



INSTITUTO POLITECNICO NACIONAL

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERIA MECANICA
Y ELECTRICA, UNIDAD ZACATENCO**



**Sección De Estudios de Posgrado e Investigación
Maestría En Instrumentación Electrónica**

**“ESTUDIO DE UN FILTRO PASA-BAJAS QUE UTILIZA DEFECTOS
EN EL PLANO DE TIERRA”**

TESIS:

**PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN CIENCIAS**

PRESENTA:

Ing. Evelin Zoe Arroyo Melgarejo

ASESOR:

Dr. Raúl Peña Rivero

DICIEMBRE 2009

AGRADECIMIENTOS.

A mis Padres:

Por todo el apoyo, paciencia y motivación que me han brindado y que ha permitido desarrollarme tanto personal como profesionalmente, que contribuye a la herencia más valiosa que pude haber obtenido.

A mi hermana Monse:

Por apoyarme siempre en todo momento y por todo su cariño.

A Cesar Martínez Pérez:

Por estar conmigo en esta faceta de mi vida, por contar con su gran apoyo que se ha sido muy importante para mí y por todo su cariño.

A Raúl Peña Rivero:

Por ser mi asesor, por apoyarme y por confiar en mí en todo momento para la realización de este trabajo, pero sobre todo por la amistad brindada.

A Roberto Linares y Miranda:

Por todo su apoyo, interés y disposición para que este trabajo saliera adelante y sobre todo por la confianza para considerarme en diversos proyectos que me han enriquecido ampliamente.

A José Héctor Gonzales Franca:

Por su amistad, por la confianza y la disposición de ayudarme siempre para lo que necesitara.

A Myriam Barrera y Alfredo Ramos:

Por ser como mis hermanos, y porque su apoyo a sido de los más importantes para que yo llegue donde estoy.

A Antonio Gonzales Mijangos:

Por su apoyo incondicional, por su valiosa amistad y sobre todo por cuidarme siempre.

A Marlene Carrillo y Elda Gonzales:

Por su grata compañía siempre que estuvimos juntas, por su apoyo y sobre todo por su amistad.

A toda mi familia por animarme siempre y por brindarme todo su cariño y apoyo, a todos mis compañeros de SEPI-Electrónica: Roberto, David, Juan, Ángel, Cesar, Andrés y todos los que faltan por nombrar, gracias por su compañerismo.

Finalmente quiero dar un agradecimiento especial a los programas de CONACYT y PIFI por los apoyos durante todo el estudio de la maestría y que hicieron posibles el cumplimiento de esta meta.



INSTITUTO POLITECNICO NACIONAL SECRETARIA DE INVESTIGACION Y POSGRADO

ACTA DE REVISION DE TESIS

En la Ciudad de México, D.F. siendo las 17:00 horas del día 10 del mes de Diciembre del 2009 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de Tesis designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de E.S.I.M.E. para examinar la tesis de grado titulada:

"ESTUDIO DE UN FILTRO PASA-BAJAS QUE UTILIZA DEFECTOS EN EL PLANO DE TIERRA"

Presentada por el alumno:

ARROYO	MELGAREJO	EVELIN ZOE
Apellido paterno	Apellido materno	Nombre(s)
Con registro:		
A	0	8
0	2	3
9		

aspirante de:

MAESTRÍA EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA

Después de intercambiar opiniones los miembros de la Comisión manifestaron **SU APROBACION DE LA TESIS**, en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias vigentes.

LA COMISION REVISORA

Director de tesis

Presidente

DR. RAÚL PEÑA RIVERO
Segundo Vocal

DR. ALEXANDRE MICHTCHENKO
Tercer Vocal

DR. HILDEBERTO JARDÓN AGUILAR
Secretario

M. EN C. RODRIGO JIMÉNEZ LÓPEZ
Suplente

DR. ROBERTO LINARES Y MIRANDA

M. EN C. JOSÉ HÉCTOR CALTENCO FRANCA

EL PRESIDENTE DEL COLEGIO

DR. JAIME ROBLES GARCIA





INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

CARTA CESION DE DERECHOS

En la Ciudad de México D.F. el día 14 del mes Diciembre del año 2009, el (la) que suscribe Evelin Zoe Arroyo Melgarejo alumno (a) del Programa de Maestría de Instrumentación y Electrónica con número de registro A080239, adscrito a La Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la E.S.I.M.E., Unidad Zacatenco, manifiesta que es autor (a) intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección del Dr. Raúl Peña Rivero y cede los derechos del trabajo intitulado: Estudio de un Filtro Pasa-Bajas que utiliza Defectos en el Plano de Tierra, al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, gráficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del autor y/o director del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a la siguiente dirección: evzo302@yahoo.com.mx. Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

. Evelin Zoe Arroyo Melgarejo

ÍNDICE DEL CONTENIDO.

Índice de Figuras.	IV
Índice de Tablas.	IX
Resumen.	1
Abstract.	2
Objetivo.	3
Justificación.	3
Organización del Trabajo de Tesis.	4
Glosario.	5
Abreviaturas.	5
Introducción.	7
CAPITULO 1. Filtros DGS en tecnología de Microcintas .	11
1.1. Estructuras de Microcintas.	11
1.1.1. Efectos parásitos inherentes de una línea de transmisión.	14
1.2. Retornos en las líneas de transmisión tipo Microcinta.	16
1.2.1. Retornos no Ideales.	17
1.3. Filtros con defectos en el plano de retorno de señal (DGS).	18
1.3.1. Generalidades.	11
1.3.2 Circuito Eléctrico básico de un DGS.	21
1.3.2 Elaboración y Medición del filtro.	23
CAPITULO 2. Simulaciones Electromagnéticas de un filtro DGS.	26
2.1 Simulación de los parámetros de dispersión usando el Microwave Studio CST.	26
2.2 Distribución de las corrientes en altas frecuencias en el filtro DGS.	29
2.2.1. Distribución de la corriente en el filtro.	29
2.2.2 Distribución del campo eléctrico y magnético del filtro	30
2.3 Comportamiento del filtro DGS ante variaciones en su geometría.	35
2.3.1 Variaciones en las dimensiones de la geometría del filtro.	35
2.3.2. Variaciones en A.	36
2.3.3. Variaciones en B.	37
2.3.4. Variaciones en C.	38

2.3.5. Variaciones en D.	39
2.3.6 Variaciones en E.	40
2.3.7 Variaciones en F.	41
2.4 Acoplamiento producido por la estructura DGS en las tablillas microcinta.	42
CAPITULO 3. Propuesta de un Circuito Eléctrico Equivalente para una estructura DGS.	40
3.1 Respuesta del circuito eléctrico tanque para una estructura DGS.	46
3.2 Método de extracción por medio de los parámetros de dispersión y transmisión.	46
3.3 Circuito Eléctrico Propuesto para una estructura DGS.	49
3.4 Solución matemática de la función de transferencia.	52
CAPITULO 4. Optimización de los valores del circuito eléctrico equivalente.	51
4.1 Selección de valores óptimos.	57
4.2.1 Inductancia de la pista superior L_c .	58
4.2.2 Capacitancia entre las placas paralelas C_p .	65
4.2.3 Inductancia debida a los DGS.	67
4.2.4 Capacitancia en el gap C_g .	68
4.2.5 Resistencia del el defecto (R).	70
4.2.6 Acoplamiento k .	71
CAPITULO 5. Conclusiones y Trabajo a Futuro.	72
5.1 Conclusiones.	72
5.2 Trabajo a futuro.	75
Referencias.	66
APENDICE A. Procedimiento de calibración del Analizador de Redes HP8510.	78
APENDICE B. Construcción del filtro en la tablilla de circuito impreso.	81

APENDICE C. Simulación en el CST de un filtro DGS.	83
C.1 Ayuda de Quick Start Guide.	84
C.2 Definición de unidades.	85
C.3 Definición para material de fondo.	85
C.4 Modelo de la estructura.	85
C.5 Definición de los intervalos de frecuencia.	87
C.5.1 Definición de los puertos.	87
C.6 Definición de las condiciones de frontera.	88
C.7 Solución en el dominio del Tiempo.	88
C.8 Respuesta de la impedancia.	88
APENDICE D. Obtención de los valores de los elementos de un circuito eléctrico para una estructura DGS.	90
APENDICE E. Programa de Optimización.	99

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1. Evolución conceptual de una microcinta a partir de una línea de dos cables.	12
Figura 1.2 Geometría de una línea de transmisión tipo microcinta.	12
Figura 1.3 Circuito eléctrico equivalente de una línea de transmisión tipo microcinta.	15
Figura 1.4 a) microcinta de señal, b) retorno de baja frecuencia por el camino de menor resistencia y c) retorno de alta frecuencia por el camino de menor inductancia.	16
Figura 1.5. Retornos con geometrías constantes.	17
Figura 1.6. Retorno a través de un corte en el plano de retorno.	18
Figura 1.7. Geometrías para una estructura DGS.	19
Figura 1.8. Composición de un defecto en una estructura microcinta.	20
Figura 1.9 a) Representación geométrica de un gap, b) Representación eléctrica equivalente del gap.	20
Figura 1.10. a) Circuito eléctrico equivalente de una filtro DGS, b) Filtro Butterworth pasa-bajas de un polo.	21
Figura 1.11. Filtro DGS construido en la figura de la izquierda muestra una vista superior donde se encuentra la pista, en la figura de la derecha se muestra el plano de tierra con el DGS.	24
Figura 1.12. Sistema de medición empleado para obtener la grafica de pérdidas por inserción del filtro construido.	25
Figura 1.13. Respuesta de la medición de los parámetros S21 y S11 del filtro construido.	25

Figura 2.1. Estructura del filtro DGS en el Microwave Studio CST.	27
Figura 2.2 Comparación de los parámetros S21 y S11 medidos y simulados en el CST.	28
Figura 2.3 Vista superior de la distribución de corriente en el filtro DGS desde 50MHz a 12GHz simulado en <i>Sonnet</i> .	29
Figura 2.4 Vista en el plano de tierra de la distribución de corriente en el filtro DGS desde 50MHz a 12GHz simulado en <i>Sonnet</i> .	30
Figura 2.5 Distribución de campo eléctrico en el plano de tierra de un filtro DGS.	31
Figura 2.6. Efecto capacitivo en la separación debido al campo eléctrico que se produce: a) en el gap y b) entre las placas de la microcinta (Vista transversal del filtro).	31
Figura 2.7 Distribución de campo magnético en el plano de tierra de un filtro DGS.	32
Figura 2.8. Efectos inductivos en la estructura microcinta con el defecto en el plano de tierra.	32
Figura 2.9. Circuito eléctrico equivalente obtenido del análisis con simuladores electromagnéticos.	33
Figura 2.10. Comportamiento del campo eléctrico por regiones del un filtro DGS.	33
Figura 2.11. Dimensiones variables del filtro DGS en el simulador CST.	35
Figura 2.12. Líneas de impedancia de capacitores e inductores.	36
Figura 2.13. Respuesta del parámetro S21, de las variaciones en A.	36
Figura 2.14. Respuesta del parámetro S21, de las variaciones en B.	37

Figura 2.15. Respuesta del parámetro S21, de las variaciones en C.	39
Figura 2.16. Respuesta del parámetro S21, de las variaciones en D.	40
Figura 2.17. Respuesta del parámetro S21, de las variaciones en E.	41
Figura 2.18. Respuesta del parámetro S21, de las variaciones en F.	42
Figura 2.19. Líneas de campo magnético a) para una microcinta con el plano continuo y b) para una microcinta con un DGS en la tierra.	43
Figura 2.20. Efecto sobre las pérdidas por inserción de una ranura en el plano de tierra en una microcinta con y sin defectos.	44
Figura 2.21. Desplazamiento del defecto 4mm y 8mm a un costado, de la parte central	44
Figura 2.22. Respuesta del parámetro S21, al alejar el DGS de la sección central.	45
Figura 2.23 Vista transversal del comportamiento de las líneas de campo magnético: a) DGS- Sección central, b)DGS – con corrimiento de 4mm, c) DGS – con corrimiento de 8mm.	46
Figura 2.24. Circuito Eléctrico propuesto para un filtro que utiliza defectos en el plano de tierra.	46
Figura 3.1. Circuito eléctrico tanque de una estructura microcinta con defectos en el plano de tierra.	48
Figura 3.2. Comparación del parámetro S21, de la respuesta del circuito tanque y la respuesta medida.	48
Figura 3.3 a) Arreglo tipo π , b) Representación de las admitancias en los elementos parásitos que componen el circuito eléctrico que representa el comportamiento de un DGS	49

Figura 3.4 Arreglo tipo π con los valores obtenidos en la tabla 3.1, utilizando los parámetros ABCD.	52
Figura 3.5 Comparación entre los valores del parámetro s_{21} tanto medida como simulada en el AWR del arreglo π .	52
Figura 3.6 Comparación entre los valores del parámetro s_{21} tanto medida como simulada en el AWR del circuito eléctrico propuesto por defectos.	54
Figura 3.7. Comparación de la respuesta medida y las simuladas en el AWR de los 3 circuitos eléctricos que corresponden a una estructura DGS.	54
Figura 3.8 Circuito eléctrico propuesto de un filtro con defecto en el plano de tierra.	55
Figura 4.1 Distribución normal para la frecuencia de corte y la frecuencia de resonancia real, con un 99% de tolerancia.	59
Figura 4.2. Diagrama de selección de los valores.	60
Figura 4.3. Diagrama de procedimiento de variación y selección de los valores óptimos.	61
Figura 4.4. Representación de los elementos del circuito eléctrico equivalente.	62
Figura 4.5. Ventana del programa para la variación de los elementos del circuito.	63
Figura 4.6 Variaciones del elemento L_c .	65
Figura 4.7 Variaciones del elemento C_p .	67
Figura 4.8 Variaciones del elemento L_d .	68
Figura 4.9 Variaciones del elemento C_g .	70
Figura 4.10 Variaciones del elemento R .	71

Figura 4.11 Variaciones del elemento K.	72
Figura A1. Analizador de Redes HP8510a.	80
Figura B.1. Diseños realizados en Protel: a) la microcinta que se encuentra en la parte superior de la tablilla y el b) el diseño del DGS que se encuentra en el plano de retorno de señal.	82
Figura C.1. a) Ventana de dialogo para selección de la técnica de solución, b) Pasos que brinda la ayuda para una simulación completa.	84
Figura C.2. Capa numero 1, dibujada en el CST compuesta por un material de cobre en la cual se encuentra el área de defecto	86
Figura C.3. Dibujo de ambas capas utilizando el simulador CST, donde la capa azul corresponde al material dieléctrico y el gris al plano de retorno de señal.	86
Figura C.4. Estructura con un DGS en el plano de retorno de señal diseñada en el CST.	87
Figura C.5 Estructura con un DGS con los puertos en los extremos de color rojo	88
Figura C6. Representación de la impedancia del filtro en la carta de Smith.	89
Figura D1. Diagrama del proceso que realiza el programa para encontrar los valores para R y K.	90
Figura D.1. Valores que despliega el programa realizado en MATLAB para un filtro DGS de 10x12mm.	92
Figura E.1. Respuesta de las variaciones con respecto a la frecuencia y a las atenuaciones del elemento seleccionado.	107
Figura E.2. Respuesta de las variaciones con respecto a la frecuencia del elemento seleccionado.	108

Figura E.3. Respuesta de las variaciones con respecto las variaciones en la frecuencia de corte del elemento seleccionado. 108

Figura E.4. Respuesta de las variaciones con respecto las variaciones en la frecuencia de resonancia del elemento seleccionado. 109

Figura E.5. Respuesta de las variaciones con respecto a las atenuaciones del elemento seleccionado y del lado derecho se muestra los valores más óptimos para este elemento según los resultados de las variaciones. 109

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1. Tabla de valores de la respuesta simulada y la medida del parámetro S21.	28
Tabla 2.2. Resultados del parámetro S21 con variaciones en A.	37
Tabla 2.3. Respuestas de frecuencias de las variaciones en B.	38
Tabla 2.4. Respuestas de frecuencias de las variaciones en C.	39
Tabla 2.5. Respuestas de frecuencias de las variaciones en D.	40
Tabla 2.6. Respuestas de frecuencias de las variaciones en E.	41
Tabla 2.7. Respuestas de frecuencias de las variaciones en E.	42
Tabla 3.1. Valores obtenidos para los elementos que componen el circuito eléctrico tipo π , utilizando las transformaciones de los parámetros de dispersión a transmisión.	51
Tabla 3.2. Tabla de valores de los elementos para un circuito eléctrico propuesto para una estructura DGS.	53
Tabla 4.1. Valores de los elementos Lc, seleccionados por el programa.	64
Tabla 4.2. Valores para el elemento Cp, seleccionados por el programa.	66
Tabla 4.3. Valores para el elemento Ld, seleccionados por el programa.	68
Tabla 4.4. Valores para el elemento Cg, seleccionados por el programa.	69
Tabla 4.5. Valores para el elemento R, seleccionados por el programa.	71
Tabla 4.6. Valores para el elemento K, seleccionados por el programa.	72
Tabla 5.1. Tabla de resultados de las variaciones de en un filtro DGS con respecto a un circuito equivalente propuesto.	74

RESUMEN.

En esta tesis se presenta el estudio de un filtro pasa-bajas con defectos en el plano de tierra (*DGS por sus siglas en inglés*), el cual corta a una frecuencia de 3.4GHz y presenta una resonancia a 6.8GHz. El filtro utilizado se construyó en una tablilla de circuito impreso comercial de 10mmx12mm., donde los efectos filtrantes se obtuvieron haciendo dos defectos rectangulares, unidos por una ranura, en el plano de tierra, los cuales aumentan las características de inductancia y capacitancia en la línea de transmisión. El estudio de estas estructuras ha ayudado a reducir el tamaño de los filtros utilizados en microondas ya conocidos, brindando mejores rendimientos sobre todo en el rechazo de armónicos, obteniendo mínimas pérdidas en las bandas de paso. Para representar la naturaleza de su funcionamiento, se presenta un circuito eléctrico equivalente, el cual se obtuvo en base a las respuestas de simulaciones electromagnéticas de este tipo de estructuras, utilizando programas comerciales, el cual representa mejor el comportamiento del filtro pasa-bajas estudiado, comparado con los que ya ha sido reportados en diferentes artículos.

ABSTRACT.

This thesis presents the study of a low-pass filter with defected ground structures (DGS), which has a cutoff frequency in 3.4GHz and a resonance in 6.8GHz. The filter was made on a commercial printed circuit board (PCB) in an area of 10mmx12mm, where the filtering effects were obtained by two rectangular defects, connected by a slot, in the ground plane, which increases the inductance and capacitive characteristics in the transmission line. The study of these structures helps to reduce the common microwave circuit size for filters already known, and offering a best performance about the harmonics reject and the less loss in the band-pass section. For understand the behavior of this structure, an equivalent circuit is proposed with the help of electromagnetic simulations using commercial programs where the circuit's response as a low-pass filter is better than the other circuits that had been reported in different papers.

OBJETIVO.

Estudiar el comportamiento de los defectos rectangulares que se presentan en el plano de retorno de señal en un filtro pasa bajas y proponer un circuito eléctrico equivalente que represente el comportamiento del mismo.

JUSTIFICACIÓN.

En los últimos años ha habido un gran interés en el desarrollo de filtros pasa bajas, hechos con defectos en el plano de retorno de tierra (*Defected Ground Structure, en inglés*) para aplicaciones en sistemas de microondas, debido a la facilidad con que se pueden construir y a que en la respuesta que presentan no existen frecuencias espurias. Sin embargo, a pesar de que se han publicado muchas propuestas con diversas geometrías, el circuito eléctrico equivalente que representa la celda básica del DGS está constituido por un arreglo paralelo LC, el cual da una respuesta idealizada del comportamiento del mismo. En diversos artículos se encuentran publicados circuitos eléctricos equivalentes, correspondientes a diferentes estructuras DGS, los cuales se obtuvieron mediante el empleo de la respuesta que se obtuvo en la medición de los parámetros de reflexión y transmisión, donde los efectos parásitos medidos se representan mediante arreglos LC, en configuración tipo π en paralelo, que idealizan el comportamiento del mismo. Debido a que la representación eléctrica de éste tipo de filtros aún dista de su comportamiento real, es necesario que se trabaje en el desarrollo de nuevos circuitos eléctricos equivalentes que representen mejor el comportamiento de los mismos, es por ello que en este trabajo de tesis se presenta el estudio de un filtro pasa-bajas con defectos rectangulares en forma de H, así como un circuito eléctrico equivalente, que presenta una respuesta en frecuencia más cercana a la obtenida en forma experimental, el cual se obtuvo a partir del estudio de las geometrías y las distribuciones de campos eléctricos y magnéticos presentes en la estructura.

ORGANIZACIÓN DEL TRABAJO SE TESIS.

Este trabajo de tesis se encuentra organizado de la siguiente manera: En el capítulo 1, se hace una breve descripción de la tecnología de microcintas y los efectos de la corriente sobre el plano de tierra cuando éste permanece continuo y cuando presenta ranuras. También se describen las características generales del filtro DGS y finalmente se muestra el filtro construido así como su respuesta en frecuencia representada a través del parámetro S_{21} , obtenido por medición.

En capítulo 2 se enfoca en la caracterización del filtro y se da una breve descripción de las características que deben presentar los programas de simulación utilizados para lograr una respuesta más próxima a la obtenida experimentalmente. Posteriormente se presentan resultados obtenidos al variar las dimensiones físicas del filtro.

En el capítulo 3 se da una descripción sobre tres técnicas de extracción de los circuitos eléctricos equivalentes de la estructura previamente publicadas, de las cuales se muestra uno de los circuitos más óptimos y se obtiene su función de transferencia correspondiente, la cual fue graficada con la ayuda del programa MATLAB y comparada con las mediciones.

Basándose en la función de transferencia obtenida, y con la ayuda de un programa desarrollado en MATLAB en el capítulo 4, se realizan las variaciones de cada uno de los elementos que conforman el circuito eléctrico equivalente y se desarrolla una descripción del método utilizado para la obtención de los valores óptimos del circuito de acuerdo a la respuesta del filtro. Se presenta una discusión sobre los resultados obtenidos, al variar la magnitud de cada uno de los elementos del circuito, su respuesta, y los valores más óptimos obtenidos. Finalmente en el capítulo 5 se presentan las conclusiones del trabajo y el trabajo a futuro que se puede desarrollar a partir del mismo.

GLOSARIO.

Microcinta. Una microcinta es una línea de transmisión que es considerada como una evolución conceptual de una línea de dos cables, está compuesta por una cinta conductora que lleva la señal y un plano de tierra, así como de material dieléctrico entre ambos con una permitividad relativa.

Slot. Es una sección de cobre que se extrae del plano de tierra de una microcinta y la cual produce efectos resonantes sobre la respuesta de la línea de transmisión.

EBG, PBG. Filtros rechaza-banda producidos a través de efectos resonantes que presentan estructuras periódicas sobre líneas de transmisión.

ABREVIATURAS.

T.C.I.	Tablillas de Circuito Impreso.
E.B.G.	Banda Electromagnética Prohibida (<i>Electromagnetic Band Gap</i>).
P.B.G.	Banda Fotónica Prohibida (<i>Photonic Band Gap</i>)
FR4.	Dieléctrico utilizado en tarjeta de circuito impreso con nivel de flamabilidad 4.
D.G.S.	Defecto en el plano de retorno de tierra (<i>Defected Ground Structure</i>).
G.P.A.	Aberturas en el plano de tierra (<i>Ground Plane Aperture</i>)
ϵ_r	Permitividad relativa.
l	Longitud de una microcinta en metros.
w	Ancho de una microcinta en metros.
d	Altura del dieléctrico de una microcinta en metros.
S	Separación del gap.
Gap	Separación entre pistas.
H(s)	Función de transferencia.

pF	Picofarads.
fF	Femtofarads.
nH	Nanohenrys.
Ω	Ohms.
Z_o	Impedancia Característica.
MHz	Megahertz.
GHz	Gigahertz.
F_c	Frecuencia de corte.
F_r	Frecuencia de Resonancia.
dB	Decibeles.
S₁₁	Parámetro de reflexión (<i>Scattering parameter s11</i>).
S₂₁	Parámetro de transmisión (<i>Scattering parameter s21</i>).
L_c	Inductancia de la cinta conductora de la microcinta.
L_d	Inductancia de defecto en el plano de tierra.
C_p	Capacitancia entre placas paralelas (cinta y plano de tierra de la microcinta).
C_g	Capacitancia en el gap.
K	Factor de acoplamiento.

INTRODUCCIÓN.

El estudio y aplicación de señales eléctricas en alta frecuencia comenzó a desarrollarse a partir de la formulación de la teoría electromagnética por Clerk Maxwell, la cual presentó mayor interés después que la parte baja del espectro electromagnético comenzara a saturarse, fue entonces cuando el desarrollo de la comunicación móvil, la tendencia de compactibilidad en dispositivos electrónicos y la necesidad de procesos de diseño rápidos y eficientes, auxiliados por computadoras, produjeron un aumento en su demanda y un crecimiento en el desarrollo de la tecnología derivando diversos campos de investigación debido a los fenómenos que se producen al trabajar en altas frecuencias. Esto dio lugar al estudio de las microcintas, las cuales resultan de la evolución conceptual de una línea de dos cables, y son consideradas como líneas de transmisión, descritas por cuatro parámetros distribuidos: resistencia, inductancia, capacitancia y conductancia [1]. Debido a sus características ha sido útil el uso de ésta tecnología en altas frecuencias para el manejo de los efectos parásitos, ya que muchas veces éstos producen efectos adversos sobre circuitos electrónicos, así como radiación y captación electromagnética. El beneficio de esto consiste en aprovechar estos efectos, adaptando el diseño de las pistas de cobre de las placas de circuito impreso para construir acopladores, divisores y en este caso filtros.

Los filtros para microondas se consideran como circuitos con un puerto de entrada y otro de salida, que por medio de resonadores, consiguen atenuar determinadas frecuencias de la señal de entrada de un sistema de microondas. Las respuestas típicas incluyen características de filtros pasa-banda, filtros pasa-altas, pasa-bajas y rechaza-banda.

Este extensivo estudio sobre los acoplamientos en microcintas para la construcción de filtros, ha originado gran interés debido a su gran adaptabilidad a sistemas de onda milimétrica, al logro de un alto desempeño utilizando estructuras de tamaños reducidos y sobre por los bajos costos. Los antecedentes se remontan desde el comienzos de los estudios de la tecnología de microondas a partir de la segunda guerra mundial, donde en la década de 1930 ya existían prototipos para algunos filtros que trabajaban en el intervalo de las microondas utilizando un método denominado *de parámetros de imagen*, el cual

fue usado para diseñar filtros cuyas aplicaciones estaban dadas en las frecuencias de radio y telefonía [2]. Posteriormente se desarrolló el *método de pérdidas por inserción*, el cual se enfocaba en el uso de técnicas de síntesis de redes, normalizado en términos de impedancia y frecuencia, con ayuda de las transformaciones de Kuroda y Richards, donde finalmente los filtros quedan en términos de ciertas áreas de cobre unidas, las cuales permiten que los efectos parásitos producidos brinden una respuesta filtrante.

Las mejores respuestas filtrantes pasa-banda y rechaza-banda, se obtuvieron a partir de la distribución de elementos reactivos en líneas de transmisión microcinta demasiado largas, utilizando resonadores periódicos. Este tipo de filtros fueron denominados *EBG's (Electromagnetic BandGap, por sus siglas en inglés)*, donde las resonancias se producían al incorporar determinadas áreas de cobre periódicamente a los costados de la pista superior, abarcando la longitud de la misma [3]. El problema que se encontró en este tipo de estructuras fue la dificultad en la caracterización y diseño del filtro, debido a que resulta demasiado complicado por lo extenso que es el circuito eléctrico que representa su comportamiento. Tomando esto como referencia surgieron los filtros *DGS's (Defected Ground Structures, por sus siglas en inglés)*, los cuales están basados en la tecnología de EBG's, la diferencia radica en que una sola estructura (ranura en el plano de tierra) tiene propiedades resonantes. El efecto que produce esta ranura es un disturbio en la distribución de corriente en el plano de tierra en una microcinta, lo cual provoca cambios en las características de la línea de transmisión, incrementando la efectividad capacitiva e inductiva [4]. Es por ello que estas estructuras se han utilizado con fines filtrantes tanto para la elaboración de filtros pasa-bajas como rechaza-banda, presentando severas ventajas debido a sus tamaños compactos y a los bajos niveles de radiación [3]. Una ranura DGS, está compuesta, por una o dos áreas que pueden tener formas: circulares, rectangulares, espirales, etc., algunas de ellas conectadas con una ranura estrecha denominada *gap*. En varias aplicaciones se utilizan estructuras DGS con defectos rectangulares en forma de "H", debido a:

- La representación de este tipo de filtro mediante un circuito eléctrico equivalente, puede ser más compacto.
- El área de la estructura es menor comparada con otras estructuras (alrededor de un 26.3% por ejemplo el DGS con defectos en forma de campana [4]).

-
- La sección filtrante presenta altos niveles de atenuación [4], [5].

En otros casos ésta estructura se utiliza para el diseño de filtros rechaza-banda, donde el utilizar un DGS en forma de H, aumenta el ancho de banda de supresión del filtro comparado con otras estructuras, como por ejemplo los DGS en forma de U o aquellos en forma de espiral [6]. La aplicación de estas estructuras en estos filtros ofrece un excelente rendimiento en la sección pasa-banda con un máximo de pérdidas de 0.5dB y una alta supresión de hasta más de 33dB [7]. La ventaja de los efectos de este filtro es que se pueden utilizar tanto individualmente como en conjunto con otros filtros para obtener mejores resultados [8].

Por otro lado una de las grandes ventajas de estas estructuras es que producen efectos de onda lenta, debidos al efecto resonador LC en el plano de tierra. Lo que ofrece el DGS sobre las líneas de transmisión, es aumentar la impedancia y el incremento del factor de onda lenta, el cual puede ser de gran ayuda en amplificadores de microondas y acopladores híbridos, ya que puede ayudar a reducir el tamaño de los circuitos, aumentar la efectividad de las perdidas por inserción, y mejorar la supresión de armónicos. La incorporación de los DGS en estos circuitos amplificadores, comparado con un amplificador de potencia convencional Doherty, la longitud en ciertas secciones pueden reducirse hasta un 71%. Otra aplicación atractiva de estas estructuras es que puede mejorar el rendimiento de una antena retrasando armónicos y reduciendo acoplamientos mutuos, por la supresión de ondas lentas [9-10].

Un serio problema que se encuentra en las líneas de transmisión tipo microcinta es que generalmente los valores de impedancia que pueden ser de hasta 130Ω , pero adoptando una estructura DGS en el plano de tierra es posible aumentar la inductancia equivalente y disminuir la capacitancia al mismo tiempo para finalmente obtener niveles de impedancia por arriba de 200Ω . Por ejemplo para el diseño de divisores de potencia Wilkinson, los DGS han permitido que una línea microcinta obtenga una impedancia de 208Ω , sin modificar su tamaño [11].

En diversas publicaciones se presentan varios tipos de filtros tipo DGS con el fin de brindar una mayor conveniencia al diseño de circuitos de microondas, sin embargo, el diseño y el análisis de los mismos, son dos grandes desafíos que con la ayuda de un circuito eléctrico equivalente que represente la unidad DGS, podrá superarse. En éste

sentido algunos circuitos propuestos para estas estructuras se extraen de resultados obtenidos mediante simulaciones utilizando filtros tipo Butterworth de un polo [8], otros utilizando los parámetros-S con un circuito π que representa los efectos del DGS, sin embargo las desventajas de estos métodos es que no existe una relación entre las dimensiones físicas y los parámetros LC de sus circuitos eléctricos que representa a los mismos [4].

CAPITULO 1.

FILTROS DGS EN TECNOLOGÍA DE MICROCINTAS.

La tecnología de microcinta se ha desarrollado con una mayor intensidad en los últimos años, después de un largo tiempo de investigación se ha observado que en alta frecuencia se presentan efectos de característica capacitiva e inductiva en las pistas de las tablas de circuito impreso (TCI) sin tener ningún elemento conectado, esto es debido a que los longitudes de onda milimétricas de la señal, hacen que los elementos de la TCI se comporten como parámetros distribuidos, generando efectos resonantes dentro de una línea de transmisión los cuales son aprovechados para el diseño de circuitos para microondas, en este caso para filtros.

1.1. Estructuras de microcintas.

Las líneas de transmisión planas son las más utilizadas en la tecnología de RF y microondas, estas líneas están compuestas de un conductor plano que se encuentra sobre un medio dieléctrico que aísla un conductor del plano de tierra. Existen diversas variantes entre ellas las más usadas son las líneas de cinta (*striplines*) y microcinta (*microstrip*). Este tipo de tecnología comprende la base de los circuitos impresos de alta frecuencia para crear elementos pasivos con los cuales se pueden construir acopladores, antenas, etc. [2]

Las líneas de transmisión tipo cinta se componen por dos conductores paralelos puestos a tierra y una cinta conductora de señal interna entre ellas. Por otro lado las líneas microcintas son consideradas como la evolución conceptual de una línea de dos cables como se muestra en la figura 1.1, la cual está constituida por dos conductores planos separados por un material dieléctrico como lo muestra la figura 1.2, donde el conductor superior o la cinta presenta un ancho de w y el inferior corresponde al plano de tierra. El material dieléctrico que los separa presenta una altura d y una presenta una permitividad

relativa ϵ_r , lo que las hace fácilmente adaptables a circuitos integrados con dispositivos de microondas pasivos y activos [2],[12].

