



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE LA MIXTECA

**“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN FILTRO PASA
BANDA CHEBYSHEV A 2.5 GHZ. CON MICROCINTA BAJO
LA TOPOLOGÍA DE LÍNEAS ACOPLADAS”**

TESIS

**PARA OBTENER EL TITULO PROFESIONAL DE:
INGENIERO EN ELECTRÓNICA**

**POR
ELIZABETH LOYOLA ROMÁN**

**ASESOR
M.C. FERMÍN HUGO RAMÍREZ LEYVA**

HUAJUAPAN DE LEÓN, OAX. JUNIO DEL 2003

RESUMEN

El objetivo del presente trabajo es mostrar la forma en la cual se diseña, construye y caracteriza un filtro pasa banda Chebyshev en microcintas bajo la topología de líneas acopladas. Para lograr esto se hace una recopilación teórica de filtros Chebyshev y líneas de transmisión y particularmente con microcintas y líneas acopladas. Con esta información se hace el diseño del filtro y se comprueba su correcto funcionamiento usando el simulador de microondas Génesis de la empresa Eagleware, una vez que el diseño es correcto se procede a su fabricación y caracterización. Finalmente para mostrar el buen funcionamiento del filtro, se hace una comparación entre las mediciones y la simulación.

AGRADECIMIENTOS

A Dios por haberme dado la vida.

Al profesor Hugo Ramírez Leyva, asesor de esta tesis.

A los profesores que fueron mis sinodales.

Al proyecto FOMES PFI2001-41-FO-02 por el apoyo otorgado para la adquisición del analizador de espectros del laboratorio de comunicaciones digitales.

A la empresa Eagleware por la donación a la universidad del software de simulación de microondas Genesys.

A Jose Manuel Ávila Vazquez.

A mis amigos y compañeros.

ÍNDICE

Introducción	I
Objetivo	III
Justificación	IV
Descripción del contenido	V

CAPÍTULO 1 MARCO TEÓRICO DE FILTROS PASIVOS CHEBYSHEV Y LÍNEAS DE TRANSMISIÓN 1

1.1 Filtros pasivos	1
1.2 Filtros Chebyshev	3
1.3 Diseño de filtros pasa banda pasivos	5
1.3.1 Escalamientos en frecuencia y resistencia	5
1.3.2 Transformaciones pasa banda	8
1.4 Líneas de transmisión	11
1.4.1 Características de las líneas de transmisión	12
1.5 La microcinta	15
1.6 Líneas de transmisión acopladas	17
1.6.1 Impedancia característica de las líneas acopladas	18
1.6.1.1 Método computacional	18
1.6.1.2 Método gráfico	22
1.6.1.3 Método TLINE	22
1.7 Filtros con líneas acopladas	23
1.8 Parámetros S	27
1.9 Analizador de espectros	28
1.10 Puente direccional	29
1.11 Software	29

CAPÍTULO 2. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL FILTRO 31

2.1 Caracterización del sustrato	33
2.2 Obtención de los valores g_n	35
2.3 Cálculo de las impedancias	35
2.4 Cálculo de las líneas acopladas	36
2.5 Simulación del filtro	36
2.5.1 Respuesta del filtro simulado	37
2.6 Construcción del filtro	40

2.6.1 Construcción del filtro sobre el sustrato	40
2.6.2 Construcción del recinto	41
2.6.3 Filtro completo	43
CAPÍTULO 3 CARACTERIZACIÓN	44
3.1 Montaje para mediciones	44
3.2 Parámetros de ajuste	45
3.2.1 Ajuste en las mediciones en reflexión	46
3.2.2 Parámetros de ajuste en transmisión	47
3.3 Caracterización de los filtros	48
CAPÍTULO 4 RESULTADOS	52
4.1 Comparación de los filtros construidos	52
4.2 Comparación entre F1 y la simulación	56
4.3 Error en las mediciones contra la simulación	59
CAPÍTULO 5 CONCLUSIONES	62
REFERENCIAS	64

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Circuito escalera para filtros pasivos pasa bajas de orden impar	2
Figura 1.2 Términos descriptivos en la respuesta de un filtro	2
Figura 1.3 Respuesta pasa bajas para tercer y quinto orden	3
Figura 1.4 Filtro pasa bajas Chebyshev de quinto orden	4
Figura 1.5 Ejemplo de filtro pasa bajas Chebyshev normalizado	4
Figura 1.6 Simulación del filtro pasa bajas normalizado	5
Figura 1.7 Circuito pasa banda con frecuencia de corte de 2.5 GHz	7
Figura 1.8 Simulación del filtro pasa bajas con frecuencia de corte de 2.5 GHz	8
Figura 1.9 Circuito pasa banda con frecuencia central 2.5 GHz	10
Figura 1.10 Simulación del filtro pasa banda con frecuencia central 2.5 GHz	11
Figura 1.11 (a) Línea de transmisión. (b) Modelo de una línea de transmisión	12
Figura 1.12 Circuito con línea de transmisión	13
Figura 1.13 La microcinta. (a) Vista frontal. (b) Vista lateral	16
Figura 1.14 Línea de transmisión acoplada (a) Vista lateral. (b) Vista superior	17
Figura 1.15 Z_o , J , Z_{oe} y Z_{oo} en una línea acoplada	18
Figura 1.16 (a) Capacitancias en una línea acoplada. (b) Circuito equivalente	19
Figura 1.17 Relación entre Z_{oo} , Z_{oe} , w_m y s con $\epsilon_r = 10$ para una alúmina	22
Figura 1.18 Entorno gráfico del programa TLINE	23
Figura 1.19 Estructura del filtro con líneas acopladas	23
Figura 1.20 (a) Línea de transmisión de $\lambda/4$. (b) Equivalente	24
Figura 1.21 (a) Línea de transmisión de longitud $\lambda/2$. (b) Circuito LC equivalente ...	24
Figura 1.22 (a) Línea de $\lambda/4$ con acoplador. (b) Equivalente de un transformador	24
Figura 1.23 (a) Conjunto de tres líneas acopladas. (b) Modelo equivalente	25
Figura 1.24 Circuito equivalente para las tres líneas acopladas	25
Figura 1.25 Circuito equivalente a tres líneas acopladas	25
Figura 1.26 Parámetros S para un dispositivo de dos puertos	27
Figura 1.27 Analizador de espectros E4403	28
Figura 1.28 Diagrama a bloques del analizador escalar	28
Figura 1.29 Puente direccional	29
Figura 1.30 Diagrama para la conexión del puente al analizador de espectros	29
Figura 1.31 Carta de Smith en Genesys	30
Figura 1.32 Simulación en Génesis de S_{21}	30
Figura 2.1 Diagrama a bloques para la construcción y caracterización del filtro	32
Figura 2.2 Placa para realizar el filtro	33
Figura 2.3 Medición de la capacitancia de la placa	34
Figura 2.4 Diagrama esquemático de las líneas acopladas del filtro	37
Figura 2.5 Simulación para S_{11} (a) Intervalo 0 GHz 3 GHz (b) Intervalo 2 GHz 3 GHz	38

Figura 2.6 Simulación para S_{22} (a) Intervalo 0 GHz 3 GHz (b) Intervalo 2 GHz 3 GHz	38
Figura 2.7 Simulación para S_{12} (a) Intervalo 0 GHz 3 GHz (b) Intervalo 2 GHz 3 GHz	39
Figura 2.8 Simulación para S_{21} (a) Intervalo 0 GHz 3 GHz (b) Intervalo 2 GHz 3 GHz	40
Figura 2.9 (a) Vista superior del filtro (líneas acopladas). (b) Vista posterior del filtro (plano de tierra)	41
Figura 2.10 Recinto metálico	42
Figura 2.11 Fresadora CNC modelo EM3116 de la firma Dyna Mechatronics INC	42
Figura 2.12 Esquemático del corte del recinto en el programa VISI	42
Figura 2.13 (a) Filtro sin tapadera. (b) Filtro con tapadera	43
Figura 2.14 (a) Filtro 2. (b) Filtro 3	43
Figura 3.1 Medición de los parámetros S_{11} y S_{22}	45
Figura 3.2 Medición de los parámetros S_{12} y S_{21}	45
Figura 3.3 Conexión para el ajuste de S_{11} y S_{22}	46
Figura 3.4 Gráfica del ajuste en reflexión	47
Figura 3.5 Conexión para el ajuste de S_{12} y S_{21}	48
Figura 3.6 Gráfica del ajuste en transmisión	48
Figura 3.7 Gráfica de los parámetros S para el filtro 1 sin ajuste	49
Figura 3.8 Gráfica de los parámetros S para el filtro 1 con ajuste	49
Figura 3.9 Gráfica de los parámetros S para el filtro 2 sin ajuste	50
Figura 3.10 Gráfica de los parámetros S para el filtro 2 con ajuste	50
Figura 3.11 Gráfica de los parámetros S para el filtro 3 sin ajuste	51
Figura 3.12 Gráfica de los parámetros S para el filtro 3 con ajuste	51
Figura 4.1 Parámetro S_{11} para los tres filtros	53
Figura 4.2 Parámetro S_{22} para los tres filtros	54
Figura 4.3 Parámetro S_{12} para los tres filtros	54
Figura 4.4 Parámetro S_{21} para los tres filtros	55
Figura 4.5 Parámetro S_{11} para la simulación y caracterización de fl	56
Figura 4.6 Parámetro S_{22} para la simulación y caracterización de fl	57
Figura 4.7 Parámetro S_{12} para la simulación y caracterización de fl	58
Figura 4.8 Parámetro S_{21} para la simulación y caracterización de fl	58
Figura 4.9 Porcentaje de error en S_{11}	59
Figura 4.10 Porcentaje de error en S_{22}	60
Figura 4.11 Porcentaje de error en S_{12}	60
Figura 4.12 Porcentaje de error en S_{21}	61

LISTA DE TABLAS

Tabla 1.1. Valores g_n para la realización de filtros Chebyshev	4
Tabla 1.2. Prototipos de transformación	9
Tabla 1.3 Valores de Z_{in} para $Z_L = 0$ y $Z_L = \infty$	14
Tabla 2.1 Valores físicos del sustrato	33
Tabla 2.2 Parámetros medidos y calculados de la placa	34
Tabla 2.3 Valores de los g_n	35
Tabla 2.4 Valores de cada $Z_o J_n$	35
Tabla 2.5 Valores de cada Z_{oe} y Z_{oo}	36
Tabla 2.6 Valores de cada w y s	36
Tabla 2.7 Γ y RL para los parámetros S_{11} y S_{22}	39
Tabla 2.8 Ancho de banda, números de picos y orden del filtro	39
Tabla 4.1 Comparación del parámetro S_{11} para los tres filtros a 2.5 GHz	53
Tabla 4.2 Comparación del parámetro S_{22} para los tres filtros a 2.5 GHz	53
Tabla 4.3 Parámetro S_{12} para los tres filtros para su frecuencia central y ancho de banda	55
Tabla 4.4 Parámetro S_{21} para los tres filtros para su frecuencia central y ancho de banda	55
Tabla 4.5 Comparación de los parámetros S_{11} y S_{22} para la simulación y caracterización del filtro en la frecuencia central	57
Tabla 4.6 Ancho de banda y frecuencia central para la simulación y caracterización en los parámetros S_{11} y S_{22}	57
Tabla 4.7 Tabla resumen de los tres filtros y la simulación	61

INTRODUCCIÓN

Se observa que la industria de las comunicaciones se encamina hacia las frecuencias de microondas, debido principalmente por el ancho de banda que se puede utilizar, ya que las bajas frecuencias están saturadas. Esto se ve reflejado en los servicios que se encuentran disponibles, tales como telefonía celular, localizadores satelitales, difusión de televisión no gratuita entre otras tecnologías. Pese a esto, en México no se ha dado un gran desarrollo en la investigación y construcción de dispositivos para tales frecuencias debido a que no se cuentan con muchos especialistas en esta área y la infraestructura requerida es muy cara y cuando se necesitan se deben adquirir a otros países como Estados Unidos e Inglaterra.

