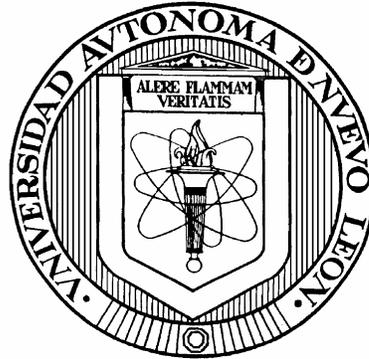


UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEON

FACULTAD DE CIENCIAS

FISICO-MATEMATICAS



**ESTUDIO A TEMPERATURA AMBIENTE Y CRIOGENICA DE
ESTRUCTURAS PASIVAS PARA CIRCUITOS DE MICROONDAS
Y ONDAS MILIMETRICAS UTILIZANDO METODOS
ELECTROMAGNETICOS**

Por

RICARDO ARTURO CHAVEZ PEREZ

**Como requisito parcial para obtener el Grado de
DOCTOR EN INGENIERIA FISICA INDUSTRIAL**

Diciembre, 2005

RESUMEN

Ricardo Arturo Chávez Pérez

Fecha de Graduación: Diciembre, 2005

Universidad autónoma de Nuevo León

Facultad de Ciencias Físico – Matemáticas

Título del Estudio: ESTUDIO A TEMPERATURA AMBIENTE Y CRIOGENICA DE ESTRUCTURAS PASIVAS PARA CIRCUITOS DE MICROONDAS Y ONDAS MILIMETRICAS UTILIZANDO METODOS ELECTROMAGNETICOS

Número de páginas: 105

Candidato para el grado de Doctor en
Ingeniería Física Industrial

Area de estudio: Electrónica de Alta Frecuencia

Propósito y Método del Estudio: En este trabajo de tesis se investigaron estructuras pasivas de microondas y de ondas milimétricas utilizando los simuladores electromagnéticos comerciales Momentum y Empower. Los resultados obtenidos fueron validados mediante la construcción y caracterización de varias estructuras pasivas de microondas cubriendo el espectro de frecuencias de 10 a 40 GHz. Se estudio el comportamiento eléctrico de las estructuras al ser enfriadas a temperatura criogénica. Las mediciones a temperatura ambiente fueron realizadas utilizando un Analizador de redes vectorial HP-8510C y puntas de prueba Picoprobe de 150 μm de pitch. Los circuitos de las estructuras estudiadas se construyeron utilizando substratos dieléctricos de alumina Al_2O_3 de 10 y 25 milésimas de pulgada de espesor con películas conductoras delgadas de Au/TiW. La caracterización eléctrica de las estructuras a las temperaturas criogénicas de 150 °K y 10 °K se llevo a cabo utilizando una cámara criogénica desarrollada en CICESE en conjunto con el Analizador de redes vectorial HP-8510C.

Contribuciones y Conclusiones: Se observó en este estudio que los resultados teóricos obtenidos mediante el programa Momentum concuerdan mejor con los resultados obtenidos experimentalmente. Se concluye entonces, que el método de momentos en el que está basado el programa Momentum resulta más confiable que el método de líneas en el que se basa el programa Empower. Lo anterior se debe a los algoritmos utilizados por los programas para efectuar la discretización de los patrones metálicos de los circuitos de microondas. Al enfriar los circuitos de microondas a las temperaturas criogénicas se pudo observar un desplazamiento de la respuesta hacia arriba de la frecuencia de diseño. Lo anterior se debe al efecto de la temperatura criogénica sobre los patrones metálicos, estos se encogen por lo que la frecuencia de operación tiende a desplazarse hacia las frecuencias superiores. Los conductores formados por películas delgadas de Au/TiW así como también el substrato utilizado Al_2O_3 no presentaron efecto superconductor a las temperaturas de investigadas.

DIRECTOR DE TESIS: _____
Dr. Arturo Velázquez Ventura

CONTENIDO

Capítulo	Página
1. INTRODUCCION	1
1.1 Antecedentes	1
1.2 Objetivos	4
1.3 Organización de la tesis	4
2. METODO DE MOMENTOS MoM y METODO DE LINEAS MoL.....	6
2.1 Introducción	6
2.2 Solución de Problemas E.M.	6
2.3 Métodos Numéricos	8
2.4 Método de Momentos	10
2.5 Resumen del Método de Momentos	16
2.6 Descripción del Programa Momentum	17
2.7 Proceso de Solución con el Programa Momentum.....	22
2.8 Cálculo de las Funciones de Green del Substrato.....	23
2.9 Discretización de los Patrones Metálicos Planares	24
2.10 Cargando y Resolviendo la Ecuación Matricial del MoM.....	25
2.11 Calibración de Puertos y Extracción de Parámetros S	25
2.12 Modelado de Orden Reducido Por Muestreo de Frecuencia	26
Adaptativa	
2.13 Método de líneas MoL	27
2.14 Pasos para aplicar el método MoL	28
2.15 Programa Empower	28
2.16 Formulación del Problema	30
2.17 Etapas de Solución del MoL	34
2.18 Mapeo en la Rejilla	35
2.19 Funciones de Green de la Rejilla	37
2.20 Procedimiento de aceleración numérica	40
2.21 Algoritmo de extracción	42
3. ESTRUCTURAS PASIVAS DE MICROONDAS	44
3.1 Introducción	44
3.2 Líneas de transmisión en microcinta	45
3.3 Impedancia característica y constante dieléctrica efectiva	46
3.4 Efecto del espesor del conductor.....	48

CONTENIDO CONT.

Capítulo	Página
3.5	Efecto de dispersión 49
3.6	Pérdidas en la Microcinta50
3.7	Guía de onda coplanar51
3.8	Impedancia Característica y constante dieléctrica efectiva52
3.9	Efecto del espesor del conductor52
3.10	Pérdidas en líneas coplanares cpw53
3.11	Filtros de Microondas55
3.12	Capacitores interdigitados56
4.	ANALISIS ELECTROMAGNETICO DE60 ESTRUCTURAS PASIVAS
4.1	Introducción60
4.2	Filtro de rechazo de banda con un stub a 10 GHz60
4.3	Filtro de rechazo de banda con dos stubs a 20 GHz65
4.4	Filtro Pasa banda de 20 – 24 GHz69
4.5	Capacitor interdigitado de ocho dígitos72
4.6	Línea de microcinta de 50 ohms con terminaciones77 en guía de onda coplanar
5.	COMPARACIÓN DE RESULTADOS DEL ANALISIS80 ELECTROMAGNÉTICO VS MEDICIONES A TEMPERATURA AMBIENTE
5.1	Introducción80
5.2	Arreglo experimental81
5.3	Filtro de rechazo de banda con un stub a 10 GHz82
5.4	Filtro de rechazo de banda con dos stubs a 20 GHz82
5.5	Filtro pasa banda de (20-24) GHz85
5.6	Capacitor interdigitado86
5.7	Línea de microcinta de 50 ohms con terminaciones..... 87 en guía de onda coplanar
6.	CARACTERIZACION DE ESTRUCTURAS A88 TEMPERATURA CRIOGENICA
6.1	Introducción88
6.2	Filtro de rechazo de banda con un stub a 10 GHz89
6.3	Filtro de rechazo de banda con doble stub a 20 GHz90
6.4	Filtro pasa banda de 20-24 GHz92

CONTENIDO CONT.

Capítulo	Página
6.5 Capacitor interdigitado	93
6.6 Línea de transmisión de 50 ohms con terminaciones..... en guía de onda coplanar	95
7. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	96
7.1 Conclusiones.....	96
7.2 Aportaciones	98
7.3 Recomendaciones	98
7.0 LITERATURA CITADA	100

LISTA DE TABLAS

Tabla	Página
I. Métodos numéricos para análisis electromagnético	7
II. Clasificación de los métodos	9
III. Condiciones de frontera de las interfaces del medio	33

LISTA DE FIGURAS

Figura		Página
1.	Idea básica	13
2.	Relación de los parámetros de la ecuación (12) Con la geometría del problema	14
3.	Formulación de la función de Green	15
4.	Función de Green para un potencial vectorial	16
5.	Corrientes fluyendo sobre los bordes de la malla discretizada, en el conductor del circuito	18
6.	Construcción del circuito equivalente	21
7.	Representación de la red equivalente discretizada	22
8.	Estructura confinada en un volumen formado por dieléctricos isotrópicos homogéneos	31
9.	Mapeo en la rejilla	35
10.	Distribución de los campos E y H en modelos 2D y 3D	37
11.	Técnica de afinamiento de la rejilla o malla	40
12.	Estructura de una línea de microcinta.....	45
13.	Línea de transmisión en guía de onda coplanar cpw	51
14.	Estructuras de microondas tipo filtro.....	55
15.	Geometría de un capacitor interdigitado	57
16.	Filtro de rechazo de banda a 10 GHz con un stub y transiciones..... Microcinta a guía de onda coplanar	62
17.	Pérdidas por retorno y Pérdidas por inserción del filtro de Rechazo de banda a 10 GHz. Respuesta del diseño con programa Genesys	62
18.	Análisis electromagnético realizado con Empower del filtro de..... Rechazo de banda con un stub a 10 GHz. Pérdidas por inserción y Pérdidas por retorno	63
19.	Parámetros de dispersión obtenidos mediante análisis EM con el Programa Momentum para el filtro de rechazo de banda con un Stub a 10 GHz	63
20.	Comparación de resultados teóricos. Pérdidas por retorno S11 del filtro De rechazo de banda con un stub a 10 GHz.	64
21.	Comparación de resultados teóricos. Pérdidas por inserción S21 del filtro de rechazo de banda con un stub a 10 GHz	64
22.	Dimensiones del filtro de rechazo de banda con dos stubs a 20 GHz	65
23.	Análisis EM con Empower para el filtro de rechazo de banda Con dos stubs doblados a 20 GHz.	67
24.	Análisis EM con Momentum para el filtro de rechazo de banda Con dos stubs a 20 GHz	67
25.	Comparación de las pérdidas por retorno S11, entre los	68

LISTA DE FIGURAS CONT.

26. Comparación de las pérdidas por inserción S21, entre los Programas Empower y Momentum	68
27. Respuesta ideal del filtro pasa banda de 20 – 24 GHz	69
28. Dimensiones del filtro pasa banda 20 – 24 GHz	70
29. Pérdidas por inserción del filtro pasa banda 20 – 24 GHz.....	71
Respuesta obtenida con Empower	
30. Pérdidas por inserción del filtro pasa banda 20 – 24 GHz	71
Respuesta obtenida con Momentum	
31. Comparación de las pérdidas por inserción, entre los programas Empower y Momentum para el filtro pasa banda 20 – 24 GHz	72
32. Capacitor interdigitado de ocho dígitos	73
33. Pérdidas por retorno obtenidas con el simulador EM Empower para el capacitor interdigitado.	74
34. Pérdidas por inserción obtenidas con el simulador EM Empower para el capacitor interdigitado.	74
35. Pérdidas por retorno obtenidas con el simulador EM Momentum para el capacitor interdigitado	75
36. Pérdidas por inserción obtenidas con el simulador EM Momentum para el capacitor interdigitado	75
37. Comparación de las pérdidas por retorno, entre los programas Empower y Momentum para el capacitor interdigitado.	76
38. Comparación de las pérdidas por inserción, entre los programas Empower y Momentum para el capacitor interdigitado.	76
39. Línea de transmisión de 50 ohms con terminaciones con guía de onda coplanar	77
40. Pérdidas por Inserción de la línea de transmisión de 50 ohms calculadas con Momentum.	78
41. Pérdidas por Inserción de la línea de transmisión de 50 ohms obtenidas con el simulador electromagnético Empower	79
42. Comparación de las Pérdidas por inserción obtenidas con Empower y Momentum para una línea de 50 ohms.	79
43. Diagrama esquemático del arreglo experimental para caracterizar estructuras pasivas de microondas a temperatura ambiente y criogénica	81
44. Fotografía del arreglo experimental utilizado para caracterizar estructuras pasivas de microondas.	82
45. Comparación de datos medidos vs simulados EM . Filtro de rechazo de banda a 10 GHz Pérdidas por Retorno.	83
46. Comparación de datos medidos vs simulados EM . Filtro de rechazo de banda a 10 GHz Pérdidas por Retorno.	83
47. Comparación de datos medidos vs simulados EM . Filtro de rechazo de banda a 20 GHz Pérdidas por Retorno.	84
48. Comparación de datos medidos vs simulados EM . Filtro de rechazo de banda a 20 GHz Pérdidas por Retorno.	84

LISTA DE FIGURAS CONT.

49. Comparación de las pérdidas por inserción, entre los datos 85 medidos a temperatura ambiente y programas Empower y Momentum para el Filtro Pasa Banda 20 - 24 GHz.	85
50. Comparación de las pérdidas por retorno medidos a temperatura86 ambiente vs datos teóricos obtenidos por simulación electromagnética para el capacitor interdigitado de ocho dígitos.	86
51. Comparación de las pérdidas por inserción medidos a86 temperatura ambiente vs datos teóricos obtenidos por simulación electromagnética para el capacitor interdigitado de ocho dígitos.	86
52. Comparación de datos medidos vs simulación electromagnética,87 línea de 50 ohms.	87
53. Pérdidas por retorno, del filtro de rechazo de banda a 10 GHz a89 temperaturas 290 K, 150 K y 10 K.	89
54. Pérdidas por inserción, del filtro de rechazo de banda a 10 GHz a90 temperaturas 290 K, 150 K y 10 K.	90
55. Pérdidas por retorno, del filtro de rechazo de banda con doble stub.....91 a 20 GHz a temperaturas 290 K, 150 K y 10 K.	91
56. Pérdidas por inserción, del filtro de rechazo de banda con doble stub,91 a 20 GHz a temperaturas 290 K, 150 K y 10 K.	91
57. Pérdidas por retorno, a las temperaturas de 290 °K,92 150 °K, y 10 °K del filtro pasa banda.	92
58. Pérdidas por inserción, a las temperaturas de 290 °K,93 150 °K, y 10 °K del filtro pasa banda.	93
59. Pérdidas por retorno a las temperaturas de 290 °K, 150 °K, y 10 °K,94 del capacitor interdigitado de ocho dígitos.	94
60. Pérdidas por Inserción a las temperaturas de 290 °K, 150 °K, y 10 °K.....94 del capacitor interdigitado.	94
61. Pérdidas por inserción de la línea de microcinta de 50 ohms95 a temperaturas de 290 °K, 150 °K y 10 °K.	95

CAPITULO 1

INTRODUCCION

1.1 Antecedentes

Estamos siendo testigos de cómo el diseño de circuitos integrados de microondas y de ondas milimétricas está teniendo cada vez mayor demanda en los campos de las telecomunicaciones y de las computadoras. El explosivo crecimiento tecnológico se observa día a día en nuevos y más sofisticados sistemas de comunicación. Por otra parte, la tecnología de las computadoras no se queda atrás, de tal manera que ambas tecnologías avanzan en paralelo. Estas dos tecnologías, sin embargo, dependen fuertemente del desarrollo de nuevos y más eficientes materiales, en particular de la tecnología de los semiconductores. Gracias a esta tecnología se han podido llegar a desarrollar circuitos integrados monolíticos de microondas y ondas milimétricas más eficientes.

Se ha observado en la última década, que gracias al desarrollo de los semiconductores se han revolucionado los sistemas de comunicación y las computadoras.

Actualmente, los teléfonos celulares operan en bandas de frecuencia de 1.5 a 2.4 GHz en lugar de los 800 y 900 MHz en que operaban diez años, las computadoras personales ahora tienen mayor capacidad de procesamiento, cuentan con más memoria y son más veloces. Por ejemplo, es común encontrar en el mercado computadoras con 3 GHz de velocidad de procesamiento, comparadas con las computadoras de hace diez años cuya velocidad era de 900 MHz. La tendencia de las telecomunicaciones y de las computadoras está orientada hacia las bandas de frecuencia en microondas y ondas milimétricas, las cuales tienen su aplicación en radar, sistemas de comunicaciones civiles y militares e investigación en radio astronomía entre otras.

Todo lo anterior ha sido posible entre otras cosas, al diseño de circuitos de microondas y de ondas milimétricas. Los diseños de circuitos de microondas se realizan utilizando herramientas CAD comerciales, los más avanzados cuentan con dos tipos de programas, uno de los cuales se basa en modelos de circuito eléctrico equivalente y el otro está basado en algún método numérico para resolver las ecuaciones de Maxwell para el rotacional del campo eléctrico y del campo magnético

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2)$$

donde:

\vec{E} es la intensidad del campo eléctrico (V/m)

\vec{B} es la densidad del flujo magnético (Wb/m²)

t es el tiempo (seg)

\vec{H} es la intensidad del campo magnético (A/m)

\vec{D} es la densidad del flujo eléctrico (C/m²)

\vec{J} es la densidad de corriente (A/m²)

La solución de las ecuaciones de Maxwell, es indispensable para el análisis electromagnético de las estructuras de microondas diseñadas.

Los programas de diseño basados en modelos de circuito eléctrico equivalente, son muy rápidos y han sido empleados desde hace mucho tiempo, están basados en ecuaciones analíticas y ecuaciones empíricas. En cambio, los programas de simulación electromagnética, que son más exactos que los anteriores, no han sido utilizados ampliamente debido a las limitaciones en equipo de cómputo. Estos programas para su buen desempeño requieren de computadoras poderosas que tengan gran capacidad de memoria y de procesamiento, además se requiere que sean muy rápidas debido a la gran cantidad de ecuaciones matriciales que se necesita resolver. En comparación con los primeros, los programas electromagnéticos son lentos.

Los métodos electromagnéticos no son nuevos, sino que, apenas están siendo implementados en los nuevos paquetes de diseño comerciales CAD, debido a que requieren de computadoras con mucha capacidad de procesamiento, veloces y con más memoria. Estas características son importantes, porque, para realizar el análisis

electromagnético de una estructura de microondas se requiere mucha capacidad de memoria y mucho tiempo de cómputo.

En este trabajo de tesis, se investigaron los métodos numéricos de momentos (MoM) y método de líneas (MoL), para resolver las ecuaciones (1) y (2), debido a que los simuladores EM utilizados para desarrollar este trabajo de tesis se encuentran basados en estos dos métodos numéricos.

1.2 Objetivo

El objetivo de esta tesis consiste en estudiar el comportamiento eléctrico de estructuras pasivas, por medio de análisis electromagnético empleando paquetes informáticos comerciales. La confiabilidad de los métodos empleados se verificará mediante mediciones experimentales de las estructuras bajo estudio, en condiciones de temperatura ambiente y criogénica.

1.3 Organización de la tesis

Este trabajo está organizado de la siguiente manera: En el capítulo 2, se presentan los métodos numéricos de momentos MoM y de Líneas MoL, debido a que los programas comerciales investigados Momentum y Empower están basados en estos métodos numéricos. En el mismo capítulo se explica en detalle el funcionamiento de los dos programas comerciales investigados Momentum y Empower.

En el capítulo 3, se describen cada una de las estructuras pasivas investigadas, comenzando con las líneas de transmisión en microcinta, guía de onda coplanar, filtros de microondas y capacitores interdigitados.

En el capítulo 4 de este trabajo de tesis, se presentan los resultados obtenidos mediante simulación electromagnética realizados con los simuladores Momentum y Empower a las estructuras de microondas estudiadas.

En el capítulo 5, se describe el banco de medición utilizado y se presenta la comparación de los resultados obtenidos con los simuladores EM y los obtenidos mediante mediciones experimentales a temperatura ambiente.

En el capítulo 6, se describe el banco de medición y se presentan los resultados obtenidos al caracterizar las estructuras de microondas a las temperaturas de 150 °K y 10 °K.

Finalmente en el capítulo 7, se presentan las conclusiones y recomendaciones derivadas de este proyecto de investigación, enfatizando las principales contribuciones generadas durante su desarrollo.

CAPITULO 2

METODO DE MOMENTOS MoM y METODO DE LINEAS MoL

2.1 Introducción

En este capítulo se describe la metodología para resolver problemas electromagnéticos, mencionando los métodos numéricos más populares y su clasificación. Enseguida se presenta el desarrollo del método de momentos MoM, así como el funcionamiento del programa Momentum. El método de líneas MoL y el programa Empower también son tratados en este capítulo.

2.2 Solución de Problemas electromagnéticos (EM)

Para encontrar la solución de cualquier problema de campo, se debe encontrar el campo EM o las funciones fuente tales que los campos EM: obedezcan las ecuaciones de Maxwell, satisfagan las condiciones de frontera, satisfagan todas las condiciones de las interfases con los materiales y satisfagan todas las condiciones de excitación. La solución obtenida es, en general, única. Los métodos para resolver las ecuaciones de Maxwell, se pueden clasificar como:

Métodos Analíticos. Estos entregan soluciones explícitas exactas, con la desventaja que sólo se aplican en casos ideales.

Métodos Numéricos. En estos métodos, las ecuaciones diferenciales o integrales son transformadas en ecuaciones matriciales, las cuales se resuelven iterativamente o mediante técnicas matriciales, son más generales.

El análisis EM se puede hacer mediante la aplicación de cualquiera de los métodos de la tabla I. [Medina, 1994], reportó las características fundamentales de algunas de las técnicas mencionadas.

TABLA I
METODOS NUMERICOS PARA ANALISIS ELECTROMAGNETICO

FDTD Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo
FEM Elementos Finitos
MOL Método de Líneas
MMM Modos de Acoplamiento
SD Dominio Espectral
TLM Matriz de Línea de Transmisión
AM Métodos Analíticos
SAM Métodos Semi-analíticos
MOM Método de Momentos
BEM Elementos Frontera
SIE Ecuación Integral Singular

Lo que tienen en común estos métodos, es lo siguiente:

1. En todos los métodos, la solución desconocida se expresa como una suma de funciones conocidas (expansión de funciones o funciones base).
2. El peso (coeficiente) de cada función base se determina para el mejor ajuste.

La diferencia entre ellos, es:

1. La estrategia utilizada para determinar los coeficientes de las funciones base,
2. Las funciones base empleadas, y
3. La cantidad electromagnética aproximada.

2.3 Métodos Numéricos

Los recientes avances en el desarrollo de circuitos integrados en ondas milimétricas, particularmente en la forma monolítica, demanda la necesidad de diseño confiable ayudado por computadora (CAD). A diferencia de los circuitos integrados de microondas híbridos a bajas frecuencias, es prácticamente imposible ajustar las características de los circuitos una vez que éstos han sido fabricados. Por ello, es imperioso un programa confiable para el diseño de estos circuitos.

El punto de partida para el desarrollo de programas CAD es la caracterización de estructuras pasivas y activas involucradas en los circuitos. Aunque muchos programas CAD se basan en fórmulas obtenidas mediante el ajuste de curvas y tablas de datos y no en una caracterización numérica confiable, lo último puede ser usado si es suficientemente rápido.

En suma, puede usarse para generar tablas y verificar la confiabilidad de las fórmulas empíricas.

En forma paralela con los avances en la capacidad de las computadoras, los métodos numéricos se han ido también mejorando en tiempos recientes [Itoh, 1989]. Algunos métodos son más eficientes que otros, [Medina, 1994] y algunos que se originaron en diferentes disciplinas tales como la ingeniería mecánica, han encontrado aplicación en problemas electromagnéticos.

Por el número de dimensiones sobre los cuales el campo EM y las funciones fuente tienen dependencia directa, los métodos de solución se clasifican de la manera indicada en la tabla II.

TABLA II
CLASIFICACIÓN DE LOS METODOS

1D	Los campos EM y las corrientes varían en una dimensión espacial (Problemas de líneas de transmisión).
2D	Los campos EM y las corrientes varían en dos dimensiones (Problemas en guías de onda TE_{n0}).
$2\frac{1}{2}$ D	Los campos EM varían en tres dimensiones y las corrientes en dos (circuitos planares multicapa).
3D	Los campos y las corrientes varían en tres dimensiones (problemas de propagación general, dispersión y radiación).

2.4 Método de Momentos

El método de momentos (MoM) está basado en el trabajo de [Harrington, 1968]. Debe su nombre al proceso de tomar momentos, esto es, se multiplica por una función de peso apropiada y se integra como se explicará en los siguientes párrafos. El MoM se basa en la teoría del cálculo variacional y del cálculo del peso residual Galerkin, [Ames, 1992], [Sadiku, 2001].

Los problemas EM se pueden plantear en términos de la siguiente ecuación inhomogénea

$$L(f) = g \quad \text{o} \quad L^{-1}(g) = f \quad (3)$$

donde: L y L^{-1} son operadores diferenciales, integrales o integro-diferenciales, g es la función fuente o excitación conocida, y f es la función del campo desconocida que debe ser determinada.

El MoM es un procedimiento general que puede ser empleado para resolver la ecuación (1). La estrategia universal de solución es la siguiente:

Expandiendo f en una serie de funciones base conocidas, f_1, f_2, f_3, \dots en el dominio de L , de la manera siguiente

$$f = \sum_n a_n f_n \quad (4)$$

Donde los coeficientes a_n son constantes. Las f_n son llamadas la expansión de funciones o funciones base. Para tener una solución exacta de la ecuación (4), es necesario tener una sumatoria infinita y las f_n , forman un conjunto completo de funciones base. Para tener una solución aproximada de la ecuación (4), se requiere una sumatoria finita. Substituyendo la ecuación (4) en la ecuación (3), y utilizando la propiedad de linealidad de L , se tiene

$$\sum_n a_n L(f_n) = g \quad (5)$$

Se considera que se ha determinado un producto interno $\langle f, g \rangle$ para el problema. Se puede definir ahora un conjunto de funciones de peso W , o funciones de prueba, $W_1, W_2, W_3, \dots, W_n$ en el rango de L , y tomando los productos internos de (5) con cada una de las funciones de peso W_m , se tiene

$$\sum_n a_n \langle W_n, Lf_n \rangle = \langle W_m, g \rangle \quad (6)$$

El conjunto de ecuaciones formado por la expresión (6) se pueden representar en forma matricial como sigue

$$[I_{mm}][a_n] = [g_m] \quad (7)$$

donde:

$$[I_{mm}] = \begin{bmatrix} \langle W_1, Lf_1 \rangle & \langle W_2, Lf_2 \rangle \dots \\ \langle W_2, Lf_1 \rangle & \langle W_2, Lf_2 \rangle \dots \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$[a_n] = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix}, \quad \text{y} \quad g_m = \begin{bmatrix} \langle W_1, g \rangle \\ \langle W_2, g \rangle \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} \quad (9)$$

Si la matriz $[I_{mn}]$ no es singular, entonces su inversa es $[I_{mn}^{-1}]$. Y los coeficientes a_n , se pueden determinar de la siguiente manera:

$$[a_n] = [I_{mn}^{-1}] [g_m] \quad (10)$$

En cuanto la solución para f se determina de la ecuación (4), la cual se puede expresar como:

$$f = [f_n] [a_n] = [f_n] [I_{mn}^{-1}] [g_m] \quad (11)$$

Esta solución puede ser exacta o aproximada, dependiendo de la elección de f_n y W_n . La selección particular $W_n = f_n$ se conoce como método de Galerkin, [Ames, 1992].

Para el caso particular de analizar electromagnéticamente una estructura planar de microondas, el operador L^{-1} de la ecuación (1) se considera como un operador integral que utiliza una función de Green. En la figura 1, se muestra la idea básica [Hoefler, 2004].

