H}/\text{m})$	$\frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{b}{a}$	$\frac{\mu}{\pi} \cosh^{-1} \frac{d}{2a}$	$\frac{\mu d}{w}$
$G(\text{S}/\text{m})$	$\frac{2\pi\sigma}{\ln \frac{b}{a}}$	$\frac{\pi\sigma}{\cosh^{-1} \frac{d}{2a}}$	$\frac{\sigma w}{d}$
$C(\text{F}/\text{m})$	$\frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{b}{a}}$	$\frac{\pi\epsilon}{\cosh^{-1} \frac{d}{2a}}$	$\frac{\epsilon w}{d}$ ($w \gg d$)

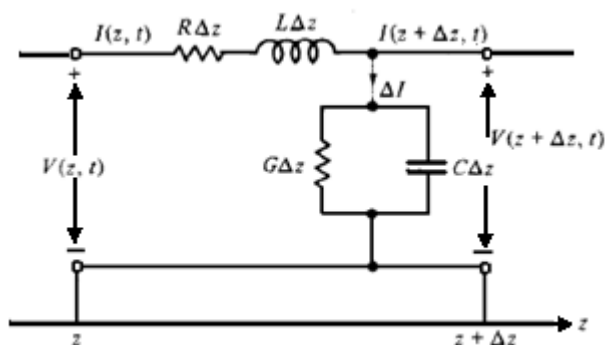


Figura 6. Modelo de circuito de longitud diferencial Δz equivalente a una línea de transmisión de dos conductores.

II.2.3 Líneas de transmisión de microcinta.

Las líneas de microcinta pertenecen a la categoría de las líneas de transmisión de placas paralelas y son de amplio uso en la electrónica actual. Además de ser la modalidad más común en líneas de transmisión de circuitos integrados de microondas, las microcintas se utilizan en componentes de circuitos como filtros, acopladores, resonadores, antenas, etc.

Una línea de microcinta se compone de un plano de tierra y una cinta conductora descubierta, separados por un sustrato dieléctrico (Sadiku, 2003), como se muestra en la figura (7). La propagación de su campo eléctrico y magnético se muestra en la figura (8).

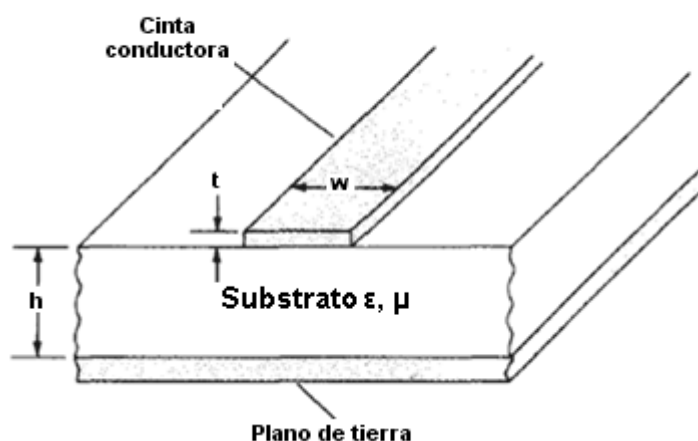


Figura 7. Línea de transmisión de microcinta.

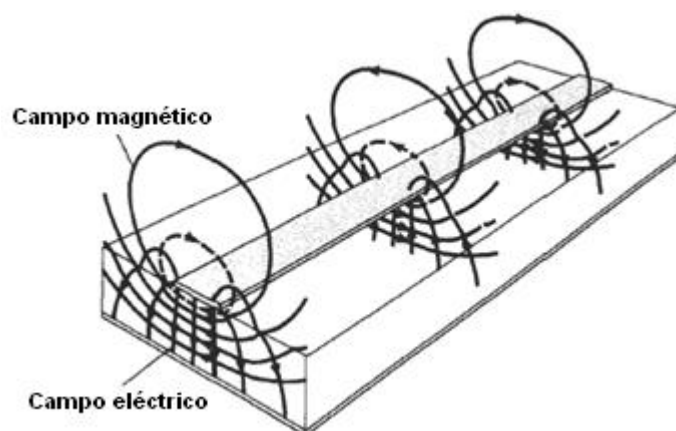


Figura 8. Líneas del campo eléctrico y magnético de una línea de microcinta.

II.3 Filtros de microondas.

Un filtro de microondas es una red de dos puertos que se utiliza para controlar la respuesta de frecuencia en un sistema de microondas, proporcionando la transmisión a frecuencias dentro de la banda de paso del filtro y la atenuación a la banda de rechazo del filtro. Las respuestas de frecuencia típicas del filtro incluyen pasa-bajas, pasa-altas, pasa-banda y rechazo de banda. Se encuentran aplicaciones de los filtros en los sistemas de comunicación de microondas, radar y sistemas de prueba y medición (Pozar, 1998).

Los filtros son una parte muy importante en los sistemas de radiofrecuencia y microondas, ya que realizan un excelente trabajo en la eliminación de señales interferentes o señales indeseables. Se debe entender que cada vez que se agrega un filtro a un circuito, se agregan pérdidas, aumenta $VSWR^1$ (que nos define la cantidad de energía reflejada a la entrada o salida del dispositivo), rizo (que se describirán más adelante) e incluso retardos en el circuito. Por lo que el uso de filtros se debe considerar de manera cuidadosa (Laverghetta, 2005).

¹ (Voltage Standing Wave Ratio, por sus siglas en inglés)

II.3.1 Filtro pasa-banda

Un filtro pasa-banda realiza lo que su nombre indica: permite el paso de una banda de frecuencias y rechaza frecuencias que se encuentran antes y después de la banda. La curva de la respuesta del filtro se muestra en la figura (9).

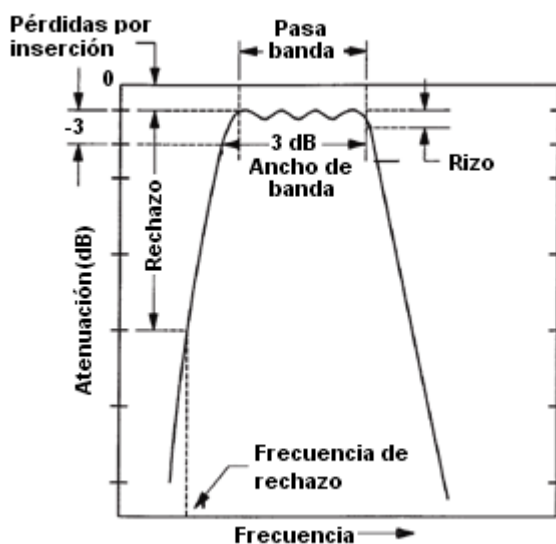


Figura 9. Respuesta de un filtro pasa-banda.

En esta figura (9) se muestra el área denominada pasa-banda, que es el rango de frecuencia donde existen menores pérdidas en la respuesta del filtro, es decir hasta -3 dB. En otras frecuencias se observa que la señal se atenúa de manera considerable, en donde la respuesta cae rápidamente. Estas caídas son determinadas por la atenuación como una función de frecuencia. Por ejemplo si hay una atenuación de 50 o 60 dB a unos MHz de la banda de paso, las caídas estarán muy cerradas formándose una ventana, no obstante si la atenuación es de 15 o 20 dB, esas caídas estarán más abiertas.

Otro término utilizado en la figura (9) son las pérdidas por inserción, las cuales son las pérdidas generadas por el filtro dentro de la banda de paso. Es muy parecido a las pérdidas por inserción en un acoplador direccional en donde hay un mínimo de pérdidas directas en el circuito. Ningún dispositivo tiene 0 dB de pérdidas, porque simplemente hay energía a través de la línea de transmisión. La banda de paso es determinada por el número de

secciones en el filtro y como están acopladas. Si las secciones están débilmente acopladas, la banda de paso será amplia. En cambio si las secciones están fuertemente acopladas, la banda de paso es será estrecha.

El rizo de un filtro se refleja como resultado del número de secciones (o polos) utilizados para la construcción de éste. Cada polo tiene su propia respuesta. Cada respuesta tiene una frecuencia de operación o resonancia, la cual puede observarse en la figura (10). En la parte superior de la figura (10) se muestran tres secciones del filtro y como cada sección tiene su propia curva de respuesta: f_1 , f_2 y f_3 . El resultado se muestra en la parte inferior de la figura. Las tres respuestas se muestran acoplados conjuntamente, para formar la curva de la respuesta total del filtro. El acoplamiento de estas secciones, la cual no es perfecta, ocasiona variaciones en la banda de paso; por consiguiente el rizo del filtro.

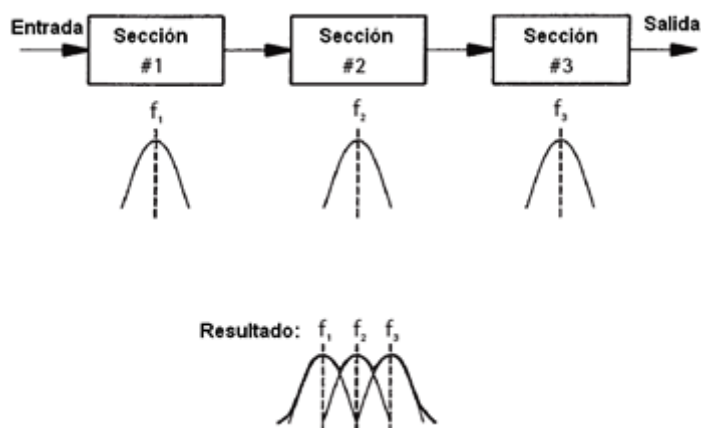


Figura 10. Respuesta de las secciones de un filtro.

El ancho de banda mostrada en la figura (9) se caracteriza como el ancho de banda a 3 dB del filtro. Esto es establecido por el hecho de que es el ancho de banda resultante del filtro donde la respuesta de la curva decrece 3 dB de las pérdidas por inserción del filtro.

El término rechazo nos dice que tanto, se atenúa la señal, a una frecuencia no deseada. Los valores de rechazo de banda pueden ser especificados antes y después de la banda de paso del filtro, esto es porque el filtro pasa-banda es utilizado cuando hay una pequeña banda de frecuencias comparada con el espectro de frecuencias de RF y microondas.

II.3.2 Filtro pasa-bajas

Un filtro pasa-bajas realiza lo que su nombre indica: permite el paso de frecuencias inferiores a cierta frecuencia, con un mínimo de pérdidas y atenúa las frecuencias superiores a esa frecuencia. A esta frecuencia se le conoce como frecuencia de corte (f_c), la cual es el punto donde la respuesta del filtro cae 3 dB por debajo de las pérdidas de inserción. Se observa su respuesta en frecuencia en la figura (11).

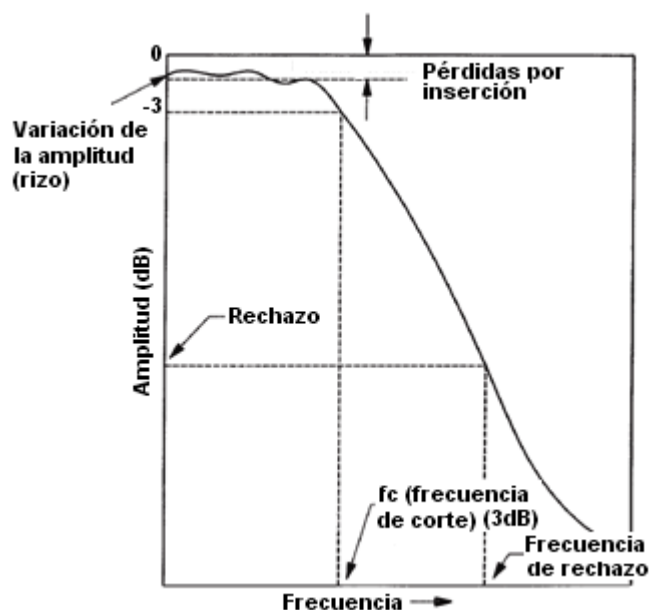


Figura 11. Respuesta de un filtro pasa-bajas.

Un punto importante de los filtros pasa-bajas es que permiten el paso de corriente directa (cd). También un filtro pasa-bajas tiene puntos de rechazo como el filtro pasa-banda a los cuales se les conoce como valores de rechazo (1 GHz a 40 dB, 2 GHz a 60 dB, y así sucesivamente). El número de valores de las frecuencias de rechazo y su atenuación depende en gran medida de las aplicaciones en las que se utilice.

Su circuito equivalente se compone de inductancias en serie con capacitancias en paralelo como se muestra en la figura (12). En la figura (13) se muestra el esquema de un filtro pasa-bajas diseñado con líneas de microcinta. Las líneas delgadas son las inductancias en serie, mientras que los bloques anchos representan a las capacitancias en paralelo.

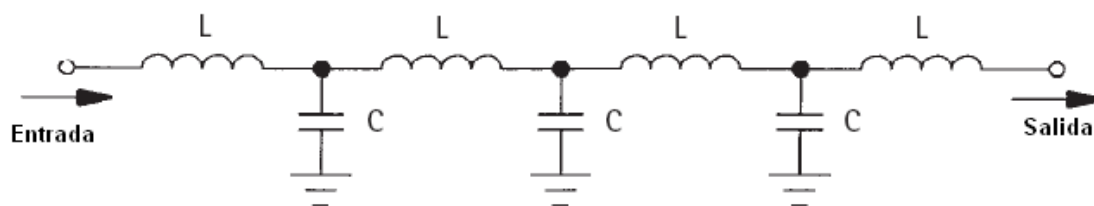


Figura 12. Circuito equivalente del filtro pasa-bajas.

Una aplicación de los filtros pasa-bajas radica en los mezcladores, a los cuales les proveen la diferencia entre la señal de RF y OL a la salida del mezclador. Un filtro pasa-bajas es utilizado porque todas las frecuencias generadas por el mezclador son superiores que la del componente y este tipo de filtro es su mejor opción.



Figura 13. Filtro pasa-bajas.

Otra aplicación de los filtros es que eliminan las señales espurias y las armónicas de los generadores o sistemas componentes, que pueden presentar un número importante de señales en frecuencias altas en donde se presentan muchas señales.

II.3.3 Filtro pasa-altas

Un filtro pasa-altas es exactamente lo opuesto al filtro pasa-baja, como se muestra en la figura (14). Un filtro pasa-altas permite el paso de frecuencias superiores a la frecuencia de corte f_c , la cual también ocurre a 3 dB por debajo de las pérdidas por inserción del filtro como el filtro pasa-bajas. Los filtros pasa-altas también presentan valores de rechazo de frecuencias.

Una aplicación de los filtros pasa-altas es un sistema en donde las señales de baja frecuencia causan problemas, un filtro pasa-altas atenuaría esas señales para que el sistema funcione correctamente.

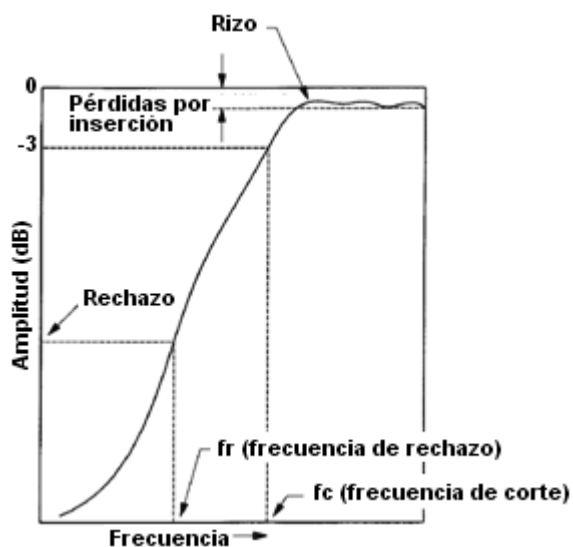


Figura 14. Respuesta de un filtro pasa-altas.

II.3.4 Filtro rechaza-banda

Un filtro rechaza-banda, también llamado filtro elimina banda, es el que dificulta el paso de una banda de frecuencias comprendido entre una frecuencia de corte superior y otra inferior, como se muestra en la figura (15).

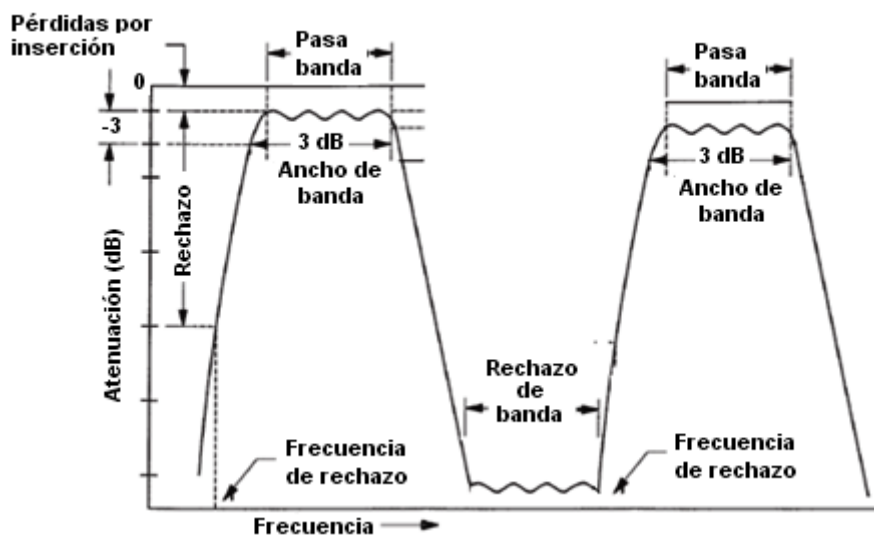


Figura 15. Respuesta de un filtro rechaza-banda.

II.4 Circuitos resonadores.

II.4.1 Circuitos sintonizables en serie y paralelo.

Los circuitos resonadores sintonizables se componen de inductancias y capacitancias, los cuales se utilizan para generar voltajes alternantes en una frecuencia seleccionada, y además seleccionan la frecuencia deseada o una banda de frecuencias del espectro total. La figura (16) muestra los diagramas de los circuitos resonadores en serie y en paralelo, incluyéndose las resistencias, las cuales nos indican las pérdidas que presentan estos circuitos.

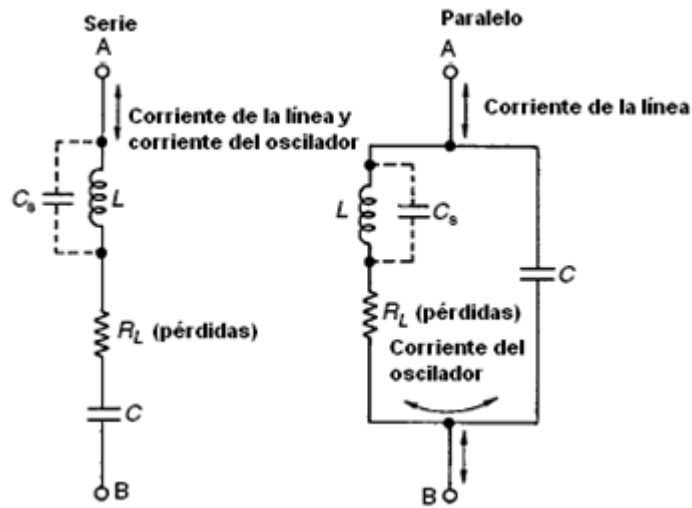


Figura 16. Circuitos resonadores en serie y en paralelo.

II.4.1.1 Resonancia en serie.

Los circuitos en serie exhiben una alta impedancia al voltaje aplicado a través de A y B (ver figura 16). Esta impedancia está formada por la suma vectorial de las reactancias de la inductancia y la capacitancia a la frecuencia definida más las resistencias. Ignorándose las pérdidas dieléctricas y la capacitancia \$C_s\$, la impedancia resonante está dada por:

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2} \quad (3)$$

Donde:

- R: resistencia de los componentes en Ohms.
- $\omega: 2\pi \times$ Frecuencia en Hertzios.
- L: inductancia en Henrios.
- C: capacitancia en Faradios.

A la frecuencia de resonancia, las reactancias se cancelan y la impedancia cae aproximadamente al valor de la resistencia R y la corriente máxima fluye a través de la línea. La figura (17) muestra la respuesta de los circuitos en serie y en paralelo cerca de la frecuencia de resonancia. La frecuencia de resonancia está dada por:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4)$$

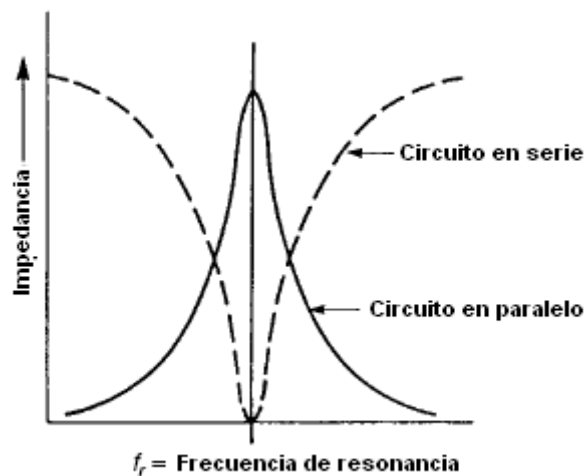


Figura 17. Variación de la impedancia a través de la frecuencia de resonancia de los circuitos sintonizables en serie y en paralelo.

II.4.1.2 Resonancia en paralelo.

La frecuencia de resonancia se calcula de la misma manera que en los circuitos en serie. La impedancia de un circuito en paralelo es también resistiva y la corriente que circula en el circuito produce el voltaje máximo a través de la inductancia y la capacitancia.

Consecuentemente, a la frecuencia de resonancia la corriente mínima fluye a través de la línea. La impedancia a la frecuencia de resonancia o resistencia dinámica (R_d), de un circuito en paralelo está dada por:

$$R_d = \frac{L}{CR} \quad (5)$$

II.4.2 Factor Q

Los voltajes que fluyen a través del inductor y del capacitor en un circuito resonante son opuestos en fase (las pérdidas de las resistencias afectan ligeramente la fase) y se cancelan entre sí. El voltaje que se desarrolla a través del inductor es usualmente el componente con menos pérdidas, comparado con el voltaje aplicado en serie al circuito, es la medida de calidad del circuito (Winder, 2002).

A esta relación se le conoce como factor de calidad Q del circuito y se calcula de la siguiente manera:

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{\omega CR} \quad (6)$$

II.5 Estructuras ranuradas en el plano de tierra.

En la actualidad se ha reportado el desarrollo de componentes electrónicos en los que se utilizan estructuras ranuradas en el plano de tierra (Defected Ground Structure, DGS). Estas estructuras son aplicables a tecnologías de guía de onda coplanar y de microcinta. Consisten en practicar un defecto, ya sea una o varias figuras geométricas simétricas o asimétricas en el plano de tierra justamente debajo de la línea de microcinta. Con este tipo de estructuras se pueden observar efectos filtrantes y en algunos casos se consiguen definir ciertos comportamientos inductivos o capacitivos que pueden ayudar a filtrar ciertas frecuencias no deseadas.

II.5.1 Características y aplicaciones.

Las estructuras ranuradas en el plano de tierra (en lo sucesivo se referirán como DGS) son implementadas colocándoles un defecto en el plano de tierra de una línea de microcinta, que como ya se mencionó, puede ser una figura geométrica; éstas proporcionan características de rechazo de banda a cierta frecuencia, también definida como frecuencia de resonancia correspondiente al tamaño y la figura del defecto realizado en el plano de tierra. Los DGS también proporcionan una inductancia efectiva adicional en la línea de transmisión. El incremento de la inductancia efectiva debido a la inserción del DGS en la línea de transmisión puede proveer una longitud eléctrica mayor que en una línea de transmisión convencional, lo cual permite la reducción del tamaño de los circuitos para las microondas y ondas milimétricas (Woo, 2005).

A diferencia de las estructuras PBG/EBG que se mencionaron en el primer capítulo, a las cuales se les realizan varios defectos o estructuras periódicas que producen el rechazo de banda a ciertas frecuencias, las estructuras DGS necesitan de pocos elementos o celdas para producir lo equivalente. Por tanto son circuitos relativamente pequeños. Además su defecto es un diseño sencillo y en consecuencia su estructura es más simple en comparación de una estructura PBG/EBG.

Por estas razones se han realizado numerosas aplicaciones en:

- **Filtros:** De tipo pasa-banda a diferentes rangos de frecuencias; pasa-bajas los cuales proporcionan características de rechazo de banda mucho mejores y con menos discontinuidades que los filtros convencionales (Ahn, 2001).
- **Divisores de potencia:** Debido al incremento de la inductancia efectiva que provee la estructura DGS, se reduce el tamaño del circuito y suministra una alta impedancia a la línea, con estas características se han construido divisores de potencia con una excelente adaptación y aislamiento sin introducir mayores pérdidas al circuito (Lim, 2001).

- **Acopladores:** Para la realización de los acopladores se necesitan líneas de microcinta con una impedancia característica mayor que 150Ω , por lo que el diseño en una línea de microcinta convencional resulta en una línea muy delgada. Por consiguiente una línea de microcinta con DGS se realiza con un ancho relativamente mayor obteniéndose la impedancia deseada. Además proporciona una buena adaptación y un buen aislamiento (Lim, 2000).
- **Amplificadores:** Reducen el tamaño de las redes de adaptación de los amplificadores para microondas, sin afectar el funcionamiento del amplificador e incluso mejoran las características en el rechazo de señales armónicas que en un amplificador normal (Lim, 2002).
- **Atenuadores:** Se utilizan para controlar el nivel de la señal y ajustar la potencia en sistemas de comunicaciones. Los atenuadores con estructuras DGS son capaces de controlar las pérdidas por inserción de un determinado rango de frecuencia, además de la reducción del tamaño del circuito (Jeong, 2005).
- **Antenas:** En las antenas de parches, la línea de microcinta con DGS se utilizan para eliminar las señales armónicas y espurias y reduce el tamaño del circuito en un 70% comparado con los circuitos convencionales. (Liu, 2005).

Resumen.

- En este capítulo se presentaron los conceptos básicos de las líneas de transmisión, las cuales se componen de dos o más conectores paralelos que conectan una fuente con una carga y comúnmente son descritas por sus parámetros distribuidos R (en Ω/m), L (en H/m), G (en S/m) y C (en F/m). Las fórmulas para el cálculo de R , L , G y C de líneas coaxiales, de dos alambres y planas se proporcionaron en la tabla I.
- Las líneas de transmisión de microcinta se utilizan en los circuitos híbridos de microondas ya que son más flexibles y compactos respecto al diseño de otras líneas de transmisión.
- Un filtro de microondas es una red de dos puertos que se utiliza para controlar la respuesta de frecuencia en un cierto rango del espectro de frecuencias de un sistema de microondas. Dependiendo de la respuesta del filtro se clasifican en: pasa-altas, pasa-bajas, pasa-banda y rechazo de banda.
- Los circuitos resonadores se componen de inductancias y capacitancias, los cuales se utilizan para generar voltajes alternados en una frecuencia seleccionada. Se clasifican en circuitos resonadores en serie y en paralelo.
- Las estructuras ranuradas en el plano de tierra (Defected Ground Structure, DGS) consisten en practicar un defecto en el plano de tierra de una línea de microcinta. Se han realizado numerosas aplicaciones con estas estructuras debido a que proporcionan características de rechazo de banda que ayuda a la eliminación de señales armónicas no deseadas, aumenta la longitud eléctrica de la línea de microcinta y por tanto reduce el tamaño del circuito.

Capítulo III

Las puertas de la sabiduría nunca están cerradas.

Benjamín Franklin.

Diseño y simulación de líneas de microcinta con estructuras ranuradas en el plano de tierra.

III.1 Introducción

En este capítulo se presentan las líneas de microcinta con estructuras DGS que fueron propuestas para su diseño, simulación y construcción. En un inicio se realizó un estudio a una estructura DGS propuesta por (Ahn, 2001); se modificaron sus dimensiones con la finalidad de observar los cambios de su respuesta en frecuencia. A partir de este análisis se proponen estructuras, con un rechazo de banda a frecuencias de licencia libre de la tecnología WIMAX (2.4 GHz y 5.8 GHz) (Pareek, 2006).

Las estructuras fueron implementadas en el simulador electromagnético MOMENTUM del paquete informático ADS (Advanced Design System) de la compañía Agilent. En este capítulo se describirán las estructuras propuestas y el procedimiento que se siguió para implementarlas en el simulador electromagnético. Se presentan los resultados de la simulación, esto es los parámetros S de las estructuras en función de la frecuencia.

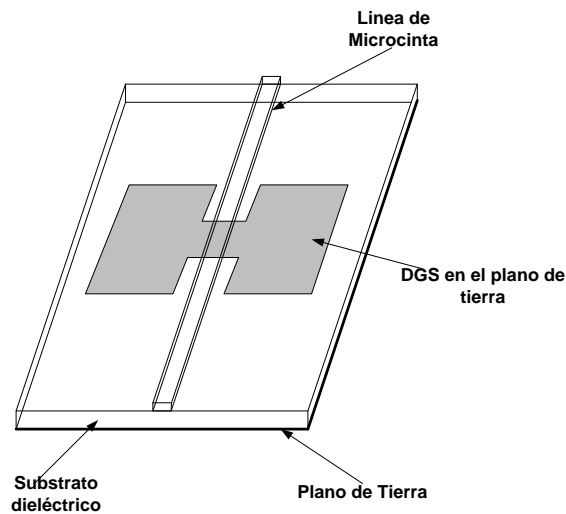


Figura 18. Vista tridimensional de una línea de microcinta con una estructura DGS (Ahn, 2001).