Para construir los equipos utilizados en los servicios de microondas tales como celulares, localizadores, etc, se deben utilizar ciertos dispositivos que conectados entre sí determinan su funcionamiento y capacidades. Entre estos dispositivos se encuentran los filtros, amplificadores, acopladores, osciladores, resonadores, antenas, etc. En particular un filtro es un dispositivo que permite el paso de cierto intervalo de frecuencias para el cual fue diseñado, y es el que limita el intervalo de frecuencias donde puede funcionar, es decir, determina su selectividad.

Actualmente los filtros van orientados a las comunicaciones satelitales y móviles para un intervalo de frecuencias de 1.4 GHz a 74 GHz y anchos de banda desde .5% al 100%. Entre las compañías que desarrollan estos filtros se encuentran: [1, 2, 3, 4 ,5]

- BSC.
- Q Microwave.
- RME Filtres.
- Rolf Heine.
- Microwave Circuits.

El desarrollo tan importante que se ha tenido en estas áreas, no sería posible si no se contara con simuladores que permitan probar el circuito sin necesidad de fabricarlo, además, día con día se dan avances significativos en la mejora de los programas de microondas, que hacen posible modelar la interacción entre los circuitos y los recintos que los contienen (simulador electromagnético).

Haciendo una investigación en internet se encontró que algunas de las compañías más importantes que se dedican al desarrollo de programas de microondas son: [6, 7, 8, 9, 10, 11, 12]

Agilent Technologies.
Applied Wave Research.
Elans.
Ansoft.
Sonnet.
Zeland.
Eagleware.

En el presente trabajo se mostrará la forma en que se diseñan y construyen filtros de microondas en el intervalo de los GHz, el cual será fabricado con materiales que son fáciles de conseguir en un comercio electrónico.

OBJETIVOS

OBJETIVO GENERAL

Diseño, construcción y caracterización de un filtro pasivo pasa banda Chebyshev con frecuencia central de 2.5 GHz, ancho de banda de 500 MHz (20%) y rizo de 1 dB sobre una microcinta bajo la topología de líneas acopladas.

OBJETIVOS PARTICULARES

- Investigación teórica para la construcción de filtros Chebyshev.
- Investigación de la teoría de líneas de transmisión, en particular para microcintas bajo la topología de líneas acopladas.
- Realización de pruebas para determinar el mejor método de fabricación del filtro.
- Construcción del filtro usando materiales de uso común.
- Construcción de un recinto metálico para protección del filtro.
- Construcción de tres filtros similares, uno con recinto y dos sin recinto para demostrar la repetibilidad.
- Caracterización del filtro usando la infraestructura con que se cuenta en la UTM.
- Comparación de resultados obtenidos por el filtro con los resultados de la simulación.

JUSTIFICACIÓN

El diseño de un sistema transmisor receptor en el intervalo de las frecuencias de las microondas, involucra diversos elementos tanto activos como pasivos, que en conjunto determina el correcto funcionamiento del sistema, así como las técnicas de diseño difieren considerablemente a las que se utilizan en sistemas de comunicaciones que operan en frecuencias menores a los 100MHz.

Como uno de los objetivos a largo plazo es el diseñar y construir sistemas de microondas y la experiencia que se tiene hasta el momento es mínima, se pretende incursionar en este campo mediante el diseño de un filtro, con el cual se aborden los fundamentos teóricos de su diseño, así como la forma en la cual se fabrican y caracterizan, lo cual nunca se ha llevado a cabo en la UTM.

Este desarrollo de componentes es posible gracias al apoyo proporcionado por el Fomento para la Educación Superior (FOMES) mediante el proyecto PFI2001-41-FO-02, ya que con este se adquirió un analizador de espectros el cual opera en el intervalo de 7 KHz a 3 GHz, y un puente direccional, con los cuales es posible la caracterización del filtro.

DESCRIPCIÓN DEL CONTENIDO

El presente trabajo se divide en 5 capítulos.

En el capítulo uno se hace una investigación teórica de la construcción de filtros Chebyshev y líneas de transmisión, en particular de microcintas bajo la topología de líneas acopladas, la forma de calcular la impedancia característica y el software utilizado para simular los circuitos de microondas.

En el capítulo dos se muestran los pasos seguidos para el diseño y construcción del filtro, la caracterización del sustrato y las dimensiones físicas del filtro y su respuesta obtenida con el simulador Genesys.

En el capítulo tres se muestra la caracterización del filtro en transmisión (parámetros S_{12} y S_{21}) y reflexión (parámetros S_{11} y S_{22}), así como los parámetros de ajuste utilizados para la caracterización.

En el capítulo cuatro se muestran los resultados obtenidos de la caracterización del filtro y su comparación con la simulación hecha bajo el software Génesis de la firma Eagleware.

El capítulo cinco muestra las conclusiones obtenidas con la realización del presente trabajo.

CAPÍTULO 1

MARCO TEÓRICO DE FILTROS PASIVOS CHEBYSHEV Y LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

1.1 FILTROS PASIVOS

Se define filtro a un sistema de n puertos, que permite el paso de cierto intervalo de frecuencias para el cual fue diseñado. Así pues, los filtros se pueden clasificar como pasa altas, pasa bajas, pasa bandas, pasatodo y rechazatodo. Al intervalo de frecuencias que permiten pasar se le conoce como banda de paso y al intervalo de frecuencias que no permiten pasar como banda de rechazo [13].

Un filtro ideal es aquel que rechaza totalmente a las señales cuyas frecuencias no están en el intervalo para el cual fue diseñado, desafortunadamente no existen tales tipos de filtros por las limitaciones físicas que tienen los componentes con que son fabricados. La respuesta de un filtro ideal se puede aproximar por medio de funciones matemáticas, entre los cuales están los Butterworth, Chebyshev y Helípticos.

Con estas funciones matemáticas se pueden construir los filtros con inductores y capacitores debido a que con estos elementos físicos se pueden modelar estas funciones, debido a que presentan variaciones que son función de la frecuencia. Las ecuaciones de impedancia del inductor (Z_L) y capacitor (Z_C) están dadas por:

$$Z_L = j\omega L \quad (1)$$

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C} \quad (2)$$

Donde ω = frecuencia [rad/seg].

C = capacitancia [F].

L = inductancia [H].

Un circuito útil para la realización física de filtros pasa bajas impares es el que se muestra en la figura 1.1, donde la respuesta del filtro está determinada por el valor de los inductores y capacitores y el orden por el número de estos [14].

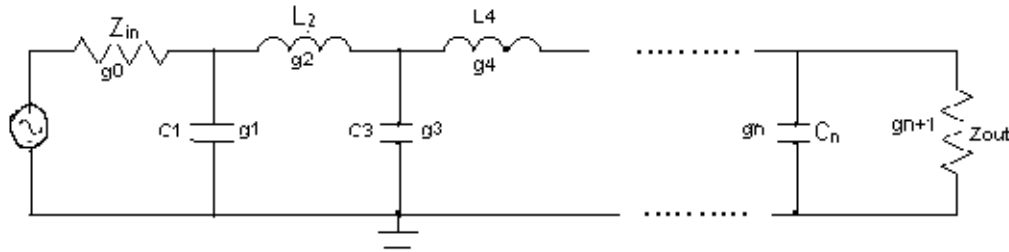


Figura 1.1 Circuito escalera para filtros pasivos pasa bajas de orden impar

El orden del filtro es función del número de elementos capacitivos y/o inductivos que contiene, por ejemplo, un circuito con 3 capacitores y 2 inductores será de quinto orden. Al aumentar el orden del filtro se obtiene una pendiente más rápida en la banda de rechazo, aunque la frecuencia de corte sea la misma. La pendiente es la respuesta del filtro en la banda de rechazo. Se llama frecuencia de corte a la frecuencia a la cual un circuito corta a una atenuación deseada (A_{max}). El ancho de banda de un filtro es entonces el intervalo de frecuencias donde la señal es mayor que la atenuación a la frecuencia de corte [15]. En la figura 1.2 se muestra la posición de los términos descritos en la respuesta de un filtro Chebyshev de tercer orden, y en la figura 1.3 se muestra una gráfica con las respuestas para dos filtros pasa bajas Chebyshev para tercer y quinto orden, con frecuencia de corte de 0.16Hz y atenuación a la frecuencia de corte de 3 dB (A_{max}).

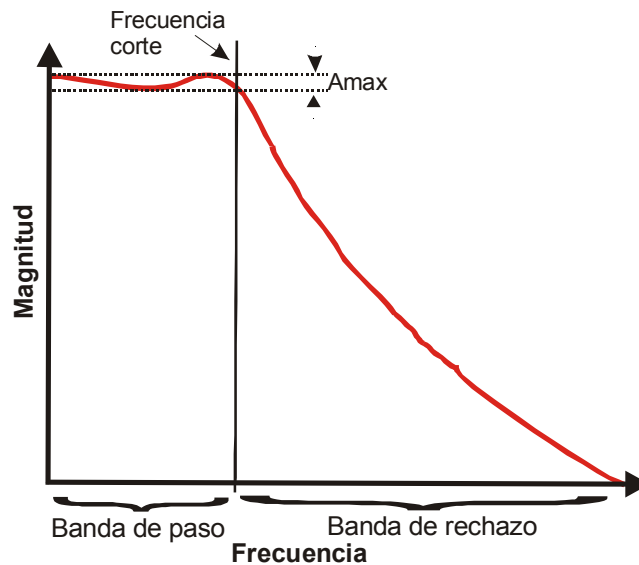


Figura 1.2 Términos descriptivos en la respuesta de un filtro.