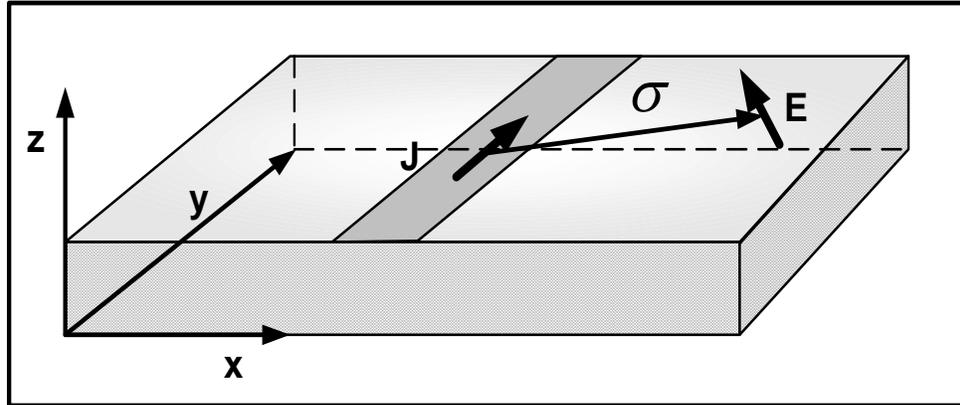


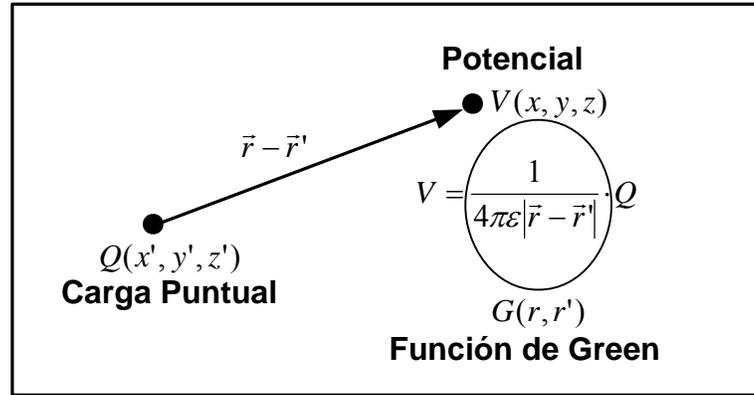
Figura 1. Idea básica

En la figura 1, σ representa la conductividad eléctrica, J la densidad de corriente y E el campo eléctrico. Por tanto, la idea básica consiste en:

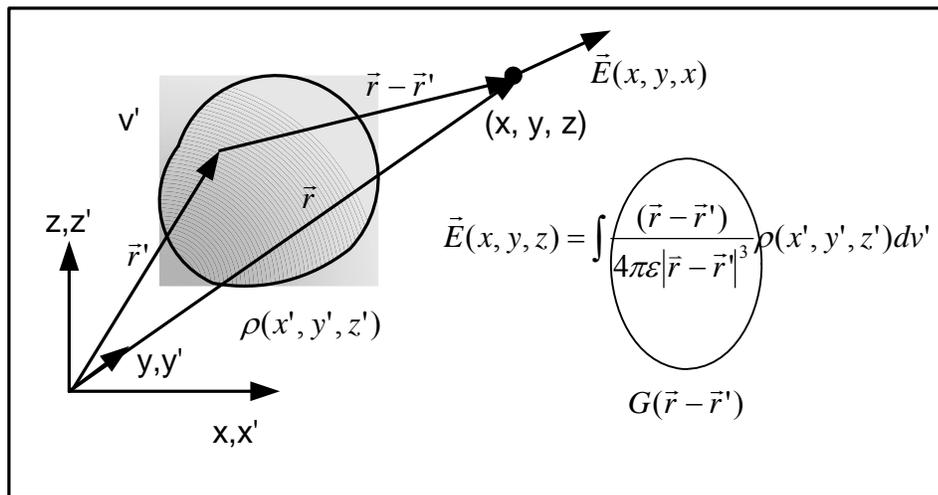
1. Considerar simultáneamente a la densidad de carga σ y a la densidad de corriente superficial J en el conductor, las cuales generan un campo eléctrico E y un campo magnético H respectivamente en torno a ellas.
2. En la superficie del conductor, la componente tangencial del campo eléctrico debe ser cero.
3. Se debe determinar la distribución de carga y de corriente tal que, esta condición se cumpla.

Por consiguiente, se puede escribir la siguiente expresión que contiene la función de Green para este caso.

$$\int_s G(r, r') J(r') ds' = E_t(r) - E^i(r) , \quad \text{con } r' \in S' \quad (12)$$



(a)



(b)

Figura 3. Formulación de la función de Green. (a) Para una carga puntual, (b) Para una distribución volumétrica de carga.

La figura 4, muestra un conductor en el espacio libre, el cual está dividido en secciones rectangulares (discretizado). El campo eléctrico para este caso se determina a partir del potencial vectorial \vec{A} como sigue.

$$\vec{E} = -j\omega\mu\vec{A} + \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) \quad (13)$$

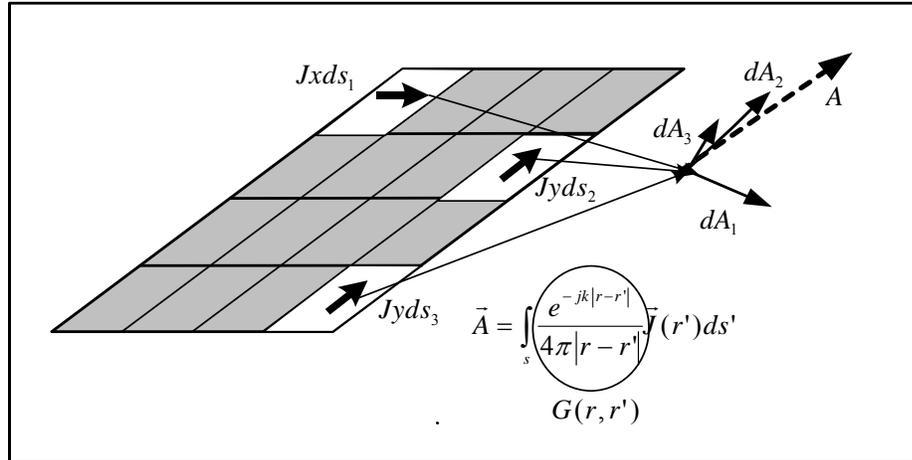


Figura 4. Función de Green para un Potencial Vectorial

2.5 Resumen del Método de Momentos

1. Prácticamente, el MoM resuelve ecuaciones integrales.
2. La distribución de corriente desconocida en circuitos planares, se determina de tal manera que la componente tangencial del campo eléctrico es cero en la superficie del conductor (conductor ideal, sin pérdidas).
3. La superficie de los conductores se discretiza (se divide en secciones rectangulares), y en cada uno de los elementos de la malla se considera una función conocida de distribución de corriente (funciones base subseccionales).
4. Los coeficientes de estas funciones base se calculan resolviendo una ecuación matricial.
5. El tamaño de la matriz corresponde al número total de secciones en que se haya dividido la superficie del conductor.
6. La densidad de la malla debe adaptarse a la función local de distribución de corriente esperada. En las regiones de mayor densidad de corriente y donde se

presente menor uniformidad, se deben colocar elementos de malla más pequeños y en mayor cantidad.

7. Las ecuaciones integrales dan resultados aproximados confiables.
8. Los errores en la distribución de corriente no son fáciles de identificar.
9. Debido a la dependencia de la función de Green en las fronteras y en la distribución del material, solamente se pueden analizar geometrías planares genéricas.

2.6 Descripción del Programa Momentum

El programa Momentum está basado en el método de momentos MoM, en este programa, antes de que se efectue la discretización, las ecuaciones de Maxwell se transforman en ecuaciones integrales, [Anón, 1994]. Esto se hace mediante la aplicación de las funciones de Green para el campo eléctrico y magnético en un substrato multicapa. En el MoM, se utiliza una ecuación integral potencial mezclada (MPIE). Esta formulación expresa al campo eléctrico y al magnético como una combinación de un potencial escalar y un potencial vectorial, [Georgieva, 2003]. Las incógnitas son las corrientes eléctricas y magnéticas superficiales fluyendo a través del circuito planar.

Utilizando la notación del álgebra lineal, se pueden escribir las ecuaciones integrales del potencial en forma general como un operador integral lineal de la manera siguiente.

$$\int_s G(r, r') \cdot \vec{J}(r) ds = \vec{E}(r) \quad (14)$$

Donde, $\vec{J}(r)$ representa la corriente superficial desconocida y $\vec{E}(r)$ es la excitación conocida del problema. Las funciones de Green $G(r,r')$ de las capas del medio actúan como el kernel integral. Las corrientes superficiales se discretizan mediante una malla en el patrón metálico planar y aplicando una expansión en un número finito de funciones base subseccionales $B_1(r), \dots, B_N(r)$, se tiene

$$\vec{J}(r) \approx \sum_{j=1}^N I_j \cdot B_j(r) \quad (15)$$

Las funciones base usadas en simuladores electromagnéticos (EM) planares son las funciones llamadas “rooftop” [Hoefler, 2004] subseccionales definidas sobre las celdas rectangulares, triangulares, y poligonales en la malla. Cada una de estas funciones “rooftop” está asociada con un borde de la malla representando una corriente constante, que fluye por ese borde, como se indica en la figura 5. Las amplitudes de las incógnitas I_j , $j=1, \dots, N$ de la expansión de la función base determinan las corrientes fluyendo a través de todos los bordes la malla.

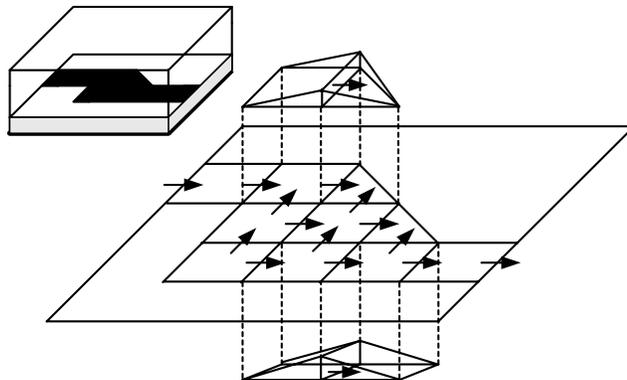


Figura 5. Corrientes fluyendo en el conductor del circuito sobre los bordes de la malla discretizada.

La ecuación integral (14), se discretiza utilizando la ecuación (15) que es la forma expandida de las corrientes $\vec{J}(r)$. Mediante la aplicación del procedimiento de prueba de Galerkin, esto es, probando la ecuación integral usando las funciones de prueba idénticas a las funciones base ($W_n = f_n$), la ecuación integral continua (14) se transforma en una ecuación matricial discreta como sigue:

Para $i=1, \dots, N$

$$\sum_{j=1}^N Z_{i,j} I_j = V_i \quad \text{o} \quad [Z] \cdot [I] = [V] \quad (16)$$

con

$$Z_{i,j} = \iint_s B_i(r) ds \cdot \iint_s G(r, r') \cdot B_j(r) ds' \quad (17)$$

$$V_i = \iint_s B_i \cdot E(r) ds \quad (18)$$

La matriz $[Z]$, se llama matriz de interacción y cada uno de los elementos en esta matriz describe la interacción electromagnética entre las dos funciones base “rooftop”. La dimensión N de $[Z]$ es igual al número de funciones base. El vector $[V]$ representa la contribución discretizada de las excitaciones aplicadas en los puertos del circuito. Las corrientes superficiales contribuyen al campo electromagnético en el circuito por medio

de las funciones de Green del conjunto de capas. En la formulación de la ecuación integral MPIE, la función de Green es descompuesta en una contribución que va desde el potencial vectorial $\mathbf{A}(\mathbf{r})$ hasta el potencial escalar $V(\mathbf{r})$, como sigue:

$$G(r, r') = j\omega G^A(r, r')I - \frac{1}{j\omega} \nabla[G^V(r, r')\nabla'] \quad (19)$$

El potencial escalar originado por la distribución de carga superficial dinámica derivada de las corrientes superficiales, está relacionado al potencial vectorial a través de la condición de Lorentz, [Sadiku, 2004].

Substituyendo la expresión (19) en la función de Green de la ecuación (17) para la matriz de interacción de los elementos, se obtiene la siguiente expresión:

$$Z_{i,j} = j\omega L_{i,j} + \frac{1}{j\omega C_{i,j}} \quad (20)$$

con

$$L_{i,j} = \iint_s \nabla \cdot \mathbf{B}_i(\mathbf{r}) ds \cdot \iint_{s'} G^A(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \mathbf{B}_j(\mathbf{r}') ds' \quad (21)$$

$$\frac{1}{C_{i,j}} = \iint_s \nabla \cdot \mathbf{B}_i(\mathbf{r}) ds \iint_{s'} G^V(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \nabla \cdot \mathbf{B}_j(\mathbf{r}') ds' \quad (22)$$

Esto permite dar a la matriz de interacción una interpretación física mediante la construcción de un modelo equivalente de la red como el indicado en la figura 6. En esta

red, los nodos corresponden a las celdas en la malla y mantienen las cargas de la celda. Cada una de las celdas corresponde a un capacitor conectado a tierra.

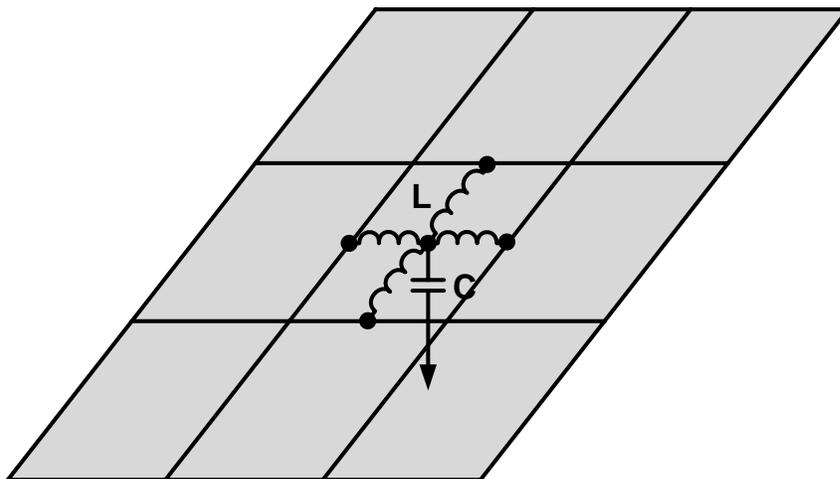


Figura 6. El circuito equivalente se construye reemplazando cada celda de la malla con un capacitor conectado a tierra e inductores conectados con las celdas vecinas.

Todos los capacitores e inductores en la red son complejos, se encuentran mutuamente acoplados y son dependientes de la frecuencia, como todas las funciones base interactúan eléctrica y magnéticamente, como se muestra en la figura 7. La tierra en esta red equivalente, corresponde con el potencial de la capa metálica infinita tomada encima del dieléctrico. En ausencia de capas metálicas infinitas, la tierra corresponde con una esfera infinita. La matriz de interacción del método de momentos permite la aplicación de la ley de voltaje de Kirchoff a la red equivalente. Las corrientes en la red se obtienen de la solución de la ecuación matricial y representan las amplitudes de las funciones base.

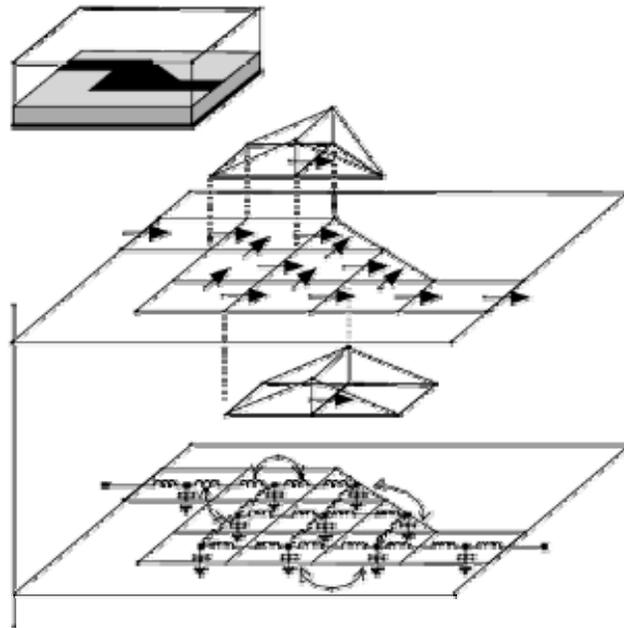


Figura 7. Representación de la red equivalente discretizada

2.7 Proceso de Solución con el Programa Momentum

El proceso de solución con el programa Momentum, consiste en los siguientes pasos:

1. Cálculo de las funciones de Green del sustrato.
2. Discretización o mallado del patrón metálico planar (conductor).
3. Cargar y resolver la ecuación Matricial de interacción MoM.
4. Calibración de puertos y extracción de parámetros S.
5. Modelado de orden reducido por muestreo de frecuencia adaptativa.

2.8 Cálculo de la Función de Green del Substrato

Las funciones de Green del sustrato son las respuestas al impulso espaciales de las excitaciones tipo delta de Dirac. Estas se calculan para cada par de señales (cinta,

ranura y/o vía hoyo metalizado) mapeadas en la capa a nivel del sustrato. Aunque es necesario saber cuales señales son mapeadas a nivel de sustrato, debido a que solamente se calculan las respuestas al impulso, no es necesario conocer los patrones sobre estas capas. Esto implica que las funciones de Green se pueden pre-calcular y almacenar en una base de datos del sustrato. Esto permite que las funciones de Green del sustrato se puedan re-utilizar por otros circuitos definidos sobre el mismo sustrato.

Las funciones electromagnéticas de Green de alta frecuencia dependen de la distancia radial y de la frecuencia. Los cálculos se llevan a cabo hasta distancias radiales muy grandes sobre la banda de frecuencias especificada por el usuario. Los puntos de frecuencia son seleccionados adaptativamente para asegurar una interpolación confiable con respecto a la frecuencia. Los cálculos efectuados sobre un amplio intervalo de frecuencias pueden consumir más tiempo de CPU y espacio de disco para almacenar los resultados.

El programa momentum tiene dos modos de operación, el modo de RF y el modo de microondas, así que para incrementar la velocidad de los cálculos se puede usar el modo en RF, este modo utiliza funciones electromagnéticas de Green cuasi-estáticas basadas en aproximaciones a baja frecuencia [Anón, 2004] que permiten acelerar las operaciones.

2.9 Discretización de los Patrones Metálicos Planares

Los patrones metálicos de los circuitos definidos sobre los substratos, son discretizados mediante una malla de celdas triangulares y rectangulares en el modo de simulación de microondas. Se puede usar una interpretación de invariancia para acelerar el proceso de carga de la matriz de interacción, el algoritmo de mallado podría maximizar el número de celdas rectangulares uniformes que son creadas en la malla. El algoritmo de discretización es muy flexible para los diferentes parámetros que pueden ser especificados por el usuario (número de celdas/longitud de onda, número de celdas/ancho y mallado de bordes), resultando en una malla con diferente densidad. Es claro que la densidad de la malla tiene alto impacto en la eficiencia y la confiabilidad de los resultados de la simulación. Los parámetros de inicio (default) de la malla son proporcionados para dar la mejor relación de confiabilidad/eficiencia en los resultados de la simulación. Los dos modos de uso tanto en RF como de Microondas utilizan tecnología de reducción de malla para combinar celdas triangulares y rectangulares para producir una malla con celdas poligonales, para reducir la demanda en recursos computacionales. Como se mencionó anteriormente, esta característica puede ser activada o desactivada mediante el comando correspondiente.

2.10 Cargando y Resolviendo La Ecuación Matricial de Interacción del MoM

El proceso de solución consiste en calcular todas las interacciones electromagnéticas entre las funciones base con el llenado de la matriz de interacción y el vector de excitación. La matriz de interacción como está definida en la función base “rooftop” es una matriz densa, esto es, cada una de las funciones “rooftop” interactúan

con otra función “rooftop”. Esta interacción electromagnética entre dos funciones base puede ser, fuerte o débil, dependiendo en su posición relativa y su longitud de escala. El proceso de la matriz de llenado es esencialmente un proceso de orden (N^2), i.e. el tiempo de cómputo crece con el cuadrado del número de incógnitas.

En el paso de solución, la matriz de interacción se resuelve para los coeficientes de expansión de las corrientes desconocidas. Las soluciones producen las amplitudes de las funciones base “rooftop” las cuales expanden la corriente superficial en el circuito planar. Una vez que las corrientes son conocidas, el problema electromagnético se resuelve porque todas las cantidades físicas pueden expresarse en términos de las corrientes. En el programa Momentum, la ecuación matricial es resuelta con una técnica matricial de factorización estándar. Esto implica que la matriz que resuelve el proceso es esencialmente un proceso de orden (N^3).

2.11 Calibración de Puertos y Extracción de Parámetros S

El programa Momentum realiza un proceso de calibración en un sólo puerto de la misma manera que se hace en cualquier sistema de medición, extrayendo de los parámetros S, el efecto de las fuentes conectadas en los extremos de las líneas de transmisión de el circuito. Se agregan líneas de alimentación de longitud finita en los puertos del circuito y al final de las líneas de alimentación se conectan fuentes concentradas. El efecto de estas fuentes consiste en excitar los eigenmodos de las líneas de transmisión sin interactuar con el circuito. Mientras que, el efecto de las líneas de alimentación es calculado por la simulación de una calibración estándar y

subsecuentemente es removido de los parámetros S. Una subrutina “solver” calcula la impedancia característica y la constante de propagación de las líneas de transmisión. Esto permite el corrimiento de los planos de referencia, mediante un proceso de remoción llamado “de-embedding”. El cual resulta del proceso de calibración, incluye la eliminación de modos de bajo orden, desacoplamiento en la frontera de los puertos, eliminación de modos de alto orden, y remoción de todos los parásitos de excitación en los puertos.

2.12 Modelado de Orden Reducido Por Muestreo de Frecuencia Adaptativa

Un elemento clave para proporcionar soluciones rápidas, con alta confiabilidad usando mínimos recursos de cómputo es el uso de la tecnología de muestro de frecuencia adaptativa (AFS). El algoritmo de muestreo de frecuencia adaptativo selecciona las frecuencias automáticamente e interpola los datos utilizando el modelo adaptativo racional de polos/ceros. Esta característica permite detalles importantes a ser modelados por muestreo de la respuesta de la estructura más densa donde los parámetros S están cambiando significativamente. Esto minimiza el número total de muestras necesario y maximiza la información proporcionada por cada nueva muestra. De hecho, todas las clases de estructuras pueden tomar ventaja del modulo de AFS. La tecnología de muestreo adaptativo de frecuencia reduce significativamente el tiempo de cómputo necesario para simulación en bandas amplias de frecuencia.

2.13 Método de líneas MoL

El método de líneas (MoL) es una técnica numérica semianalítica que se usa para el análisis de líneas de transmisión, estructuras de guía de onda y problemas de dispersión, [Sadiku 2001]. El método fue originalmente desarrollado por matemáticos y utilizado por físicos para resolver problemas con valor en la frontera. El método se aplicó para resolver problemas EM a principios de la década de los ochentas y Pregla et al. [Itoh, 1989] han contribuido a desarrollar importantes aportaciones.

El método de líneas es tratado como un método especial de diferencias finitas pero es más efectivo con respecto a la confiabilidad y al tiempo de cómputo que el método clásico de diferencias finitas, [Taflove, 2000], y [Sullivan, 2000]. El método involucra la discretización de una ecuación diferencial dada en una o dos dimensiones mientras que se usa la solución analítica en la dirección remanente. MoL tiene las características de los métodos de diferencias finitas y del método analítico, pero no produce modos espúreos ni tiene el problema de “convergencia relativa”. El método MoL tiene las siguientes propiedades:

1. Eficiencia computacional: El carácter semianalítico de la formulación permite obtener un algoritmo simple y compacto, el cuál permite resultados confiables con menos esfuerzo computacional que otras técnicas.
2. Estabilidad numérica: La discretización por separado de la distancia y el tiempo, es fácil para establecer estabilidad y convergencia para una amplia gama de problemas.

3. Menor esfuerzo de programación: Haciendo uso del estado del arte de los simuladores de ecuaciones diferenciales ordinarias, el esfuerzo de programación puede reducirse sustancialmente.
4. Tiempo reducido de cómputo: Como solamente una pequeña cantidad de líneas se necesitan discretizar, no es necesario resolver un sistema de ecuaciones grande, de aquí, que el tiempo de cómputo es reducido.

2.14 Pasos para aplicar el método de líneas (MoL)

1. Se secciona la región solución en capas.
2. La ecuación diferencial se discretiza en una dirección.
3. Se efectúa la transformación para obtener el desacoplamiento de la ecuación diferencial ordinaria.
4. Se realiza la transformación inversa y se introducen las condiciones de frontera.
5. Se resuelven las ecuaciones.

2.15 Programa Empower

El programa Empower está basado en el método de líneas (MoL) y comprende un conjunto de técnicas numéricas diseñadas para acelerar las operaciones mientras se incrementa la confiabilidad en los cálculos. En esta sección se resumen la incorporación de geometrías simétricas (incluyendo rotacional), reducción de la complejidad del problema utilizando procedimientos simultáneos de afinamiento y de re-expansión lineal, y extracción multimodo mediante el método de diagonalización simultánea.

MoL se puede representar como una combinación de los métodos de momentos y de diferencias finitas [Sadiku, 2001]. En esta sección, se omite la parte común al método de momentos tratado anteriormente y se pone especial atención a la parte original del algoritmo MoL.

La teoría en que se basa el simulador Empower se puede resumir como sigue: Un problema en 3D en un medio multicapa se reduce a un problema en 2D a través de la discretización de las ecuaciones de Maxwell y su solución para una capa homogénea con una malla en el dominio espectral. La matriz resultante, se reduce a una matriz de inmitancia que relaciona corrientes integrales y voltajes en los puertos. Para extraer una matriz de dispersión generalizada del problema de la matriz de inmitancia, se usa el método de diagonalización simultánea [Anón, 2003].

Después de esta introducción, se está en condiciones de formular las razones de utilizar MoL como base para un simulador EM. El problema de 3D es discretizado solamente en dos direcciones y reducido a uno de 2D que corresponde naturalmente a las estructuras de circuitos integrados de microondas MIC. En contraste con el método de momentos, el MoL da una solución auto regulada con solamente una variable (tamaño de la celda de la rejilla) definiendo todos los parámetros del modelo numérico que eventualmente permite convergencia monotónica de datos calculados y cálculo de errores predecibles. El alto grado de simetrías internas que usa el algoritmo MoL permite reducir la complejidad numérica en la etapa de cálculo de la matriz principal. La restricción principal al usar una rejilla regular relacionada con su excesivo número de variables, esta

restricción ha sido superada introduciendo un procedimiento de afinamiento y de reexpansión.

Las principales ventajas del MoL son las siguientes, entrega soluciones confiables con el cálculo de error predecible, utiliza algoritmos relativamente directos que facilitan el desarrollo de programas de uso general, y tiene posibilidades para acelerar los cálculos e incrementar la confiabilidad de las soluciones. En la siguiente sección se resumen los aspectos teóricos enfatizando en la formulación del problema y las técnicas de aceleración.

2.16 Formulación del Problema

Esta sección describe la formulación matemática general del problema con valor en la frontera por resolver. Se definen todas las restricciones en el dominio del problema.

Para análisis, una estructura pasiva es confinada dentro de un volumen tridimensional rectangular rodeado por paredes eléctricas o magnéticas. El volumen está lleno por un medio que puede consistir de un número de dieléctricos isotrópicos homogéneos como se muestra en la figura 8.

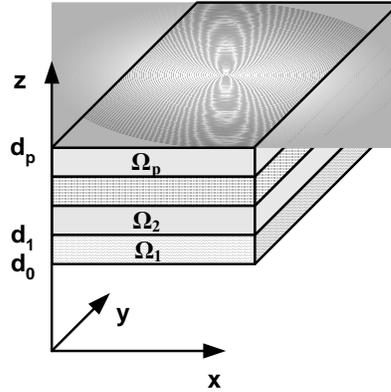


Figura 8. Estructura pasiva confinada en un volumen formado por dieléctricos isotrópicos homogéneos.