III.2 Estructura DGS analizada.

Se realizó un análisis de la estructura propuesta por (Ahn, 2001) en MOMENTUM. Para implementar la estructura en MOMENTUM, el sustrato se definió considerando dos capas una para la línea de microcinta y otra para el plano de tierra en donde se diseña la figura geométrica (Ver Anexo A). Las características que se tomaron en consideración para el diseño de estas estructuras fueron las siguientes:

- Sustrato: RT/Duroid RO3010
- Constante dieléctrica (ϵ_r): 10
- Pérdidas dieléctricas tangenciales: 0.0035
- Grosor del cobre (conductor): 0.7 mil
- Grosor del dieléctrico (sustrato): 62 mil

La línea de microcinta se diseñó con LineCalc de ADS (figura 19) para obtener una impedancia de 50Ω y una longitud de $\lambda/4$, cuyas dimensiones son:

- $L=9.5$ mm (longitud de la línea)
- $W=1.5$ mm (ancho de la línea).



Figura 19. Programa LineCalc de ADS.

Para excitar al circuito se definieron cuatro puertos, dos puertos tipo “internal” para la capa de superior en donde definimos las dimensiones de la línea de microcinta y dos de tipo “ground reference” en la capa inferior, en la cual se traza la figura geométrica (el defecto). Después de definir el sustrato, dibujar la línea de microcinta con la estructura (layout) y definir los puertos se prosiguió a realizar el análisis de la estructura propuesta por (Ahn, 2001), variando sus dimensiones y comparando los resultados.

En la figura (20) se muestra el esquema generado en MOMENTUM en donde se muestra los parámetros que se modificaron durante el análisis. Los parámetros son: **a**, **b**, **c** y **g**; donde **a** y **b** son las dimensiones de la celda DGS (lados del cuadrado), **g** es el gap (espacio que existe debajo de la línea de microcinta) y **c** es el largo del gap. Mientras que **L** y **w** son el largo y el ancho de la línea de microcinta respectivamente, los cuales se mantuvieron fijos.

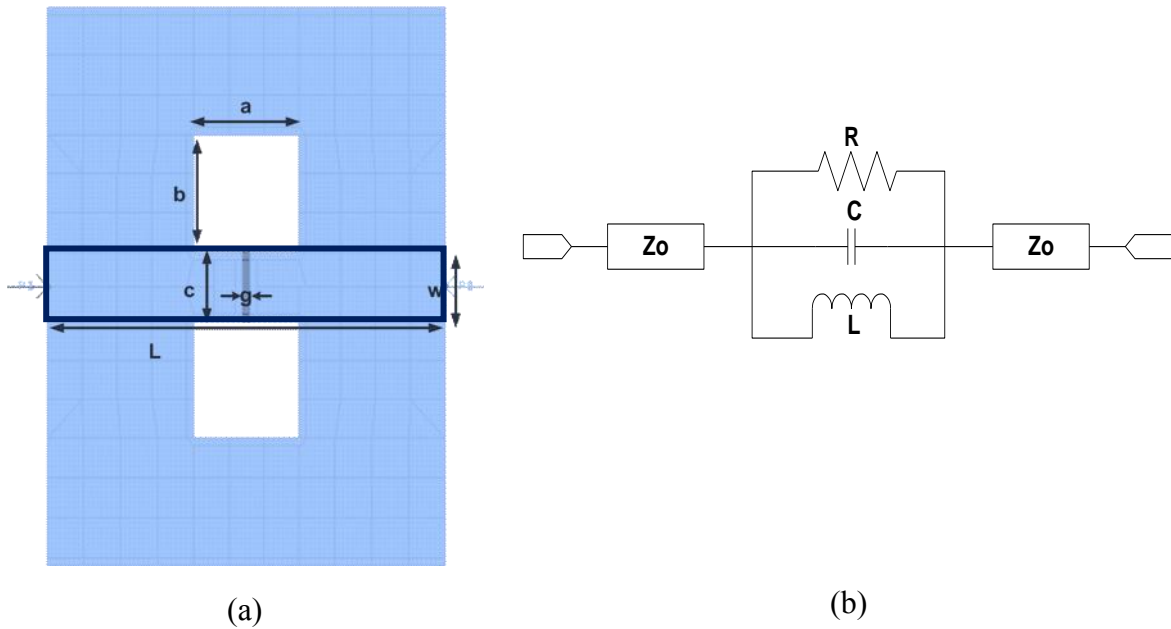


Figura 20. (a) Esquema generado en MOMENTUM y (b) Modelo de circuito equivalente de una estructura DGS.

Primero se variaron las dimensiones de **a** y **b**, manteniendo **c** y **g** sin cambios como se muestra en la figura (21) y se indica en la tabla II. En la tabla II también se indican los valores RLC que son los elementos del circuito equivalente del resonador, según se muestra en la figura (20.b). La extracción de los valores de estos elementos se describirá en el capítulo IV del presente trabajo de tesis.

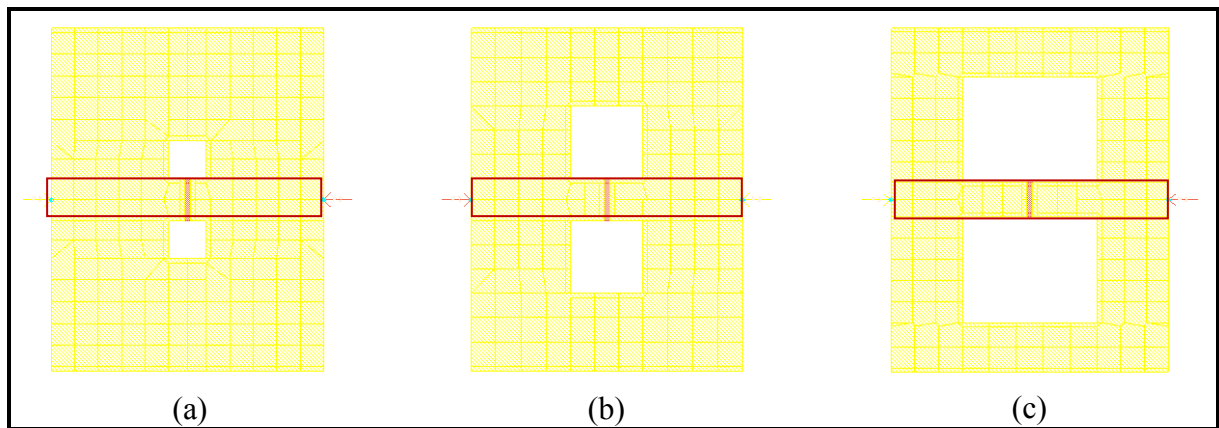


Figura 21. Estructura DGS con las dimensiones $c=w=1.5$ mm y $g=0.2$ mm y las variaciones: (a) $a=b=1.3$ mm, (b) $a=b=2.5$ mm y (c) $a=b=4.6$ mm.

En la figura (22) se muestran los resultados de los parámetros S, se observa que entre mayores sean las dimensiones de **a** y **b**, menor será la frecuencia de resonancia.

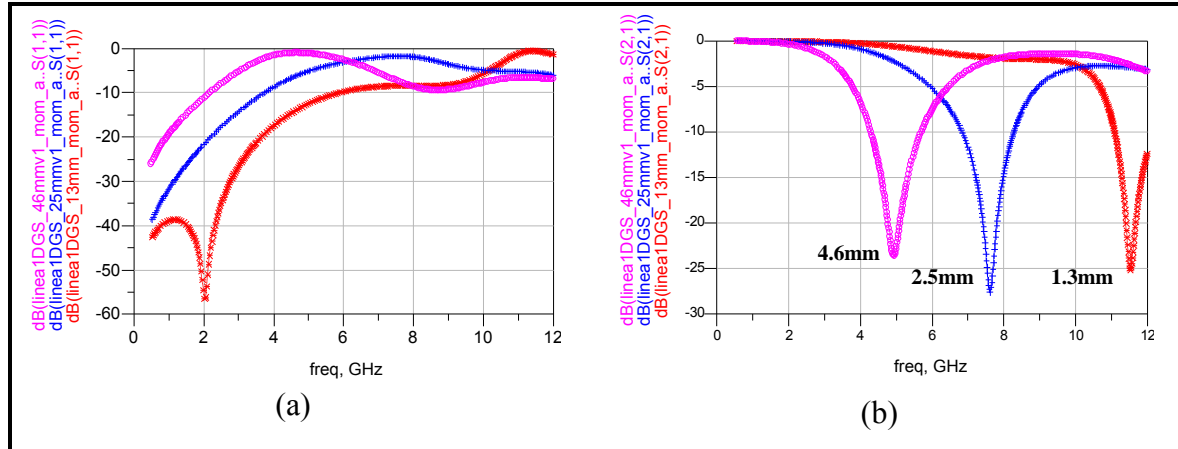


Figura 22. (a) Parámetros S (1,1) y (b) S (2,1) de la estructura DGS de 0.5 a 12 GHz.
Donde el color **Rojo** (-*-): $a=b=1.3$ mm. **Azul** (-+-): $a=b=2.5$ mm.
Magenta (-o-): $a=b=4.6$ mm.

Tabla II. Características de la estructura DGS para diferentes dimensiones de **a** y **b**.

Dimensiones $a=b$ en (mm)	Frecuencia de Resonancia (f_0) en (GHz)	Frecuencia de corte (f_c) en (GHz)	Capacitancia (C) en (pF)	Inductancia (L) en (nH)	Resistencia (R) en (K Ω)
1.3	11.54	10.31	0.61	0.31	1.59
2.5	7.64	5.70	0.35	1.24	2.14
4.6	4.95	3.44	0.43	2.41	1.18

Luego se variaron las dimensiones de **g** manteniendo **a**, **b** y **c** sin cambios como se muestra en la figura (23) y se indica en la tabla III.

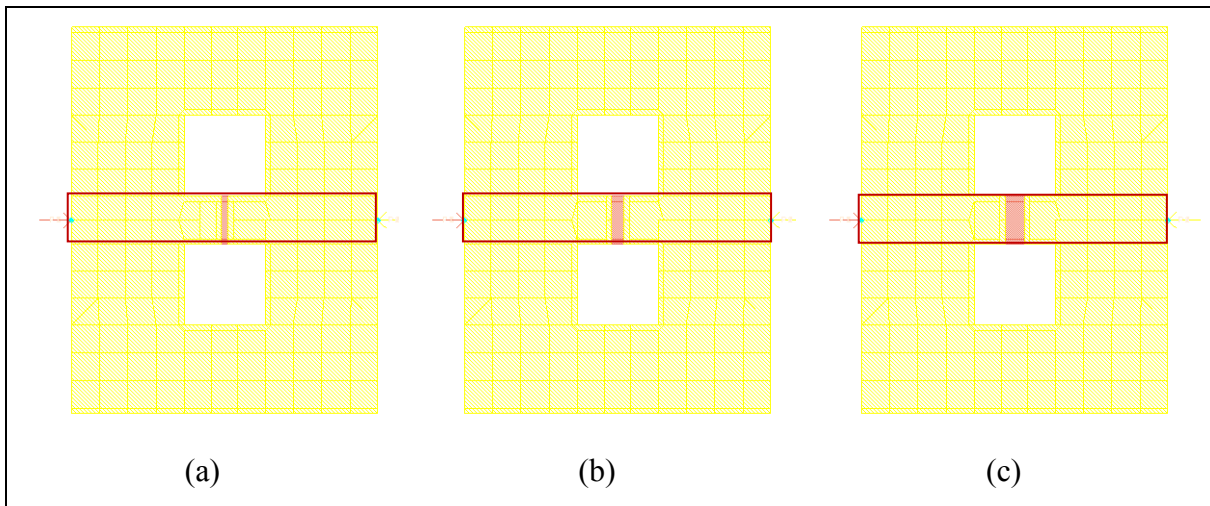


Figura 23. Estructura DGS con las dimensiones $a=b=2.5$ mm, $c=w=1.5$ mm y variaciones: (a) $g=0.2$ mm, (b) $g=0.4$ mm y (c) $g=0.6$ mm.

En la figura (24) se muestran los resultados de los parámetros S, en donde se observa que entre mayor sea el valor de g , mayor es la frecuencia de resonancia; también se observa que mantienen el mismo nivel de atenuación de aproximadamente -28 dB.

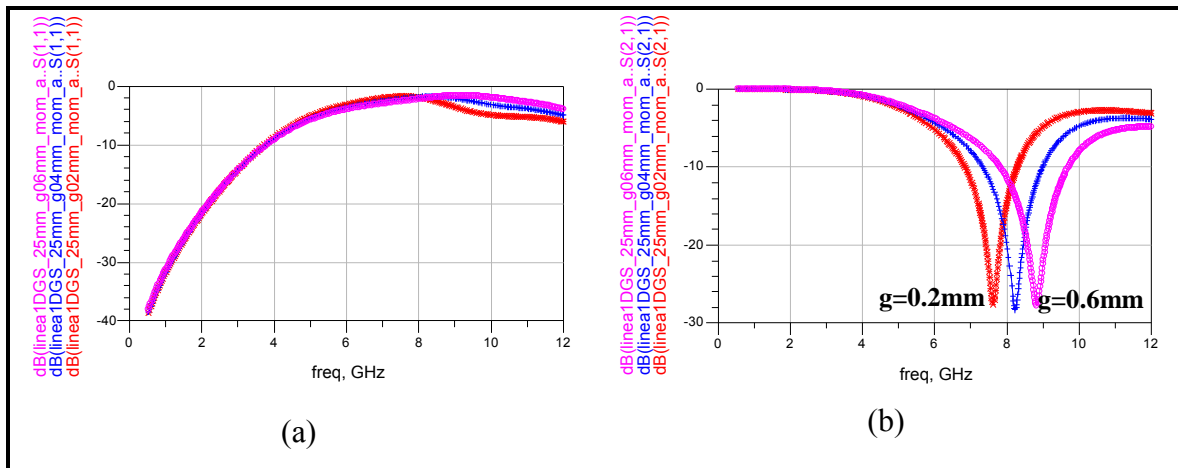
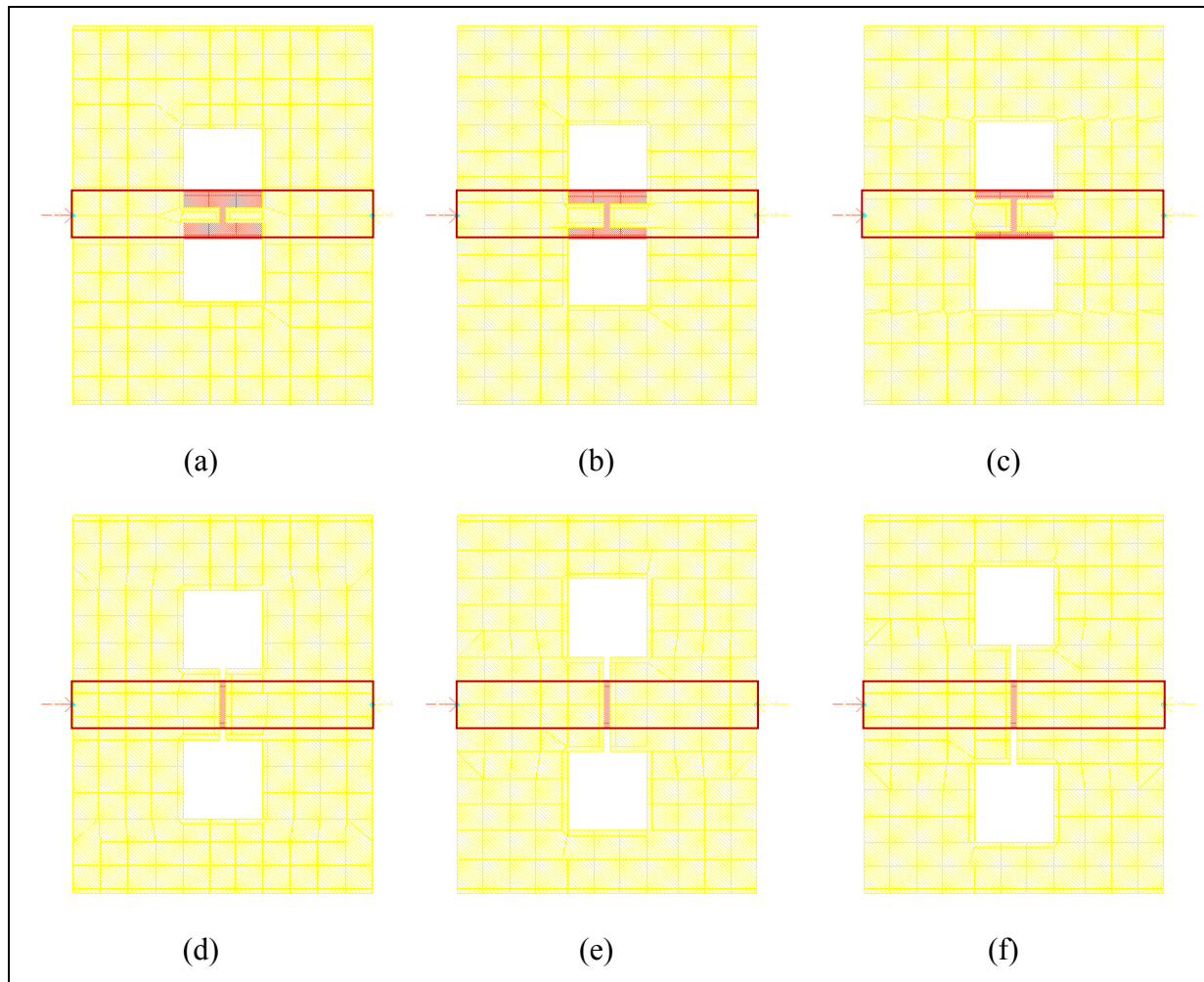


Figura 24. (a) Parámetros S (1,1) y (b) S (2,1) de la estructura DGS de 0.5 a 12 GHz. Donde el color **Rojo** (-*-): $g=0.2$ mm. **Azul** (-+-): $g=0.4$ mm. **Magenta** (-o-): $g=0.6$ mm

Tabla III. Características de la estructura DGS para diferentes longitudes de g .

Dimensiones g en (mm)	Frecuencia de Resonancia (f_0) en (GHz)	Frecuencia de corte (f_c) en (GHz)	Capacitancia (C) en (pF)	Inductancia (L) en (nH)	Resistencia (R) en ($K\Omega$)
0.2	7.64	5.70	0.35	1.24	2.13
0.4	8.23	6.03	0.30	1.24	2.30
0.6	8.85	6.30	0.26	1.25	2.19

Posteriormente se variaron las dimensiones de c , manteniendo a , b y g fijos, como se muestra en la figura (25) y se indica en la tabla IV.

**Figura 25.** Estructura DGS con las dimensiones $a=b=2.5$ mm, $g=0.2$ mm y variaciones:

(a) $c=(1/3)w=0.5$ mm, (b) $c=(1/2)w=0.75$ mm; (c) $c=(2/3)w=1$ mm,

(d) $c=(3/2)w=2.25$ mm, (e) $c=2w=3$ mm y (f) $c=(5/2)w=3.75$ mm.

En la figura (26) se muestran los resultados de los parámetros S, se observa que entre mayor sea el valor de c , menor es la frecuencia de resonancia; también se observa que cuando c es mayor, el nivel de atenuación es menor, y conforme c decrece, se genera mayores pérdidas y después de que el valor de c es $\frac{1}{2}$ de w vuelven a disminuir las pérdidas.

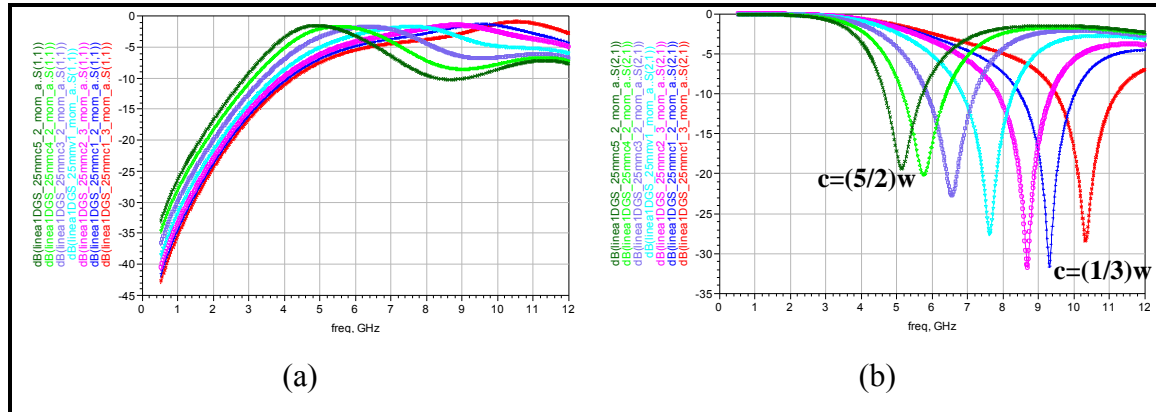


Figura 26. (a) Parámetros S (1,1) y (b) S (2,1) de la estructura DGS de 0.5 a 12 GHz. Donde el color **Rojo** (-*-): $c=(1/3)w$. **Azul** (-+-): $c=(1/2)w$. **Magenta** (-o-): $c=(2/3)w$. **Aqua** (-Δ-): $c=w$. **Azul claro** (-□-): $c=(3/2)w$. **Verde** (-◇-): $c=2w$. **Verde oscuro** (-x-): $c=(5/2)w$.

Tabla IV. Características de la estructura DGS para diferentes longitudes de c .

Dimensiones c en (mm)	Frecuencia de Resonancia (f_0) en (GHz)	Frecuencia de corte (f_c) en (GHz)	Capacitancia (C) en (pF)	Inductancia (L) en (nH)	Resistencia (R) en (KΩ)
0.50	10.35	7.73	0.26	0.91	3.00
0.75	9.31	6.97	0.29	1.00	4.02
1.00	8.70	6.48	0.31	1.09	3.90
1.50	7.64	5.70	0.35	1.24	2.14
2.25	6.56	4.94	0.42	1.40	1.07
3.00	5.79	4.40	0.50	1.52	0.74
3.75	5.16	4.00	0.60	1.59	0.66

Continuamos variando las dimensiones de a , manteniendo b , c y g sin cambios, como se muestra en la figura (27) y se indica en la tabla V.

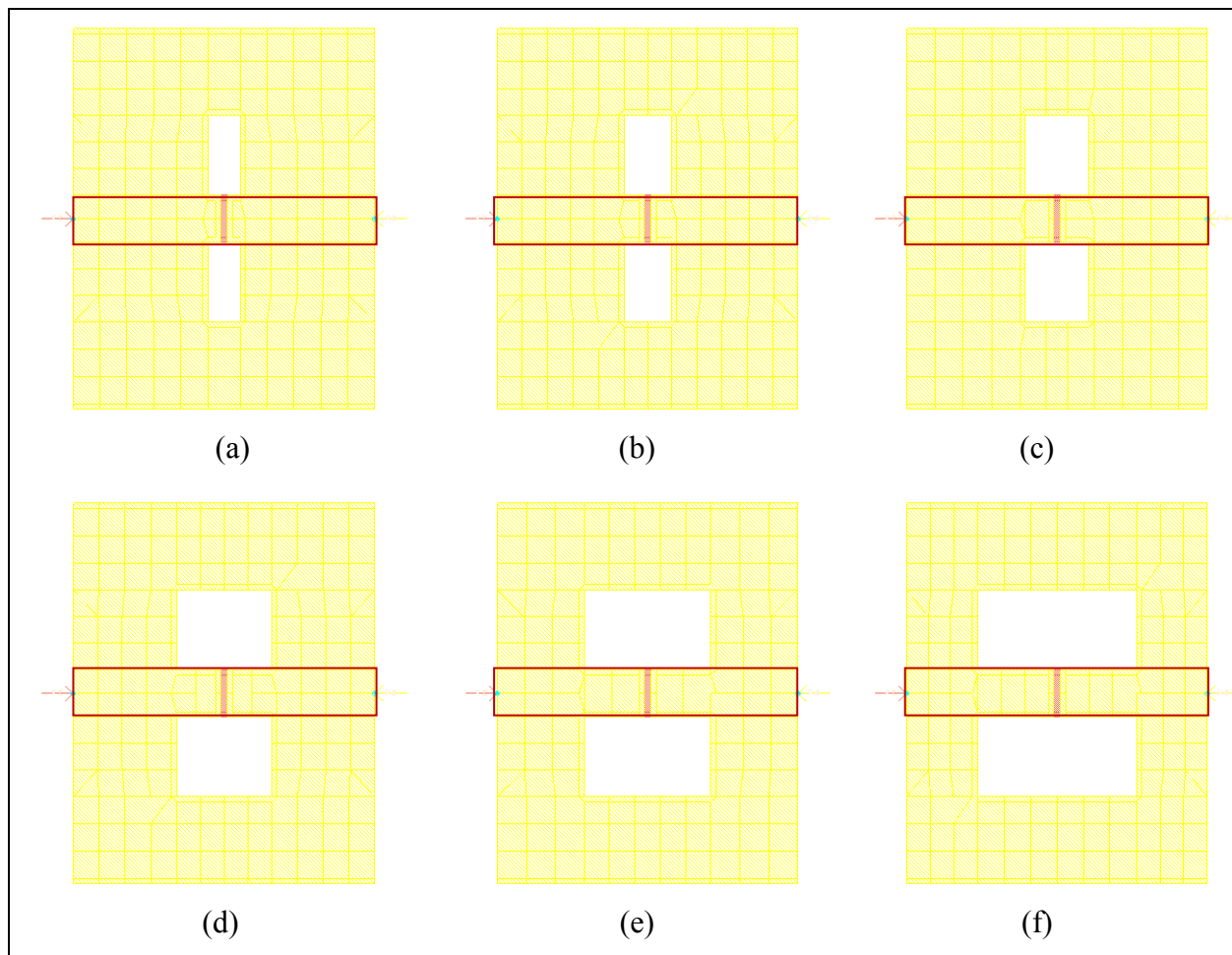


Figura 27. Estructura DGS con las dimensiones $b=2.5$ mm, $g=0.2$ mm y $c=w$ y variaciones: (a) $a=1$ mm, (b) $a=1.5$ mm, (c) $a=2$ mm, (d) $a=3$ mm, (e) $a=4$ mm y (f) $a=5$ mm.

En la figura (28) se muestran los resultados de los parámetros S , se observa que entre mayor sea el valor de a , menor es la frecuencia de resonancia; también se observa que mantienen el mismo nivel de atenuación de aproximadamente -27 dB.

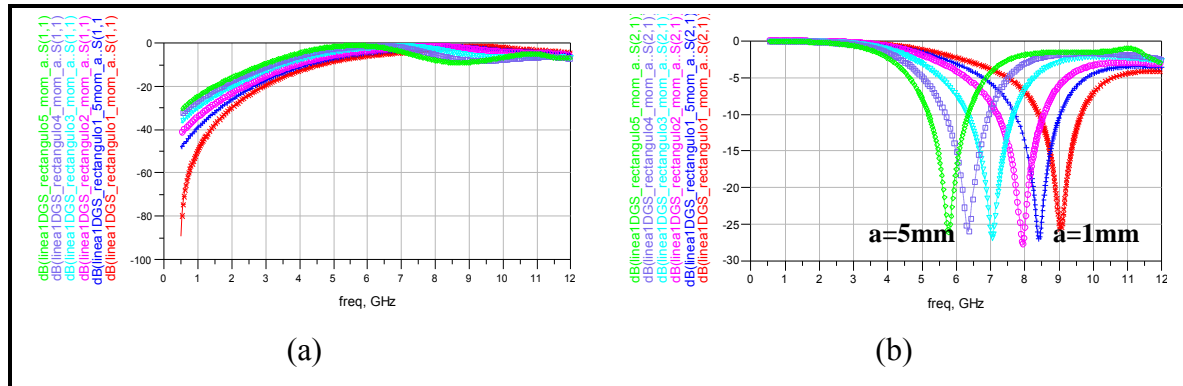


Figura 28. (a) Parámetros S (1,1) y (b) S (2,1) de la estructura DGS de 0.5 a 12 GHz. Donde el color **Rojo** (-*-): $a=1$ mm. **Azul** (-+): $a=1.5$ mm. **Magenta** (-o-): $a=2$ mm. **Aqua** (-Δ-): $a=3$ mm. **Azul claro** (-□-): $a=4$ mm. **Verde** (-◇-): $a=5$ mm.

Tabla V. Características de la estructura DGS para diferentes longitudes de a .

Dimensiones a en (mm)	Frecuencia de Resonancia (f_0) en (GHz)	Frecuencia de corte (f_c) en (GHz)	Capacitancia (C) en (pF)	Inductancia (L) en (nH)	Resistencia (R) en (KΩ)
1.0	9.06	7.73	0.41	0.76	1.87
1.5	8.43	6.59	0.38	0.94	2.11
2.0	7.94	6.07	0.37	1.09	2.20
3.0	7.07	5.28	0.38	1.34	1.90
4.0	6.34	4.75	0.43	1.47	1.62
5.0	5.79	4.35	0.47	1.59	1.63

Finalmente se varían las dimensiones de b manteniendo a , c y g constantes como se muestra en la figura (29) y se indica en la tabla VI.