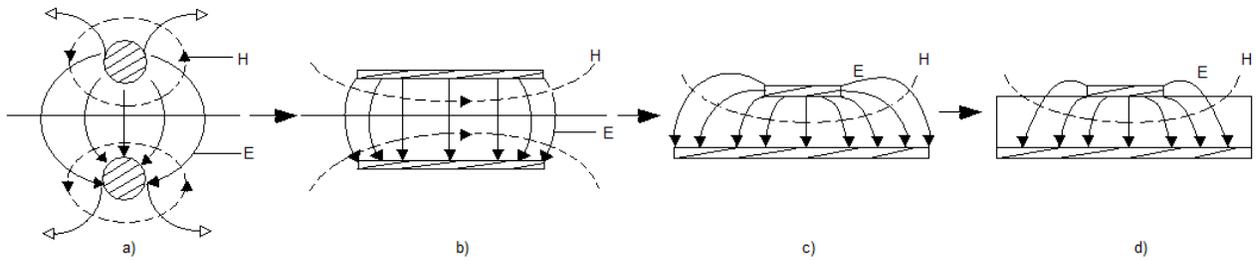


Figura 1.1. Evolución conceptual de una microcinta a partir de una línea de dos cables.

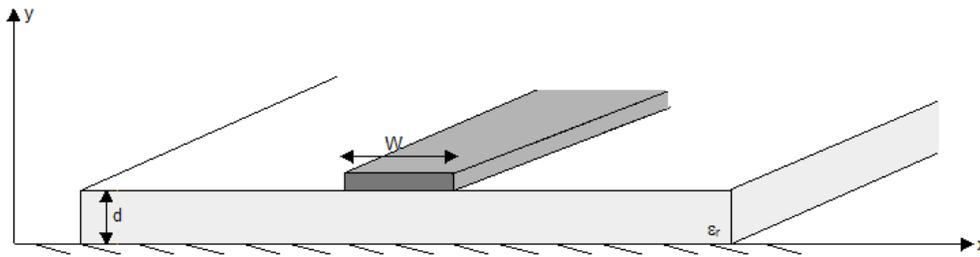


Figura 1.2 Geometría de una línea de transmisión tipo microcinta.

La energía que se propaga en una línea de transmisión tipo microcinta se analiza de acuerdo a un modo cuasi-estático, debido a que el medio de propagación no es homogéneo, esto se debe a que la parte superior de la cinta conductora se encuentra en el espacio y en la parte inferior un material dieléctrico, es por ello que las aproximaciones para el cálculo de la velocidad de fase, la constante de propagación así características de impedancia pueden obtenerse a partir de soluciones estáticas o cuasi-estática, por lo tanto se tienen las siguientes expresiones:

$$v_p = \frac{c}{\mu_0 \epsilon_e} \quad (1.1)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\mu_0 \epsilon_e} \quad (1.2)$$

La velocidad de propagación en un medio es la velocidad a la cual una onda puede propagarse en el mismo, mientras que la velocidad de fase es la velocidad a la cual una constante de fase viaja a un punto. Para ondas planas, estas dos velocidades son idénticas pero para otros tipos de propagación la velocidad de fase puede ser menor que la velocidad de de propagación.

La permitividad es un factor importante en las líneas de transmisión, ya que indica la habilidad de material dieléctrico a polarizarse a un campo eléctrico aplicado, y de esa forma cancelar en campo dentro del material. Este factor está compuesto por la permitividad en el vacío ϵ_0 y por la permitividad relativa del material dieléctrico ϵ_r . Por otro lado ϵ_e se le conoce como la constante de efectividad dieléctrica (constante dieléctrica de un medio homogéneo) de una línea microcinta, donde se encuentran algunas líneas campo y la cual satisface la siguiente relación [2]:

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r \quad (1.3)$$

Siendo dependiente del grosor del dieléctrico d , y del ancho de la pista w , se representa como [2]:

$$\left. \begin{aligned} \epsilon_e &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12d}{w}}} & \frac{w}{d} \geq 1 \\ \epsilon_e &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right\} & \frac{w}{d} < 1 \end{aligned} \right\} \quad (1.4)$$

La atenuación en una línea de transmisión es causada tanto por las pérdidas en el material dieléctrico como en los conductores. Las pérdidas en los conductores pueden ser calculadas por el *método de perturbación*, representada en la ecuación (1.5) [2], el cual indica que las pérdidas dependen de la distribución de los campos en una línea de transmisión.

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0} \quad [Np/m] \quad (1.5)$$

Donde R_s representa las pérdidas en los conductores debido a la resistividad superficial (1.6), las cuales son variables y directamente proporcionales al aumento de frecuencia y están representados en la ecuación (1.7).[2]

$$R_s = \sqrt{\omega\mu_0/2\sigma} \text{ } [\Omega] \quad (1.6)$$

Por otro lado las pérdidas debido al material dieléctrico pueden ser calculadas utilizando la constante de propagación. Considerando que una microcinta como una línea cuasi-estática, la atenuación debido a las pérdidas pueden ser determinadas por [2]:

$$\alpha_d = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_d - 1) \tan \delta}{2\sqrt{\epsilon_e (\epsilon_r - 1)}} \text{ } [Np/m] \quad (1.7)$$

Donde $\tan \delta$ son las pérdidas tangenciales del dieléctrico, el cual es un valor variable a la frecuencia e indica si el desplazamiento de la corriente de conducción es mayor en la microcinta cuando un campo EM se propaga a través de material dieléctrico.

Otra característica importante es la impedancia, este es un parámetro característico de una línea de microcinta, factor que considera el ancho de la pista superior, así como características del dieléctrico (grosor y permitividad). Sin embargo es variable con respecto a la frecuencia y la forma de calcularla depende de la relación entre el ancho y la altura del material dieléctrico (w/d) y se puede obtener según las expresiones en (1.8). [13]

$$\left. \begin{aligned} Z_0 &= \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \frac{w}{d} &\geq 1 \\ Z_0 &= \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[\frac{W}{d} + 1.39309 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{d} + 1.44 \right) \right]} & \frac{w}{d} &< 1 \end{aligned} \right\} \quad (1.8)$$

1.1.1. Efectos parásitos inherentes de una línea de transmisión.

Las líneas eléctricas difieren de las redes eléctricas en un aspecto fundamental: las dimensiones físicas de las redes eléctricas son mucho más pequeñas que la longitud de onda que se propaga, pero las líneas de son normalmente son normalmente una fracción considerable de una línea de onda. Los elementos del circuito de una red eléctrica ordinaria se consideran concentrados y se describen como tales, donde las corrientes que fluyen por los elementos de circuitos concentrados no varían espacialmente de un elemento a otro y no existen ondas estacionarias. Por otra parte una línea de transmisión es una red de parámetros distribuidos a lo largo de ella, ya que en ésta si existen ondas

estacionarias. Estos parámetros distribuidos en una sección de línea son los siguientes [1]:

- R, la resistencia por unidad de longitud [Ω/m]
- L, la inductancia por unidad de longitud [H/m]
- G, la conductancia por unidad de longitud [S/m]
- C, la capacitancia por unidad de longitud [F/m]

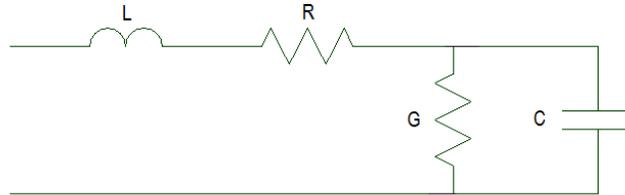


Figura 1.3 Circuito eléctrico equivalente de una línea de transmisión tipo microcinta.

La inductancia L está relacionada con el flujo magnético ϕ que se produce alrededor de la cinta conductora debido al paso de flujo de corriente i que circula través de ella (1.9), en este caso la inductancia de la microcinta (1.10) se representa en términos del grosor de la pista w , el grosor del dieléctrico d y la longitud de la línea l , dados en milímetros para esta expresión [14].

$$L = -\frac{d\phi}{di} \quad (1.9)$$

$$L_c = 0.00508l \left(\ln \left(\frac{2l}{w+d} \right) + 0.5 + 0.2235 \frac{(w+d)}{l} \right) \quad [H] \quad (1.10)$$

La capacitancia de la microcinta se relaciona con a la carga que se almacena entre las placas conductoras y también se representa como un parámetro por unidad de longitud en la ecuación (1.11), solo que para esta ecuación l se considera en micras [14].

$$C = 16.67 \times 10^{-4} l \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{Z_0} \quad [F] \quad (1.11)$$

Finalmente las componentes resistivas en el caso de la resistencia en serie R , se producen por las pérdidas en los conductores como ya se expreso anteriormente y su expresión matemática ha sido planteada en la ecuación (1.7). Respecto a las pérdidas generadas en el dieléctrico, éstas se representan a través de la conductancia G mostradas en la ecuación (1.12), donde σ representa la conductividad en el dieléctrico [1].

$$G = \sigma \frac{w}{d} \quad [S/m] \quad (1.12)$$

1.2. Retornos en las líneas de transmisión tipo Microcinta.

Dentro del área de fabricación de tarjetas de circuitos impresos, un plano es una placa solida de cobre que se considera como un plano de retorno; si está conectado a un potencial cero. Para el uso de un mismo plano de retorno de señal para todas las corrientes de un circuito se deben tener precauciones especiales. Una de estas precauciones es conocer por donde retornan exactamente las corrientes de cada circuito.

Dependiendo de la frecuencia, las corrientes de retorno no siempre siguen la misma trayectoria. Si la corriente es a baja frecuencia, el retorno será por el camino de menor resistencia. Para el caso en que la corriente es a alta frecuencia, el retorno será por el camino de menor impedancia, por tanto, en este caso, cuando la separación entre la pista que conduce la señal y el plano de retorno, es muy pequeña, el retorno de corriente se producirá exactamente por debajo de la pista.

La trayectoria del retorno de corrientes de alta frecuencia, tiende a concentrarse en el plano de retorno justo por debajo de la microcinta de señal, debido a la inductancia mutua que se genera entre la microcinta y el plano de retorno. Esta inductancia mutua reduce la inductancia propia del plano en esa zona y eso hace que el retorno se produzca por ese camino. [15]

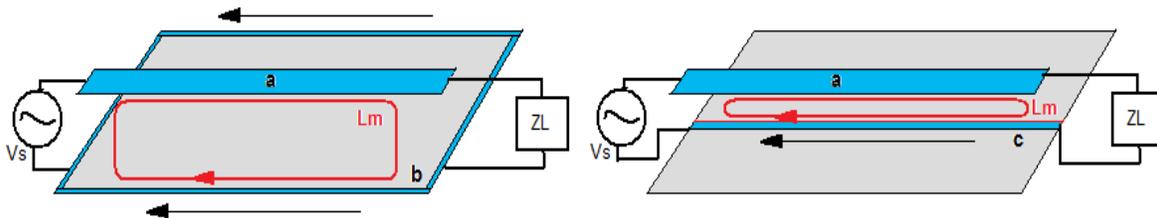


Figura 1.4 Representación de una microcinta. a) pista conductora, b) retorno de baja frecuencia por el camino de menor resistencia y c) retorno de alta frecuencia por el camino de menor inductancia.

En la figura 1.4 se representa la distribución de corriente en una microcinta, donde *a* representa la cinta superior conductora, y toda la sección azul el flujo de corriente. La trayectoria *b* representa la corriente, cuando se distribuye por el camino de menor resistencia, esto sucede cuando al incremento de frecuencia incrementa la resistencia, como se mostro en la ecuación (1.7) y la corriente en un conductor normal tiende a

distribuirse a los extremos. Por otro lado debido al efecto de inductancia mutua con la pista superior la corriente sigue la trayectoria de menor impedancia que es justo por debajo de la cinta y la cual es representada por c .

En una línea microcinta sin perturbaciones y en el plano de tierra, la carga que aparece al final de la línea, tiene la misma impedancia que la impedancia característica de la línea que en este caso es de 50Ω . La corriente que suministra el generador no varía con el tiempo, incluso cuando esta todavía no ha llegado a la carga, ya que la corriente necesaria para cargar en cualquier instante la capacidad parásita de la línea (Impedancia característica), es la misma que se va necesitar cuando la corriente llegue al final, para mantener la corriente en la carga. Al mantener la geometría constante, la inductancia distribuida tampoco se ve alterada y se mantiene constante en toda la longitud de la línea. [15].

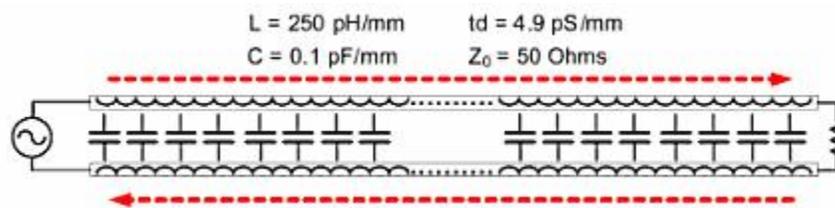


Figura 1.5. Retornos con geometrías constantes.

1.2.1. Retornos no ideales.

El camino de retorno de una línea de transmisión es igual de importante que la línea en sí misma. El retorno de corriente en alta frecuencia, siempre se realiza por el camino justo por debajo de la pista de señal. Cuando la pista de señal pasa por encima de un corte en el plano de tierra, el camino de retorno no puede producirse a través del corte. La corriente de retorno debe buscar un camino alternativo y diverge hasta encontrarlo como se observa en la figura 1.6. Esta divergencia crea un bucle y añade efectos inductivos al camino de retorno de señal y estos efectos añadidos degradan los flancos de las señales rápidas. Cuanto más diverge, mayor es la inductancia y mayor es la distorsión de la señal. Finalmente la distorsión y la amplitud de la señal presente en la carga depende tanto de las incidencias en el camino de ida, como las que encuentre la señal en el camino de retorno. A este tipo de ranuras o estructuras excluidas en el plano de tierra se les denominan ranuras (*slots*), básicamente alteran las características de inductancia y

capacitancia de una línea de transmisión, añadiendo un efecto resonante, que en estos casos provoca un efecto de rechaza-banda, normalmente utilizado para filtrar. [15]

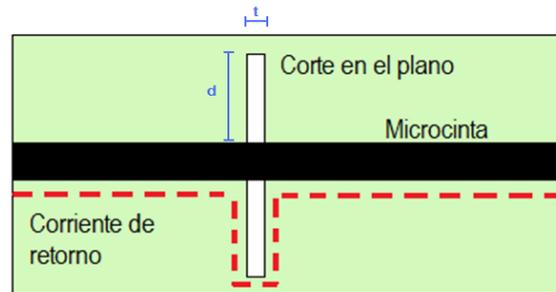


Figura 1.6. Retorno a través de un corte en el plano de retorno.

La inductancia que genera una ranura (*slot*) en el plano de retorno de señal se puede calcular utilizando la siguiente expresión [15]:

$$L_R = 0.2d \ln\left(\frac{d}{t}\right) \quad [nH] \quad [1.13]$$

1.3. Filtros con Defectos en el Plano de retorno de Señal (DGS).

1.3.1. Generalidades.

Altos rendimientos, bajos costos y tamaños compactos son algunos requerimientos para sistemas de microondas, algunas tecnologías ampliamente utilizadas son lo PBG, EBG y DGS, los cuales se pueden integrar en una línea de transmisión. En 1987 Yablonovitch y John propusieron los PBG (*photonic band gap*) sobre estructuras microcintas, los cuales rompían con los circuitos de microondas convencionales, enfocándose al comportamiento de la distribución de corriente en el plano de tierra, consecutivamente estas fueron incrementando el interés en aplicaciones para ondas milimétricas. Similarmente las técnicas de aperturas en los planos de tierra GPA (*ground plane aperture*) se incorporaron a las líneas microcinta con un slot centrado en el plano de tierra, siendo atractivo para aplicaciones en acopladores, filtro pasa-banda y en la supresión de bandas espurias. [16-17].

Los PBG son estructuras periódicas extraídas del plano de tierra, los cuales son conocidos por proveer un rechazo en ciertas bandas de frecuencia, sin embargo es complicado el diseño de estas estructuras debido a las dificultades en el modelado, además que presentan problemas de radiación. Con la introducción de GPA en las microcintas por debajo de la cinta, las propiedades cambiaron significativamente así como las características de impedancia variando los anchos de GPA, y sobre todo en su funcionamiento filtrante. Como una técnica para mejorar el rendimiento del circuito y debido a diversas investigaciones y aplicaciones sobre los GPA, surgieron los DGS propuestos por Park [17]. El cual propuso que una estructura DGS compuesta por dos defectos rectangulares unidos por un estrecho slot. Los DGS agregaron un grado de libertad en los diseños de circuitos de microondas abriendo puertas para varias aplicaciones.

De acuerdo al uso de los DGS, se han propuesto otras estructuras como se puede mostrar en la figura 1.7, más sin embargo, la estructura original en forma de H (defectos rectangulares) resulta más manejable, además que la respuesta que ofrece vienen siendo mucho mejor que las demás estructuras [4].

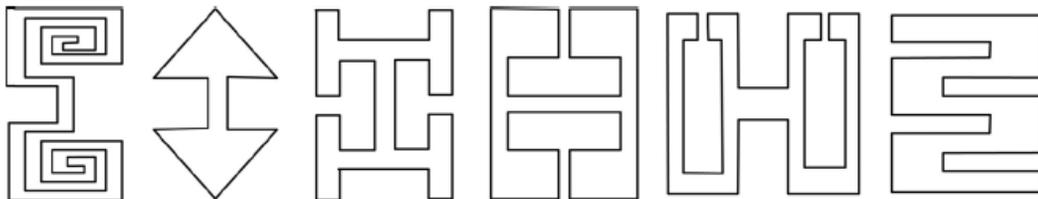


Figura 1.7. Geometrías para una estructura DGS.

Las ventajas de las DGS sobre las estructuras PBG son las siguientes:

- Las características filtrantes son similares, sin embargo el área del circuito DGS es relativamente pequeño a todas las estructuras periódicas de los PBG.
- La simulación de la respuesta de los parámetros-S de un DGS, puede ser representada con la respuesta de un filtro Butterworth de un polo.
- La extracción de un circuito eléctrico así como su fabricación son más sencillos.
- DGS necesita una sola estructura pequeña a comparación de los PBG, para mostrar efectos de ondas-lentas.
- Un DGS resulta ser más adaptable a otros circuitos.

La representación de los DGS se muestra en la figura 1.8, en la cual se muestra la composición de esta estructura por los dos defectos unidos por un slot o gap en el plano de tierra.

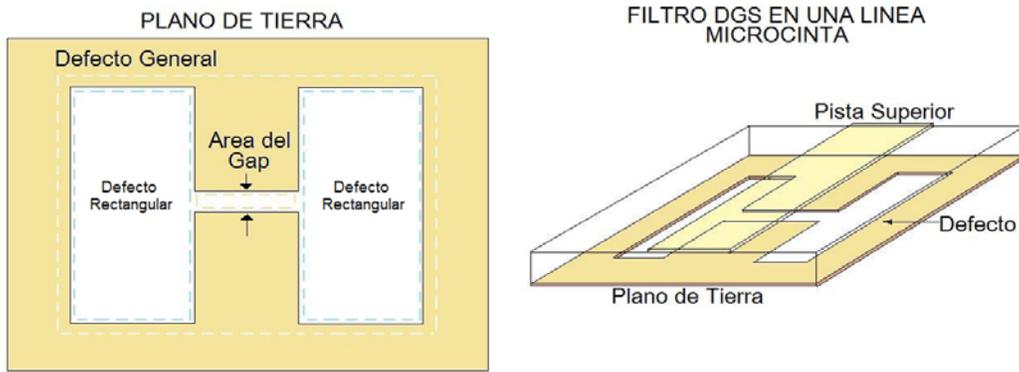


Figura 1.8. Composición de un defecto en una estructura microcinta.

Debido a los efectos parásitos que se producen en altas frecuencias, la respuesta de su comportamiento general que se puede encontrar es la de un circuito tanque como el que se muestra en la figura 1.10a. El efecto de inductancia mayor es producido por el flujo de corriente que pasa a través de los defectos y el efecto capacitivo se produce en el gap.

Un gap de microcinta es representado por el circuito eléctrico equivalente que se encuentra en la figura 1.9, donde la capacitancia C_g representa el efecto de capacitancia que se produce en entre ambos segmentos de pista y las capacitancia en paralelo C_p es por la acumulación de carga en el extremo de cada segmento de defecto y el plano de tierra la cual presenta unidades de ff (siendo muy pequeños) [13].

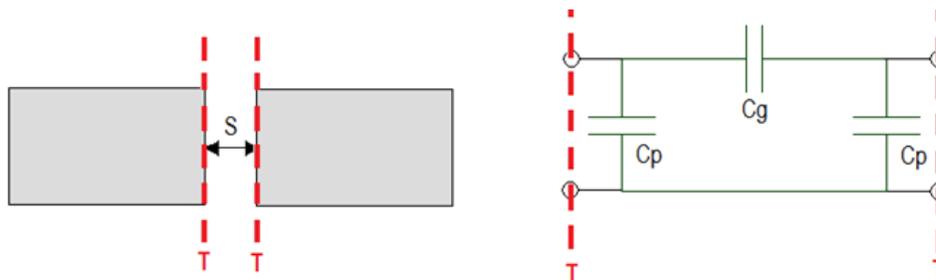


Figura 1.9 a) Representación geométrica de un gap, b) Representación eléctrica equivalente del gap.

Las capacitancias C_p y C_g quedan determinadas por las siguientes ecuaciones [13]:

$$C_p = 0.5C_e \quad (1.14)$$

$$C_g = 0.5C_0 - 0.25C_e \quad (1.15)$$

Donde las capacitancias C_o y C_e [3].

$$C_o = W \left(\frac{\epsilon_r}{9.6}\right)^{0.8} \left(\frac{s}{W}\right)^{m_0} \exp(k_0) \quad [pF] \quad (1.16)$$

$$C_e = 12W \left(\frac{\epsilon_r}{9.6}\right)^{0.9} \left(\frac{s}{W}\right)^{m_e} \exp(k_e) \quad [pF] \quad (1.17)$$

$$\left. \begin{aligned} k_0 &= 4.26 - 1453 \log\left(\frac{W}{d}\right) \\ m_0 &= \frac{W}{d} \left[0.619 \log\left(\frac{W}{d}\right) - 0.3853\right] \end{aligned} \right\} 0.1 \leq \frac{s}{W} \leq 1.0 \quad (1.18)$$

$$\left. \begin{aligned} m_e &= 0.8675 \\ k_e &= 2.043 \left(\frac{W}{d}\right)^{0.12} \end{aligned} \right\} 0.1 \leq \frac{s}{W} \leq 0.3 \quad (1.19)$$

Donde:

w= Ancho de la pista.

d= Altura del dieléctrico.

s= Separación del gap.

1.3.2. Circuito Eléctrico básico de un DGS.

La respuesta de los DGS es representada por su efecto resonador como un circuito tanque tal como el que se muestra en la figura 1.10a, donde L representa las secciones rectangulares del DGS que incrementan la efectividad inductiva y C representa la parte del gap que acumula la carga aumentando la efectividad capacitiva de la microcinta, de acuerdo al circuito obtenido LC, se produce una resonancia a ciertas frecuencias [18].

La reactancia del circuito tanque del DGS a la frecuencia de corte es comparada a la de un filtro Butterworth de un polo, esta característica permite el obtener los valores de los elementos del circuito tanque.

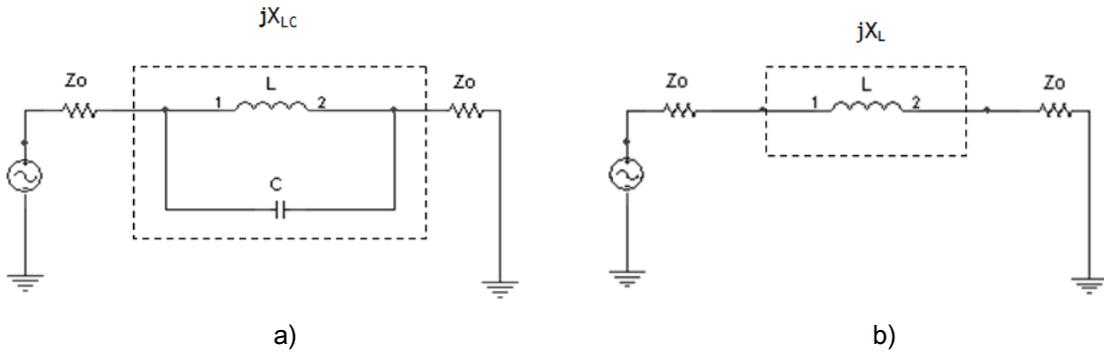


Figura 1.10. a) Circuito eléctrico equivalente de un filtro DGS, b) Filtro Butterworth pasa-bajas de un polo.

La reactancia inductiva del circuito eléctrico equivalente del filtro Butterworth se puede calcular con la ayuda de la siguiente expresión [19]:

$$X_L = \omega' \cdot Z_0 g_1 \quad (1.20)$$

Donde:

ω' = Frecuencia angular normalizada.

g_1 = Valor del prototipo del filtro Butterworth pasa-bajas.

Z_0 = Impedancia característica.

Adicionalmente, la reactancia del circuito equivalente de una celda DGS mostrado en la figura 1.10 a), se puede determinar utilizando la ecuación (1.21) [19].

$$X_{LC} = \frac{1}{\omega_0 C \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)} \quad (1.21)$$

Donde ω_0 es la frecuencia angular de resonancia del circuito paralelo LC. La igualdad se hace a -3dB entre el circuito equivalente DGS y el circuito eléctrico equivalente de un filtro Butterworth de un polo, para observar su comportamiento se encuentra dado por la siguiente expresión [6]:

$$X_{LC} |_{\omega=\omega_c} = X_L |_{\omega=\omega_c} \quad (1.22)$$

De esta igualación y sustituyendo en (1.21), (1.22) y (1.23), es posible determinar el valor capacitivo que se presenta en una estructura DGS, y donde la expresión queda de la siguiente manera [19]:

$$C = \frac{\omega_0}{Z_{g1}} \cdot \frac{1}{\omega_0^2 - \omega_c^2} \quad (1.23)$$

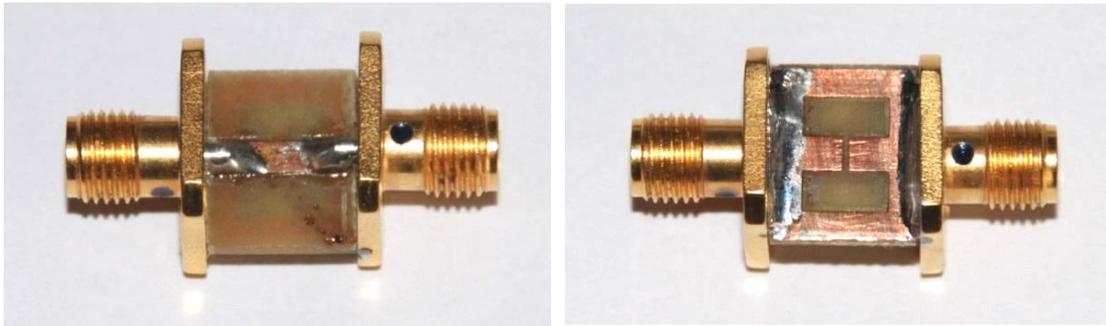
Utilizando la ecuación que determina la frecuencia de resonancia de un circuito paralelo LC, es posible determinar el valor del inductor que forma dicho circuito, usando la expresión (1.23) [19]:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C} \quad (1.24)$$

1.3.3. Elaboración y Medición del Filtro.

Para el desarrollo de este trabajo se construyó un filtro DGS, en una tablilla de circuito impreso comercial, donde el procedimiento de su fabricación se muestra detalladamente en apéndice B. Las características del filtro construido son las siguientes:

- Impedancia de 50Ω , teniendo un dieléctrico de 1.6mm de grosor y un ancho de la pista superior de 2.8mm.
- El área del filtro es de 10mm de largo x 12mm de ancho.
- Cada uno de los defectos presentan un área de 6x3mm.
- La ranura que une las áreas de defecto, es de 2.8x0.5mm.
- Dieléctrico FR4, que presenta una permitividad relativa de 4.7.
- Frecuencia de corte de 3.4GHz.
- Frecuencia de resonancia de 6.8GHz.



a)

b)

Figura 1.11. Fotografías del filtro DGS construido. En la foto de la izquierda (a) se muestra la pista conductora; en la foto de la derecha (b) se muestra el plano de tierra con los defectos.

Para la medición del filtro se utilizó el Analizador de Redes Vectorial (HP8510), del cual se obtuvieron los Parámetros de Dispersión S_{21} y S_{11} , donde fue importante considerar las siguientes características, para una óptima medición:

- a) Selección de una impedancia de 50Ω en los puertos del analizador de redes, para acoplarlo con el filtro construido.
- b) Utilización de cables coaxiales de 50Ω de bajas pérdidas, en este caso los cables utilizados operaban satisfactoriamente hasta 26.5GHz.
- c) Utilización mínima de adaptadores, conectores y empalmes, para evitar introducir efectos adicionales en el proceso de medición.
- d) Apretar generosamente los adaptadores, conectores y empalmes para evitar efectos capacitivos que los falsos contactos provocan.
- e) Calibrar el equipo de medición apropiadamente llevando a cabo el procedimiento de calibración especificado por el fabricante, para medir el parámetro de transferencia S_{21} . Ver apéndice A

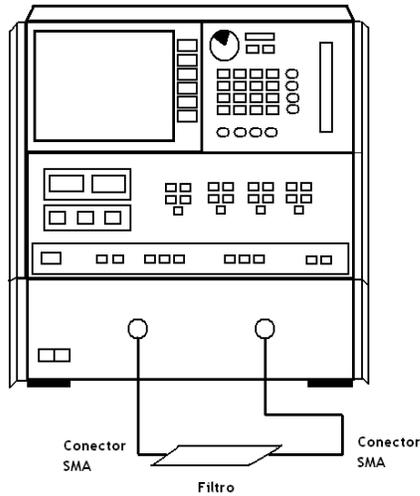


Figura 1.12. Sistema de medición empleado para obtener la grafica de pérdidas por inserción del filtro construido.

La respuesta obtenida del analizador se muestra en la figura 1.13, donde se presenta el parámetro S_{21} y el S_{11} . Del parámetro S_{21} se observa que el filtro presenta una frecuencia de corte en 3.4GHz y una resonancia a los 6.8GHz. También se observa una resonancia menor por los 4.8GHz y una serie de oscilaciones arriba de la frecuencia de resonancia producidas en gran cantidad al efecto de cables y conectores.

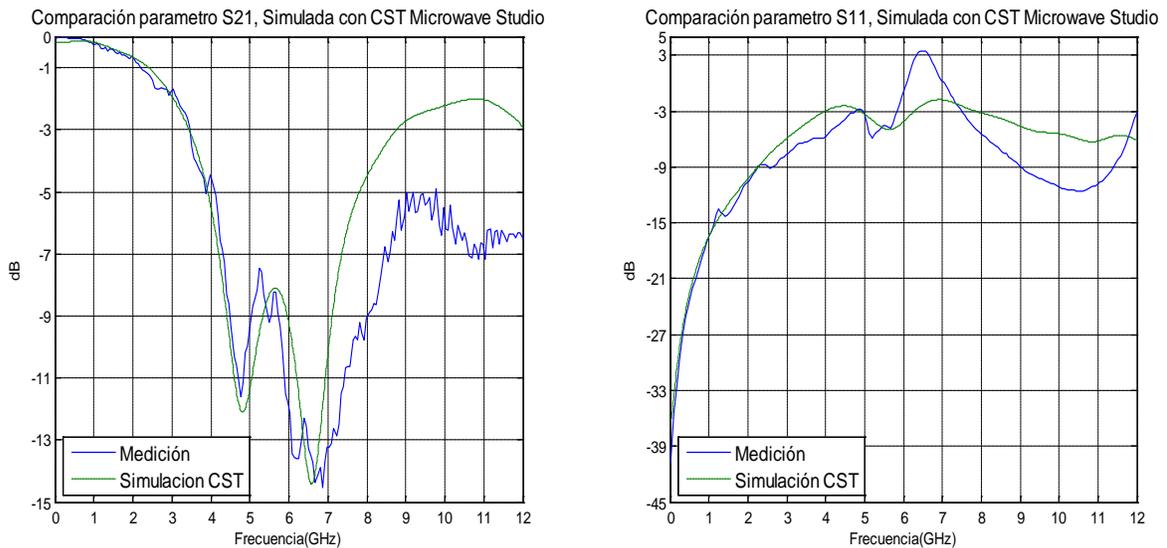


Figura 1.13. Respuesta de la medición de los parámetros S_{21} y S_{11} del filtro construido.

CAPITULO 2.

SIMULACIONES ELECTROMAGNÉTICAS DE UN FILTRO DGS.

En este capítulo se describe la respuesta del filtro por medio del comportamiento de los campos electromagnéticos en la TCI, los cuales se pudieron visualizar con ayuda del simulador Microwave Studio CST. Dependiendo del efecto del campo se le atribuye a un elemento reactivo o resistivo, se obtiene un circuito eléctrico el cual se simula en el programa comercial AWR Microwave Office. Finalmente se realizan variaciones en diferentes secciones del filtro, y se observa su comportamiento, así como la relación con el circuito propuesto de tal manera que explica la forma en que afectan los cambios sobre la respuesta final en todo el intervalo de frecuencias de frecuencias.

2.1. Simulación de los parámetros de dispersión usando el CST Microwave Studio.

Para el análisis de diversas características del filtro, modificaciones sobre la estructura y el comportamiento de los materiales que lo componen, se utilizó el simulador electromagnético comercial *CST Microwave Studio*. Este programa permite simular estructuras volumétricas ante señales de microondas, ya que por medio de un algoritmo, que puede resolverse numéricamente por un código computacional, permite simular la propagación del campo electromagnético en un medio homogéneo. Este algoritmo está basado en el método de integración finita, que a su vez se basa en manipular las ecuaciones diferenciales de Maxwell en una formulación discreta en el espacio y en el tiempo.

El programa brinda un ambiente gráfico para la elaboración del filtro, donde es de suma importancia que las dimensiones colocadas sean exactamente igual a las reales. Los datos correspondientes a la estructura fueron: la dimensión del filtro es de 10mm de ancho por 12mm de largo, con cobre como material conductor en el plano de tierra y en la

cinta, de un grosor de 0.1mm. La cinta en la parte superior del PCB, se encuentra ubicada en el centro del filtro y tiene un ancho de 2.8mm con una longitud de 10mm.