El campo eléctrico \vec{E} y el magnético \vec{H} están relacionados por las ecuaciones de Maxwell

$$\nabla \times \vec{E} = -i\omega\mu_p\vec{H} \quad (23)$$

$$\nabla \times \vec{H} = i\omega\varepsilon_p\vec{E} + \vec{J}_z \quad (24)$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = 0 \quad (25)$$

$$\nabla \cdot \vec{H} = 0 \quad (26)$$

Las ecuaciones (23) y (24) son equivalentes a las ecuaciones (1) y (2). En este último conjunto de ecuaciones, se agregó el término de frecuencia angular ω y el carácter complejo i a las dos ecuaciones del rotacional. El subíndice “p” en las ecuaciones (23) y (24) corresponde a la permitividad (ε) y a la permeabilidad (μ) del dieléctrico en el volumen considerado Ω .

En la ecuación (24), \vec{J}_z representa al vector de densidad de corriente volumétrica en dirección z dentro del medio. ϵ_p y μ_p son la permitividad y la permeabilidad del medio, ϵ_p es una cantidad compleja para un medio con pérdidas. Las corrientes dirigidas en z son constantes, pero pueden cambiar de capa a capa en un sistema dieléctrico multicapa, lo cual da una posibilidad para discretizar el problema a lo largo del eje z . Así que se tiene seis componentes del campo eléctrico y del magnético dentro de una capa con corriente constante a través de ella. Las componentes de las corrientes en x e y pueden existir solamente en un plano sobre el eje z (capa), para una capa de señal (corriente) en $z=d_j$, paralela a la interfaz de la capa del medio. Las condiciones de frontera generalizadas para la señal en la capa son:

$$I_z \{H(+dj) - H(-dj)\} = \eta \quad (27)$$

$$I_z \{E(+dj) - E(-dj)\} = 0 \quad (28)$$

El plano de la señal puede contener regiones de forma arbitraria con metalización perfecta, regiones con impedancia superficial compleja (metal con pérdidas), películas resistivas, y regiones modelando conexiones de elementos concentrados. Todas las regiones tienen espesor cero. Las paredes superior e inferior de la caja pueden ser paredes ideales eléctricas y magnéticas, o paredes con impedancia superficial. La estructura puede también ser determinada por guías de onda rectangular semí-infinitas en los planos de las paredes superior e inferior. Una explicación de las condiciones de frontera para las interfaces del medio de las ecuaciones (27) y (28), se dan en la tabla III.

TABLA III
CONDICIONES DE FRONTERA DE LAS INTERFACES DEL MEDIO

1	Región sin metalización	$\eta = 0$
2	Metalización sin pérdidas	$I_z \cdot E(d_j) = 0$
3	Impedancia superficial	$\eta = \sigma E$
4	Puerto a lo largo de X o Puerto interno (Región de elemento concentrado) a lo largo del eje X (El mismo para y). C es sección de región transversal, l es la longitud de la región.	$\int_c \eta dy = Y_i \int_l E_x dx$
5	Puerto interno a lo largo del eje z	$\iint_c j_x dx dy = Y_l \int_l E_z dz$

Los puertos de entrada en la estructura son modelados por segmentos de línea en las fronteras externas (líneas conductoras) y fuentes de corriente superficial en las regiones donde las líneas conductoras se aproximan a las paredes del volumen. Se considera que las corrientes dentro de región son constantes en la dirección del flujo de corriente y del campo eléctrico. Así, la integral de corriente a través de la región da una integral de corriente, y la integral del campo eléctrico a lo largo de la región da una integral de voltaje para dicha región

La solución del problema electromagnético es una matriz de inmitancia relacionando las integrales de corriente y de voltaje en los puertos y en los elementos concentrados. Esto es lo que se conoce como una clase de funciones de Green en las regiones de los puertos y en los elementos concentrados. Después de la conexión de los

elementos concentrados la matriz de inmitancia puede ser transformada en una matriz generalizada de parámetros S y Y, utilizando métodos de diagonalización simultánea.

Así que, se tiene la formulación de un problema que es apropiado para una amplia variedad de dispositivos de microondas y ondas milimétricas planares, tales como filtros, divisores/combinadores, circuitos de acoplamiento, desfases, diplexores, amplificadores y sus componentes.

2.17 Etapas de Solución del MoL

A continuación se da la secuencia de los pasos que deben seguirse para la aplicación del MoL

1. Discretización parcial de las ecuaciones de Maxwell, solamente en el plano metalizado (plano x-y).
2. Representación de una rejilla espectral de los campos EM en las capas homogéneas.
3. Construcción de una matriz de funciones de Green en el dominio espectral utilizando forma de impedancia de la solución en una capa.
4. Representación matricial de cada una de las funciones de Green como la suma de cuatro elementos de un arreglo auxiliar obtenido utilizando la técnica de Diferencias Finitas en el Dominio de Tiempo.
5. Transformación de una rejilla equidistante a una rejilla no-equidistante utilizando procedimientos de afinamiento de re-expansión lineal.
6. Detección automática de simetría para problemas simétricos y cercanamente simétricos (reflexión y rotacional 180°).

7. Solución del sistema principal de ecuaciones algebraicas lineales utilizando inversión parcial.
8. Resolución de la matriz Y o Z relacionando las integrales de corriente y de voltaje en las regiones de entrada y en los elementos concentrados.

2.18 Mapeo en la rejilla

Mapear un problema con valor en la frontera para una ecuación diferencial parcial sobre la rejilla básicamente significa sustituir el problema con una solución definida en un espacio de funciones continuas por un problema con una solución definida en un espacio discreto. La solución modelo necesita ser tan cercana a la continuidad como sea posible. Para resolver el problema, se aproximan las derivadas parciales en el plano de la señal por diferencias finitas aplicadas a la rejilla análoga a las componentes del campo. La rejilla correspondiente es la mostrada en la figura 9.

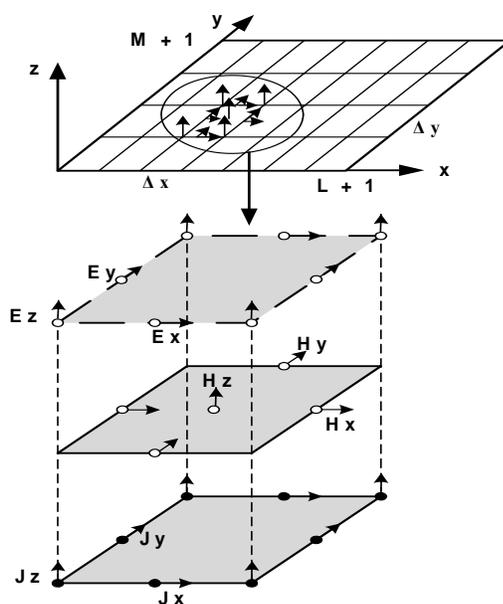


Figura 9. Mapeo en la rejilla.

Hay $L+1$ celdas equidistantes a lo largo del eje x y $M+1$ celdas a lo largo del eje y . La rejilla equivalente del campo eléctrico \vec{E} y campo magnético \vec{H} están definidas como funciones continuas correspondiendo a valores en los puntos offset de la rejilla como se muestra para una celda en la malla de la figura 9. Las funciones de la rejilla son continuas a lo largo del eje z . La rejilla x e y son corrientes variables directas (J_x , J_y) están definidas como integrales de la corriente superficial en el plano del metal a través de la celda de la rejilla. Las corrientes dirigidas en z (J_z) están definidas como integrales de superficie de la densidad de corriente volumétrica J_z a través de la celda de la rejilla.

El primer modelo propuesto para resolver las ecuaciones de Maxwell se debe a [Kron, 1944]. La figura 10 muestra un resumen de los modelos propuestos por diferentes autores. El sistema resultante de ecuaciones diferenciales parciales se aproxima al sistema inicial con el segundo orden localizado dentro de la capa. El problema de frontera con valor inicial, puede contener regiones metálicas infinitesimales con singularidades del campo y de corrientes de continuidad en los bordes del metal [Meixner, 1972]. Esto es porque una aproximación de orden global del problema es normalmente bajo, y el error de cálculo es grande para parámetros de la integral de una estructura decrece normalmente proporcional al tamaño de la rejilla. Esto es la convergencia monotónica, que fue observada para casi todos los problemas resueltos sobre una rejilla inicial equidistante. Lo anterior hace posible emplear una técnica de aceleración de convergencia como la extrapolación de Richardson [Richardson, 1927]. Debe notarse que esto es una observación y que no asegurarse que funcione igual para todos los

problemas. La técnica utilizada aquí para la evaluación de la matriz usando fuentes de corriente en el plano del metal es empírica. La confiabilidad de la evaluación depende de los modos superiores parásitos que podrían ser excitados por fuentes de corriente y si ellas están cercanas a sus frecuencias de corte.

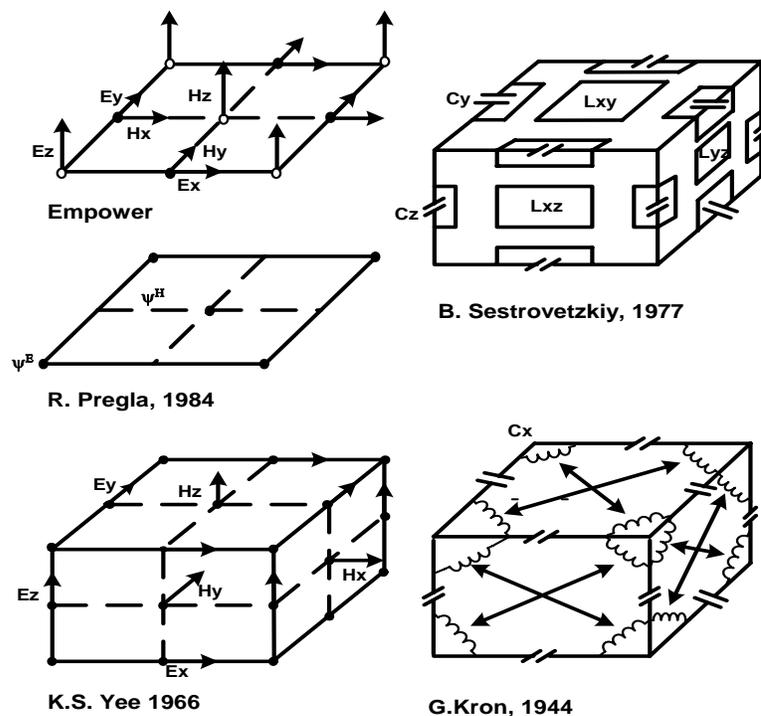


Figura 10. Distribución de los campos E y H en modelos 2D y 3D

2.19 Funciones de Green de la rejilla

La función de Green de la rejilla (FGR) es una solución análoga a las ecuaciones de Maxwell (23) – (26), las cuales son excitadas por una corriente unitaria de rejilla (J_x , J_y o J_z). La solución, es una función discreta en el plano xy y continua dentro de la capa a lo largo del eje z .

Para resolver el problema formulado se necesita una contracción de la FGR al plano de la señal y a las regiones con corrientes dirigidas en z . Esta contracción es una matriz debida a la discretización.

Para encontrar la matriz de FGR se usa una aproximación espectral semejante a la utilizada en la técnica del dominio espectral o en el método de momentos [Jansen,1985], [Rautio, Harrington,1987], [Dunleavy, Katehi,1988]. En lugar de eigen-ondas TE y TM en guías de onda rectangular, sus rejillas son usadas como base para expandir el campo electromagnético dentro de la capa. El número de ondas TE y TM de la rejilla es finito y su sistema es completo. Esto significa que en lugar de una sumatoria de series como en la aproximación espectral se tienen sumas finitas. Más aún cada eigen-onda de rejilla base tiene una corrección de rejilla que proporciona convergencia de sumas de las series obtenidas por la aproximación en el dominio espectral continuo. Las sumas finitas y las correcciones de la rejilla son las más importantes para lograr convergencia monótonica del algoritmo.

Para construir la matriz de la FGR en el dominio espectral, se usa la forma de impedancia de la solución para una capa es usada. La base de la solución es una matriz de admitancia de la capa en la rejilla del dominio espectral. Esta matriz relaciona la rejilla análoga con las componentes tangenciales del campo eléctrico y magnético en superficies opuestas de la capa, corrientes dirigidas en z e integrales de campo eléctrico de la rejilla dirigidas en z a lo largo de la corriente dirigida en z dentro de la capa. Todo esto en la base de la rejilla de eigen-ondas, así que se tiene un conjunto de matrices independientes

para cada par de eigen-ondas de la rejilla. Uniendo esas matrices para todas las capas en una estructura se obtiene una representación de la función de Green de rejilla. El procedimiento de construcción es totalmente automático para configuraciones arbitrarias de capas. Esta técnica es similar a la aproximación de impedancia en el dominio del tiempo [Uwaro, Itoh, 1989]. La dimensión del vector es $3*L*M$ si hay solamente una capa señal.

Todo lo que se necesita ahora para tener la matriz de la FGR en el espacio inicial es hacer una transformación de regreso del vector eigen-valor de la FGR a partir de la rejilla en el dominio espectral al dominio espacial. Para hacerlo, se introduce un arreglo auxiliar llamado arreglo de sumas. La dimensión del arreglo general de sumas es también $3*L*M$. Cada uno de los elementos de la matriz FGR se puede obtener como una suma de cuatro elementos del arreglo general de sumas. El arreglo general de sumas depende de la caja, del medio de la estructura y también del tamaño de la celda de la rejilla. Sus elementos son calculados vía la transformación discreta de Fourier del vector eigen-valor FGR usando el primer factor del algoritmo. Esta etapa está basada en la utilización de simetrías internas de la rejilla equidistante y normalmente toma poco tiempo de CPU. Más aún, esto se puede hacer solamente una vez para todas las estructuras en la misma caja, medio y rejilla. La técnica descrita es bastante similar al procedimiento de llenado de la matriz principal diseñado para la técnica en el dominio espectral, excepto que esto ha sido hecho aquí en espacio finito y se calculan los elementos de la matriz FGR sin error de truncación adicional (o suma de series). Esto también puede ser reformulado en forma matricial de acuerdo con [Pregla, Pascher,

1989]. La matriz de la FGR se puede representar por una suma de matrices Toeplitz y Hankel y sus raíces se pueden obtener directamente de los arreglos generales de sumas.

2.20 Procedimiento de aceleración numérica

Antes de llenar la matriz reducida de la función de Green de rejilla (FGR), se puede disminuir el orden de la matriz y almacenar espacio por medio del afinamiento (thinning out) con procedimiento de re-expansión lineal y mediante la incorporación de simetría geométrica en el problema. El afinamiento es una eliminación de las corrientes de la rejilla en las regiones metalizadas que pueden ser representadas por un número de corrientes sin perder confiabilidad. Como ejemplo ilustrativo, el lado izquierdo de la figura 11 muestra un filtro con tres resonadores el cual está mapeado (discretizado) en la rejilla. Las celdas de la malla con corrientes de conductividad diferentes de cero (región metalizada) son despreciadas por las líneas gruesas. El procedimiento de afinación reduce el número de las corrientes en el problema y deja las corrientes que son mostradas por las líneas gruesas como se muestra en lado derecho de la figura 11.

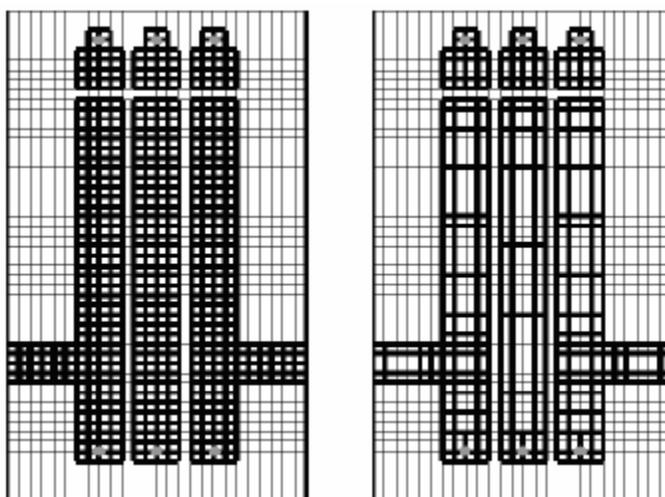


Figura 11. Técnica de afinamiento de la rejilla o malla

Esto parece como una rejilla pseudo-no equidistante sobre la rejilla regular que es fina cerca de los filos, esquinas y hoyos metalizados y grueso en el interior de la región metálica. El crecimiento secundario de las celdas de la rejilla después del afinamiento consiste de corrientes no divergentes a lo largo de los bordes de cada lado que pueden ser substituidas por dos variables sobre la rejilla usando re-expansión lineal. Combinando estos dos procedimientos es posible eliminar las restricciones del MoL con una rejilla regular mientras que se mantienen las principales ventajas de la rejilla equidistante.

El procedimiento descrito con eliminación total de algunas corrientes dentro de las regiones metálicas se llama modelo de alambre. Este básicamente substituye un problema con otro en el que se han removido pequeños pedazos metálicos. Esto da un error adicional, pero afortunadamente este error es opuesto al modelo regular de la rejilla. En otras palabras, el modelo de afinación del alambre incrementa la confiabilidad de la solución si la estructura se afina adecuadamente. Sin embargo, si se remueve demasiado metal, el error de afinamiento es el que domina. Así que, un modelo de afinamiento sólido se implementó para evitarlo. El modelo sólido puede ser representado como una simple modificación al modelo de alambre. Para explicarlo, se parte de las corrientes de rejilla pseudo-no-equidistantes formadas para el filtro mostrado en la figura 11. En lugar de eliminar totalmente las corrientes dentro de las celdas de la rejilla agrandadas se deja algunas de ellas para mantener la superficie metálica sólida. Esas corrientes saliendo son reemplazadas con dos variables por medio de re-expansión lineal. El modelo sólido es

más adecuado pero proporciona un número mayor de variables para problemas con afinamiento semejante en comparación con el modelo del alambre.

La matriz de la FGR de un problema simétrico que puede ser reducido a una matriz centro-simétrica (con bloques centro-simétricos en el caso de dos planos de simetría) y es tratado en la manera descrita en [Weeks, 1979]. Esta reducción requiere de memoria de CPU de 4 a 16 veces y la velocidad del cálculo se acelera de 4 a 16 veces. El programa incluye simetrías en un plano, en dos planos, y en 180° .

Después de esto, el algoritmo de inversión clásico de Gauss se utiliza con pocos cambios. El resultado de esta etapa de solución es una matriz (Y o Z) relacionando las corrientes y los voltajes en las regiones de entrada, y así que se necesita solamente una parte de la matriz invertida correspondiente a estas variables. Un procedimiento de inversión parcial realiza lo anterior y proporciona aceleración adicional.

2.21 Algoritmo de extracción

El método de diagonalización simultánea (MoDS) propuesto por [Shlepnev, 1998,1999] se usa para extraer una matriz de parámetros S multimodo o generalizada. El MoDS está basado en el análisis electromagnético de dos segmentos de línea correspondientes al puerto de una estructura de un circuito integrado de microondas (CIM) a ser extraído. Los segmentos tienen diferentes longitudes y la misma corriente superficial como en la estructura inicial. El resultado del análisis electromagnético son dos matrices Y relacionando integrales de corriente de rejilla y de voltajes en las

regiones fuente. Estas matrices, transformadas del espacio de las funciones de rejilla a un espacio de los eigenmodos de la línea, son un conjunto igual a las matrices Y describiendo modos independientes de propagación en la parte continua de los segmentos de línea. Esto da el sistema básico de ecuaciones no lineales relacionando las constantes de propagación de las eigen-ondas y las impedancias características, una matriz de transformación de las funciones espaciales de rejilla a los modos espaciales (transformación matricial) y una matriz auxiliar que ayuda a acoplar perfectamente los modos propagados (compensación matricial). La solución del sistema esta basado en diagonalización simultánea de los bloques de la matriz Y . Cada uno de los puertos de la estructura CIM o discontinuidad pueden ser extraídos utilizando los parámetros de la línea precalculados y las matrices de transformación y compensación. Las principales ventajas de esta aproximación son la posibilidad de extracción multimodo sin usar análisis espectral directo de la sección transversal de la línea y tener acoplamiento ideal de los eigenmodos de la línea en el análisis del segmento de la línea que incrementa la confiabilidad de análisis de discontinuidad.

CAPITULO 3

ESTRUCTURAS PASIVAS DE MICROONDAS

3.1 Introducción

Existe una amplia variedad de estructuras que son utilizadas a frecuencias de microondas y ondas milimétricas. Estas estructuras incluyen líneas de transmisión coaxiales [Ramo et al, 1965], líneas de transmisión en guía de onda [Ramo et al, 1965], líneas de transmisión en cinta incrustada en el interior de un dieléctrico (striplines), [Bahl y Garg 1978], [Howe 1974], líneas de transmisión en microcinta, líneas de transmisión en guía de onda coplanar, acopladores direccionales híbridos de cuadratura, acopladores direccionales tipo Lange, divisores de potencia, capacitores, inductores, filtros etc. Estas estructuras son las que más se utilizan en los circuitos de microondas. En este trabajo de tesis se estudiaron varias de estas estructuras, y se observó su comportamiento al ser caracterizadas a temperaturas ambiente y criogénica. Por tanto, en las siguientes secciones de este capítulo se presentan los aspectos teóricos para el diseño de las estructuras.

3.2 Líneas de transmisión en microcinta.

Este tipo de estructura ha sido estudiada por [Gupta, 1979], [Schneider, 1969], [Yamashita, 1976], [Wheeler, 1977], [Hammerstad, 1975], [Getsinger, 1973] y otros más. La geometría de la estructura de una microcinta es como la mostrada en la figura 12.

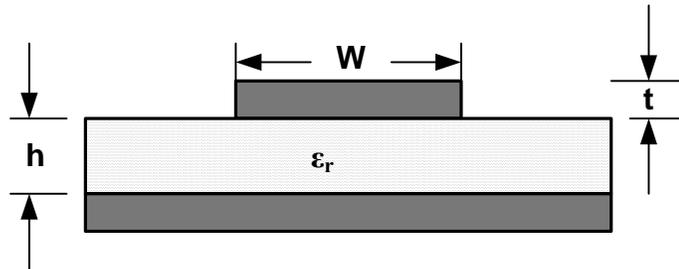


Figura 12. Estructura de una línea de microcinta

En esta estructura, W representa el ancho de la microcinta, t es el espesor del conductor, h el espesor del material dieléctrico y ϵ_r representa la permitividad o constante dieléctrica del sustrato. La línea de microcinta es una línea de transmisión inhomogénea [Gupta et al, 1981], lo cual significa que las líneas del campo EM entre el conductor y el plano de tierra no están contenidas totalmente en el sustrato. Por tanto, el modo de propagación a lo largo del conductor es un modo cuasi- transversal electromagnético (cuasi-TEM), para el cual la velocidad de fase en la microcinta está dada por

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (29)$$

donde:

c es la velocidad de la luz, y

ϵ_{ef} = es la constante dieléctrica efectiva, y es igual a:

$\epsilon_{ef} = \sqrt{\mu_r \epsilon_r}$, siendo μ_r la permeabilidad del dieléctrico

La constante dieléctrica efectiva es menor que la constante dieléctrica del sustrato y toma en cuenta los campos externos al sustrato.

Las ecuaciones de diseño de este tipo de estructura se presentan a continuación e incluye el cálculo de la impedancia característica, la constante dieléctrica efectiva, el efecto del espesor del conductor y el efecto de la frecuencia, también se incluye expresiones para el cálculo de las pérdidas.

3.3 Impedancia característica y Constante dieléctrica efectiva.

Las expresiones para el cálculo de la impedancia característica Z_o y la constante dieléctrica efectiva fueron desarrolladas por [Wheeler, 1965], [Schneider, 1969] y [Hammerstad, 1975]. La impedancia característica esta dada como

$$Z_o = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{ef}}} \text{Ln}\left(\frac{8h}{W} + 0.25\frac{W}{h}\right) \quad \text{para} \quad \left(\frac{W}{h} \leq 1\right) \quad (30)$$

$$Z_o = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \text{Ln}\left(\frac{W}{h} + 1.444\right) \right]^{-1} \quad \text{para} \quad \left(\frac{W}{h} \geq 1\right) \quad (31)$$

donde η es la impedancia intrínseca del medio y para el espacio libre es igual a:

$\eta = 120\pi$ ohms, por otra parte

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_{ef} + 1}{2} + \frac{\varepsilon_{ef} - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} \quad (32)$$

Los autores señalan que en esta ecuación el máximo error relativo en la ε_{ef} y en Z_o es menor que 2 %. Las expresiones para W/h en función de Z_o y ε_r están basadas en los trabajos de [Schneider, 1969] y de [Wheeler, 1965] y son las siguientes:

Para $A > 1.52$

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (33)$$

Para $A \leq 1.52$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \text{Ln}(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[\text{Ln}(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right] \right\} \quad (34)$$

donde:

$$A = \frac{Z_o}{60} \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right)^{1/2} + \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \right) \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right)$$

y

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_o \sqrt{\varepsilon_r}}$$

Las ecuaciones (33) y (34), también presentan un error menor al 2 %.

3.4 Efecto del espesor del conductor.

[Bahl y Garg, 1978], incorporaron el efecto del espesor del conductor para determinar la impedancia característica Z_o y la constante dieléctrica efectiva ϵ_{ef} .

$$Z_o = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \operatorname{Ln} \left(\frac{8h}{W_e} + 0.25 \frac{W_e}{h} \right) \quad \text{para} \quad \frac{W}{h} \leq 1 \quad (35)$$

$$Z_o = \frac{376.7}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \left[\frac{W_e}{h} + 1.393 + 0.667 \operatorname{Ln} \left(\frac{W_e}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} \quad \text{para} \quad \frac{W}{h} \geq 1 \quad (36)$$

donde:

$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{\Delta W}{h}, \quad \text{y}$$

$$\frac{\Delta W}{h} = \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \operatorname{Ln} \frac{4\pi W}{t} \right) \quad \text{para} \quad \frac{W}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \quad (37)$$

$$\frac{\Delta W}{h} = \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \operatorname{Ln} \frac{2h}{t} \right) \quad \text{para} \quad \frac{W}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \quad (38)$$

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F \left(\frac{W}{h} \right) - Q \quad (39)$$

en la cual

$$Q = \frac{\varepsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{W/h}} \quad (40)$$

$$F\left(\frac{W}{h}\right) = \left(1 + 10 \frac{h}{W}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (41)$$

3.5 Efecto de Dispersión

El efecto de la frecuencia sobre la constante dieléctrica efectiva ε_{ef} (dispersión) fue propuesta primeramente por [Getsinger, 1973] y modificada por [Edwards y Owens, 1976]. Por otra parte [Bianco et al, 1974] presentaron buenos resultados para el cálculo de Z_o , así que las ecuaciones que enseguida se presentan son las propuestas por [Bianco et al, 1974] para Z_o , y las de [Edwards y Owens, 1976] para la constante dieléctrica efectiva ε_{ef} .

$$Z_o(f) = Z_{oT} - \frac{Z_{oT} - Z_o}{1 + G \left(\frac{f}{f_p}\right)^2} \quad (42)$$

$$\varepsilon_{ef}(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{ef}}{1 + G \left(\frac{f}{f_p}\right)^2} \quad (43)$$

donde:

$$G = \left[\frac{Z_o - 5}{60} \right]^{\frac{1}{2}} + 0.004 Z_o \quad (44)$$

$$y \quad f_p(\text{GHz}) = 15.66 \frac{Z_o}{h} \quad (45)$$

En las ecuaciones (42) a (45) h se expresa en milésimas de pulgada, Z_o en ohms y Z_{oT} es el doble de la impedancia característica de una línea conductora incrustada en el interior de un sustrato y es conocida como “stripline” de ancho W y espesor de sustrato $2h$.