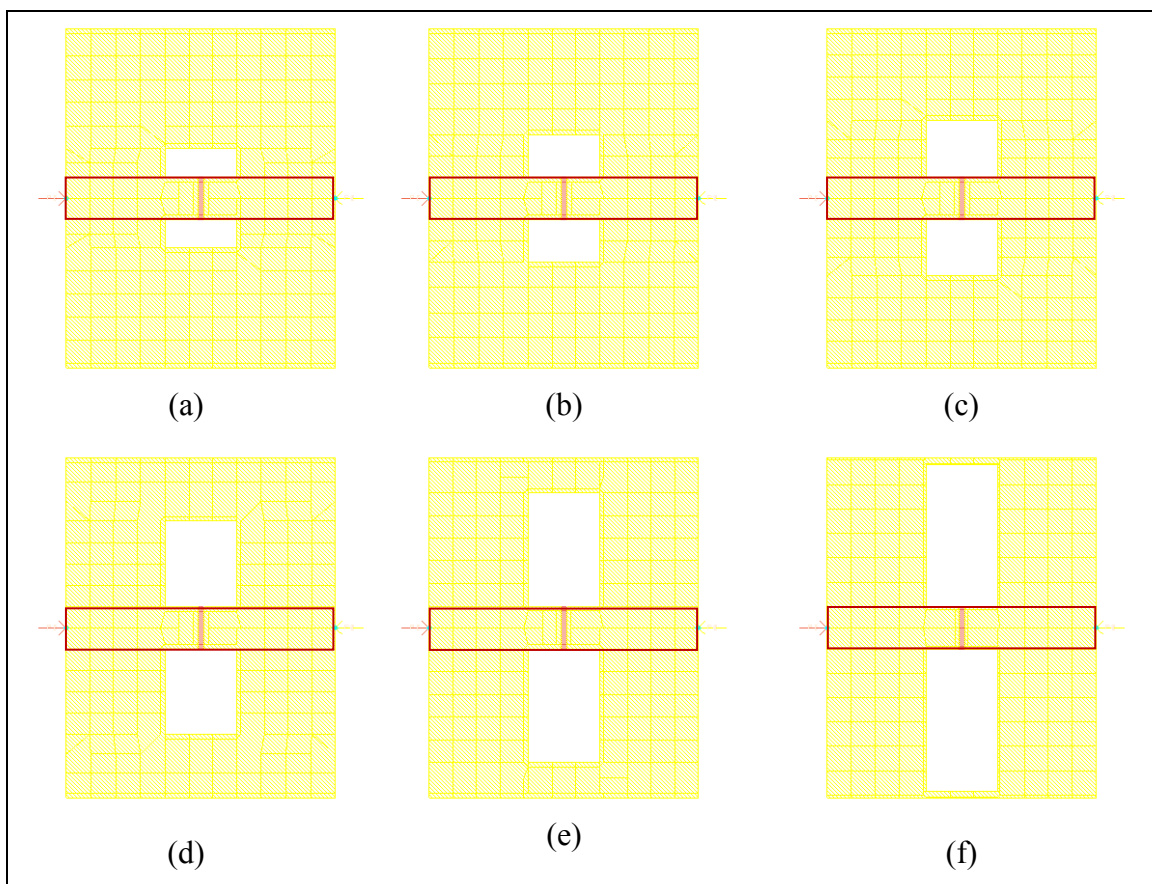


Figura 29. Estructura DGS con las dimensiones $a=2.5$ mm, $g=0.2$ mm y $c=w$; y variaciones: (a) $b=1$ mm, (b) $b=1.5$ mm, (c) $b=2$ mm, (d) $b=3$ mm, (e) $b=4$ mm y (f) $b=5$ mm.

Se observa que en la figura (30), entre mayor sea el valor de **b**, menor es la frecuencia de resonancia y varía el nivel de atenuación; además se ve que para los tres valores menores de **b** (1, 1.5 y 2 mm), la respuesta del circuito es más selectiva, por lo que podemos decir que si **b** es menor que **a**, el ancho de banda es menor, y si **b** es mayor que **a**, el ancho de banda es mayor y el nivel de rechazo es menor.

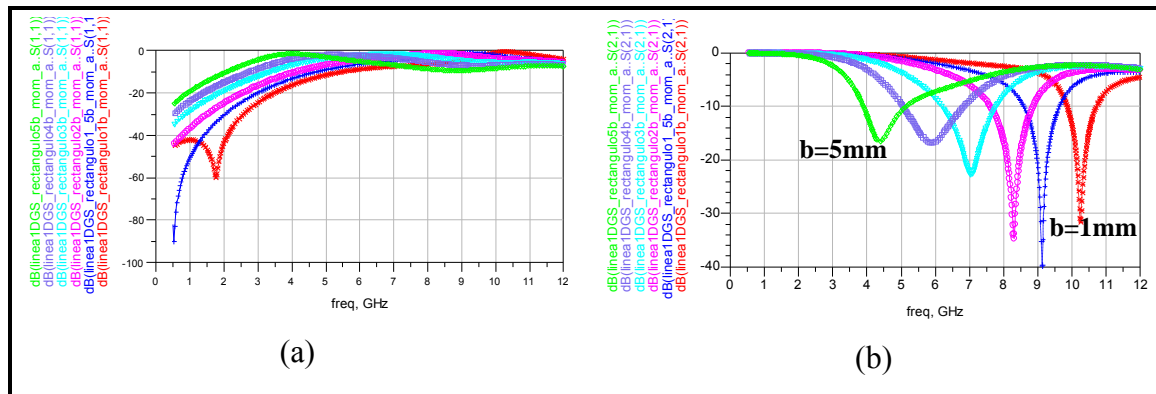


Figura 30. (a) Parámetros S (1,1) y (b) S (2,1) de la estructura DGS de 0.5 a 12 GHz. Donde el color **Rojo** (-*-): $b=1$ mm. **Azul** (-+-): $b=1.5$ mm. **Magenta** (-o-): $b=2$ mm. **Aqua** (-Δ-): $b=3$ mm. **Azul claro** (-□-): $b=4$ mm. **Verde** (-◇-): $b=5$ mm.

Tabla VI. Características de la estructura DGS para diferentes longitudes de b .

Dimensiones b en (mm)	Frecuencia de Resonancia (f_0) en (GHz)	Frecuencia de corte (f_c) en (GHz)	Capacitancia (C) en (pF)	Inductancia (L) en (nH)	Resistencia (R) en (KΩ)
1.0	10.26	9.09	0.64	0.38	4.07
1.5	9.13	7.62	0.48	0.63	12.06
2.0	8.31	6.53	0.39	0.93	5.41
3.0	7.05	5.06	0.33	1.53	1.11
4.0	5.94	4.09	0.35	2.05	0.48
5.0	4.48	3.16	0.47	2.54	0.43

Después de realizar el análisis a la estructura propuesta por (Ahn, 2001), se observó que al incrementar el área del defecto ranurado en el plano de tierra con los parámetros a , b y c , la frecuencia de resonancia disminuye, mientras que al incrementar el ancho del gap (espacio ranurado en el plano de tierra por debajo de la línea) con el parámetro g , la frecuencia de resonancia aumenta sin modificar el nivel de atenuación. Con estas observaciones se prosiguió a proponer estructuras DGS con el objetivo de que resuenen a frecuencias de 2.4 GHz o de 5.8 GHz.

III.3 Estructuras DGS propuestas.

Las estructuras DGS propuestas se implementaron y se simularon en MOMENTUM. La definición del sustrato (capas) y de los puertos se hizo de forma similar que en las estructuras mostradas en el apartado III.2. Las características del sustrato que se consideraron para el diseño de estas estructuras fueron las siguientes:

- Sustrato: FR-4
- Constante dieléctrica (ϵ_r): 4.4
- Pérdidas dieléctricas tangenciales: 0.02
- Grosor del cobre (conductor): 0.04 mm
- Grosor del dieléctrico (sustrato): 1.62 mm
- Frecuencias de resonancia: 2.4 GHz y 5.8 GHz
- Impedancia característica: 50 Ω
- Longitud eléctrica: $\lambda/4=90^\circ$.

La línea de microcinta se diseñó con LineCalc de ADS (figura 19) para obtener una impedancia de 50 Ω y una longitud de $\lambda/4$, cuyas dimensiones son:

- L=17 mm (longitud de la línea)
- W=3 mm (ancho de la línea).

Para obtener el rechazo de banda en la frecuencia deseada se modificaron las dimensiones del DGS, realizando las simulaciones respectivas para cada caso hasta obtener la respuesta de resonancia deseada.

En la figura (31) se muestran las dimensiones finales de las estructuras propuestas que se grabaron en el plano de tierra.

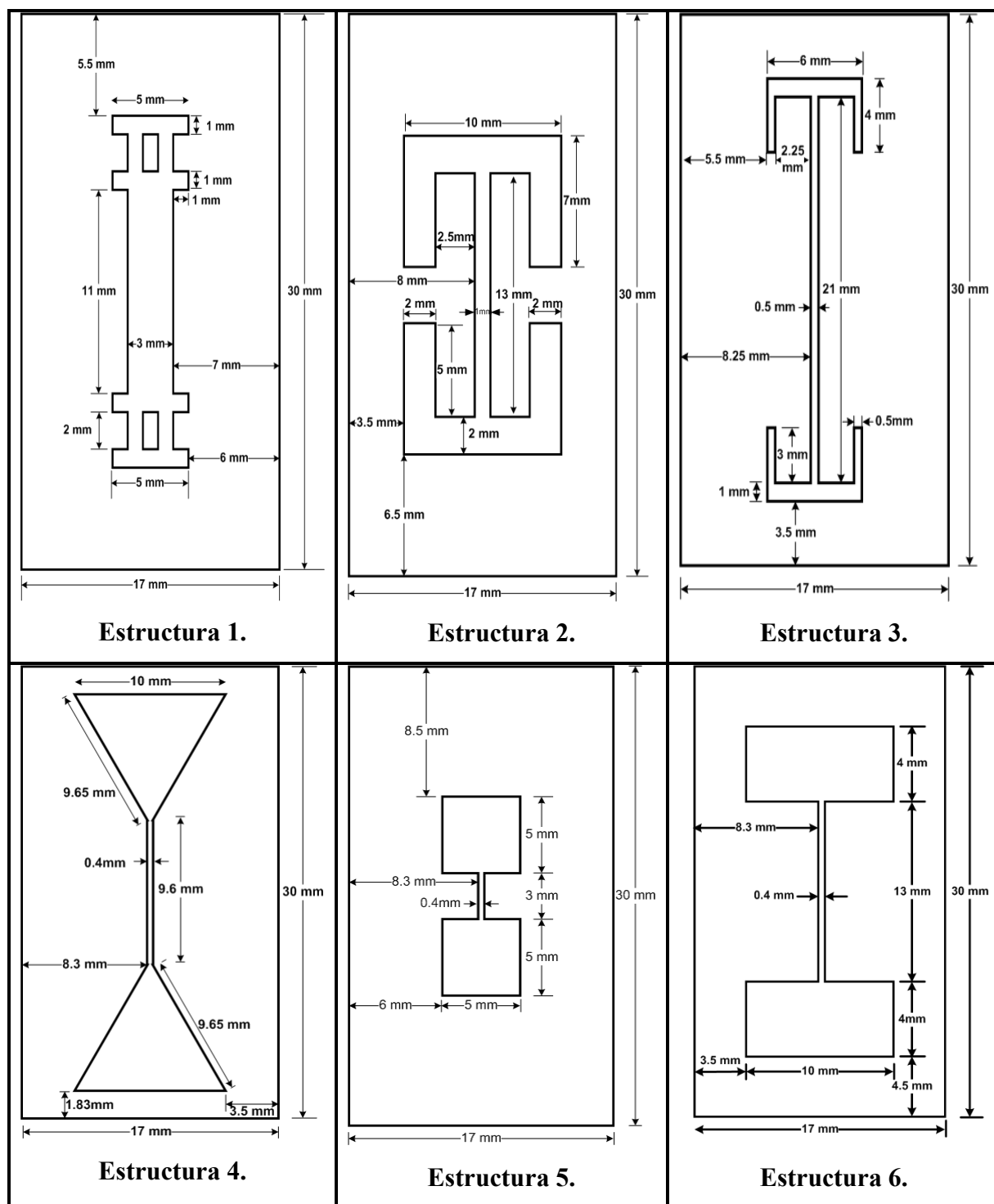


Figura 31. Dimensiones de las estructuras propuestas ranuradas en el plano de tierra.

III.3.1 Simulación de las estructuras DGS propuestas.

En las figuras (32-37) se muestran los resultados obtenidos de la simulación en MOMENTUM de las líneas de microcinta propuestas, con las distintas configuraciones realizadas en el plano de tierra, cuyas dimensiones se indican en la figura (31). Todos los resultados nos muestran filtros de rechazo de banda. También se observa que cualquier cambio en la frecuencia de resonancia se debe indiscutiblemente al cambio realizado en la dimensión de la estructura ranurada en el plano de tierra

De los resultados se puede observar que dos de las estructuras resuenan a 5.8 GHz (figura 32 y figura 36) y cuatro a 2.4 GHz. De estas últimas dos presentan doble resonancia (figura 33 y figura 34) y especialmente en la estructura No. 3, la segunda resonancia es mucho más notable que la primera (figura 34).

En este apartado sólo se muestra la implementación de la estructura DGS en MOMENTUM y los resultados de la simulación (parámetros S). En el capítulo V se describe la construcción de las estructuras DGS y de los elementos adicionales (líneas de microcinta) utilizados para poder medir las estructuras propuestas. Cabe mencionar que no se presentarán resultados de construcción, ni la extracción de los parámetros del circuito equivalente del circuito equivalente (capítulo IV) de la estructura No. 6, porque ésta no se construyó por falta de material (conectores coaxiales).

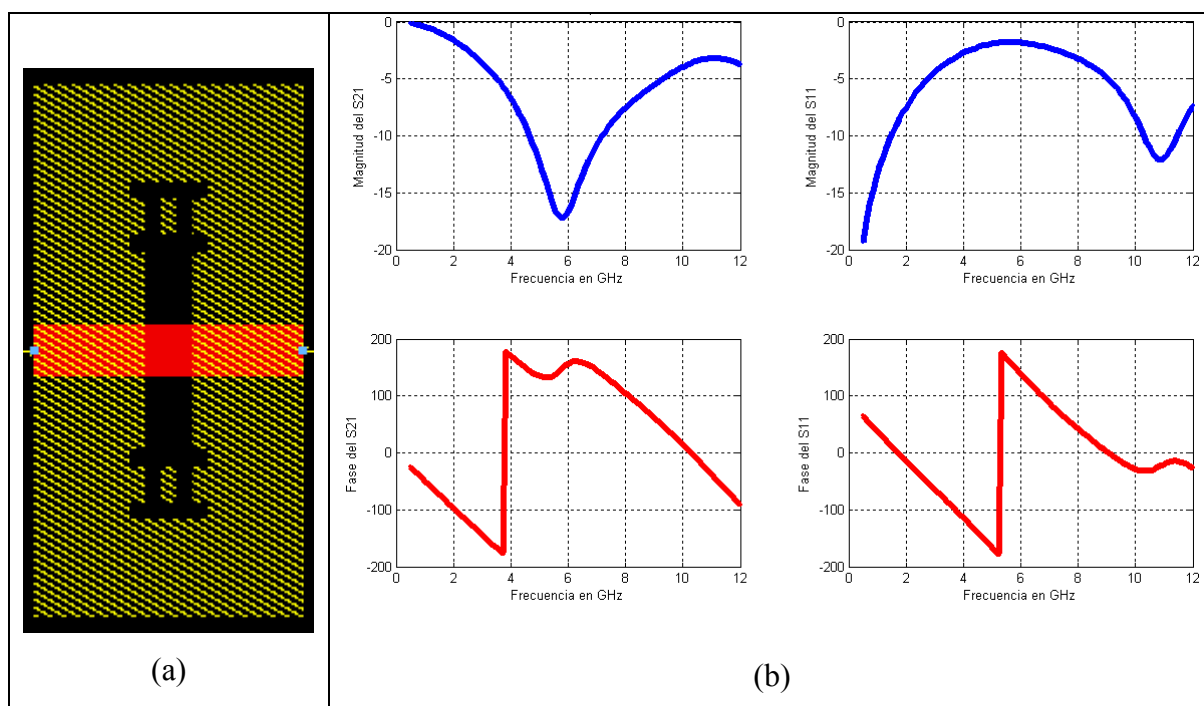


Figura 32. Estructura DGS No. 1 diseñada a 5.8 GHz.

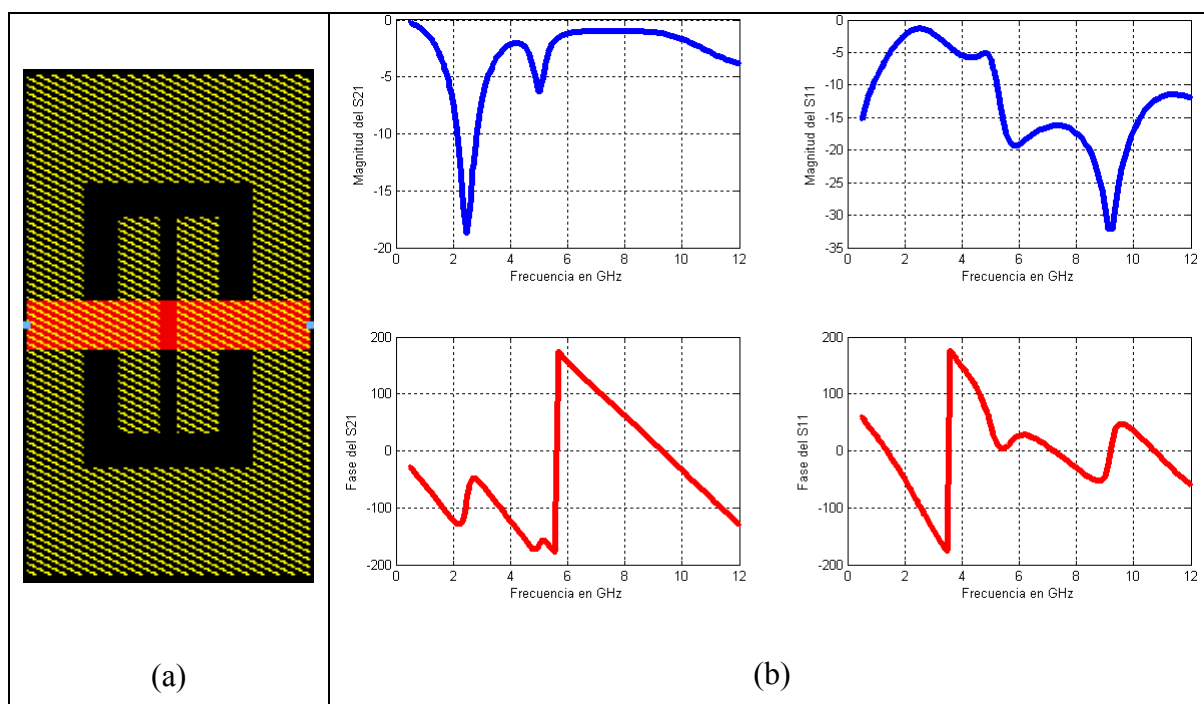


Figura 33. Estructura DGS No. 2 diseñada a 2.4 GHz.

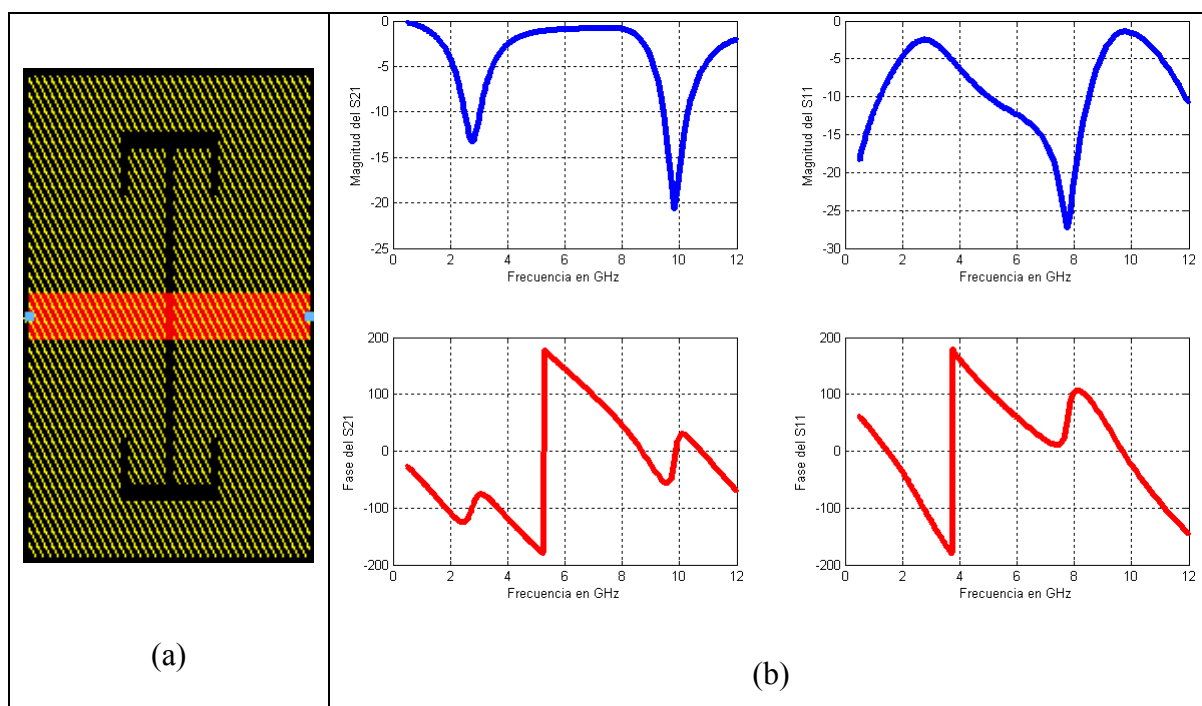


Figura 34. Estructura DGS No. 3 diseñada a 2.4 GHz.

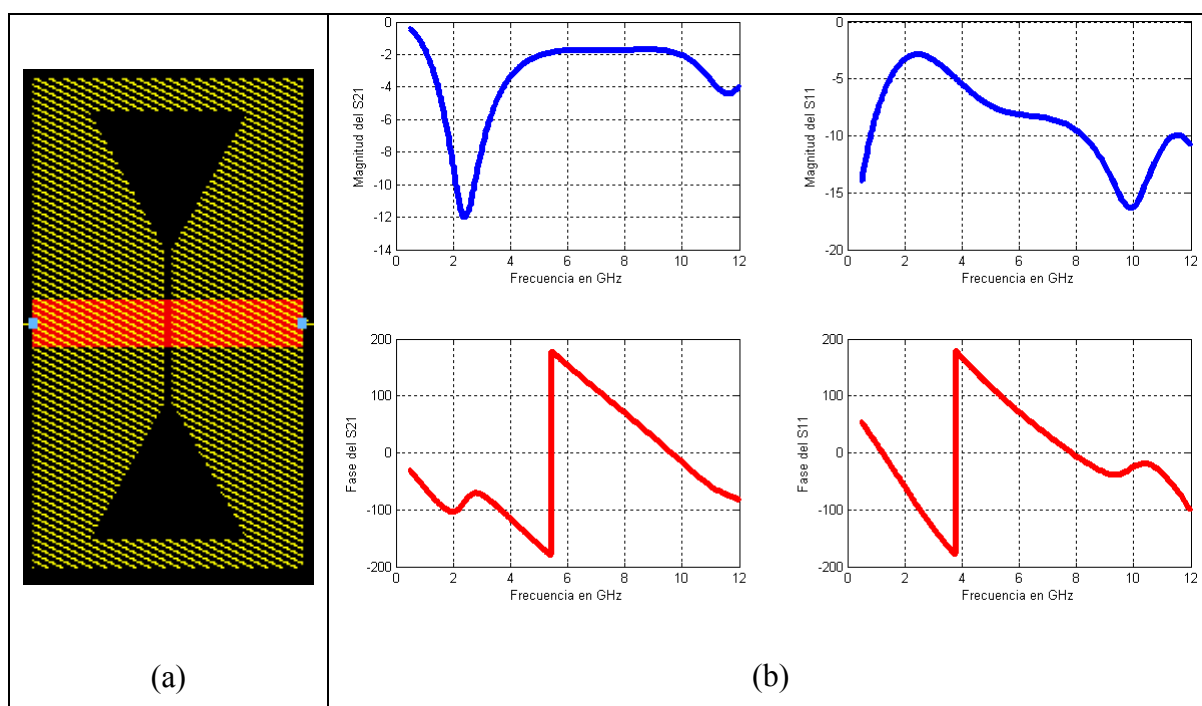


Figura 35. Estructura DGS No. 4 diseñada a 2.4 GHz.

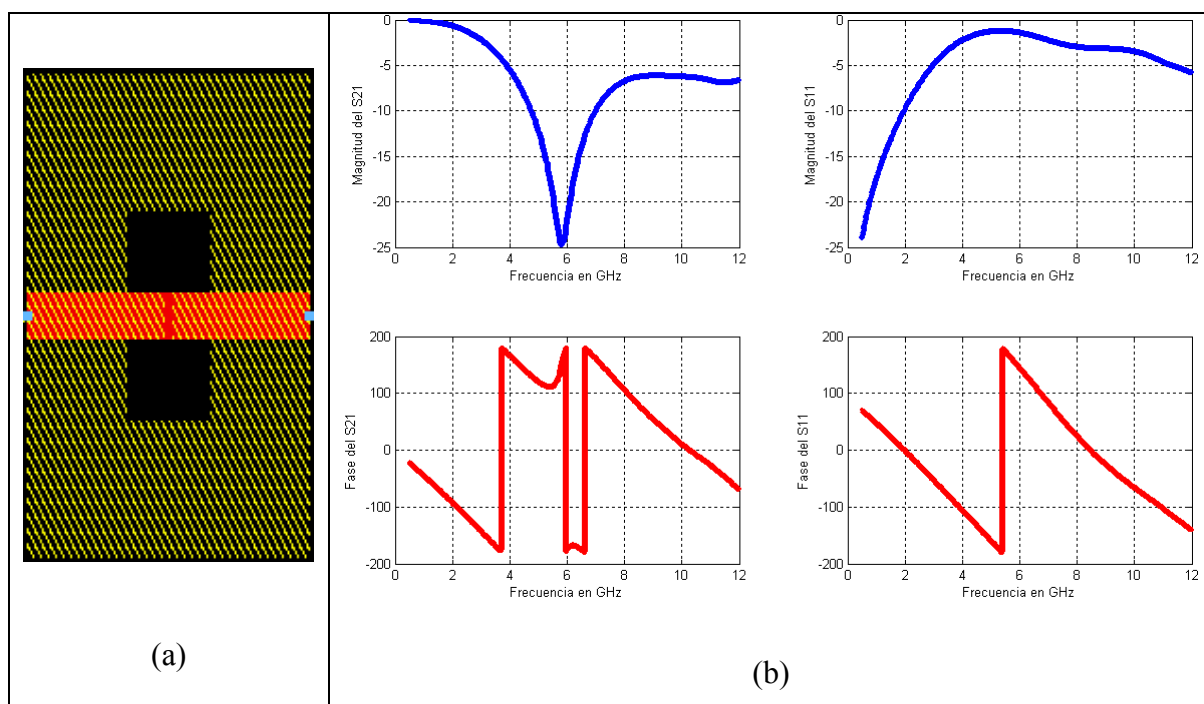


Figura 36. Estructura DGS No. 5 diseñada a 5.8 GHz.