Los defectos ubicados en el plano de tierra presentan un área de 6mm de ancho por 3mm de largo, se encuentran separados 2.8mm por un gap en la parte central, el cual presenta una abertura de 0.5mm.

El material dieléctrico es un substrato de FR4 con una permitividad relativa de 4.7 y un grosor de 1.6mm. Este material presenta un valor de 0.025 de pérdidas tangenciales para los intervalos de frecuencia que se están manejando.

En los extremos de la cinta superior se colocaron los puertos con 50Ω de impedancia, con un ancho de 12mm y una altura de 12.6 correspondiente 8 veces el grosor del dieléctrico (como lo especifica el desarrollador del programa de simulación empleado). El espacio sobrante entre el filtro y el puerto se definió como aire. La estructura terminada se muestra en la figura 2.1.

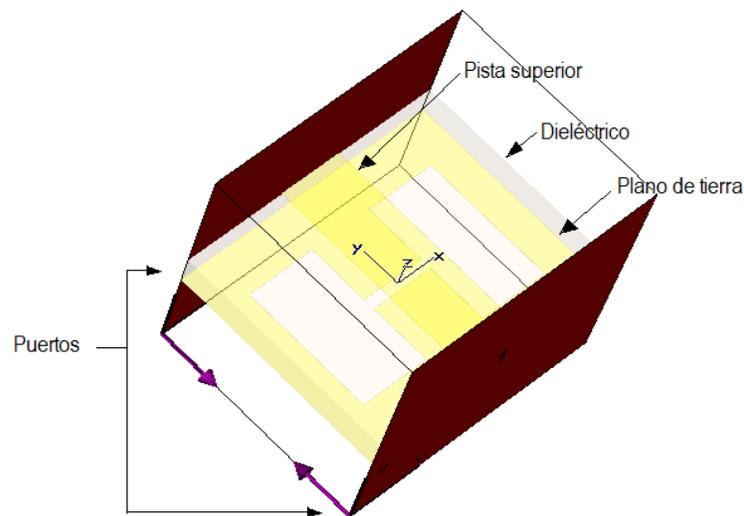


Figura 2.1. Estructura del filtro DGS en el CST Microwave Studio.

La estructura que se muestra en la figura 2.1 se analiza en el dominio del tiempo, con el programa CST Microwave Studio, del cual se obtuvieron diversas respuestas del comportamiento del filtro, entre ellas los parámetros de dispersión los cuales fueron comparados numéricamente con los resultados obtenidos en forma experimental en la

tabla 2.1, donde se puede observar que las variaciones entre ambos fue mínima. Para una comparación gráfica se muestra la figura 2.2, donde el comportamiento de ambos parámetros muestra que la respuesta del simulador presenta la misma tendencia que la medida. En esa figura se observa que hasta la frecuencia de resonancia, la respuesta arrojada por el simulador presenta menos variaciones (oscilaciones) y la atenuación es menor, esto puede deberse al hecho que únicamente se están considerando los efectos presentes en la microcinta y no se incluyen los efectos de pérdidas que pueden presentarse en los cables y conectores en altas frecuencias, sin embargo los resultados se consideran óptimos para las siguientes simulaciones.

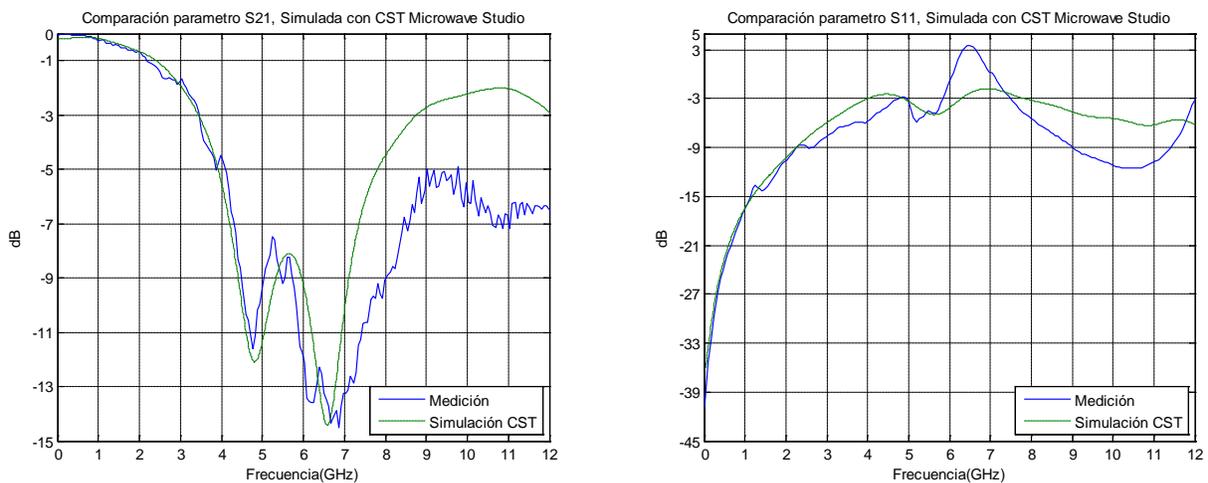


Figura 2.2 Comparación de los parámetros S_{21} y S_{11} medidos y simulados en el CST.

Tabla 2.1. Tabla de valores de la respuesta simulada y la medida del parámetro S_{21} .

	Medida		Simulada	
	Frecuencia (GHz)	Atenuación (dB)	Frecuencia (GHz)	Atenuación (dB)
Corte	3.45	-2.99	3.46	-3.0
Resonancia 1	4.79	-11.15	4.8	-11.5
Resonancia 2	6.6	-14.36	6.58	-14.2

Los parámetros necesarios como el proceso para la elaboración del filtro en el simulador CST Microwave Studio se detallada de manera más completa en el Apéndice C.

2.2. Distribución de corriente de altas frecuencias en un filtro DGS.

Esta sección presenta los resultados, obtenidos mediante simulación, correspondientes a las distribuciones de campo y de corriente en el filtro bajo estudio, utilizando los programas de simulación comercial CST Microwave Studio y SONNET. Los resultados arrojados por éstos simuladores permiten visualizar los efectos de los campos magnéticos en las áreas con defecto, en la ranura y entre las placas de la microcinta.

2.2.1. Distribución de la corriente en el filtro.

Para poder visualizar cómo se distribuye la corriente en la estructura del filtro, se implementó el programa de simulación electromagnética comercial AWR Microwave Office, utilizando el algoritmo de solución enlazado con el programa SONNET, los resultados que se obtuvieron se muestran gráficamente en las figuras 2.3 y 2.4.

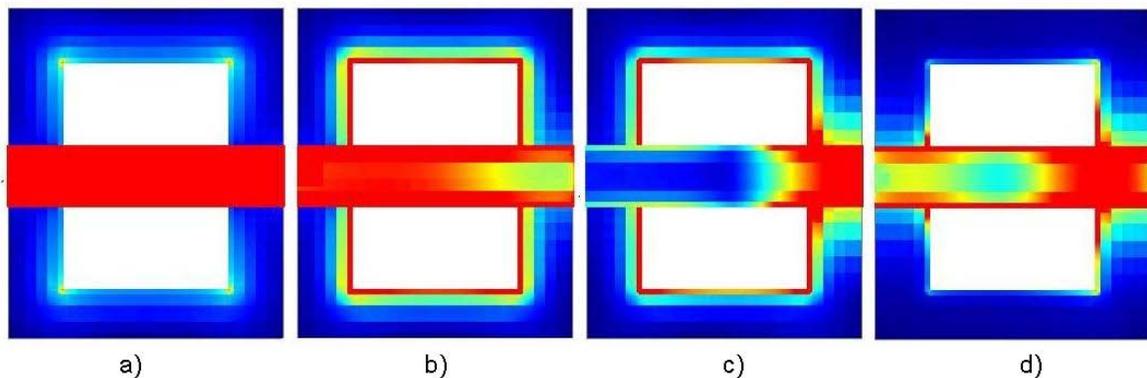


Figura 2.3 Vista de la distribución de corriente en la cinta superior del filtro DGS, en la cinta superior, desde 50MHz a 12GHz simulado en *Sonnet*.

La figura 2.3(a) tiene una vista superior del filtro (cinta), donde se observa que la corriente a bajas frecuencias se distribuye en toda la sección de la misma. Del inciso (b) al (d) se observa cómo la corriente va fluyendo hacia los perfiles de la pista que conduce la señal conforme va incrementando la frecuencia, debido al efecto superficial y a que la resistividad del cobre es directamente proporcional a la frecuencia por lo tanto la corriente tiende a distribuirse en estas zonas (perfiles de la pista). Por otro lado cuando la frecuencia aumenta, en la cinta comienzan a presentarse los efectos parásitos y comienzan a generarse líneas de campo alrededor de ella, esto podrá observarse más

claramente en los resultados de las simulaciones de campo magnético que se obtuvieron, en la siguiente sección.

Respecto a la distribución de corriente en el plano de tierra como se muestra en la figura 2.4, de igual forma que el caso anterior, ésta tiende a mantenerse uniforme en todo el plano en bajas frecuencias, concentrándose ligeramente en las esquinas de los defectos. Conforme la frecuencia aumenta y la longitud de onda de la señal de excitación es menor, los efectos parásitos capacitivos e inductivos de la estructura comienzan a presentarse; los inductivos en el área que forman los defectos y los capacitivos en el gap, esto se observa en la región roja alrededor de los defectos. Al final de la simulación la corriente queda concentrada en la parte central disminuyendo la distribución de corriente en toda la estructura.

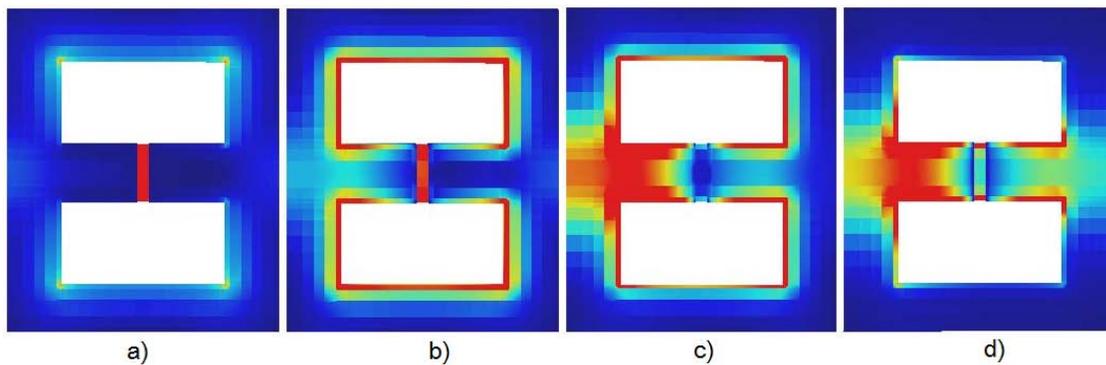


Figura 2.4 Vista de la distribución de corriente del filtro DGS en el plano de tierra desde 50MHz a 12GHz simulado en Sonnet.

2.2.2. Distribución del campo eléctrico y magnético en el filtro.

Con la ayuda del simulador electromagnético CST Microwave Studio se obtuvieron las distribuciones de campo eléctrico y magnético en la estructura tipo DGS. En las figuras 2.5 y 2.7 se muestran los resultados de éstas a tres frecuencias; a la de corte (3.4GHz), a la primera resonancia (4.8GHz) y a la segunda resonancia (6.6GHz).

En la figura 2.5 se observa que el campo eléctrico es más intenso en la región de la ranura que une las dos áreas de los defectos, en el plano de retorno de señal, representada por la sección roja de la figura.

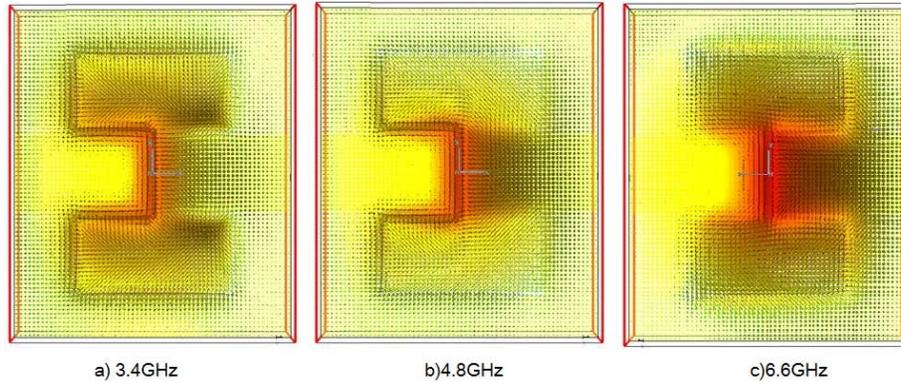


Figura 2.5 Distribución de campo eléctrico en el plano de tierra de un filtro DGS.

La figura 2.6 a) muestra un corte transversal de la tablilla, donde se puede ver de forma más clara que en la región de la ranura, las líneas de campo eléctrico son más intensas, es por ello que el efecto en esta zona queda representado por un efecto capacitivo C_g .

Por otro lado, con una menor intensidad en toda el área que cubre la cinta, se encuentra otro efecto capacitivo, producto de la diferencia de potencial existente entre la cinta conductora y el plano de tierra, este efecto queda representado como la capacitancia C_p (fig. 2.6 (b)). En esta misma figura se observa otro efecto representado por la capacitancia C_a , el cual es producto del acoplamiento que se presentan las líneas de campo eléctrico entre la cinta superior hacia el plano de tierra. Sin embargo se observa que la capacitancia C_p presenta una mayor concentración de campo eléctrico que C_a , lo cual se observa en la figura 2.5, donde la intensidad de campo presenta menores niveles en toda la región que rodea los defectos que la región central.

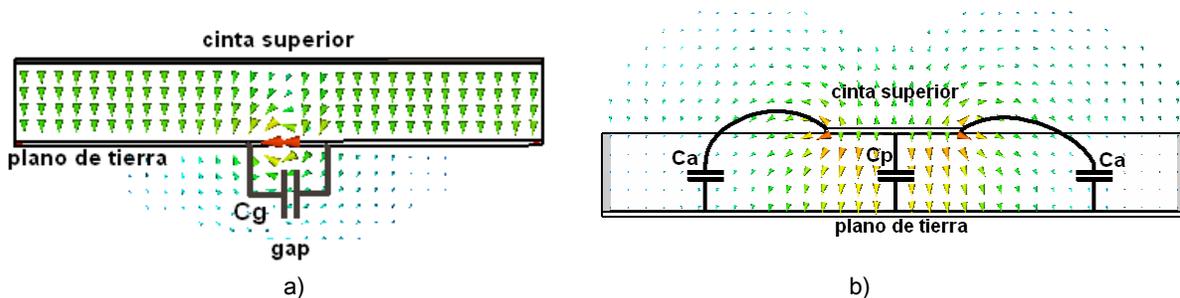


Figura 2.6. Efecto capacitivo en la separación debido al campo eléctrico que se produce: a) en el gap y b) entre las placas de la microcinta (Vista transversal del filtro).

Para la representación del campo magnético sobre la línea microcinta sobre todo en la sección en el plano de tierra se tiene la figura 2.7. Como se sabe las líneas de campo magnético se forman alrededor de la corriente que se distribuye, como se vio en la figura 2.4, cada vez que la frecuencia aumenta la distribución de corriente se concentra por debajo de la cinta y con menor intensidad alrededor de los defectos. Esto se refleja igualmente en la distribución de campo magnético, ya que este muestra que la intensidad alrededor de los defectos va adquiriendo menor intensidad al aumento de frecuencia.

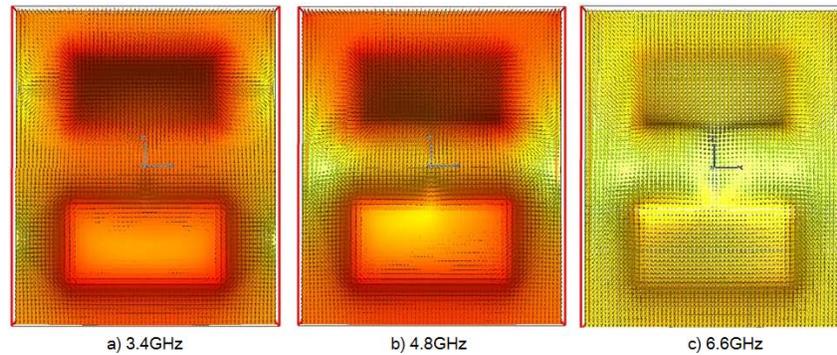


Figura 2.7 Distribución de campo magnético en el plano de tierra de un filtro DGS.

Es por ello que en la figura 2.8, estos efectos quedan representados como dos inductores L_d , los cuales están en paralelo al efecto del capacitor C_p del gap. También queda representado el efecto inductivo en la cinta conductora como un inductor L_c , el cual se puede apreciar más claramente con un corte transversal, y observando las líneas de campo alrededor de la cinta y por los defectos.

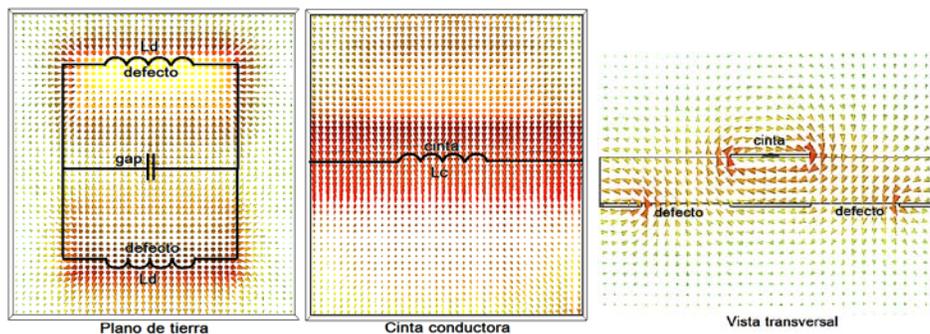


Figura 2.8. Efectos inductivos en la estructura microcinta con el defecto en el plano de tierra.

Respecto al análisis anterior sobre los efectos reactivos presentes en la tablilla se observa que son más de dos elementos los que conforman el efecto filtrante y que el circuito eléctrico tanque que representa su comportamiento puede ser mejorado, para esto se presenta una aproximación en la figura 2.9 en base a los resultados obtenidos anteriormente

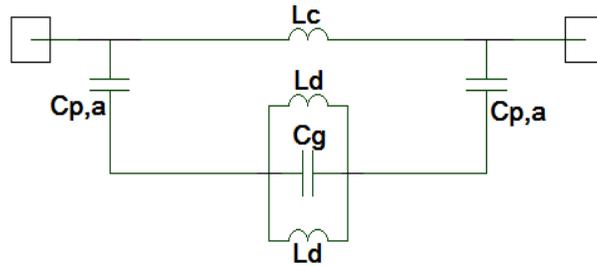


Figura 2.9. Circuito eléctrico equivalente obtenido del análisis con simuladores electromagnéticos.

Los elementos del circuito eléctrico se obtuvieron en base a la relación de distribución de corriente así como de los campos electromagnéticos, de los cuales se estableció una relación con las dimensiones dividiendo el filtro en regiones como se muestran en figura 2.10.

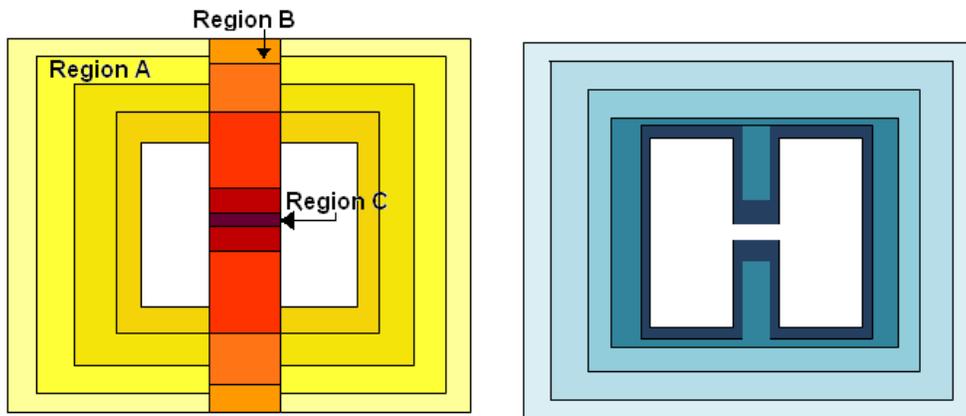


Figura 2.10. Concentración del campo eléctrico en las tres regiones que se dividió la estructura del filtro.

- La *Región A* que corresponde al área amarilla, representa en grandes rasgos al capacitor C_a , el cual se encuentra en paralelo con C_p y están representados en el

circuito de la figura 2.9 como $C_{p,a}$. Sin embargo al realizar diferentes pruebas se encontró que el comportamiento de C_a no es lineal en toda la región A como se observa en la figura 2.10a donde el color amarillo va adquiriendo mayor intensidad al acercarse al área céntrica de igual manera el efecto.

Otro aspecto importante que se observó en las graficas de campo y corriente, es que en bajas frecuencias, la corriente se mantenía uniforme sobre el plano, es entonces que cualquier variación o modificación en esta sección afectará sobre todo la respuesta del filtro en este intervalo de baja frecuencia, ya que de acuerdo con la configuración en paralelo del circuito de la figura 2.9, la impedancia de este capacitor aumentará su valor proporcionalmente al aumento de frecuencias. Es entonces que este valor afecta directamente la frecuencia de corte del filtro.

- La *Región B* corresponde a la sección naranja de la figura 2.10a la cual representa la capacitancia C_p que se encuentra en paralelo con C_a , en el circuito de la figura 2.9, la cual abarca la región que se encuentra por debajo de la cinta conductora y de igual forma que el caso anterior, su distribución no es lineal al igual que su valor. Como se observó en los casos anteriores sobre la distribución de corriente, y como esta tiende a concentrarse en el área central, cualquier modificación sobre esta sección afectará tanto en la región de baja como alta frecuencia, pero sobre todo en la sección de alta frecuencia (debido a que tiende a concentrarse), como se ejemplifica más adelante en este capítulo, en la sección de variaciones.
- Finalmente la *Región C* abarca toda el área que corresponde a la ranura (gap), la cual se encuentra representada como la sección roja de la figura 2.10a y por el capacitor C_g de circuito de la figura 2.9. Como se observa, la mayor concentración de corriente se encuentra en esta zona, ya que la impedancia en esta región es menor, según muestra la configuración del circuito de la figura 2.9. Es entonces que cualquier modificación en esta región presentara cambios sobre todo en la región de alta frecuencia de la respuesta del filtro, principalmente la que corresponde a la frecuencia de resonancia.

Por otro lado en la figura 2.8 también se ilustran los efectos de inducción que se presentan alrededor de los defectos, aunque cabe mencionar que en la cinta conductora en la parte superior del filtro también se encuentra otra inductancia.

2.3 Comportamiento del filtro DGS ante variaciones en su geometría.

2.3.1. Variaciones en las dimensiones de la geometría del filtro.

Para complementar el análisis anterior se realizaron distintas variaciones en las dimensiones de la estructura como se muestra en la figura 2.11, las cuales se clasificaron en 3 partes: la primera corresponde a los cambios realizados al área general del filtro, esta se dividió en dos parámetros, ancho (A) y largo (B). La segunda corresponde al área del defecto y se consideraron los mismos parámetros (C y D). Finalmente el tercer caso que corresponde a las dimensiones del gap, los parámetros considerados a variar fueron su longitud, denotada por la letra (E) y el ancho de la misma, denotada por la letra (F).

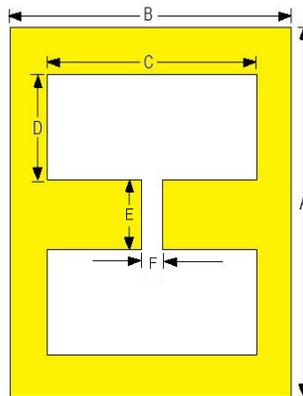


Figura 2.11. Dimensiones variables del filtro DGS en el simulador CST Microwave Studio.

Las modificaciones consistieron en aumentar y disminuir 2mm cada parámetro, por ejemplo para A se aumento 1mm tanto en la parte superior como en la parte inferior, y de igual manera para todos los demás casos, exceptuando el parámetro F , debido a que su valor de 0.5mm no permite las variaciones en esta proporción, las variaciones que se realizaron fueron de 0.2mm. Finalmente se observaron las respuestas obtenidas para cada uno de los casos, se compararon con la respuesta original y se realizó un análisis de la impedancia en una línea de transmisión de acuerdo al esquema de la figura 2.12.

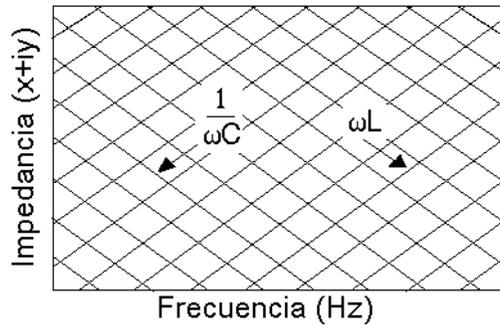


Figura 2.12. Líneas de impedancia de capacitores e inductores en una línea de transmisión.

2.3.2. Variaciones en A.

Básicamente al variar este parámetro se está modificando la región amarilla de la figura 2.10a que corresponde a la capacitancia C_a . Según la configuración del circuito propuesto en la figura 2.9, cada vez que este valor aumenta, la impedancia capacitiva tiende a ser mayor sobre todo en la región de bajas frecuencias, lo cual se puede observar con mayor claridad en la figura 2.13, donde los desplazamientos en frecuencia se encuentran con mayor variación por debajo de los 5GHz, donde la frecuencia de corte tiende a desplazarse 500MHz hacia alta frecuencia, cuando este parámetro aumenta de 10mm a 14mm, sin embargo se observa que la respuesta en región de la resonancia permanece casi estática.

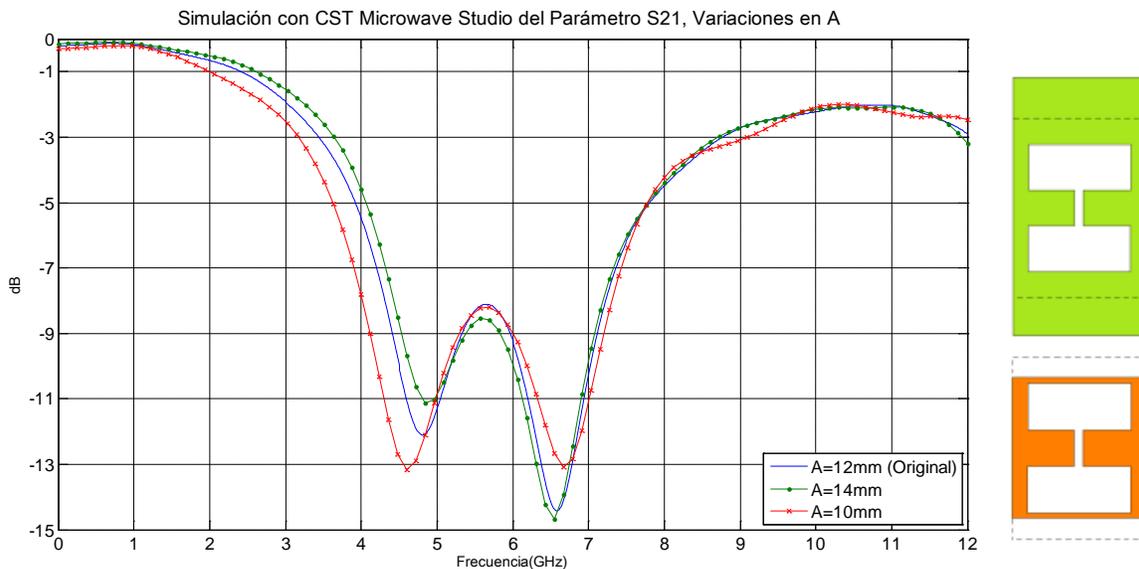


Figura 2.13. Respuestas del parámetro S_{21} , de las variaciones en A.

Tabla 2.2. Resultados del comportamiento de F_c , F_r en las variaciones en la sección A.

	Variación (disminución)		Respuesta original		Variación (aumento)	
	10mm		12mm		14mm	
	Frecuencia (GHz)	Atenuación (dB)	Frecuencia (GHz)	Atenuación (dB)	Frecuencia (GHz)	Atenuación (dB)
Corte	3.1	-2.99	3.4	-3.0	3.6	-3.0
Resonancia 1	4.6	-13.1	4.8	-11.5	4.8	-11.2
Resonancia 2	6.6	-13.0	6.58	-14.2	6.5	-14.7

2.3.3. Variaciones en B.

B corresponde al ancho del filtro, en el plano de tierra, aumenta y disminuye el área de cobre a los costados del filtro, es decir que las regiones amarilla y naranja que corresponden a $C_{p,a}$ del circuito de la figura 2.9 se ven modificados, sin embargo otro efecto de suma importancia, y que solo se presenta en este caso, es que la inductancia L_c aumenta, al incrementarse la longitud de la cinta en la parte superior. Conforme a la configuración del circuito este efecto inductivo predomina en la respuesta y cuando aumenta, de acuerdo al circuito, la impedancia disminuye sobre todo en alta frecuencia, como se puede observar en la figura 2.14, donde se ve que la frecuencia de resonancia se desplaza 600MHz cuando esta sección aumenta de 8mm a 12mm.

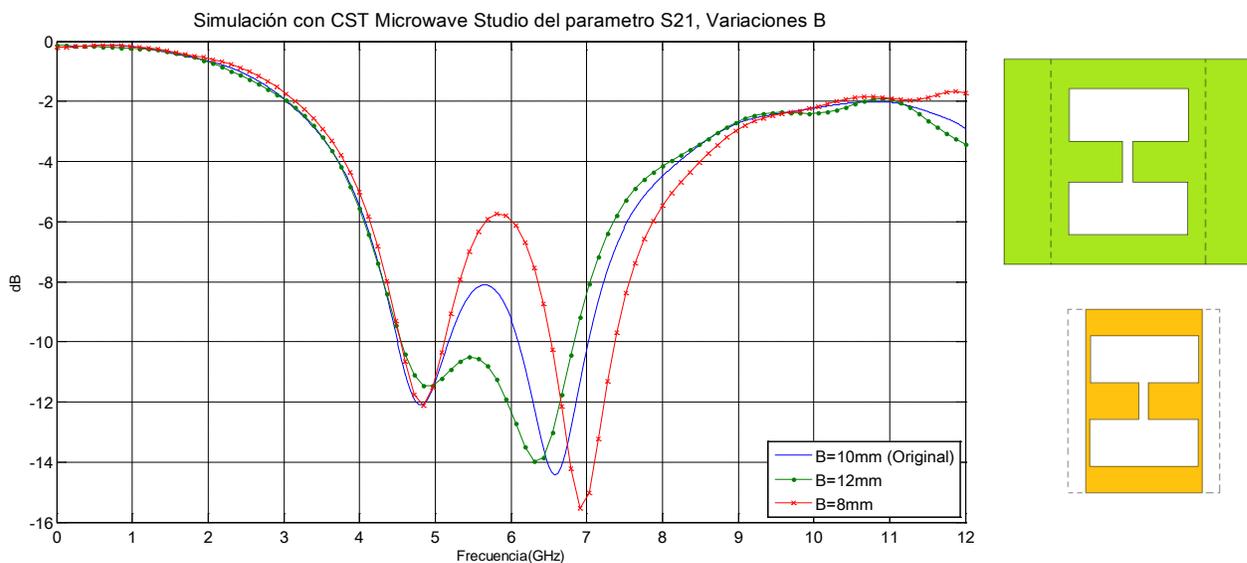


Figura 2.14. Respuestas del parámetro S21, de las variaciones en B.

Tabla 2.3. Resultados del comportamiento de F_c , F_r en las variaciones en la sección B.

	Variación (disminución)		Respuesta original		Variación (aumento)	
	8mm		10mm		12mm	
	Frecuencia (GHz)	Atenuación (dB)	Frecuencia (GHz)	Atenuación (dB)	Frecuencia (GHz)	Atenuación (dB)
Corte	3.5	-2.98	3.4	-3.0	3.4	-3.0
Resonancia 1	4.9	-12.1	4.8	-11.5	4.8	-11.47
Resonancia 2	6.3	-15.4	6.58	-14.2	6.9	-15.5

2.3.4. Variaciones en C.

C corresponde al ancho del filtro, la región mayormente afectada corresponde a la región amarilla de la figura 3.10a, representada por la capacitancia C_a del circuito, por lo tanto las variaciones influyen sobre todo en la región de baja frecuencia de la respuesta como se puede observar en la figura 2.15. A diferencia de otros casos la región amarilla presenta mayor intensidad ya que se encuentra más próxima al centro del filtro. Es por ello que en el caso de la figura 2.15 la frecuencia de corte disminuye 1.1GHz al aumentar el área de los defectos (disminución de C_a) de 4mm a 8mm.

Por otro lado otro efecto igualmente variable en esta sección es la inductancia que corresponde a los defectos (L_d), la cual se presenta con mayor intensidad en la parte de alta frecuencia de la respuesta. De acuerdo a la configuración del circuito de la figura 2.9, cada vez que la inductancia aumenta, la respuesta tiende a desplazarse frecuencias bajas. Esto se representa con mayor claridad en la frecuencia de resonancia al desplazarse 800MHz, cuando la dimensión del defecto aumenta (L_d aumenta) 4mm. Sin embargo en este caso la primera resonancia adquiere mayor atenuación por lo que se le considera como la resonancia principal de esta respuesta.