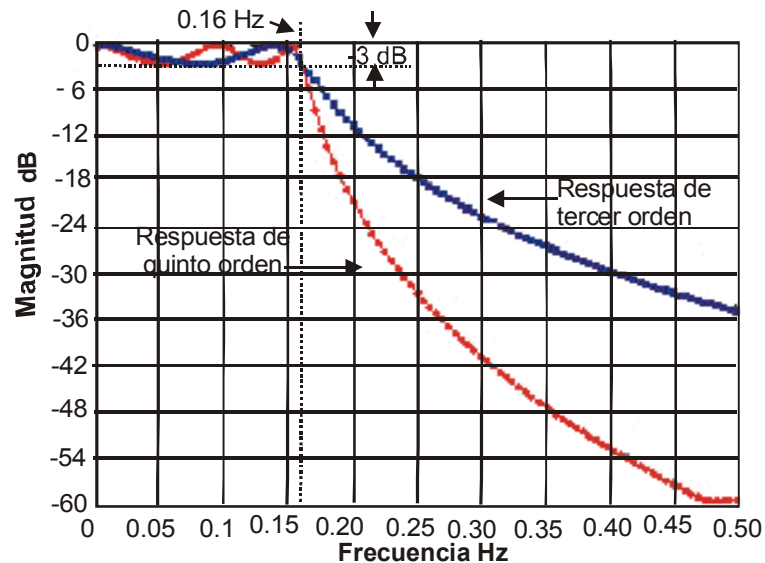


Figura 1.3 Respuestas pasa bajas para tercer y quinto orden.

De la figura 1.3 se observa que la frecuencia de corte (0.16 Hz), A_{max} (-3 dB) y el ancho de banda (0.16 Hz) son los mismos para las dos respuestas, y la respuesta de quinto orden decae más rápido que la de tercer orden.

A continuación se muestra una descripción de las características de un filtro Chebyshev, el cual es de interés para el presente trabajo. Posteriormente se mostrará la forma en que se diseña un filtro pasa banda a partir de un filtro pasa bajas.

1.2 FILTROS CHEBYSHEV

Los filtros Chebyshev son filtros cuya característica es que en la banda de paso presenta máximos y mínimos en lugar de una respuesta plana pero en la banda de rechazo no presenta oscilaciones sino una respuesta plana. El número de máximos depende del orden del filtro, siendo el orden del filtro 2 veces la cantidad de máximos que presente; así, un filtro Chebyshev de tercer orden presentará un máximo y medio. Un orden mayor también representa una atenuación más rápida. La atenuación que presentan los mínimos se le conoce como rizo y es igual a la atenuación a la frecuencia de corte. La figura 1.4 muestra la respuesta en magnitud con respecto a la frecuencia de un filtro Chebyshev de quinto orden porque presenta dos máximos y medio [16].

Como se observa en la figura 1.1, los valores g_n corresponden a los elementos inductivos y capacitivos para la construcción de un filtro Chebyshev de orden impar. La tabla 1.1 muestra los valores de los g_n para la construcción de filtros pasivos Chebyshev pasa bajas de orden impar, a una frecuencia de corte de 1 rad/seg, A_{max} de 1 dB y resistor de carga y de entrada de 1 Ω . Cada valor de g_n corresponde a los elementos en el mismo orden en el que se encuentran dispuestos, es decir, g_0 corresponde a la resistencia de

entrada y g_{n+1} corresponde a la resistencia de salida. Los valores g_1, g_2, \dots, g_n corresponden a los inductores y capacitores [14].

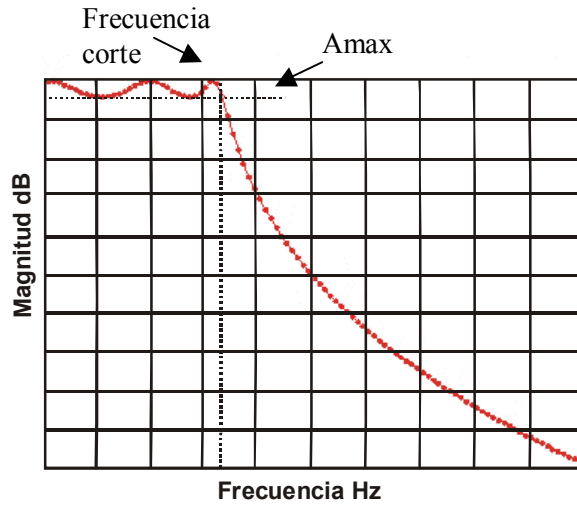


Figura. 1.4 Filtro pasa bajas Chebyshev de quinto orden.

Tabla 1.1 Valores g_n para filtros Chebyshev con frecuencia de corte de 1rad/seg y rizo de 1 dB.

Orden impar del filtro (n)	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9
3	2.0236	.9940	2.0236						
5	2.1350	1.0911	3.0010	1.0911	2.1350				
7	2.1666	1.1115	3.0938	1.1735	3.0938	1.1115	2.1666		
9	2.1798	1.1191	3.1215	1.1896	3.1797	1.1896	3.1215	1.1191	2.1798

Supóngase que se desea construir un filtro Chebyshev pasa bajas de tercer orden con frecuencia de 1 rad/seg, Amax de 1 dB (rizo de 1 dB) y resistor de carga y de entrada de 1 Ω . De la tabla 1.1 los valores g_n serán 2.0236, 0.9940 y 2.0236. La figura 1.5 muestra el circuito correspondiente al filtro pasa bajas con los valores para los inductores y capacitores.

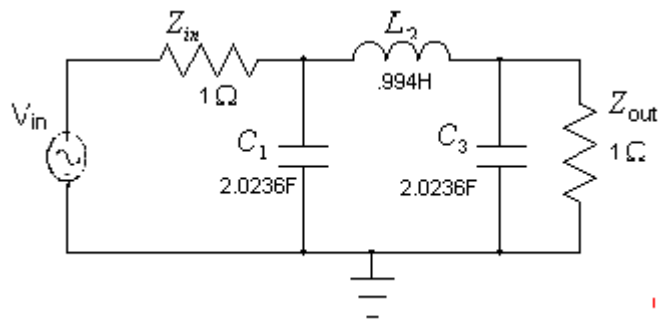


Figura 1.5 Ejemplo de filtro pasa bajas Chebyshev normalizado.

Por medio del programa Genesys (sección 1.11) se hizo la simulación del filtro, el cual se muestra en la figura 1.6.

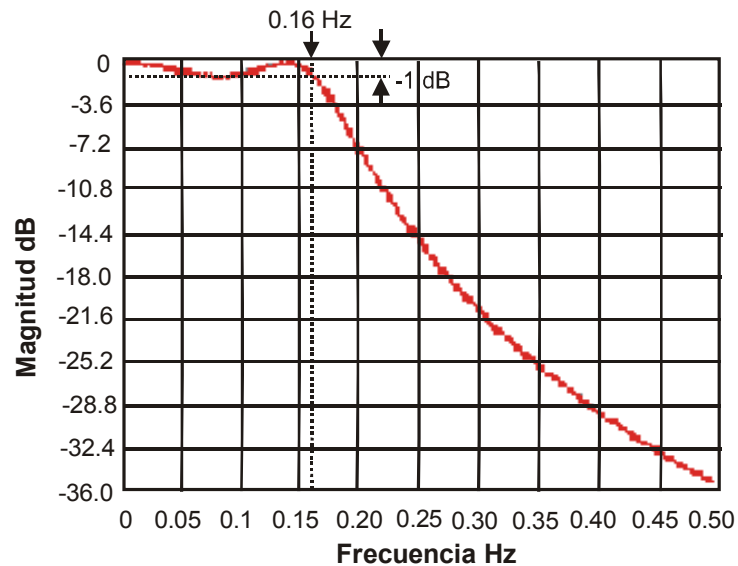


Figura 1.6 Simulación del filtro pasa bajas normalizado.

Obsérvese de la figura 1.6 que se cumple lo siguiente:

- Es de tercer orden porque presenta un máximo y medio.
- Tiene una frecuencia de corte de 1 rad/seg (0.16 Hz).
- La atenuación a la frecuencia de corte es de 1 dB (rizo de 1 dB).

En la siguiente sección se mostrará la forma de diseñar filtros pasa banda a partir de filtros pasa bajas.

1.3 DISEÑO DE FILTROS PASA BANDA PASIVOS

Los filtros pasa bajas con una frecuencia de corte de 1 rad/seg, no tienen sentido para las aplicaciones prácticas, sin embargo, sirven como base para que a partir de ahí se puedan diseñar filtros con distinta frecuencia de corte y distinto tipo. También se puede cambiar la atenuación a la frecuencia de corte, sin embargo este análisis resulta demasiado complejo, por lo cual, se recomienda utilizar tablas con los valores g_n para distintas atenuaciones a la frecuencia de corte como la mostrada en la tabla 1.1, y a partir de estas realizar las transformaciones en frecuencia, resistencia y respuesta pasa banda [15][16]. A continuación se mostrará como se realizan estas transformaciones.

1.3.1 ESCALAMIENTOS EN FRECUENCIA Y RESISTENCIA

La transformación en resistencia viene dada al multiplicar la impedancia de cada elemento por el nuevo valor de la resistencia, así pues para un inductor será:

$$L' = R_o L \quad (3)$$

Y para el capacitor es:

$$C' = \frac{C}{R_o} \quad (4)$$

Donde R_o = Nueva resistencia [Ω]. En este caso, la resistencia de entrada y la resistencia de salida deben ser del mismo valor.

Para cambiar la frecuencia de corte se requiere reemplazar ω por ω/ω_{Co} , entonces la relación será para un capacitor en serie y un inductor en paralelo como:

$$jX_L = j \frac{\omega}{\omega_{co}} L_k = j\omega L'_k \quad (5)$$

$$jB_L = j \frac{\omega}{\omega_{co}} C_k = j\omega C'_k \quad (6)$$

Entonces los nuevos valores de los elementos quedan como:

$$L'_k = \frac{L}{\omega_{co}} \quad (7)$$

$$C'_k = \frac{C}{\omega_{co}} \quad (8)$$

Donde ω_{Co} = Frecuencia de corte [rad/seg].

Así pues, dados los valores de los g_n y haciendo su correspondencia en los valores inductivos y capacitivos, supóngase que se desea una frecuencia distinta de 1 rad/seg y resistencias distintas de 1 Ω ; en este caso, se deben obtener los valores de L'_k y C'_k , que serían los nuevos valores del filtro para obtener la nueva respuesta deseada, a partir de los L_k y C_k ya existentes. Estos se logra usando las ecuaciones 9 y 10 [15].

$$L'_k = R_o L_k / (\omega_{Co}) \quad (9)$$

$$C'_k = C_k / (R_o \omega_{Co}) \quad (10)$$

Supóngase que se quiere diseñar un filtro pasa bajas Chebychev de tercer orden, con capacitores e inductores, con frecuencia de corte de 2.5 GHz, A_{max} de 1 dB, resistencia de entrada y de carga de 50Ω , a partir de un filtro pasa bajas normalizado a frecuencia de corte de 1 rad/seg (0.16 Hz) y resistencia de entrada y de carga de 1Ω .