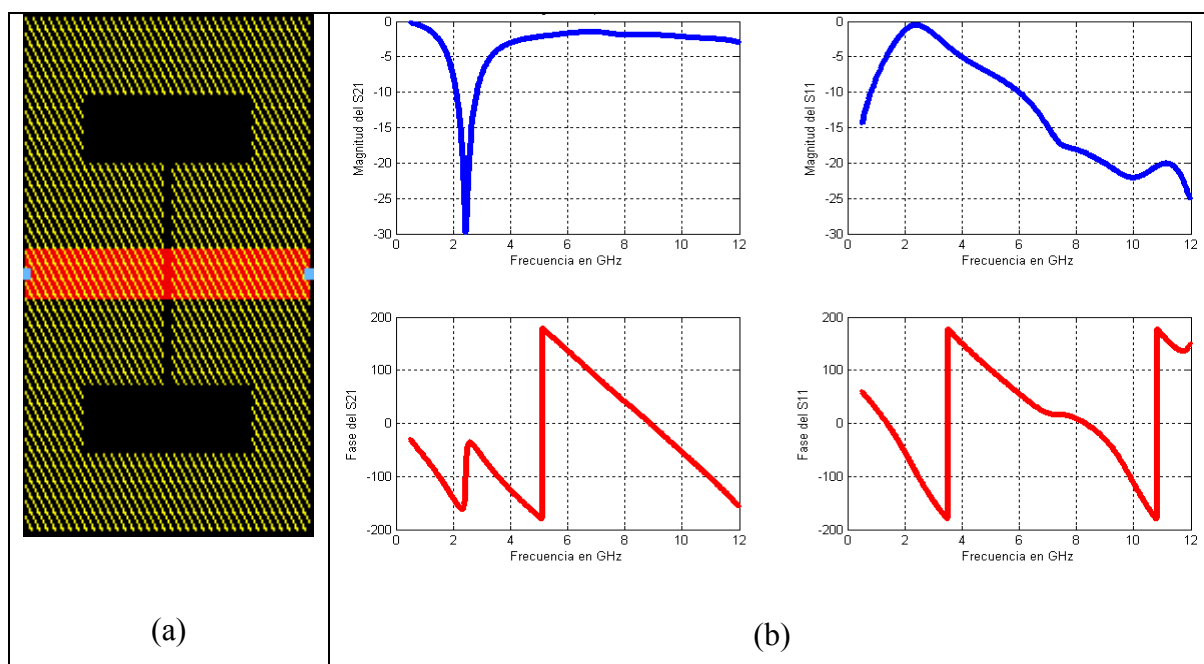


Figura 37. Estructura DGS No. 6 diseñada a 2.4 GHz.

Resumen.

- En este capítulo se presentó el análisis realizado a la estructura propuesta por (Ahn, 2001), la cual consistió en variar distintos parámetros de las dimensiones de la estructura DGS para observar el efecto que produce en su respuesta en frecuencia, particularmente si se modifica la frecuencia de resonancia y el nivel de rechazo (atenuación). A partir de este análisis se modificó la estructura original hasta obtener el rechazo de banda a frecuencias libres de WIMAX las cuales son 2.4 GHz y 5.8 GHz.
- Asimismo, se presentó la propuesta de diversas las líneas de microcinta con estructuras DGS que resuenan a 2.4 GHz o 5.8 GHz para su diseño, simulación y construcción.
- Las estructuras propuestas fueron implementadas en MOMENTUM, el simulador electromagnético de ADS. En este, para definir el sustrato se indicaron dos capas, en una define la línea de microcinta y en la segunda se define el plano de tierra con la estructura DGS.
- Se observó que cualquier modificación realizada en las dimensiones de la estructura DGS, puede causar un cambio importante en la frecuencia de resonancia.

Capítulo IV

El sabio no dice nunca todo lo que piensa, pero piensa todo lo que dice.

Aristóteles.

Circuito eléctrico equivalente de las líneas de microcinta con estructuras ranuradas en el plano de tierra.

IV.1 Introducción

Un patrón en la línea de microcinta, el cual es grabado en el plano de tierra, afecta la distribución de corriente e incrementa el efecto inductivo y capacitivo de la línea de microcinta generando una resonancia. La propiedad de resonancia de una estructura DGS permite que sea aplicada a diversos circuitos de microondas como filtros, antenas, amplificadores, entre otros. Una estructura DGS se modela como un circuito RLC en paralelo. Varios autores han propuesto modelos de circuito equivalente de DGS así como la extracción de sus parámetros.

En el presente capítulo, se presenta el modelo del circuito equivalente de la línea de microcinta con DGS. Se utilizará el modelo propuesto por (Hamad, 2006), el cual fue aplicado a MEMS con un resonador DGS configurable para aplicaciones de la banda K, en donde se mostraron que las simulaciones derivadas del modelo de circuito equivalente propuesto se ajustan muy bien con las simulaciones electromagnéticas. También se presenta otro modelo del circuito equivalente aplicado a líneas coplanares (Covarrubias-Martínez, 2007 y Paz-Pizarro, 2008). Ambos modelos serán comparados entre sí y aplicados a las líneas de microcinta con DGS.

IV.2 Extracción del circuito equivalente de una línea de microcinta con DGS.

IV.2.1 Método propuesto por Hamad (2006).

En la figura (38) se muestra el modelo de una línea de microcinta con una estructura DGS, que consiste en un circuito RLC en paralelo embebido en una línea de transmisión de impedancia Z_0 .

El método propuesto por Hamad (2006) consiste en la determinación de los elementos del resonador RLC a partir de la definición de la frecuencia angular de resonancia ω_0 y del análisis del parámetro S_{21} del resonador RLC en la frecuencia angular de corte ω_c a 3dB según se indica en figura (39).

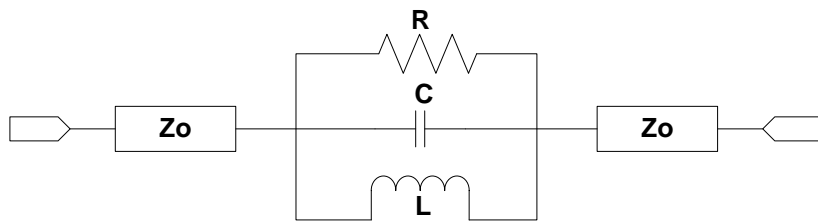


Figura 38. Modelo de circuito equivalente de una estructura DGS.

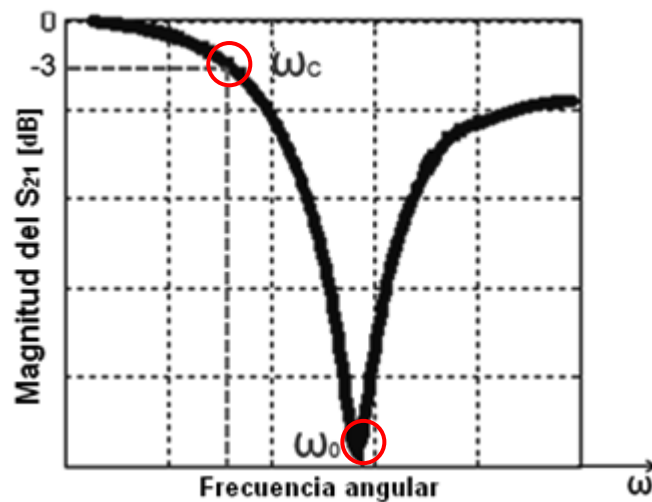


Figura 39. Magnitud S_{21} en dB del circuito resonador RLC.

La frecuencia angular de resonancia $\omega_0 = 2\pi f_0$ donde f_0 es la frecuencia de resonancia y está dada por:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (7)$$

donde L y C son los valores del inductor y capacitor, respectivamente, del circuito resonador en paralelo. La impedancia del circuito paralelo está dada por:

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C} \quad (8)$$

Y el parámetro S_{21} se define como (Dobrowolski, 1990):

$$S_{21} = \frac{2Z_0}{2Z_0 + Z} = \frac{2Z_0}{2Z_0 + \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C}} \quad (9)$$

Cuando $\omega = \omega_c$ ($S_{21} = 3\text{dB}$) y asumiendo que $R \gg Z_0$ se tiene:

$$|S_{21}| = \frac{2Z_0}{\sqrt{4Z_0^2 + \left(\frac{\omega_c}{\omega_0^2 - \omega_c^2}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (10)$$

Despejando C de la ecuación (10), se tiene que:

$$C = \frac{\omega_c}{2Z_0(\omega_0^2 - \omega_c^2)} \quad (11)$$

Sustituyendo C en (7), el valor de la inductancia L es:

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} \quad (12)$$

La resistencia R del modelo del circuito equivalente se determina en el punto en donde se presenta la frecuencia de resonancia ω_0 en el parámetro S_{21} . A la frecuencia angular de resonancia la impedancia equivalente es $Z = R$ y S_{21} está dado por:

$$S_{21}|_{\omega=\omega_0} = \left| \frac{2Z_0}{2Z_0 + Z} \right| = \frac{2Z_0}{2Z_0 + R} \quad (13)$$

Resolviendo para R se tiene,

$$R = 2Z_0 \frac{1 - S_{21}|_{\omega_0}}{S_{21}|_{\omega_0}} \quad (14)$$

Para el caso de las estructuras DGS que presentan dos frecuencias de resonancias, se modela con circuitos RLC paralelo en serie (figura 40). Esta parte del procedimiento consiste en el análisis de los parámetros S_{11} y S_{21} de los dos resonadores en serie a las frecuencias angulares de resonancia ω_1 y ω_2 , y a las frecuencias angulares ω_0 y ω_c . Estas frecuencias se determinan según lo indicado en la figura (41).

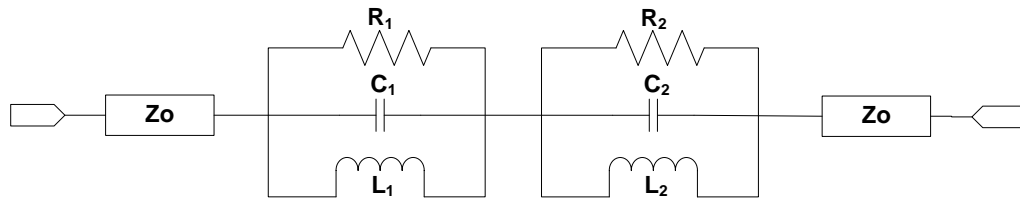


Figura 40. Modelo de un circuito equivalente para estructuras DGS de doble resonancia.

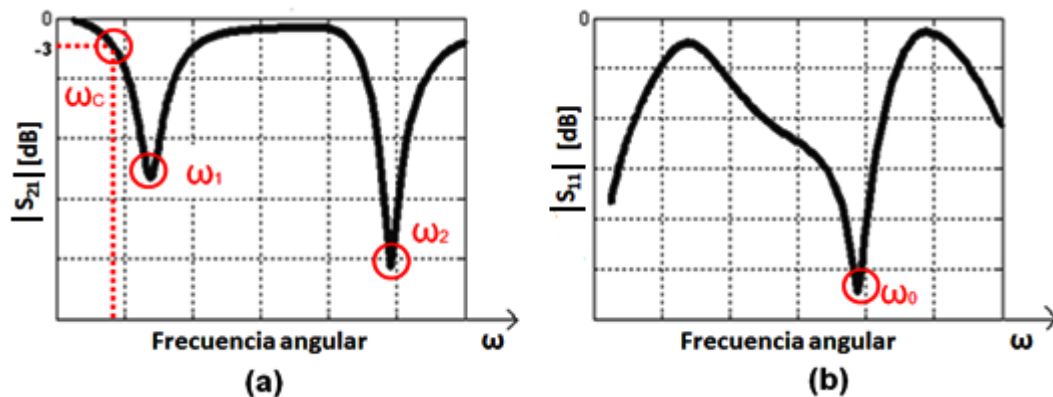


Figura 41. (a) Magnitud S_{21} en dB del circuito resonador RLC. (b) Magnitud S_{11} en dB del circuito resonador RLC.

La impedancia de los circuitos resonantes RLC en serie está dada por:

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{j\omega L_1} + j\omega C_1} + \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{j\omega L_2} + j\omega C_2} \quad (15)$$

El parámetro S_{11} se define como:

$$S_{11} = \frac{Z}{2Z_0 + Z} = \frac{\frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{j\omega L_1} + j\omega C_1} + \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{j\omega L_2} + j\omega C_2}}{2Z_0 + \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{j\omega L_1} + j\omega C_1} + \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{j\omega L_2} + j\omega C_2}} \quad (16)$$

Asumiendo que $R \gg Z_0$ la ecuación (16) se reduce a:

$$S_{11} = \frac{\frac{1}{\frac{1}{j\omega L_1} + j\omega C_1} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_2} + j\omega C_2}}{2Z_0 + \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_1} + j\omega C_1} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_2} + j\omega C_2}} \quad (17)$$

La ecuación (17) tiene dos polos en:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad y \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (18)$$

El coeficiente de transmisión S_{21} está dado por:

$$S_{21} = \frac{2Z_0}{2Z_0 + Z} = \frac{2Z_0}{2Z_0 + \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{j\omega L_1} + j\omega C_1} + \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{j\omega L_2} + j\omega C_2}} \quad (19)$$

La transmisión completa en ω_0 está dada por:

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{C_1 \omega_1^2 + C_2 \omega_2^2}}{\sqrt{C_1 + C_2}} \quad (20)$$

La frecuencia angular ω_c ($S_{21}=3\text{dB}$) es determinada por $|S_{21}| = \frac{1}{\sqrt{2}}$ lo cual nos lleva a:

$$\frac{\omega_c}{2Z_0} \left(\frac{\frac{1}{C_1}}{\omega_1^2 - \omega_c^2} + \frac{\frac{1}{C_2}}{\omega_2^2 - \omega_c^2} \right) = 1 \quad (21)$$

De las ecuaciones (20) y (21) las capacitancias C_1 y C_2 del modelo del circuito equivalente están dadas por:

$$C_1 = \frac{\omega_c}{2Z_0} \left(\frac{(\omega_0^2 - \omega_c^2)(\omega_2^2 - \omega_1^2)}{(\omega_1^2 - \omega_c^2)(\omega_2^2 - \omega_c^2)(\omega_0^2 - \omega_1^2)} \right) \quad (22a)$$

$$C_2 = \frac{\omega_c}{2Z_0} \left(\frac{(\omega_0^2 - \omega_c^2)(\omega_2^2 - \omega_1^2)}{(\omega_1^2 - \omega_c^2)(\omega_2^2 - \omega_c^2)(\omega_2^2 - \omega_0^2)} \right) \quad (22b)$$

Las inductancias L_1 y L_2 del modelo del circuito equivalente pueden ser determinadas directamente de (18):

$$L_1 = \frac{1}{\omega_1^2 C_1} \quad y \quad L_2 = \frac{1}{\omega_2^2 C_2} \quad (23)$$

Las resistencias R_1 y R_2 del modelo del circuito equivalente se determinan en el punto del parámetro S_{21} en donde $\omega = \omega_1$ y $\omega = \omega_2$, respectivamente. A la frecuencia angular de resonancia ω_1 , la impedancia equivalente es $Z_1 \approx R_1$ y el parámetro S_{21} está dado por:

$$S_{21}|_{\omega=\omega_1} = \left| \frac{2Z_0}{2Z_0 + Z_1} \right| = \frac{2Z_0}{2Z_0 + R_1} \quad (24)$$

Despejando R_1 se tiene,

$$R_1 = 2Z_0 \frac{1 - S_{21}|_{\omega_1}}{S_{21}|_{\omega_1}} \quad (25)$$

A la frecuencia angular de resonancia ω_2 la impedancia equivalente es $Z_2 \approx R_2$ y el parámetro S_{21} está dado por:

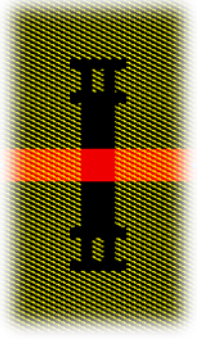
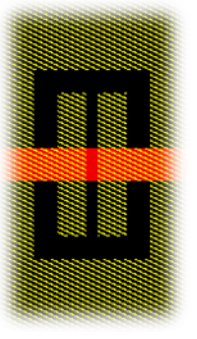

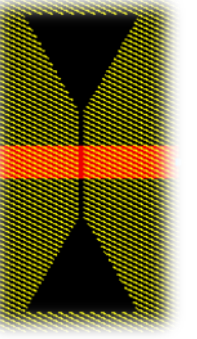
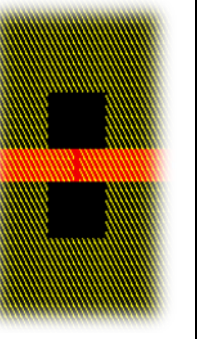
$$S_{21}|_{\omega=\omega_2} = \left| \frac{2Z_0}{2Z_0 + Z_2} \right| = \frac{2Z_0}{2Z_0 + R_2} \quad (26)$$

Despejando R_2 se tiene,

$$R_2 = 2Z_0 \frac{1 - S_{21}|_{\omega_2}}{S_{21}|_{\omega_2}} \quad (27)$$

Cabe mencionar que en este trabajo de tesis, antes de aplicar el método descrito por (Hamad, 2006) se realiza un de-embedding de las líneas Z_0 , según el procedimiento que se describe en el siguiente apartado del modelo del circuito equivalente de la estructura DGS. Mientras que (Hamad, 2006) considera que la longitud de las líneas es muy pequeña, por lo que aplica el procedimiento descrito a la estructura total. Una vez calculados los valores RLC se agregan nuevamente las líneas Z_0 para comparar los parámetros S de los datos simulados (teóricos) con los parámetros S calculados (estimados) a partir de los valores extraídos de RLC. En la tabla VII se indican los valores RLC calculados para cada estructura. En las figuras (42-46) se muestran los resultados de las comparaciones entre los parámetros S teóricos y los parámetros S estimados a partir de los valores de RLC, en donde se observa que los datos estimados se ajustan muy bien a los teóricos en las cinco estructuras.

Tabla VII. Valores RLC teóricos de las estructuras DGS

				
Estructura No. 1	Estructura No. 2	Estructura No. 3	Estructura No. 4	Estructura No. 5
R=0.59 K Ω	R=3.55 K Ω	R1=1.78 K Ω	R=2.25 K Ω	R=1.29 K Ω
C=0.22 pF	C=0.76 pF	C1=0.95 pF	C=0.76 pF	C=0.28 pF
L=3.77 nH	L=5.38 nH	L1=3.93 nH	L=6.08 nH	L=2.78 nH
		R2=0.38 K Ω		
		C2=0.95 pF		
		L2=0.29 nH		

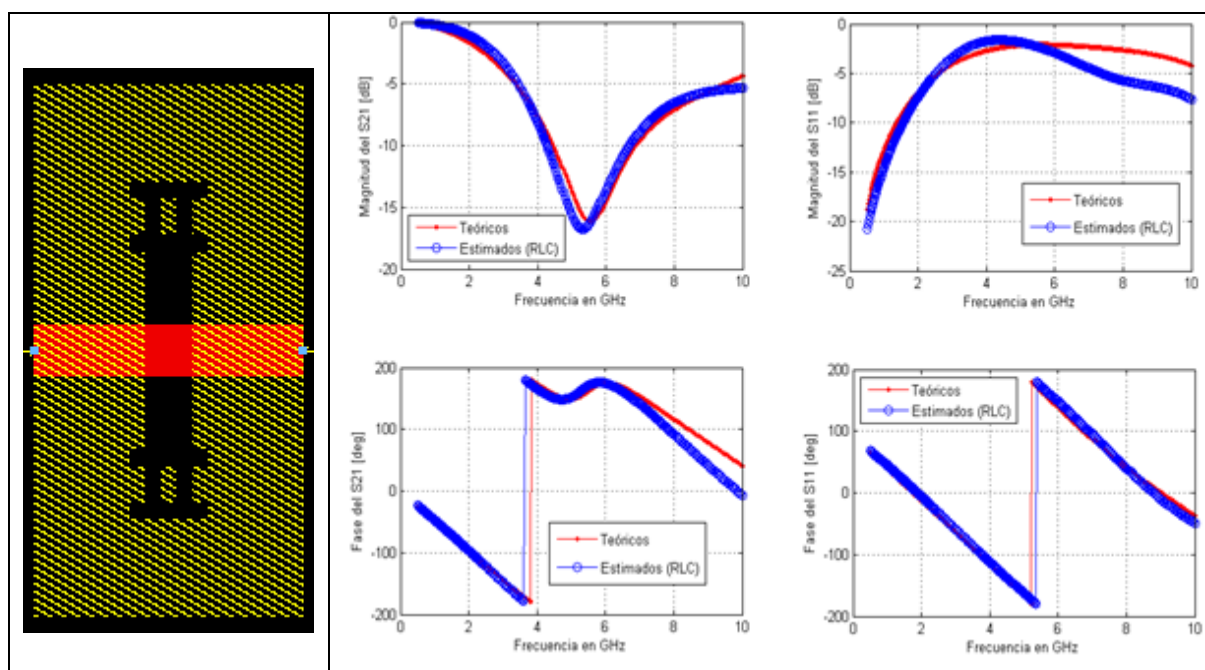


Figura 42. Parámetros S de la simulación de la estructura (teóricos) y parámetros S estimados con los valores RLC de la Estructura No. 1.

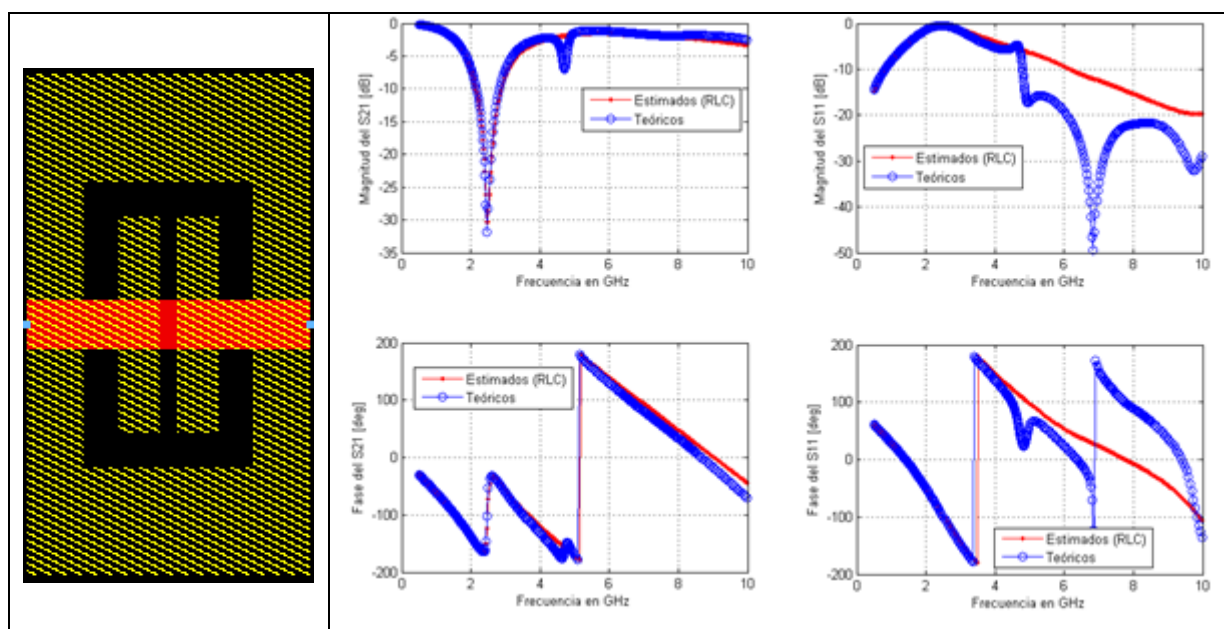


Figura 43. Parámetros S de la simulación de la estructura (teóricos) y parámetros S estimados con los valores RLC de la Estructura No. 2.

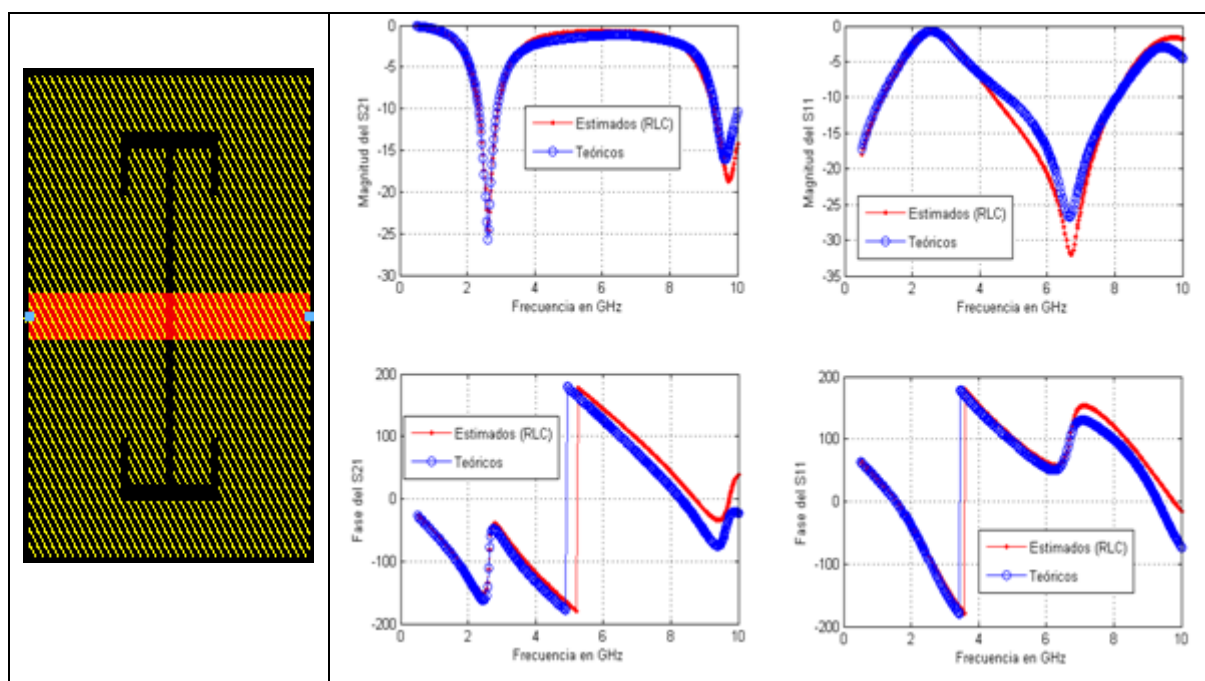


Figura 44. Parámetros S de la simulación de la estructura (teóricos) y parámetros S estimados con los valores RLC de la Estructura No. 3.

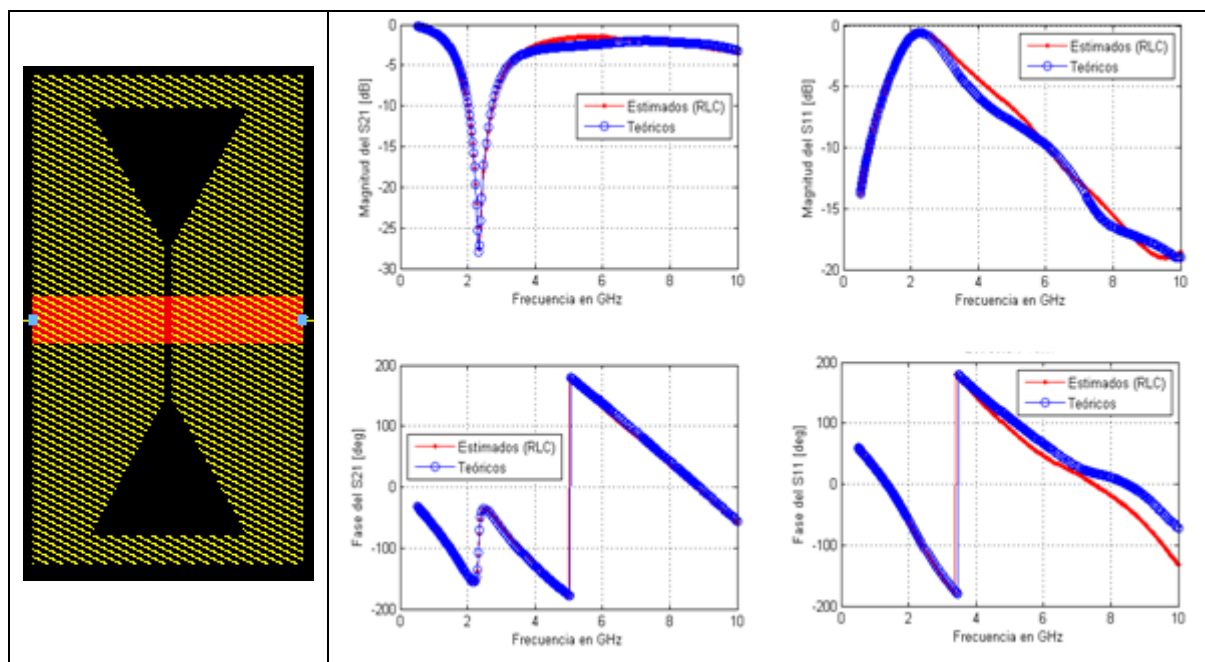


Figura 45. Parámetros S de la simulación de la estructura (teóricos) y parámetros S estimados con los valores RLC de la Estructura No. 4.