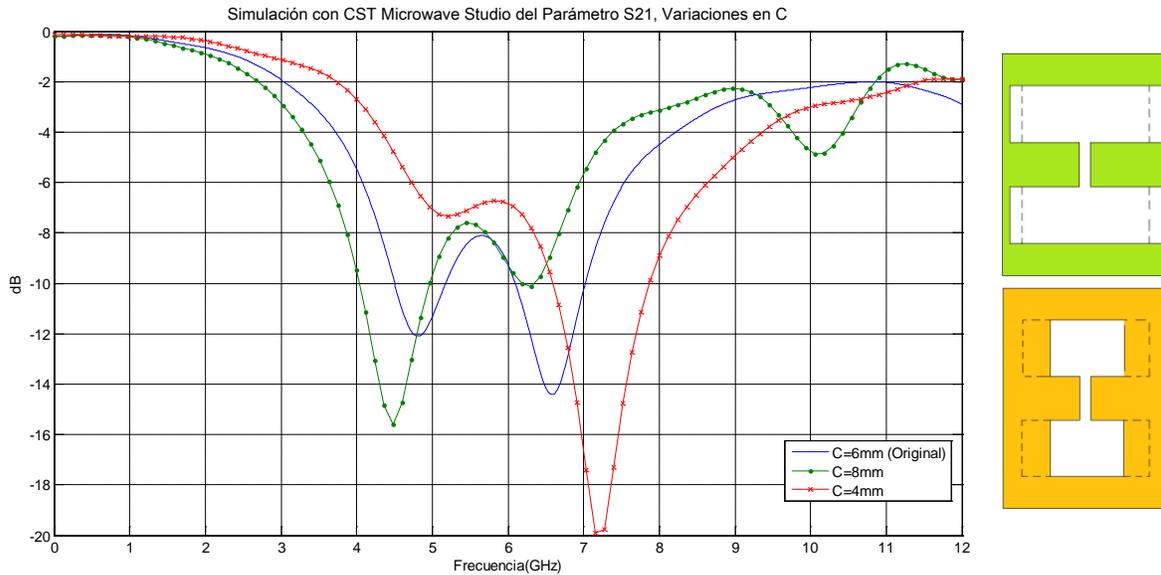


Figura 2.15. Respuesta del parámetro S_{21} , de las variaciones en C.

Tabla 2.4. Resultados del comportamiento de F_c , F_r en las variaciones en la sección C.

	Variación (disminución)		Respuesta original		Variación (aumento)	
	4mm		6mm		8mm	
	Frecuencia (GHz)	Atenuación (dB)	Frecuencia (GHz)	Atenuación (dB)	Frecuencia (GHz)	Atenuación (dB)
Corte	4.1	-3.0	3.4	-3.0	3.0	-3.0
Resonancia 1	5.2	-7.3	4.8	-11.5	4.4	-15.5
Resonancia 2	7.1	-19.8	6.58	-14.2	6.3	-10.1

2.3.5. Variaciones en D.

En este caso sucede algo similar que en caso anterior, donde la región afectada es la región amarilla la cual corresponde a la capacitancia C_a del circuito de la figura 2.9. Otro elemento igualmente variable es la inductancia de los defectos L_d . Según la respuesta de la figura 2.16 la capacitancia C_a disminuye cuando el defecto aumenta su longitud de 1mm a 5mm, por lo tanto la frecuencia de corte se desplaza 1.4GHz hacia baja frecuencia. Por otro lado la inductancia L_d aumenta, al incrementarse el área de los defectos y según la configuración del circuito 2.16, la frecuencia de resonancia se concentra en baja

frecuencia como se observa en la región de resonancia la cual se desplaza a baja frecuencia cuando el defecto aumenta.

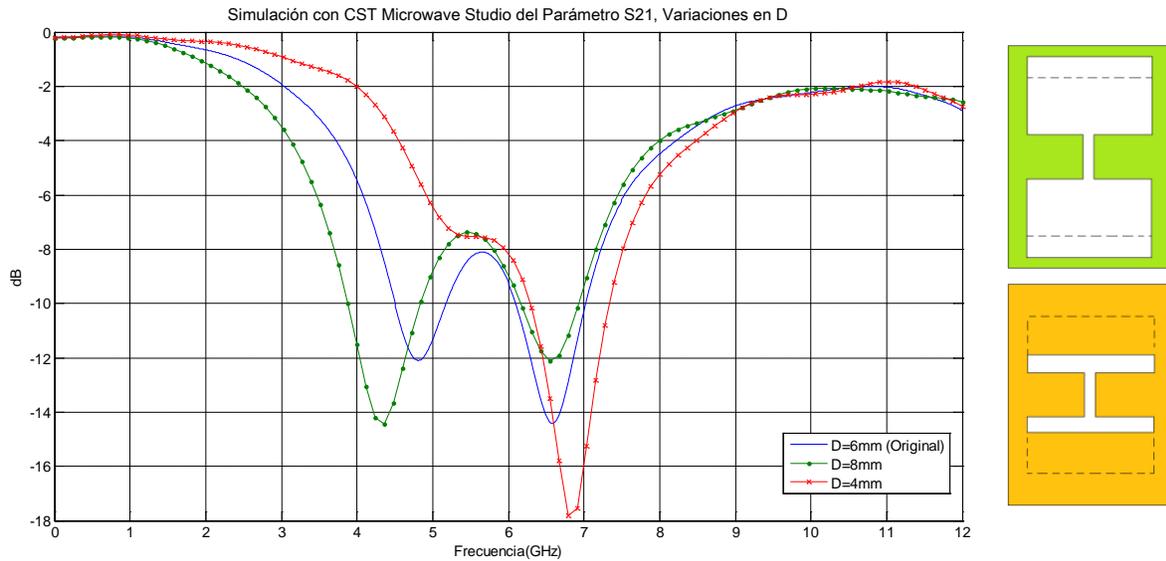


Figura 2.16. Respuesta del parámetro S_{21} , de las variaciones en D.

Tabla 2.5. Resultados del comportamiento de F_c , F_r en las variaciones en la sección D.

	Variación (disminución)		Respuesta original		Variación (aumento)	
	1mm		3mm		5mm	
	Frecuencia (GHz)	Atenuación (dB)	Frecuencia (GHz)	Atenuación (dB)	Frecuencia (GHz)	Atenuación (dB)
Corte	4.3	-3.0	3.4	-3.0	2.9	-3.01
Resonancia 1	5.4	-7.5	4.8	-11.5	4.3	-14.43
Resonancia 2	6.7	-17.8	6.58	-14.2	6.5	-12.1

2.3.6 Variaciones en E.

Al realizar variaciones en esta sección la región modificada principalmente corresponde a la región naranja, representada por la capacitancia C_g . Sin embargo, la región amarilla la cual representa C_a también se ve afectada. Debido a que C_g es predominante en esta respuesta, y de acuerdo a la configuración del circuito de la figura 2.9., cada vez que exista un aumento en la capacitancia de la ranura (gap), la respuesta se desplaza a más baja frecuencia. Es por ello que en la figura 2.17 cuando la ranura presenta un aumento

en su longitud, la respuesta de la grafica se desplaza tanto para la frecuencia de resonancia como para la de corte a valores más bajos.

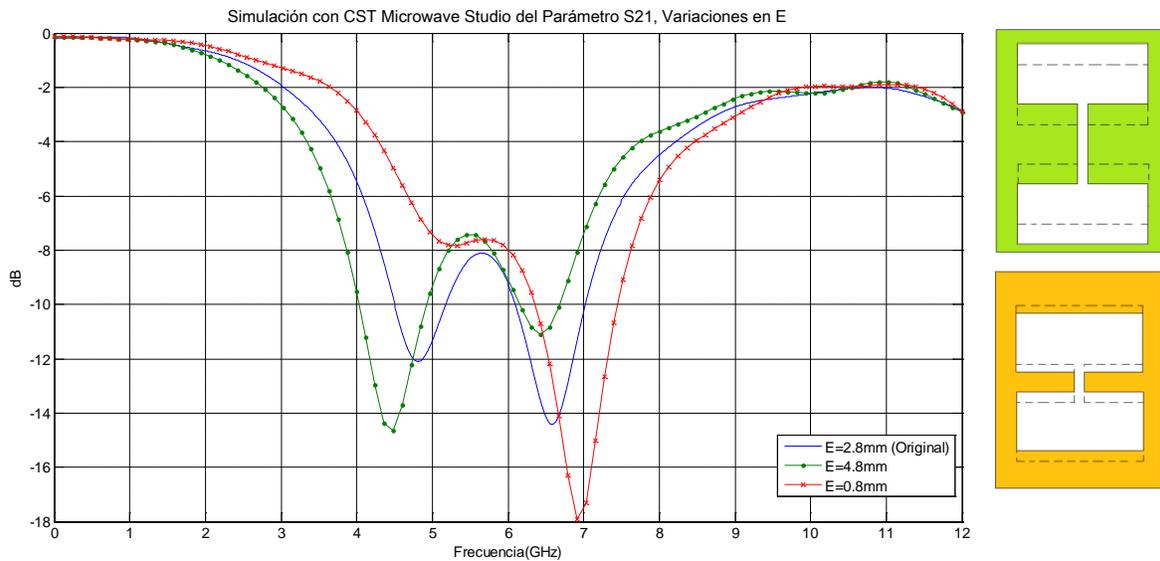


Figura 2.17. Respuesta del parámetro S_{21} , de las variaciones en E.

Tabla 2.6. Resultados del comportamiento de F_c , F_r en las variaciones en la sección E.

	Variación (disminución)		Respuesta original		Variación (aumento)	
	1.8mm		2.8mm		3.8mm	
	Frecuencia (GHz)	Atenuación (dB)	Frecuencia (GHz)	Atenuación (dB)	Frecuencia (GHz)	Atenuación (dB)
Corte	4.0	-3.0	3.4	-3.0	3.1	-3.0
Resonancia 1	5.3	-7.8	4.8	-11.5	4.4	-14.65
Resonancia 2	6.9	-17.9	6.58	-14.2	6.4	-11.1

2.3.7 Variaciones en F.

Finalmente para este caso donde se varió el parámetro F, que corresponde al ancho del gap, únicamente se varia la región roja de la figura 2.10 y C_g del circuito 2.9, es por ello que la sección más afectada se encuentra en alta frecuencia, como se muestra en la figura 2.18, donde se muestra que cada vez que la separación del gap es mayor (de 0.3 a 0.7), la frecuencia de resonancia tiende a desplazarse 900MHz hacia alta frecuencia, debido a su aumento de impedancia en esta región. Permaneciendo la frecuencia de corte con mínimas variaciones.

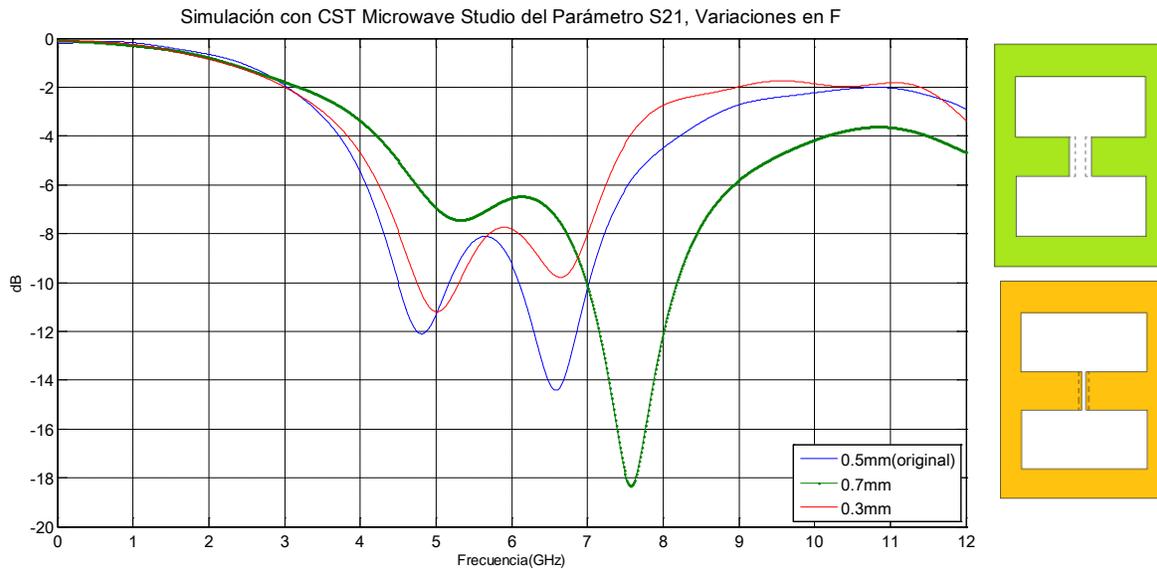


Figura 2.18. Respuesta del parámetro S_{21} , de las variaciones en F.

Tabla 2.7. Respuestas de frecuencias de las variaciones en F.

	Variación (disminución)		Respuesta original		Variación (aumento)	
	0.3mm		0.5mm		0.7mm	
	Frecuencia (GHz)	Atenuación (dB)	Frecuencia (GHz)	Atenuación (dB)	Frecuencia (GHz)	Atenuación (dB)
Corte	3.5	-3.0	3.4	-3.0	3.8	-3.0
Resonancia 1	5.0	-11.2	4.8	-11.5	5.3	-7.4
Resonancia 2	6.6	-9.7	6.58	-14.2	7.5	-18.34

2.4. Acoplamiento producido por la estructura DGS en tablillas microcinta.

Uno de los aspectos importantes que se pudieron observar al realizar estas variaciones es un efecto de acoplamiento que se presenta entre las líneas de campo magnético que se producen debido a la corriente que fluye en la cinta superior y por la que rodea los defectos en el plano de tierra. Para poder observar esto más claramente se utiliza la herramienta de simulación del campo magnético en las TCI. Se simuló dos tablillas de microcintas donde una mantenía el plano de tierra constante sin perturbaciones y otra con el defecto en el plano de tierra, produciendo el efecto pasa-bajas como se ha visto hasta ahora. Como se puede observar en la figura 2.19 se tiene un corte transversal de las dos tablillas, en la primera (figura 2.19a) el plano de tierra es continuo, y se observan las líneas de campo magnético alrededor de la cinta únicamente presentando mayor concentración por debajo de la cinta, sin pasar más allá del plano de tierra.

Para el segundo caso (figura 2.19b), en donde se tiene una estructura microcinta con defectos en la tierra, se observa que las líneas de campo se presentan alrededor de la cinta y también en ciertas secciones con mayor intensidad en el plano de tierra en especial alrededor de cada uno de los defectos y sobre todo en la sección central donde se encuentra el gap. En este caso se puede observar como estas líneas de campo de la cinta se acoplan con las líneas de campo que se presentan en el plano de tierra.

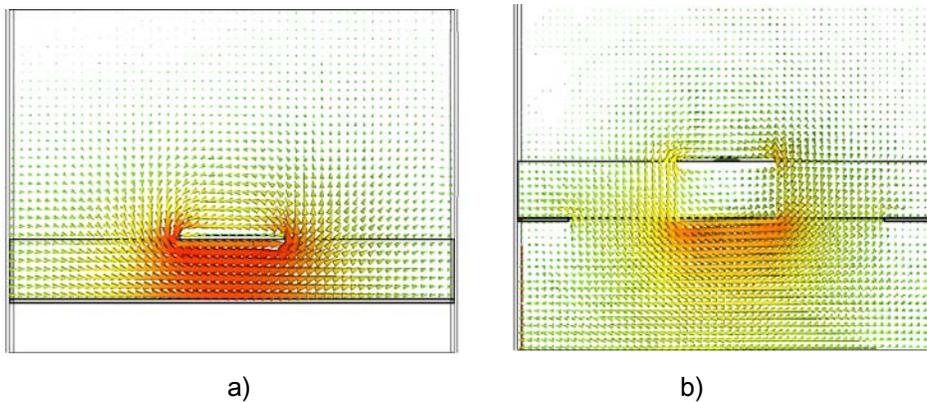


Figura 2.19. Líneas de campo magnético a) para una microcinta con el plano continuo y b) para una microcinta con un DGS en la tierra.

Por otro lado la figura 2.20, muestra los mismos resultados de las tablillas anteriores, viéndolos desde los parámetros de dispersión S21. Se observa más claramente el comportamiento que produce el DGS sobre la microcinta y la manera que afecta la respuesta original.

En la respuesta que no presenta defectos en el plano de tierra, se puede observar que la grafica presenta una respuesta casi constante, tendiendo una mínima atenuación cada vez que se presenta hacia más alta frecuencia, esto ocurre debido a las pérdidas que se producen en la TCI. Sin embargo, cuando se introduce el DGS se acopla un comportamiento resonante (efecto que produce el DGS) el cual produce un comportamiento filtrante pasa-bajas, con una atenuación de -14dB. Cabe mencionar que esta atenuación varia en gran medida al efecto de acoplamiento que se presenta, lo cual se puede observar más claramente en la siguiente prueba, la cual consistió en desplazar el defecto fuera del centro, pero como en este caso el filtro resulta ser muy compacto, se opto por ampliar el área del filtro utilizando el Simulador Electromagnético CST Microwave Studio solamente como ejemplo, donde únicamente se aumentó el área del filtro de

1cmx1.2cm a un área de 6cmx6cm, manteniendo todos los demás parámetros constantes.

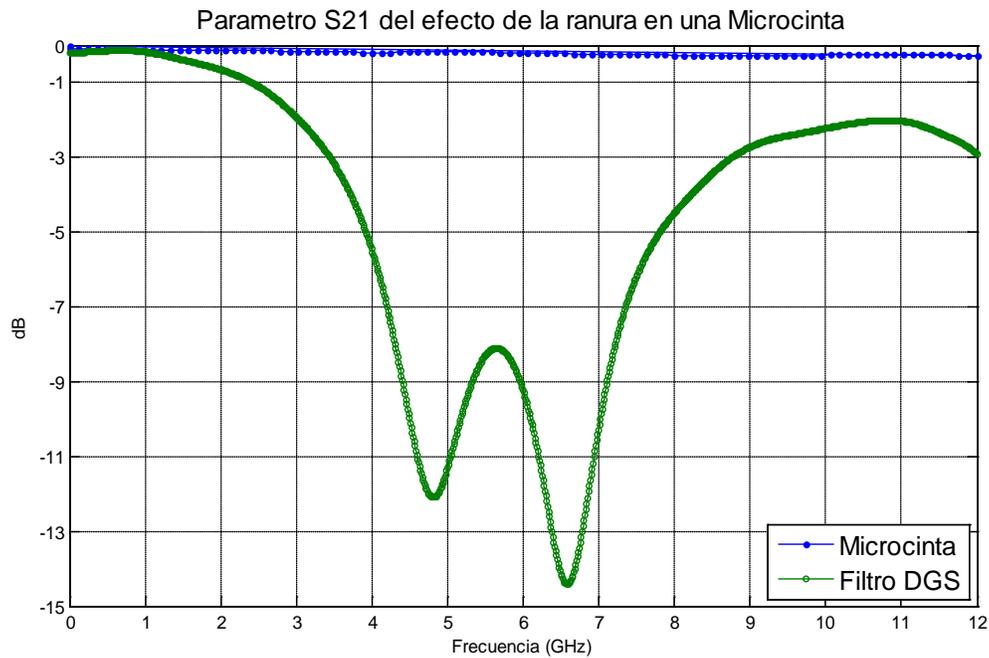


Figura 2.20. Efecto sobre las pérdidas por inserción de una ranura en el plano de tierra en una microcinta con y sin defectos.

Primero se realizó una simulación manteniendo el DGS en el centro de la microcinta, la segunda fue desplazando el defecto 4mm hacia un costado y la tercera desplazando el defecto 8mm hacia el mismo costado como se muestra en la figura 2.21.

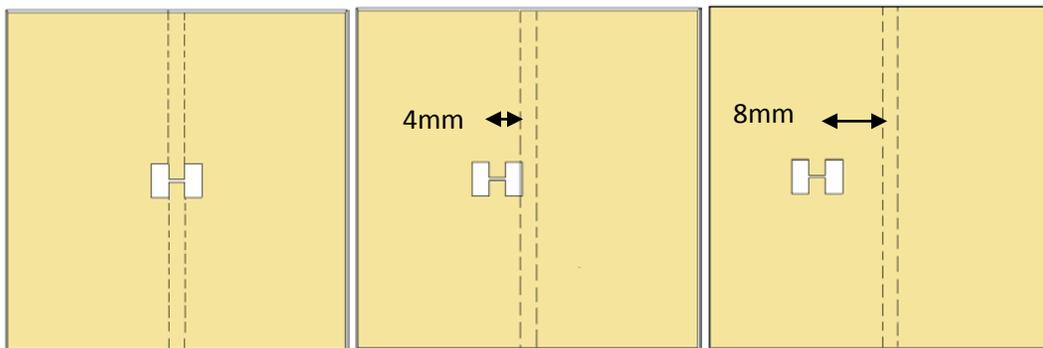


Figura 2.21. Desplazamiento del defecto 4mm y 8mm a un costado, de la parte central

Los resultados obtenidos se muestran en la figura 2.22 donde se observa que cada vez que el DGS se aleja de la sección central, la respuesta de la atenuación del efecto

rechaza-banda del circuito disminuye, hasta el punto en que desaparece y la respuesta termina siendo similar a la de una microcinta sin ranura en el plano de tierra.

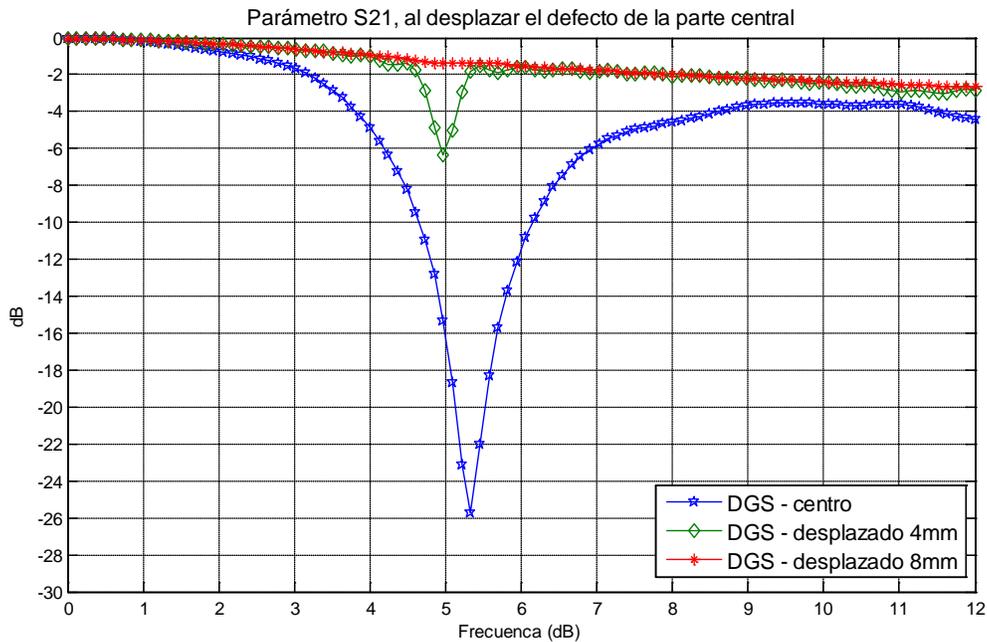
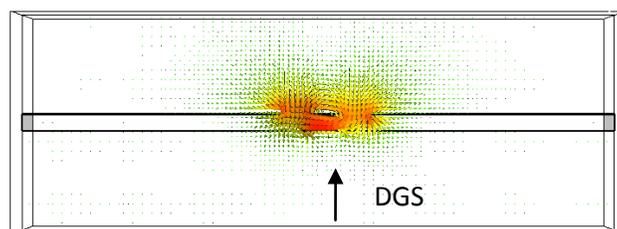


Figura 2.22. Respuesta del parámetro S₂₁, al alejar el DGS de la sección central.

Esto sucede debido a que el factor de calidad del acoplamiento entre la cinta y el DGS va disminuyendo cada vez que este se aleja de esta sección central, hasta el punto que deja de acoplarse, por lo tanto desaparece el efecto rechaza-banda. En la figura 2.23a se puede observar como las líneas de campo magnético presentan una mayor intensidad y el acoplamiento viene siendo mayor, para el caso que se ha visto hasta ahora. En la siguiente figura 2.23b se observa que este acoplamiento va presentando menor intensidad y el comportamiento de las líneas comienza a ser similar al de una línea microcinta sin defecto. Finalmente en la figura 2.23c, ya no existe el acoplamiento ya que las líneas de campo de la cinta no llegan hasta la sección donde se encuentra ubicado el DGS.



a)

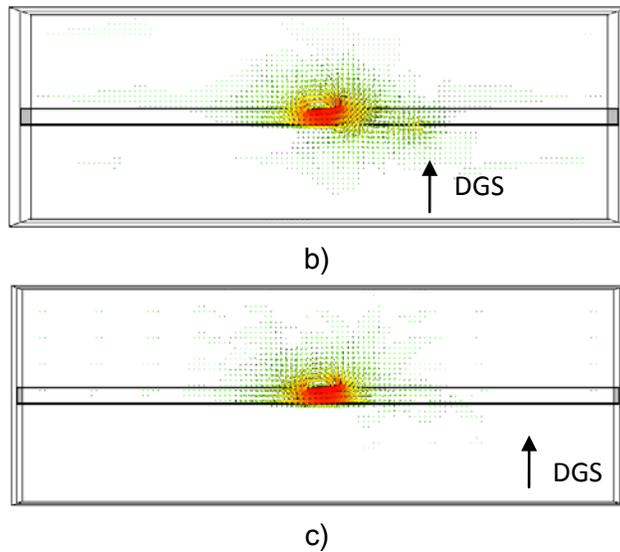


Figura 2.23 Vista transversal del comportamiento de las líneas de campo magnético: a) DGS- Sección central, b) DGS – con corrimiento de 4mm, c) DGS – con corrimiento de 8mm.

Basándose en los resultados obtenidos, se optó por incorporar este efecto de acoplamiento al circuito eléctrico con el que ya se está trabajando, para proporcionar una representación más fiel a la de un DGS en una estructura microcinta, por lo tanto el circuito eléctrico se propone de la siguiente forma. Por otro se incorpora el valor de elemento resistivo R , el cual representa las pérdidas en el conductor y el defecto

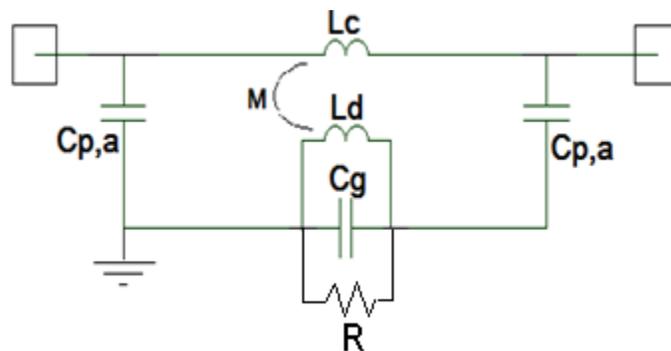


Figura 2.24. Circuito Eléctrico propuesto para un filtro que utiliza defectos en el plano de tierra.

CAPITULO 3.

PROPUESTA DE UN CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE PARA UNA ESTRUCTURA DGS.

En este capítulo se trata de hacer un recuento de los circuitos eléctricos más importantes que representan el comportamiento de una estructura DGS, además de la comparación del circuito propuesto el cual se ha ido estudiado desde el capítulo anterior. Se mostrarán las respuestas que brinda cada uno de los métodos utilizados y se selecciona la mejor, de la cual se obtiene la ecuación de transferencia, para posteriormente hacer un análisis del comportamiento de cada uno de los elementos que representan el circuito eléctrico.

3.1. Respuesta del circuito eléctrico tanque para una estructura DGS.

En el capítulo 1 se mencionó que la literatura existente sobre DGS, expresa su respuesta mediante un circuito eléctrico tanque [19]. Las ecuaciones (1.27) y (1.28) representan su valor capacitivo e inductivo respectivamente, si asignamos valores para que se obtenga una frecuencia de corte de 3.4GHz y una frecuencia de resonancia de 6.8GHz, obtenemos los siguientes valores de C y L [19]:

$$C = \frac{2\pi 3.4GHz}{50 \cdot 2} \frac{1}{(2\pi 6.8GHz)^2 \cdot (2\pi \cdot 3.4GHz)^2} = 1.5[pF] \quad (3.1)$$

$$L = \frac{1}{4\pi(6.8GHz) \cdot 1.69GHz} = 3.5[nH] \quad (3.2)$$

Haciendo uso del programa AWR Microwave Office, el cual sirve para la solución de circuitos eléctricos a alta frecuencia, se sustituyeron los valores obtenidos en el circuito tanque como se muestra en la figura 3.1 haciendo un barrido en frecuencia de 50MHz a 12GHz para obtener la respuesta del parámetro S_{21} el cual se muestra en la figura 3.2.

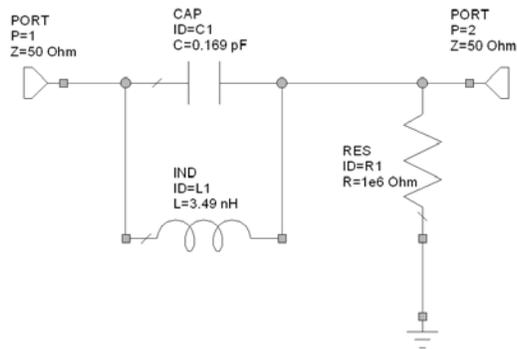


Figura 3.1. Circuito eléctrico tanque de una estructura microcinta con defectos en el plano de tierra.

La figura 3.2 muestra que la frecuencia de corte y resonancia coinciden en los mismos puntos para ambos casos, sin embargo los niveles de atenuación son muy diferentes, ya que la respuesta simulada presenta mayor atenuación que la medida, de tal forma que en la frecuencia de resonancia del circuito tanque tiene una atenuación de -70.67dB en comparación con la medida de -14.53dB. La respuesta del circuito tanque resulta ser demasiado idealizada a la respuesta real, es por ello que se busca la representación eléctrica que muestre de una manera más completa, el comportamiento que producen estos defectos en el plano de tierra.

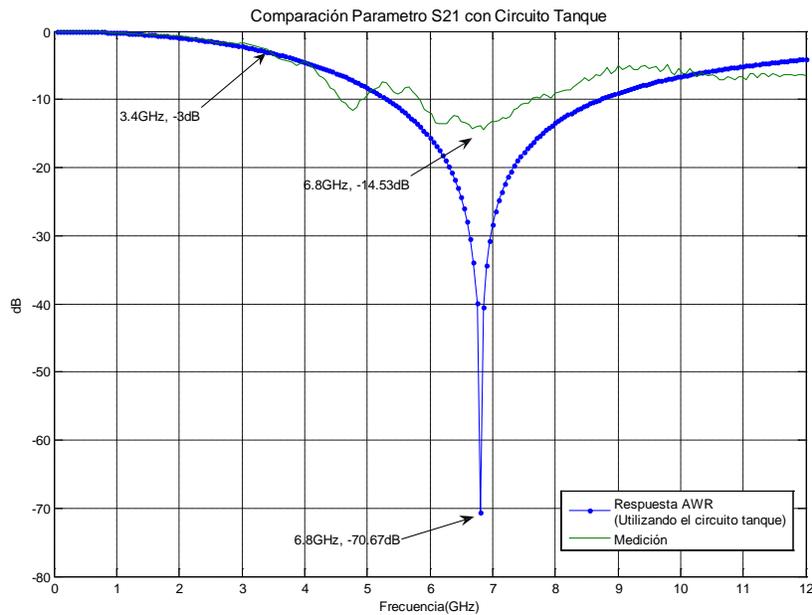


Figura 3.2. Comparación del parámetro S_{21} , de la respuesta del circuito tanque y la respuesta medida.

A continuación se muestran otros métodos que se utilizan comúnmente, para la extracción de un circuito eléctrico, uno de ellos es a través del empleo de un circuito π , que representa una red de una línea de transmisión y que se resuelve por medio de los parámetros ABCD. La segunda es implementando y ajustando el circuito eléctrico que se obtuvo del capítulo anterior, obtenido de los resultados del comportamiento de los campos electromagnéticos presentes en la microcinta.

3.2 Método de extracción por medio de los parámetros de dispersión y transmisión.

Un método que se utiliza para la extracción de un circuito eléctrico es utilizando los parámetros de dispersión (S) con los parámetros de una línea de transmisión (ABCD), [20]. Este método consiste en proponer un circuito de admitancias formado por un arreglo tipo π como se muestra en la figura 3.3a, que representa una red de una línea de transmisión, mediante los parámetros ABCD para su solución, es por ello que por medio de una serie de transformaciones utilizando las ecuaciones (3.3), (3.4), (3.5) y (3.6), los datos de los parámetros de dispersión de las mediciones se convierten en los parámetros ABCD y de esta manera se obtienen los valores de las admitancias del circuito [20].

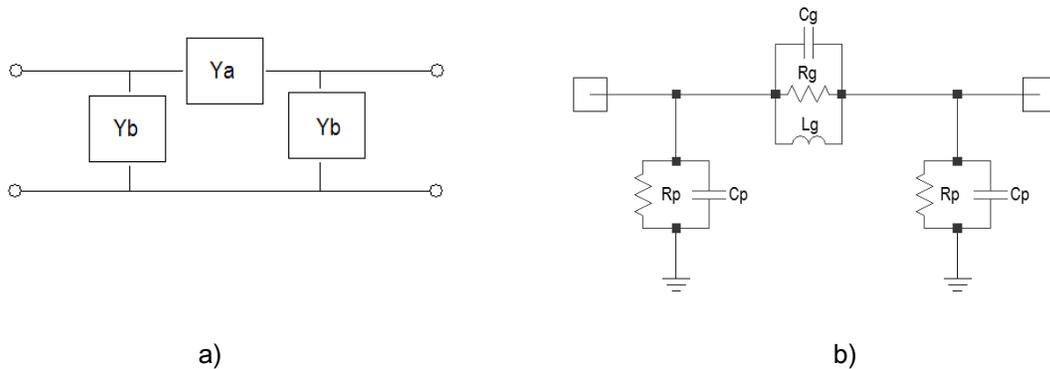


Figura 3.3 a) Arreglo tipo π , b) Representación de las admitancias en los elementos parásitos que componen el circuito eléctrico que representa el comportamiento de un DGS

$$A = \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (3.3)$$

$$B = \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (3.4)$$

$$C = \frac{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (3.5)$$

$$D = \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (3.6)$$

Básicamente el circuito está compuesto por dos admitancias en paralelo Y_b , las cuales representan los efectos de capacitancia y resistencia que se producen en la microcinta debido al efecto capacitivo entre la pista y el plano de tierra, así como la resistividad del material dieléctrico. Por otro lado la admitancia Y_a que se encuentra en serie, representa el efecto filtrante que produce el DGS, el cual se encuentra representado por un capacitor, un inductor y un resistor como se observa en la figura 3.3b.