3.6 Pérdidas en la Microcinta

Pucel en (1968) reportó una manera de determinar las pérdidas en el conductor (α_c) de una línea de microcinta utilizando las siguientes ecuaciones

$$\alpha_c = 1.38A \frac{R_s}{hZ_o} \frac{32 - \left(\frac{W_e}{h}\right)^2}{32 + \left(\frac{W_e}{h}\right)^2} \text{ dB/m} \quad \text{para} \quad \frac{W}{h} \leq 1 \quad (46)$$

$$\alpha_c = 6.1 \times 10^{-5} A \frac{R_s Z_o \epsilon_{ef}}{h} \left[\frac{W_e}{h} + \frac{0.667 \frac{W_e}{h}}{\frac{W_e}{h} + 1.444} \right] \text{ dB/m} \quad \text{para} \quad \frac{W}{h} \geq 1 \quad (47)$$

donde: $\frac{W_e}{h}$ está dada por la ecuación No (9)

$$A = 1 + \frac{h}{W_e} \left(1 + \frac{1}{\pi} \text{Ln} \frac{2B}{t} \right) \quad (48)$$

$$R_s = \sqrt{\pi f \mu_o \rho} \quad (49)$$

$$B = h \quad \text{para} \quad \left(\frac{W}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \right) \quad (50)$$

$$B = 2\pi W \quad \text{para} \quad \left(\frac{W}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \right) \quad (51)$$

y ρ es la resistividad del conductor.

Las pérdidas en el dieléctrico están dadas por la siguiente relación

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\epsilon_r - 1} \frac{\epsilon_{ef} - 1}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \frac{\text{tg} \delta}{\lambda_o} \quad \text{dB/m} \quad (52)$$

donde $\text{tg} \delta$ son las pérdidas tangenciales del dieléctrico, las cuales son más pequeñas que las pérdidas en el conductor.

3.7 Guía de onda coplanar

Esta es otra estructura ampliamente utilizada en los circuitos de microondas y ondas milimétricas, originalmente desarrollada por [Wen, 1969]. La topología de esta estructura es como la que se presenta en la figura 13.

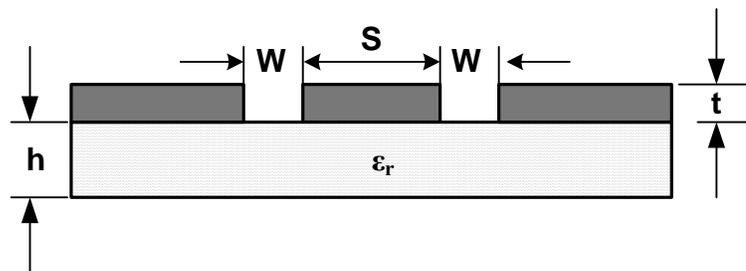


Figura 13. Estructura de una Guía de Onda Coplanar (CPW)

En esta estructura, S representa el ancho de la línea de transmisión (señal), y W es el espaciamiento entre la línea y los planos de tierra que se localizan a cada uno de los

extremos de la línea. Las ecuaciones de diseño que se presentan, están basadas en el análisis cuasi-estático. Los estudios de los efectos de dispersión en líneas coplanares se deben a [Yamashita y Atsuki 1976] quienes encontraron que son del mismo orden que en las líneas de microcinta.

3.8 Impedancia Característica y Constante Dieléctrica Efectiva.

Las ecuaciones obtenidas por [Wen, 1969], se pueden modificar para espesores finitos de dieléctrico como sigue:

$$Z_{ocp} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \frac{K'(k)}{K(k)} \quad (53)$$

donde:

$$k = \frac{S}{S + 2W} \quad (54)$$

y la constante dieléctrica efectiva es:

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left[\tanh \left\{ 0.775 \ln \left(\frac{h}{W} \right) + 1.75 \right\} + \frac{kW}{h} \{ 0.04 - 0.7k + 0.01(1 - 0.1\epsilon_r)(0.25 + k) \} \right] \quad (55)$$

3.9 Efecto del espesor del conductor

Las ecuaciones No (25) a No (27) consideran que el espesor del conductor es infinitamente delgado, así como también los planos de tierra de la CPW. En la práctica, el conductor tiene un espesor finito “t” el cual afecta las características de la línea. El efecto del espesor del conductor en la impedancia de líneas coplanares puede ser tomado en cuenta definiendo valores de anchos efectivos de conductor y espaciamiento, lo cual es semejante al concepto de incrementar al ancho de W de una microcinta debido al espesor

“t” como lo propone [Bahl, 1977]. Por tanto, para una línea coplanar CPW, se puede escribir:

$$S_e = S + \Delta \quad (56)$$

y

$$W_e = W - \Delta \quad (57)$$

Δ puede calcularse para todos los valores de S/h como sigue:

$$\Delta = \left(1.25 \frac{t}{\pi} \right) \left[1 + \operatorname{Ln} \left(\frac{4\pi S}{t} \right) \right] \quad (58)$$

y la impedancia característica se encuentra como:

$$Z_{ocp} = \left(\frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{ef}^t}} \frac{K'(k_e)}{K(k_e)} \right) \quad (59)$$

donde k_e es una razón de aspecto, la cual viene dada por:

$$k_e = \frac{S_e}{S_e + 2W_e} \cong k + \frac{(1 - k^2)\Delta}{2W} \quad (60)$$

ϵ_{ef}^t es la constante dieléctrica efectiva para una línea CPW con espesor de conductor finito. La expresión para determinar ϵ_{ef}^t se escribe como:

$$\epsilon_{ef}^t = \epsilon_{ef} - \frac{0.7(\epsilon_{ef} - 1) \frac{t}{W}}{[K(k) / K'(k)] + 0.7t / W} \quad (61)$$

3.10 Pérdidas en líneas coplanares CPW

Las pérdidas óhmicas en el conductor de una línea de transmisión en guía de onda coplanar se pueden determinar utilizando la siguiente expresión obtenida apartir de la fórmula de inductancia propuesta por [Wheeler, 1942].

$$\alpha_c^{cp} = 0.023 \frac{R_s}{Z_{ocp}} \left[\frac{\partial Z_{ocp}^a}{\partial W} - \frac{\partial Z_{ocp}^a}{\partial S} - \frac{\partial Z_{ocp}^a}{\partial t} \right] \text{ dB/m} \quad (62)$$

El superíndice cp significa guía de onda coplanar. Luego de hacer substituciones para varias derivadas parciales en la ecuación (34), la expresión final para determinar las pérdidas en el conductor queda como:

$$\alpha_c^{cp} = 4.88 \times 10^{-4} R_s \varepsilon_{ef} Z_{ocp} \frac{P'}{W\pi} \left(1 + \frac{S}{W} \right) \left\{ \frac{\frac{1.25}{\pi} Ln \frac{4\pi S}{t} + 1 + \frac{1.25t}{\pi S}}{\left[2 + \frac{S}{W} - \frac{1.25t}{\pi W} \left(1 + Ln \frac{4\pi S}{t} \right) \right]^2} \right\} \text{ dB/m} \quad (63)$$

donde P' está dada por

$$P' = \frac{k}{(1+k')(k')^{3/2}} \left[\frac{K(k)}{K'(k)} \right]^2 \quad \text{para } 0 \leq k \leq 0.707 \quad (64)$$

$$P' = \frac{1}{(1-k)\sqrt{k}} \quad \text{para } 0.707 \leq k \leq 1.0 \quad (65)$$

Finalmente, la expresión que permite determinar la constante de atenuación debido a las pérdidas en el dieléctrico en una guía de onda coplanar es

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\varepsilon_r}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}} \cdot \frac{\varepsilon_{ef} - 1}{\varepsilon_r - 1} \cdot \frac{\tan \delta}{\lambda_0} \text{ dB/m} \quad (66)$$

en este caso el valor de la constante dieléctrica efectiva ε_{ef} se determina mediante la ecuación No (55).

3.11 Filtros de Microondas

Los filtros de microondas son elementos clave en todos los sistemas de comunicación actuales. Estas estructuras se utilizan para permitir el paso de bandas de frecuencia deseadas, rechazando frecuencias específicas dependiendo de la aplicación particular. Los filtros de microondas se construyen en guía de onda o en microcinta, utilizando diferentes tipos de sustrato dieléctrico. Las ecuaciones de diseño de estas estructuras han sido ampliamente difundidas en la literatura especializada, por ejemplo los trabajos de [Velázquez y Chávez, 1992], [Dueñas Jiménez, 1988], y [Ramírez et al, 2004].

En este trabajo de tesis se analizaron electromagnéticamente las estructuras que se muestran en la figura 14: Filtro pasa banda con líneas paralelas acopladas, filtro de rechazo de banda (notch) con un stub y filtro de rechazo de banda (notch) con dos stubs doblados

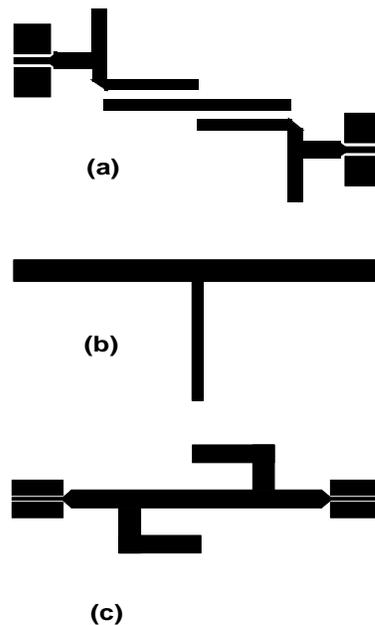


Figura 14. Estructuras de microondas tipo filtro, a) Pasa banda con líneas paralelas acopladas, b) Notch con un stub y c) Notch con dos stubs doblados

3.12 Capacitores Interdigitados

Los capacitores de microondas al igual que los filtros son estructuras pasivas de vital importancia. Mediante el uso de estos elementos, se puede polarizar adecuadamente a los elementos activos (transistores) de un circuito, actuando como bloqueador de corriente directa. Existen varias configuraciones de capacitores de microondas [Bahl, 2003], entre las que destacan los capacitores tipo chips, capacitores multicapa, capacitores montados verticalmente, capacitores planos montados en paralelo, capacitores monolíticos, capacitores sobrepuestos (overlay), y capacitores interdigitados, que son de los que se estudiaron y analizaron en el presente trabajo.

Los capacitores interdigitados también pueden usarse como elementos de acoplamiento en los circuitos de microondas y ondas milimétricas. El factor de calidad para estos capacitores es menor del 1% en comparación con los capacitores monolíticos sobrepuestos y por ende no se presentan en forma de chip [Bahl, 2003].

El capacitor interdigitado es una estructura periódica de dedos entrelazados como se muestra en la figura 15. Para su funcionamiento, los capacitores interdigitados utilizan la capacitancia que se presenta entre la separación de los dedos conductores que forman al capacitor. La longitud de esta separación es muy grande, normalmente se dan dobles a la estructura para ocupar una superficie pequeña. Mediante una separación pequeña y una longitud muy grande en una superficie pequeña, se puede obtener valores de capacitancia del orden de 0.05 a 0.5 pF [Bahl, 2003]. La capacitancia puede

incrementarse aumentando el número de dedos o mediante el empleo de una película delgada de material de alta constante dieléctrica como por ejemplo, película ferroeléctrica entre los conductores y el sustrato [Koizumi et al, 1995].

Una de las consideraciones que se debe mantener presente en el diseño de este tipo de capacitores, consiste en mantener el tamaño del capacitor lo más pequeño posible con relación a la longitud de onda, de manera que, el capacitor pueda tratarse como un elemento concentrado. La relación entre el ancho del capacitor y su longitud, proporciona el valor deseado de capacitancia en paralelo, y la menor inductancia en serie. Estos capacitores se construyen utilizando la tecnología de circuitos integrados monolíticos de microondas (MMIC) o bien utilizando tecnología híbrida para fabricar circuitos integrados (IC).

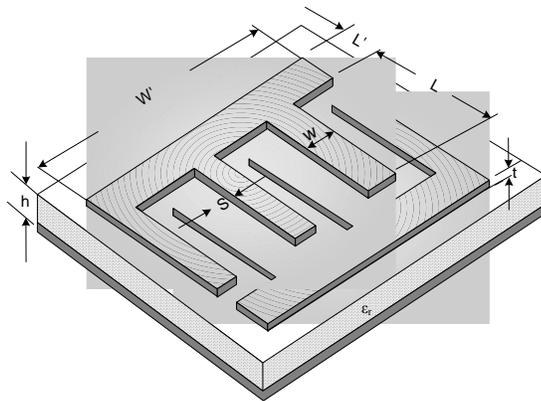


Figura 15. Geometría de un capacitor interdigitado

El análisis clásico para determinar la capacitancia de un capacitor de placas paralelas, se inicia mediante la definición de la capacitancia, que es la relación de la carga al potencial y se escribe como sigue

$$C = \frac{Q}{V} \quad (67)$$

donde:

Q representa la carga sobre la superficie de una de las placas del capacitor expresada en Coulombs, y V es la diferencia de potencial entre las dos placas expresado en Volts.

La carga Q se obtiene a partir de la ley de Gauss, como sigue

$$Q = \oint_s \vec{D} \cdot d\vec{s} \quad (68)$$

donde:

\vec{D} representa la densidad de flujo eléctrico (C/m^2)

El campo vectorial \vec{D} , se relaciona con campo eléctrico \vec{E} , a través de la permitividad del espacio libre $\epsilon_0 \left(\frac{10^{-9} F}{36\pi m} \right)$, por lo que la ecuación (68) se puede escribir

como:

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} \quad (69)$$

Substituyendo la ecuación (69) en la ecuación(68), se tiene

$$Q = \oint_s \epsilon_0 \vec{E} \cdot d\vec{s} \quad (70)$$

Para un capacitor de placas paralelas, el potencial está definido como el producto del campo eléctrico \vec{E} por la distancia de separación entre las placas d , así que

$$V = \vec{E}d \quad (71)$$

Por lo tanto, y considerando un capacitor con ancho W y largo l , se tiene, substituyendo en la ecuación No (67)

$$C = \frac{\oint \epsilon_0 \vec{E} \cdot ds}{\vec{E}d} = \frac{\epsilon_0 \vec{E}Wl}{\vec{E}d} = \frac{\epsilon_0 Wl}{d}$$

$$C = \frac{\epsilon_0 Wl}{d} \quad (72)$$

Como se observa, la capacitancia no depende del campo eléctrico, ni tampoco del potencial, sólo depende de las dimensiones físicas del conjunto de placas y de la permitividad del material que se utilice como dieléctrico.

Un análisis detallado de estos elementos se describe en [Bahl, 2003], en donde se revisan los parámetros de diseño, modelos de circuito equivalente para diferentes estructuras etc.

CAPITULO 4

ANALISIS ELECTROMAGNETICO DE ESTRUCTURAS PASIVAS

4.1 Introducción

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos de las simulaciones de las estructuras estudiadas mediante los simuladores electromagnéticos Momentum y Empower. Para todos los casos tratados en este trabajo de tesis, los diseños se realizaron con el programa Genesys, posteriormente las dimensiones de cada una de las estructuras se analizaron electromagnéticamente con el programa Empower así como también con el programa Momentum. Las respuestas obtenidas con cada uno de los simuladores se presentan por separado, finalmente se hace una comparación entre los dos simuladores electromagnéticos.

4.2 Filtro de Rechazo de Banda con un stub a 10 GHz

Como se mencionó al inicio del capítulo, este filtro se diseñó con el programa Genesys, siendo las especificaciones de diseño las siguientes:

Frecuencia $f = 10 \text{ GHz}$

Pérdidas por inserción $\leq -20 \text{ dB}$

Pérdidas por retorno $\geq -1.5 \text{ dB}$

Impedancia de entrada y salida $Z_0 = 50 \Omega$

Impedancia del stub $Z = 70 \Omega$

La figura 16 muestra las dimensiones físicas de la estructura resultante las cuales se analizaron electromagnéticamente con los programas Empower y Momentum. La figura 17 muestra la respuesta del diseño. En esta gráfica se puede apreciar una respuesta perfecta a la frecuencia de diseño de 10 GHz, las pérdidas por retorno y pérdidas por inserción son ideales. La figura 18 despliega los resultados del análisis electromagnético efectuado con el programa Empower. En este resultado se puede apreciar un corrimiento de la frecuencia hacia la derecha, esta desviación en frecuencia es del orden de 650 MHz, por tanto el análisis electromagnético realizado con el programa Empower, predice que el filtro de rechazo de banda funcionará a 10.650 GHz en lugar de los 10 GHz para el cual fue diseñado.

La gráfica de la figura 19 muestra la respuesta del análisis electromagnético efectuado con el programa Momentum. Se puede observar claramente como la frecuencia óptima de operación del filtro de rechazo de banda con un stub se encuentra a 9.750 GHz, en lugar de los 10 GHz.

En las figuras 20 y 21 se muestra la comparación de las respuestas electromagnéticas tanto para las pérdidas por retorno como para las pérdidas por inserción entre los dos simuladores electromagnéticos estudiados. Se puede observar que el programa Momentum predice mejor la operación del dispositivo diseñado para este caso.

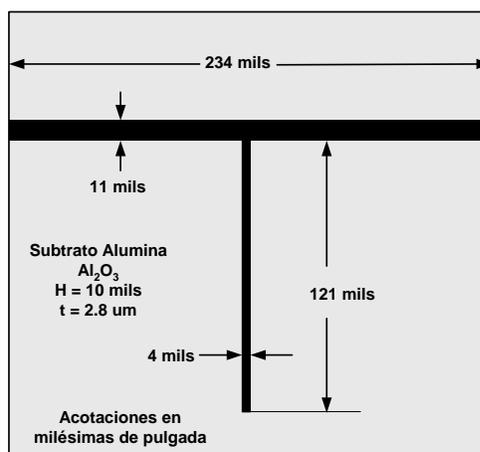


Figura 16. Filtro de rechazo de banda a 10 GHz con un stub y transiciones microcinta a guía de onda coplanar GOC

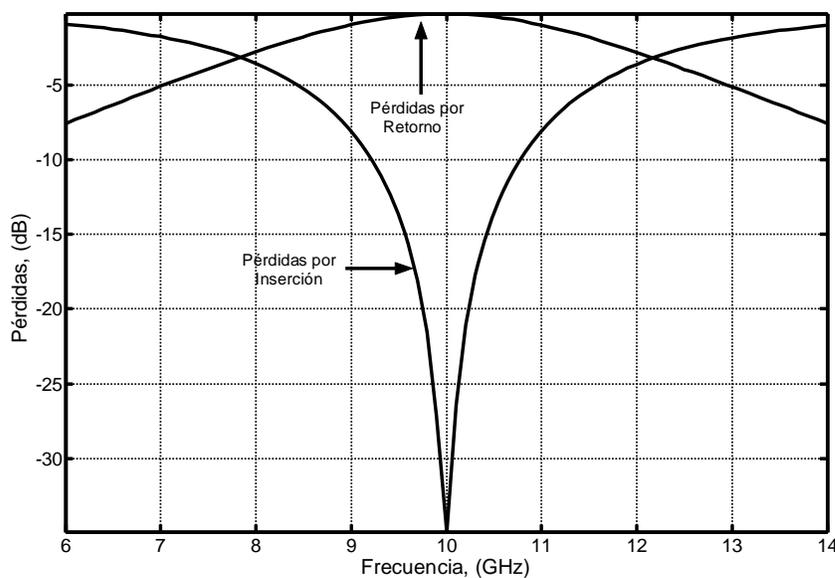


Figura 17. Pérdidas Por Retorno y Pérdidas Por Inserción del Filtro de Rechazo de Banda a 10 GHz. Respuesta del diseño con el programa Genesys.

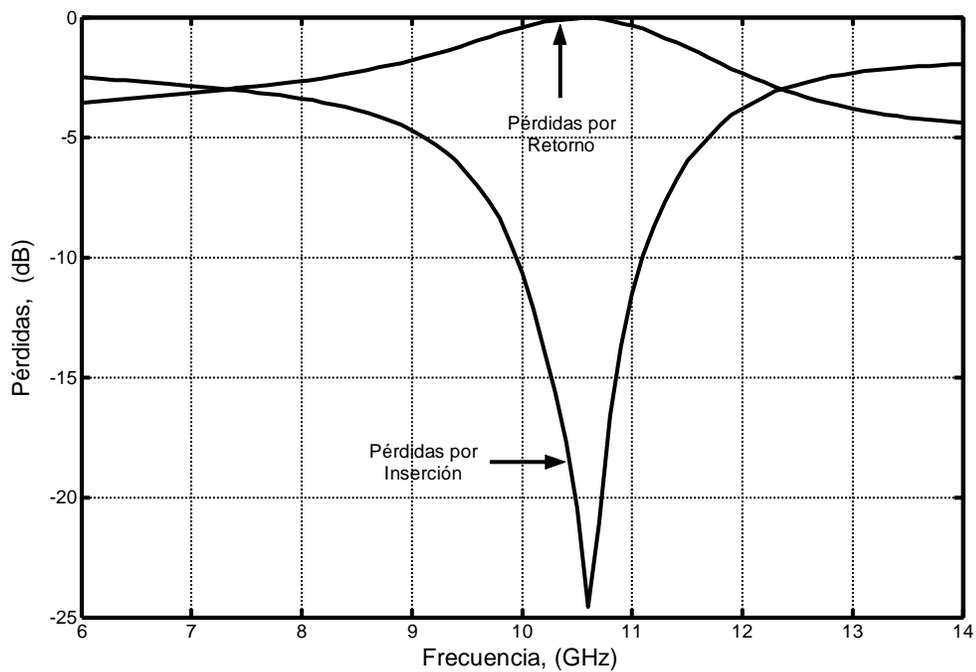


Figura 18. Análisis Electromagnético Realizado con Empower. Filtro de Rechazo de Banda a 10 GHz. Pérdidas por Inserción, Pérdidas por Retorno.

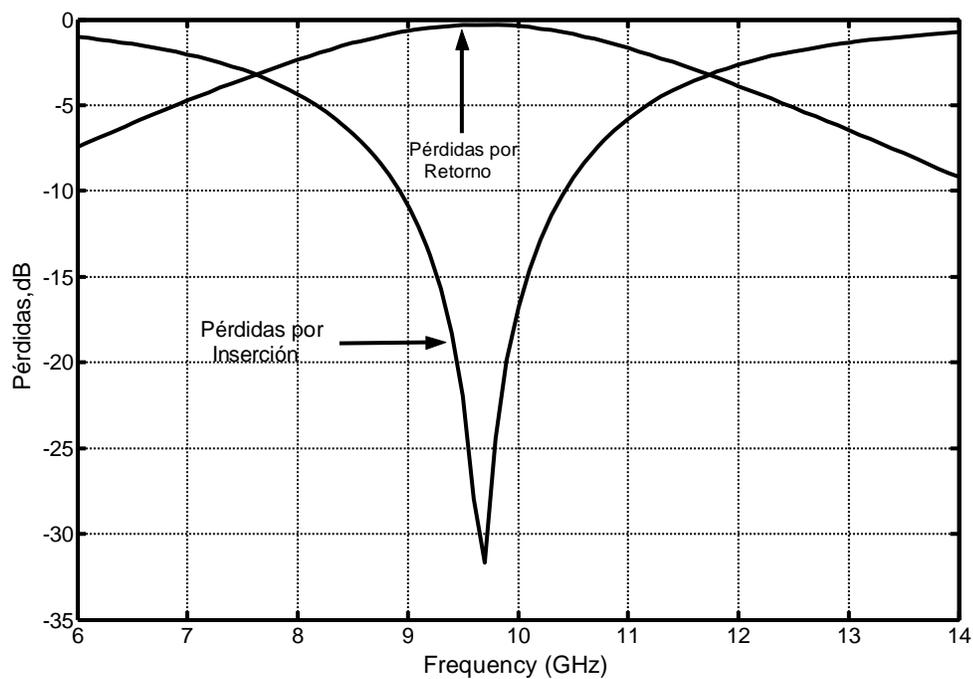


Figura 19. Análisis Electromagnético Realizado con Momentum. Filtro de Rechazo de Banda a 10 GHz. Pérdidas por Inserción, Pérdidas por Retorno.

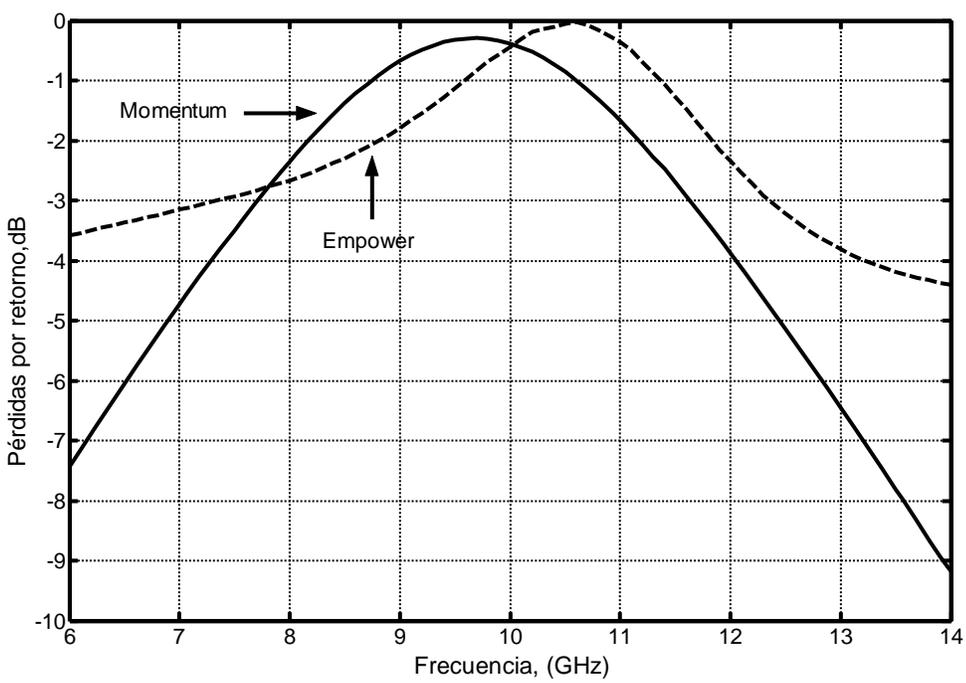


Figura 20. Comparación de resultados. Pérdidas por retorno filtro de rechazo de banda de 10 GHz.