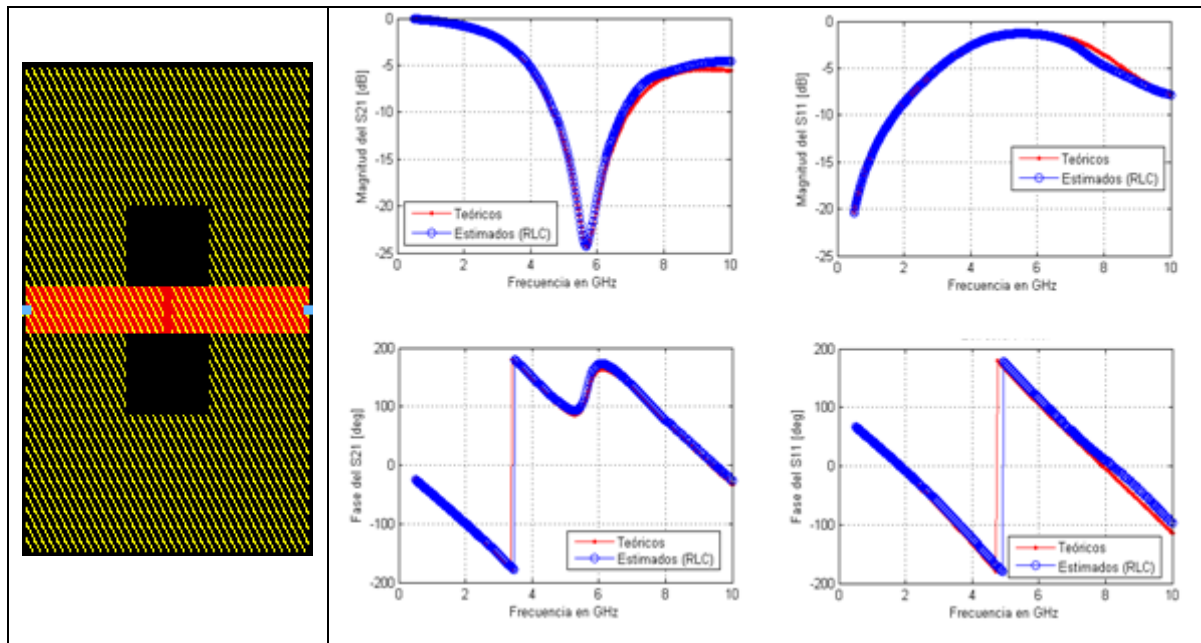


Figura 46. Parámetros S de la simulación de la estructura (teóricos) y parámetros S estimados con los valores RLC de la Estructura No. 5.

IV.2.2 Métodos propuestos por (Covarrubias-Martínez, 2007 y Paz-Pizarro, 2008).

Los siguientes métodos fueron aplicados a líneas de guía de onda coplanar (CPW) con DGS propuestos por (Covarrubias-Martínez, 2007 y Paz-Pizarro, 2008). En ambos métodos la línea CPW con DGS (CPW-DGS) se modela mediante un circuito en paralelo RLC embebido entre dos líneas de transmisión de longitud L_1 y L_2 , respectivamente, como se muestra en la figura (47). El circuito RLC en paralelo modela un elemento DGS.

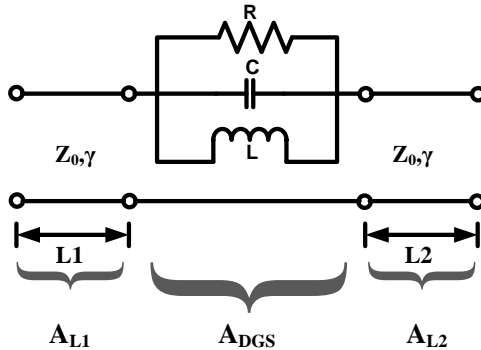


Figura 47. Modelo de una línea en guía de onda coplanar con DGS.

En la figura (47):

- A_{DGS} : indica la matriz en DGS en parámetros ABCD
- A_{L1} y A_{L2} : indica la matriz del DGS de los tramos de línea L_1 y L_2 en parámetros (ABCD).

Este procedimiento se aplicará a las líneas de microcinta con DGS.

La matriz en parámetros ABCD en cascada de la línea CPW-DGS, A_T , se puede expresar de la siguiente manera:

$$A_T = A_{L_1} A_{DGS} A_{L_2} \quad (28)$$

Donde A_{L_1} y A_{L_2} son de las matrices ABCD de las líneas L_1 y L_2 , respectivamente, y A_{DGS} es la matriz ABCD de un elemento DGS. Para obtener A_{DGS} se aplica un procedimiento de embedding de las líneas L_1 y L_2 como se indica a continuación:

$$A_{DGS} = (A_{L_1})^{-1} A_T (A_{L_2})^{-1} \quad (29)$$

La impedancia equivalente del circuito RLC Z_{DGS} , se obtiene sencillamente de A_{DGS} :

$$Z_{DGS} = A_{DGS(1,2)} \quad (30)$$

De la figura (47) se observa que el análisis del circuito en paralelo RLC se puede desarrollar fácilmente a partir de su admitancia equivalente Y_{DGS} , la cual está dada como:

$$Y_{DGS} = \frac{1}{R} + j \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right) \quad (31)$$

y también es equivalente a:

$$Y_{DGS} = \frac{1}{Z_{DGS}} \quad (32)$$

IV.2.2.1 Análisis desde los parámetros de Admitancia (Paz-Pizarro, 2008).

El valor de la resistencia R se calcula a partir de la inversa de la parte real de la admitancia. Los elementos L (inductancia) y C (capacitancia) son calculados de la frecuencia angular de resonancia, ω_0 ; ésta es la frecuencia en la cual la parte imaginaria de Y_{DGS} es igual a cero. Definiendo ω_0 como:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (33)$$

Sustituyendo la ecuación (33) en la ecuación (31), la parte imaginaria de Y_{DGS} se expresa de la siguiente manera:

$$Im(Y_{DGS}) = \sqrt{\frac{C}{L}} \left[\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right] \quad (34)$$

Si $\omega \ll \omega_0$, la parte imaginaria de Y_{DGS} puede ser escrita como:

$$Im(Y_{DGS}) = -\frac{1}{\omega L} \quad (35)$$

Si la ecuación (35) se expresa como una función de $\frac{1}{\omega}$, $-\frac{1}{L}$ es la pendiente de una línea recta definida por la ecuación (35) (figura 48) de donde se calcula L. Finalmente C se obtiene de la ecuación (33), donde se sustituyen los valores de L y ω_0 .

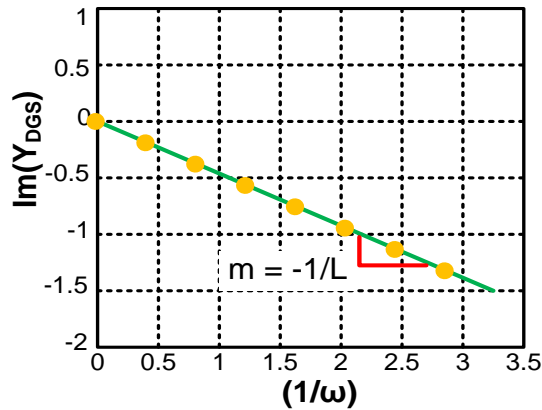


Figura 48. $Im(Y_{DGS})$ vs. $1/\omega$, simulado (•) e interpolado (-).

IV.2.2.2 Análisis desde los parámetros de Impedancia (Covarrubias-Martínez, 2007).

La parte real y la parte imaginaria de Z_{DGS} son expresadas de la siguiente manera:

$$Re(Z_{DGS}) = \frac{\omega^2 L^2 R}{(\omega L)^2 + R^2 \left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \right)^2} \quad (36)$$

$$Im(Z_{DGS}) = \frac{\omega^2 L R^2 \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right)}{(\omega L)^2 + R^2 \left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \right)^2} \quad (37)$$

Cuando $\omega = \omega_0$ las ecuaciones (36) y (37) se reducen a:

$$Re(Z_{DGS}) = R \quad (38)$$

$$Im(Z_{DGS}) = 0 \quad (39)$$

L se calcula a partir del conocimiento del factor de calidad Q del circuito en paralelo RLC que se define como:

$$Q = \frac{R}{\omega_0 L} \quad (40)$$

donde Q puede ser calculada en función del ancho de banda del resonador, BW:

$$Q = \frac{1}{BW} \quad (41)$$

BW se calcula a partir de la magnitud de la impedancia como se muestra en la figura (49).

De las ecuaciones (40) y (41) se calcula L, mientras que C se determina de la ecuación (33), sustituyendo L y ω_0 .

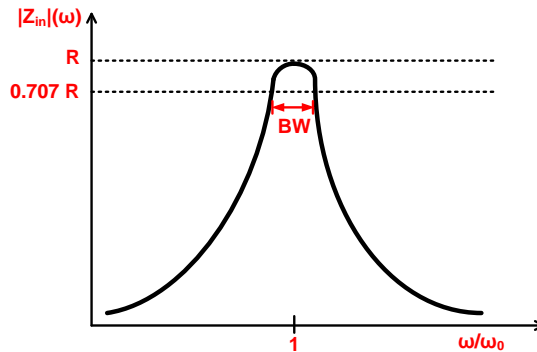


Figura 49. Magnitud de la impedancia del circuito RLC en paralelo.

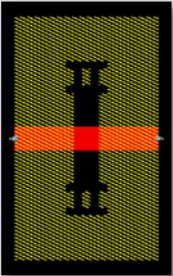
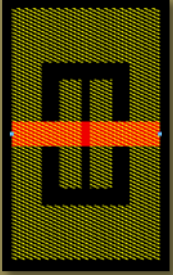
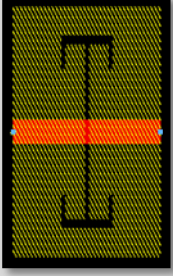
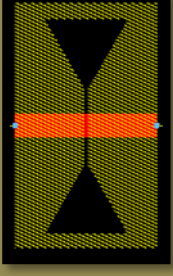
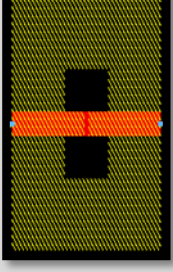
IV.3 Resultados de la extracción del circuito equivalente del DGS.

Para el análisis desde los parámetros de impedancia (Z_{DGS}) y la admitancia (Y_{DGS}) aplicado a las líneas de microcinta con DGS, A_T es la matriz en parámetros ABCD de la estructura total y A_{L1} y A_{L2} son las matrices ABCD de los tramos de líneas en donde se encuentra embebida la estructura DGS, denotada como A_{DGS} , que es su matriz de parámetros ABCD. Para obtener A_{DGS} se aplica el procedimiento de de-embedding de las líneas L_1 y L_2 a la estructura total A_T , como se indicó en la ecuación (29). Las líneas L_1 y L_2 fueron simuladas con una longitud determinada para cada estructura propuesta. Según se indica en la figura (31), la longitud de las líneas L_1 y L_2 es de: 7 mm para la estructura 1, 8 mm para la estructura 2, 8.25 mm para la estructura 3 y 8.3 mm para las estructuras 4, 5 y 6. Este procedimiento también se aplicó al método de (Hamad, 2006) para obtener los valores RLC de la estructura DGS.

En la tabla VIII se indican los valores RLC calculados para cada estructura, aplicando los tres métodos presentados (Hamad, 2006; Covarrubias-Martínez, 2007 y Paz-Pizarro, 2008).

Las figuras (50-54) muestran los resultados de las comparaciones entre los parámetros S de los datos simulados (teóricos), los parámetros S calculados (estimados) a partir de los valores teóricos de RLC con el método propuesto de (Hamad, 2006), los parámetros S estimados a partir de los valores RLC obtenidos mediante el análisis de Z_{DGS} (Z) y los parámetros S estimados a partir de los valores RLC obtenidos mediante el análisis de Y_{DGS} (Y). Se observa que los parámetros S obtenidos del método de (Hamad, 2006) coinciden en todo el rango de frecuencias con los parámetros S estimados con Y_{DGS} ; además ambos métodos se ajustan muy bien a los datos teóricos, mientras que los parámetros S obtenidos a partir de Z_{DGS} no se ajustan tan bien como los otros métodos. Estas diferencias se observan particularmente en los resultados de la estructura No. 2 (figura 51). En la figura (52) sólo se realiza la estimación de los parámetros S con cada uno de los métodos para la primera frecuencia de resonancia en donde se observa que coinciden los datos para la primera frecuencia de resonancia.

Tabla VIII. Valores RLC teóricos de las estructuras DGS, S: (Hamad, 2006), Z: (Covarrubias-Martínez, 2007) y Y: (Paz-Pizarro, 2008).

Estructuras	Parámetros	R (K Ω)	C (pF)	L(nH)	f ₀ (GHz)	BW	Q
	S	0.59	0.22	3.77	5.55	-	-
	Z	0.58	0.24	3.44	5.53	0.206	4.86
	Y	0.58	0.27	3.04	5.53	0.182	5.49
	S	3.53	0.74	5.54	2.49	-	-
	Z	3.69	8.10	0.51	2.48	0.002	466.11
	Y	3.74	0.71	5.78	2.48	0.024	41.52
	S	1.78	0.98	3.79	2.61	-	-
	Z	1.81	1.47	2.55	2.60	0.023	43.49
	Y	1.82	0.94	3.99	2.60	0.036	27.84
	S	2.25	0.76	6.08	2.41	-	-
	Z	2.43	1.09	4.23	2.34	0.026	39.06
	Y	2.44	0.75	6.22	2.34	0.037	26.69
	S	1.29	0.38	2.78	5.70	-	-
	Z	1.23	0.33	2.36	5.69	0.068	14.61
	Y	1.23	0.31	2.50	5.69	0.072	13.82

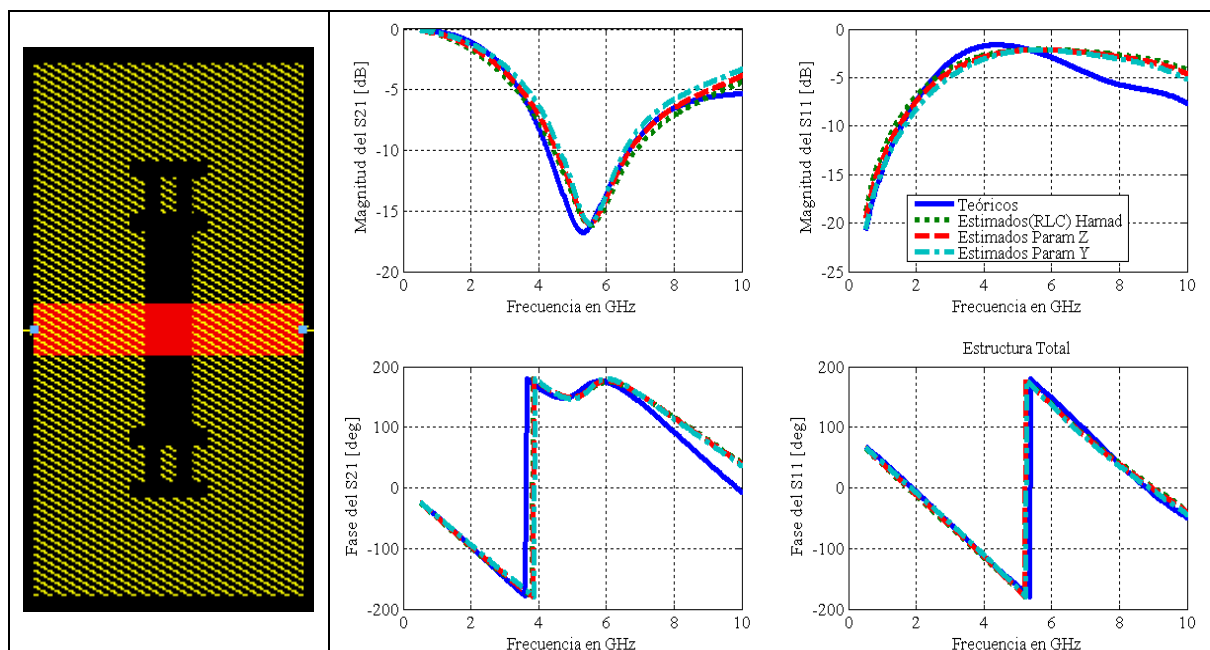


Figura 50. Parámetros S de la simulación de la estructura (teóricos), parámetros S estimados con el método de (Hamad, 2006), estimados a partir de los parámetros (Z) y estimados a partir de los parámetros (Y) de la Estructura No. 1.

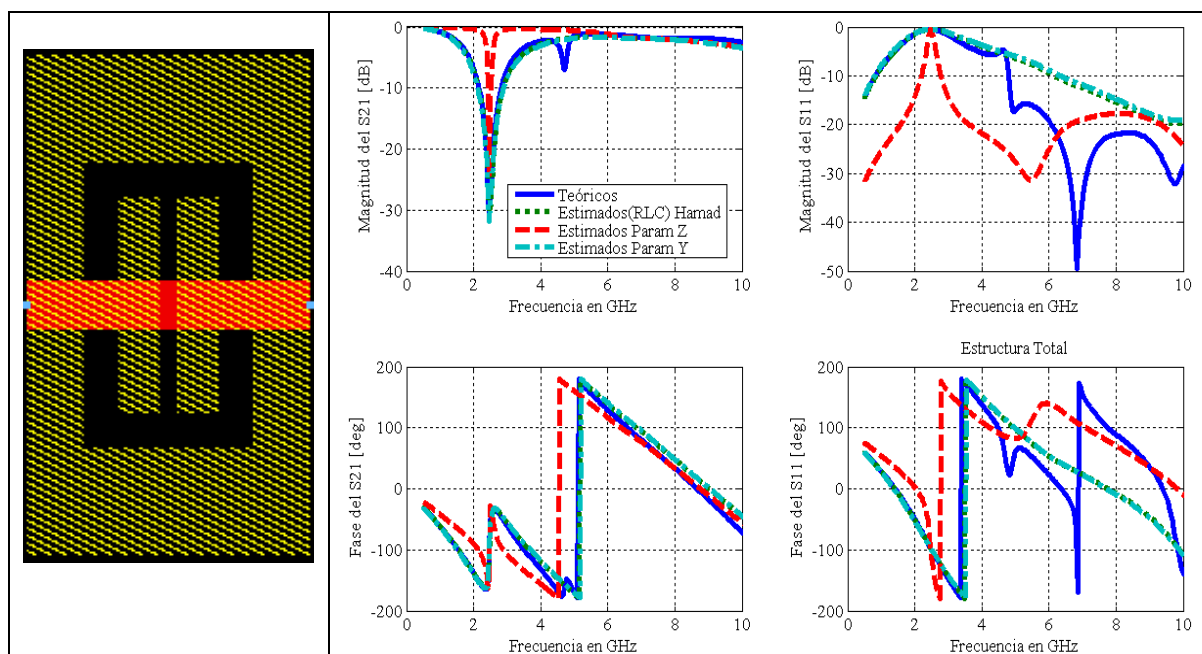


Figura 51. Parámetros S de la simulación de la estructura (teóricos), parámetros S estimados con el método de (Hamad, 2006), estimados a partir de los parámetros (Z) y estimados a partir de los parámetros (Y) de la Estructura No. 2.

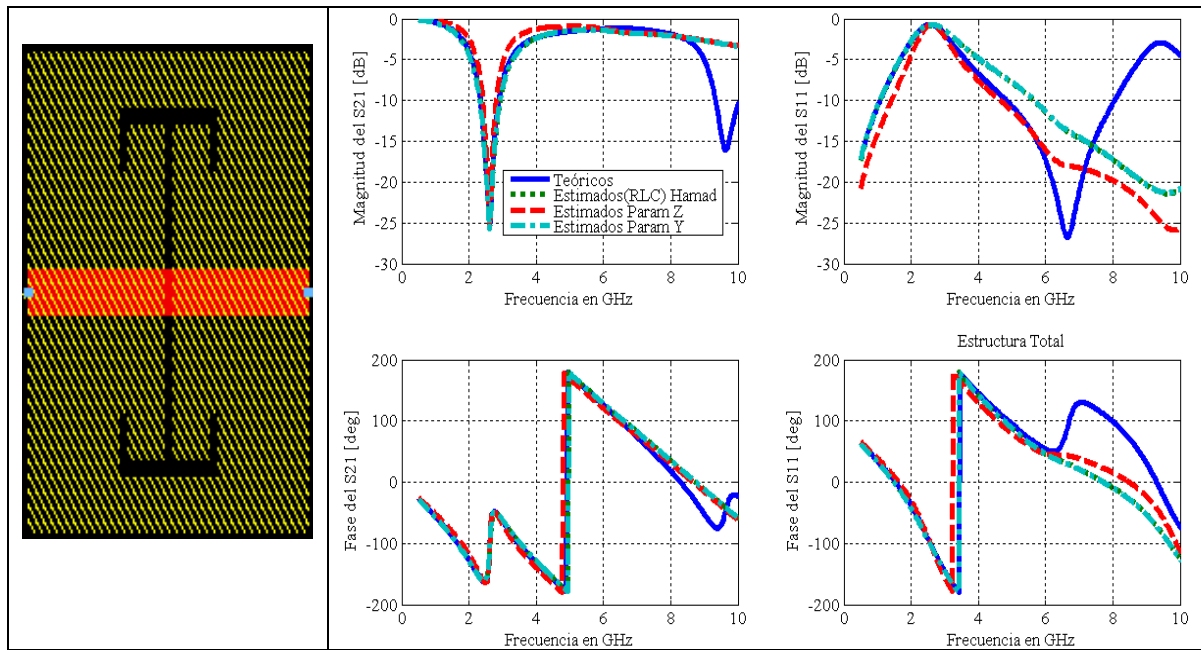


Figura 52. Parámetros S de la simulación de la estructura (teóricos), parámetros S estimados con el método de (Hamad, 2006), estimados a partir de los parámetros (Z) y estimados a partir de los parámetros (Y) de la Estructura No. 3.

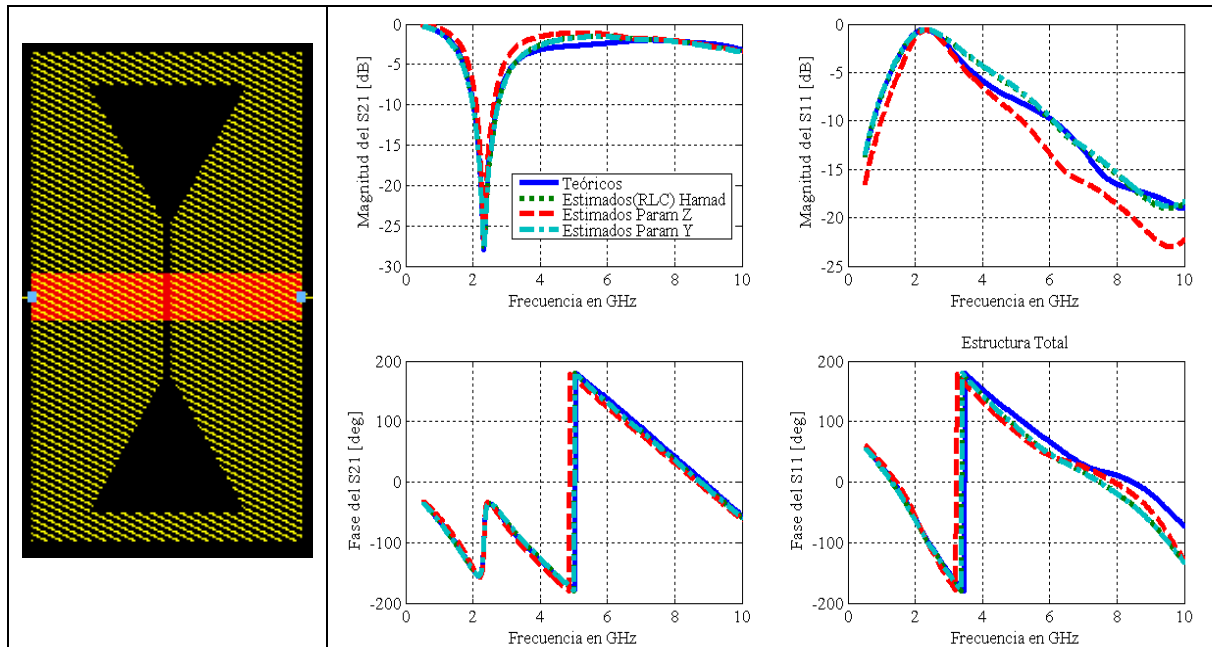


Figura 53. Parámetros S de la simulación de la estructura (teóricos), parámetros S estimados con el método de (Hamad, 2006), estimados a partir de los parámetros (Z) y estimados a partir de los parámetros (Y) de la Estructura No. 4.

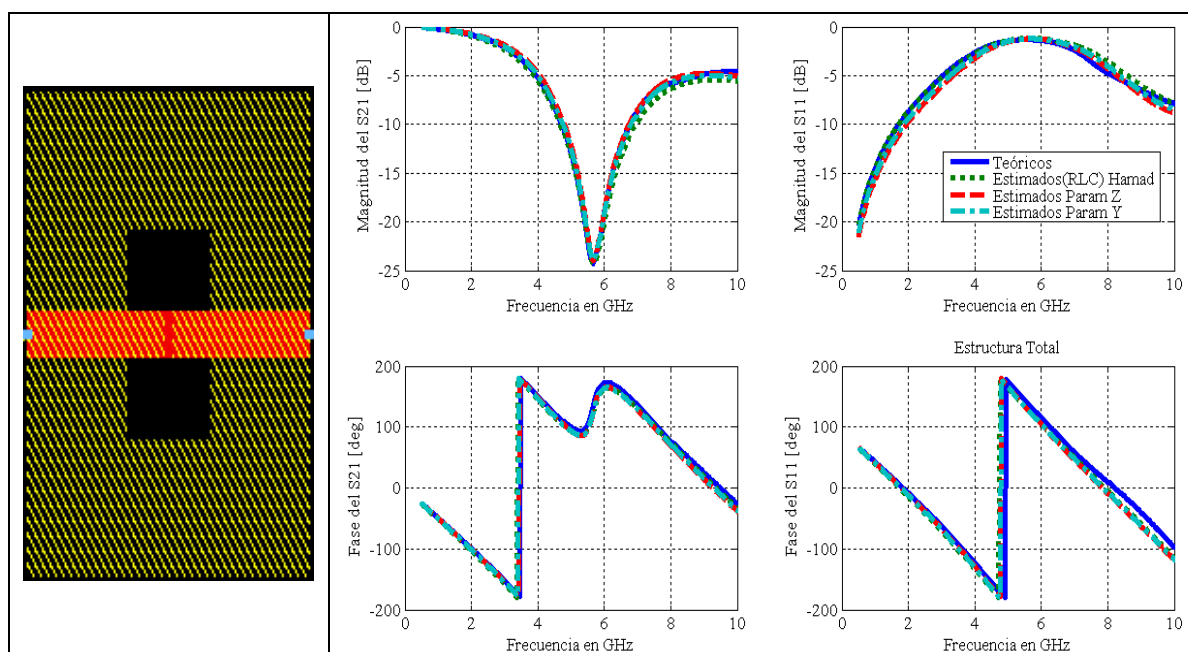


Figura 54. Parámetros S de la simulación de la estructura (teóricos), parámetros S estimados con el método de (Hamad, 2006), estimados a partir de los parámetros (Z) y estimados a partir de los parámetros (Y) de la Estructura No. 5.

Resumen.

- En este capítulo se presentó el modelo del circuito equivalente de una línea de microcinta con DGS.
- Se utilizó el modelo propuesto por (Hamad, 2006) para extraer los valores del circuito equivalente de las líneas de microcinta con DGS.
- Se observó que el método propuesto por (Hamad, 2006) funciona para las líneas de microcinta con DGS ya que los parámetros S de la simulación de la estructura coinciden en todo el rango de frecuencias con los parámetros S obtenidos de los valores RLC calculados con este método.
- También se presenta un modelo utilizado para líneas coplanares (Covarrubias-Martínez, 2007 y Paz-Pizarro, 2008), el cual fue utilizado también en las líneas de microcinta con DGS. Este método consiste en obtener los valores del circuito RLC a partir de su impedancia equivalente o a partir de su admitancia equivalente.
- Se observa que los valores del circuito equivalente determinados a partir del análisis de la admitancia del circuito RLC coinciden con los resultados de (Hamad, 2006). Los parámetros S estimados aplicando estos métodos son los que mejor se ajustan a los parámetros S simulados mientras que los parámetros S estimados con los resultados obtenidos aplicando el método de impedancia presentan mayores diferencias respecto a los parámetros S simulados.

Capítulo V

Largo es el camino de la enseñanza por medio de teorías; breve y eficaz por medio de ejemplos.

Séneca.

Construcción, medición y caracterización de las líneas de microcinta con estructuras ranuradas en el plano de tierra.

V.1 Introducción

En el presente capítulo se presenta la construcción, la medición y la caracterización de las líneas de microcinta con estructuras DGS que fueron propuestas en este trabajo de tesis.

Se realizan comparaciones en función de la frecuencia de los parámetros S simulados con MOMENTUM y los parámetros S medidos de las estructuras.

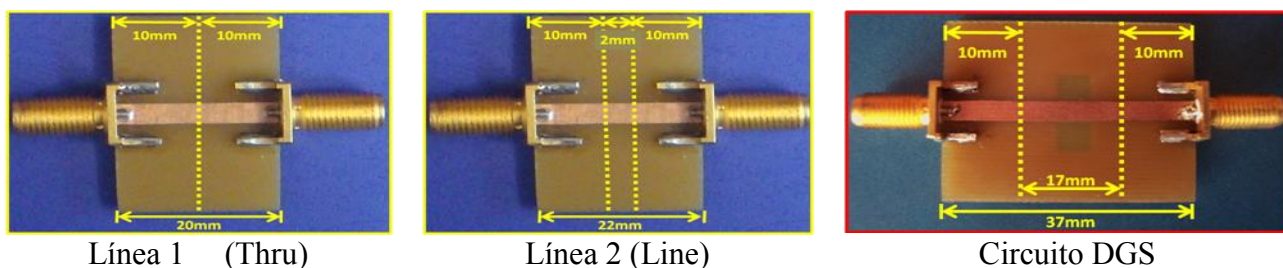
En la construcción de las estructuras DGS se utiliza el sustrato FR4, que es un material de bajo costo, fácil de operar en comparación de otros sustratos de fibra de vidrio reforzadas. Las letras FR son las siglas del material que significan Resistencia a las Llamas (Flame Resistance). El sustrato utilizado tiene una constante dieléctrica de 4.7 y un espesor de 1.62 mm. También se realizó la construcción de líneas de microcinta simples (sin DGS) con el objetivo de sustraer los efectos producidos por los conectores coaxiales que se agregaron a las estructuras DGS para poder realizar la medición con el Analizador de Redes Vectorial.