De la sección 1.2 y de la figura 1.1 se obtienen los valores para los inductores y capacitores del filtro pasa bajas normalizado, los cuales son:

$$C_1 = 2.0236 \text{ F}$$

$$L_2 = 0.9940 \text{ H}$$

$$C_3 = 2.0236 \text{ F}$$

Con estos valores se pueden obtener los valores de capacitancias e inductancias para el filtro pasa banda a 2.5 GHz a partir de las ecuaciones 9 y 10.

$$C'_1 = 2.7 \text{ pF}$$

$$L'_2 = 3.2 \text{ nH}$$

$$C'_3 = 2.7 \text{ pF}$$

La figura 1.7 muestra el circuito pasa banda obtenido.

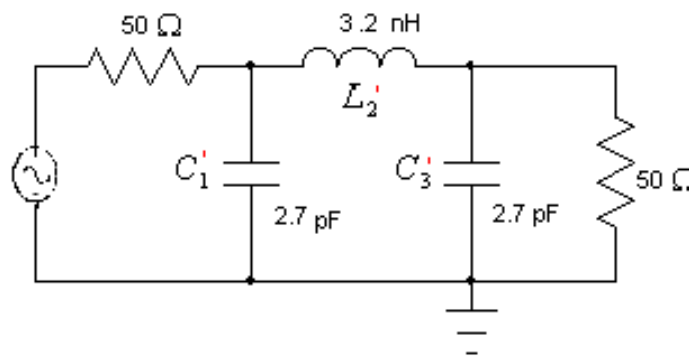


Figura. 1.7 Circuito pasa bajas con frecuencia de corte de 2.5 GHz.

Por medio del programa Genesys (sección 1.11) se hizo la simulación del filtro, el cual se muestra en la figura 1.8. Obsérvese de la figura 1.8 que se cumple lo siguiente:

- Es de tercer orden porque presenta un máximo y medio.
- Tiene una frecuencia de corte de 2.5 GHz.
- La atenuación a la frecuencia de corte es de 3 dB.

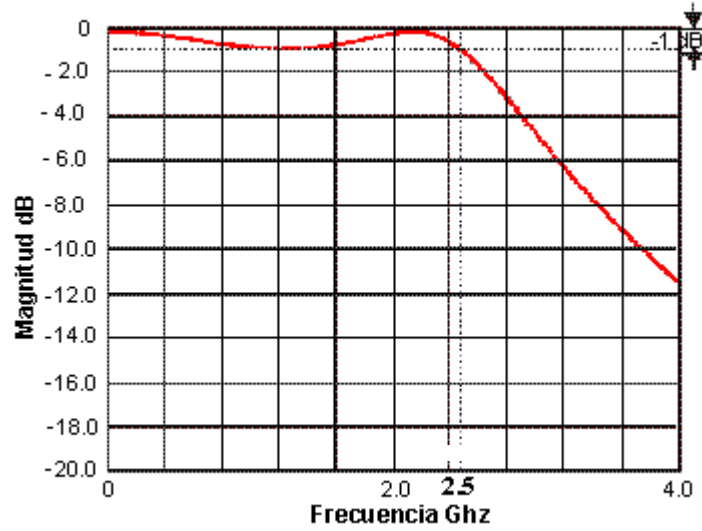


Figura 1.8 Simulación del filtro pasa bajas con frecuencia de corte de 2.5 GHz.

1.3.2 TRANSFORMACIONES PASA BANDA

La transformación pasa bajas a pasa banda está definida por la transformación de ω por:

$$\omega \leftarrow \frac{1}{B} \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) \tag{11}$$

Así pues, para el inductor en serie, las transformaciones son:

$$jX_k = \frac{j}{B} \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) L_k = j \frac{\omega L_k}{B \omega_o} - j \frac{\omega_o L_k}{B \omega} = j \omega L'_k - j \frac{1}{\omega C'_k} \tag{12}$$

Lo cual transforma el inductor en serie a un circuito LC en serie. Además, agregando la transformación en frecuencia, la ecuación de transformación queda como:

$$\begin{aligned} L'_k &= R_o L_K / (B \omega_c) \\ C'_k &= B / (\omega_c R_o L_K) \end{aligned} \tag{13}$$

Para el capacitor en paralelo, las transformaciones son:

$$jB_k = \frac{j}{B} \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) C_k = j \frac{\omega C_k}{B \omega_o} - j \frac{\omega_o C_k}{B \omega} = j \omega C'_k - j \frac{1}{\omega L'_k} \tag{14}$$

Lo cual transforma el capacitor en paralelo a un circuito LC en paralelo. Agregando la transformación en resistencia la ecuación queda como:

$$\begin{aligned} C'_k &= C_k / (R_o B \omega_C) \\ L'_k &= R_o B / (\omega_C C_k) \end{aligned} \tag{15}$$




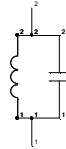
Donde ω_C = Frecuencia central del filtro pasa banda [rad/seg].

B = Ancho de banda. Esta dado por la ecuación 16.

$$B = (\omega_2 - \omega_1) / \omega_C \tag{16}$$

La tabla 1.2 muestra la disposición de los elementos así como sus respectivas transformaciones.

Tabla 1.2 Prototipos de transformación.

Pasa bajas	Pasa banda
 $L'_k = \frac{R_o L_k}{\omega_{CO}}$	 $L'_k = \frac{R_o L_k}{\omega_C B}$ $C'_k = \frac{B}{R_o L_k \omega_C}$
 $C'_k = \frac{C_k}{R_o \omega_{CO}}$	 $L'_k = \frac{R_o B}{\omega_C C_k}$ $C'_k = \frac{C_k}{R_o B \omega_C}$

Un parámetro que también es de interés en un filtro pasa banda es el factor de calidad Q , el cual indica que tan selectivo es el filtro y el cual se define como:

$$Q = \frac{\omega_C}{B} \tag{17}$$

Supóngase que se quiere diseñar un filtro pasa banda Chebyshev de sexto orden con capacitores e inductores con frecuencia central de 2.5 GHz, A_{max} de 1 dB, ancho de banda de 20%, resistencia de entrada y de carga de 50Ω , a partir del filtro pasa bajas normalizado.

De la sección 1.2 y de la figura 1.1 se obtienen los valores para los inductores y capacitores del filtro pasa bajas normalizado, los cuales son:

$$C_1 = 2.0236 \text{ F}$$

$$L_2 = 0.9940 \text{ H}$$

$$C_3 = 2.0236 \text{ F}$$

Con estos valores y considerando que el ancho de banda de 20% corresponde a 0.2 normalizado se pueden obtener los valores de capacitancias e inductancias para el filtro pasa banda a partir de las ecuaciones 13 y 15.

$$C'_1 = 12.7 \text{ pF}, \quad L'_1 = 0.318 \text{ nH}$$

$$C'_2 = 0.254 \text{ pF}, \quad L'_2 = 15.9 \text{ nH}$$

$$C'_3 = 12.7 \text{ pF}, \quad L'_3 = 0.318 \text{ nH}$$

La figura 1.9 muestra el circuito pasa banda obtenido, y la figura 1.10 corresponde a la simulación del filtro hecha en Genesys (sección 1.11).

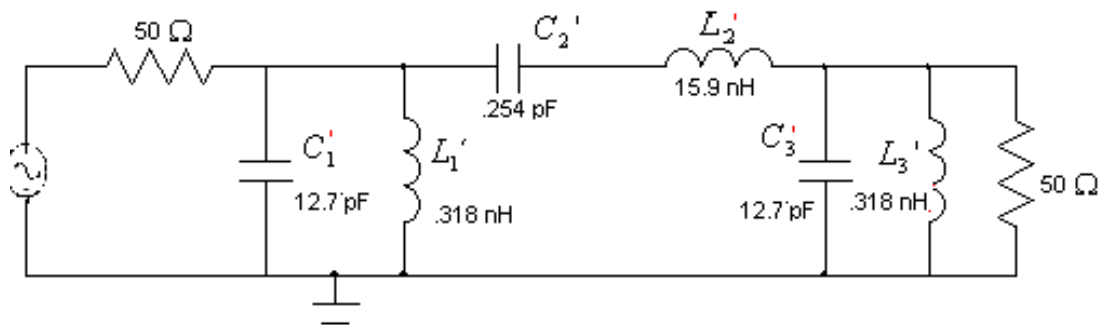


Figura. 1.9 Circuito pasa banda con frecuencia central de 2.5 GHz.

Obsérvese de la figura 1.10 que se cumple lo siguiente:

- Es de sexto orden porque presenta 3 máximos .
- Tiene una frecuencia central de 2.5 GHz.
- El ancho de banda es de 500 MHz (20%).

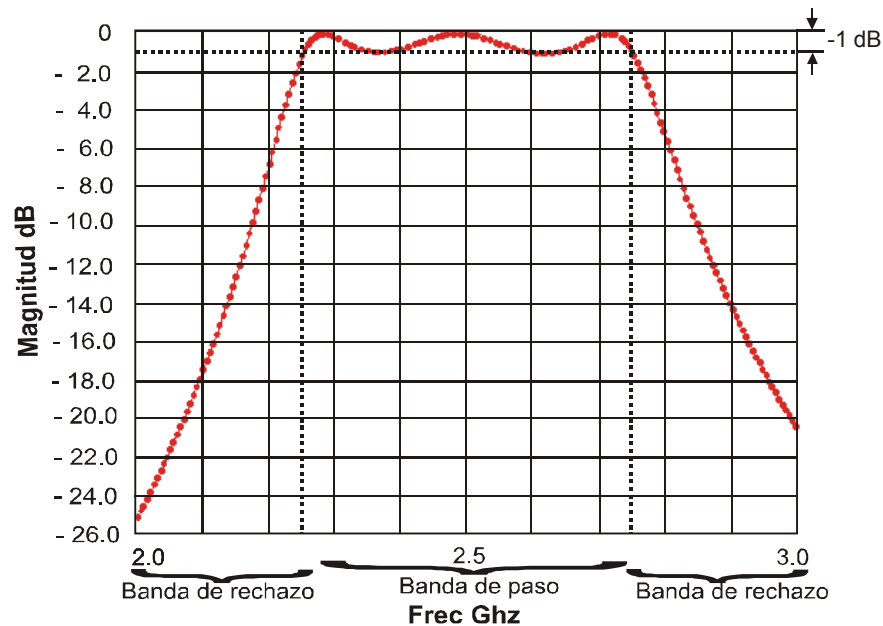


Figura. 1.10 Simulación del filtro pasa banda con frecuencia central 2.5 GHz.

1.4 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

En las secciones anteriores se mostró la forma en la cual se diseñan los filtros pasa banda usando inductores y capacitores. Sin embargo para altas frecuencias es difícil encontrar inductores y capacitores con tales valores porque son muy pequeños. Una alternativa para su realización es por medio de líneas de transmisión, ya que con ellas se pueden conseguir capacitancias e inductancias según la disposición de la línea de transmisión y la impedancia característica que presenten.