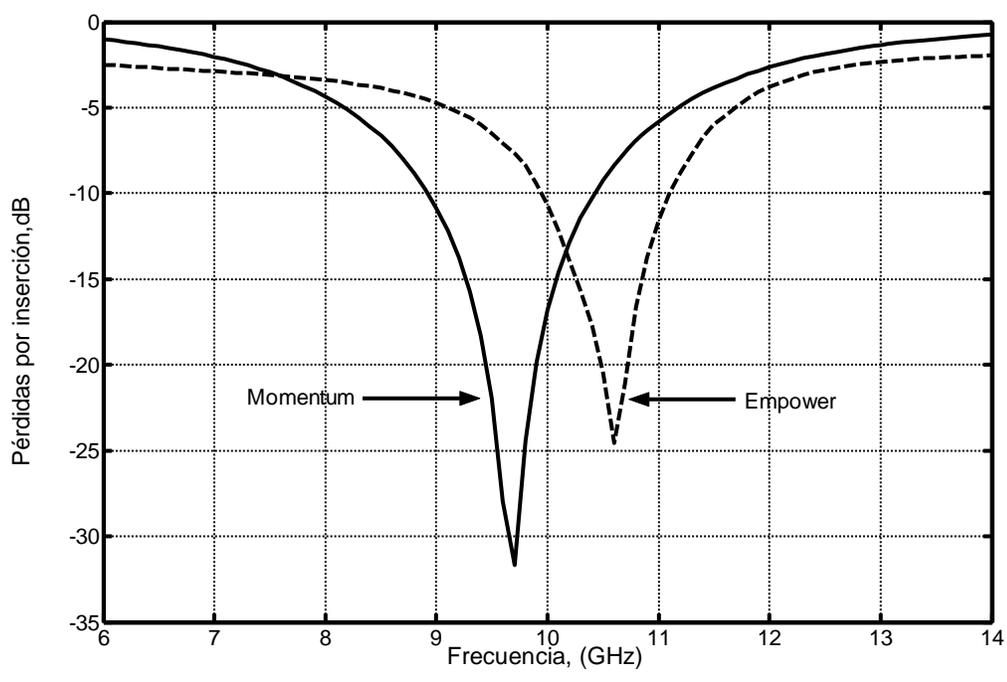


Figura 21. Comparación de resultados. Pérdidas por inserción filtro de rechazo de banda de 10 GHz.

4.3 Filtro de rechazo de banda con dos stubs a 20 GHz

La topología de este filtro se muestra en la figura 22. Este filtro se diseñó integrando transiciones de guía de onda coplanar a microcinta tanto para el puerto de entrada como para el puerto de salida con planos de tierra rectos en lugar de los planos de tierra trapezoidales propuesto por [G. Zhen, et al 2004]. Se realizó el análisis electromagnético considerando guías de onda coplanares con plano de tierra recto y guías de onda coplanares con plano de tierra trapezoidal. Se observó que las guías de onda coplanares con plano de tierra recto funcionan iguales y en algunas frecuencias mejor que las de guías de onda coplanar con plano de tierra trapezoidal.

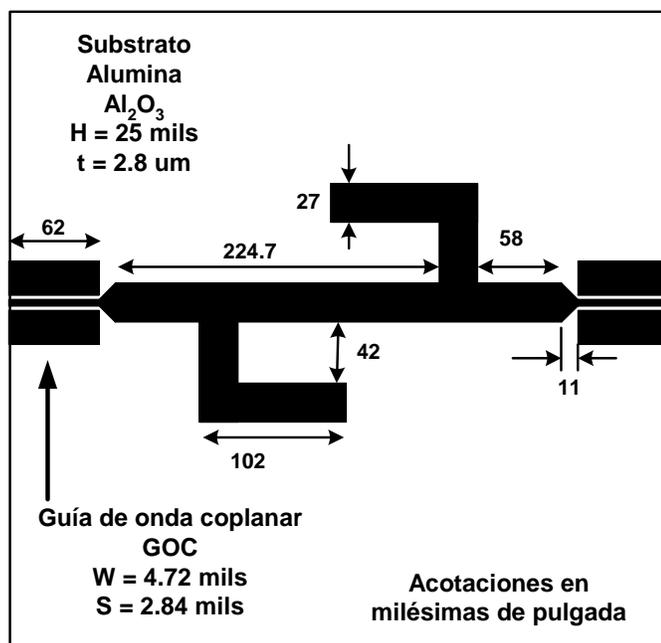


Figura 22. Dimensiones del Filtro de rechazo de banda con dos stubs doblados a 20 GHz.

La figura 23 muestra la respuesta obtenida con el simulador electromagnético Empower. En esta gráfica se observa una desviación de 100 MHz arriba de la frecuencia de operación.

La figura 24 es el resultado del simulador electromagnético Momentum, el cual análisis predice que el filtro funciona a la frecuencia de diseño de 20 GHz como se observa en la gráfica de pérdidas por inserción.

La figura 25 presenta la comparación de las pérdidas por retorno entre el programa Empower y Momentum. Se observa que el programa Empower predice cero pérdidas por retorno en un ancho de banda mayor que el programa Momentum.

La figura 26 es una comparación de las pérdidas por inserción entre los programas Empower y Momentum. En esta gráfica se observa que el programa Momentum predice un mejor comportamiento del filtro a la frecuencia de diseño.

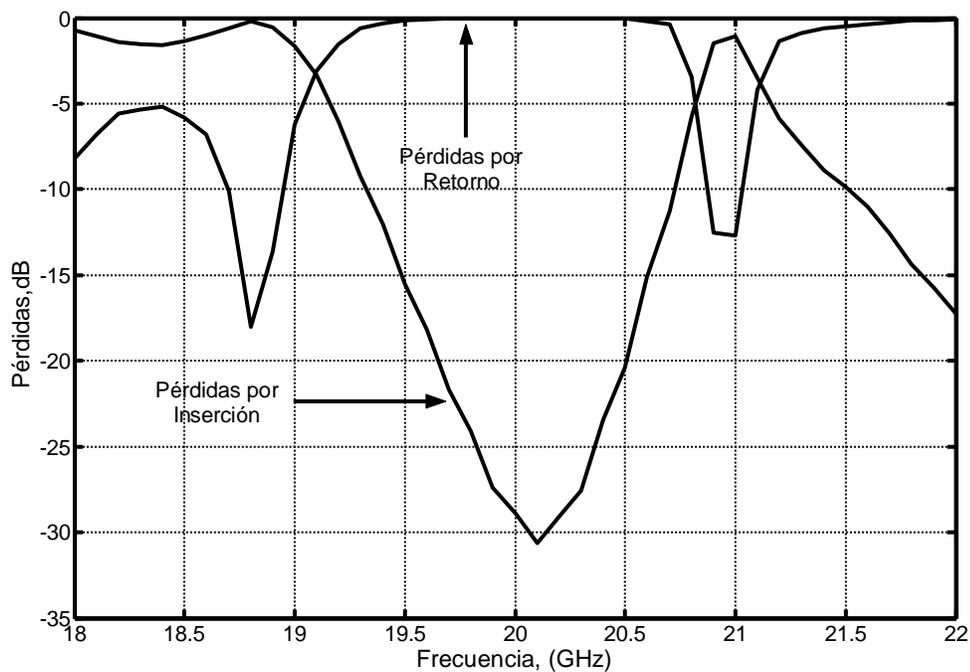


Figura 23. Análisis EM con Empower. Filtro de rechazo de banda con dos stubs a 20 GHz.

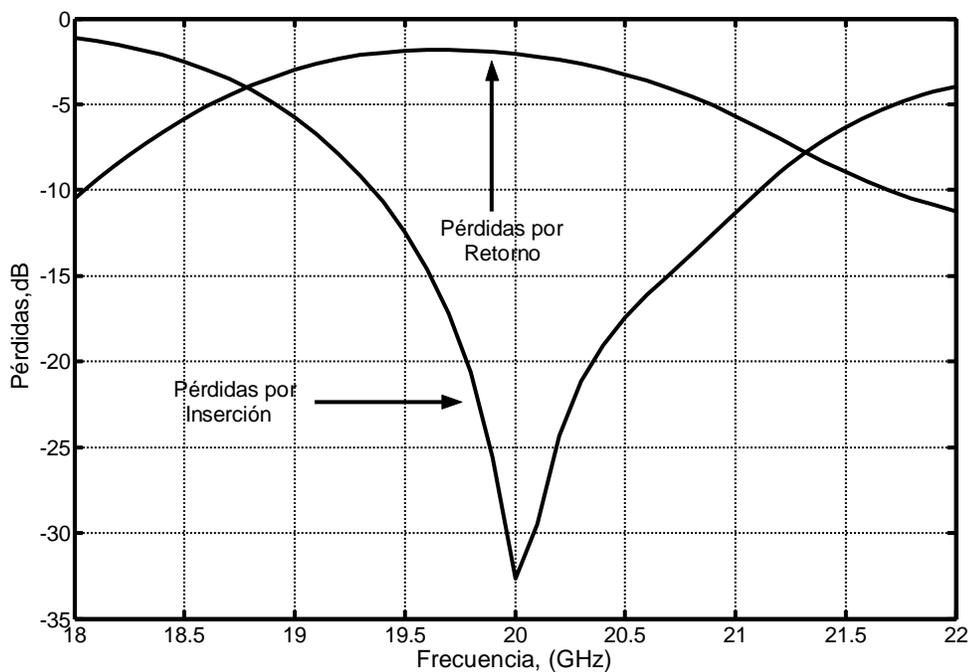


Figura 24. Análisis EM con Momentum para el filtro de rechazo de banda con dos stubs a 20 GHz.

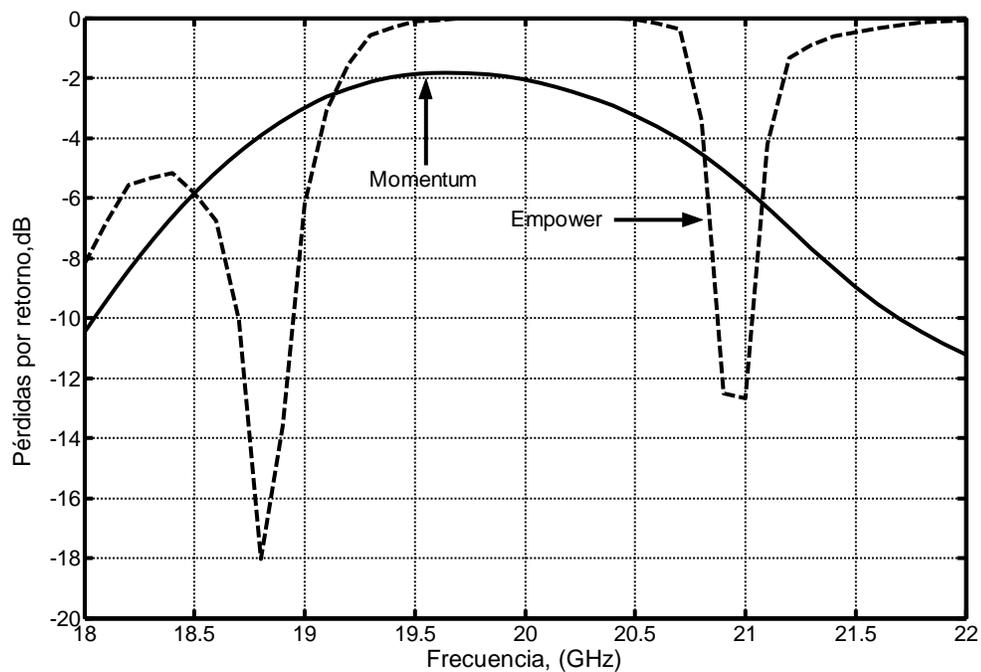


Figura 25. Comparación de las pérdidas por retorno, entre los programas Empower y Momentum.

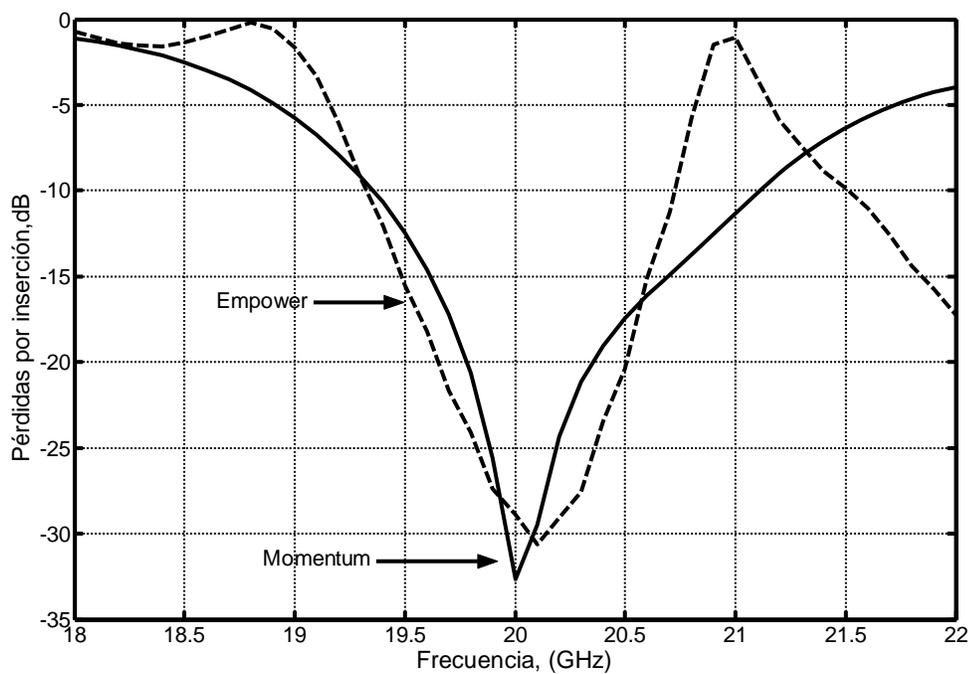


Figura 26. Comparación de las pérdidas por inserción, entre los programas Empower y Momentum.

4.4 Filtro Pasa banda de 20 – 24 GHz

De igual manera que en los casos anteriores, esta estructura se diseño con el programa Genesys, siendo las especificaciones de diseño las siguientes:

Respuesta tipo Chebyshev

Rizo dentro de la banda 0.25 dB

Frecuencia inferior $f_1=20$ GHz

Frecuencia superior $f_2= 24$ GHz

Impedancia mínima de los elementos $Z_{\text{mín}} = 20 \Omega$

Impedancia máxima de los elementos $Z_{\text{máx}} = 120 \Omega$

Orden 3

La respuesta ideal para esta estructura es como la que se muestra en la figura 27.

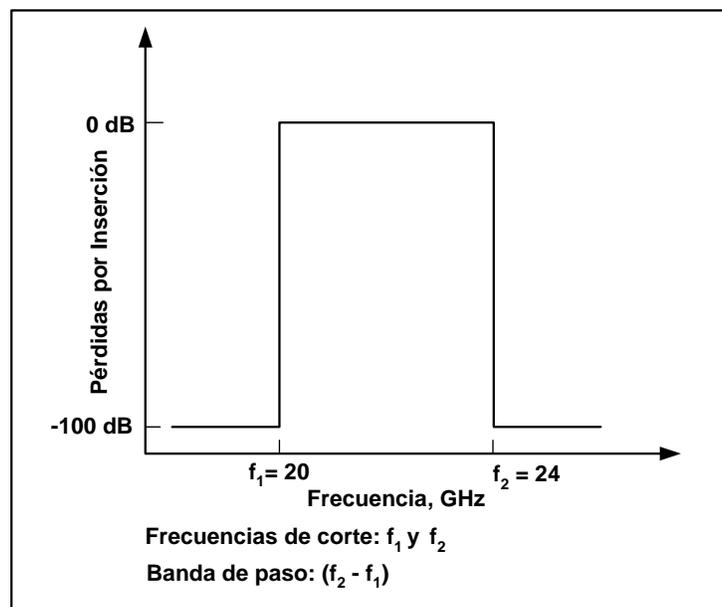


Figura 27. Respuesta ideal del filtro pasa banda 20 -24 GHz

La figura 28 muestra las dimensiones obtenidas para esta estructura. El filtro se analizó electromagnéticamente con los programas Empower y Momentum. Los resultados obtenidos para esta estructura se muestran en las figuras 29 y 30. En la figura 31, se hace la comparación de las respuestas obtenidas con los simuladores EM.

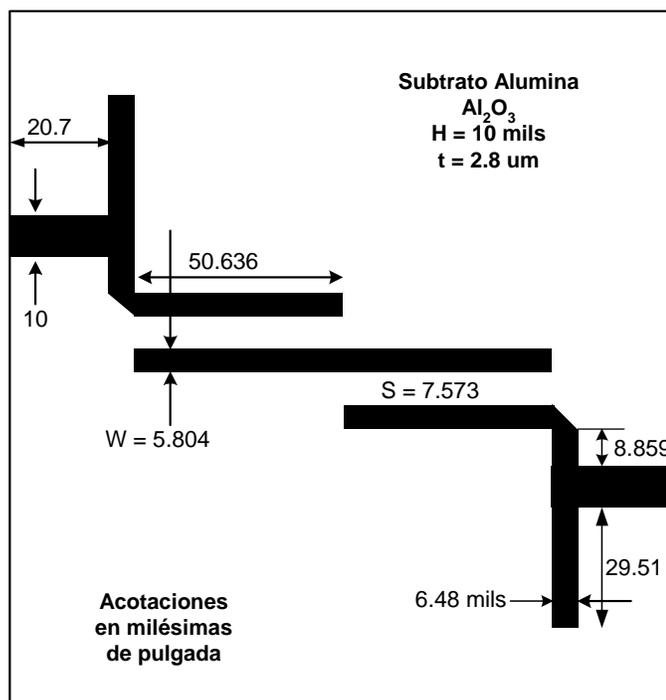


Figura 28. Dimensiones del Filtro pasa banda 20 – 24 GHz.

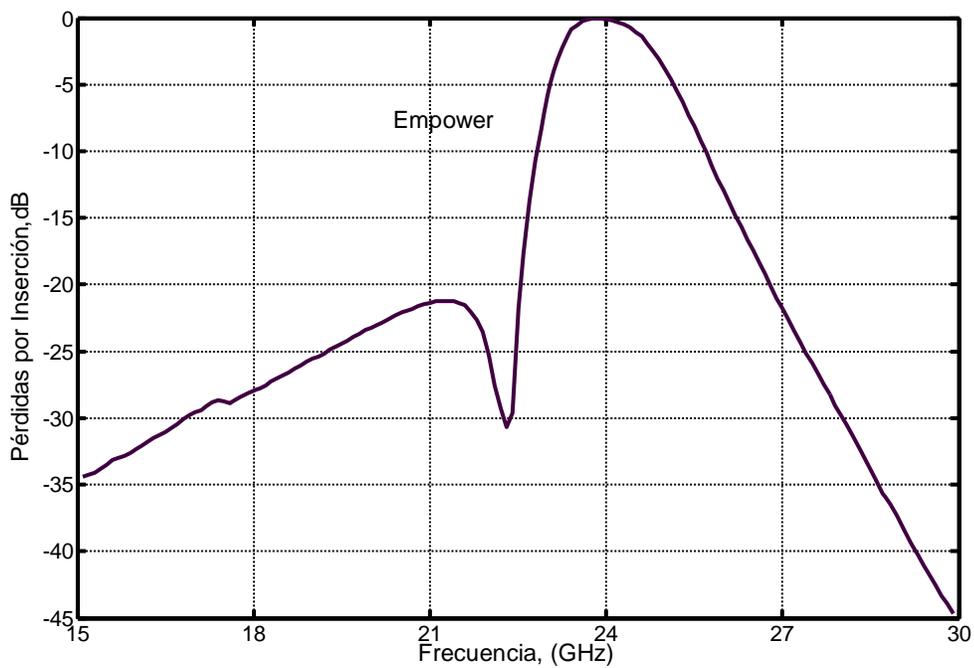


Figura 29. Pérdidas por Inserción Filtro Pasa Banda. Respuesta obtenida con Empower

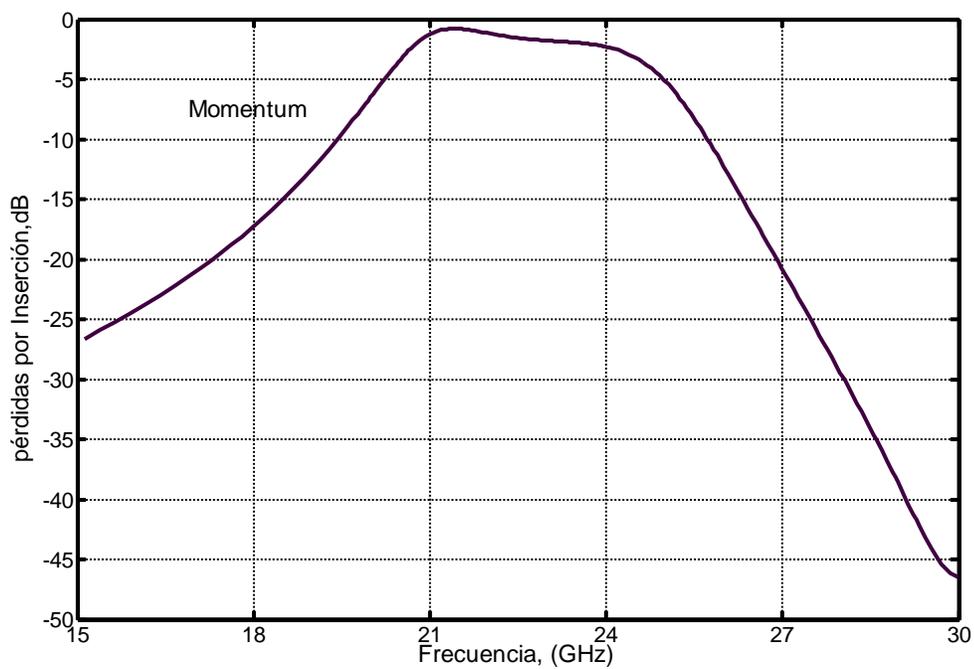


Figura 30. Pérdidas por Inserción Filtro Pasa Banda. Respuesta obtenida con Momentum

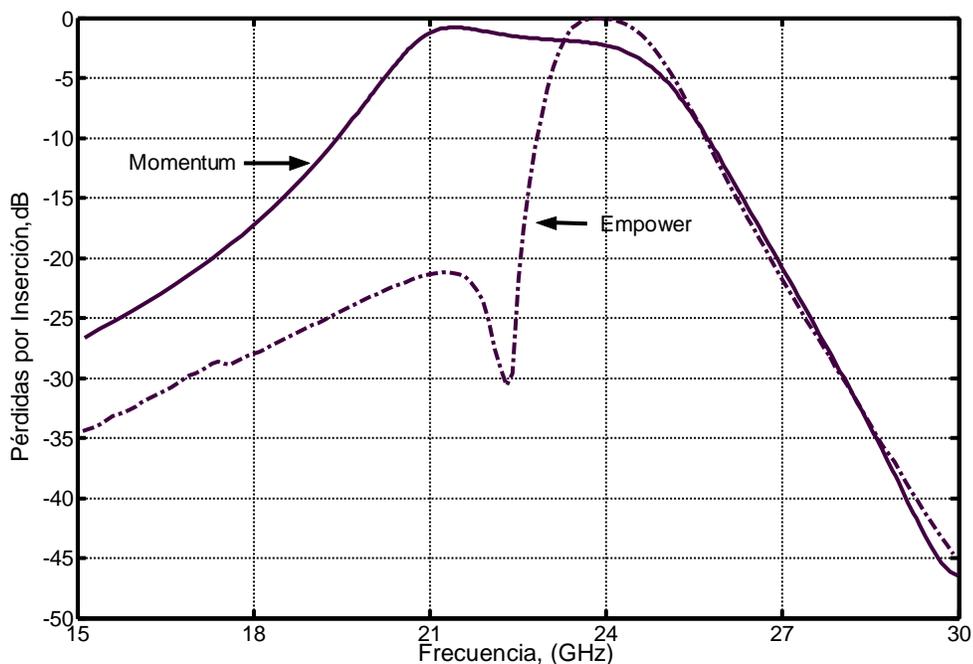


Figura 31. Comparación de las pérdidas por inserción S21, entre los programas Empower y Momentum para el Filtro Pasa Banda 20 - 24 GHz.

4.5 Capacitor interdigitado de ocho dígitos

Una meta que se propuso en este proyecto de investigación consistió en obtener un capacitor que presentará valores menores de 1 dB de pérdidas por inserción en la banda de 36 a 40 GHz. La figura 32 muestra las dimensiones físicas del capacitor interdigitado investigado, este capacitor tiene como puertos de entrada y salida una Guía de onda coplanar (GOC). En la figura 32, la acotación L1 indica la longitud del dedo, W1 es el ancho del dígito, S1 es la separación entre los dígitos; las dimensiones de la GOC son : W ancho de la línea de 50 ohms, S es la separación de la línea de 50 ohms y el o los planos de tierra, L es la longitud de la GOC. Las dimensiones indicadas están en micras.

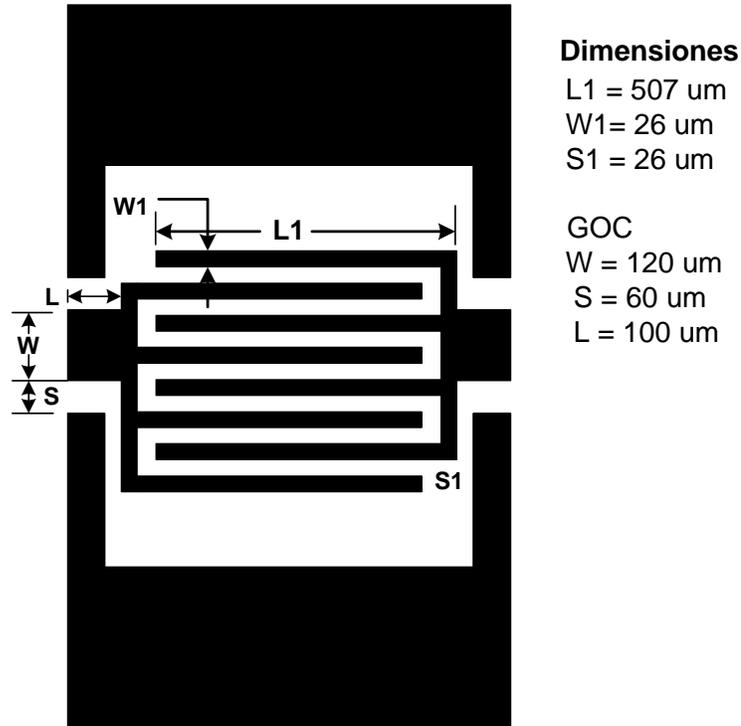


Figura 32. Capacitor Interdigitado de Ocho Dígitos.

Las figuras 33 y 34 corresponden a las pérdidas por retorno y a las pérdidas por inserción obtenidas mediante análisis electromagnético con el simulador electromagnético Empower. Las figuras 35 y 36 corresponden a las pérdidas por retorno y a las pérdidas por inserción obtenidas mediante análisis electromagnético con el simulador electromagnético Momentum. La comparación de los resultados obtenidos entre los simuladores electromagnéticos Empower y Momentum, se presentan en las figuras 37 y 38.

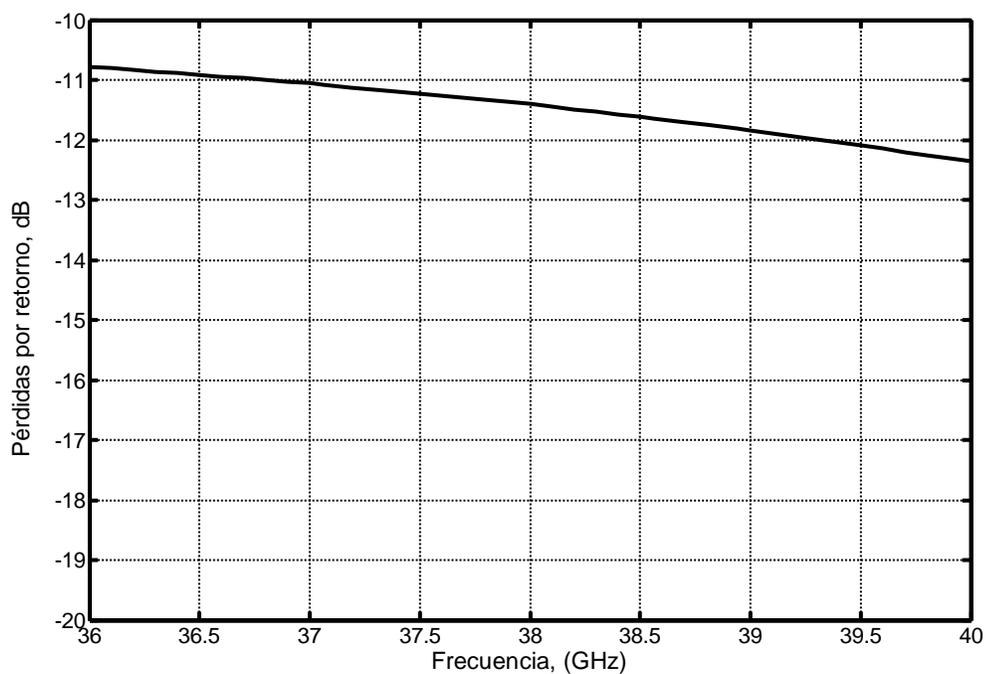


Figura 33. Pérdidas por retorno obtenidas con el simulador EM Empower para el capacitor interdigitado.