V.2 Construcción y medición de estructuras ranuradas en el plano de tierra.

Las líneas de microcinta con estructuras ranuradas en el plano de tierra que fueron propuestas en este trabajo de tesis se construyeron en el Taller de Electrónica del Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones del CICESE. Para medir las estructuras propuestas con el Analizador de Redes Vectorial se agregaron transiciones coaxial-microcinta, como se muestra en la figura (55).

Los conectores coaxiales se utilizan en la medición de las propiedades eléctricas de circuitos de microondas, o como una interfaz permanente del circuito. Cuando se utilizan con este último propósito, los conectores pueden enmascarar la respuesta del circuito. Por ello es necesario aplicar una técnica de corrección para restar los efectos asociados a las transiciones coaxial-microcinta que se agregaron a las estructuras caracterizadas.

La técnica utilizada para obtener los parámetros S de las estructuras propuestas insertadas entre dos transiciones coaxial-microcinta es la técnica LL en dos tercios, propuesta por (Zúñiga-Juárez, 2008). Para aplicar esta técnica se asume que las transiciones son iguales, simétricas y recíprocas (Anexo C). La técnica consiste en medir, además de los elementos que se desean caracterizar, dos líneas de microcinta insertadas entre dos transiciones equivalentes a las utilizadas en los dispositivos bajo prueba. Con este propósito se construyeron dos líneas de microcinta, una de longitud 0 (*Thru*) y otra de 2 mm (*Line*). Ambas líneas incluyen la transición coaxial-microcinta, cuya línea de microcinta mide 10 mm, según se muestra en la figura (55).



Línea 1 (Thru)

Línea 2 (Line)

Circuito DGS

Figura 55. Líneas de 50 Ω para la caracterización de las estructuras DGS.

En la figura (56) se muestran las fotografías de las estructuras construidas en este trabajo de tesis. Las dimensiones obtenidas en la construcción de las estructuras DGS no variaron respecto a las de diseño.

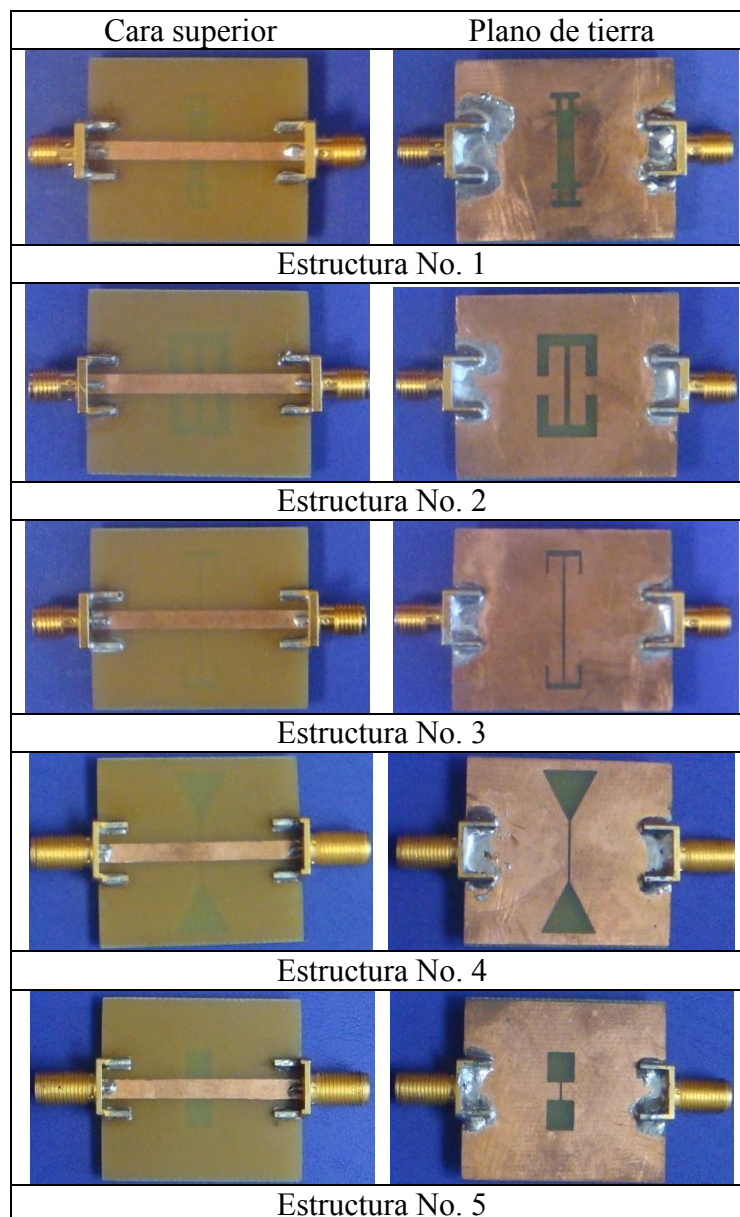


Figura 56. Construcción de líneas de microcinta con estructuras DGS.

En las figuras (57-61) se presentan los resultados de las simulaciones y de las mediciones sin corregir y corregidos (esto es quitando el efecto de los tramos de línea y conectores agregados para poder medir) realizadas con el Analizador de Redes Vectorial, que fue

calibrado con utilizando la técnica SOLT (Short-Open-Load-Thru). Se observa que los datos corregidos coinciden con los datos simulados. En las figuras (58-60) se observa que los datos simulados y los medidos con corrección coinciden en sus parámetros de dispersión hasta aproximadamente 5 GHz.

En las figuras (57) y (61) se muestran solo la comparación de los datos medidos sin corregir con los obtenidos de la simulación en donde se observa que la mayor diferencia existe en la fase de los parámetros S. En estos casos no se realizó la medición con corrección ya que las líneas del kit de calibración presentan buenos resultados hasta aproximadamente 5 GHz y estas estructuras fueron diseñadas para que su frecuencia de resonancia sea de 5.8 GHz. Mientras que en la magnitud concuerdan los datos en todo el rango de frecuencias. Cabe mencionar que en las figuras (58-60) se observan que las mediciones presentan los mejores ajustes hasta 5 GHz que como ya se mencionó se debe al kit de calibración que es válido hasta esta frecuencia.

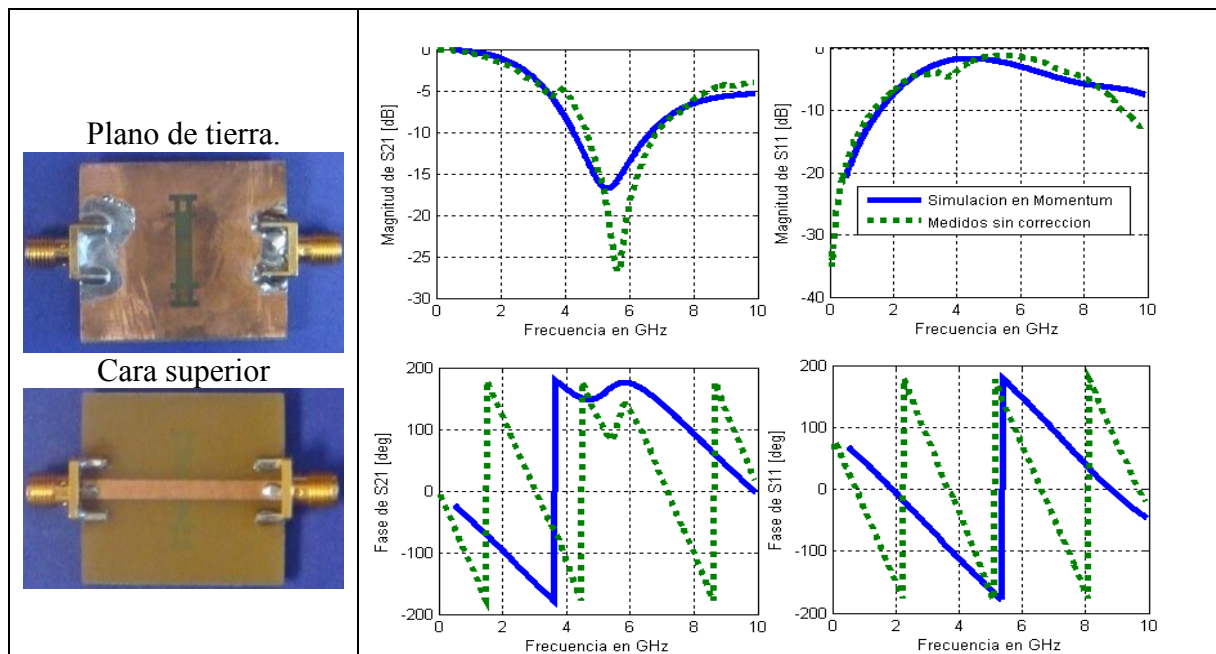


Figura 57. Resultados experimentales de la Estructura No. 1.

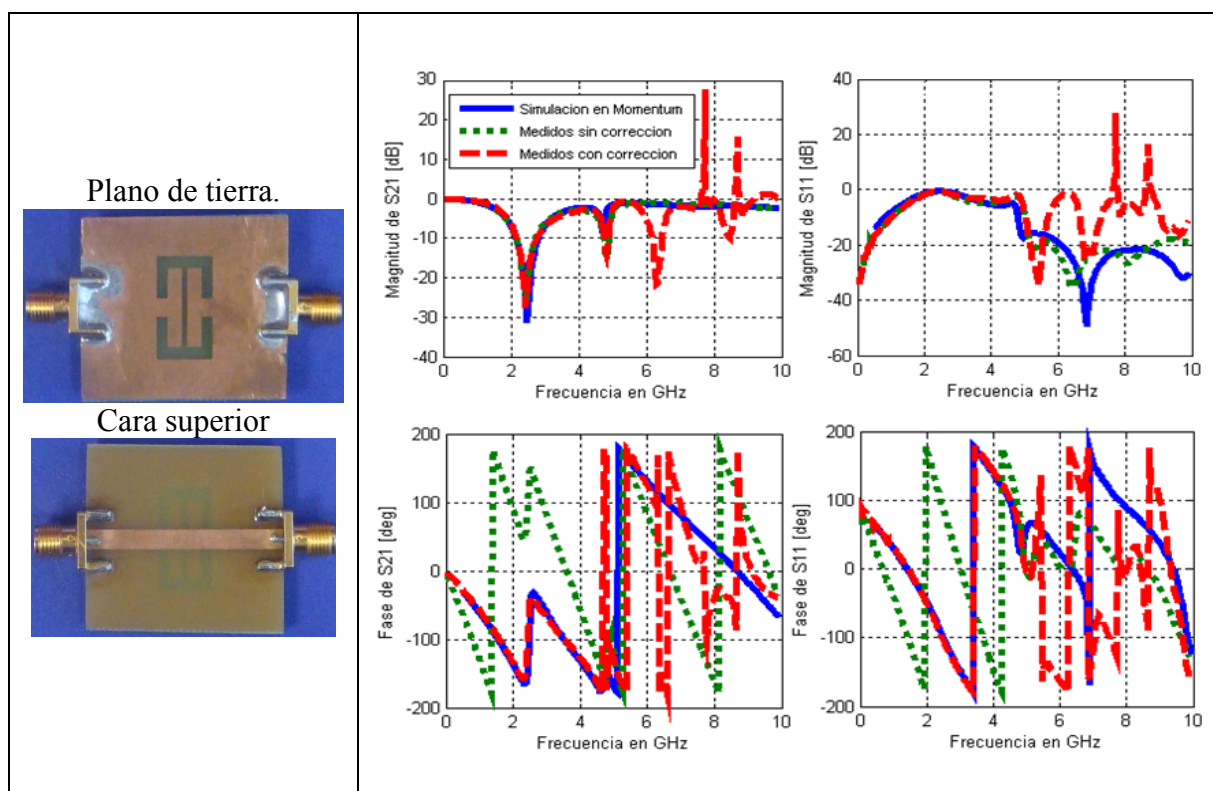


Figura 58. Resultados experimentales de la Estructura No. 2.

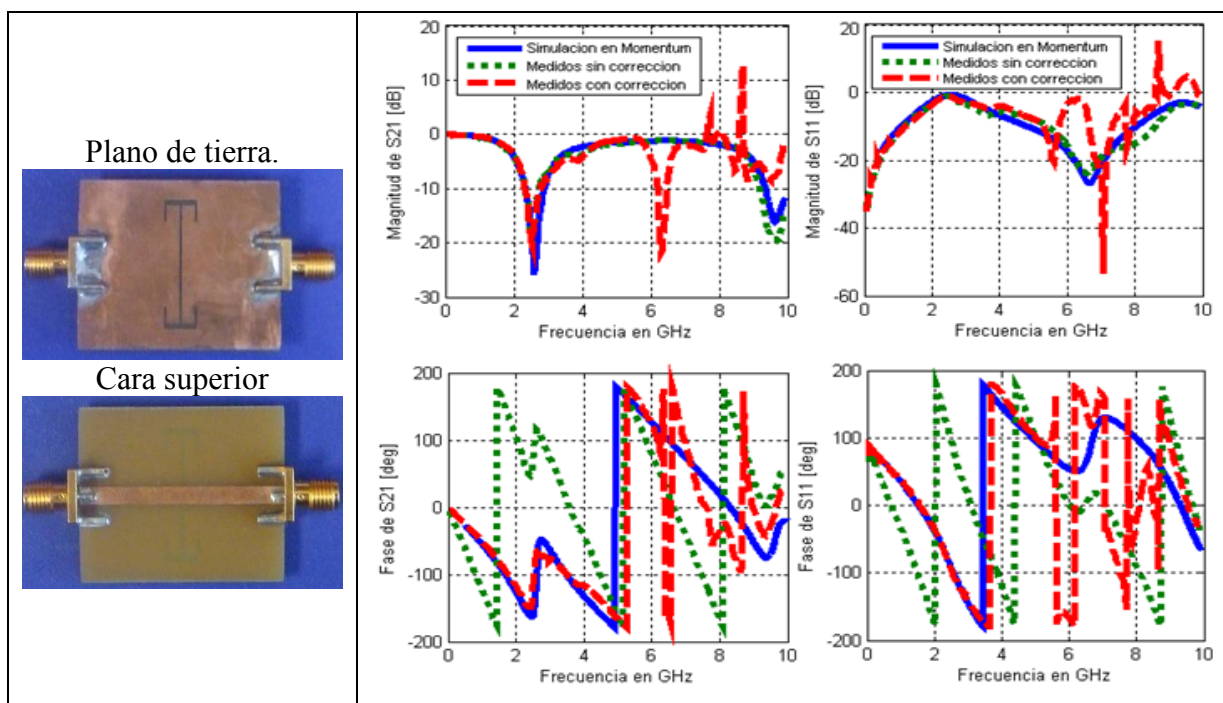


Figura 59. Resultados experimentales de la Estructura No. 3.

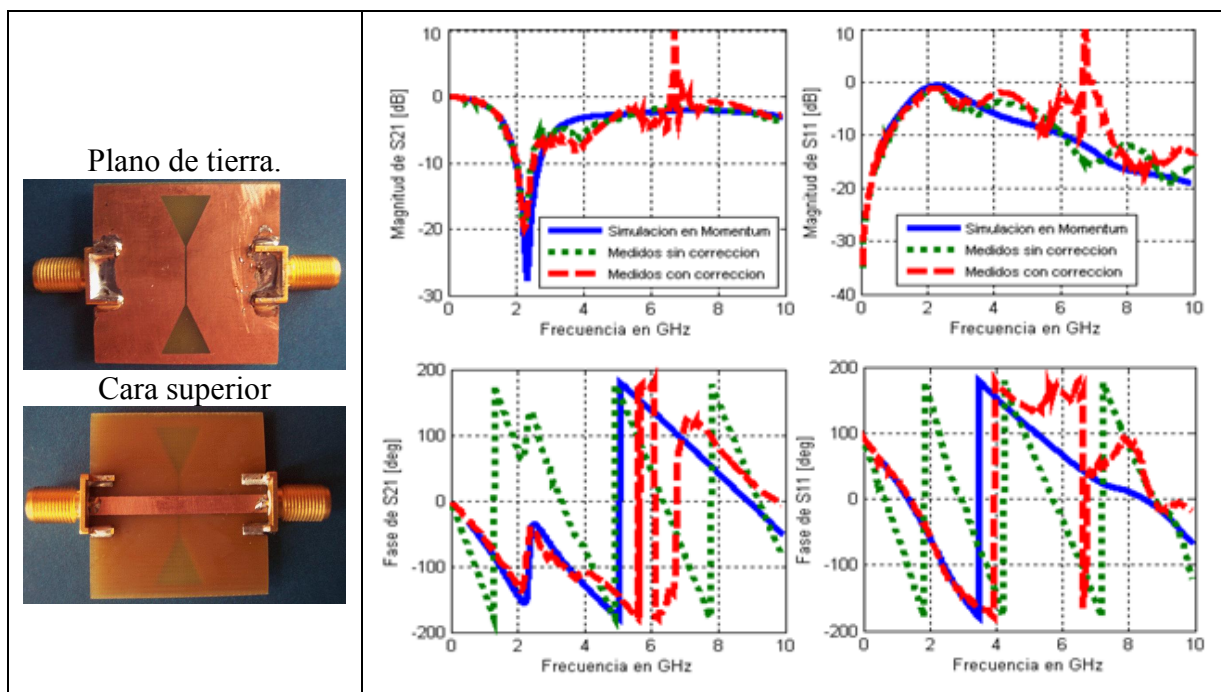


Figura 60. Resultados experimentales de la Estructura No. 4.

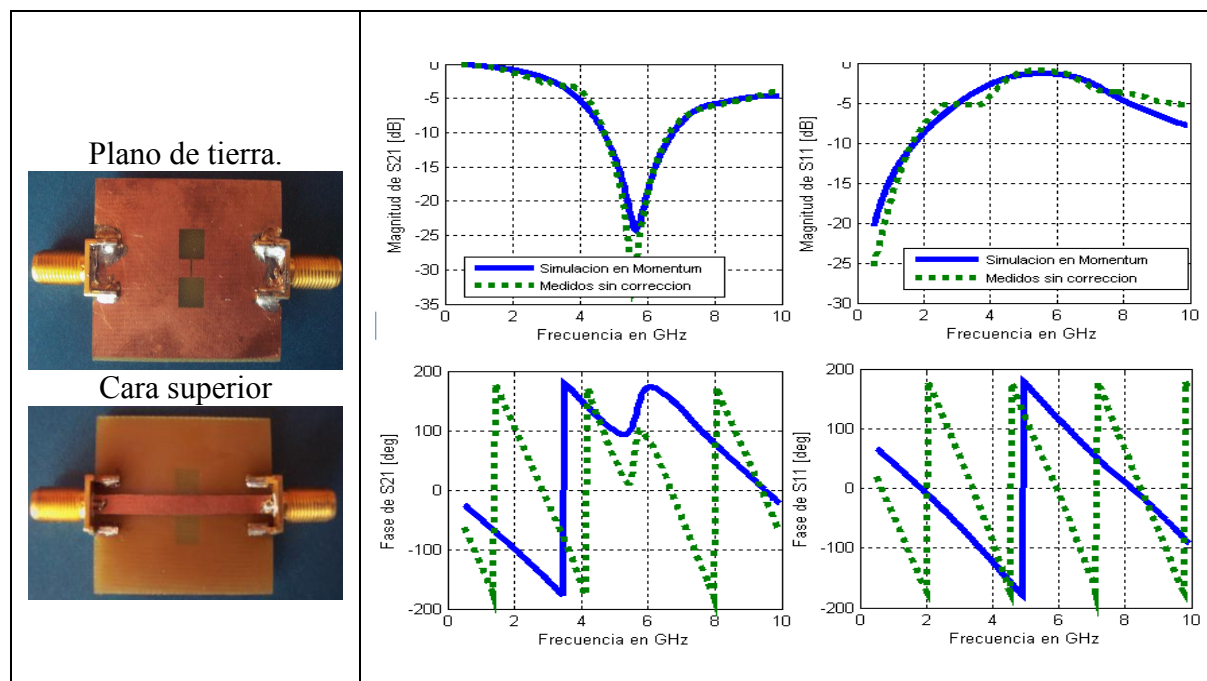


Figura 61. Resultados experimentales de la Estructura No. 5.

V.3 Obtención del circuito equivalente de las estructuras DGS fabricadas.

Después de la construcción de las estructuras DGS y la obtención de sus parámetros de dispersión, se prosigue a obtener los valores del modelo de circuito equivalente de las mediciones de las estructuras. Se aplica los métodos descritos en el capítulo IV de este trabajo de tesis, que son el método de (Hamad, 2006), los valores del RLC obtenidos a partir de la impedancia (Z_{DGS}) (Covarrubias-Martínez, 2007) y a partir de la admitancia (Y_{DGS}) (Paz-Pizarro, 2008). En la tabla IX se muestran los valores RLC de las estructuras construidas y de las simulaciones en MOMENTUM con el método de (Hamad, 2006), los valores del RLC obtenidos a partir de la impedancia (Z_{DGS}) y a partir de la admitancia (Y_{DGS}). Cabe mencionar que para obtener los valores RLC aplicando los métodos descritos se utilizan las mediciones corregidas. Las mediciones sin corregir son las que se obtienen directamente del Analizador de Redes Vectorial y éstas incluyen los efectos agregados por las transiciones coaxial-microcinta que no fueron tomadas en cuenta al momento de simular las estructuras propuestas. Para aplicar el proceso de de-embedding se utilizaron los mismos resultados de simulación de las líneas L_1 y L_2 según se indicó en el apartado IV.3.

Las figuras (62-64) muestran los resultados de las comparaciones entre los parámetros S de los datos medidos con corrección, los parámetros S calculados (estimados) a partir de los valores teóricos de RLC obtenidos con los métodos propuestos: (Hamad, 2006), a partir de la impedancia (Z_{DGS}) y a partir de la admitancia (Y_{DGS}). Solo se muestran los resultados de las estructuras 2, 3 y 4 dado que no se obtuvieron las mediciones corregidas para las estructuras 1 y 5 como se explicó anteriormente. De las figuras (62-64) se observan que los parámetros S estimados con los resultados del método (Hamad, 2006) coinciden en todo el rango de frecuencias con los estimados a partir de Y_{DGS} . En la figura (62) se observa que los parámetros S estimados a partir de los métodos mencionados coinciden con los datos medidos hasta 4 GHz tanto en magnitud como en fase, particularmente el método de (Hamad, 2006) y el de Y_{DGS} son los que mejor se ajustan. En la figura (63) se observa que la estimación de los parámetros S a partir de Z_{DGS} no sigue el comportamiento de la curva de los parámetros S medidos. En la figura (64) los tres métodos coinciden con los valores medidos hasta 3 GHz.

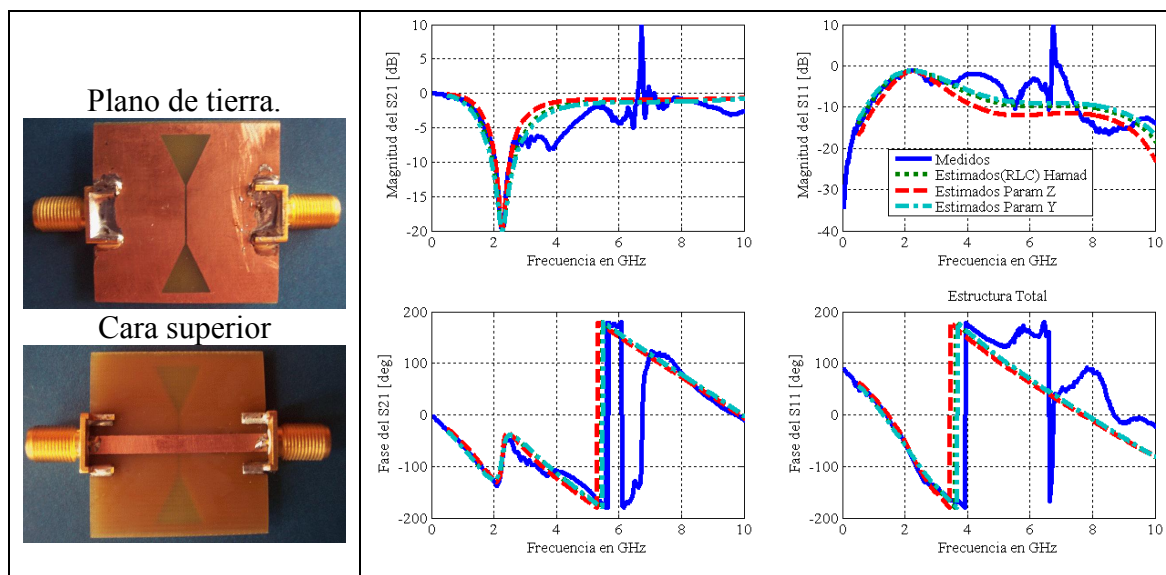


Figura 64. Parámetros S de la medición (corregidos) de la estructura, parámetros S estimados con el método de (Hamad, 2006), estimados a partir de (Z_{DGS}) y estimados a partir de (Y_{DGS}) de la Estructura No. 4.

Resumen.

- En este capítulo se presentó la construcción, medición y caracterización de las líneas de microcinta con estructuras ranuradas en el plano de tierra que fueron propuestas en este trabajo de tesis.
- Se utilizó la técnica de calibración TL/LL propuesto por (Zúñiga-Juárez, 2008) para corregir los efectos de las transiciones coaxial-microcinta que se agregaron a las estructuras propuestas para poder medirlas.
- Se observa que las comparaciones de las simulaciones y mediciones corregidas se ajustan hasta 5 GHz tanto en magnitud como en fase de los parámetros de dispersión.
- Se utilizó el modelo propuesto por (Hamad, 2006) y el modelo utilizado para líneas coplanares (Covarrubias-Martínez, 2007 y Paz-Pizarro, 2008), para obtener el circuito equivalente de las estructuras construidas y se compararon los resultados con los obtenidos de las simulaciones electromagnéticas.
- Se observa que de los valores RLC del circuito equivalente obtenidos a partir de Y_{DGS} coinciden con el método de (Hamad, 2006); además, los parámetros S estimados con estos valores se ajustan mejor a los parámetros S medidos, que los parámetros S estimados con los resultados obtenidos a partir de Z_{DGS} .

Capítulo VI

Nunca consideres el estudio como un deber, sino como una oportunidad para penetrar en el maravilloso mundo del saber.

Albert Einstein

Conclusiones generales.

VI.1 Introducción

Las estructuras ranuradas en el plano de tierra (DGS) consisten en practicar un defecto, ya sea una o varias figuras geométricas simétricas o asimétricas, en el plano de tierra justamente debajo de la línea de microcinta. Con este tipo de estructuras se pueden observar efectos filtrantes y en algunos casos se consiguen definir ciertos comportamientos inductivos o capacitivos que puedan ayudar a filtrar ciertas frecuencias no deseadas. Las estructuras son simples y tienen grandes aplicaciones en el diseño de circuitos activos y pasivos como los filtros, antenas, amplificadores y osciladores.

En el presente trabajo se estudiaron, propusieron, diseñaron, simularon y construyeron líneas de microcinta con estructuras ranuradas en su plano de tierra con la finalidad de analizar la influencia de los DGS en el comportamiento de las líneas de microcinta, obteniéndose además su circuito equivalente.

En este capítulo se presentan las conclusiones, aportaciones y las líneas de investigación futuras de este trabajo de investigación.

VI.2 Conclusiones

En este trabajo de tesis se presentaron los fundamentos y la teoría básica necesaria para el desarrollo de este trabajo de investigación en donde se mencionaron los conceptos de líneas de transmisión, filtros de microondas y circuitos resonadores. Se propusieron, diseñaron y simularon en MOMENTUM estructuras DGS con características de rechazo de banda a frecuencias de 2.4 GHz y 5.8 GHz, las cuales son frecuencias de licencia libre para aplicaciones WIMAX. Se construyeron, midieron y caracterizaron las estructuras DGS propuestas de las cuales se realizaron comparaciones entre sus parámetros S medidos y simulados, observándose que se ajustan prácticamente en todo el rango de frecuencias.

En el simulador electromagnético MOMENTUM para simular una línea de microcinta, generalmente se define una capa de metalización mientras que el plano de tierra está predefinido y se considera infinito e ideal. Sin embargo, se tiene el inconveniente que en el plano de tierra no se pueden dibujar estructuras. Por tanto, para el diseño de las estructuras se agregó otra capa definiéndose como plano de tierra en la que se dibujaron las diferentes figuras geométricas, lográndose así el diseño final de estas estructuras.

Se observó que al utilizar DGS en las líneas de microcinta se modifica su respuesta en frecuencia, presentando en este caso un comportamiento de rechazo de banda. La respuesta en frecuencia de la estructura DGS depende totalmente del tipo de figura grabada en el plano de tierra y de sus dimensiones físicas.