Existen distintas líneas de transmisión, entre las que se pueden mencionar [17]:

- Microcinta (*Microstrip*).
- Microcinta blindada (*Blinded Microstrip*).
- Línea montada.
- Sustrato suspendido.
- Cable coaxial.

Usando líneas de transmisión se pueden realizar filtros para lo cual existen diferentes topologías entre las que se encuentran [17].

- Stubs.
- Stepped-Impedance.
- Líneas acopladas en paralelo.
- Líneas combinadas.

A continuación se darán algunas de las características más importantes de las líneas de transmisión hechas con microcintas y líneas acopladas.

1.4.1 CARACTERÍSTICAS DE LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Una línea de transmisión es un dispositivo físico que consta de dos conductores: tierra y el conductor positivo, a través de los cuales se transmite energía eléctrica. Cuenta con una impedancia característica Z_o , la cual es una cantidad compleja que se expresa en ohms Ω y se define como la impedancia que se ve a la entrada de una línea que se termina en una carga totalmente resistiva de valor igual a la impedancia característica de la línea [18]. La figura 1.11 (a) muestra una línea de transmisión.

Una línea de transmisión se puede modelar tomando un diferencial de ésta, de largo Δz , la cual esta formada por los elementos de circuito R, L, C y G como se muestra en la figura 1.11 (b), donde:

R = Resistencia en serie por unidad de longitud [Ω/m].

L = Inductancia en serie por unidad de longitud [H/m].

C = Capacitancia en paralelo por unidad de longitud [F/m].

G = Conductancia en paralelo por unidad de longitud [S/m].

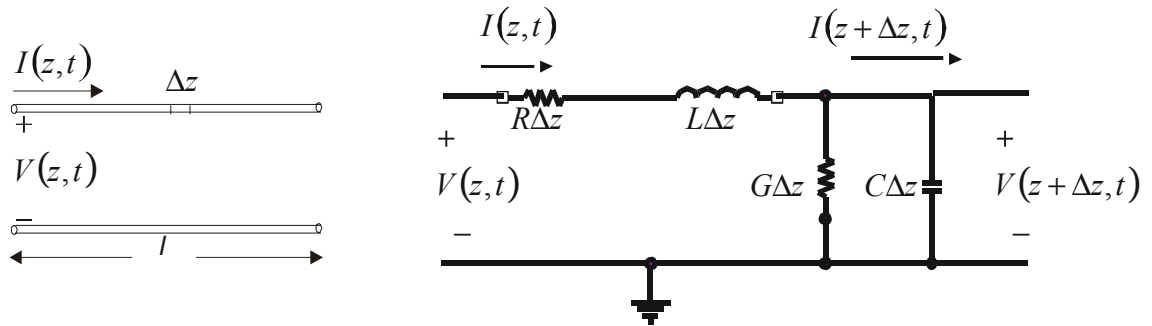


Figura. 1.11 (a) Línea de transmisión. (b) Modelo de una línea de transmisión.

Aplicando las leyes de Kirchoff para corrientes y voltajes al circuito de la figura 1.11 (b) y resolviendo el circuito, se tienen las siguientes ecuaciones diferenciales:

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma^2V(z) = 0 \tag{18}$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} - \gamma^2I(z) = 0 \tag{19}$$

γ es la constante de propagación, la cual esta dada por:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

Donde α = Es la constante de atenuación [Np/m].

β = Es la constante de fase [rad/m].

Resolviendo las ecuaciones de onda 18 y 19 y relacionando los voltajes y las corrientes se tiene:

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} (V_o^+ e^{z} + V_o^- e^{-z}) \quad (20)$$

$$V(z) = V_o^+ e^{z} + V_o^- e^{-z} \quad (21)$$

Combinando ambas ecuaciones se obtiene la impedancia característica como [15]:

$$Z_o = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (22)$$

La solución de la ecuación 21 en el dominio del tiempo queda [15]:

$$v(z,t) = |V_o^+| \cos(\omega t - \beta z + \phi^+) e^{-\alpha z} + |V_o^-| \cos(\omega t + \beta z + \phi^-) e^{\alpha z} \quad (23)$$

Analizando la ecuación 23 se observa que el voltaje está compuesto por 2 ondas, una que se propaga en la dirección $+z$ y otra en la dirección $-z$. De esta solución se extrae el parámetro conocido como longitud de onda, el cual se define como la distancia entre dos máximos o mínimos sucesivos en algún punto sobre la onda y esta dado por [18]:

$$\lambda = 2\pi/\beta \text{ [mts]} \quad (24)$$

Debido a que se requiere saber la manera de modelar la línea de transmisión como elemento de circuito, es importante saber la impedancia de entrada que tiene cuando ésta tiene una impedancia característica de valor Z_o , y al final tiene conectada una impedancia de carga de valor Z_L , como se muestra en la figura 1.12.

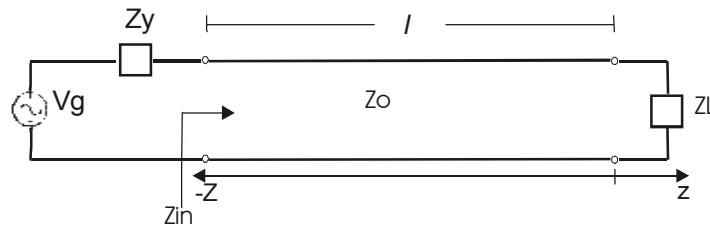


Figura. 1.12 Circuito con línea de transmisión.

El valor de la impedancia Z_{in} de entrada es función de Z_o , Z_L , la longitud de línea y la impedancia de entrada es [15]:

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan \beta l}{Z_o + jZ_L \tan \beta l} = R_{in} + jX_{in} \quad (25)$$

Z_{in} tiene una parte real R_{in} y una imaginaria X_{in} , la cual es una reactancia que puede ser positiva (inductor) o negativa (capacitor). Ésta puede ser modelada como un resistor en serie con un capacitor o inductor. Además, estos valores son función de la frecuencia y la longitud física de la línea.

Cuando una línea de transmisión se termina en un corto o en un circuito abierto se tiene que la impedancia de carga es $Z_L = 0$ y $Z_L = \infty$ respectivamente. Sustituyendo estos valores de Z_L en la ecuación 25, se obtiene la impedancia de entrada mostrada en la tabla 1.3.

Tabla 1.3 Valores de Z_{in} para $Z_L = 0$ y $Z_L = \infty$.

$Z_L = 0$	$Z_L = \infty$
$Z_{in} = jZ_o \tan(\beta l)$	$Z_{in} = -jZ_o \tan(\beta l)$

De la ecuación 25 se puede concluir que para un corto la impedancia de entrada se comporta como un inductor (por ser complejo puro positivo) y para un circuito abierto se tiene un capacitor (por ser complejo puro y negativo).

De la ecuación 24 se tiene que $\beta = 2\pi/\lambda$, por lo que cada vez que la longitud de la línea es un múltiplo de $\lambda/4$, la impedancia de entrada cambia de signo, obteniéndose un capacitor, o un inductor.

De esto se puede concluir que dependiendo de la frecuencia, con una línea de transmisión se pueden generar inductancias y capacitancias.

Si la impedancia de carga es igual a la impedancia característica, existirá un acoplamiento perfecto o máxima transferencia de energía, en otro caso, se generará una onda reflejada de la carga hacia el generador. A la razón de desacoplo entre la onda incidente y la onda reflejada se le conoce como coeficiente de reflexión, y se calcula con la ecuación 26 [15].

$$\Gamma_v = \frac{V_o^-}{V_o^+} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (26)$$

En términos de potencia el coeficiente de reflexión se define como [19]:

$$\Gamma_p = \frac{P_{ref}}{P_{inc}} \quad (27)$$

Donde:

P_{ref} es la potencia reflejada [watts].

P_{inc} es la potencia incidente [watts].

Si el coeficiente de reflexión se quiere expresar en decibelios, se puede usar la ecuación 28 ó 29.

$$\Gamma_{dB} = 20 \log |\Gamma_v| \text{ (dB)} \quad (28)$$

$$\Gamma_{dB} = 10 \log |\Gamma_p| \text{ (dB)} \quad (29)$$

Cuando $\Gamma \neq 0$ no toda la onda incidente se refleja, sino que parte de esta se transmite, dando como resultado el coeficiente de transmisión, el cual se calcula a partir de la ecuación 30.

$$T_v = 1 + \Gamma_v \quad (30)$$

El coeficiente de transmisión entre dos puntos en un circuito se expresa en dB como las pérdidas de inserción IL .

$$IL = -20 \log |T| \text{ (dB)} \quad (31)$$

Se define como pérdidas de retorno a toda aquella energía que no se disipa en la carga debido a un desacoplo de impedancias. Esta se calcula a partir de la ecuación 32 ó 33 [15].

$$RL_v = -20 \log |\Gamma_v| \text{ (dB)} \quad (32)$$

$$RL_p = -10 \log |\Gamma_p| \text{ (dB)} \quad (33)$$

Al cálculo del desacoplo de impedancias en una línea se le conoce como relación de onda estacionaria y se define como [15]:

$$SWR = \frac{1 + |\Gamma_v|}{1 - |\Gamma_v|} \quad (34)$$

Las variables expuestas en esta sección se utilizarán al hacer la caracterización del filtro.

1.5 LA MICROCINTA

Una microcinta es una línea de transmisión que consiste de una franja de metal y de un plano de tierra metálico separados por un dieléctrico, la cual se construye sobre una placa de metal. Esta se muestra en la figura 1.13 (a) y (b) [15].

Donde h = Espesor del sustrato [m].

w_m = Ancho de la franja de metal [m].

t = Espesor de la franja de metal [m].

ϵ = Permitividad dieléctrica del sustrato [F/m].

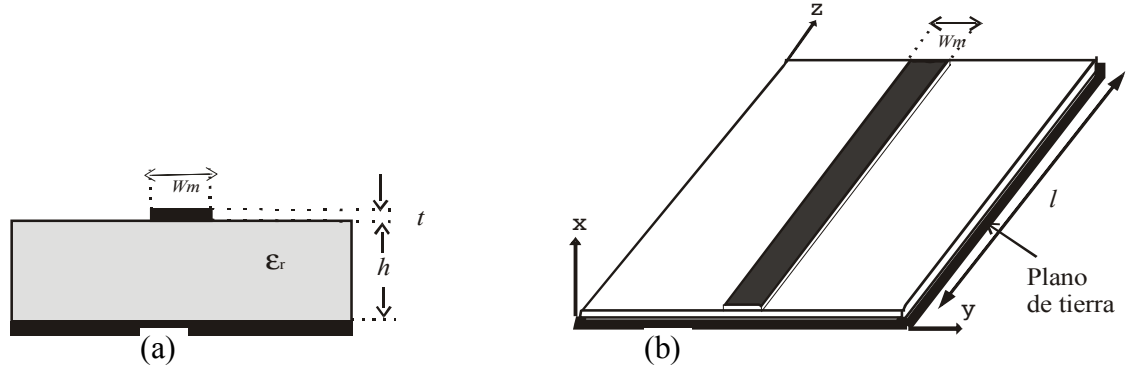


Figura 1.13 La Microcinta. (a) Vista frontal. (b) Vista lateral.