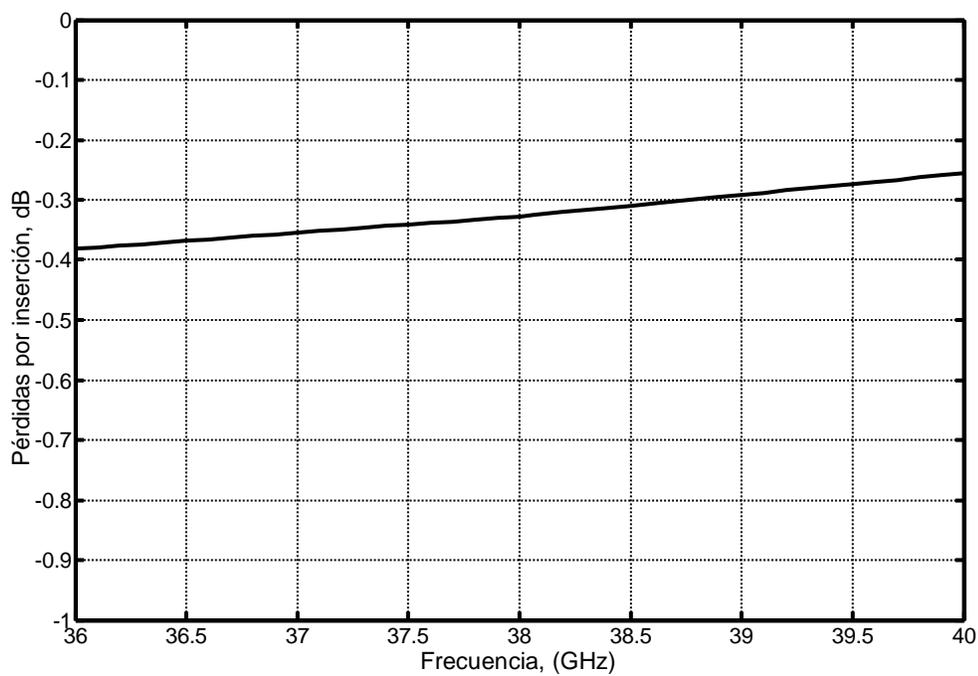


Figura 34. Pérdidas por inserción obtenidas con el simulador electromagnético Empower para el capacitor interdigitado.

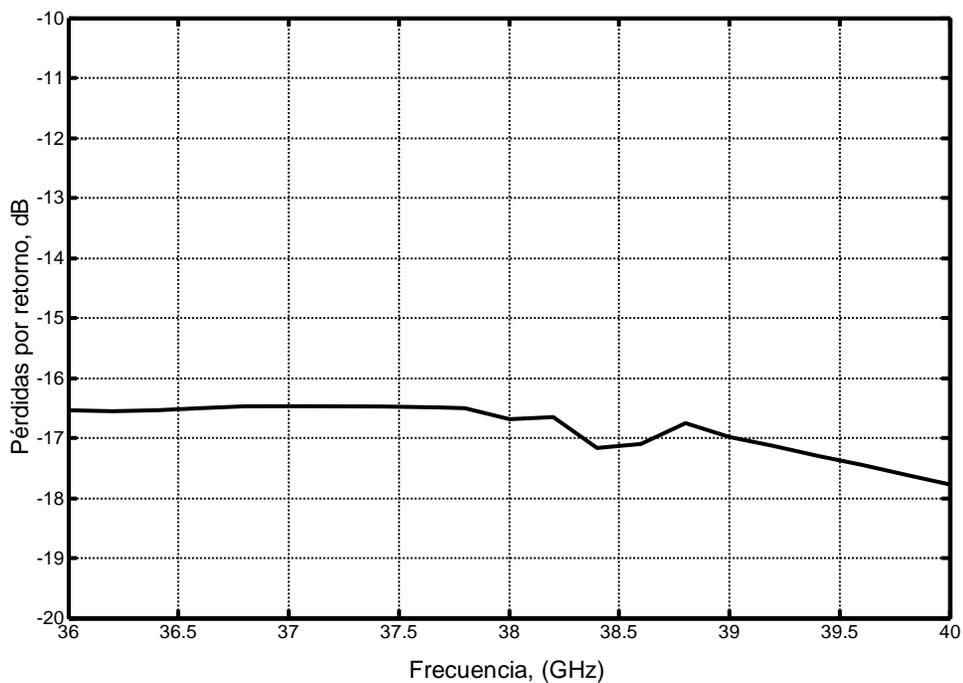


Figura 35. Pérdidas por retorno obtenidas con el simulador EM Momentum para el capacitor interdigitado.

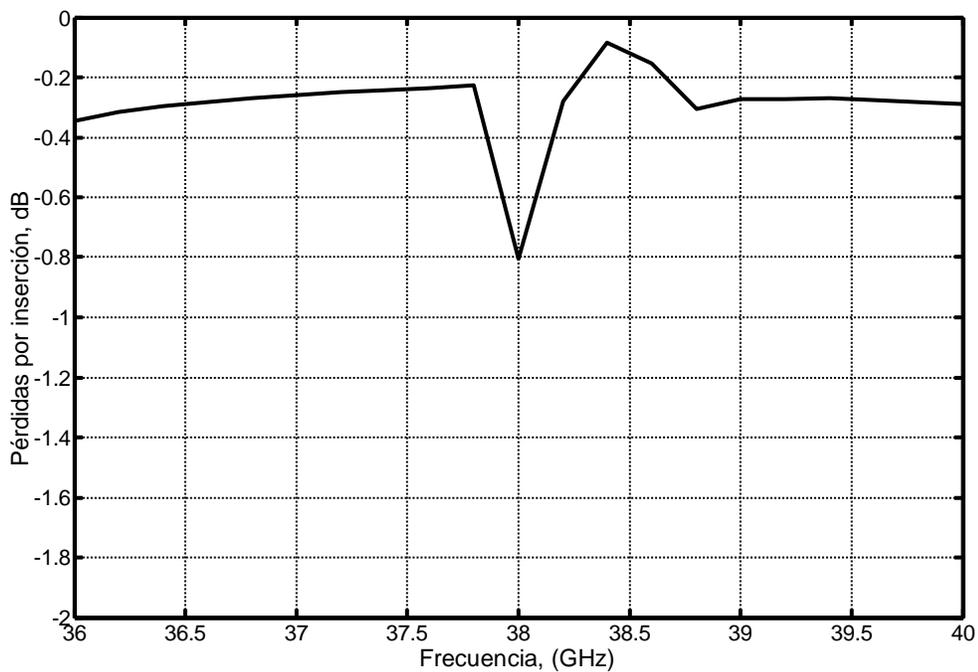


Figura 36. Pérdidas por inserción obtenidas con el simulador electromagnético Momentum para el capacitor interdigitado.

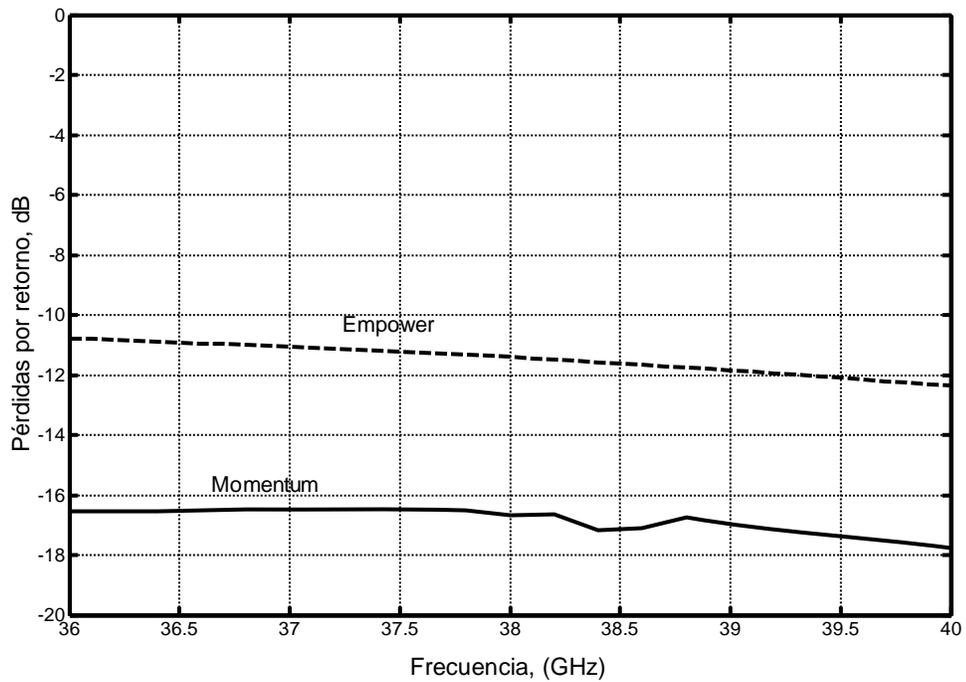


Figura 37. Comparación de las pérdidas por retorno, entre los programas Empower y Momentum para el capacitor interdigitado.

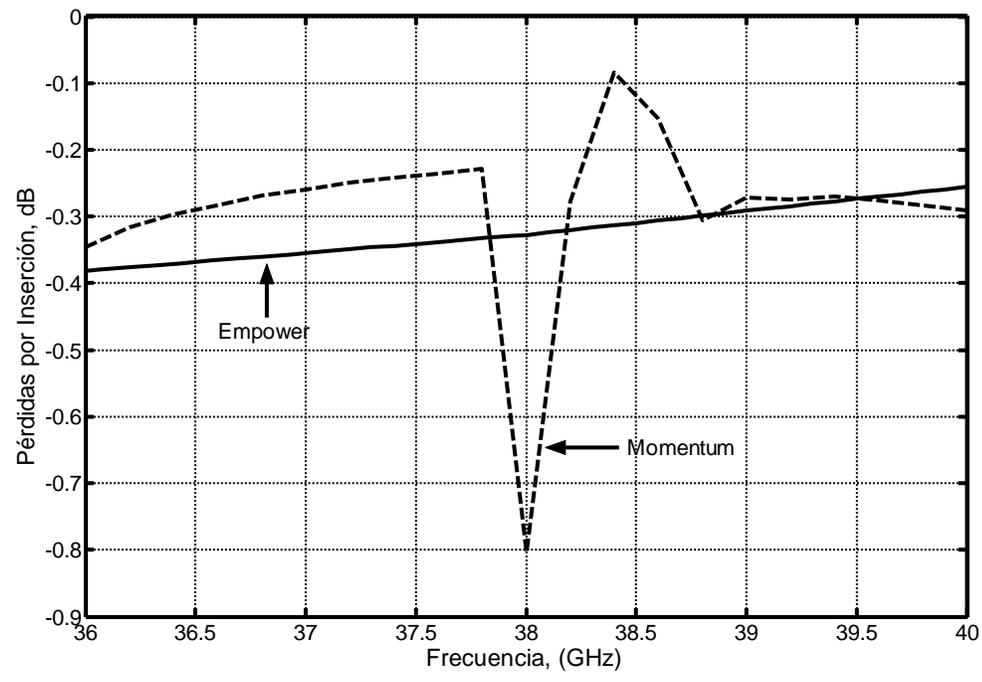


Figura 38. Comparación de las pérdidas por inserción, entre los programas Empower y Momentum para el capacitor interdigitado.

4.6 Línea de Microcinta de 50 Ohms con Terminaciones de Guía de Onda Coplanar

Para caracterizar eléctricamente las estructuras estudiadas, se investigó el comportamiento de una línea de transmisión de microcinta de impedancia característica $Z_0=50 \Omega$ con terminaciones en guía de onda coplanar sin hoyo metalizado (thru hole). La figura 39 muestra las dimensiones de la línea de transmisión de 50 Ohms.

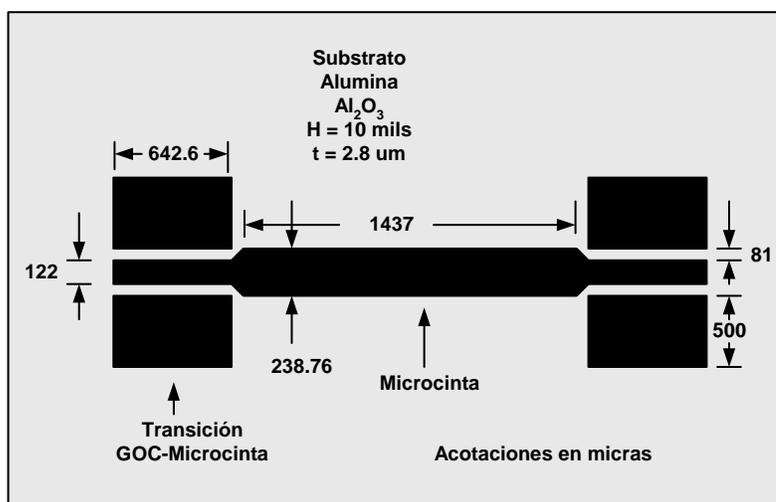


Figura 39. Línea de transmisión de 50 ohms con terminaciones de guía de onda coplanar GOC.

La figura 40 presenta las pérdidas por inserción determinadas teóricamente con el programa Momentum. Se puede observar que el programa predice que la línea no funciona bien a frecuencias menores de 15 GHz ni a frecuencias mayores de 45 GHz.

La figura 41 es la respuesta entregada por el programa Empower, en esta gráfica se observa un buen comportamiento de la línea en toda la banda.

La figura 42 es la comparación entre las dos respuestas obtenidas con los simuladores electromagnéticos. Para este caso, el análisis de la línea de transmisión efectuado con el programa Empower resultó más preciso que el análisis efectuado con el programa Momentum. En esta misma gráfica se puede observar que el programa Momentum presenta algún tipo de falla en la banda frecuencias de 41 a 44 GHz. El programa predice que la línea produce ganancia hecho totalmente falso dado que se trata de un elemento pasivo. Estos resultados se podrán comprobar en el siguiente capítulo correspondiente a las mediciones

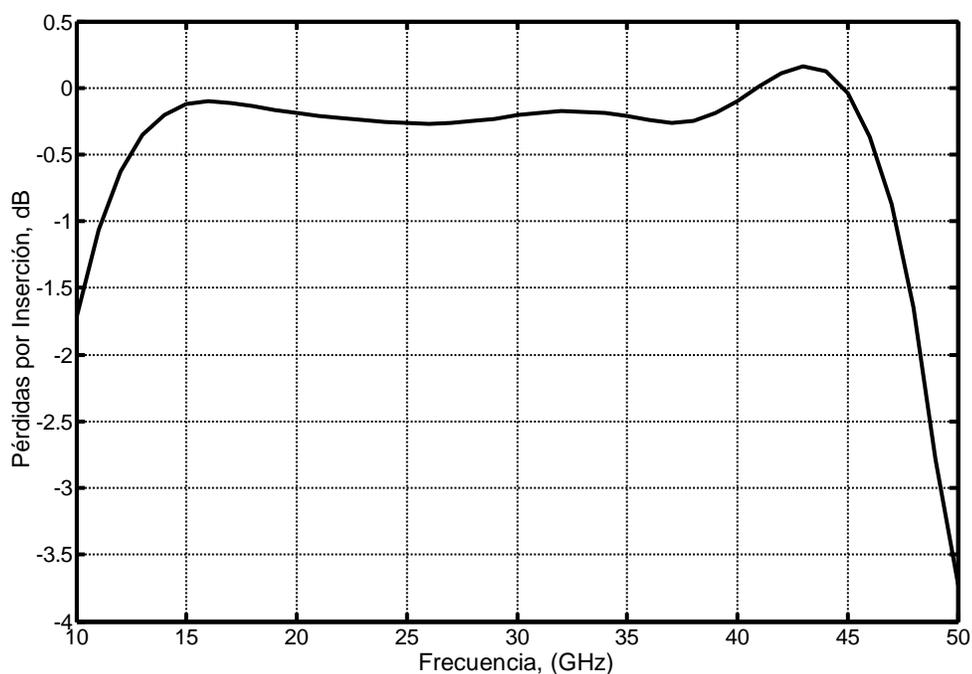


Figura 40. Pérdidas por Inserción de la línea de transmisión de 50 ohms calculadas con Momentum.

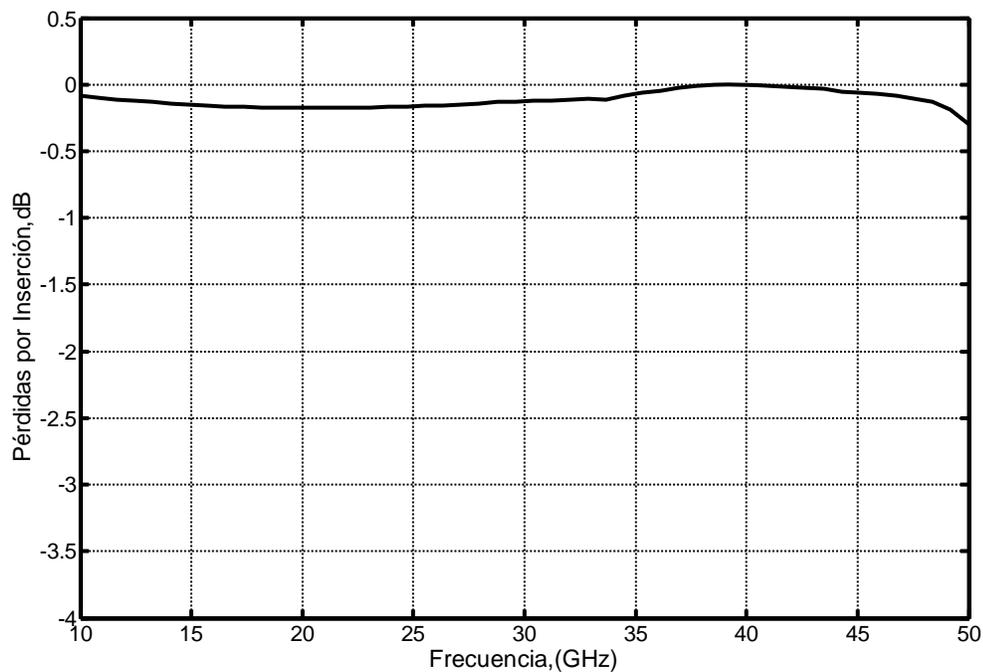


Figura 41. Pérdidas por Inserción de la línea de transmisión de 50 ohms obtenidas con el simulador electromagnético Empower.

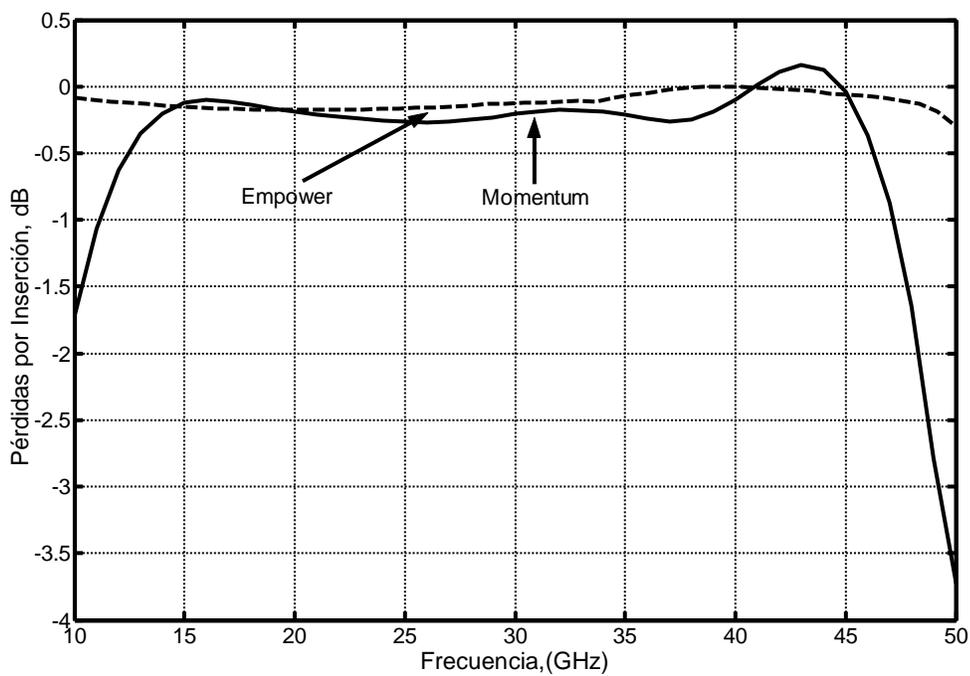


Figura 42. Comparación de las Pérdidas por inserción obtenidas con Empower y Momentum para una línea de 50 ohms.

CAPITULO 5

COMPARACION DE RESULTADOS ENTRE ANALISIS ELECTROMAGNETICO VS MEDICIONES A TEMPERATURA AMBIENTE

5.1 Introducción

Para comprobar la efectividad de los simuladores electromagnéticos utilizados, se construyeron las estructuras mencionadas en el capítulo anterior utilizando material dieléctrico de Alumina Al_2O_3 con espesores de 10 y 25 milésimas de pulgada, con constante dieléctrica $\epsilon_r = 9.9$ y películas delgadas de Oro/Tungsteno Au/W de espesor $t = 2.8$ micras. El método utilizado para la construcción de los circuitos de microondas fue el desarrollado por [Chávez Pérez, 1988]. El error máximo en las dimensiones de los circuitos no rebasó el 5 % para todos los casos y el equipo que se utilizó para medir las dimensiones físicas de los circuitos resultantes fue un Microscopio American Optical de la serie Microstar con retícula integrada micrométrica American Optical modelo 426C.

5.2 Arreglo Experimental

La figura 43 muestra el diagrama esquemático del arreglo experimental utilizado para realizar la caracterización eléctrica de las estructuras estudiadas a temperatura ambiente y criogénica. El arreglo experimental consiste de una cámara criogénica la cual incluye dos microposicionadores con movimiento en $(x,y,z) R^3$, dos puntas de prueba Picoprobe de 150 μm de pitch, conectores y cables de microondas, un analizador de redes vectorial HP 8510C, un controlador de temperatura Lake Shore, un refrigerador criogénico de ciclo cerrado CTI-Cryo con compresor de Helio, una bomba de vacío mecánica Alcatel, un estereoscopio Baush & Lomb con oculares 30X para observar la colocación de las puntas de prueba sobre el circuito a medir, medidores de vacío primario de 10^{-3} torr y medidor de alto vacío $< 10^{-5}$ torr . Se muestra en la figura 43 una fotografía del sistema de medición.

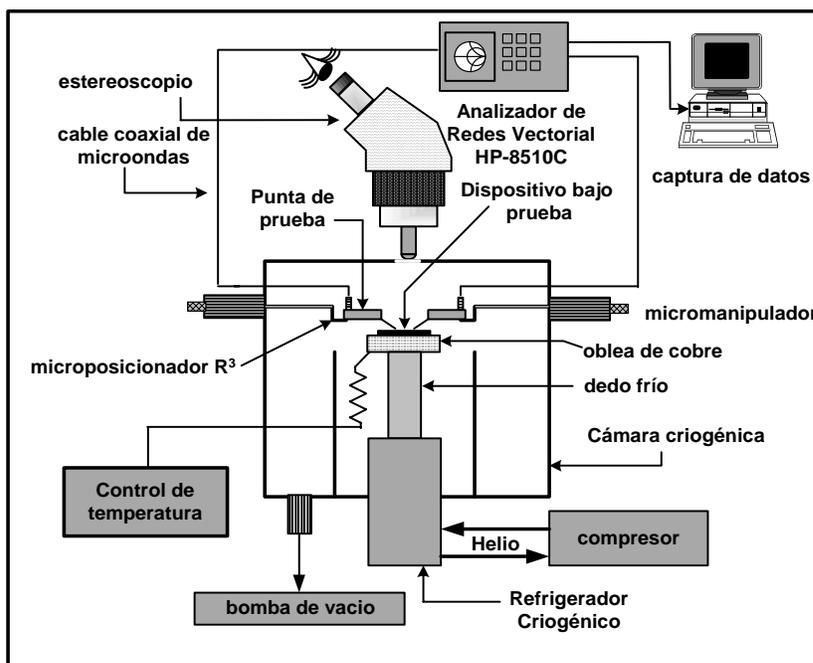


Figura 43. Diagrama esquemático del arreglo experimental para caracterizar estructuras pasivas de microondas a temperatura ambiente y criogénica



Figura 44. Fotografía del arreglo experimental utilizado para caracterizar estructuras pasivas de microondas.

5.3 Filtro de rechazo de banda con un stub a 10 GHz

Las figuras 45 y 46 muestran la comparación de las pérdidas por retorno y pérdidas por inserción obtenidas teóricamente con las medidas a temperatura ambiente para el filtro de rechazo de banda a 10 GHz. De estas gráficas se puede observar que los resultados obtenidos con el programa Momentum se aproximan más a los resultados medidos, quedando el resultado obtenido con el programa Empower más alejado de la frecuencia de diseño.

5.4 Filtro de rechazo de banda con dos stubs a 20 GHz

Las figuras 47 y 48 despliegan la comparación de las pérdidas por retorno y pérdidas por inserción medidas vs. teóricas obtenidas con los programas Empower y

Momentum. Se observa en estas gráficas que el resultado obtenido con el programa Momentum concuerda mejor con los resultados medidos.

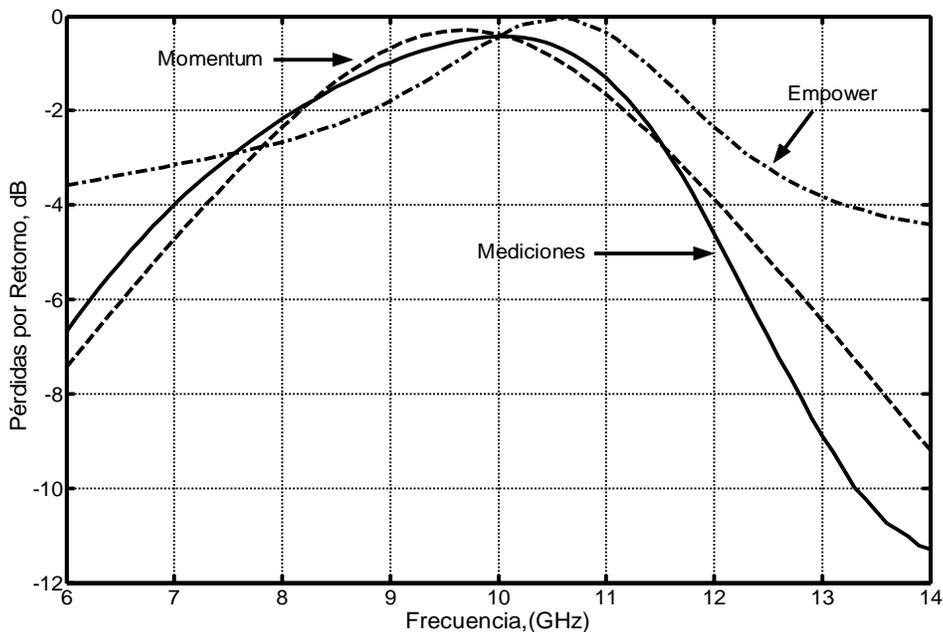


Figura 45. Comparación de datos medidos vs simulados EM . Filtro de rechazo de banda a 10 GHz Pérdidas por Retorno.