Para poder obtener los valores de las admitancias del circuito, con ayuda de los valores de los parámetros obtenidos anteriormente, se obtienen las admitancias despejando las ecuaciones (3.7), (3.8), (3.9) y (3.10) [20].

$$A = 1 + \frac{Y_b}{Y_a} \quad (3.7)$$

$$B = \frac{1}{Y_b} \quad (3.8)$$

$$C = Y_1 + Y_2 + \frac{Y_b Y_b}{Y_a} \quad (3.9)$$

$$D = 1 + \frac{Y_1}{Y_3} \quad (3.10)$$

Al despejar las variables Y_a y Y_b , (3.11) y (3.12) respectivamente, se obtendrán valores reales e imaginarios, los cuales representaran los valores resistivos (R_g y R_p) y reactivos (B_r y B_p) de las admitancias. Hay que tomar en cuenta que los cálculos para cada una, deben realizarse a una frecuencia específica. Según [2], para obtener los valores aproximados de los elementos que componen Y_a , todos deben ser calculados a la frecuencia de resonancia, y los elementos que componen Y_b , deben calcularse a la frecuencia de corte [20].

$$Y_a = \frac{1}{B} = \frac{1}{R_g} + jB_r \quad (3.11)$$

$$Y_b = \frac{A-1}{B} = \frac{-1 \pm \sqrt{1+BC}}{B} = \frac{D-1}{B} = \frac{1}{R_p} + jB_p \quad (3.12)$$

Para Y_b simplemente la parte real corresponde a la resistencia y la reactiva a la capacitancia C_p que se encuentra en paralelo, la cual se obtiene por la siguiente ecuación [20].

$$C_p = \frac{B_p}{\omega_o} \quad (3.13)$$

Por otro lado para Y_a , la parte real corresponde a la resistencia, sin embargo, la reactiva está constituida por un capacitor y un inductor, los cuales se encuentran en términos de la frecuencia de corte y resonancia, las cuales están representadas por las ecuaciones (3.14) y (3.15) [20].

$$C_g = \frac{B_r}{\omega_0 \left(\frac{\omega_c}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_c} \right)} \quad (3.14)$$

$$L_g = \frac{1}{\omega_0^2 C_g} \quad (3.15)$$

Realizando los cálculos correspondientes para el filtros que se construyó, se obtienen los siguientes valores del circuito eléctrico tipo π .

Tabla 3.1. Valores obtenidos para los elementos que componen el circuito eléctrico tipo π , utilizando las transformaciones de los parámetros de dispersión a transmisión.

Variable	Valor
Frecuencia de corte	3.4GHz
Frecuencia resonancia	6.85GHz
Ya	0.0019085+0.0093275i
Yb	0.024776+0.041217i
Cg	0.14pF
Lg	3.6nH
Rg	523.93Ohms
Cp	0.1pF
Rp	514.71

Utilizando el programa AWR Microwave Office, se incorporó el circuito eléctrico tipo π como se muestra en la figura 3.4, con los valores obtenidos en la tabla 3.1 y fue simulado en un intervalo de frecuencias de 50MHz a 12GHz, con pasos de 50MHz.

La respuesta del parámetro S_{21} del circuito anterior muestra en la figura 3.5 un corrimiento en la frecuencia de corte de 200MHz por debajo de la frecuencia medida, por otro lado la frecuencia de resonancia se ubica en la misma posición en ambos, sin embargo en la respuesta simulada la atenuación final presenta un valor de -16.29dB. A diferencia del circuito eléctrico tanque, este presenta una mejor aproximación a la respuesta medida, ya

que el circuito consta de un mayor número de elementos que representan el efecto filtrante, más sin embargo, el problema en este circuito, es que la respuesta medida se adaptó a un circuito eléctrico, y lo que se pretende es adaptar un circuito eléctrico de la respuesta del filtro es por ello que en siguiente apartado se propone un circuito, en base a los estudios realizados previamente.

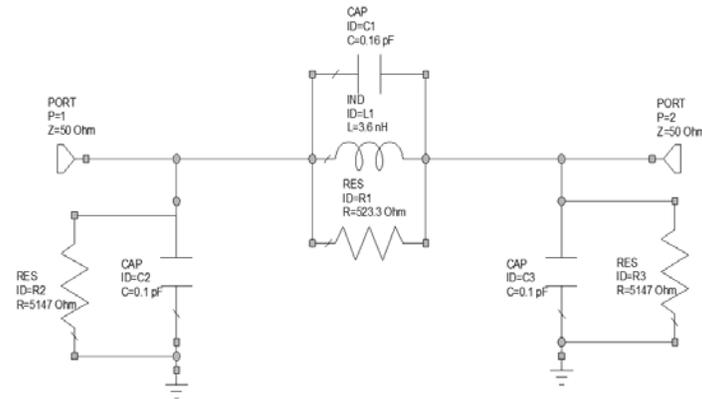


Figura 3.4 Arreglo tipo π con los valores obtenidos en la tabla 3.1, utilizando los parámetros ABCD.

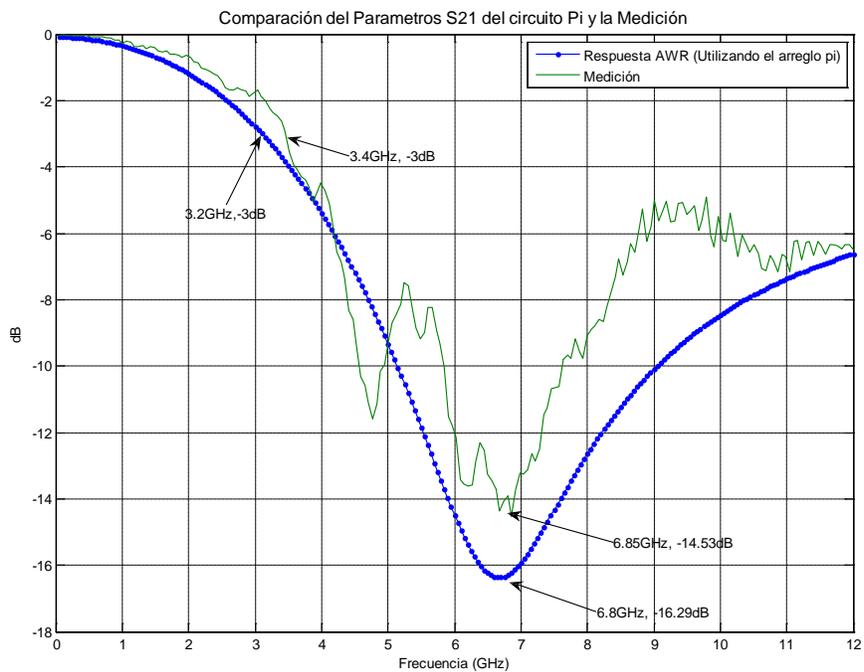


Figura 3.5 Comparación entre los valores del parámetro S_{21} tanto medida como simulada en el programa comercial AWR Microwave Office, del arreglo π .

3.3 Circuito Eléctrico Propuesto para una estructura DGS.

El propósito de encontrar un circuito eléctrico es mostrar los efectos parásitos que se producen en una microcinta al incorporar un DGS. La respuesta de una línea microcinta con un plano de tierra uniforme, es la de una línea de transmisión la cual comienza a presentar pérdidas al aumento de frecuencia. Sin embargo, al realizar defectos en el plano de tierra, y al hacer un barrido hasta 12GHz, la respuesta se comporta diferente a la de una línea microcinta, ya que se presentan pérdidas como las de un filtro pasa-bajas que corta a una frecuencia de 3.4GHz y resuena a 6.8GHz, para este caso.

En la figura 2.24 del capítulo2, se mostró un circuito eléctrico el cual representaba el comportamiento del filtro, según las observaciones de la distribución de los campos electromagnéticos en la tablilla y se decidió continuar con el estudio de este circuito eléctrico, sin embargo, no se cuenta aun con las ecuaciones para obtener los valores de todos los elementos que lo conforman.

Por un lado L_c y $C_{p,a}$, constituyen el comportamiento de la microcinta, es por ello que las ecuaciones utilizadas corresponden a las dimensiones de la microcinta en general. De igual manera para el gap, se utilizaron ecuaciones como la (1.15) del capítulo 1, para encontrar la capacitancia de este elemento, así como de la inductancia del defecto, obteniéndola a partir de la ecuación que corresponde a la de un slot en el plano de tierra, la cual se representó en el capítulo 1 (ec. 1.14). Para la obtención de los elementos restantes (resistencia y el factor de acoplamiento), se realizó un programa del cual se obtienen los valores para ambos elementos. Para lograr esto se necesito incorporar la solución de la función de transferencia del circuito eléctrico, en el apéndice E se muestra el programa realizado, el cual arroja una tabla con los valores óptimos para obtener una respuesta de filtro pasa-bajas con una frecuencia de corte de 3.4GHz y una frecuencia de resonancia en 6.8GHz.

Tabla 3.2. Tabla de valores de los elementos para el circuito eléctrico propuesto.

Valores para elementos de un circuito equivalente DGS.	
Frecuencia de Corte	3.39GHz
Frecuencia de Resonancia	6.77GHz
Lc	4.2nH
Cp	0.42pF
Ld	0.83nH
Cg	1pF
R	125Ohms
K	0.85nH

Con los valores calculados, se simuló el circuito eléctrico, el cual dio la respuesta que se muestra en la gráfica de la figura 3.6 del cual se observa una frecuencia de corte en 3.4GHz y una frecuencia de resonancia en 6.75GHz. La aproximación es mucho mayor que con los circuitos anteriores sobre todo en cuestiones de atenuación, aunque no presenta todas las resonancias que de la respuesta medida, presenta una mejor aproximación como se muestra en la figura 3.7, por lo tanto se eligió éste último para desarrollar su ecuación de transferencia y el estudio del comportamiento del filtro.

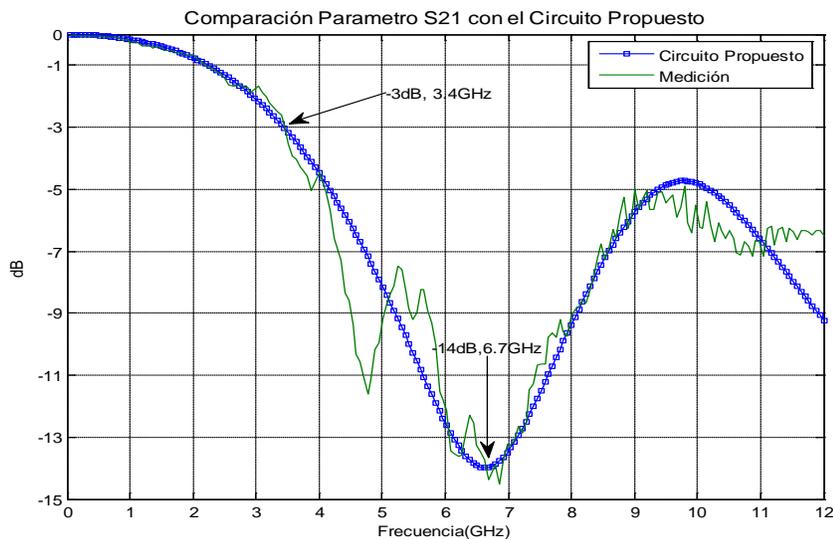


Figura 3.6 Comparación entre los valores del parámetro S₂₁ tanto medida como simulada en el programa AWR Microwave Office, del circuito eléctrico propuesto.

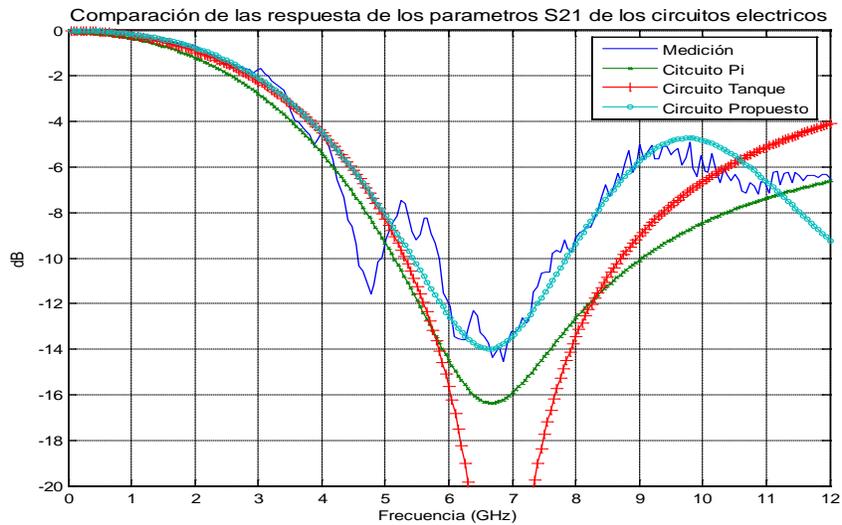


Figura 3.7. Comparación de la respuesta medida y las simuladas para los 3 circuitos eléctricos que corresponden a una estructura DGS.

La ventaja que radica en este circuito eléctrico de los circuitos anteriores, además de presentar una mejor aproximación es que el a partir de las respuestas simulaciones de la distribución de campos, de la corriente y de los parámetros S, se construye el circuito, a diferencia de los casos anteriores, en que los circuitos eléctricos se proponían y la respuesta se ajustaba a ellos, es por ello que ninguno de estos circuitos mantenía una relación con las dimensiones físicas de la tablilla y no se podía explicar su funcionamiento con sus circuitos eléctricos.

3.4 Solución matemática de la función de transferencia del circuito propuesto.

Para poder obtener la función de transferencia se hizo un análisis de distribución de mallas en el circuito, como se muestra en la figura 3.8.

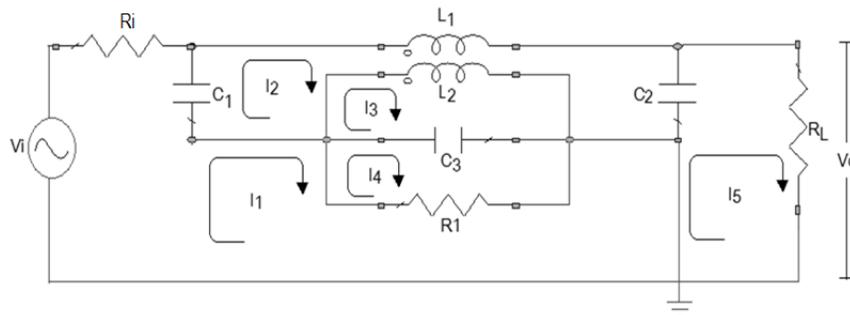


Figura 3.8 Circuito eléctrico propuesto de un filtro con defecto en el plano de tierra.

Aplicando la ecuación (3.16), es posible resolver la ecuación de transferencia donde la variable a determinar es el voltaje a la salida V_o , dado que se presenta una señal de excitación V_i .

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} \quad (3.16)$$

Utilizando el método de mallas se obtienen las ecuaciones (3.18) para su solución, de la cual se obtendrá el valor de I_5 para obtener el valor del voltaje de salida y así darle solución a la ecuación (3.16):

$$V_o(s) = I_5 R_L \quad (3.17)$$

$$\begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} & Z_{15} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} & Z_{25} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} & Z_{35} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} & Z_{45} \\ Z_{51} & Z_{52} & Z_{53} & Z_{54} & Z_{55} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_i \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

Donde los valores de las impedancias en términos de Laplace son los siguientes:

Para la malla 1 se tiene:

$$\begin{aligned} Z_{11} &= R_i + \frac{1}{sC_1} + R_1; & Z_{12} &= -\frac{1}{sC_1}; & Z_{13} &= 0; \\ Z_{14} &= -R_1; & Z_{15} &= 0; \end{aligned} \quad (3.19)$$

Para la malla 2:

$$\begin{aligned} Z_{21} &= -\frac{1}{sC_1}; & Z_{22} &= \frac{1}{sC_1} + \frac{1}{sC_2} + sL_1 + sL_2 - s2M; & Z_{23} &= -sL_2 + sM_{21}; \\ Z_{24} &= 0; & Z_{25} &= -\frac{1}{sC_2}; \end{aligned} \quad (3.20)$$

Para la malla 3:

$$\begin{aligned} Z_{31} &= 0; & Z_{32} &= -sL_2 + sM_{12}; & Z_{33} &= sL_2 + \frac{1}{sC_3}; \\ Z_{34} &= -\frac{1}{sC_3}; & Z_{35} &= 0; \end{aligned} \quad (3.21)$$

Para la malla 4:

$$\begin{aligned} Z_{41} &= -R_1; & Z_{42} &= 0; & Z_{43} &= -\frac{1}{sC_3}; \\ Z_{44} &= \frac{1}{sC_3} + R_1; & Z_{45} &= 0; \end{aligned} \quad (3.22)$$

Para la malla 5:

$$\begin{aligned} Z_{51} &= 0; & Z_{52} &= -\frac{1}{sC_2}; & Z_{53} &= 0; \\ Z_{54} &= 0; & Z_{55} &= \frac{1}{sC_2} + R_L; \end{aligned} \quad (3.23)$$

Para dar solución a la ecuación (3.17) es necesario determinar el valor de I_5 , el cual se puede obtener resolviendo el cociente de las matrices que a continuación se muestran:

$$I_5 = \frac{\begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} & V_0 \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} & 0 \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} & 0 \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} & 0 \\ Z_{51} & Z_{52} & Z_{53} & Z_{54} & 0 \end{pmatrix}}{\begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} & Z_{15} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} & Z_{25} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} & Z_{35} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} & Z_{45} \\ Z_{51} & Z_{52} & Z_{53} & Z_{54} & Z_{55} \end{pmatrix}} \quad (3.24)$$

$$I_5 = \frac{V_i(Z_{21}(Z_{33}Z_{44}Z_{52} - Z_{34}Z_{43}Z_{52}) - Z_{23}(Z_{34}Z_{41}Z_{52}))}{Z_{11}(Z_{22}(Z_{33}Z_{44}Z_{55} - Z_{34}Z_{43}Z_{55}) - Z_{23}(Z_{33}Z_{44}Z_{55})) - Z_{14}[Z_{21}(Z_{32}Z_{44}Z_{55}) + Z_{22}(Z_{33}Z_{44}Z_{55}) - Z_{23}(Z_{32}Z_{41}Z_{55})]} \quad (3.24)$$

CAPITULO 4.

OPTIMIZACIÓN DE LOS VALORES DEL CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE.

En este capítulo se hace la descripción de un programa para obtener la optimización de los valores del circuito eléctrico propuesto. El algoritmo de este programa consiste en variar cada uno de los parámetros y observar los cambios que producen sobre la respuesta final, y mostrar el valor que ofrece una respuesta más óptima. Con esto se añaden las graficas y tablas de cada elemento donde se muestran estos resultados, realizando una descripción para cada uno de estos valores.

4.1. Selección de los valores óptimos.

Después de haber resuelto la matriz que entrega la respuesta del filtro utilizando Matlab, se realizó una serie de variaciones sobre los valores de los elementos del circuito, y se seleccionaron aquellos que cumplían con la respuesta más óptima. Primero se realizó para los dos elementos que no conocemos (la resistencia y el factor de acoplamiento), Esto se realizó dando un intervalo para los valores de la resistencia y un intervalo para el factor de acoplamiento. Estos valores se hicieron pasar sobre la función de transferencia con los demás valores de los elementos los cuales si se pudieron calcular. Cada variación correspondía a una respuesta, cuando la respuesta cumplió con la medida se seleccionaron los valores de resistencia y de factor de acoplamiento en caso.

Cuando ya se tienen los valores de todos los elementos del circuito eléctrico equivalente, que cumplen con la respuesta deseada se procede a la optimización del valor uno de ellos. Esto consiste en variar el valor de un elemento mientras los otros valores permanecen estáticos. De acuerdo a cada valor de cada variación se obtienen diferentes respuestas, cuando la respuesta coincide con las frecuencias medición, el valor de ese

elemento se selecciona y se considera como óptimo para la respuesta de filtro, ese mismo procedimiento se hace para cada elemento.

El procedimiento en el que se realizó fue el siguiente para la selección de esos elementos fue el siguiente:

- Utilizando todo el intervalo de frecuencias, se realizaron dos distribuciones gaussianas, independientemente una de la otra como se muestra en la figura 4.1, donde en los puntos máximos o medias se encontraban en: para la primera gráfica en la frecuencia de corte (3.4GHz) y para la segunda en la frecuencia de resonancia (6.8GHz), que presentó el filtro medido. Se asignaron niveles donde el 100% se presentaban en los máximos (frecuencia de corte y resonancia) y el mínimo o cero, en los valores más alejados de éstos.
- Se seleccionó todos aquellos valores que entraban por arriba de los niveles de 99% para ambas graficas. Para la primera gráfica las frecuencias seleccionadas en este intervalo son desde 2.9GHz hasta 3.9GHz, para la segunda gráfica, fueron las frecuencias de 5.8GHz a 7.7GHz.

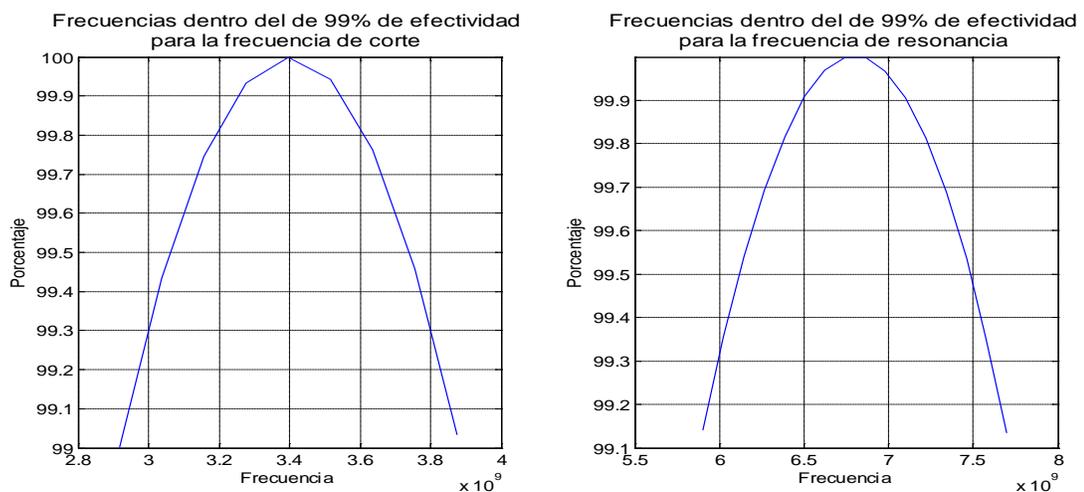


Figura 4.1 Distribución normal para la frecuencia de corte y la frecuencia de resonancia real, con un 99% de tolerancia.

- Posteriormente se hicieron las variaciones y cuando la frecuencia de corte estaba dentro de la seleccionada en la gráfica 1 se guardaba el valor de este elemento, y

si con este mismo valor se obtenía una frecuencia resonancia la cual entraba en los valores de la gráfica 2, se seleccionaba como un valor óptimo para el valor de ese elemento del filtro.

En el siguiente diagrama se muestra la manera en que se seleccionaron la frecuencias más óptimas para la obtención de los valores de los elementos.

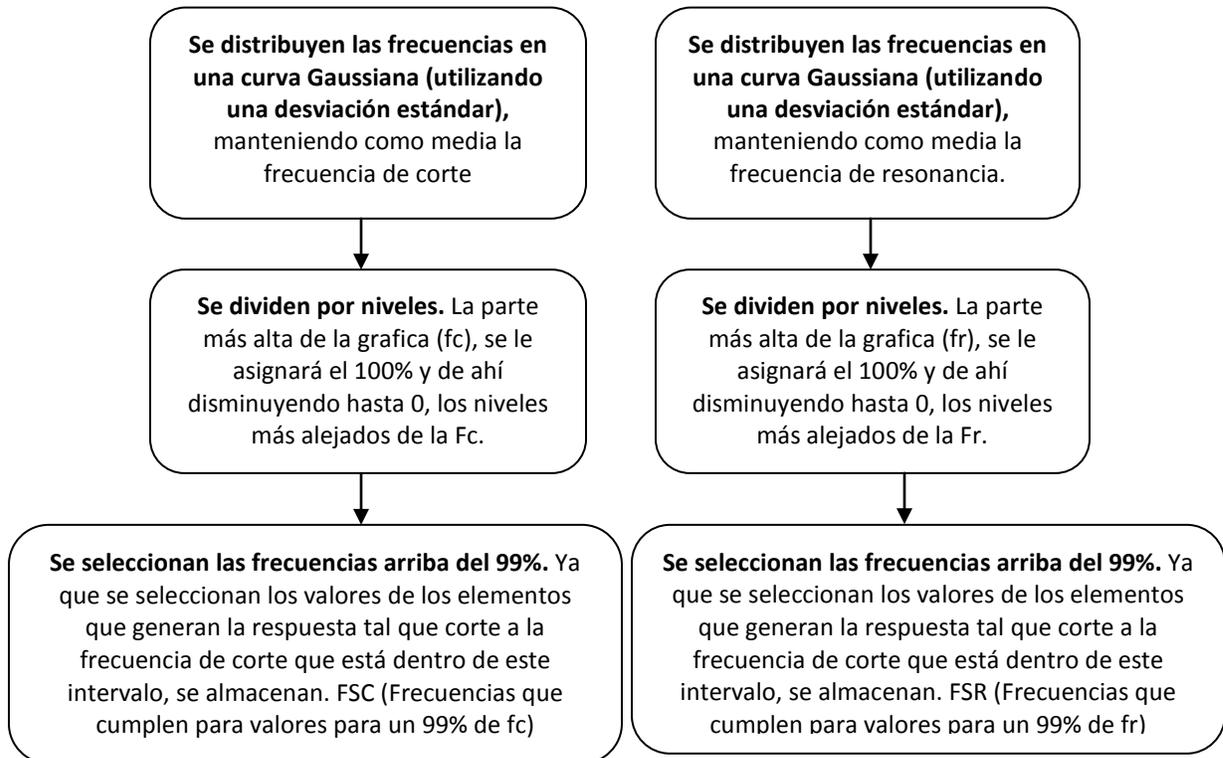


Figura 4.2. Diagrama de selección de los valores.

El diagrama de la figura representa el proceso de selección de los valores óptimos para cada variación de los elementos.

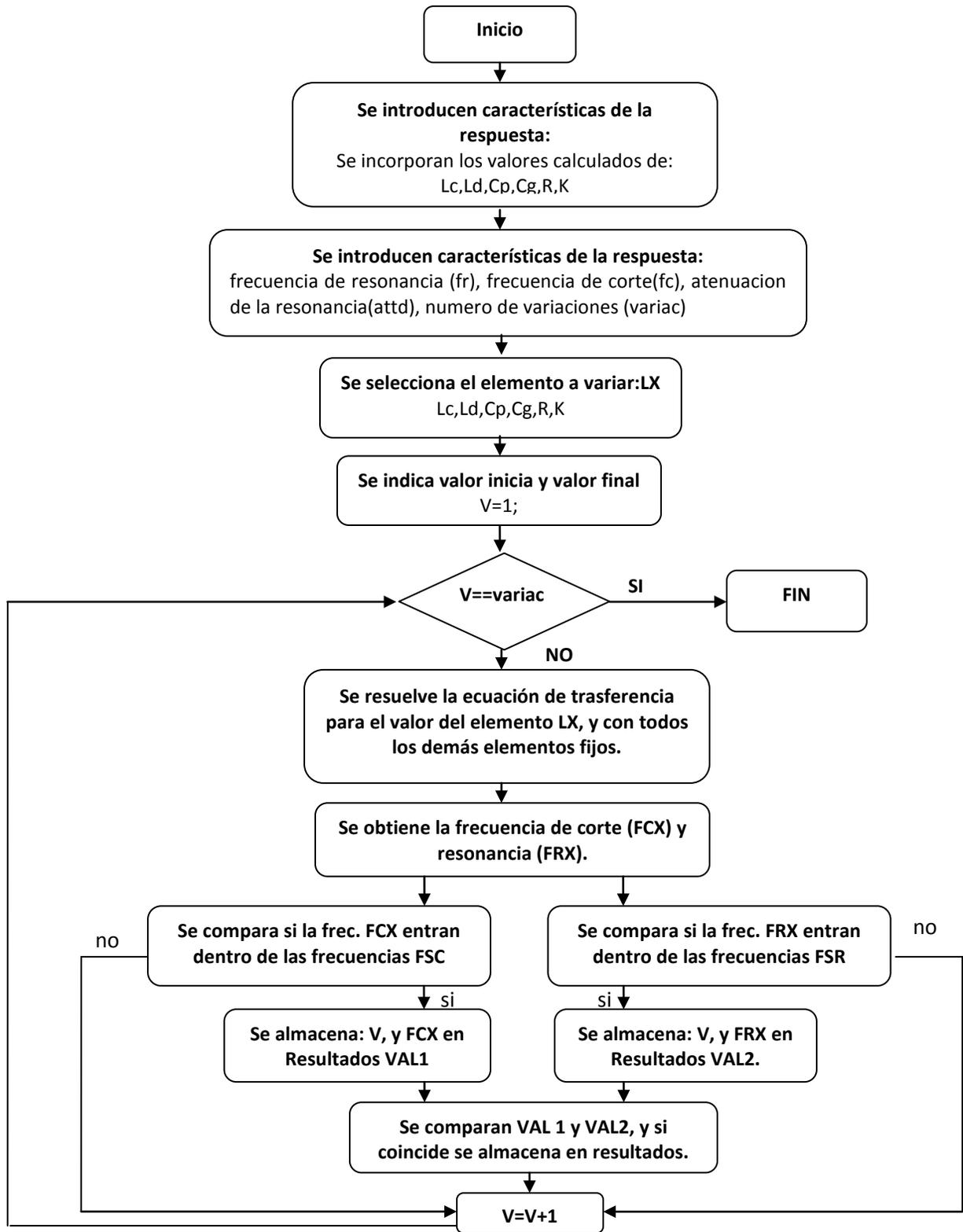


Figura 4.3. Diagrama de procedimiento de variación y selección de los valores óptimos.

El programa desarrollado Matlab, muestra una imagen, en la cual se encuentra representado el circuito eléctrico y los elementos que lo componen como se observa en la figura 4.2.

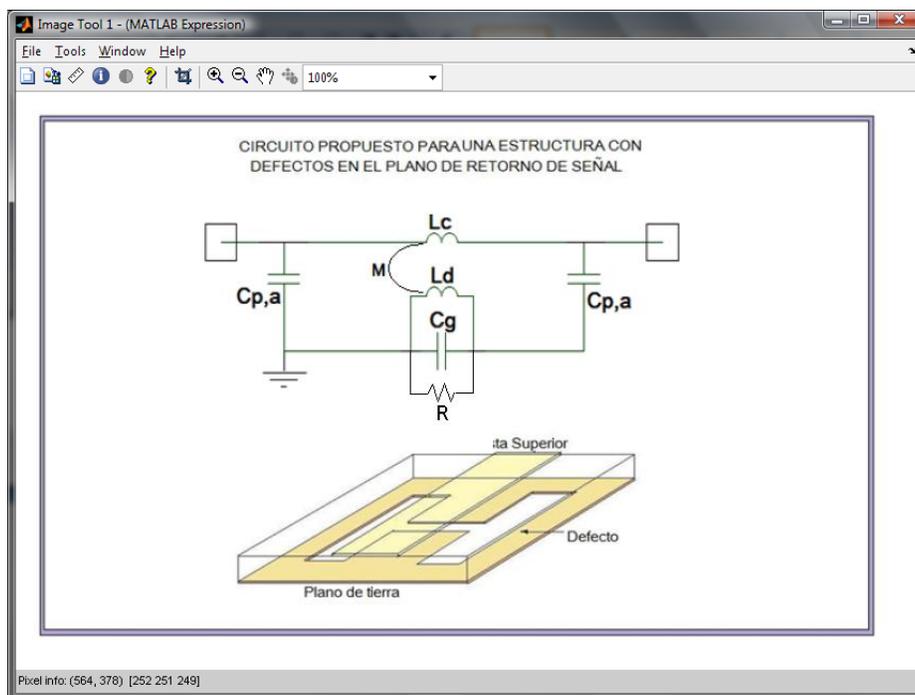


Figura 4.4 Representación de los elementos del circuito eléctrico equivalente.

Posteriormente se muestra una pantalla como la de la figura 4.3, en esta se indica el tipo de elementos que conforman el circuito eléctrico, y puede seleccionarse alguno de ellos para realizar la prueba (L_c , $C_{p,a}$, C_d , C_g , R , k , L_d) como se muestra en la figura 4.4, en parte de seleccionar elemento, y después en la sección de gráfica, se puede observar el comportamiento de la variación del elementos seleccionados, con respecto a su comportamiento en frecuencia, a su atenuación, a la variación de frecuencia de corte, y a variación sobre la frecuencia de resonancia.

Por otro lado a la derecha se imprimen los valores más óptimos para este elemento, y se muestra el valor de la frecuencia de corte y resonancia que se obtienen para cada valor.