Normalmente ϵ se expresa en múltiplos de la permitividad dieléctrica del vacío $\epsilon_0 = 8.854e^{-12} \text{ F/m}^2$, por lo que se define el parámetro de permitividad dieléctrica relativa dado por la ecuación 35.

$$\epsilon_r = \frac{\text{Permitividad del medio}}{\text{Permitividad del vacío}} = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad (35)$$

ϵ_r siempre tiene un valor mayor a 1.

La impedancia característica Z_0 de la microcinta es función de ϵ_r , h , w_m . Las ecuaciones para el cálculo de Z_0 son:

$$Z_0 = \begin{cases} (60/\sqrt{\epsilon_e}) \ln(8h/w_m + w_m/4h) & \text{para } w_m/h \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e [w_m/h + 1.393 + 0.667 \ln(w_m/h + 1.444)]}} & \text{para } w_m/h \geq 1 \end{cases} \quad (36)$$

Donde ϵ_e es la permitividad dieléctrica efectiva y esta dado por:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w_m}} \quad (37)$$

La razón $\frac{w_m}{h}$ está dada por:

$$\frac{w_m}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } w_m/h < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } w_m/h > 2 \end{cases} \quad (38)$$

Las constantes A y B se calculan con:

$$A = \frac{Z_o}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

$$B = \frac{0.377\pi}{2Z_o\sqrt{\epsilon_r}}$$

A las ecuaciones anteriores se les conoce como ecuaciones de síntesis y existen algunos otros modelos para calcular Z_o , algunos de los cuales vienen programados en software para estos propósitos (sección 1.11).

1.6 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN ACOPLADAS

Una línea de transmisión acoplada consta de dos tiras metálicas de longitud l , ancho w_m y separación s , las cuales se pueden construir sobre un sustrato dieléctrico de permitividad relativa ϵ_r y espesor h . [15].

En la figura 1.14 (a) se muestra una vista lateral de esta estructura y en la figura 1.14 (b) una vista superior. El espesor t de la película conductora con la que está realizada tiene influencia en las pérdidas de energía que tienen las ondas a medida que se propagan a través de ella.

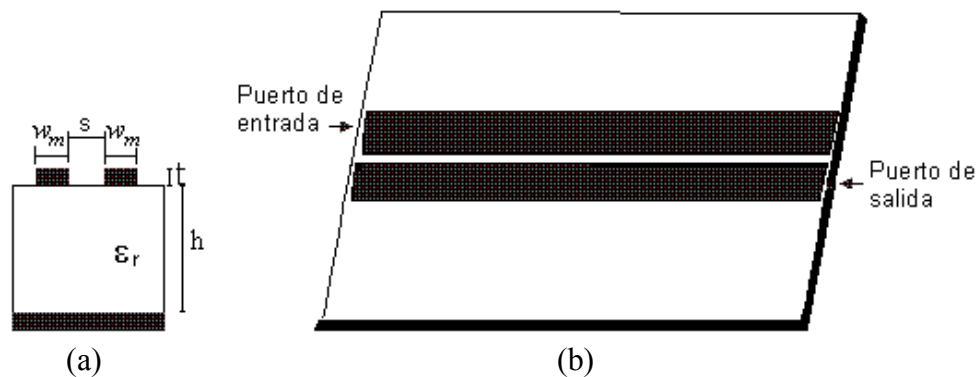


Figura 1.14 Línea de transmisión acoplada. (a) Vista lateral. (b) Vista superior.

Como se muestra en la figura 1.14 (b), una línea de transmisión acoplada es un dispositivo de 4 puertos, que para efectos prácticos dos de ellos se dejan en circuito abierto o corto circuito, y los otros se utilizan como puerto de entrada y de salida respectivamente. El comportamiento eléctrico de las líneas acopladas cambia en función del tipo de terminación que se tenga en los dos puertos no usados, es decir, en corto circuito o circuito abierto. En el presente trabajo se usó la terminación en abierto, entonces, lo expuesto aquí, únicamente corresponde al comportamiento de la línea con estas características.

El parámetro más importante de una línea de transmisión es la impedancia característica Z_o , sin embargo, por la forma que tienen las líneas de transmisión acopladas presentan características particulares, que son:

- La impedancia característica es función de dos parámetros llamados impedancia par Z_{oe} e impedancia impar Z_{oo} .
- Como no existe contacto eléctrico entre las líneas parte de la energía que transporta una línea se induce en la otra y a esta razón se le llama factor de acoplamiento J .
- Todas las impedancias son función del ancho de las pistas w_m , la separación de las pistas s , el espesor del substrato h y la permitividad dieléctrica relativa ϵ_r .

1.6.1 IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA DE LAS LÍNEAS ACOPLADAS

Para obtener el valor de la impedancia característica existen tres formas de realizarlo que son:

- Método computacional.
- Método gráfico.
- Usar un software de diseño de líneas de transmisión. En el presente trabajo se utilizó TLINE (sección 1.11).

En las siguientes secciones se describirán cada uno de los métodos.

1.6.1.1 MÉTODO COMPUTACIONAL

Debido a que se tienen dos franjas de metal en paralelo, se forman dos tipos de excitación, la excitación en modo par (donde las corrientes en las franjas de metal son de la misma magnitud y en la misma dirección), y la excitación en modo impar (donde las corrientes son iguales en amplitud pero en dirección opuesta). Como existen dos tipos de excitación se obtienen dos tipos de impedancia, la impedancia en modo par Z_{oe} y la impedancia en modo impar Z_{oo} . Estas dos impedancias se ven a la entrada de las líneas acopladas como una sola impedancia, es decir, su impedancia característica y un factor de acoplamiento. La figura 1.15 muestra la relación entre Z_o , J , Z_{oe} y Z_{oo} para una línea de transmisión acoplada de $\lambda/4$ [18].

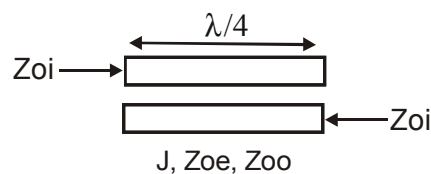


Figura 1.15 Z_o , J , Z_{oe} y Z_{oo} en una línea acoplada.

Para una longitud l de las líneas acopladas la relación entre Z_{oe} , Z_{oo} y Z_o es:

$$Z_o = \sqrt{\frac{Z_{oe}(Z_{oe} - Z_{oo})^2 - (Z_{oe} - Z_{oo})^2 \cos^2 \beta l}{Z_{oe}}} \quad (39)$$

Si l es igual a $\lambda/4$ el cálculo de las impedancias en modo par Z_{oe} e impar Z_{oo} a partir de Z_o y J están dadas por las ecuaciones 40 y 41:

$$Z_{oe} = Z_o(1 + JZ_o + (JZ_o)^2) \quad (40)$$

$$Z_{oo} = Z_o(1 - JZ_o + (JZ_o)^2) \quad (41)$$

Las ecuaciones 40 y 41 relacionan el valor de la impedancia característica en función de las impedancias de modo par e impar, por lo cual el problema se reduce a encontrar el valor de Z_{oe} y Z_{oo} , lo cual se explicará a continuación.

Por la forma que tienen las líneas de transmisión acopladas, existen tres capacitancias: dos entre el plano de tierra y cada una de las pistas y una capacitancia entre las dos pistas tal y como se muestra en la figura 1.16 (a). C_{11} es la capacitancia de la pista 1 con respecto a tierra, C_{22} es la capacitancia de la pista 2 con respecto a tierra y C_{12} es la capacitancia entre ambas pistas. En la figura 1.16 (b) se muestra el circuito equivalente. [15]

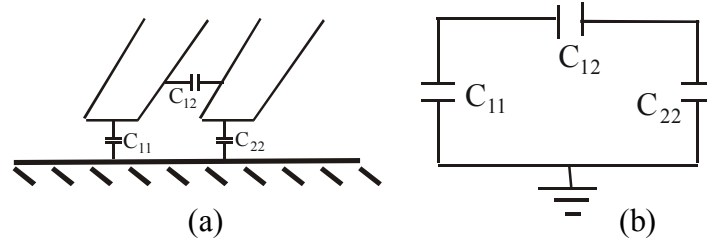


Figura 1.16 (a) Capacitancias en una línea acoplada. (b) Circuito equivalente.

Como ambas pistas tienen el mismo ancho, la capacitancia C_{11} y C_{22} son iguales, por lo que se define la capacitancia equivalente C_e como: [20]

$$C_e = C_{11} = C_{22} = \frac{0.67(\epsilon_r + 1.41)}{\log \left[\frac{(5.98h)}{0.8w_m + t} \right]} \quad (42)$$

La impedancia característica par Z_{oe} es función de ϵ_r , C_e y la velocidad de la luz c , y está dada por la ecuación 43 [15].

$$Z_{oe} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{cC_e} \quad (43)$$

Para calcular la impedancia en modo impar es necesario tener el valor de la capacitancia entre placas, ya que la ecuación 44 que es la ecuación para el cálculo de Z_{oo} lo requiere en el término C_o [15].

$$Z_{oo} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{cC_o} \quad (44)$$

C_o es función de C_{11} y C_{12} , y está dado por la ecuación 45.

$$C_o = C_{11} + 2C_{12} \quad (45)$$

El cálculo de C_{12} tal y como se muestra en la figura 1.16 (a) resulta muy complejo, por lo que se tiene que transformar la distribución de las pistas a una estructura de tipo placas paralelas, lo cual se conoce como transformación de Schwarz-Christoffel. Al utilizar esta transformación y realizando un análisis matemático, la capacitancia C_{12} se calcula como [20]:

$$C_{12} = \frac{\epsilon K(k_s')}{2 K(k_s)} \text{ [F/m]} \quad (46)$$

Donde $K(k)$ es una integral elíptica y se calcula con la ecuación:

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - k^2 \text{sen}^2(\varphi)}} \quad (47)$$

Donde k_s y k_s' están dadas por:

$$k_s = \frac{s}{w_m + s} \quad (48)$$

$$k_s' = \sqrt{1 - k_s^2} \quad (49)$$

La función $K(k)$ es una integral elíptica, la cual no tiene solución algebraica, por lo que es necesario hacer un programa que obtenga su valor de forma numérica.