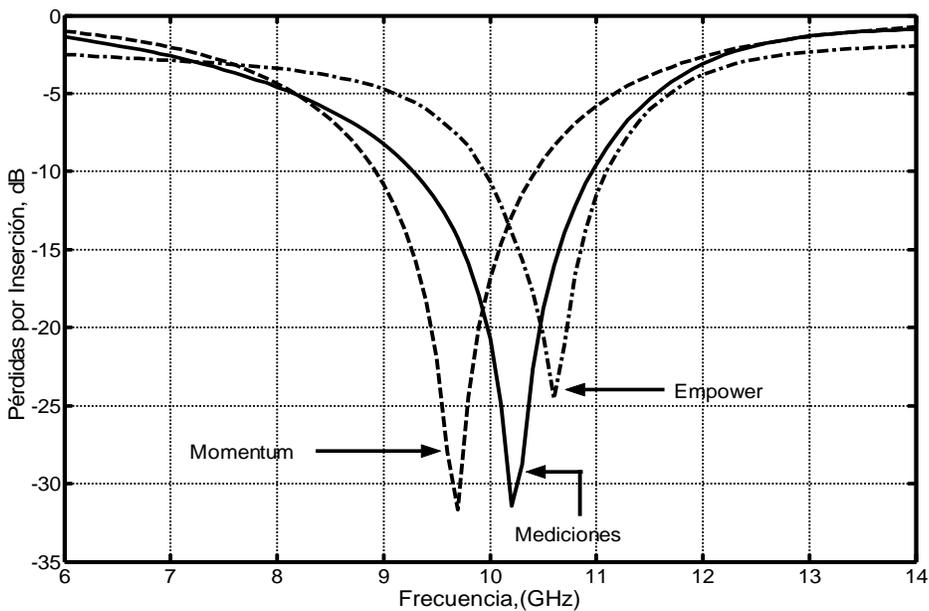


Figura 46. Comparación de datos medidos vs simulados EM . Filtro de rechazo de banda a 10 GHz Pérdidas por Inserción.

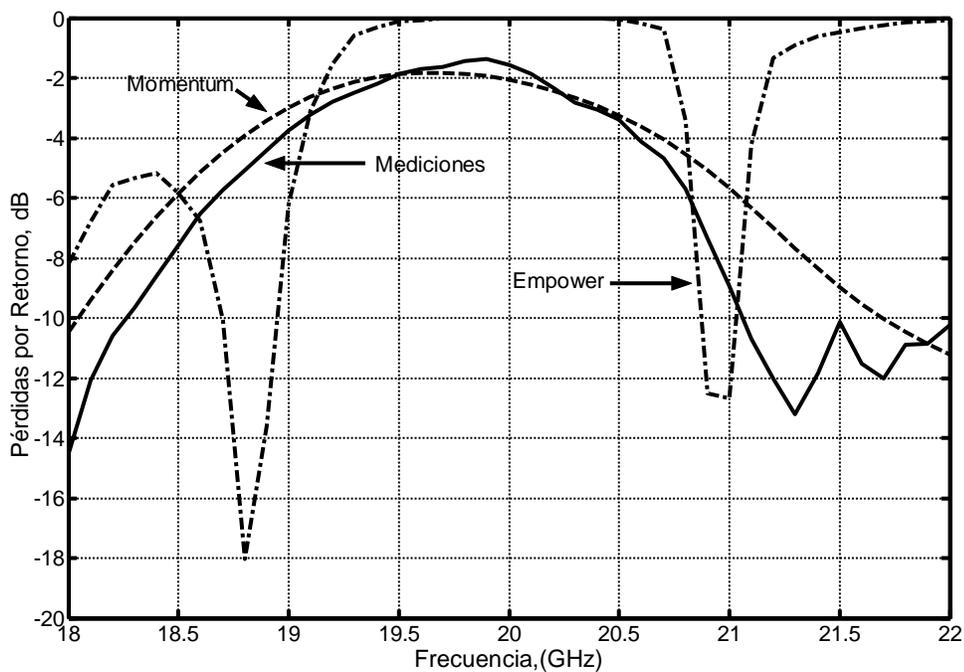


Figura 47. Comparación de datos medidos vs simulados EM . Filtro de rechazo de banda a 20 GHz Pérdidas por Retorno

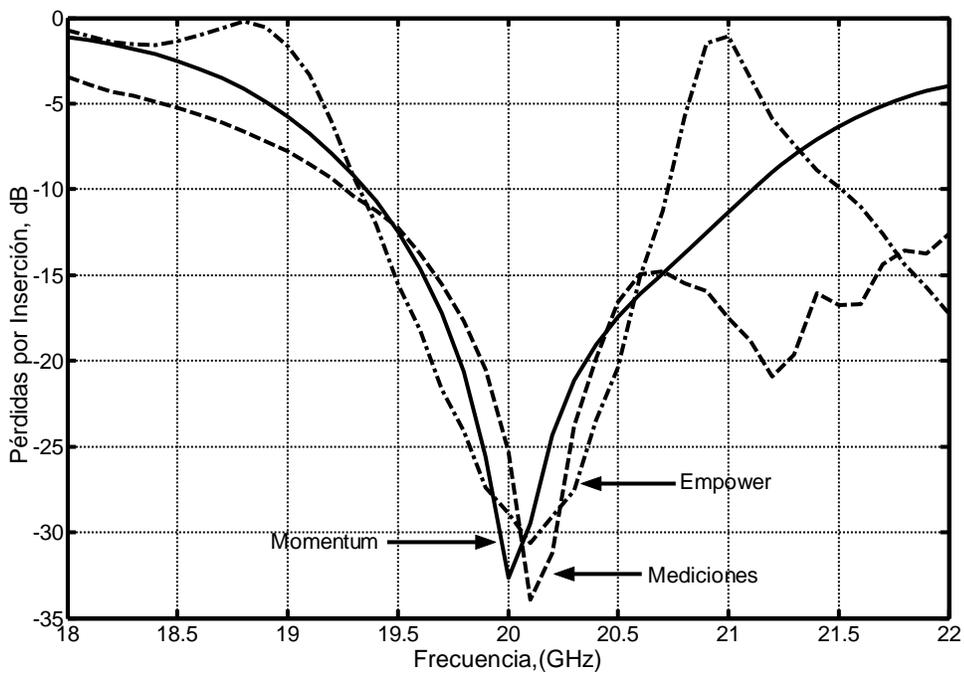


Figura 48. Comparación de datos medidos vs simulados EM . Filtro de rechazo de banda a 20 GHz Pérdidas por Retorno.

5.5 Filtro Pasa Banda de 20 – 24 GHz

La gráfica de la figura 48 muestra la comparación entre los datos medidos del filtro pasa banda y los resultados obtenidos mediante simulación electromagnética con los programas Momentum y Empower. Se puede apreciar en esta gráfica, que las mediciones del filtro pasa banda concuerdan mejor a los resultados teóricos obtenidos con el programa Momentum que con el programa Empower en la banda de interés.

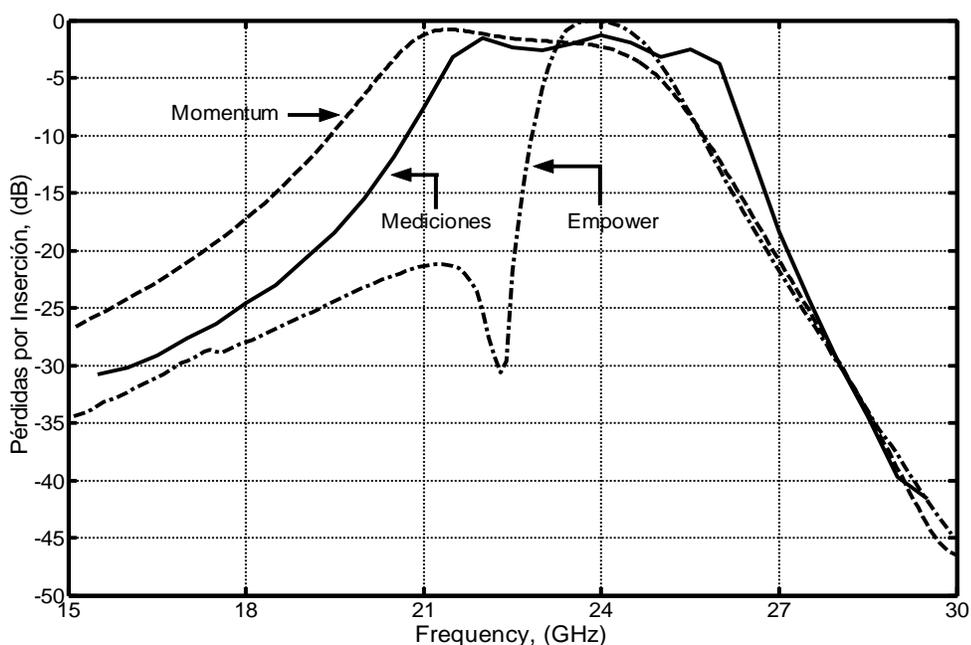


Figura 49. Comparación de las pérdidas por inserción, entre los datos medidos a temperatura ambiente y programas Empower y Momentum para el Filtro Pasa Banda 20 - 24 GHz.

5.6 Capacitor interdigitado

Las figuras 49 y 50, corresponden a la comparación entre los datos medidos y los resultados teóricos obtenidos por simulación electromagnética.

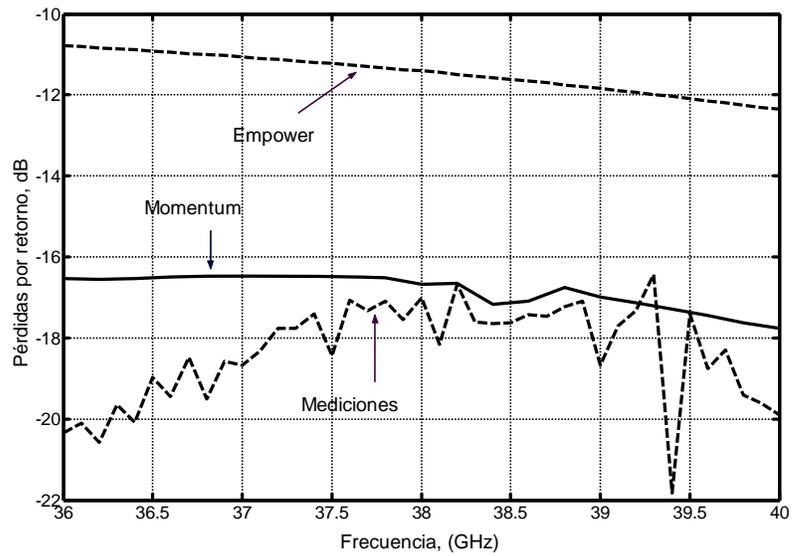


Figura 50. Comparación de las pérdidas por retorno medidos a temperatura ambiente vs datos teóricos obtenidos por simulación electromagnética

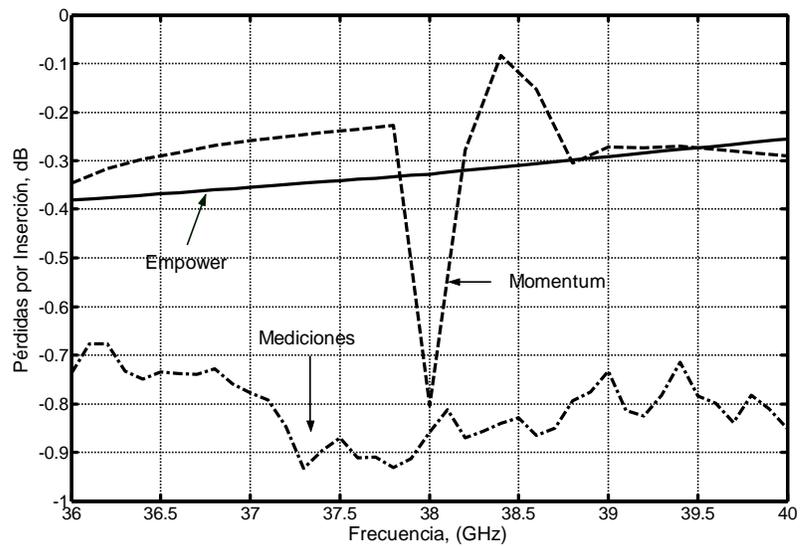


Figura 51. Comparación de las pérdidas por inserción medidos a temperatura ambiente vs datos teóricos obtenidos por simulación electromagnética para el capacitor interdigitado de ocho dígitos

5.7 Línea de Microcinta de 50 Ohms con Terminaciones de Guía de Onda Coplanar

La figura 51, muestra la comparación de los datos medidos vs datos obtenidos mediante simulación electromagnética para la línea de transmisión 50 ohms. Se puede observar que ambos simuladores entregan un resultado muy cercano entre si, mientras que las mediciones se aproximan mas al simulador empower a frecuencia debajo de 20 GHz, por arriba de esta frecuencia los datos medidos se aproximan mejor al programa Momentum.

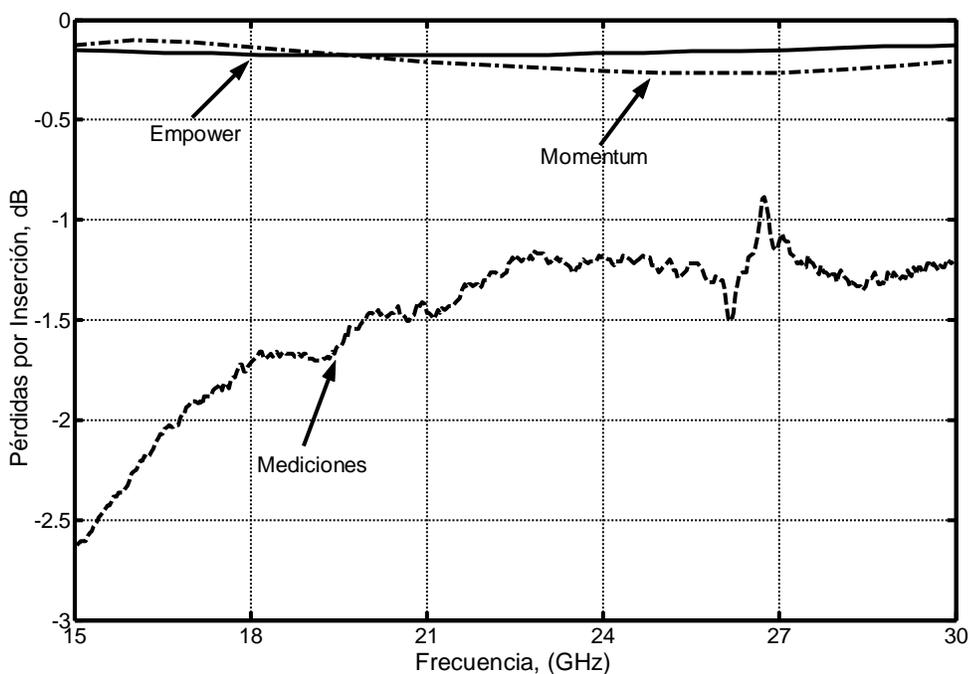


Figura 52. Comparación de datos medidos vs simulación electromagnética, línea de 50 ohms

CAPITULO 6

CARACTERIZACION DE ESTRUCTURAS A TEMPERATURA CRIOGENICA

6.1 Introducción

En las secciones anteriores, se presentaron los datos teóricos obtenidos mediante simulación electromagnética, se realizó la comparación de los resultados teóricos con los obtenidos realizando mediciones a temperatura ambiente. Se describió el banco de mediciones correspondiente al arreglo experimental con el cuál se realizaron las mediciones tanto a temperatura ambiente como a temperatura criogénica. En esta sección se presentarán los resultados obtenidos de la caracterización eléctrica de las estructuras estudiadas, iniciando con los filtros de rechazo de banda a 10 y 20 GHz, enseguida se presenta el resultado para el filtro pasa banda 20 a 25 GHz, seguido del capacitor interdigitado de ocho dígitos y finalmente se presenta la caracterización de la línea de transmisión de 50 ohms.

Las mediciones a baja temperatura se realizaron a 150 °K y 10 °K utilizando la cámara criogénica mostrada en la figura 43. En las mediciones se utilizó un analizador de redes HP 8510C previamente calibrado, utilizando la técnica de calibración LRM descrita por [Davison et al, 1989]. En la calibración se empleó el estándar de calibración de la compañía Cascade. Para evitar la formación de hielo en las puntas de prueba y en la superficie de los circuitos estudiados, se efectuó vacío en el interior de la cámara criogénica hasta alcanzar la presión de 4×10^{-5} torr. La estabilidad de la temperatura durante las mediciones oscilo entre ± 0.5 °K.

6.2 Filtro de rechazo de banda con un stub a 10 GHz

La figura 52 muestra las pérdidas por retorno del filtro a tres temperaturas 290 °K, 150 °K, y 10 °K. La figura 53 corresponde a las pérdidas por inserción.

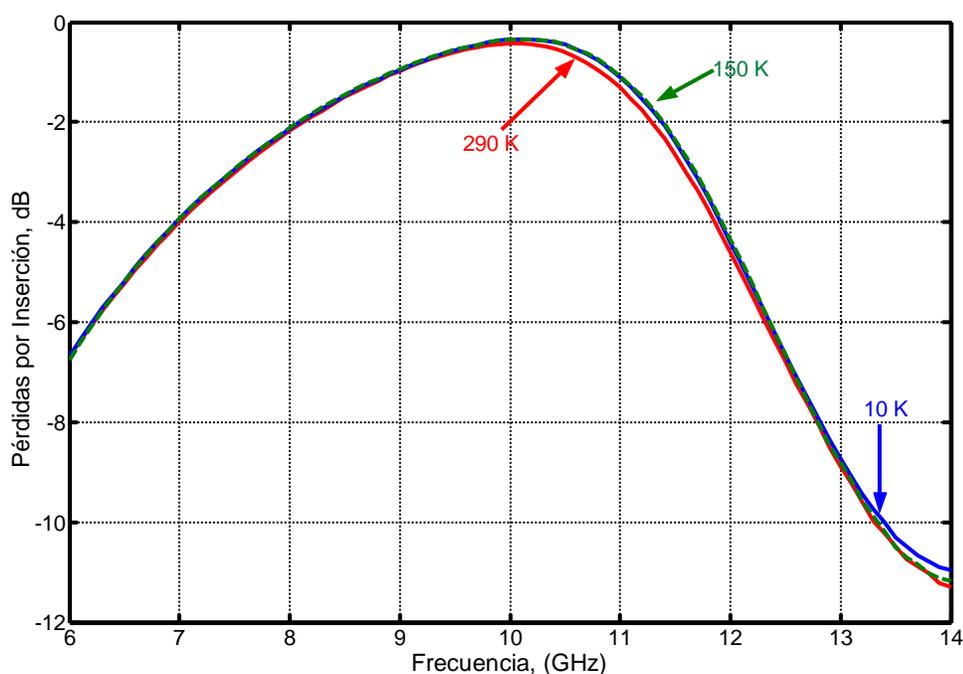


Figura 53. Pérdidas por retorno, del filtro de rechazo de banda a 10 GHz a temperaturas 290 °K, 150 °K y 10 °K

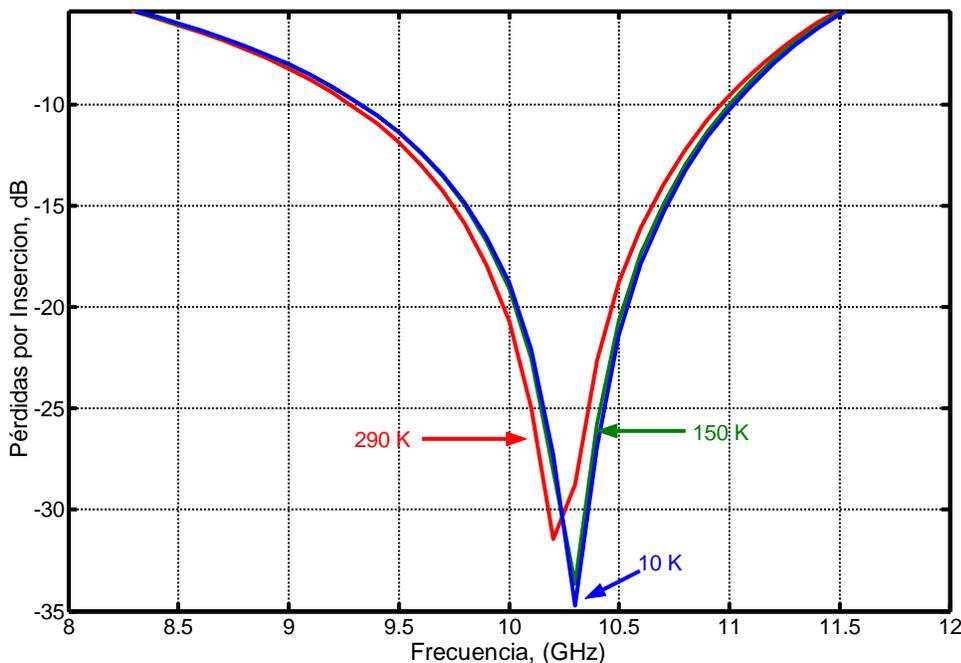


Figura 54. . Pérdidas por inserción, del filtro de rechazo de banda a 10 GHz a temperaturas 290 °K, 150 °K y 10 K

En estos resultados se puede observar un desplazamiento de la frecuencia de operación hacia la derecha por efecto de la temperatura, además se observa que la respuesta del filtro mejora en el intervalo de las temperaturas criogénicas.

6.3 Filtro de rechazo de banda con doble stub a 20 GHz

Las figuras 54 y 55 corresponden a las pérdidas por retorno y pérdidas por inserción del filtro de rechazo de banda con doble stub a 20 GHz. Se observa en la gráfica de la figura 54, que las pérdidas por retorno mejoran muy poco a la frecuencia de 20 GHz cuando el filtro es enfriado a temperaturas criogénicas, también se observa un desplazamiento de la respuesta del filtro a bajas y altas frecuencias, este desplazamiento aumenta cuando el filtro alcanza la temperatura de 10 °K. En la figura 55, se observa mejor el desplazamiento de la frecuencia hacia la derecha. En este caso la respuesta del

filtro se deteriora en casi 8 dB, la razón de este cambio se debe a que debido a que se modificaron las dimensiones físicas de la estructura, lo que provoca un desacoplamiento de impedancias, lo que a su vez se traduce en deterioro de respuesta del filtro.

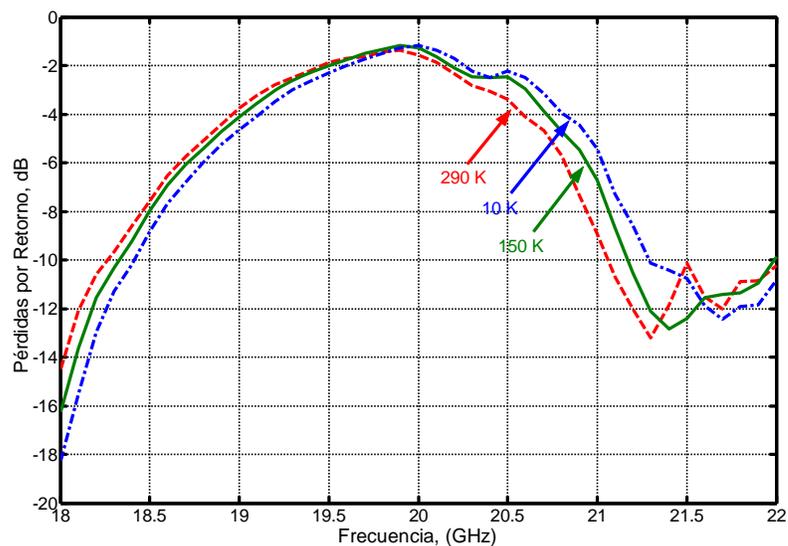


Figura 55. Pérdidas por retorno, del filtro de rechazo de banda con doble stub, a 20 GHz a temperaturas 290 °K, 150 °K y 10 °K

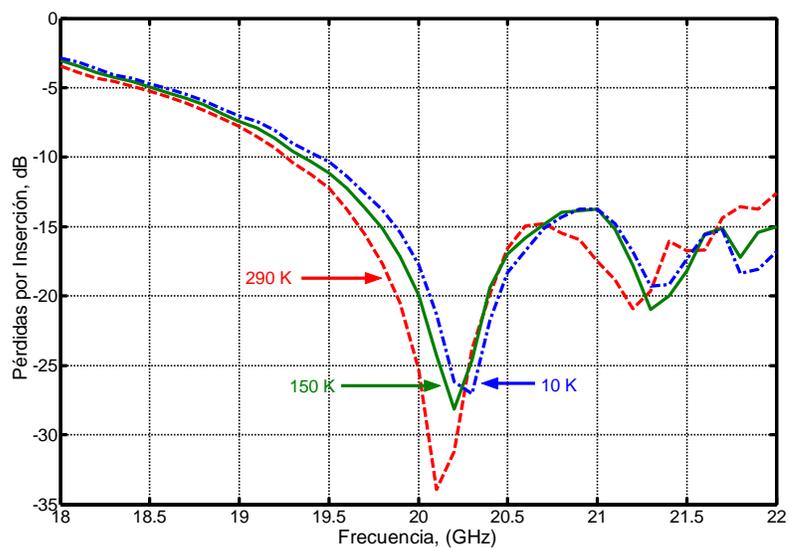


Figura 56. Pérdidas por inserción, del filtro de rechazo de banda con doble stub, a 20 GHz a temperaturas 290 °K, 150 °K y 10 °K

6.4 Filtro Pasa Banda de 20-24 GHz

Las figuras 56 y 57 muestran las pérdidas por retorno +y pérdidas por inserción del filtro pasa banda a las temperaturas de 290 °K, 150 °K, y 10 °K. En la figura 56 se puede apreciar mejor el efecto de la temperatura en la respuesta del filtro. El efecto de la temperatura tiene tendencia a mejorar la respuesta del filtro, el cambio se acentúa más en altas frecuencias. En cambio, las pérdidas por inserción para este filtro pasa banda indicadas en la figura 57, muestran un cambio poco apreciable, se puede notar, como, a medida que el filtro alcanza las menores temperaturas, el desplazamiento en frecuencia se incrementa, este efecto es debido a que las dimensiones del circuito se reducen por efecto de la temperatura.