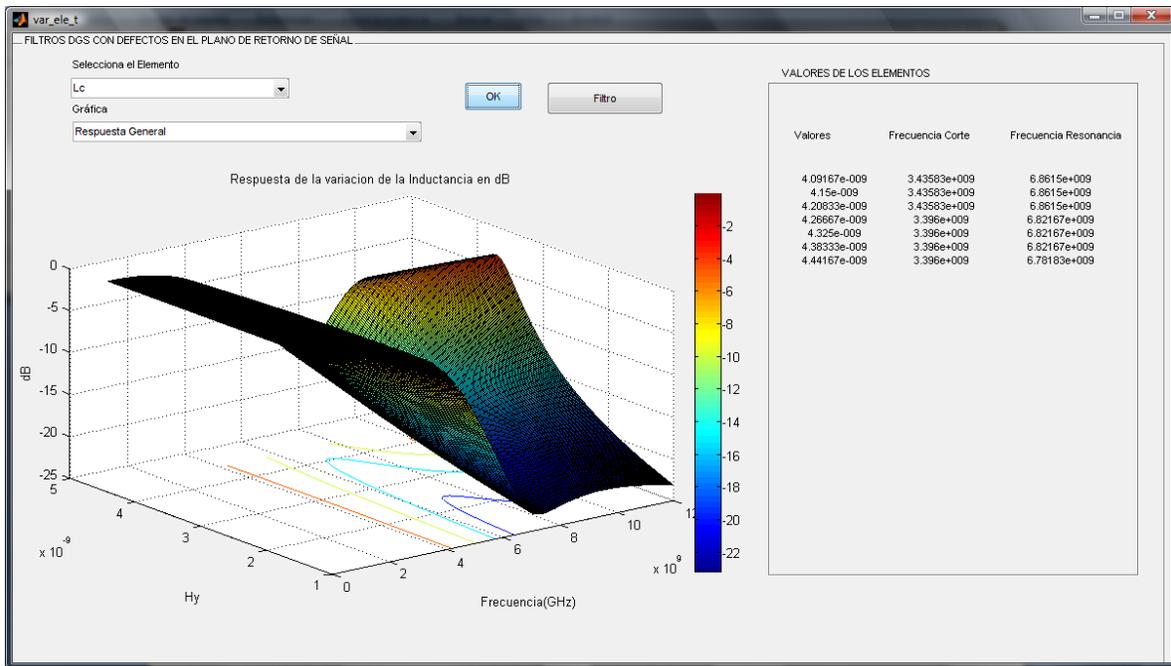


Figura 4.5. Ventana del programa para la variación de los elementos del circuito.

En la tabla de resultados se despliegan, los valores seleccionados para obtener una aproximación arriba de un 99%, según la selección que se describió anteriormente y se muestran los valores con sus respectivas frecuencias de corte y de resonancia. Al mismo tiempo se observan los valores más próximos y se van almacenando. Este procedimiento es realizado para todos los elementos y de acuerdo con diversas pruebas se especifican los intervalos para las variaciones para cada tipo de elemento:

- Lc: 0 – 5nH
- Ld: 0 – 2nH
- Cpa: 0.1 - 1pF
- R: 0 – 200;
- K: 0 -1
- Cg: 0.1-2pF

Para observar de una manera más clara las variaciones, los resultados en las primeras dos graficas se muestra la respuesta de la variación del elemento con respecto a la atenuación y en la segunda gráfica se muestra la misma respuesta pero con respecto al valor del elemento.

4.2.1 Inductancia de la pista superior L_c .

Este valor, como ya se menciona viene representando la inductancia de la pista superior de la microcinta, se hizo un barrido de 0 a 5nH debido a que el valor calculado se encuentra entre este intervalo. Se obtuvieron valores de entre 3.8nH-4.3nH dentro de 3.5-3.4GHz como frecuencia de corte y 6.8GHz-6.9GHz como frecuencia de resonancia. Se obtuvo que los valores más próximos a la frecuencia de corte y resonancia deseados aquellos sombreados de color verde, siendo el calculado de 4.2nH, entrando dentro de los seleccionados por el programa.

En la figura 1.6 la primer grafica representa las variaciones de la respuesta S_{21} y la segunda es la misma simplemente observándola desde una vista superior, donde los niveles más azules representan las regiones más atenuadas y las rojas aquellas con menor atenuación. Se observa que por arriba de los 6GHz se encuentra la frecuencia de resonancia (región azul), y cuando únicamente varía L_c hacia valores más altos, la respuesta tiende a correrse ligeramente hacia bajas frecuencias. Esto se observa más claramente en las graficas que muestran el comportamiento de la frecuencia de resonancia y la frecuencia de corte. Se observa que al aumentar L_c , la frecuencia de corte baja como la frecuencia de resonancia permanece se desplazan hacia bajas frecuencia con una menor intensidad.

Este elemento depende principalmente de la longitud de la cinta superior de la microcinta, este valor va aumentar cuando la longitud de la pista es mayor y cuando el ancho de la pista es menor. Esto no significa que al modificar estas secciones del filtro solo cambie este elemento, también habrá variaciones en los otros, pero cuando se construyan otros filtros o se hagan modificaciones, es importante considerar como es que actúan cada uno de los ellos individualmente, tomando en consideración las regiones prioritarias que se mencionaron en el capítulo 1.

Tabla 4.1. Valores de los elementos Lc, seleccionados por el programa.

Valor Lc [nH]	Porcentaje	Frecuencia de Corte [GHz]	Porcentaje	Frecuencia de Resonancia [GHz]
3.80	99.942	3.52	99.984	6.92
3.90	99.942	3.52	99.984	6.92
4.00	99.987	3.46	99.984	6.92
4.10	99.987	3.46	99.996	6.86
4.20	99.987	3.46	99.996	6.86
4.30	100	3.40	100	6.80

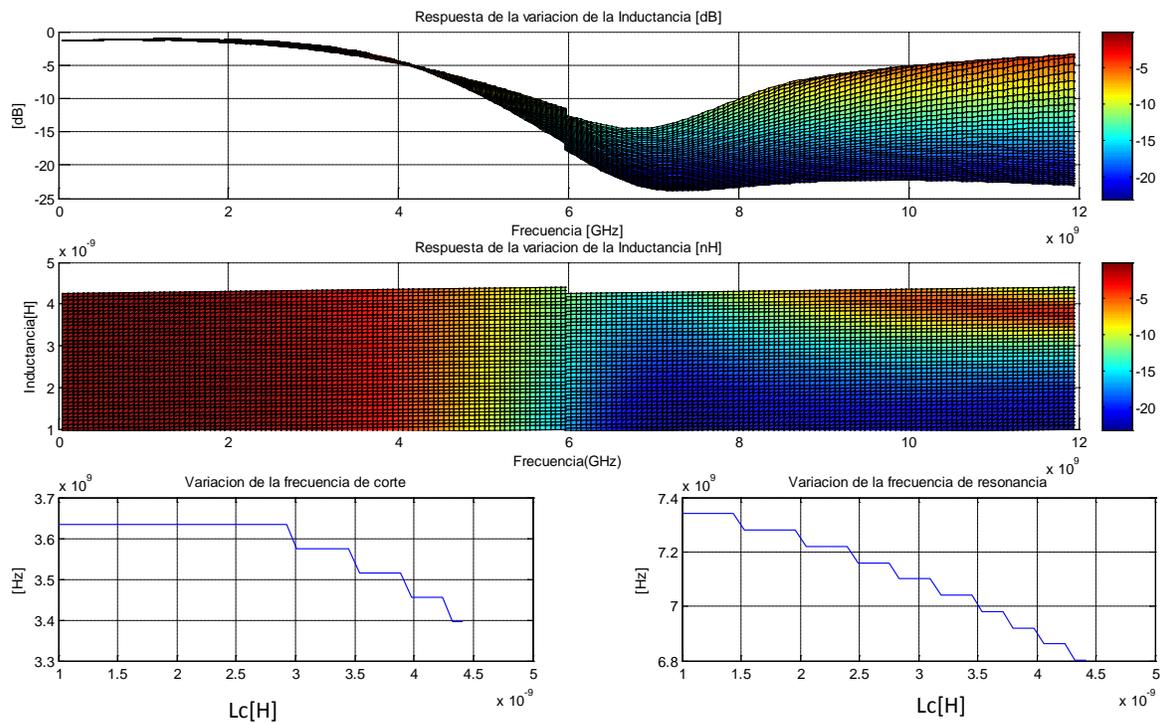


Figura 4.6 Variaciones del elemento Lc.

4.2.2 Capacitancia entre las placas paralelas Cp.

Este valor corresponde a la capacitancia propia de la microcinta, el programa muestra valores desde 3.5pF hasta 4.7pF, con los cuales se puede obtener una frecuencia de corte entre 3.4 y 3.5GHz, así como una frecuencia de resonancia entre 6.6 y 7.1GHz. El valor calculado fue de 0.4pF, el cual se encuentra dentro de los resultados arrojados por el programa.

Por otro lado las graficas de la figura 4.4 muestran que cuando los valores de Cp van aumentando la respuesta de la frecuencia tiende a desplazarse hacia alta frecuencia y con mayor atenuación, esto al observar los niveles de atenuación de un en la región de resonancia de color azul tiende a desplazarse a alta frecuencia cuando el valor de la capacitancia aumenta. Esto también puede verse en la grafica de la frecuencia de corte y de la frecuencia de resonancia, como ambas respuestas se desplazan hacia frecuencias superiores al aumentar su valor.

Este elemento va cambiar su valor cuando se hagan cambios principalmente en la región ranurada del filtro (defecto), si la estructura DGS tiende a tener dimensiones muy pequeñas, la capacitancia tiende a ser mayor, principalmente en las zonas que se encuentran cerca de la parte céntrica del filtro. Sin embargo su valor principal corresponde a toda la carga que se concentra entre la pista superior y el plano de tierra, es decir si la microcinta es más larga lo que corresponde a una cinta mayor el efecto capacitivo en esta zona resulta ser mayor.

Tabla 4.2. Valores para el elemento Cp, seleccionados por el programa.

Valor Cp [pf]	Porcentaje	Frecuencia de Corte [GHz]	Porcentaje	Frecuencia de Resonancia [GHz]
0.35	100.0	3.40	100.0	6.68
0.36	100.0	3.40	100.0	6.74
0.38	100.0	3.40	100.0	6.74
0.39	100.0	3.46	100.0	6.80
0.40	100.0	3.46	100.0	6.86
0.42	100.0	3.46	100.0	6.92
0.43	100.0	3.46	100.0	6.98
0.45	100.0	3.46	99.9	7.04
0.46	99.9	3.52	99.9	7.10
0.47	99.9	3.52	99.9	7.16

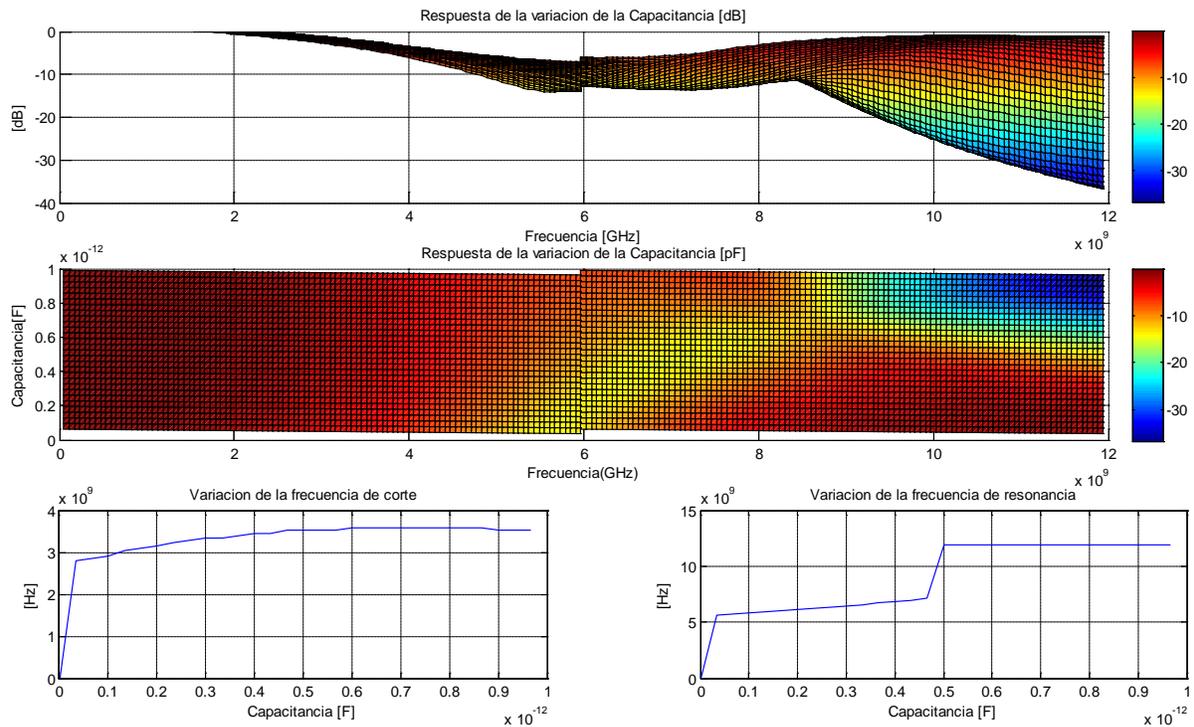


Figura 4.7 Variaciones del elemento Cp.

4.2.3 Inductancia en los defectos (Ld).

Como ya se mencionó la inductancia en esta sección corresponde principalmente al bucle que produce la corriente que pasa a través de los defectos en el plano de tierra. Los datos obtenidos debido al programa para este valor están dados desde 0.82nH hasta 0.86nH con los cuales se puede obtener una frecuencia de corte de 3.4GHz y una frecuencia de resonancia entre 7.16GHz y 6.74GHz. El valor calculado fue de 0.83nH, el cual se encuentra dentro de los intervalos que arroja el programa para una respuesta óptima.

Según las graficas de la figura 4.8 y los datos que corresponden con las variaciones para las estructuras, se observa que no presenta grandes cambios sobre la frecuencia de corte, sino principalmente las variaciones van sobre la frecuencia de resonancia, indicando que cada vez que la inductancia es mayor la frecuencia de resonancia tiende a desplazarse hacia baja frecuencia con menor atenuación como se observa en las dos primeras graficas, donde la tonalidad azul (frecuencia de resonancia) se desplaza hacia más bajas frecuencias y con menor intensidad al aumenta el valor de L_d , de la misma

manera se puede observar en la grafica de los valores de L_d vs la respuesta de resonancia. Este valor de inductancia va aumentar principalmente cuando las dimensiones del defecto tienden a aumentar su tamaño.

Tabla 4.3. Valores para el elemento L_d , seleccionados por el programa.

Valor L_d [nH]	Porcentaje	Frecuencia de Corte [GHz]	Porcentaje	Frecuencia de Resonancia [GHz]
0.82	99.987	3.46	99.86	7.16
0.84	99.987	3.46	99.984	6.92
0.86	99.987	3.46	99.996	6.74

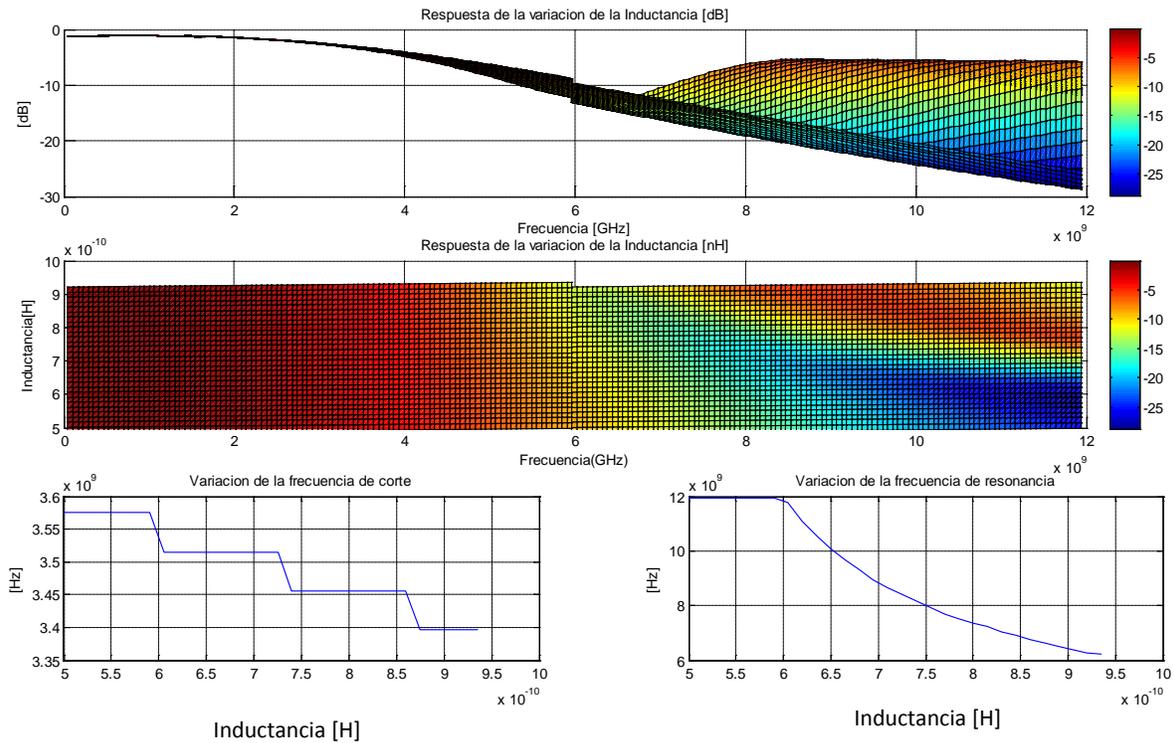


Figura 4.8 Variaciones del elemento L_d .

4.2.4. Capacitancia en el gap C_g .

El elemento C_g , fue seleccionado representando el efecto capacitivo que se produce en la separación del gap que une ambos defectos en la estructura DGS. Los valores más óptimos se encuentran entre 0.8pF y 1pF, con los cuales podemos obtener una frecuencia

de corte entre 3.3GHz y 3.5GHz y una frecuencia de resonancia entre 6.3GHz y 7.2GHz. El valor calculado para este valor fue de 1pF, sin embargo de acuerdo al barrido que se realizó, el valor más óptimo para este elemento fue de 0.95pF. Aunque las variaciones en el valor de este elemento son mínimas, esta región es la más sensible del filtro, es por ello que los valores varían bruscamente.

La variación principal de este elemento produce modificaciones en una gran proporción a la frecuencia de resonancia como y a la frecuencia de corte a la par, como se puede mostrar en la figura 4.9, se observa en las primeras dos graficas, cuando el valor de Cp va aumentando su valor la frecuencia de resonancia (región azul) va desplazándose hacia baja frecuencia con mayor atenuación. De igual manera se puede observar como los valores frecuencia de corte y resonancia, tienden a decrementarse, esto es comportandose inversamente proporcional al valor de este elemento, es decir si la capacitancia aumenta la frecuencia de resonancia se desplaza hacia más baja frecuencia, y esto ocurre cuando la separación del gap disminuye o bien su longitud es mayor.

Tabla 4.4. Valores para el elemento Cg, seleccionados por el programa.

Valor Cg [pF]	Porcentaje	Frecuencia de Corte [GHz]	Porcentaje	Frecuencia de Resonancia [GHz]
0.87	99.942	3.52	99.809	7.22
0.89	99.942	3.52	99.902	7.10
0.91	99.987	3.46	99.937	7.04
0.93	99.987	3.46	99.984	6.92
0.95	99.987	3.46	100	6.80
0.97	100	3.40	99.996	6.74
0.99	100	3.40	99.966	6.62
0.10	100	3.40	99.939	6.56

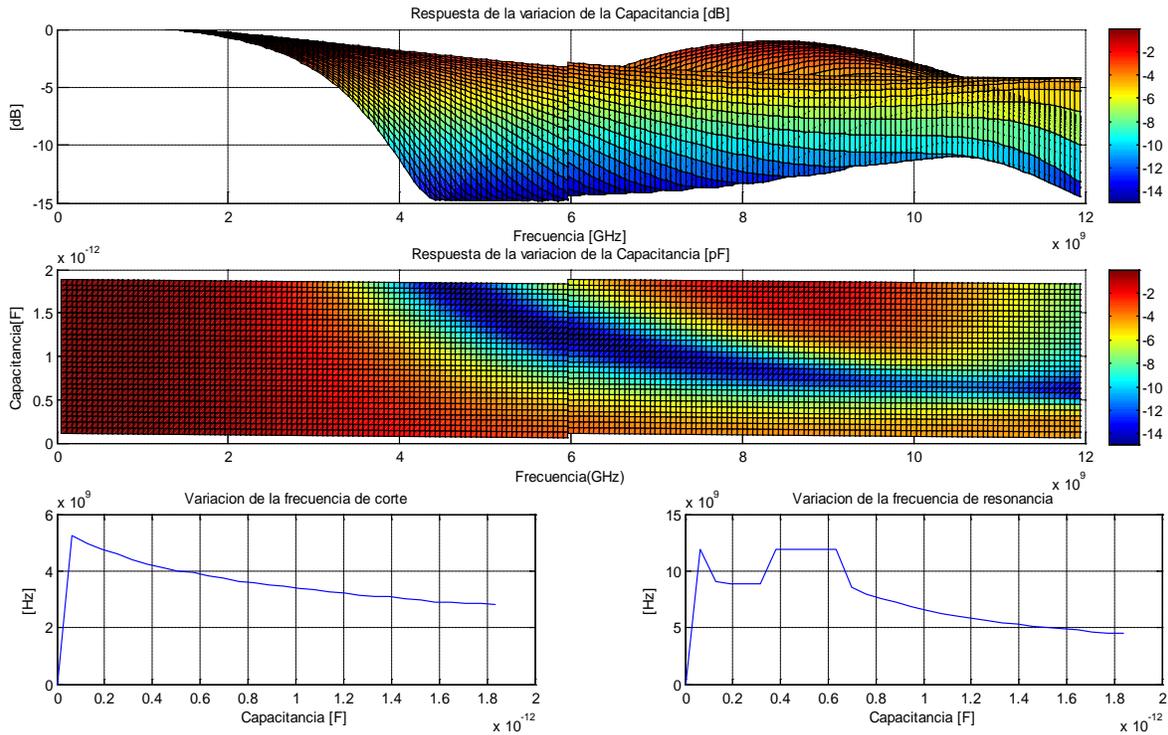


Figura 4.9 Variaciones del elemento Cg.

4.2.5 Resistencia en el Defecto R.

Este efecto de resistividad es aquel que representa el efecto de pérdidas que se produce en la sección del defecto. El valor de esta resistencia no modifica la pendiente del filtro ni la resonancia, básicamente adapta la atenuación de la respuesta, se puede observar esto en la grafica de la figura 4.10. El valor más óptimo para este elemento fue obtenido por el programa que se muestra en el Apéndice D, arrojando un valor de 127 Ohms, entrando dentro de los valores obtenidos por las variaciones del programa.

Como se puede observar en la figura de la grafica 4.10, los niveles de atenuación van aumentando conforme este valor es mayor y se va concentrado en la frecuencias de resonancia, como se muestra en las dos primeras gráficas (donde se observa como la frecuencia de resonancia se va definiendo más profundamente cuando la resistencia es más alta). De igual manera se observa que la frecuencia de corte y de resonancia permanecen constantes ante las variaciones y solo varían cuando los niveles de

atenuación son de valores mínimos, y eso se presenta cuando el valor resistivo es de valores pequeños.

Tabla 4.5 Valores para el elemento R, seleccionados por el programa.

Valor R[Ω]	Porcentaje	Frecuencia Corte[GHz]	Porcentaje	Frecuencia de Resonancia[GHz]
115	99.987	3.46	99.996	6.86
120	99.987	3.46	99.996	6.86
125	99.987	3.46	99.996	6.86
130	99.987	3.46	99.996	6.86

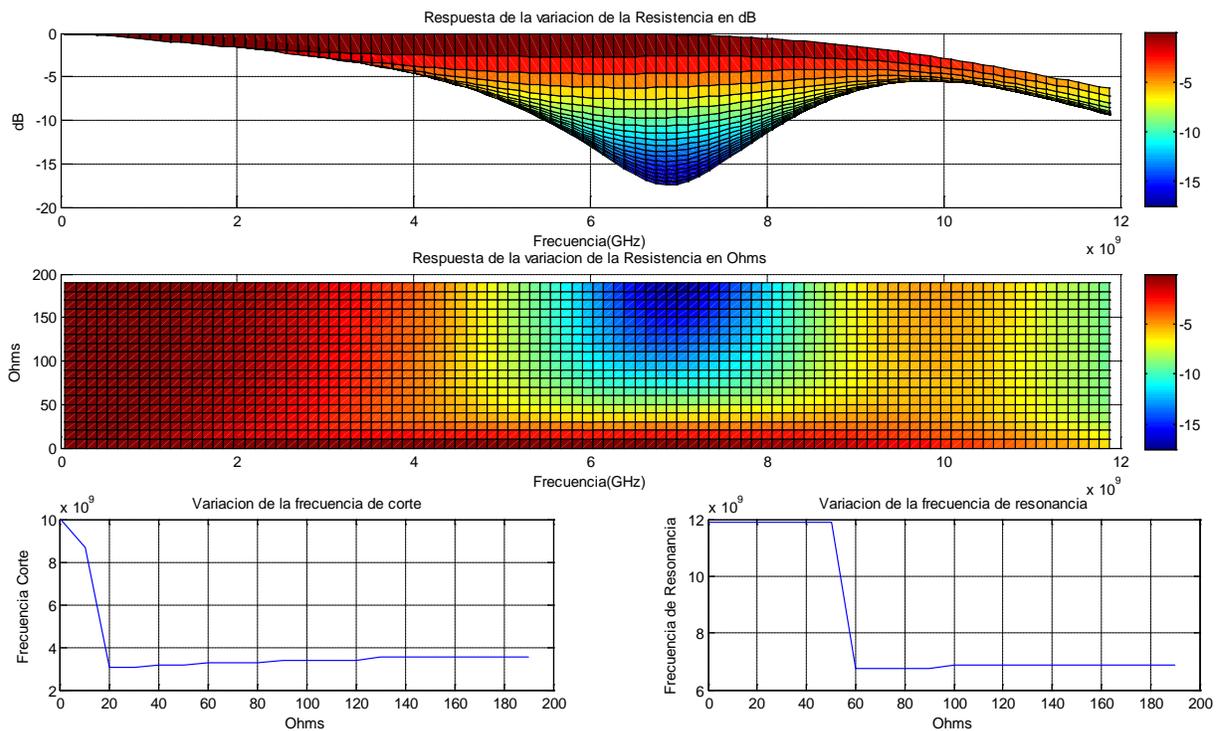


Figura 4.10 Variaciones del elemento R.

4.2.6 Factor de acoplamiento K.

K se refiere al factor de acoplamiento que se produce entre la inductancia de la cinta y en el plano de tierra y en la pista que conduce la señal. Al igual que el caso anterior, el valor del acoplamiento fue obtenido a partir del programa ya mencionado. El valor fue de 0.83, el cual entra dentro de los valores arrojados por el programa.

En la figura 4.11 se puede observar de forma más clara, el efecto de acoplamiento en la microcinta, como ya se mencionó cada vez que este efecto es menor, la atenuación en la respuesta disminuye sobre todo en la resonancia, como se observa la región azul que corresponde a la frecuencia de resonancia, la cual va adquiriendo mayor intensidad cada vez que su valor aumenta así como desplazarse hacia alta frecuencia. Este efecto disminuye cuando el DGS se encuentra alejado de la región que se encuentra debajo de la pista que conduce la señal, es decir que en esta región la atenuación es menor, esto se observa en las primeras dos graficas cuando al aumentar el valor la atenuación es mayor entre 6GHz y 8GHz. Ocurre lo mismo que se presento en la figura 2.22.

Tabla 4.6 Valores para el elemento K, obtenidos con el programa.

Valor K	Porcentaje	Frecuencia Corte[GHz]	Porcentaje	Frecuencia de Resonancia[GHz]
0.77	100	3.52	100	6.62
0.80	100	3.46	100	6.74
0.83	100	3.40	100	6.92
0.85	100	3.40	100	7.10

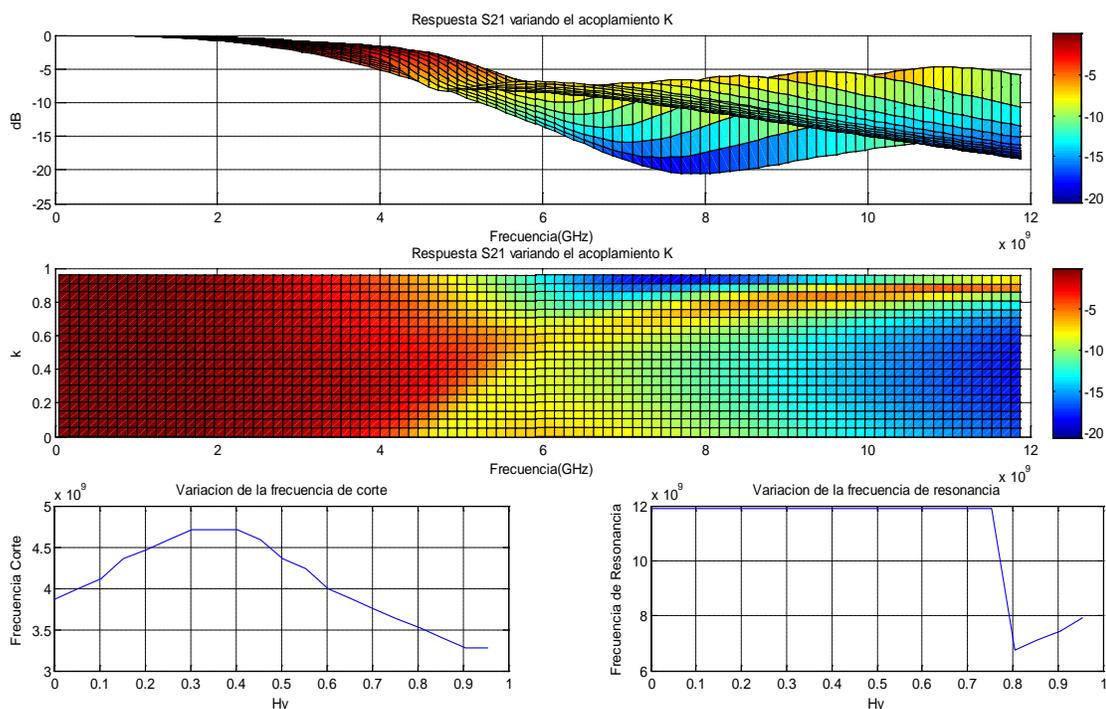


Figura 4.11 Variaciones del elemento K.

CAPITULO 5

CONCLUSIONES Y TRABAJO A FUTURO.

5.1. Conclusiones.

En este trabajo de tesis se presentó el estudio de un filtro tipo DGS típico ampliamente reportado en la literatura, donde el circuito eléctrico equivalente, que representa la celda básica del defecto, consiste en un circuito LC en paralelo el cual da una representación generalizada de la respuesta en frecuencia del mismo, coincidiendo en la frecuencia de corte y de resonancia pero con niveles de atenuación diferentes a los reportados experimentalmente. La obtención de los circuitos eléctricos equivalentes reportados fue a través del empleo de los parámetros de reflexión y transmisión que los autores obtuvieron en las mediciones. En esta tesis se propuso un nuevo circuito eléctrico equivalente que se obtuvo a partir del estudio de las geometrías de los defectos, hechos en el plano de tierra del filtro, y las distribuciones de los campos eléctricos y magnéticos dentro de la estructura, obteniendo un circuito cuya respuesta se aproxima más a la obtenida durante la experimentación. Para complementar este trabajo se hicieron diferentes variaciones a las dimensiones de los defectos y al tamaño físico del filtro con lo cual se comprobó la eficacia del mismo. A continuación se presenta una tabla donde se concentran los resultados obtenidos al variar las dimensiones del filtro, por secciones, así como el elemento que se ve afectado.

Tabla 5.1. Tabla de resultados de las variaciones de en un filtro DGS con respecto a un circuito equivalente propuesto.

Elemento	Dimensión que se modifica	Región que abarca (Campos)	Intervalo de Frecuencia predominate	Respuesta
L_c	B	naranja	Altas	El corrimiento en frecuencia es inversamente proporcional a la variación de este elemento.
C_a	A,B,C,D,E	Amarilla	Bajas	El corrimiento en frecuencia es directamente proporcional a la variación del elemento.
C_p	B	Naranja	Bajas-altas	El corrimiento en frecuencia es directamente proporcional a la variación del elemento.
L_d	A,B,C,D	Naranja, azul	Altas	El corrimiento en frecuencia es inversamente proporcional a la variación de este elemento.
C_g	E,F	Roja	Altas	El corrimiento en frecuencia es inversamente proporcional a la variación de este elemento.
K	Posición de la estructura DGS	Todas	Altas (Resonancia)	El corrimiento es mínimo y directamente proporcional al valor de K. Es inversamente proporcional a la atenuación.

El tener un circuito eléctrico que represente el funcionamiento de filtro, como el que se desarrolló en este trabajo de tesis, nos ayuda a poder comprender mejor el mecanismo de operación de este tipo de estructuras, para que se pueda lograr encontrar ecuaciones de diseño que permitan relacionar las dimensiones físicas del filtro, de los defectos, la ranura y la ubicación los mismos. Finalmente se puede concluir que se cumplió el objetivo previsto para el desarrollo de este trabajo.

5.2. Trabajo a Futuro.

Los objetivos en este trabajo se cumplieron más sin embargo aun quedan muchas cosas por encontrar y que pueden ayudar a que este tipo de estructuras se desarrollen ampliamente tanto independientemente como en otros circuitos. Algunas propuestas son:

- Estudio profundo del comportamiento de la corriente para la obtención de las ecuaciones de diseño.
 - o Propuesta de nuevas estructuras o incorporación de nuevas ranuras en el filtro DGS rectangular.
- Propuestas de nuevos materiales para disminuir las pérdidas por los materiales.
- Nuevas propuestas para incorporar a diferentes circuitos para microondas.