Así pues, la relación entre la impedancia par a $\lambda/4$ en función de los valores de los parámetros físicos de la microcinta está dada en la ecuación 50, la cual se obtiene al substituir la ecuación 42 en la ecuación 43.

$$Z_{oe} = \frac{\sqrt{\epsilon_r} \log \left[\frac{(5.98h)}{0.8w_m + t} \right]}{0.67c(\epsilon_r + 1.41)} \quad (50)$$

La impedancia impar a $\lambda/4$ en función de los valores de los parámetros físicos de la microcinta que se obtienen al sustituir las ecuaciones 45 a 49 en la ecuación 44 y está dada en la ecuación 51.

$$Z_{oo} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c \left(\frac{0.67(\epsilon_r + 1.41)}{\log \left[\frac{(5.98h)}{0.8w_m + t} \right]} + \epsilon \frac{\int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - \left(1 - \left(\frac{s}{w_m + s} \right)^2} \right) \text{sen}^2(\varphi)}}{\int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - \left(\frac{s}{w_m + s} \right)^2 \text{sen}^2(\varphi)}}} \right)} \quad (51)$$

Entonces, Z_o y J a $\lambda/4$ se obtienen a partir de los valores de los parámetros físicos de la microcinta se obtiene al relacionar las ecuaciones 50 y 51 con las ecuaciones 40 y 41. Esto se muestra en las ecuaciones 52 y 53.

$$Z_o(1 + JZ_o + (JZ_o)^2) = \frac{\sqrt{\epsilon_r} \log \left[\frac{(5.98h)}{0.8w_m + t} \right]}{0.67c(\epsilon_r + 1.41)} \quad (52)$$

$$Z_o(1 - JZ_o + (JZ_o)^2) = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c \left(\frac{0.67(\epsilon_r + 1.41)}{\log \left[\frac{(5.98h)}{0.8w_m + t} \right]} + \epsilon \frac{\int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - \left(1 - \left(\frac{s}{w_m + s} \right)^2} \right) \text{sen}^2(\varphi)}}{\int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - \left(\frac{s}{w_m + s} \right)^2 \text{sen}^2(\varphi)}}} \right)} \quad (53)$$

1.6.1.2 MÉTODO GRÁFICO

Otra forma de encontrar w_m y s es a partir de tablas, las cuales permiten encontrar estos parámetros a partir de h , Z_{oe} y Z_{oo} para una permitividad dieléctrica relativa específica. Sin embargo, existe una desventaja al usar este método, ya que sólo se puede obtener w_m y s para una ϵ_r específica y no se cuentan con todas las gráficas para todas las ϵ_r existentes. Un ejemplo de este tipo de gráficas se muestra en la figura 1.17, la cual es para la alúmina, que tiene una ϵ_r de 10.

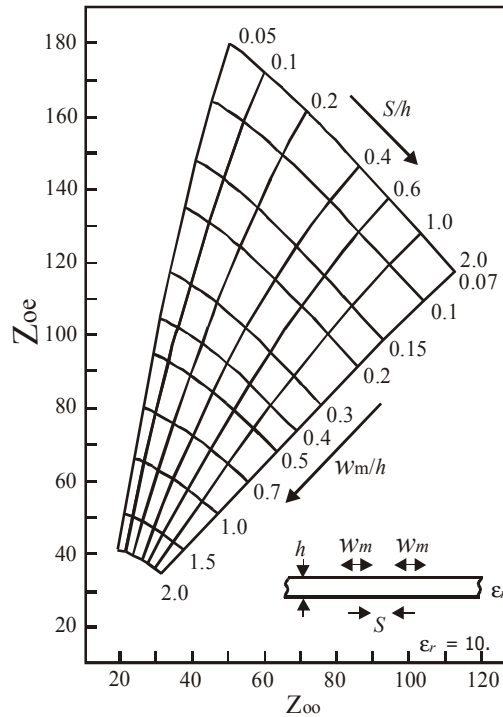


Figura 1.17 Relación entre Z_{oo} , Z_{oe} , w_m y s con $\epsilon_r = 10$ para la alúmina.

1.6.1.3 MÉTODO TLINE

Con las ecuaciones 50 y 51 se calcula el valor de Z_{oe} y Z_{oo} en función de la geometría de las líneas y los datos del sustrato, pero para obtener resultados prácticos es necesario hacer un programa en algún lenguaje de programación que realice estos cálculos. Sin embargo, existe software para el cálculo de los parámetros en las líneas de transmisión como es el programa TLINE (sección 1.11), el cual se utilizó en el presente trabajo. En este software se introducen los valores de ϵ_r , h , t , w_m , y s para obtener el valor de Z_o y J , o bien, Z_{oe} y Z_{oo} . También se puede obtener w_m y s a partir de Z_{oe} y Z_{oo} , o bien, Z_o y J . Para obtener la longitud de la línea se modifica la frecuencia central. En la figura 1.18 se muestra el panel frontal del programa TLINE, en el cual los datos del sustrato son $\epsilon_r = 4.4$, $h = 1.3$ mm, $t = 10$ μ m, $Z_{oe} = 41.41$ Ω , $Z_{oo} = 63.42$ Ω y frecuencia = 2500 MHz. Con estos datos introducidos el programa obtiene el valor de $w_m = 2.007$ mm, $s = .6084$ mm y $\lambda = .066$ m ($\lambda/4 = 16.4$ mm).

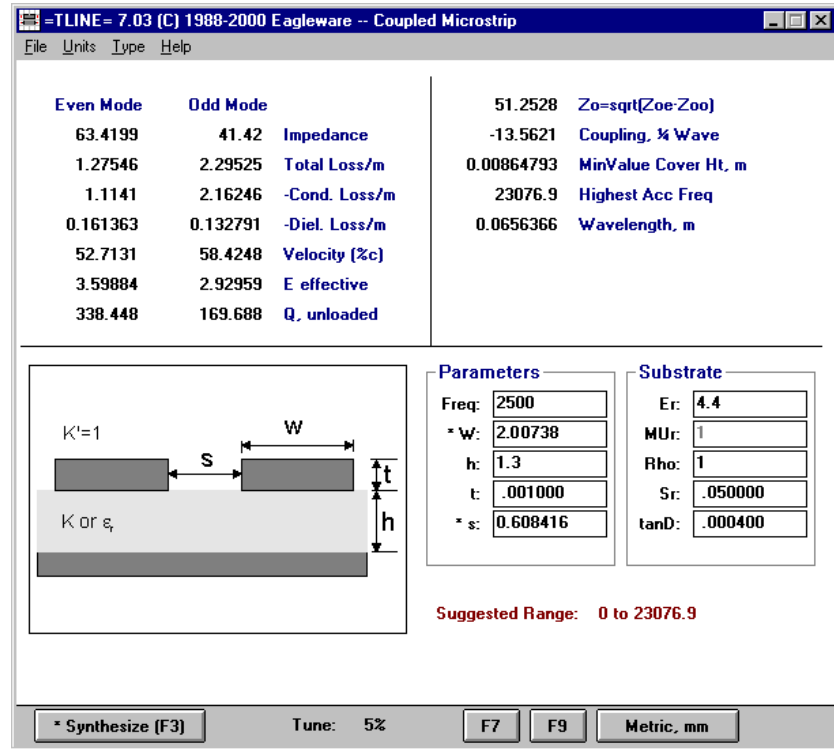


Figura 1.18 Entorno gráfico del programa TLINE.

1.7 FILTROS CON LÍNEAS ACOPLADAS

Usando líneas acopladas es posible realizar filtros pasa banda de tipo Butterworth y Chebyshev. La estructura del filtro se muestra en la figura 1.19, la cual consta de una serie de $N+1$ líneas acopladas separadas por una distancia s_n , ancho w_{mn} y longitud $\lambda/4$ [15].

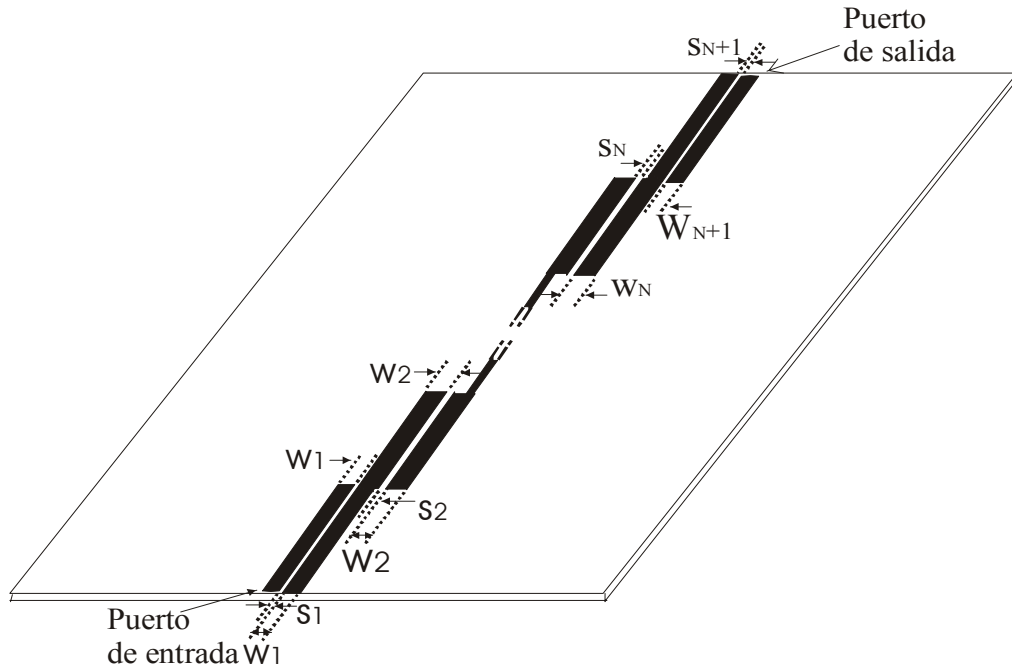


Figura 1.19 Estructura del filtro con líneas acopladas.

Para explicar el efecto de filtrado de las líneas acopladas, estas se pueden modelar como un circuito compuesto por inductores y capacitores de un filtro pasa banda. A continuación se explicará esta relación.

Una línea acoplada de longitud $\lambda/4$ como se muestra en la figura 1.20 (a), se modela como dos líneas de transmisión de longitud $\lambda/4$, las cuales están interconectadas por un acoplador con factor de acoplamiento J a $\lambda/4$ tal y como se esquematiza en la figura 1.20 (b).

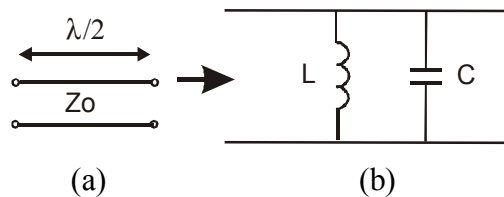


Figura 1.20 (a) Línea de transmisión de $\lambda/4$. (b) Equivalente.

A la frecuencia que la línea tenga una longitud de $\lambda/2$, la línea se comportará como un circuito LC en paralelo tal y como se muestra en la figura 1.21 (a) y (b).

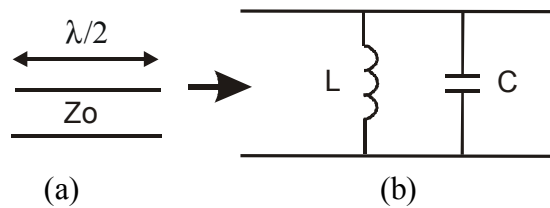


Figura 1.21 (a) Línea de transmisión de longitud $\lambda/2$. (b) Circuito LC equivalente.