Una vez construidas, para poder medir las estructuras DGS propuestas con el Analizador de Redes Vectorial se agregaron transiciones coaxial-microcinta, lo cual provocó la variación en fase de sus parámetros de dispersión mientras que en la magnitud se mantuvo sin cambios. Para corregir las mediciones se utilizó la técnica de calibración LL (Zúñiga-Juárez, 2008).

Las estructuras DGS se modelan como un circuito RLC por lo que se aplicaron tres métodos para la extracción de los valores RLC del circuito equivalente, tanto de los datos simulados como los medidos, que fueron: (Hamad, 2006), a partir de la impedancia Z_{DGS} (Covarrubias-Martínez, 2007) y a partir de la admitancia Y_{DGS} (Paz-Pizarro, 2008). De donde se observó que restando los efectos de los tramos de línea, es decir realizando el proceso de-embedding, se logra corregir la fase de los parámetros S estimados con los valores del circuito equivalente de la estructura DGS. El procedimiento se realizó a las simulaciones de las estructuras propuestas y a las mediciones corregidas. Cabe mencionar que con el método de (Hamad, 2006) se pudo estimar los valores de la segunda frecuencia de resonancia de las estructuras DGS, lo cual faltaría de implementarse en los otros dos procedimientos.

VI.3 Aportaciones del trabajo realizado.

Las principales aportaciones de este trabajo de tesis se mencionan a continuación:

- a) Se analizaron las características de las líneas de microcinta con estructuras ranuradas en el plano de tierra presentadas en la literatura.
- b) Se propusieron diferentes líneas de microcinta con estructuras DGS que tuvieran su frecuencia de rechazo de banda de 2.4 GHz y 5.8 GHz, las cuales son frecuencias de licencia libre manejadas para aplicaciones WIMAX.
- c) Se diseñaron y simularon las líneas de microcinta con estructuras DGS propuestas en el simulador electromagnético MOMENTUM de ADS (Advanced Design System).
- d) Se fabricaron las líneas de microcinta con estructuras DGS propuestas, lográndose construir circuitos a doble cara.
- e) Se construyó un kit de calibración que se utiliza para restar los efectos que producen las transiciones coaxial-microcinta que se agregaron a las estructuras DGS para poder medirlas con el Analizador de Redes Vectorial.

- f) Se compararon los parámetros S obtenidos de las simulaciones con los obtenidos de las mediciones, observándose que concuerdan en todo el rango de frecuencia.
- g) Se obtuvieron los elementos del circuito equivalente utilizando tanto los parámetros S simulados de las estructuras como los medidos, de cada uno de los circuitos construidos aplicando tres métodos diferentes y realizando comparaciones entre sí.
- h) Se presentó un artículo derivado de este trabajo de investigación en el Congreso de Instrumentación SOMI XXIII titulado “Líneas de Microcinta con Estructuras Ranuradas en el Plano de Tierra”. Xalapa, Veracruz, México. 1 al 3 de Octubre del 2008.

VI.4 Líneas futuras de investigación.

Como continuación de este trabajo de tesis se recomienda lo siguiente:

- Analizar el diseño de las estructuras con otros simuladores electromagnéticos como HFSS (High Frequency Structure Simulator), ya que es un simulador 3D y se pueden definir las características y las dimensiones del material con mayor precisión por lo que presentaría resultados más exactos.
- Revisar con mayor detalle las estructuras DGS existentes en la literatura con el objetivo de establecer un patrón de diseño.
- Analizar los efectos de las dimensiones de la estructura ranurada en el plano de tierra con la finalidad de poder llegar a establecer una relación entre la dimensión de la figura ranurada en el plano de tierra con los efectos filtrantes y definir los comportamientos inductivos o capacitivos que puedan ayudar a filtrar ciertas frecuencias no deseadas.
- Proponer el diseño de redes de adaptación y filtros con DGS, particularmente para aplicaciones en amplificadores de potencia, clase E y F.

Referencias.

- Ahn D., Park J.-S., Kim C.-S., Kim J., Qian Y. y Itoh T., 2001. *Design of Low-Pass Filter Using the Novel Microstrip Defected Ground Structure*. IEEE MTT-49(1): 86-92.
- Caloz C., Okabe H., Iwai T. y Itoh T., 2004. *A Simple and Accurate Model for Microstrip Structures With Slotted Ground Plane*. IEEE Microwave Wireless Components Letters. 14(4): 133-135.
- Chen H.-J., Huang T.-H., Chang C.-S., Chen L.-H., Wang N.-F., Wang Y.-H. y Houngh M.-P., 2006. *A Novel Cross-Shape DGS Applied to Design Ultra-Wide Stopband Low-Pass Filters*. IEEE Microwave Wireless Components Letters. 16(5): 252-254.
- Chung Y., Jeon S.-S., Kim S. Ahn D., Choi J.-I. y Itoh T., 2004. *Multifunctional Microstrip Transmission Lines Integrated With Defected Ground Structure for RF Front-End Application*. IEEE MTT-52(5): 1425-1432.
- Covarrubias Martínez D., 2007. *Estudio de Estructuras Resonantes con DGS (Defected Ground Structures)*. Tesis de Maestría del Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE). Ensenada, Baja California, México, pp. 65-83.
- Guan X., Li G. y Ma Z., 2005. *Optimized Design of a Low-Pass Filter Using Defected Ground Structures*. Microwave Conference Proceedings, APMC-2005 1: 198-200.
- Hamad E. K. I., Safwat A. M. E. y Omar A. S., 2006. *A MEMS Reconfigurable DGS Resonator for K-Band Applications*. Journal of MicroElectroMechanical Systems. 15(4):756-762.
- Han S. M., Kim C.-S., Ahn D. y Itoh T., 2005. *Phase shifter with high phase shifts using defected ground structures*. Electronics Letters. 41(4): 196-197.
- Hernández Rueda J. A., 1998. *Antenas: Principios básicos, análisis y diseño*. UABC Primera Edición, pp.79-86.
- Hong J.-S. y Karyamapudi B. M., 2005. *A General Circuit Model for Defected Ground Structures in Planar Transmission Lines*. IEEE Microwave Wireless Components Letters. 15(10): 706-708.

- Jeong Y., Lim J.-S. y Ahn D., 2005. *Design of Novel Attenuator Structure with Quad Spiral Shaped Defected Ground Structure*. IEEE MTT-12(17): 1231-1234.
- Jeong Y.-C. y Lim J.-S. 2004. *A Novel Frequency Doubler Using Feedforward Technique and Defected Ground Structure*. IEEE Microwave Wireless Components Letters. 14(12): 557-559.
- Joung M.-S., Park J.-S. y Kim H.-S., 2005. *A Novel Modeling Method for Defected Ground Structure Using Adaptive Frequency Sampling and Its Application to Microwave Oscillator Design*. IEEE Transactions on Magnetics. 41(5): 1656-1659.
- Jung M.-S., Park J.-S., Lim J.-B. y Cho H.-G., 2003. *A Novel Defected Ground Structure and Its Application to a Microwave Oscillator*. 33rd European Microwave Conference, pp. 781-784. Munich Alemania 7 al 9 Octubre del 2003.
- Kang S. M., Choi J. H., Nam S. W. y Koo K. H, 2005. *A Novel 5GHz and 2.4GHz Dual Band Transmitter Using Microstrip Defected Ground Structure*. Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-12 (7): 2259-2262
- Karmarkar N. C., Roy S. M. y Balbin I., 2006. *Quasic-Static Modeling of Defected Ground Structure*. IEEE MTT-54 (5): 2160-2168.
- Kim C.-S., Lim J.-S., Nam S., Kang K.-Y. y Ahn D., 2002. *Equivalent circuit modeling of spiral defected ground structure for microstrip line*. Electronics Letters. Vol. 38(19): 1109-1110.
- Kim H.-M. y Lee B., 2005. *Analysis and Synthesis of Defected Ground Structures (DGS) Using Transmission Line Theory*. Microwave Conference, 2005 European pp. 296-300. París, Francia. 4 a 6 de Octubre del 2005.
- Kim Y., Lee G.-Y. y Nam S., 2003. *Efficiency enhancement of microstrip antenna by elevating radiating edges of patch*. Electronics Letters. 39(19): 1363-1364.
- Laverghetta Thomas S., 2005. *Microwave and Wireless Simplified*. Artech House. Segunda edición, 131-141.
- Lim J.-S., Kim C.-S., Ahn D., Jeong Y.-C. y Nam S., 2005. *Design of Low-Pass Filters Using Defected Ground Structure*. IEEE MTT-53(8): 2539-2545.
- Lim J.-S., Kim C.-S., Lee Y.T., Ahn D. y Nam S., 2002. *A Spiral-Shape Defected Ground Structure for Coplanar Waveguide*. IEEE Microwave Wireless Components Letters. 12(9): 330-332.

- Lim J.-S., Kim C.-S., Lee Y.T., Ahn D. y Nam S., 2002. *Design of lowpass filters using defected ground structure and compensated microstrip line*. Electronics Letters. 8(22): 1357-1358.
- Lim J.-S., Kim C.-S., Park J.-S., Ahn D. y Nam S., 2000. *Design of 10dB 90° branch line coupler using microstrip line with defected ground structure*. Electronics Letters. 36(21): 1784-1785.
- Lim J.-S., Kim H.-S., Park J.-S., Ahn D. y Nam S., 2001. *A Power Amplifier with Efficiency Improved Using Defect Ground Structure*. IEEE Microwave Wireless Components Letters. 11(4): 170-172.
- Lim J.-S., Lee S.-W., Kim C.-S., Park J.-S., Ahn D. y Nam S., 2001. *A 4:1 Unequal Wilkinson Power Divider*. IEEE Microwave Wireless Components Letters. 11(3): 124-126.
- Lim J.-S., Park J.-S., Lee Y.T. Ahn D. y Nam S., 2002. *Application of Defected Ground Structure in Reducing the Size of Amplifiers*. IEEE Microwave Wireless Components Letters. 12(7): 261-263.
- Liu H., Li Z., Sun X. y Mao J., 2005. *Harmonic Suppression With Photonic Bandgap and Defected Ground Structure for a Microstrip Patch Antenna*. IEEE Microwave Wireless Components Letters. 15(2): 55-56.
- Liu H., Yoshimasu T., Kurachi S., Chen J., Li Z., Sun X. y Mao J., 2005. *A Novel Microstrip Diplexer Design Using Defected Ground Structure*. Communications, Circuits and Systems, 2005. Proceedings. 2005 International Conference on. (2): 1099-1100.
- Liu H.-W., Li Z.-F., Sun X.-W. y Mao J.-F., 2004. *An Improved 1-D Periodic Defected Ground Structure for Microstrip Line*. IEEE Microwave Wireless Components Letters. 14(4): 180-182.
- Mandal M. K. y Sanday S., 2006. *A Novel Defected Ground Structure for Planar Circuits*. IEEE Microwave Wireless Components Letters. 16(2): 93-95.
- Pareek Deepak, 2006. *WIMAX Taking Wireless to MAX*. Auerbach Publications, pp. 199-205.
- Park J.-S., Kim J.-P. y Nam S., 2007. *Design of a Novel Harmonic-Suppressed Microstrip Low-Pass Filter*. IEEE Microwave Wireless Components Letters. 17(6): 424-426.

- Park J.-S., Yun J.-S. y Ahn D., 2002. *A Design of the Novel Coupled-Line Bandpass Filter Using Defected Ground Structure With Wide Stopband Performance*. IEEE MTT-50(9): 2037-2043.
- Park J.-S., Yun J.-S. y Park C.-S., 2004. *DGS resonator with interdigital capacitor and application to bandpass filter design*. Electronics Letters. 40(7): 433-434.
- Paz Pizarro D. C., 2008. *Estudio de la Respuesta en Frecuencia de Líneas de Guía de Onda Coplanar en Función de Diferentes Tipos de Estructuras Periódicas Ranuradas en el Plano de Tierra*. Tesis de Maestría del Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE). Ensenada, Baja California, México. pp. 30-33
- Pozar David M., 1998. *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons. Segunda Edición, pp. 300-313 y 422-423.
- Radisic V., Qian Y. y Itoh T., 1998. *Broadband Power Amplifier Integrated with Slot Antenna and Novel Harmonic Tuning Structure*. IEEE MTT-3: 1895-1898.
- Radisic V., Qian Y. Coccioli R. y Itoh T., 1998. *Novel 2-D Photonic Bandgap Structure for Microstrip Lines*. IEEE Microwave Guided Wave Letters. 8(2): 69-71.
- Reynoso Hernández J. A. y Estrada Maldonado C. F., 2000. "Broadband Determination of Two-Port Transmission (S_{21} , S_{12}) Parameters of PHEMT's Embedded in Transmission Lines" ARFTG Conference Digest-Spring, 55th. 37:1-4. Boston MA. USA.
- Reynoso Hernández J.A., 2002. "Reliable Method for Computing the Phase Shift of Multiline LRL Calibration Technique" IEEE Microwave Wireless Components Letters. 12(10): 395-397.
- Rudiakova A. N. y Krizhanoviski V.G., 2005. *Electromagnetic Stop-band Network improves Class F Amplifier Performance*, High Frequency Design Electronics.
- Sadiku Matthew N. O., 2003. *Elementos de electromagnetismo*. Oxford University Press. Tercera edición, pp. 473-476 y 524-525.
- Safwat A. M. E., Podevin F., Ferrari P. y Vilmot A., 2006. *Tunable Bandstop Defected Ground Structure Resonator Using Reconfigurable Dumbbell-Shaped Coplanar Waveguide*. IEEE MTT-54(9): 3559-3564
- Sung Y. J. y Kim Y.-S., 2005. *An Improved Design of Microstrip Patch Antennas Using Photonic Bandgap Structure*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 53(5): 1799-1804

- Wang X.-H., Wang B.-Z., Zhang H. y Chen K. J., 2007. *A Tunable Bandstop Resonator Based on a Compact Slotted Ground Structure*. IEEE MTT-55(9): 1912-1918
- Winder Steve y Carr Joe, 2002. *Radio and RF Engineering Pocket Book*. Newnes. Tercera edicion, pp. 79-81.
- Wong C. C. y Free C. E., 2006. *DGS pattern with enhanced effective capacitance*. Electronics Letters. 42(8): 470-471
- Woo D.-J. y Lee T.-K., 2005. *Suppression of Harmonics in Wilkinson Power Divider Using Dual-Band Rejection by Asymmetric DGS*. IEEE MTT-53(6): 2139-2144
- Woo D.-J., Lee T.-K., Lee J.-W., Pyo C.-S y Choi W.-K., 2006. *Novel U-Slot and V-Slot DGSs for Bandstop Filter With Improved Q Factor*. IEEE MTT-54(6): 2840-2847
- Yang F.-R., Ma K.-P., Qian Y., y Itoh T., 1999. *A Uniplanar Compact Photonic Band-Gap (UC-PBG) structure and its applications for microwave circuits*. IEEE MTT-47(8): 1509-1514
- Zhang R., 2007. *Novel Planar Microstrip and Dielectric Resonator Filters*. Doctorate Thesis from the University of Waterloo, Ontario Canada, pp. 5-16.
- Zúñiga Juárez J. E., Reynoso Hernández J. A. y Zárate de Landa A., 2008. *A new method for determining the characteristic impedance Z_c of transmission lines embedded in symmetrical transitions*. 71st ARFTG Microwave Measurement Conference. Atlanta Georgia E.U.A. 20 de Junio del 2008

Anexo A.

Simulador Electromagnético MOMENTUM

A.1 Introducción

El simulador electromagnético MOMENTUM del paquete informativo ADS (Advanced Design System) es una herramienta muy completa para predecir el comportamiento de circuitos planares, microcinta, guías de onda coplanar y otras topologías.

MOMENTUM incluye las herramientas de simulación, optimización y visualización para predecir el comportamiento de circuitos multicapas a altas frecuencias como: antenas, circuitos híbridos, módulos de microchip y circuitos integrados.

A.2 Características de MOMENTUM.

Las principales características de MOMENTUM son las siguientes:

- Utiliza el método de Momentos.
- Herramientas de simulación 2.5D para circuitos pasivos.
- Análisis de geometrías arbitrarias (idealmente).
- Se obtienen patrones de campo lejano.
- El simulador trabaja directamente en *layout* de ADS, por lo que las geometrías que se deseen analizar deben incluirse en el *layout*. Estas se pueden generar desde el esquemático de ADS o dibujarse directamente en el ambiente del *layout*.
- El simulador incluye 39 capas (*layers*) para dibujar las estructuras, pero se pueden incluir más estructuras.

- El simulador incluye un número de sustratos previamente definidos, pero se pueden crear nuevos de acuerdo a la tecnología particular de cada usuario. Cuando se crea un nuevo sustrato se calculan las funciones de Green y almacenan en un archivo.
- También se puede especificar el tipo y la densidad del mallado *mesh*.
- Los resultados de la simulación (Parámetros S) se pueden graficar o utilizar en el simulador de circuitos (esquemático).
- El mallado se aplica utilizando rectángulos y triángulos, que dividen la geometría de la estructura planar en pequeñas celdas.
- Se determina el flujo de corriente a través de cada celda, analizando cada una de ellas como una línea de transmisión. Cada celda tiene un efecto inductivo y capacitivo, y se considera las capacidades e inductancias mutuas entre las celdas indicadas en la simulación.
- Una vez que se determinan las capacidades e inductancias, el simulador calcula el flujo de corriente a través del circuito.
- A partir del flujo de corriente y voltaje a través del circuito se derivan los parámetros S

Simulador electromagnético 2.5D.

MOMENTUM simula geometrías planares, en sustratos de tres dimensiones. Sin embargo, se considera que los conductores tienen corrientes en el plano x-y, sin componentes en la dirección vertical z. Los *vías* son conductores que tienen corrientes en el eje z, pero no en el plano x-y. Por esto a este simulador se le considera como un simulador 2.5D

A.3 La interfaz de usuario.

Los circuitos deben de dibujarse en el *layout* para poder utilizar MOMENTUM. Los circuitos realizados en el esquemático pueden transferirse al *layout*. Si alguna parte del circuito no es aceptado por MOMENTUM, un mensaje aparecerá en la barra de estado.

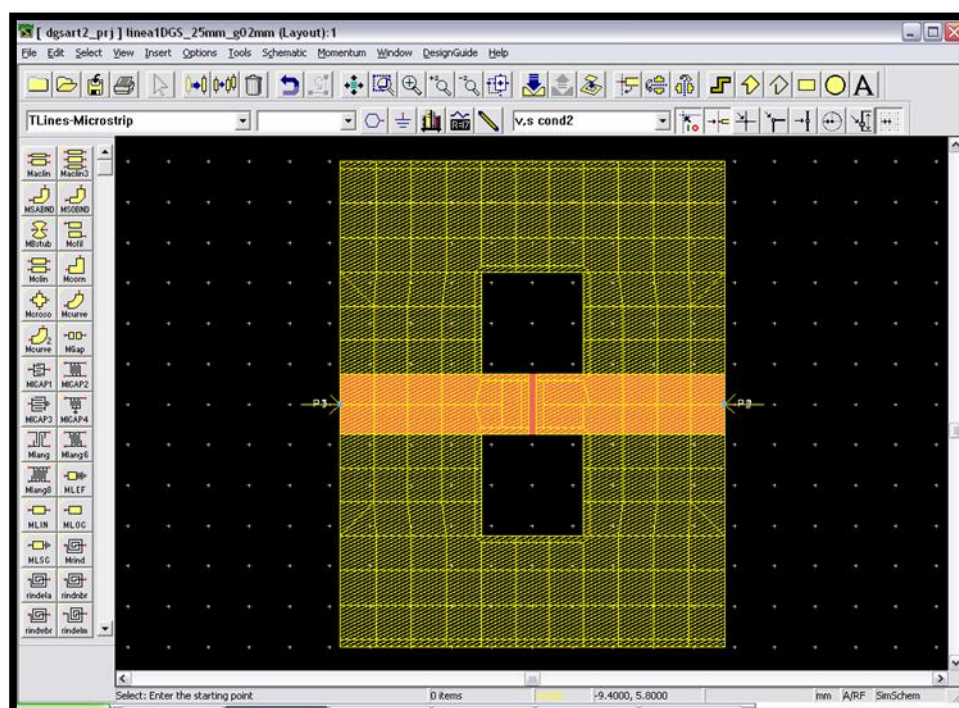


Figura A1. Ventana de *layout* de ADS y menú de MOMENTUM.

A.4 El menú de MOMENTUM.

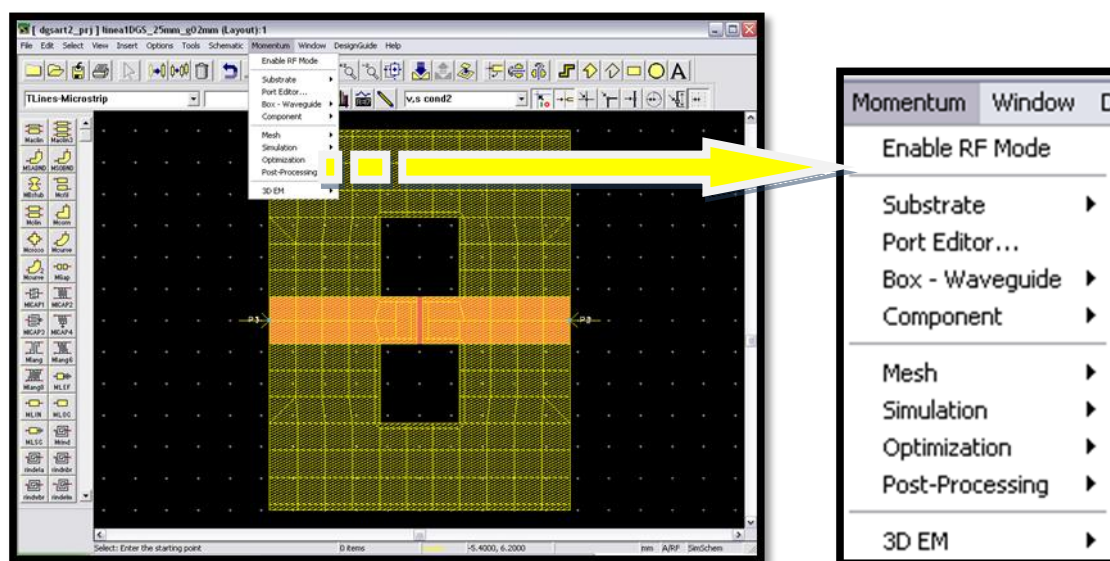


Figura A2. Menú de MOMENTUM.

MOMENTUM consta de las siguientes opciones:

1. Enable RFMode: Cambia el modo de simulación en MOMENTUM a modo RF y modo microondas. En cada caso el menú de MOMENTUM indica el modo de corriente.
2. Substrate: Guarda y abre las definiciones de los substratos. Crea/edita y precalcula las funciones de los substratos.
3. Port Editor: Abre una ventana para definir los tipos de puertos (single, interno, diferencial, modo común, tierra de referencia, coplanar).
4. Box-Waveguide: Define o elimina las fronteras alrededor de las geometrías.
5. Component: Se utiliza para definir un componente con características definidas por el usuario.
6. Mesh: Establece la frecuencia de mallado, las celdas por longitud de onda y los bordes de mallado. Además pre-calcula el mallado, presenta un resumen del mallado y elimina el mallado.
7. Simulation: Establece la frecuencia inicial, la frecuencia final y el número de puntos para realizar la simulación.
8. Optimization: Presenta un menú para los parámetros y la optimización del layout a ciertas especificaciones.
9. Post-Processing: Presenta los patrones de radiación.
10. 3D EM: Exporta datos para una simulación tridimensional sin necesidad de volver a realizar una simulación.

A.4.1 Definición de substratos en MOMENTUM.

La simulación en MOMENTUM requiere la definición del sustrato; por defecto se definen tres capas: plano superior “*top plane*”, dieléctrico “*dielectric*” y plano inferior “*bottom plane*”. En la figura (A.3) se muestra el menú de las opciones del sustrato. En cada circuito simulado por MOMENTUM se define sólo un tipo de sustrato (figura A.4). En la definición del sustrato se debe indicar cada una de las capas que lo componen y sus

características eléctricas. En el dieléctrico se debe indicar si se incluyen *vías hold* y en los metales si se dibujarán *strip* o *slots* (figura A.5).

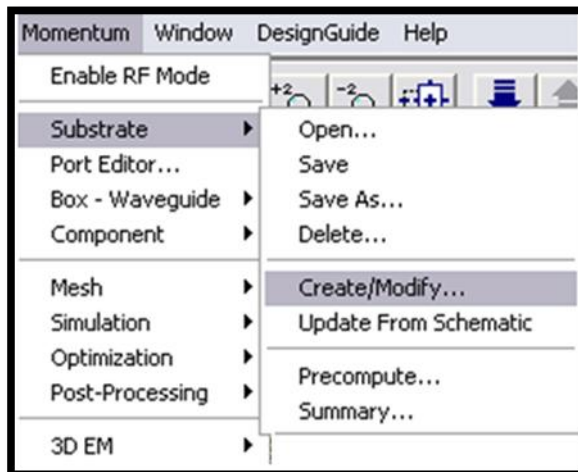


Figura A.3. Opciones del menú de sustrato.

Para implementar una estructura DGS en MOMENTUM, el sustrato se definió considerando dos capas una para la línea de microcinta y otra para el plano de tierra en donde se diseña la figura geométrica.

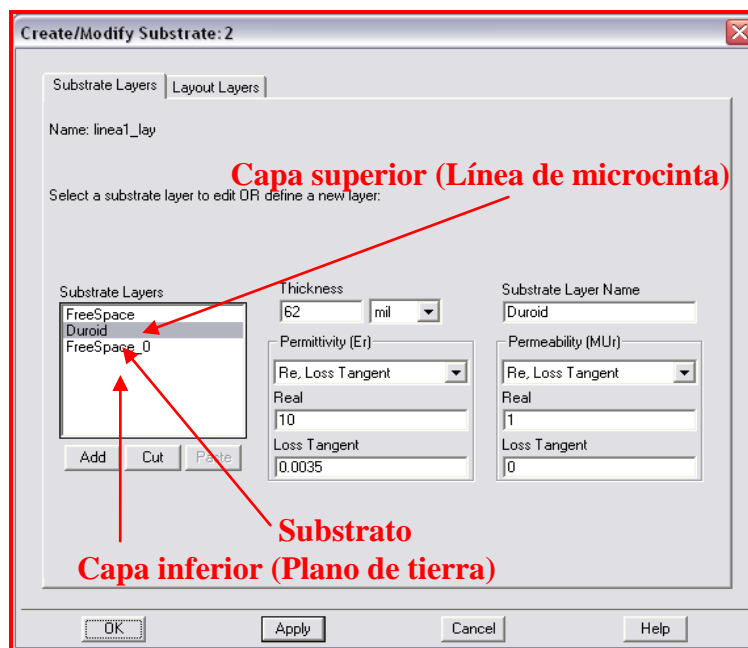


Figura A.4. Definición del sustrato.

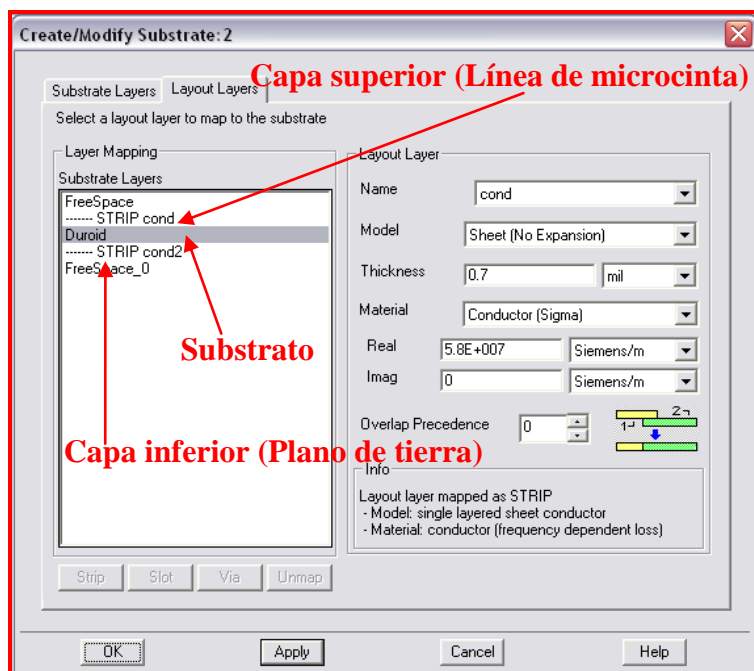


Figura A.5. Definición de las capas del sustrato.

A.4.2 Tipos de puertos

El propósito de puertos es suministrar energía en un circuito y permitir que ésta fluya en un circuito. Los diversos tipos de puertos disponibles permiten elegir los puertos de un circuito según el tipo y su función del circuito. En general, se debe seleccionar el tipo de puerto que mejor se adapte a la estructura que se va a simular. En la figura (A.6) se muestra el editor de las propiedades de los puertos.