REFERENCIAS

- [1] Cheng, David K., "Fundamentos de electromagnetismo para Ingeniería", Editorial Pearson, México D.F., 1997.
- [2] Pozar, David M., "Microwave Engineering", Segunda edición, John Wiley & Sons, inc., 1998, pp 160-173, 220-230.
- [3] Falcone Lanas, Francisco Javier, "Synthesis and applications of Microwave Metamaterials in Planar Circuit Technology: from Electromagnetic Bandgaps to Left Handed Materials", Universidad Pública d Navarra, Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica.
- [4] Chen, X.Q., Weng L.H., Guo, Y.C., "An overview on defected ground structures", *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 7, 173–189, 2008
- [5] Mandal, M. K. and S. Sanyal, "A novel defected ground structure for planar circuits" *IEEE Microwave Compon. Lett.*, Vol. 16, No. 2, 93–95, 2006.
- [6] Liu, H., Z. Li, and X. Sun, "Compact defected ground structure in microstrip technology," *Electron. Lett.*, Vol. 41, No. 3, 132–134, 2005.
- [7] Jong-Sik Lim, Chul-Soo Kim, "A New Type of Low Pass Filter With Defected Ground Structure" School of Electrical Engineering and Computer Science, Seoul National Univ., Seoul, Rep. Of Korea
- [8] Chen, J., Z.-B. Weng, Y.-C. Jiao, et al., "Lowpass filter design of hilbert curve ring defected ground structure," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 70, 269–280, 2007.
- [9] Hosseini, S. A., Z. Atlasbaf, and K. Forooraghi, "Two new loaded compact palnar ultra-wideband antennas using defected ground structures," *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 2, 165–176, 2008.

-
- [10] Zainud-Deen, S. H., M. E. S. Badr, E. El-Deen, et al., "Microstrip antenna with defected ground plane structure as a sensor for landmines detection," *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 4, 27–39, 2008.
- [11] Lim, J.-S., G.-Y. Lee, Y.-C. Jeong, et al., "A 1:6 unequal wilkinson power divider," *36th Microwave Conf.*, 200–203, 2006.
- [12] Gupta , K.C., Garg, R., "Microstripline and slot line", Second Line, Arctech House, Second Edition, 1996.
- [13] Lancaster M. J., "Microstripes Filters for RF/Microwave Applications", Wiley-interscience publication, 2001, pp. 77.
- [14] Bahl Inder, "Lumped Elements for RF and Microwave Circuits", Artech House, 2003, London.
- [15] Joan Pérez López Varaguas, "Compatibilidad electromagnetica", Editorial Maracombo Primavera.
- [16] Daeyoung, O. and P. Ikmo, "Two-arm microstrip spiral antenna with a circular aperture on the ground plane for generating a circularly polarized conical beam," *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Vol. 3, 866–869, 2003.
- [17] Velazquez-Ahumada, M. C., J. Martel, and F. Medina, "Parallel coupled microstrip filters with ground-plane aperture for spurious band suppression and enhanced coupling," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 52, 1082–1086, 2004.
- [18] Madal, M., Sanyal, S., "An improved low pass filter using microstrip defected ground structure", Department of Electronics & Electrical Communication Engineerin, Indian Institute of Technology, Kharagpur-721302, India.
- [19] "Diseño e Implementación de filtros con defectos (DGS) para aplicaciones con mezcladores en microondas", China, 2005.

[20] Garde Irigoyen Ieltxu Aitor, "Diseño de filtros de pasa-bajas usando defected ground structures (DGS)", Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica Universidad Pública de Navarra.

APENDICE A.

PROCEDIMIENTO DE CALIBRACIÓN DEL ANALIZADOR DE REDES HP8510A.

Calibración del Analizador de Redes HP8510A para medir el parámetro S_{21} .

Una vez que se encendió el equipo se deben de seguir los siguientes pasos para la calibración:

1. Presionar el botón S_{21} , que será el parámetro a medir.
2. Presionar el botón **MENU** y en la pantalla se desplegará un menú de color verde y se selecciona la opción **Pow Menu** y se desplegará otro menú dentro de la pantalla y se presiona **Power** y el numero **0** y después **X1**, y se desplegará en la pantalla del analizador de Redes HP8510 a 0dB.
3. Para indicar el intervalo de frecuencias con el botón **START** y con el teclado numérico se indica el número de frecuencia y con otro menú las unidades por ejemplo: si se seleccionan 50MHz, se oprimen: **5 + 0 + MHz**. Después con el botón **STOP**, para darle el valor final y se selecciona de la misma manera por ejemplo para 12GHz, se teclea: **1 + 2 + GHz**.
4. Para comenzar la calibración, se selecciona el botón **CAL**, posteriormente del lado derecho de la pantalla se desplegará un menú de color verde y en caso de que la memoria se encuentre llena se da la opción **MORE** y posteriormente **DELETE CAL SET** y se borra alguna de las 8 calibraciones almacenadas, posteriormente se presiona **CAL Set *1**, lo cual indica que la calibración ha sido borrada.

-
5. Una vez que hay espacio para almacenar la calibración se teclaea **CAL**, y aparecerá un menú de color verde en la pantalla del analizador, se presiona **CAL 1:7cm A.1** y se presiona **CALIBRATE: RESPONSE**, se desplegará otro menú y se selecciona la opción **THRU**, la cual se subraya cuando está listo, se presiona **Done Response** y aparecerá en la pantalla del analizador de Redes HP8510A.
 6. **Correction ON** y después de unos segundos la palabra **ON**, se subraya lo que indica que la corrección de la calibración se ha realizado correctamente.



Figura A1. Analizador de Redes HP8510a.

APENDICE B.

CONSTRUCCIÓN DEL FILTRO EN LA TABLILLA DE CIRCUITO IMPRESO.

Para construir el filtro en una tablilla de circuito impreso de doble cara fue necesario diseñar la pista que conduce la señal de información y el defecto en el plano de retorno de señal con un programa de computadora para tener un control preciso de sus dimensiones. El programa que se utilizó fue el "Protel" y se realizaron los siguientes pasos:

- 1.- Se crea un proyecto en el cual se almacenará el diseño PCB.

- 2.- Se selecciona un archivo de tipo PCB, el cual mostrara un espacio cuadrulado para la realización del diseño.

- 3.- Se realiza el dibujo con las herramientas que presenta Protel, para la realización del mismo, se toman en cuenta las medidas de cada uno de los defectos, de la placa y del slot, teniendo en consideración las herramientas con las que trabaja la fresadora (ancho de la broca a utilizar), para que estas no afecten las dimensiones que se están planteando.

- 4.- Después de haber terminado se guarda este archivo con una extensión **.cam* dentro del proyecto.

- 5.- Una vez almacenado se crean los archivos *Gerber*, en el menú de archivo se selecciona la opción de *creación de archivos gerber*, la cual mostrara una ventana que presenta opciones de unidades y escala, en estas opciones se selecciona *milímetros* y la escala *4:4* respectivamente, y se le da click en siguiente. Donde de una lista de opciones se selecciona la opción *Top Layer y Mecanical*, se le da un clic en siguiente y de las opciones siguientes no se seleccionan ninguna hasta finalizar.

6.- Mediante el paso anterior se crea un archivo con la extensión **.gtl*, el cual servirá para poder seguir utilizando el diseño en un programa llamado Isolator, que servirá para aislar todas aquellas partes por las cuales pasará la fresadora.

7.- Para terminar con este paquete se guardan los cambios y se realiza el segundo diseño que corresponde al plano de retorno de señal, utilizando los mismos pasos y finalmente se guarda el proyecto.

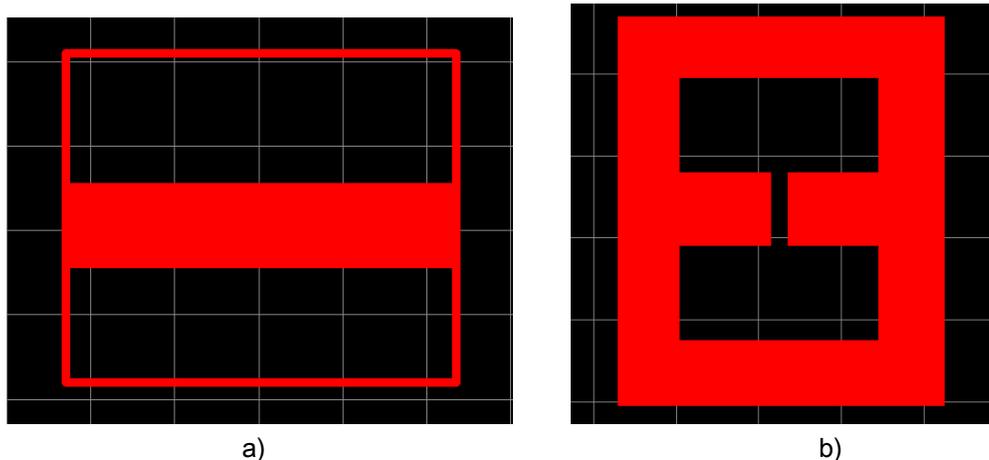


Figura B.1. Diseños realizados en Protel: a) la microcinta que se encuentra en la parte superior de la tablilla y el b) el diseño del DGS que se encuentra en el plano de retorno de señal.

Una vez diseñado se procedió a su construcción mediante un procedimiento mecánico, para lo cual se requirió aislar la pista y el defecto en el plano de retorno de la señal con un programa de computadora llamado “Isolator” como se describe en los siguientes puntos:

1.- Utilizando el archivo **.gtl*, que se creó, se carga en este programa por medio de los siguientes pasos: cuando inicializa este programa se abre una ventana, por medio del icono “>”, se examina el archivo *gtl* en el directorio y se le da la opción *load* del menú de archivo de la barra de herramientas, para cargarlo, en seguida aparece una ventana con una serie de mensajes con la opción de *OK* y *cancel*, de la cual se selecciona *OK*, y dándole cerrar a la ventana principal.

2.- Ya que se puede trabajar sobre el diseño realizado en Protel, se le da una orientación de tal modo que se ajusta al origen (este origen será el origen de la plancha de la

fresadora en donde se colocara la placa de circuito impreso para iniciar el proceso). Esto se realiza en la opción de *Edit/mark all*, donde con el mouse se le da un clic en la esquina superior izquierda de la estructura, y en un recuadro en la parte superior derecha del programa muestra las coordenadas del punto que se colocó el mouse. Se tecldea la letra "o", donde aparece una ventana para introducir las coordenadas en *X* y *Y*; para las coordenadas en *X*, se tecldea el mismo número pero con el signo negativo que aparece como coordenada del mouse en *X* y se le aumenta 0.1 al valor numérico, de la misma manera se realiza para *Y*, solo que en este caso al número se le suma el valor de 0.1 y de igual manera se cambian el signo del numero a negativo, y finalmente se le da un clic en *OK*.

3.- En el menú principal se selecciona *CAM/Isolator*, esta opción despliega una ventana que pide introducir las pulgadas de la broca a utilizar y en este caso de introdujo el valor de *0.1564in*, correspondiente al valor de una broca de 1/64.

4.- En el menú de Archivo se le da un clic en la opción de *escribir en PDF*, la cual muestra varias pestañas donde la primera se utiliza para guardar el archivo desde la ubicación deseada. Y en la segunda pestaña se selecciona el tipo de archivo que es la extensión con la cual será almacenada, donde de una serie de archivos se selecciona el archivo *Isolator*, que permite darle al archivo anterior ser guardado con la extensión *ptl* para trabajar en el programa Quickcam que trabaja con la fresadora.

5.- Como paso final se guarda el proyecto con la extensión *CWT*.

Para poder probar el filtro fue necesario adaptarle dos conectores de tipo SMA que van soldados a los extremos de la tablilla tanto del lado de la pista como del plano de retorno de señal evitando en lo posible, separaciones que se puedan dar entre ellos, ya que esto provoca otro efecto capacitivo debido a la separación la cual afecta la respuesta del filtro.

APENDICE C.

SIMULACIÓN EN CST DE UN FILTRO DGS EN UN INTERVALO DE 50MHZ A 12GHZ.

CST permite al usuario elaborar una simulación con todas las características siguiendo una serie de pasos que va indicando el mismo simulador utilizando la ayuda *Quick Start Guide*.

C.1. Ayuda de Quick Start Guide.

Una característica importante de este programa es la ayuda que brinda, llamada *Quick Star Guide*, el cual es un asistente electrónico que va guiando al usuario a través del proceso de simulación. Se puede abrir este asistente en el menú de ayuda, en la opción de Quick Start Guide, en caso de no abrirse automáticamente.

Al abrirse esta ventana de dialogo lo primero a lo que hace referencia, es al tipo de problema que ésta presenta y con cuál de las técnicas de solución mostradas se puede resolver, en este caso se seleccionó la solución por el dominio de la frecuencia. Posterior a esto surge otra ventana que va guiando en los pasos necesarios para la definición de nuestro problema.

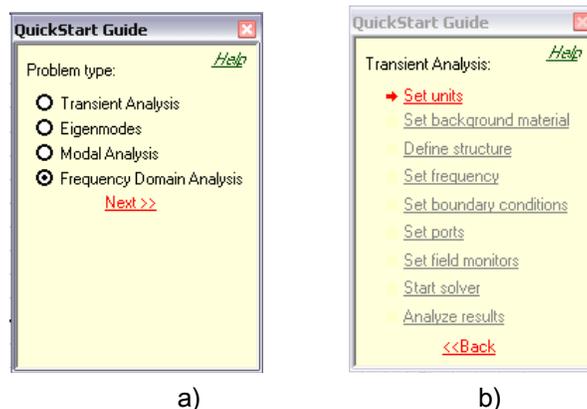


Figura C.1. a) Ventana de dialogo para selección de la técnica de solución, b) Pasos que brinda la ayuda para una simulación completa.

C.3. Definición de unidades.

Para la selección de unidades se asignan como fundamentales los milímetros, Gigahertz y segundos. Los primeros son asignados ya que la tablilla con la que se está trabajando es muy pequeña y por facilidad en los cálculos se manejan estas unidades, en el caso de los Gigahertz de la misma manera por simplicidad, se escogen tales unidades, ya que el intervalo de trabajo se encuentra alrededor de la frecuencia de corte de 3.6GHz, además para la valoración de los resultados al final de la simulación.

C.3. Definición para el material de fondo.

Otra opción importante es el *material background*, que se refiere básicamente al medio que se encuentra expuesta la estructura, en este caso, como las mediciones se realizan en un espacio libre, se selecciona la opción de *normal* ya que las características de permitividad y permeabilidad que presenta se adecuan a las condiciones al aire libre.

C.4. Modelo de la Estructura.

Después de plantear las condiciones iniciales, se comienza con la elaboración de la estructura en el simulador, la cual estará formada por 3 capas. La primera se refiere al plano de retorno de señal la cual está compuesta por un material de cobre, este material se selecciona de la biblioteca como *lossy metal*, o metal con pérdidas, donde dentro de sus propiedades presenta valores de conductividad eléctrica de $58 \times 10^6 \text{S/m}$ y permeabilidad de 1. De acuerdo a las dimensiones de esta capa y tomando como referencia a la figura C.2 se presentan los siguientes valores: a que se refiere al ancho de la placa tiene un valor de 10mm y b que se refiere a la longitud presenta un valor de 12mm, en cuanto al espesor, el cual esta denotado por la letra i tiene 0.034mm. Como se sabe en esta sección se encuentra el defecto, el cual se elabora como una estructura normal y sólo es suprimida del plano de retorno de señal; las áreas rectangulares presentan valores en c de 6mm y d de 3mm, y en la ranura que las une cuenta con una separación h de 0.5mm y una longitud j de 2.8mm.

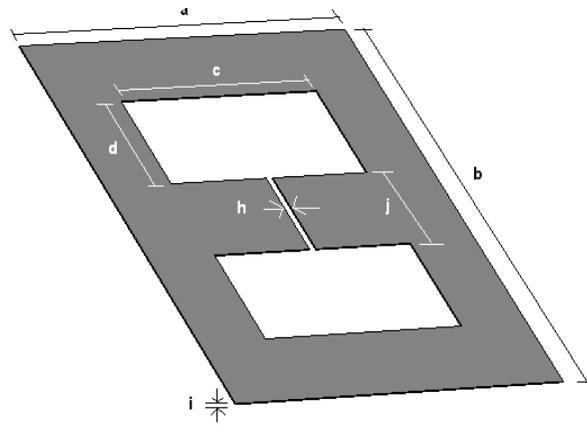


Figura C.2. Capa numero 1, dibujada en el CST compuesta por un material de cobre en la cual se encuentra el área de defecto.

La siguiente capa corresponde al material dieléctrico, y está compuesta por un material de dieléctrico comercial de grado de flamabilidad 4 (FR4), de igual manera que en el paso anterior se selecciona de la biblioteca como *fr4 (lossy)*. Dentro de las características se tiene una permeabilidad de 1 y una permitividad relativa de 4.7, además de presentar pérdidas tangenciales con un valor de 0.02646. En este caso el dieléctrico presenta las mismas dimensiones que el plano de retorno de señal en cuanto a longitud y anchura solo la altura, su espesor es de 1.6mm como se puede observar en la figura C.3.

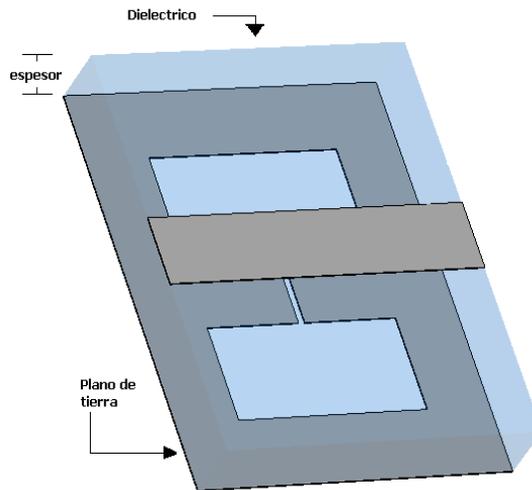


Figura C.3. Dibujo de ambas capas utilizando el simulador CST, donde la capa azul corresponde al material dieléctrico y el gris al plano de retorno de señal.

Para finalizar el diseño de la placa en el programa de simulación CST, se termina con la pista que se encuentra en la parte superior central del dieléctrico, como el material que la

compone es cobre (de igual manera que el plano de retorno de señal) se seleccionan las mismas propiedades del mismo, únicamente cambia el ancho de la pista a 2.8mm. En la figura C.4 se puede observar la estructura del filtro simulado en tres dimensiones.

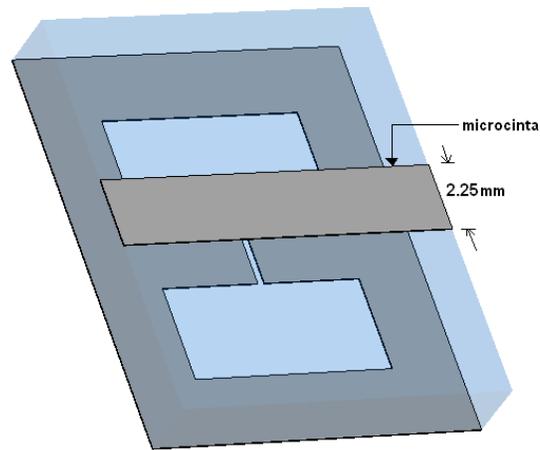


Figura C.4. Estructura con un DGS en el plano de retorno de señal diseñada en el CST.

C.5. Definición de los intervalos de frecuencia.

Una vez que se tuvo implementada la estructura, se determinaron las frecuencias a las cuales se simula el filtro, el análisis se hizo de 50MHz hasta 12GHz. Se seleccionaron estas frecuencias principalmente por el material dieléctrico, ya que este opera satisfactoriamente en estos intervalos de frecuencias, en aplicaciones de filtros.

C5.1. Definición de los Puertos.

Para poder obtener los cálculos de los parámetros-S, se requiere la definición de los llamados *puertos* a través de los cuales la energía entra y sale de la estructura. Estos son colocados en las caras de la estructura en las cuales son consideradas la entrada y la salida, que se encuentran a los extremos de la microcinta como se muestra en la figura C.5. Estos puertos, según marca el simulador, deben de presentar una altura de al menos 5 veces la altura del dieléctrico la cual en este caso es de 8mm.

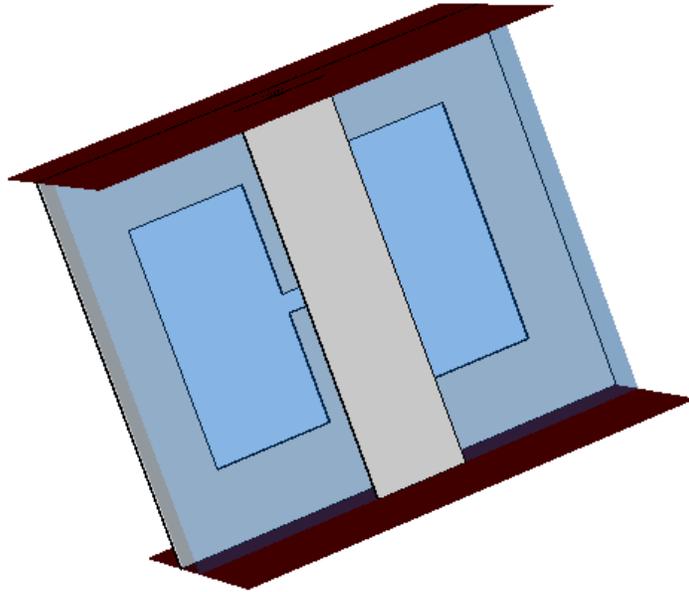


Figura C.5 Estructura con un DGS con los puertos en los extremos de color rojo.

C.5 Definición de la condiciones de frontera y simetría.

La simulación de la estructura será realizada dentro de la caja limitada, donde se especifican las condiciones de límite para cada plano ($X_{min}/X_{max}/Y_{min}/Y_{max}/Z_{min}/Z_{max}$). Para todas las opciones se considera abierto, es decir sin campos electromagnéticos que afecten su respuesta.

C.6. Solución en el dominio del tiempo.

Para la construcción de estas estructuras es recomendable utilizar el análisis en transitorio, ya que las respuestas que se obtienen resultan ser aproximadas, y se pueden introducir el número de pasos, en este caso se le indicaron 1000 pasos del barrido. Además de que antes de comenzar se colocan la impedancia a la que se va a trabajar.

C.7 Respuesta de la impedancia.

Una de las herramientas que ofrece es la gráfica de la impedancia, y en donde se puede observar en la figura C.6 la gráfica de la carta de Smith en la cual se pueden indicar diferentes puntos y se muestra la parte resistiva y reactiva en esta sección. Se puede observar que inicialmente el efecto predominante es el inductivo y después de la

frecuencia de corte hasta la de resonancia el efecto predominante es el capacitivo.
Producto del efecto del gap en el plano de tierra.

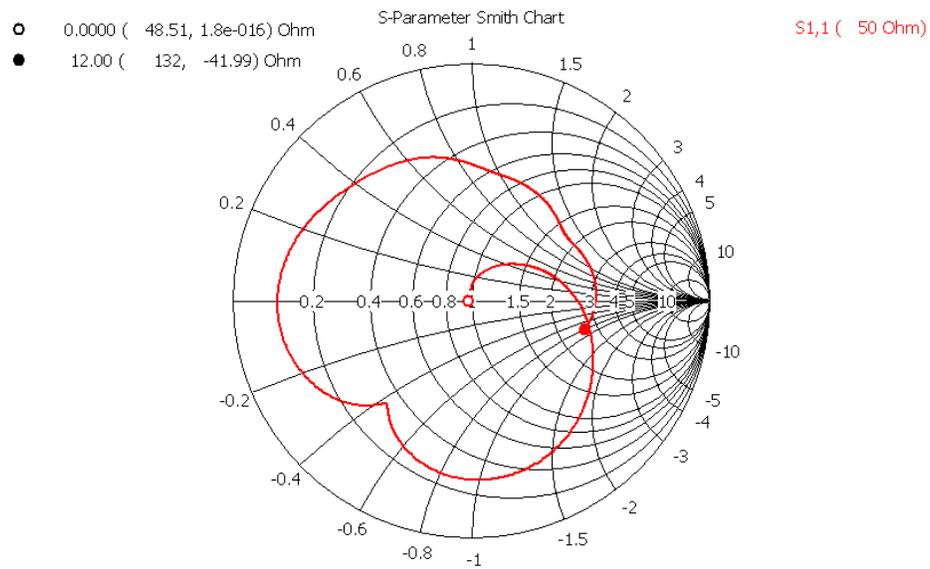


Figura C.6. Representación de la impedancia del filtro en la carta de Smith.

APENDICE D.

OBTENCIÓN DE VALORES DE LOS ELEMENTOS DE UN CIRCUITO ELÉCTRICO PARA UNA ESTRUCTURA DGS.

Para la obtención de los valores de los elementos del circuito eléctrico equivalente se realizó un programa utilizando MATLAB, en este programa se calcularon los elementos: L_c , C_p , L_d y C_g , de expresiones ya establecidas que se adaptaban a las condiciones que se muestran en la TCI. Para los dos elementos restantes R y K (resistencia y el factor de acoplamiento) se hizo un barrido desde un valor inicial a un valor final para cada variable, y se realizaron los cálculos simultáneamente, para cada cálculo se realizó un análisis y se clasificaron los valores que se adaptaban en un 99% a la frecuencia de corte y resonancia. En el siguiente diagrama se muestra la secuencia de operación del programa realizado.

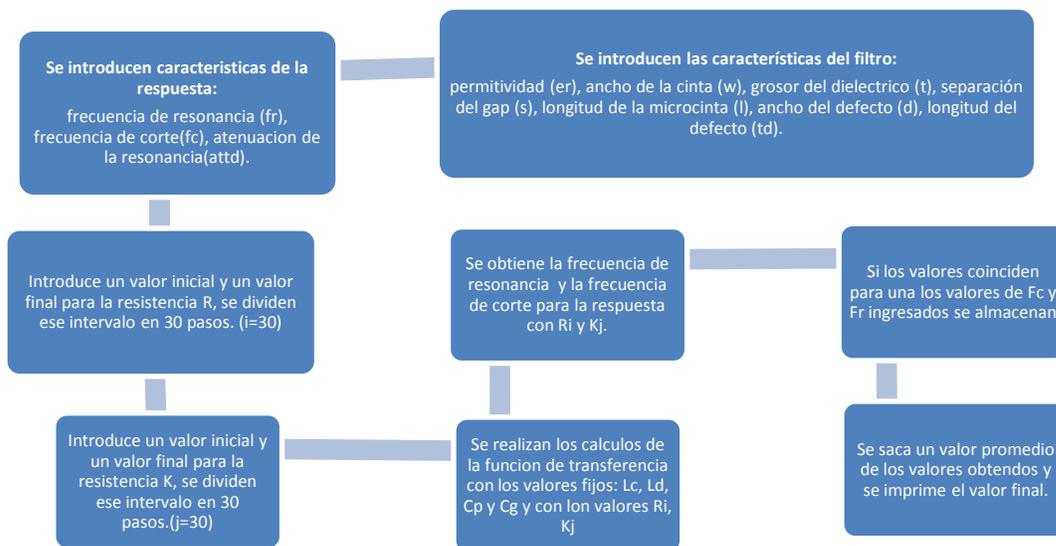


Figura D1. Diagrama del proceso que realiza el programa para encontrar los valores para R y K .

Elementos calculados:

Características del filtro en mm.

Permitividad (ϵ_r) = 4.7mm

Ancho de la cinta (w) =2.8mm

Grosor del dieléctrico (t)=0.034

Separación del gap (s)=0.5mm

Longitud de la microcinta (l)=10mm

Ancho del defecto (d)= 6mm

Longitud del defecto (td) =3mm

Para el cálculo de L_c (D.1), corresponde a la inductancia de la cinta superior de la microcinta presenta un valor de 4.2nH y los elementos que lo componen se encuentran en términos de pulgadas:

$$L_c = 0.00508(0.39) \left(\ln \left(\frac{2(0.38)}{(0.12)+(0.063)} \right) + 0.5 + 0.2235 \frac{((0.12)+(0.063))}{(0.39)} \right) = 4.2 [nH] \quad (D.1)$$

Para el cálculo de la capacitancia total del filtro se utilizó la ecuación (D.2) y se obtiene un valor de 0.4pF.

$$C_{p,a} = 16.67 \times 10^{-4} (5,000) \frac{\sqrt{4.7}}{50} = 0.4 [pF] \quad (D.2)$$

Para la inductancia correspondiente a los defectos, se considero toda la periferia de los mismos sin considerar la sección de gap, por medio de la ecuación (D.3) se obtuvo un valor de 0.8nH. Para este caso las unidades se encuentran en milímetros, teniendo 3mm de lardo del gap x 6mm de ancho.

$$L_d = 0.2(6) \ln \left(\frac{6}{3} \right) = 0.8 [nH] \quad (D.3)$$

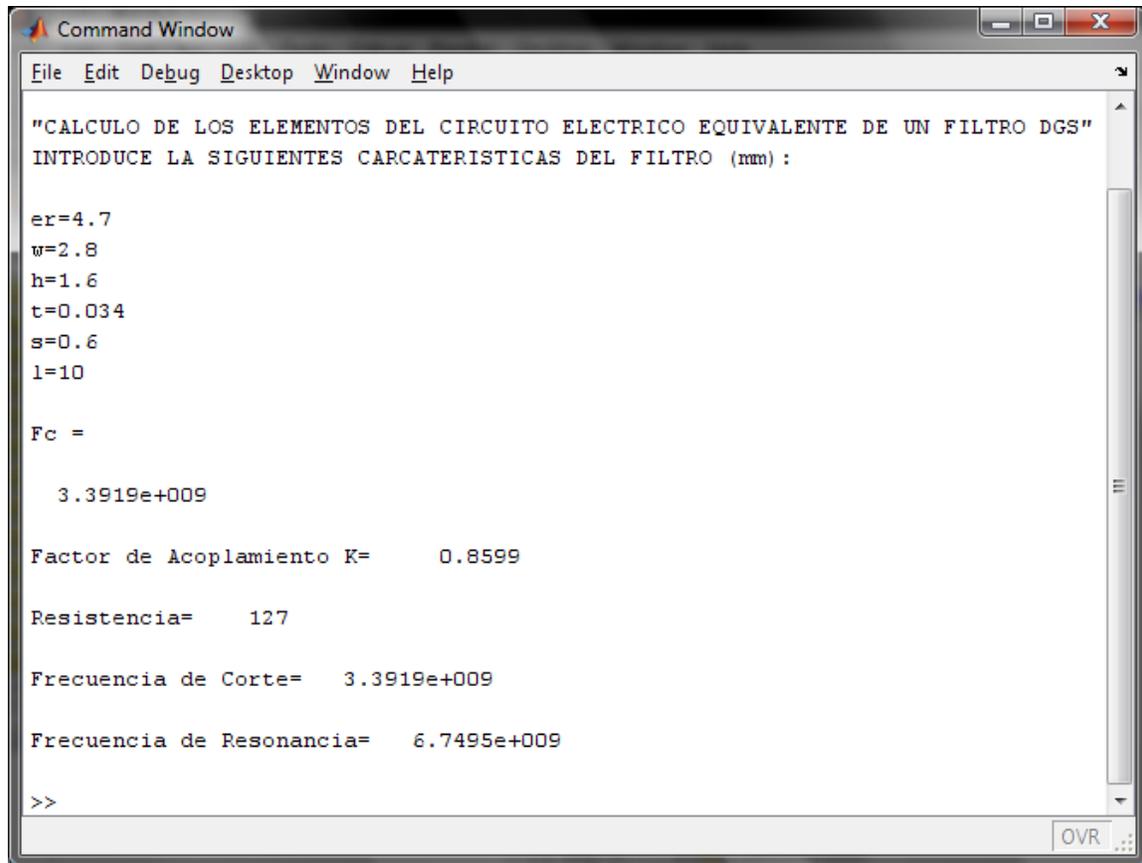
Para la capacitancia C_{gap} (D.4) que corresponde al efecto capacitivo que se presenta en el gap se cuenta con un valor de 1pF, donde las unidades se encuentran en milímetros, considerando la separación del gap de 0.5mm.

$$C_{gap} = \left(0.1776 + 0.05104 \log \left(\frac{2.8}{1.6} \right) \right) \frac{0.5}{2.8} + \left(0.574 + 0.3615 \left(\frac{1.6}{2.8} \right) + 1.156 \log \left(\frac{2.8}{1.6} \right) \right) \operatorname{sech} \left(2.3345 \left(\frac{0.5}{1.6} \right) \right)$$

$$C_{gap} = 1.0 \text{ [pF]}$$

(D.4)

La ventana que despliega el programa es la siguiente:



```

Command Window
File Edit Debug Desktop Window Help
"CALCULO DE LOS ELEMENTOS DEL CIRCUITO ELECTRICO EQUIVALENTE DE UN FILTRO DGS"
INTRODUCE LA SIGUIENTES CARCATERISTICAS DEL FILTRO (mm) :

er=4.7
w=2.8
h=1.6
t=0.034
s=0.6
l=10

Fc =

    3.3919e+009

Factor de Acoplamiento K=    0.8599

Resistencia=    127

Frecuencia de Corte=    3.3919e+009

Frecuencia de Resonancia=    6.7495e+009

>>
OVR

```

Figura D.1. Valores que despliega el programa realizado en MATLAB para un filtro DGS de 10x12mm.