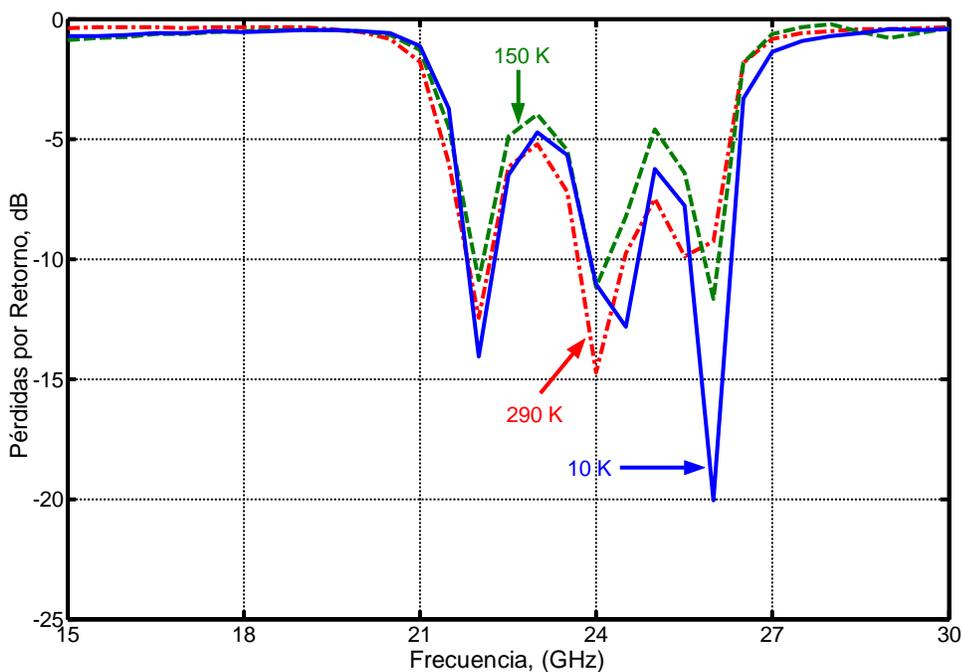


Figura 57. Pérdidas por retorno, a las temperaturas de 290 °K, 150 °K, y 10 °K del filtro pasa banda

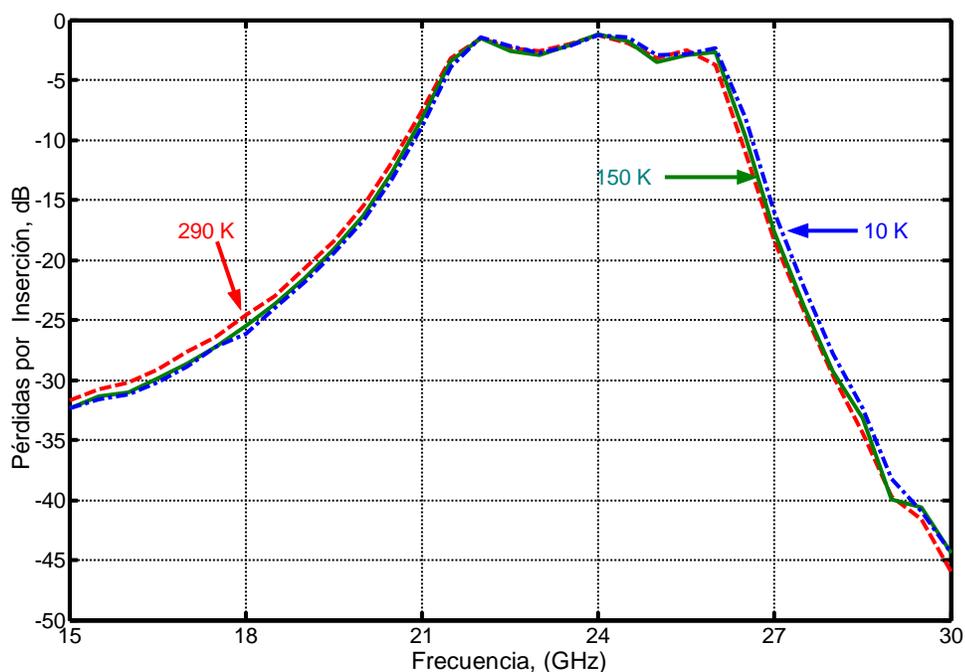


Figura 58. Pérdidas por inserción, a las temperaturas de 290 °K, 150 °K, y 10 °K del filtro pasa banda

6.5 Capacitor Interdigitado

Las figuras 58 y 59 corresponden a las pérdidas por retorno S_{11} y pérdidas por inserción S_{21} del capacitor interdigitado que opera a de 36 a 40 GHz. En la figura 58, se puede observar que conforme disminuye la temperatura las pérdidas por retorno del capacitor mejoran. En la figura 59, se observa que las pérdidas por inserción mejoran a medida que la temperatura del capacitor alcanza las temperaturas criogénicas. Esta mejoría se aprecia mejor a la banda de frecuencias de 37.2 a 37.4 GHz. En esta misma banda, y a temperatura ambiente es en dónde el capacitor presenta su más pobre desempeño.

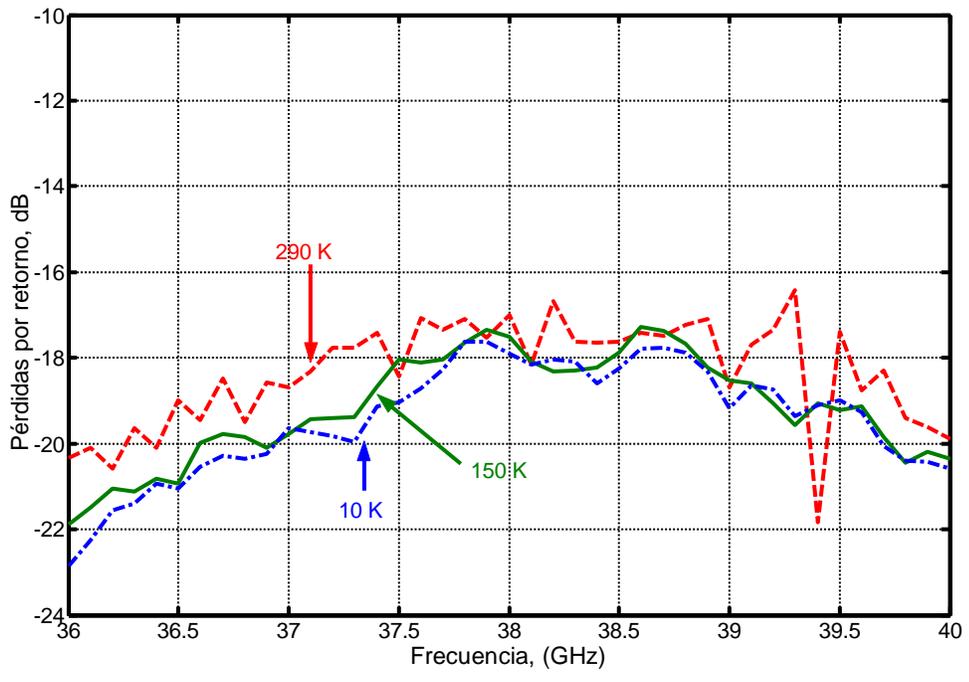


Figura 59. Pérdidas por retorno a las temperaturas de 290 °K, 150 °K, y 10 °K, del capacitor interdigitado de ocho dígitos.

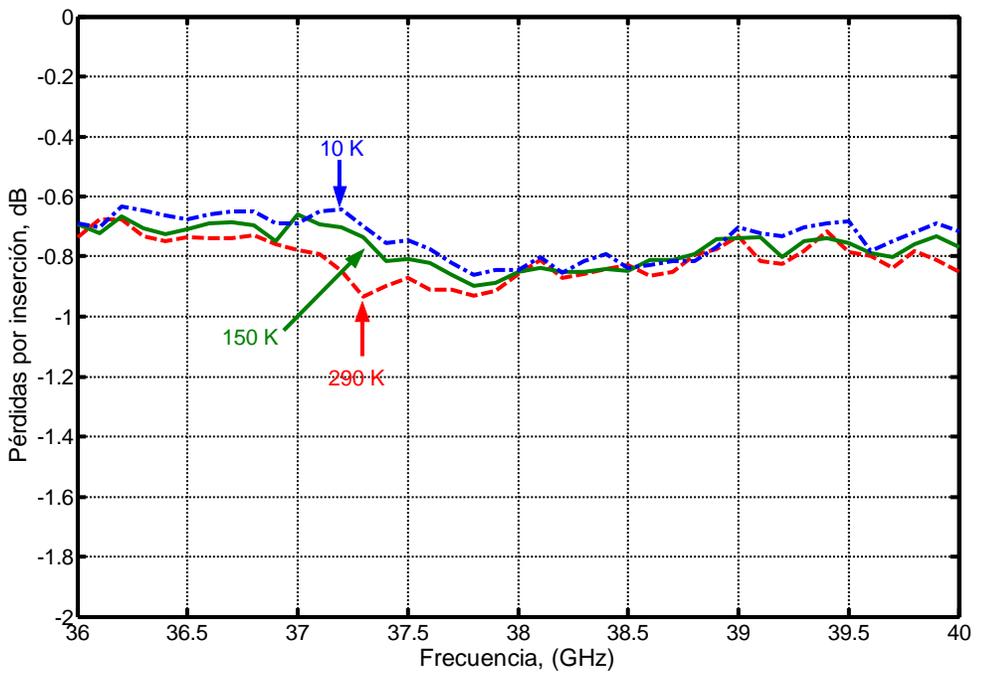


Figura 60. Pérdidas por Inserción a las temperaturas de 290 °K, 150 oK, y 10 °K, del capacitor interdigitado

6.6 Línea de Microcinta de 50 Ohms con Terminaciones de Guía de Onda Coplanar

La figura 60, muestra la variación de las pérdidas por inserción de la línea de 50 ohms a las temperaturas de 290 oK, 150 oK y 10 oK. Se observa en está figura que las pérdidas por inserción tienen tendencia a disminuir cuando el capacitor es enfriado a temperaturas criogénicas.

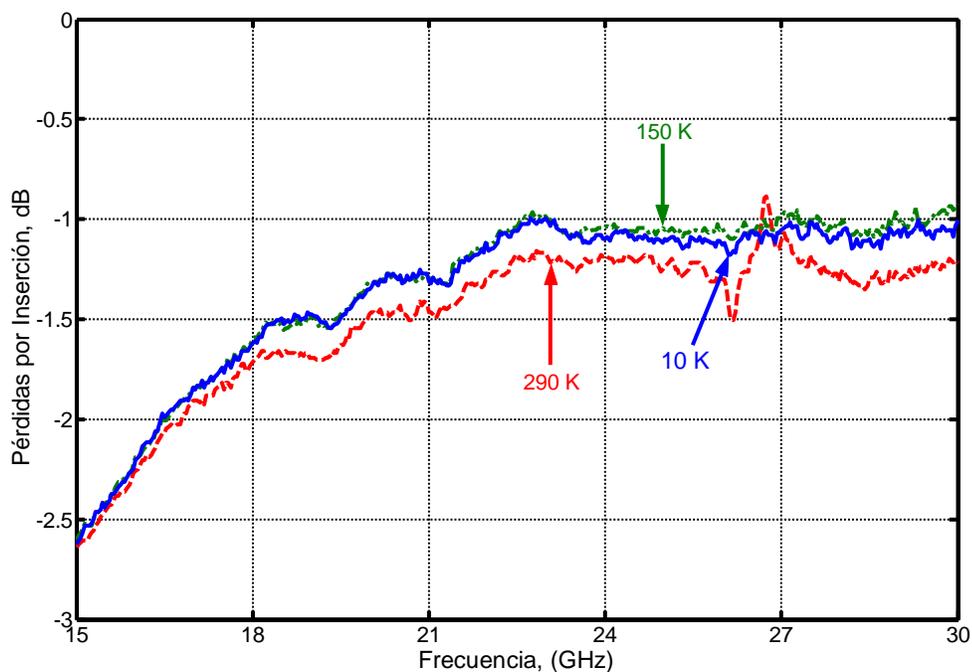


Figura 61. Pérdidas por inserción de la línea de microcinta de 50 ohms a temperaturas de 290 °K, 150 °K y 10 °K

CAPITULO 7

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

7.1 Conclusiones

Se han presentado los resultados obtenidos del análisis electromagnético efectuado con los simuladores electromagnéticos comerciales Empower y Momentum para las estructuras pasivas más utilizadas en microondas y ondas milimétricas. Se hizo la comparación entre estos dos simuladores validando sus resultados con los obtenidos mediante datos obtenidos de mediciones en cada una de las estructuras estudiadas.

Para validar los resultados teóricos obtenidos con los simuladores electromagnéticos, se diseñaron y construyeron filtros de rechazo de banda con un stub a 10 GHz, filtros de rechazo de banda con dos stubs a 20 GHz, filtros pasa banda con líneas paralelas acopladas de (20-25) GHz, capacitores interdigitados con ocho dígitos y líneas de microcinta de 50 ohms. En todos los casos se observó que los resultados medidos concuerdan mejor con los resultados teóricos obtenidos con el programa Momentum.

Podemos concluir entonces, que el método de momentos MoM utilizado en el programa Momentum, resultó ser más eficiente que el método de líneas MoL utilizado por el programa Empower. Aunque los dos métodos estudiados son métodos matriciales, el algoritmo que efectúa la discretización (mallado) es diferente en cada programa. El algoritmo del programa Momentum hace la discretización en el conductor, formando una malla de rectángulos y triángulos sobre el conductor, mientras que el algoritmo de discretización del programa Empower utiliza sólo una rejilla o malla de rectángulos uniforme sobre superficie del substrato y del conductor como se mencionó en el capítulo 2.

Se presentaron los resultados obtenidos de la caracterización eléctrica de todas las estructuras a las temperaturas criogénicas de 150 °K y 10 °K, y se observó un cambio poco significativo en las respuestas de cada estructura. Este cambio en general, tiene la tendencia a mejorar el comportamiento de las estructuras. Al enfriar cada estructura, se notó también un desplazamiento de la frecuencia de operación a hacia las bandas de mayor frecuencia. Este cambio en frecuencia, obedece al hecho de que, al ser enfriadas las estructuras, se modifican en estas las dimensiones físicas de los circuitos (conductores), este cambio en las dimensiones de los circuitos trae como consecuencia, que la frecuencia de operación tienda a ser mayor.

Por otra parte, el efecto poco significativo en la respuesta de los circuitos medidos, se debe a que las películas delgadas del conductor, formadas de Au/W no presentaron un comportamiento superconductor a estas temperaturas [Hayt W., 1991],

por otra parte, el sustrato utilizado Alumina Al_2O_3 sobre el cual se construyeron las estructuras pasivas de microondas es una cerámica, conocida como un sustrato anisotrópico [Alexópoulos, N.G., 1985], y tampoco presentó propiedades superconductoras.

7.2 Aportaciones

Por vez primera se reporta la comparación entre los programas comerciales Momentum y Empower para efectuar análisis electromagnético. Hay reportes en la literatura especializada que muestran la comparación del método de momentos con otras técnicas numéricas, pero no con el método de líneas como hizo en este proyecto de tesis.

Se reportan las características eléctricas de estructuras pasivas al ser enfriadas hasta $10\text{ }^\circ\text{K}$, utilizando una cámara criogénica diseñada y construida con tecnología propia. Este logro es significativo dado que es muy difícil lograr tan bajas temperaturas en el laboratorio.

Se alcanzó la meta de obtener capacitores interdigitados con pérdidas menores a 1 dB en la banda de frecuencias milimétrica de (36-40) GHz.

7.3 Recomendaciones

Durante el desarrollo de este proyecto se ha observado que los programas de análisis electromagnético no son 100 % exactos, a medida que la frecuencia de operación aumenta, estos empiezan a volverse menos eficientes. Se recomienda continuar

investigando la manera de implementar métodos numéricos más eficientes en los programas de análisis electromagnético.

En cuanto a la investigación de los circuitos de microondas enfriados a temperaturas criogénicas, se recomienda explorar la posibilidad de construir los circuitos de microondas sobre otros materiales, por ejemplo sobre cerámicas a base de $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_4$ cuya temperatura crítica se encuentra a $90\text{ }^\circ\text{K}$, este material tiene propiedades superconductoras y con el equipo desarrollado resultará fácil de enfriar.

LITERATURA CITADA

- Anón, Agilent™, Advanced Design System 2004A Documentation, Momentum, sept (2004).
- Anón, Genesys™ 2003, Simulation, Eagleware RF and Microwave Design Software, Norcross, GA, august (2003), pp 287- 297
- Alexópoulos N. G., “Integrated- Circuit Structures on Anisotropic Substrates”, IEEE Trans. On Microwave Theory & Tech., vol MTT-33, No 10, pp. 847-881, oct. 1985
- Ames William F., Numerical Methods for Partial Differential Equations, Academic Press, San Diego Ca, (1992), pp. 451
- Bhal I. J., and Garg A., “Designer’s Guide to Stripline Circuits”, Microwaves vol. 17, jan. 1978, pp. 90-96.
- Bahl I. 2003. Lumped Elements for RF and Microwave Circuits. Ed Artech House Inc. 448 pp.
- Cohn, S.B., ‘Problems in Strip Transmission Lines ‘, IRE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-2, July1954, pp. 52-55.
- Chávez Pérez R. “Proceso de fabricación de circuitos de microondas en substratos dieléctricos de Alumina Al_2O_3 ”. V Simposio de Instrumentación, Querétaro Qro, Oct. 1988, pp 3.6 - 3.12
- Davidson A., E.Strid, K. Jones, “Achieving greater on-wafer S-parameter accuracy with the LRM calibration technique”, 34th ARFTG Conf. Dig., pp 61-66, Nov. 1989
- Dueñas Jiménez A., “FIPARE filtros pasa banda con resonadores”, Electrónica de altas frecuencias, CICBAS, Universidad de Colima, junio 1988, Colima Col., pp 30.
- Dunleavy L. P., Katei P.B., A generalized method for analyzing shielded thin Microstrip discontinuities, IEEE Trans. , v. MTT-36, No 12, p 1758-1766

- Edwards T.C., Owens R.P., "2-18 GHz Dispersión Measurements on 10-100 Ohms Microstrip Line on Sapphire", IEEE Trans Microwave Theory Tech., Vol. MTT-24, aug. 1976, pp. 506-513.
- Getsinger W.J., "Microstrip Dispersión Model", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-21, 1973, pp. 34-39.
- Georgieva Natalia K. Potential Formalisms in Electromagnetic-Field Analysis, IEEE Trans. On Microwave and Tech., vol 51, No 4, april 2003, pp. 1330 – 1338
- Guisen Zhen, John Papapolymerou and Manos M. Tentzeris 2003. Wideband Coplanar Waveguide RF Probe Pad To Microstrip Transitions Without Via Holes. IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 13(12), 544-546
- Gupta K.C., Garg R., Cada R., "Computer Aided Design of Microwave Circuits", Artech House, Norwood, Ma, 1981, pp 648.
- Hammerstad E.O., "Equations for Microstrip Circuit Design", Proc. European Microwave Conf. 1975, pp 268-272.
- Harrington R. F., Field Computation by Moment Methods. Maxillan, New York (1968).
- Hayt W. Jr. "Teoría Electromagnética ", 5 edición, Mc Graw Hill, México, 1991, pp 525
- Hoefler W.J.R., Method of Moments, IMS (2004)
- Howe, H., Jr., Stripline Circuit Design Dedham Mass: Artech House, 1974.
- Itoh Tatsu., Numerical Techniques for Microwave and Millimeter –Wave Passive Structures, John Wiley & Sons, New York (1969)
- Jasen R. H., The spectral-domain approach for microwave integrated circuits, IEEE Trans., v. MTT-33, 1985, No 10, pp. 1043 – 1056.
- Kron G., Equivalent circuit of the field equations of Maxwell, Part I, Proc. Of IRE, may 1944, pp 289- 299
- Lennartson B.L., A network analogue method for computing the TEM characteristics of planar transmission lines, IEEE Trans., v. MTT-20, 1972, No 9, pp 586-590
- Medina Monroy J.L. Estudio, caracterización y modelado de los efectos de dispersión en estructuras de microcinta con fronteras finitas, Tesis de doctorado, CICESE, Ensenada Baja California, México, Dic. 1994, pp. 121
- Meixner J., The behavior of electromagnetic fields at edges, IEEE Trans., v. AP-20, no 7, 1972, pp 442 – 446

- Pregla R., Pascher. The method of lines, in Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures, edited by T. Itoh, John Willey & Sons, 1989
- Pucel R. A. et al, "Losses in Microstrip", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-16, 1968, pp. 342-350.
- Ramírez F. H., et al, Diseño y construcción de un filtro pasa banda a 2.5 GHz con la topología de líneas paralelas acopladas, XIX Congreso Nacional De Instrumentación
- Ramo S. et al, Fields and waves in Communications Electronics, New York, John Wiley, 1965.
- Rautio J. C., Harrington R. F., An electromagnetic time-harmonic analysis of shielded Microstrip circuits, IEEE Trans., v. MTT-35, 1987, No 8, pp 726 -730
- Richardson L.F., The differed approach to the limit. 1: Single lattice, Philos. Trans. Of Royal Society, London , ser A, 226, 1927, pp 229 – 349
- Sadiku M.N.O., "Numerical Techniques in Electromagnetics, CRS Press, Boca Raton, (2001), pp. 743
- Sadiku M., Elementos de Electromagnetismo, CECSA, México 2004, pp. 825
- Schneider M.V., "Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits", Bell System Tech. J., Vol. 48, 1969, pp. 1421- 1444.
- Shlepnev Y. O., A new generalized de-embedding method for numerical electromagnetic analysis, Proceedings of the 14th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics, Monterey, Ca, march 16-20, 1998, v.II, p. 664-671
- Shlepnev Y. O., Extension of the method of lines for planar 3D structures, Proceedings of the 15th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics, Monterey, Ca, march 16-20, 1999, v.II, p. 664-671
- Sullivan D. M., Electromagnetic Simulation Using FDTD Method, IEEE Press Series on RF and Microwave Technology., Piscataway, NJ, (2000), pp 165
- Uwaro T., Itoh T., Spectral domain approach, in Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures, edited by T. Itoh, John Willey & Sons, 1989

- Velázquez Ventura A. y Chávez Pérez R. "Análisis y Síntesis de Filtros con Líneas Paralelas Acopladas en Tecnología de Microcinta" . Revista de Ingeniería . Vol. LXI, Núm 4, Octubre - Diciembre 1992. pp 19 - 24.
- Wen C. P., "Coplanar Waveguide: A Surface Strip Transmission Line Suitable for Non-Reciprocal Gyromagnetic Device Application", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-17, Dec. 1969, pp 1087-1090.
- Weeks W. T., Exploiting symmetry in electrical packaging analysis, IBM Journal of Research and Development, v. 23, 1979, No 6, pp 669-674
- Wheeler H.A., "Formulas for The Skin Effect", Proc. IRE, Vol. 30, Sept. 1942, pp. 412-424.
- Wheeler H.A., "Transmisión Line Properties of Parallel Strips Separated by a Dielectric Sheet", IEEE Trans. On Microwave Theory Tech., Vol MTT-13, 1965, 172-185.
- Wheeler H.A., "Transmisión Line Properties of a Strip on a Dielectric Sheet on a Plane", IEEE Trans. Microwave Tech., Vol. MTT-25, aug. 1977, pp 631-647.
- Yamashita E., y Atsuki K., "Analysis of Microstrip-like Transmisión Lines by Non-Uniform Discretization of Integral Integral Equation", IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. MTT-24, 1976, pp. 195-200.

PREFACIO

Este trabajo es el resultado de la investigación realizada en el Departamento de Posgrado de la Facultad de Ciencias Físico-Matemáticas dentro del programa Doctoral en Ingeniería Física Industrial a partir de Febrero de 2004 a Noviembre de 2005 y se presenta como una tesis para obtener el grado de Doctor en Ingeniería Física Industrial. Los resultados derivados de la tesis son los que se enumeran a continuación:

Publicaciones

R. A. Chávez Pérez, A. Velázquez, J.L. Medina, J. A. Reynoso, J. Ibarra y M.C. Maya. "Experimental and numerical characterization of microwave structures at room temperature". Aceptado en extenso con arbitraje. IEEE ROC&C'2005, Decimosexta Reunión de Otoño de Comunicaciones, Computación, Electrónica y Exposición Industrial. A celebrarse del 29 de Nov. al 04 de Dic. en Acapulco, Guerrero.

R. A. Chávez Pérez, A. Velázquez, J.L. Medina, J. Ibarra and M.C. Maya. "Experimental and numerical characterization of microwave structures at cryogenic temperatures". Enviado a la Revista Internacional Microwave and Optical Technology Letters, el día 13 de Septiembre de 2005.

R. A. Beltrán Lizárraga, A. Velázquez Ventura, R. Chávez Pérez, J.L. Medina Monroy, "Optimización Teórica y Experimental de un Amplificador de Bajo Ruido Criogénico en

la Banda X”, XIX Congreso Nacional de Instrumentación de la SOMI, Extenso con arbitraje, SOMI (2004).

J.L. Olvera Cervantes, J.L. Medina Monroy, J.A. Zamudio Flores, R.A. Chávez Pérez, “Caracterización de parámetros S de transistores FET a la temperatura de 77 K mediante funciones racionales”, XIX Congreso Nacional de Instrumentación de la SOMI, Extenso con arbitraje, SOMI (2004).

Zamudio Flores Jaime Alberto, Olvera Cervantes José Luis, Medina Monroy José Luis, Chávez Pérez Ricardo Arturo y Venguer Petrovich Alexei, “Extracción completa de elementos de circuito equivalente, para transistores de altas frecuencias, usando el método de Nelder y Mead”, XIX Congreso Nacional de Instrumentación de la SOMI, Extenso con arbitraje, SOMI (2004).

A.P. Venguer, J.L. Medina, R. A. Chávez, A. Velázquez, A. Zamudio y G.N. Ilín, “Theoretical and Experimental Analysis of Resonant Microwave Reflection Amplifiers”, Microwave Journal, Vol 47, No 10, Extenso con arbitraje (2004).

Tesis Dirigidas

Dania Cobarrubias Martínez, “Solución de las Ecuaciones de Maxwell Utilizando un Método Numérico para Simular una Señal Electromagnética Propagándose a Través de un Medio” Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Baja California UABC, Noviembre de 2004.

Tesis de licenciatura en proceso

Aurora Issis Vázquez Bravo, “Construcción y Caracterización de Estructuras Pasivas Utilizadas en Circuitos De Microondas y Ondas Milimétricas”, Licenciatura en Ingeniería y Ciencias Computacionales y Telecomunicaciones, del Tecnológico de Baja California, Plantel Ensenada.

Elizabeth Obiala Ezenwa, “Desarrollo de un Algoritmo en Matlab para Analizar Electromagnéticamente Líneas de Transmisión de Microondas utilizando el Método de Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo DFDT”, Licenciatura en Ingeniería y Ciencias Computacionales y Telecomunicaciones, del Tecnológico de Baja California, Plantel Ensenada.

RESUMEN AUTOBIOGRAFICO

Ricardo Arturo Chávez Pérez

Candidato para el Grado de

Doctor en Ingeniería Física Industrial

Tesis: ESTUDIO A TEMPERATURA AMBIENTE Y CRIOGENICA DE ESTRUCTURAS PASIVAS PARA CIRCUITOS DE MICROONDAS Y ONDAS MILIMETRICAS UTILIZANDO METODOS ELECTROMAGNETICOS

Campo de Estudio: Electrónica de Alta Frecuencia

Biografía:

Datos Personales: Nacido en México Distrito Federal, el 15 de Noviembre de 1952, hijo de Demetrio Chávez Martínez y Maria Pérez Saviñón.

Educación: Egresado del Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, grado obtenido Maestro en Ciencias. Egresado del Instituto Politécnico Nacional, grado obtenido Ingeniero en Aeronáutica. Ha realizado varios estudios en la Universidad de California

Experiencia Profesional en la Industria: Ingeniero de diseño de Circuitos Integrados Monolíticos de Microondas MMICs, en la compañía Hughes Aircraft, en Torrance California, de 1992 a 1994.

Experiencia Profesional en la Academia: Auxiliar de Investigación A en el Departamento de Física del Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del IPN, En el Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones a ocupado varias categorías, ingreso como Técnico Asociado B y es actualmente Técnico Titular C. Ha sido coordinador del Postrado del Departamento de Electrónica de 1998 a 2001. Ha sido profesor de Asignatura en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Baja California desde 1981.

Productividad: Tiene 9 artículos en revistas arbitradas, es coautor de un capítulo de libro, tiene 15 reportes técnicos, ha participado en 24 Congresos Nacionales y uno Internacional, ha dirigido 4 tesis de licenciatura y ha reportado un prototipo para la industria de las telecomunicaciones.