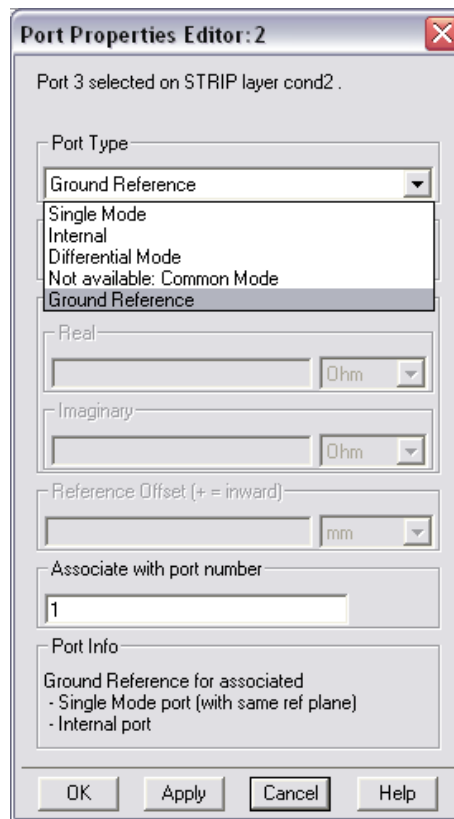


Figura A.6. Editor de puertos.

Los tipos de puertos son los siguientes:

Diferencial

Los puertos diferenciados se utilizan en situaciones donde un campo eléctrico probablemente está acumulado entre dos puertos (propagación impar de los modos). Esto puede ocurrir cuando:

- Los dos puertos están cercanos.
- No hay plano de tierra en el circuito o el plano de tierra está relativamente lejos.
- Un puerto se comporta (o una parte) como una tierra al otro puerto, y la polaridad entre los puertos se desarrolla.
- Los puertos están conectados con los objetos que están en capas de la metalización de tipo strip.

El campo eléctrico que se acumula entre los dos puertos tendrá un efecto en el circuito que será considerado durante la simulación. Es por esta razón que se utilizan los puertos diferenciados.

Los puertos diferenciados tienen las características siguientes:

- Pueden ser aplicados a los objetos en capas de tipo strip solamente.
- Se asignan en pares, y cada par se asigna un solo número de acceso.
- Cada uno de los dos puertos se excita con el mismo potencial absoluto, pero con polaridad opuesta.
- Los dos puertos deben estar en el mismo plano de referencia.

Internos

Los puertos internos permiten aplicar un puerto a la superficie de un objeto en su diseño. Al usar puertos internos, todas las conexiones físicas en un circuito pueden ser representadas, así que la simulación puede considerar todos los efectos de acoplamiento electromagnético (EM) que ocurrirá entre puertos del circuito. Estos efectos de acoplamiento causados por parásitos se incluyen en los resultados de la simulación debido a que los puertos internos no están calibrados.

Un puerto interno tiene las características siguientes:

- Puede ser aplicado al interior de un circuito aplicándolo a la superficie de un objeto.
- Puede ser aplicado al borde de un objeto.
- Puede ser aplicado a los objetos que están en capas de tipo strip solamente.
- La orientación del puerto no se considera si está en la superficie de un objeto.
- No se realiza ninguna calibración en el puerto.

Debido a que no se realiza ninguna calibración en el puerto, los resultados no serán tan exactos como con un puerto single. Sin embargo, la diferencia en exactitud es pequeña.

Modo común

Estos puertos se utilizan en diseños donde está igual la polaridad de campos entre dos o más puertos (incluso propagación de los modos). Los puertos asociados se excitan con el mismo potencial absoluto y se dan el mismo número de acceso.

Los puertos de modo común tienen las características siguientes:

- Pueden ser aplicados a los objetos en capas tipo strip solamente.
- El plano de tierra o el otro metal infinito (tal como una cubierta) se requiere como parte del diseño.
- Dos o más puertos pueden ser asociados.
- Los puertos asociados se excitan con el mismo potencial absoluto (y la misma polaridad).
- Los puertos deben estar en el mismo plano de referencia.

Single

Single es el tipo de puerto predefinido en el simulador. Tiene las características siguientes:

- Está conectado con un objeto que esté en una metalización tipo strip o slot.
- Puede ser aplicado solamente al borde de un objeto.
- El puerto es externo y calibrado. Se excita el puerto usando un proceso de calibración que elimina cualquier efecto reactivo indeseado de las excitaciones en el límite del puerto.
- El límite del puerto se puede mover o alejar de la geometría especificando una compensación de la referencia. los parámetros S serán calculados como si el puerto estuviera en esta posición.
- Cuando dos o más puertos single están en el mismo plano de referencia el proceso de la calibración agrupa los puertos para incluir cualquier acoplamiento en la solución de los parámetros S.
- Si el puerto está conectado con un objeto en una capa tipo strip, la definición del substrato debe incluir por lo menos una capa infinita de metal: una cubierta superior, un plano de tierra, o una capa tipo slot, o una referencia de tierra se deben utilizar además del puerto.
- Si el puerto está conectado con un objeto que esté en una capa tipo slot, el puerto tiene polaridad.

Tierra de referencia

Las referencias de tierra le permiten agregar referencias de tierra explícitas a un circuito, que puede ser necesario sino existe ningún argumento implícito en el diseño.

La tierra implícita es el potencial en el infinito, y se pone a disposición el circuito con la capa infinita más cercana del metal del substrato. Los argumentos implícitos se utilizan con los puertos internos y con los puertos single que están conectados con los objetos en capas de la metalización tipo strip.

Se pueden aplicar las referencias de tierra a las superficies del objeto. El objeto debe estar en capas de metalización de tipo strip.

Coplanar

Este tipo de puerto se utiliza específicamente para circuitos de la guía de onda coplanares (CPW). Es similar a un puerto diferenciado, pero los puertos coplanares se aplican a los objetos en capas tipo slot (es decir, donde se utilizan slots en el diseño). Los puertos coplanares se deben utilizar en situaciones donde probablemente un campo eléctrico está acumulado entre dos puertos. Esto puede ocurrir cuando:

- Los dos puertos están cercanos.
- La polaridad entre los puertos cambia.
- Los puertos están conectados con los objetos que están en capas de la metalización tipo slot.

El campo eléctrico que se acumula entre los dos puertos tendrá un efecto en el circuito que se debe considerado durante una simulación. Para hacer esto, utilice los puertos coplanares.

Los puertos coplanares tienen las características siguientes:

- Pueden ser aplicados a los objetos en capas tipo slot solamente.
- Se asignan en pares.
- Cada uno de los dos puertos se excita con el mismo potencial absoluto, pero con la polaridad opuesta.
- Los dos puertos deben estar en el mismo plano de referencia.

A.4.3 Mallado.

El mallado, es una rejilla en patrones de triángulos y rectángulos, cada uno de estos triángulos y rectángulos forman una celda.

El generador del mallado crea un patrón de mallado basado en la especificaciones que el usuario indique en el menú de mallado. Si no se especifica ninguna de las características entonces se utiliza las indicadas por defecto. Las especificaciones por defecto son de 30 celdas por unidad de longitud de onda, basado en la frecuencia que se le indique. El mallado se aplica al circuito con la finalidad de calcular la corriente dentro de cada celda e identificar cualquier efecto de acoplamiento durante la simulación.

En la figura (A.7) se muestran las opciones del menú de mallado.

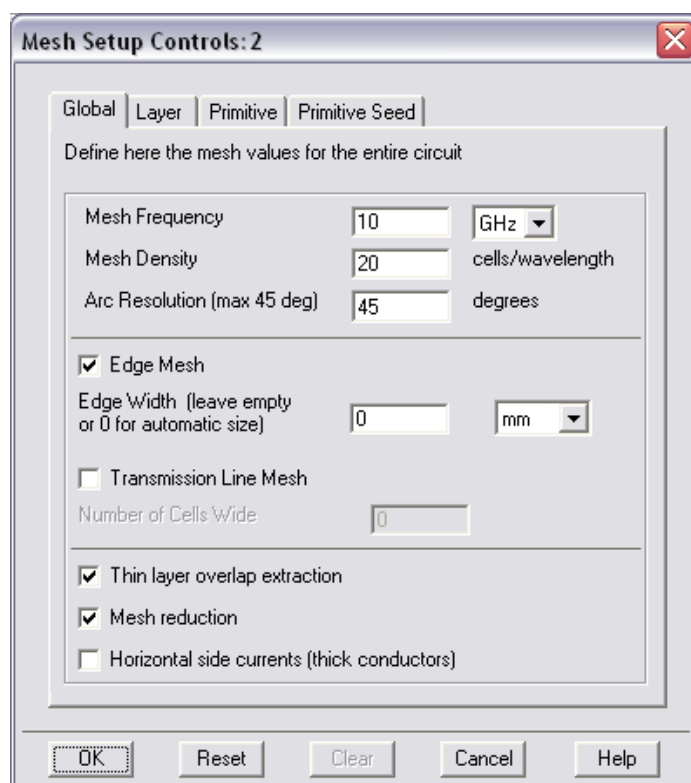


Figura A.7. Opciones del menú de mallado.

A.4.4 Simulación.

El simulador calcula la densidad de corriente en cada celda y la iteración entre las celdas. Para indicar el barrido de frecuencias de simulación se pueden seleccionar entre las siguientes opciones:

- Adaptivo: Es un método rápido y exacto, compara una muestra de parámetros S que se adapte a un modelo para que la solución llegue a converger.
- Logarítmico: Simula sobre un rango de frecuencia seleccionando puntos de frecuencia que se simularán en incrementos logarítmicos.
- Lineal: Simula sobre un rango de frecuencia seleccionando los puntos de frecuencia que se simularán en incrementos lineales de acuerdo al tamaño de pasos que se especifique.
- Single: Simula a un solo punto de frecuencia.

El modo de barrido (*Sweep Type*) que se utilizó fue el modo adaptativo para las líneas de microcinta. En la figura (A.8) se muestran las opciones del menú de simulación.

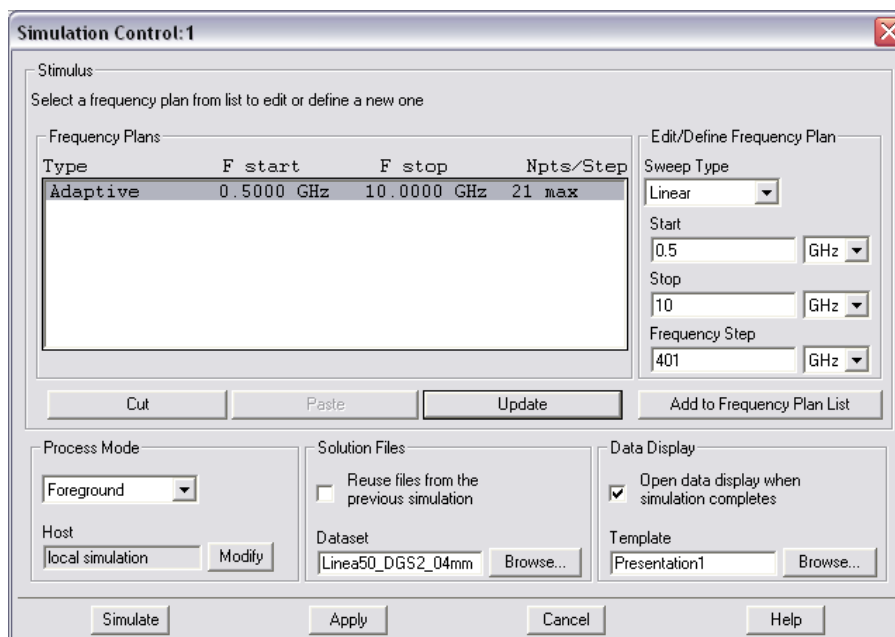


Figura A.8. Opciones del menú de simulación.

A.5 El Método de Momentos.

Antecedentes.

El primer esfuerzo para resolver problemas prácticos de ingeniería usando el Método de Momentos, fue hecho durante la segunda guerra mundial en el laboratorio de radiación del Massachusetts Institute of Technology (MIT) (Hernández-Rueda, 1998). Schwinger y otros aplicaron el método variacional a problemas de microondas. Rumzey formalizó algunos de los conceptos en una notación más compacta en su “concepto de reacción”.

A mediados de 1960, varios investigadores empezaron a resolver ecuaciones de campo electromagnético por métodos numéricos. La exactitud obtenida de esas soluciones numéricas fue excelente.

A partir de los estudios realizados por R.F. Harrington y de su enseñanza en el Centro de Desarrollo Aéreo Roma, aproximadamente en 1965, el método general de momentos ha llegado a ser ampliamente usado para problemas prácticos de ingeniería electromagnética.

La denominación del método de los momentos fue introducida a la comunidad electromagnética por Harrington en 1968, en un esfuerzo por unificar los métodos numéricos aún pobremente organizados y en rápido crecimiento. En ese tiempo, el método de momentos sólo representaba una aproximación básica para transformar una ecuación-operador en una ecuación matricial finita, la cual podía resolverse mediante métodos de soluciones matriciales.

El empleo del método de momentos reduce el problema físico, especificado por las ecuaciones de Maxwell y las condiciones de frontera en una ecuación integral, la cual tiene dominios finitos y pequeños.

En problemas de valor de la frontera, las variables están limitadas por su dimensiones físicas en una región finita, la cual puede ser directamente discretizada y almacenada en la memoria de una computadora.

El método de momentos se ha definido como una clase de técnicas de solución numérica en el cual un problema físico es formulado como una ecuación integral en un dominio finito y pequeño, y las variables desconocidas son discretizadas y resueltas en una computadora digital. En otras palabras, un problema electromagnético descrito por las ecuaciones de Maxwell y las condiciones de frontera se reduce a una ecuación integral, la cual es aproximada mediante métodos de discretización, y la “ecuación operador” lineal es resuelta numéricamente por un método directo; es decir, especificado por una matriz dada

La ecuación integral reduce el dominio de la ecuación-operador a uno finito y frecuentemente pequeño, con todas las condiciones de frontera implícitas. Se reemplazan todas las ecuaciones que gobiernan el problema por una sola ecuación integral. En vez de tener que satisfacer las ecuaciones de Maxwell en el espacio infinito entero fuera de la superficie S , dentro de S y en S , ahora sólo es necesario satisfacer la ecuación integral en la superficie S . las condiciones de frontera y las condiciones de radiación están implícitas dentro de esta ecuación integral.

El concepto general de solución de ecuaciones por proyección en subespacios tiene diferentes nombres, algunos de los más comunes son: método de momentos, método de residuos con peso, método de proyecciones y el método de Petrov-Galerkin.

Descripción general del Método de Momentos.

La mayoría de las ecuaciones funcionales pueden interpretarse en términos de proyecciones en subespacios o espacios funcionales; en otras palabras, pueden ser representadas en términos de sumas de funciones en ciertas regiones subdominio. Para trabajo teórico, las

series pueden ser de dimensión infinita, pero para cálculo, estos subespacios son necesariamente finitos.

Considérese la ecuación determinística:

$$F[g] = h \quad (A.1)$$

donde F es un operador lineal, h es una función de excitación conocida (rango de F) y g es la función desconocida a ser determinada o función respuesta. El objetivo aquí es determinar g , una vez que F y h han sido especificadas.

La linealidad del operador F hace que sea posible una solución numérica. Sea g representada en una suma de funciones $\{g_1, g_2, \dots, g_n\}$ en el dominio de F como una combinación lineal:

$$g(z') = C_1 G_1(z') + C_2 G_2(z') + \dots + C_N G_N(z') \quad (A.2)$$

abreviando:

$$g(z') = \sum_{n=1}^N C_n G_n(z') \quad (A.3)$$

donde C_n son constantes (escalares) a ser determinadas. Las $G_n(z')$ son funciones conocidas, llamadas funciones de expansión o funciones base. Para soluciones exactas, (A.3) es una suma infinita; para soluciones aproximadas, es usualmente una suma finita. Sustituyendo (A.2) en (A.1) y usando la linealidad de F , tenemos:

$$\sum_{n=1}^N C_n F[G_n] = h \quad (A.4)$$

donde la igualdad es aproximada. Las funciones base se eligen de tal forma que $F[G_n]$ en (A.4) se pueda evaluar en forma conveniente, preferiblemente de forma exacta o al menos numéricamente. La única tarea pendiente es encontrar las constantes desconocidas C_n .

El método de momentos es una técnica cuya solución satisface las condiciones de frontera electromagnéticas sólo en puntos discretos. En alguno de esos puntos, las condiciones de

frontera pueden no cumplirse. Físicamente, el uso de la operación producto es con el fin de forzar las condiciones de frontera en una forma promedio sobre la superficie entera.

Para llevar a cabo esto, definamos un juego de N funciones. Este juego de funciones puede escribirse en forma matricial como:

$$[Fmn][Cn] = [hm] \quad (A.5)$$

La matriz Cn puede encontrarse mediante la inversión matricial Fmn y se escribe como:

$$[Cn] = [Fmn]^{-1}[hm] \quad (A.6)$$

donde:

$$[Fmn] = \begin{bmatrix} \langle w1, F(G1) \rangle & \langle w1, F(G2) \rangle \\ \langle w2, F(G1) \rangle & \langle w2, F(G2) \rangle \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \end{bmatrix} \quad (A.7)$$

$$Cn = \begin{bmatrix} C1 \\ C2 \\ \dots \\ CN \end{bmatrix} \quad (A.8)$$

$$hm = \begin{bmatrix} \langle w1, h \rangle \\ \langle w2, h \rangle \\ \dots \\ \langle wN, h \rangle \end{bmatrix} \quad (A.9)$$

La elección de las funciones de peso $\{wn\}$ debe ser tal que éstas sean linealmente independientes, de modo que las N ecuaciones sean también linealmente independientes. Asimismo, es importante la simplicidad de las funciones peso para minimizar el trabajo computacional requerido.

Anexo B.

WIMAX

B.1 Introducción

Las frecuencias exentas de licencia de WIMAX 2.4 GHz y 5.8 GHz se utilizaron en el desarrollo de este trabajo de investigación. En el presente anexo se describirá el concepto de WIMAX.

WIMAX, acrónimo de *Worldwide Interoperability for Microwave Access* (Interoperabilidad Mundial para Acceso por Microondas), es una norma de transmisión por ondas de radio de última generación orientada a la última milla que permite la recepción de datos por microondas y retransmisión por ondas de radio (protocolo 802.16 MAN Metropolitan Area NetWork, Red de Área Metropolitana) proporcionando acceso concurrente con varios repetidores de señal superpuestos, ofreciendo total cobertura en áreas de hasta 48 km de radio y a velocidades de hasta 70 Mbps, utilizando tecnología que no requiere visión directa con las estaciones base. WIMAX es un concepto parecido a Wi-Fi (sistema de envío de datos sobre redes computacionales que utiliza ondas de radio en lugar de cables) pero con mayor cobertura y ancho de banda.

B.2 Características de WIMAX

- Una característica importante del estándar es que define una capa MAC (Medium Access Control, se encarga, en general, de gestionar y mantener las comunicaciones

entre estaciones 801.11, bien sean puntos de acceso a adaptadores de red) que soporta múltiples especificaciones físicas

- Mayor productividad a rangos más distantes (hasta 50 km)
 - Mejor tasa de bits/segundo/Hz en distancias largas.
- Sistema escalable
 - Fácil adición de canales: maximiza las capacidades de las células
 - Anchos de banda flexibles que permiten usar espectros licenciados y exentos de licencia
- Cobertura
 - Soporte de mallas basadas en estándares y antenas inteligentes.
 - Servicios de nivel diferenciados: E1/T1 (protocolo de capa física para transmisiones de líneas dedicadas) para negocios, mejor esfuerzo para uso doméstico
- Costo y riesgo de investigación
 - Los equipos WIMAX-Certified permiten a los operadores comprar dispositivos de más de un vendedor

B.3 Evolución de WIMAX

Estándar	Descripción
802.16	Utiliza espectro licenciado en el rango de 10 a 66GHz, necesita línea de visión directa, con una capacidad de hasta 134Mbps en celdas de 2 a 5 millas. Soporta calidad de servicio. Publicado en 2002.
802.16a	Ampliación del estándar 802.16 hacia bandas de 2 a 11GHz con sistemas NLOS y LOS. Publicado en abril del 2003.
802.16c	Ampliación del estándar 802.16 para definir características y

	especificaciones en la banda de 10 a 66GHz. Publicado en enero del 2003.
802.16d	Revisión del 802.16 y 802.16a para añadir los perfiles aprobado por el WIMAX Fórum. Aprobado como 802.16-2004.
802.16e	Extensión del 802.16 que incluye la conexión de banda ancha nomádica para elementos portables del estilo <i>notebooks</i> . Publicado en diciembre de 2005.

B.4 Redes WIMAX

Una red combinada de Wi-Fi e implementación WIMAX, ofrece una solución más eficiente en base a costos que una implementación exclusiva de antena direccional de Wi-Fi o una malla de Wi-Fi que se conecta con *backhaul* (Conexión de baja, media o alta velocidad que conecta a computadoras u otros equipos de telecomunicaciones encargados de hacer circular la información) protegido con cable para abonados que quieren extender la red de área local o cubrir hasta la última milla.

Las redes Wi-Fi conducen la demanda para WIMAX aumentando la proliferación de acceso inalámbrico, aumentando la necesidad para soluciones del *backhaul* eficiente con base a costos y más rápida en la última milla. WIMAX puede estar acostumbrado a agregar redes de Wi-Fi (como malla se conectan topologías y *hotspots*) y usuarios de Wi-Fi para el *backend*, mientras WIMAX le ofrece un *backhaul* de gran distancia y solución de última milla.

La mejor solución es una combinación de los dos

La red ofrece un amplio rango de opciones de implementación para cubrir áreas extendidas y de última milla. Lo mejor es que la solución varía de acuerdo a los modelos de uso, el tiempo de implementación, la posición geográfica y la aplicación de red (tanto en datos,

VoIP y vídeo). Cada implementación puede estar hecha a la medida que mejor se adapte a las necesidades de la red de usuarios. Los Wi-Fi WLANs coexistirán con WIMAX. Las recomendaciones para las implementaciones:

- 802.16-2004 la aplicación se adapta en las áreas rurales.
- El intercambio de redes autorizadas de Wi-Fi trae consigo la posibilidad de un servicio inalámbrico barato para las áreas urbanas y suburbanas.
- WIMAX (802.16-2004) provee conectividad inalámbrica de banda ancha a las áreas más allá del alcance de la banda ancha tradicional (xDSL y T1) y permite el crecimiento de topología de Wi-Fi de la red de malla. Con la atención enfocada en WIMAX, es fácil olvidarse de que el Wi-Fi también evoluciona rápidamente. Los radios de Wi-Fi aparecen no sólo en computadoras portátiles y asistentes digitales personales (PDAs), sino también en equipos tan diversos como teléfonos móviles, cámaras y videoconsolas.

El estándar IEEE 802.16 con revisiones específicas se ocupa de dos modelos de uso:

- Fijo (802.16-2004)
- Móvil (802.16e)

B.4.1 Fijo

El estándar del 802.16-2004 del IEEE (el cuál revisa y reemplaza versiones del IEEE del 802.16a y 802.16d) es diseñado para el acceso fijo que el uso modela. Este estándar puede ser al que se refirió como "fijo inalámbrico" porque usa una antena que se coloca en el lugar estratégico del suscriptor. La antena se ubica generalmente en el techo de una habitación o en un mástil, parecida a una antena de televisión vía satélite. 802.16-2004 del IEEE también se ocupa de instalaciones interiores, en cuyo caso no necesita ser tan robusto como al aire libre.

El estándar 802.16-2004 es una solución inalámbrica para acceso a Internet de banda ancha que provee una solución de clase interoperable de transportador para la última milla.

WIMAX acceso fijo funciona desde 2.4-2.5GHz, 3.5GHz y 5.8GHz exento de licencia. Esta tecnología provee una alternativa inalámbrica al módem cable y las líneas digitales de suscriptor de cualquier tipo (xDSL).

B.4.2 Móvil

El estándar del 802.16e del IEEE es una revisión para la especificación base 802.16-2004 que apunta al mercado móvil añadiendo portabilidad y capacidad para clientes móviles con IEEE.

Los adaptadores del 802.16e para conectarse directamente al WIMAX enlazan en red del estándar. Se espera que el estándar 802.16e haya sido consolidado en 2005.

El estándar del 802.16e usa Acceso Múltiple por División Ortogonal de Frecuencia (OFDMA), lo cual es similar a OFDM en que divide en las subportadoras múltiples. OFDMA, sin embargo, va un paso más allá agrupando subportadoras múltiples en subcanales. Una sola estación cliente del suscriptor podría usar todos los subcanales dentro del periodo de la transmisión, o los múltiples clientes podrían transmitir simultáneamente usando cada uno una porción del número total de subcanales.

El estándar 802.16-2004 del IEEE mejora la entrega de última milla en varios aspectos cruciales:

- La interferencia del multicamino
- El retraso difundido
- La robustez

La interferencia del multicamino y retraso mejora la actuación en situaciones donde no hay una línea de vista directa entre la estación base y la estación del suscriptor.

El Control de Acceso a Medios emergente del 802.16-2004 es optimizado para enlaces de gran distancia porque es diseñado para tolerar retrasos más largos y variaciones de retraso.

La especificación 802.16 acomoda mensajes de la gerencia de Control de Acceso a Medios que permiten a la estación base interrogar a los suscriptores, pero introduciendo un cierto retraso temporal.

Un equipo WIMAX que opere en bandas de frecuencia exentas de licencia usará duplicación por división de tiempo (TDD).

Un equipo funcionando dentro de bandas de frecuencia autorizadas usará ya sea TDD o duplicación por división de frecuencia (FDD).

El estándar del 802.16-2004 del IEEE usa OFDM para la optimización de servicios inalámbricos de datos. Los sistemas basados en los estándares emergentes del 802.16-2004 del IEEE son el OFDM base sólo estandarizado, el área metropolitana inalámbrico enlaza en red (WMAN) plataformas. En caso de 802.16-2004, la señal OFDM está dividida en 256 transportadores en lugar de 64 al igual que con el estándar 802.11. Como previamente se ha indicado, un mayor número de subportadoras en la misma banda da como resultado subportadoras más estrechas.

Anexo C.

Calibración ARV y Calibración TL/LL

C.1 Introducción

La calibración de un sistema de medición consiste en evaluar, con la mayor exactitud posible, las variables en el instrumento de medición de tal manera que se tomen en cuenta los efectos de elementos parásitos no deseados en la caracterización de un sistema o un dispositivo. Así pues, será necesario estimar los errores que se presentan durante las mediciones del dispositivo bajo prueba (DBP), de esta manera el efecto de dichos errores no alteraran las características del DBP, para nuestros fines una estructura DGS.

Las mediciones necesarias para la caracterización de la estructura DGS requieren del uso del Analizador de Redes vectorial (ARV). Este tipo de equipos sirven para medir los parámetros de dispersión (parámetros S) que consisten en relaciones de potencias de ondas incidentes y reflejadas en los puertos del DBP.

Los errores que se presentan en el ARV, se pueden clasificar en dos tipos: errores sistemáticos y errores aleatorios. Los errores sistemáticos son repetitivos y no varían con el tiempo por lo que es factible su estimación. Estos errores se deben a la no linealidad de los elementos con que es constituido un ARV, por lo tanto, se tienen errores en la directividad, en el acoplamiento de fuente y de carga así como en el aislamiento entre otros. Los errores aleatorios no pueden estimarse con la calibración debido a que no son predecibles. Estos errores tienen su origen en repetidas conexiones y desconexiones, ruido y efectos de señales espurias.

C.2 Calibración ARV y Calibración TL/LL

Para lograr una medida precisa no sólo es indispensable tener un analizador de redes, sino que la técnica de calibración que elimine los errores sistemáticos debido a la propia arquitectura interna, deberá ser la óptima para el dispositivo que se desea medir. Mediante una corrección de errores vectorial, donde se miden diferentes estándares eléctricos conocidos.

Los estándares eléctricos pueden ser mecánicos o electrónicos. Normalmente para medios coaxiales los estándares mecánicos son líneas de transmisión acabadas en circuito abierto, corto circuito, carga adaptada y transmisión entre puerto de entrada y salida; mientras que los estándares electrónicos son impedancias arbitrarias complejas. Esta clase de corrección de errores vectorial se conoce como SOLT (Short-Open-Load-Thru) y tiene un modelo de ecuaciones de error que constan de 12 términos.

Para realizar la calibración y medición de una línea de microcinta con una estructura DGS primero se calibró el Analizador de Redes Vectorial con la técnica de calibración SOLT en dos puertos con una frecuencia inicial de 0.045 GHz y una frecuencia final de 10 GHz y número de puntos de 401.

Para la corrección de errores producidos por las transiciones coaxial-microcinta que fueron agregadas al dispositivo bajo prueba se utilizó un proceso para establecer el plano de medición en el plano de referencia de las estructuras DGS construidas, se utilizó la técnica de calibración TL/LL.

La técnica de calibración TL/LL determina los parámetros S del dispositivo bajo prueba insertado en bases de pruebas simétricas. Esta técnica de calibración utiliza dos líneas de transmisión de impedancia desconocida pero igual y asume que las transiciones en donde la línea es embebida son idénticas, simétricas y recíprocas, el desarrollo teórico se describe en (Zúñiga-Juárez, 2008).