Los códigos de este programa se muestran a continuación:

```

%LIMPIAR PANTALLA

%clc
clear all

%INTRODUCIR LAS DIMENSIONES Y VALORES DE PERMITIVIDAD
%fprintf('\n\n\n CALCULO DE LOS ELEMENTOS DEL CIRCUITO ELECTRICO
EQUIVALENTE DE UN FILTRO DGS:')
%fprintf('\nINTRODUCE LA SIGUIENTES CARACTERISTICAS DEL FILTRO (mm):')

er=input('\n\ner=');
w=input('w=')*1e-3;
h=input('h=')*1e-3;
t=input('t=')*1e-3;

```

```

s=input('s')*1e-3;
l=input('l')*1e-3;

%d-ancho del defecto, td-altura del defecto
d=6;td=3;

%metro-micras
u=1e6;
%metro-pulgadas
in=39.37;
%Impedancia
Zo=50;
%Valores de los elementos en micras
lm=l*u;wm=w*u;hm=h*u;tm=t*u;
%Valores de los elementos en pulgadas
lin=l*in;hin=h*in;win=w*in;
%Valores de los elementos en centimetros
lc=l*10;wc=w*10;hc=h*10;tc=t*10;sc=ss*10;

%CALCULO DE Lc, Cp, Ld Y Cg
%Impedancia
Zo=(120*pi)/(sqrt(er))/((w/h)+1.393+0.677*log((w/h)+1.444));
%inductancia de la Cinta
Lc= 0.00508*lin*(log(2*lin/(win+hin))+.5+0.2235*(win+hin)/lin)*1e-6;
%Capacitancia Cp
Cp=(16.67e-4*(lm/2)*sqrt(er)/Zo)*1e-12;
%Inductancia de la ranura
Ld=abs(0.2*d*log(d/td))*1e-9;
%Capacitancia del gap
ko=4.26-1.453*log10(wc/hc);
ke=2.043*(wc/hc)^(0.12);
me=0.8675;
mo=(wc/hc)*(0.619*log10(wc/hc)-0.3853);

Ce=12*((er/9.6)^0.9)*((sc/wc)^me)*exp(ke)*wc*1e-12;
Co=((er/9.6)^0.8)*((sc/wc)^mo)*exp(ko)*wc*1e-12;
Cpp=0.5*Ce;
Cg=(0.5*Co)-(0.25*Ce);Cg=0.97e-12;

%CARACTERISTICAS DE LA RESPUESTA DESEADA
frecorted=3.4e9;
frecresd=6.8e9;
attd=15;

%Contador
cont=0;
cont2=0;
cont3=0;
%variables
d=0;
nm1=0;
nm2=0;

%VARIACIONES RESISTIVOS
VR=50;
%Valor inicial para el barrido de valores resistivos
valiniR=1;

```

```

%Valor inicial para el barrido de valores resistivos
valfinR=250;
%Intervalo
intR=(valfinR-valiniR)/VR;

%VARIACIONES DEL FACTOR DE ACOPLAMIENTO
VK=50;
%Valor inicial para el barrido de valores resistivos
valiniK=0;
%Valor inicial para el barrido de valores resistivos
valfinK=2e-9;
%Intervalo
intK=(valfinK-valiniK)/VK;

%ASIGNA EL INTERVALO DE FRECUENCIA PARA LA SOLUCION DE LA FUNCION DE
%TRANSFERENCIA
VF=200;
%Valor inicial para el barrido de valores resistivos
valiniF=50e6;
%Valor inicial para el barrido de valores resistivos
valfinF=12e9;
%Intervalo
intF=(valfinF-valiniF)/VF;

for F=1:VF
    %conteo del numero de variaciones -1
    cont3=F-1;%p
    %Pasos
    pasosF=valiniF+intF*cont3;
    %Se guardan los valores
    frecuencia(1,F)=pasosF;
end
%-----
fr=frecuencia;
%OPTIMIS FRECUENCIA CORTE manteniendo como media Fc frecuencia de corte)
Y
%Fr (Frecuencia de resonancia
%Calculo de la varianza
esp1=(fr-frecorted);
esp2=(fr-frecresd);

vrr1=(frecorted)^2;
vrr2=(frecresd)^2;

%Cálculo de la desviación estandar
dsv1=(1/(sqrt(2*pi*vrr1))).*exp((- (esp1).^2)./(2*vrr1));
dsv2=(1/(sqrt(2*pi*vrr2))).*exp((- (esp2).^2)./(2*vrr2));

mxdsv1=max(dsv1);
mxdsv2=max(dsv2);

%Asignacion de un porcentaje a cada frecuencia, de 0-100%, teniendo
%100%-Fc, 100%-Fr
porc1=(dsv1*100/mxdsv1);
porc2=(dsv2*100/mxdsv2);

num1=0;num2=0;num3=0;

```

```

%Especificación del porcentaje de exactitud
PORCENTAJE=99;
%ASIGNACION A CADA FRECUENCIA UN PORCENTAJE
for b=1:VF;
    if(porc1(1,b) >= PORCENTAJE)
        num1=num1+1;
        orp1(num1)=porc1(b); % porcentaje desordenado
        orf1(num1)=fr(1,b); % frecuencias del porcentaje desordenado
    end

    if(porc2(1,b) >= PORCENTAJE)
        num2=num2+1;
        orp2(num2)=porc2(b); % porcentaje desordenado
        orf2(num2)=fr(1,b); % frecuencias del porcentaje desordenado
    end
end

%LIMITES DE LAS FRECUENCIAS QUE ENTRAN DENTRO DEL
%99% PARA CORTE Y RESONANCIA
limax1=max(orf1);limin1=min(orf1);
limax2=max(orf2);limin2=min(orf2);
limin3=attd-3;limax3=attd+3;

%-----

%Asignacion de los valores calculados
%Elementos inductivos
l=[Lc;Ld;1];
%Elementos capacitivos
ca=[Cp;Cp;Cg];
%Valores de impedancia
r=1;
Z0=50;ZL=50;

%CICLO PARA EL BARRIDO DE LOS VALORES DE LA RESISTENCIA
for R=1:VR; %El numero de pasos
    %conteo del numero de variaciones
    cont=cont+1;
    %conteno del numero de variaciones -1
    cc=cont-1;
    %Pasos
    pasosR=valiniR+intrR*cc;
    %Se guardan los valores
    valR(R,1)=pasosR;
    R1=pasosR;

    %Elemento que se seleccionara en este caso acoplamiento
    elemento=1;tu=1e-9;ne=3;
for K=1:VK;

    %conteo del numero de variaciones -1
    cont2=K-1;
    %Pasos
    pasosK=valiniK+intK*cont2;

```

```

%Se guardan los valores
valK(K,1)=pasosK;

%Acoplamiento
l(3,1)=pasosK;
c=0;
%Variables
n=0;
n2=0;
valan=0;
%v2

for F=1:VF
%conteo del numero de variaciones -1
cont3=F-1;%p
%Pasos
pasosF=valiniF+intF*cont3;
%Se guardan los valores
frecuencia(1,F)=pasosF;

%Frecuencia angular
s=2*pi*pasosF*i;

%Transformación a impedancias
L1=l(1,1)*s; L2=l(2,1)*s; M=l(3,1)*s;
C1=1/(ca(1,1)*s); C2=1/(ca(2,1)*s);C3=1/(ca(3,1)*s);

%IMPEDANCIAS DE LA MATRIZ (PROPIAS Y MUTUAS)
%Malla 1
Z11=Z0+C1+R1; Z12=-C1; Z13=0; Z14=-R1; Z15=0;
%Malla 2
Z21=-C1; Z22=C1+C2+L1+L2-2*M; Z23=-L2+M; Z24=0; Z25=-C2;
%Malla 3
Z31=0; Z32=-L2+M; Z33=(L2+C3); Z34=-C3; Z35=0;
%Malla 4
Z41=-R1; Z42=0; Z43=-C3; Z44=C3+R1; Z45=0;
%Malla 5
Z51=0; Z52=-C2; Z53=0; Z54=0; Z55=C2+ZL;

%Para la obtencion de la I5, se muestra la solución de la matriz
ZI5=[Z11, Z12, Z13, Z14, 1; Z21, Z22, Z23, Z24, 0; Z31, Z32, Z33,
Z34, 0; Z41, Z42, Z43, Z44, 0; Z51, Z52, Z53, Z54, 0];
Z=[Z11, Z12, Z13, Z14, Z15; Z21, Z22, Z23, Z24, Z25; Z31, Z32, Z33,
Z34, Z35; Z41, Z42, Z43, Z44, Z45; Z51, Z52, Z53, Z54, Z55];
I5=det(ZI5)/det(Z);

%Solucion de la funcion de transferencia:
%Encontrar el valor de la corriente I5
I5=det(ZI5)/det(Z);
%Respuesta de salida lineal
Vo=2*I5*ZL;
%Respuesta de salida en dB
dBVo=20.*log10(abs(Vo));

```

```

%Se guarda la respuesta en una matriz
RES(K,F)=dBVo;

vec=cc*VR+K;
%Respuesta de todas las variaciones
REST(vec,F)=dBVo;

%Valor absoluto de la respuestalogaritmica
AVo=abs(dBVo); %absluto de dBVo

%ENCONTRAR LA FRECUENCIA DE CORTE Y DE RESONANCIA

%Encontrar la frecuencia de corte para el valor asignado en cada
ciclo
%tanto para R como para K
    if(AVo >= 3 && n == 0)
        frecorte(vec)=pasosF;
        n=1;
    end

    if(n==0 && F==VF)
        frecorte(vec)=0;
    end

%Encontrar la frecuencia de resonancia para el valor asignado en cada
ciclo
%tanto para R como para K
    if(AVo > valan && n2==0)
        valan=AVo;
        frecres(vec)=pasosF;
        atenuacion(vec,1)=AVo;
    end
    if(AVo<valan && n2==0)
        n2=1;
    end
end

if(frecorte(vec) <= limax1 && frecorte(vec) >= limin1 )
    nm1=nm1+1;
    valprox11(nm1)=valK(K,1);
    fr11(nm1)=frecorte(vec);
    RES1(nm1)=valR(R,1);
    for d=1:VF
        if(fr11(nm1) == fr(1,d))
            por1(nm1)=porc1(1,d);
        end
    end
end

if(frecres(vec) <= limax2 && frecres(vec) >= limin2 &&
atenuacion(vec) <= limax3 && atenuacion(vec) >= limin3)
    nm2=nm2+1;
    valprox22(nm2)=valK(K,1);
    fr22(nm2)=frecres(vec);
    RES2(nm2)=valR(R,1);
    for d=1:VF
        if(fr22(nm2) == fr(1,d))

```

APENDICE E

PROGRAMA DE OPTIMIZACIÓN

```
function varargout = var_ele_t(varargin)
gui_Singleton = 1;
gui_State = struct('gui_Name',       mfilename, ...
                  'gui_Singleton',  gui_Singleton, ...
                  'gui_OpeningFcn', @var_ele_t_OpeningFcn, ...
                  'gui_OutputFcn',  @var_ele_t_OutputFcn, ...
                  'gui_LayoutFcn',  [] , ...
                  'gui_Callback',   []);
if nargin && ischar(varargin{1})
    gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
end

if nargout
    [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
else
    gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end

function var_ele_t_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
handles.output = hObject;
guidata(hObject, handles);

function varargout = var_ele_t_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)
varargout{1} = handles.output;

%La function que crea el menú de selección
function seleccion_Callback(hObject, eventdata, handles)

function seleccion_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

%La funcion del boton de ok, el cual comienza a realizar los cálculos
function OK_Callback(hObject, eventdata, handles)

e=0;
%Selección del element para variar
popup_sel_index = get(handles.seleccion,'Value');
switch popup_sel_index
    case 1
        e=1;v1=1;v2=4.5;ne=1;
```

```

    case 2
        e=2;v1=0;v2=1;ne=1;
    case 3
        e=3;v1=0;v2=200;ne=1;
    case 4
        e=4;v1=.5;v2=0.95;ne=2;
    case 5
        e=5;v1=.1;v2=1.8;ne=2;
    case 6
        e=6;v1=0;v2=1;ne=3;
end

%variable
acop=0;
%Elemento seleccionado
elemento=e;

%Dependiendo sea el elemento se le asignan unidades [nH], [pF], [ $\Omega$ ]
if(elemento ==1 || elemento == 4)
    ele=1;
    tu=1e-9;
end
if(elemento == 2 || elemento == 5)
    ele=2;
    tu=1e-12;
end
if(elemento == 3 )
    ele=3;
    tu=1;
end

if(elemento == 6 )
    ele=1; acop=2;
    tu=1e-9;
end

%Elemento seleccionado
elemento= ele;

%Valor inicial del barrido
valinicial=v1*tu;
%Valor final del barrido
valfinal=v2*tu;
%Numero de variaciones
numvariac=60;
inter=(valfinal-valinicial)/numvariac;

for t=1:numvariac;
    p=t-1;
    pasov=valinicial+inter*p;
    valores(t,1)=pasov;

%intervalo de frecuencia
%pasos
ptos=300;

```

```

%frecuencia inicial y final
frec_ini=50e6;
frec_fin=12e9;
intervalo=frec_fin-frec_ini;
pasos=intervalo/ptos;

%Agignación de los elementos calculados
%Inductores = l=[Lc,Ld,M]; M=k(LcLd)1/2
l=[4.2e-9;0.85e-9;1.55e-9];
%Capacitores C=[Cp,Cg]
ca=[0.4e-12;0.95e-12];
%Resistores
r=[125];
%Impednacias
Z0=50;ZL=50;

%En el elemento seleccionado se va variar su valor
if(elemento == 1 )l(ne,1)=pasov;end
if(elemento == 2 )ca(ne,1)=pasov;end
if(elemento == 3 )r(ne,1)=pasov;end

c=0;
n=0;
valan=0;

K(t,1)=l(3,1)/sqrt(l(1,1)*l(2,1));

%Ciclo de la función de tranferencia
for f=1:ptos

    p=f-1;
    frec=50e6+pasos.*p;
    s=2*pi*frec*i;
    frecuencia(1,f)=frec;
    %Impedancias
    L1=l(1,1)*s; L2=l(2,1)*s; M=l(3,1)*s;
    C1=1/(ca(1,1)*s); C2=1/(ca(1,1)*s);C3=1/(ca(2,1)*s);
    R1=r(1,1);

    %IMPEDANCIAS DE LA MATRIZ (PROPIAS Y MUTUAS)
    %Malla 1
    Z11=Z0+C1+R1; Z12=-C1; Z13=0; Z14=-R1; Z15=0;
    %Malla 2
    Z21=-C1; Z22=C1+C2+L1+L2-2*M; Z23=-L2+M; Z24=0; Z25=-C2;
    %Malla 3
    Z31=0; Z32=-L2+M; Z33=(L2+C3); Z34=-C3; Z35=0;
    %Malla 4
    Z41=-R1; Z42=0; Z43=-C3; Z44=C3+R1; Z45=0;
    %Malla 5
    Z51=0; Z52=-C2; Z53=0; Z54=0; Z55=C2+ZL;

    %Impedancia en la malla 5
    ZI5=[Z11, Z12, Z13, Z14, 1; Z21, Z22, Z23, Z24, 0; Z31, Z32, Z33, Z34, 0;
    Z41, Z42, Z43, Z44, 0; Z51, Z52, Z53, Z54, 0];

    %Impedancia total
    Z=[Z11, Z12, Z13, Z14, Z15; Z21, Z22, Z23, Z24, Z25; Z31, Z32, Z33, Z34,
    Z35; Z41, Z42, Z43, Z44, Z45; Z51, Z52, Z53, Z54, Z55];

```

```

%Corriente I5
I5=det(ZI5)/det(Z);

%Voltaje de salida
Vo=2*I5*ZL;

%Voltaje de salida en dB's
dBVo=20.*log10(abs(Vo));

%Seguardan los resultados de cada variación
res(t,f)=dBVo;

%ENCONTRAR LA FRECUENCIA DE CORTE Y DE RESONANCIA
  AVo=abs(dBVo); %absluto de dBVo

%Se compara los puntos de la respuesta y se selecciona el que se
%encuentra a -3dB
if(AVo >= 2.8 && n == 0)
    frecorte(t,1)=frec;
    n=1;
end

%Se selecciona el valor con mayor atenuación de la respuesta
if(AVo > valan)

    valan=AVo;
    frecres(t,1)=frec;
    atenuacion(t,1)=AVo;
end

end %funcion de transferencia
end %variaciones

%Se imprime la pimer gráfica, correspondiente, a las variaciones del
%elemento seleccionado con respecto a la frecuencia a las atenuaciones.

if(acop==2)valores=K;end;
%subplot(3,2,1:2)
axes(handles.axes1);

axes(handles.axes1);
cla;

popup_sel_index = get(handles.celgraf, 'Value');
switch popup_sel_index
    case 1

surfc(frecuencia,valores,res)
if(elemento==1 && acop==0) title('Respuesta de la variacion de la
Inductancia en dB');end
if(elemento==2) title('Respuesta de la variacion de la Capacitancia en
dB');end
if(elemento==3) title('Respuesta de la variacion de la Resistencia en
dB');end

```

```

if(elemento==1 && acop==2)title('Respuesta S21 variando el acoplamiento
K');end
xlabel('Frecuencia(GHz)');
if(elemento==1 && acop==0) ylabel('Hy');end
if(elemento==2) ylabel('Fd');end
if(elemento==3) ylabel('Ohms');end
if(elemento==1 && acop==2)ylabel('k');end
zlabel('dB');
colorbar1 = colorbar('EastOutside');

%Se imprimen el element variante vs frecuencia

case 2
pcolor(frecuencia,valores,res)
if(elemento==1 && acop==0) title('Respuesta de la variacion de la
Inductancia en nHy');end
if(elemento==2) title('Respuesta de la variacion de la Capacitancia en
pFd');end
if(elemento==3) title('Respuesta de la variacion de la Resistencia en
Ohms');end
if(elemento==1 && acop==2) title('Respuesta S21 variando el acoplamiento
K');end
xlabel('Frecuencia(GHz)');
if(elemento==1 && acop==0) ylabel('Hy');end
if(elemento==2) ylabel('Fd');end
if(elemento==3) ylabel('Ohms');end
if(elemento==1 && acop==2)ylabel('k');end
zlabel('dB');
colorbar1 = colorbar('EastOutside');

%Se imprime el comportamiento de la frecuencia de corte vs las
%variaciones
case 3
plot(valores, frecorte)
title('Variacion de la frecuencia de corte')
grid on;
if(elemento==1 && acop==2) xlabel('Hy');end
if(elemento==2) xlabel('Fd');end
if(elemento==3) xlabel('Ohms');end
if(elemento==1 && acop==2)ylabel('k');end
ylabel('Frecuencia Corte');

%Se imprime el comportamiento de la frecuencia de resonancia vs las
%varioaciones
case 4
plot(valores, frecres)
title('Variacion de la frecuencia de resonancia')
grid on;
if(elemento==1 && acop==2) xlabel('Hy');end
if(elemento==2) xlabel('Fd');end
if(elemento==3) xlabel('Ohms');end
if(elemento==1 && acop==2)ylabel('k');end
ylabel('Frecuencia de Resonancia');

```

Se imprime el comportamiento de la atenuación vs la frecuencia

```
case 5
plot(frecuencia,res)
if(elemento==1 && acop==0) title('Respuesta de la variacion de la
Inductancia en dB');end
if(elemento==2) title('Respuesta de la variacion de la Capacitancia en
dB');end
if(elemento==3) title('Respuesta de la variacion de la Resistencia en
dB');end
if(elemento==1 && acop==2)title('Respuesta S21 variando el acoplamiento
K');end
xlabel('Frecuencia(GHz)');
if(elemento==1 && acop==0) ylabel('Hy');end
if(elemento==2) ylabel('Fd');end
if(elemento==3) ylabel('Ohms');end
if(elemento==1 && acop==2)ylabel('k');end
zlabel('dB');
```

```
end
```

```
%Valores deseados
fr=frecuencia;
frecorted=3.4e9;
frecresd=6.8e9;
attd=-15.025;
%+|+|+|+|+|+|+|+|+|OPTIMIS FRECUENCIA CORTE
%Cálculo de la esperanza matemaática para la frecuencia de corte y
%resonancia
esp1=(fr-frecorted);
esp2=(fr-frecresd);
esp3=(AVo-abs(attd));
%Cálculo de la varianza matemaática para la frecuencia de corte y
%resonancia
vrr1=(frecorted)^2;
vrr2=(frecresd)^2;
vrr3=(attd)^2;
%Cálculo de la desviación estandar matemaática para la frecuencia de
corte y %resonancia
dsv1=(1/(sqrt(2*pi*vrr1))).*exp((-esp1).^2./(2*vrr1));
dsv2=(1/(sqrt(2*pi*vrr2))).*exp((-esp2).^2./(2*vrr2));
dsv3=(1/(sqrt(2*pi*vrr3))).*exp((-esp3).^2./(2*vrr3));
%Valores máximos.
mxdsv1=max(dsv1);
mxdsv2=max(dsv2);
mxdsv3=max(dsv3);

porc1=(dsv1*100/mxdsv1);
porc2=(dsv2*100/mxdsv2);

num1=0;
num2=0;
num3=0;
```

```
PORCENTAJE=99.99;
```

```

%Selección de las frecuencias de corte arriba del 99%
for b=1:ptos;

    if(porc1(b) >= PORCENTAJE)
        num1=num1+1;
        orp1(num1)=porc1(b); %importe porcentaje desordenado
        orf1(num1)=fr(b); %importate frecuencias del porcentaje
desordenado
    end

%Selección de las frecuencias de resonancia arriba del 99%

    if(porc2(b) >= PORCENTAJE)
        num2=num2+1;
        orp2(num2)=porc2(b); %importe porcentaje desordenado
        orf2(num2)=fr(b); %importate frecuencias del porcentaje
desordenado
    end

end

limax1=max(orf1);limin1=min(orf1);
limax2=max(orf2);limin2=min(orf2);
limin3=10;limax3=20;
d=0;
nm1=0;
nm2=0;
for b=1:t;

%Cuando valor cumple con las frecuencias de corte seleccionadas, el valor
%se almacena en valprox11

    if(frecorte(b) <= limax1 && frecorte(b) >= limin1 )
        nm1=nm1+1;
        valprox11(nm1)=valores(b,1);
        fr11(nm1)=frecorte(b);

        for d=1:ptos
            if(fr11(nm1) == fr(d))
                por1(nm1)=porc1(d)
            end

        end

    end

end

%Cuando valor cumple con las frecuencias de resonacias seleccionadas, el
%valor se almacena en valprox22

    if(frecres(b) <= limax2 && frecres(b) >= limin2 && atenuacion(b) <=
limax3 && atenuacion(b) >= limin3)
        nm2=nm2+1;
        valprox22(nm2)=valores(b,1);
        fr22(nm2)=frecres(b);

        for d=1:ptos

```

```

        if(fr22(nm2) == fr(d))
            por2(nm2)=porc2(d)
        end

    end
end
end

z=0;
d=0;

%Se comparan los valores de valprox11 y valprox22 y los que coinciden se
almacenan en valprox
for a=1:nm1;
    for b=1:nm2;
        if(valprox22(b)== valprox11(a))
            z=z+1;
            valprox(z)= valprox22(b);
            fropcor(z)=fr11(a);
            fropres(z)=fr22(b);
            porf1(z)=por1(a)
            porf2(z)=por2(b)

        end
    end
end

%Se imprimen resultados

for ta=1:z;
    RESULTADOS(ta,1)=valprox(ta);
    RESULTADOS(ta,2)=porf1(ta);
    RESULTADOS(ta,3)=fropcor(ta);
    RESULTADOS(ta,4)=porf2(ta);
    RESULTADOS(ta,5)=fropres(ta);
end

set(handles.valores,'String',RESULTADOS(:,1));
set(handles.fc,'String',RESULTADOS(:,3));
set(handles.fr,'String',RESULTADOS(:,5));

% --- Executes on selection change in celgraf.
function celgraf_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to celgraf (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: contents = get(hObject,'String') returns celgraf contents as
cell array
%          contents{get(hObject,'Value')} returns selected item from
celgraf

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function celgraf_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to celgraf (see GCBO)

```

```

% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns
called

% Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on button press in imfiltro.
function imfiltro_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to imfiltro (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)
cto=imread('cto.jpg');
imview(cto)

```

Las pantallas que presentan son las siguientes:

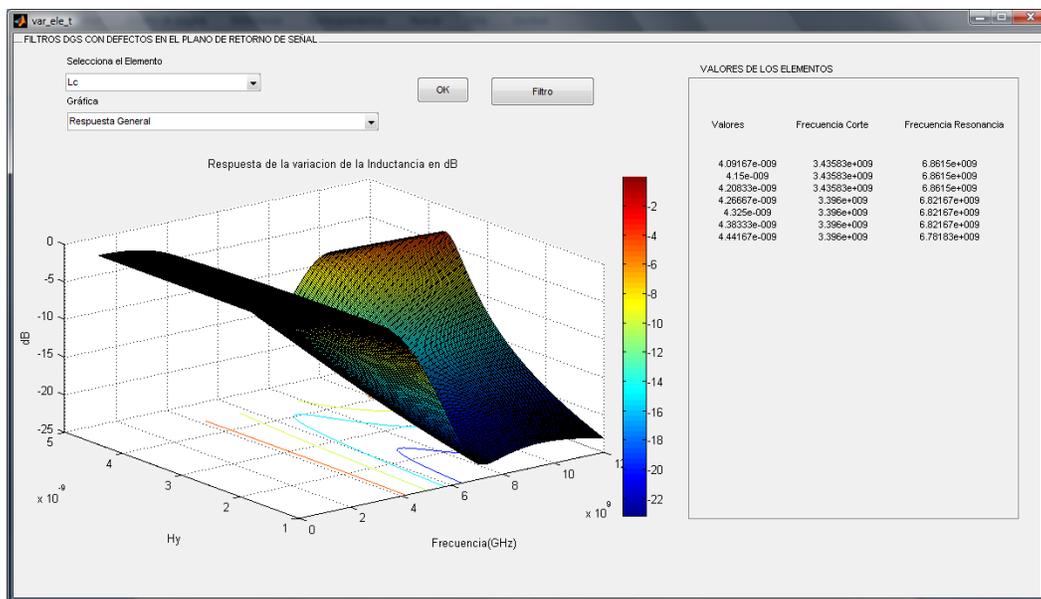


Figura E.1. Respuesta de las variaciones con respecto a la frecuencia y a las atenuaciones.

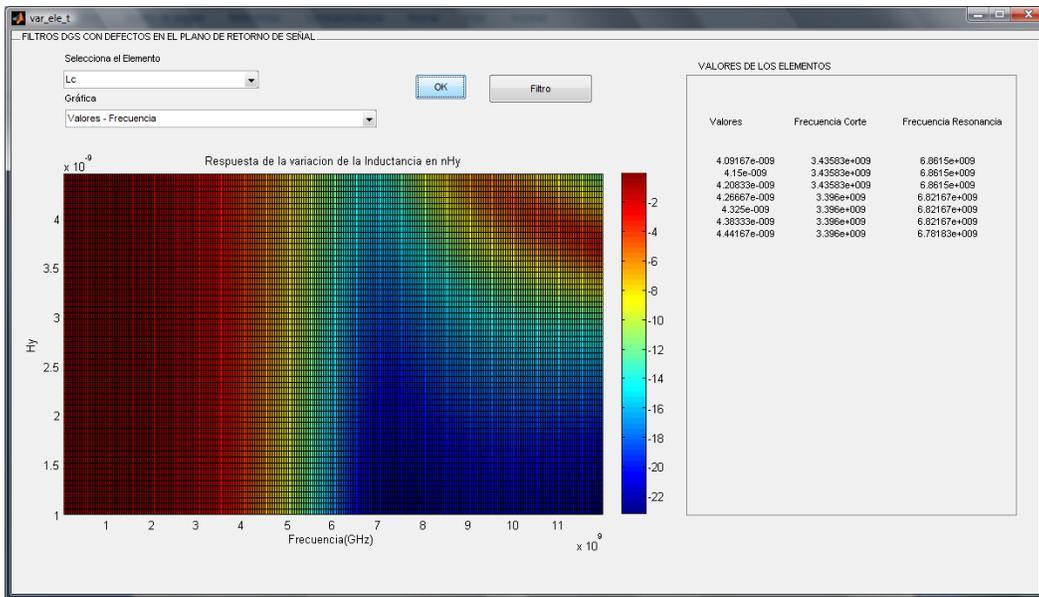


Figura E.2. Respuesta de las variaciones con respecto a la frecuencia del elemento seleccionado.

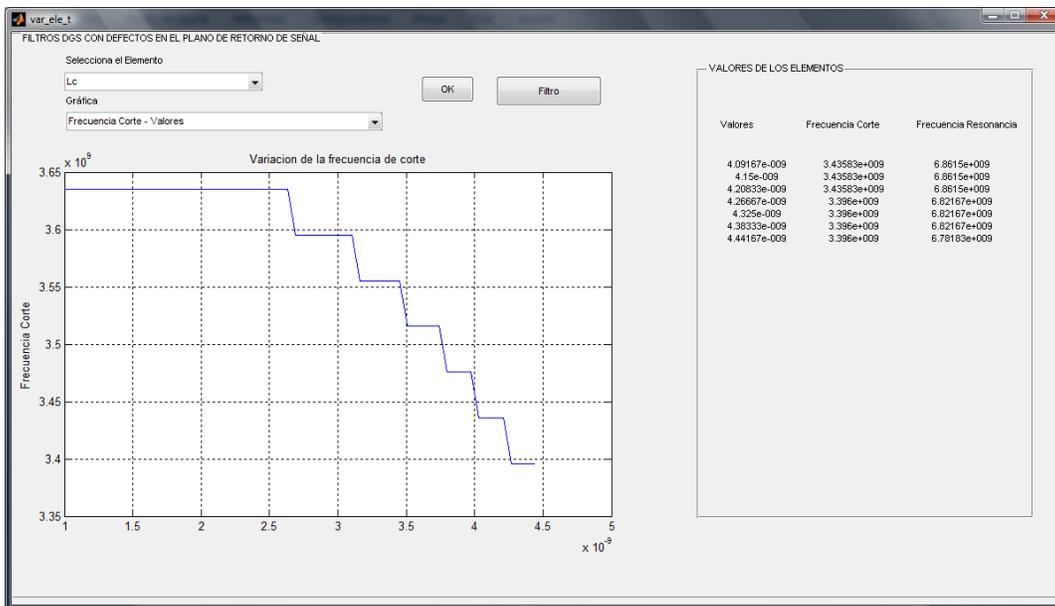


Figura E.3. Respuesta de las variaciones con respecto las variaciones en la frecuencia de corte del elemento seleccionado.

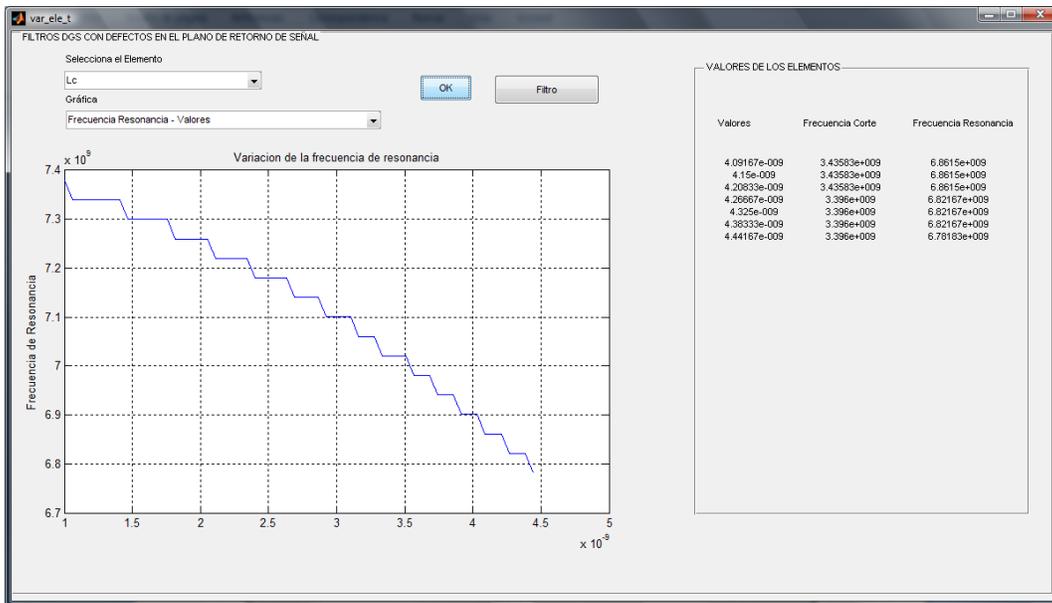


Figura E.4. Respuesta de las variaciones con respecto las variaciones en la frecuencia de resonancia del elemento seleccionado.

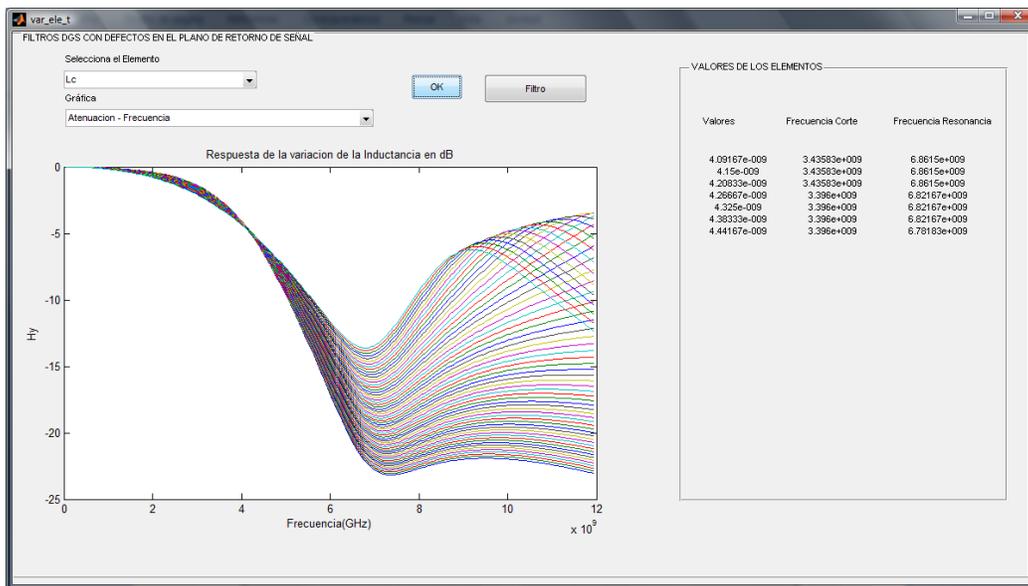


Figura E.5. Respuesta de las variaciones con respecto a las atenuaciones, del lado derecho se muestran los valores más óptimos para este elemento según los resultados de las variaciones del elemento seleccionado.