El modelo del acoplador de la figura 1.22 (a) es equivalente a un transformador con relación $JZ_0 : 1$ en serie con una línea de transmisión de $\lambda/4$, lo cual se muestra en la figura 1.22 (b).

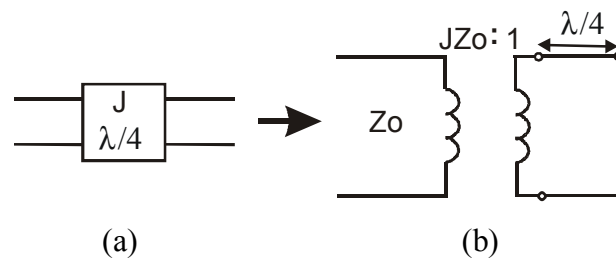


Figura 1.22 (a) Línea de $\lambda/4$ con acoplador. (b) Equivalente a un transformador.

Por lo tanto, un circuito con líneas acopladas se puede modelar como la interconexión de circuitos LC en paralelo con transformadores. Para mostrar la forma en la cual se obtiene el comportamiento del filtro se usará una sección de tres líneas acopladas ($N=2$) y los resultados que se obtengan se transformarán a los equivalentes ya expuestos. En la figura 1.23 (a) se muestra el circuito con las dos líneas, las cuales al usar los equivalentes ya descritos se modelan como se observa en la figura 1.23 (b).

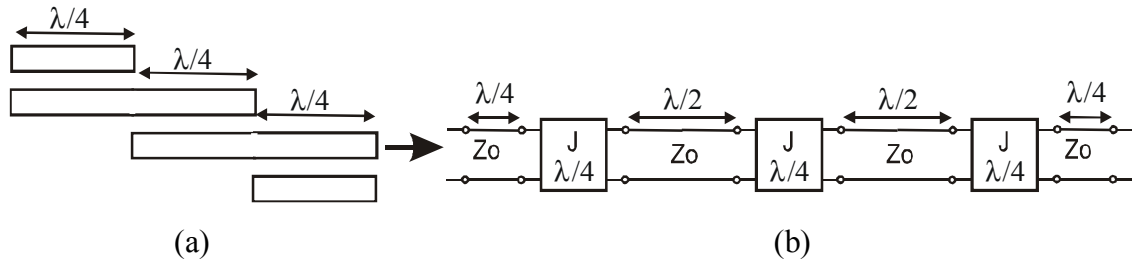


Figura 1.23 (a) Conjunto de tres líneas acopladas (b) Modelo equivalente.

Usando los equivalentes de las figuras 1.20 a 1.22, de las tres líneas acopladas de la figura 1.23 (a) se obtiene el modelo de la figura 1.24 cuando la longitud de las tres líneas acopladas es igual a $\lambda/4$.

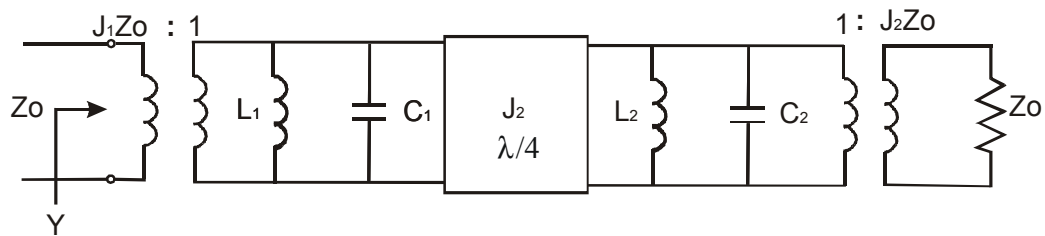


Figura 1.24 Circuito equivalente para las tres líneas acopladas.

Substituyendo el modelo del transformador y haciendo algunas reducciones más, el circuito de la figura 1.24 equivale al circuito de la figura 1.25, el cual corresponde a un filtro pasa banda tal y como se expuso en las secciones anteriores.

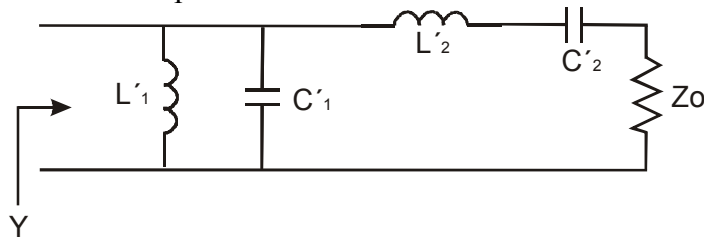


Figura 1.25 Circuito equivalente a tres líneas acopladas.

De la sección 1.3.2 y de la tabla 1.2, la relación entre la impedancia característica, los inductores y capacitores de la figura 1.25 están dados en las ecuaciones 54 (a) a 54 (d)[15].

$$L'_1 = \frac{BZ_o}{\omega_o g_1} \tag{54 a}$$

$$C'_1 = \frac{g_1}{B\omega_o Z_o} \tag{54 b}$$

$$L'_2 = \frac{g_2 Z_o}{B\omega_o} \tag{54 c}$$

$$C'_2 = \frac{B}{\omega_o g_2 Z_o} \tag{54 d}$$

Donde g_1 y g_2 están en la tabla 1.1 para un filtro pasa bajas normalizado, con las cuales se obtiene el comportamiento del filtro antes descrito.

Ahora bien, el circuito de la figura 1.24 la admitancia de entrada es:

$$Y = \frac{1}{J_1^2 Z_o^2} \left\{ j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1} + \frac{J_2^2}{j\sqrt{C_2/L_2}[(\omega/\omega_o) - (\omega_o/\omega)] + Z_o J_3^2} \right\} \quad (55)$$

De la misma forma, del circuito de la figura 1.25 la admitancia de entra es:

$$Y = j\sqrt{\frac{C_1'}{L_1'}} \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) + \frac{1}{j\sqrt{L_2'/C_2'}[(\omega/\omega_o) - (\omega_o/\omega)] + Z_o} \quad (56)$$

Como los circuitos son equivalentes, esta relación no sería posible a menos que las ecuaciones 55 y 56 fueran equivalentes, esto es así si se cumple con la relación de las ecuaciones 57 (a) a 57 (c).

$$\frac{1}{J_1^2 Z_o^2} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} = \sqrt{\frac{C_1'}{L_1'}} \quad (57 \text{ a})$$

$$\frac{J_1^2 Z_o^2}{J_2^2} \sqrt{\frac{C_2}{L_2}} = \sqrt{\frac{L_2'}{C_2'}} \quad (57 \text{ b})$$

$$\frac{J_1^2 Z_o^2 J_3^2}{J_2^2} = Z_o \quad (57 \text{ c})$$

Relacionando las ecuaciones 54 y 57 se obtiene la ecuación 58 (para N=2).

$$J_1 Z_o = \left(\frac{C_1 L_1'}{L_1 C_1'} \right)^{1/4} = \sqrt{\frac{\pi B}{2g_1}} \quad (58 \text{ a})$$

$$J_2 Z_o = J_1 Z_o^2 \left(\frac{C_2 C_2'}{L_2 L_2'} \right)^{1/4} = \frac{\pi B}{2\sqrt{g_1 g_2}} \quad (58 \text{ b})$$

$$J_3 Z_o = \frac{J_2}{J_1} = \sqrt{\frac{\pi B}{2g_2}} \quad (58 \text{ c})$$

Estos resultados son para N=2, sin embargo, se ha demostrado que esto se puede generalizar para filtros con N+1 líneas acopladas siendo N≠1 par o impar. Este resultado general está dado en la ecuación 59, donde la primera relación es para el primer par de líneas acopladas, la segunda relación para las líneas acopladas de n=2 hasta N y la tercera relación corresponde a el último par de líneas acopladas.

$$\begin{aligned}
 Z_o J_1 &= \sqrt{\frac{\pi B}{2g_1}} \\
 Z_o J_n &= \frac{\pi B}{2\sqrt{g_{n-1}g_n}} \quad \text{para } n=2,3,\dots,N \\
 Z_o J_{N+1} &= \sqrt{\frac{\pi B}{2g_N g_{N+1}}}
 \end{aligned} \tag{59}$$

Obsérvese que con estas ecuaciones, es posible diseñar cualquier filtro pasa banda, especificado su ancho de banda B , los valores de g_n (los cuales cambian el tipo de filtro como Butterworth y Chebyshev, y atenuación en la banda de paso) y el orden del filtro, donde el orden es doce veces el número de líneas acopladas menos una, es decir, si se tienen cuatro líneas acopladas se tiene sexto orden. Una vez que se tiene el valor de $Z_o J_n$ se usan las ecuaciones 40 y 41 para obtener Z_{oe} y Z_{oo} , y de ahí usando TLINE se obtiene el valor de la longitud de las líneas igual a $\lambda/4$, ancho w_m , y separación s para cada segmento de líneas acopladas [15].

1.8 PARÁMETROS S

A partir de los parámetros S se tiene una estimación de la relación de voltajes reflejados y transmitidos en una red de n puertos de entrada y de salida. Son utilizados en altas frecuencias para caracterizar una red de dos o más puertos. La ecuación que define los parámetros S es [21]:

$$S_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+} \tag{60}$$

S_{ii} es el coeficiente de reflexión visto desde el puerto i cuando los demás puertos están terminados en la impedancia característica. S_{ij} indica la potencia de transmisión que pasa del puerto i al puerto j [21]. La figura 1.26 muestra una red de dos puertos.

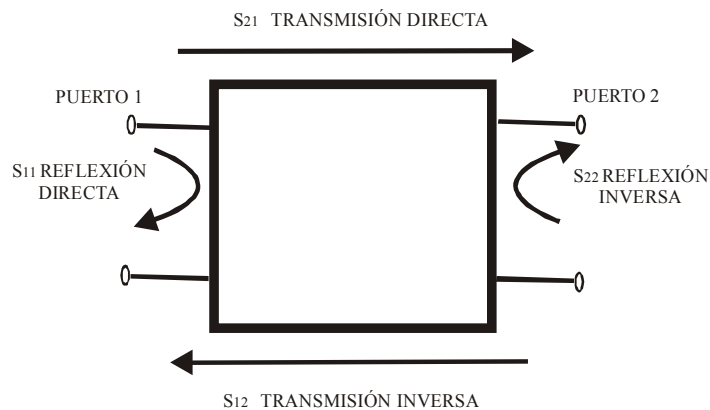


Figura 1.26 Parámetros S para un dispositivo de dos puertos.

Los parámetros S pueden medirse directamente utilizando un analizador vectorial de redes. Este permite determinar en forma directa los 4 parámetros S de una red de dos puertos.

1.9 ANALIZADOR DE ESPECTROS

El analizador de espectros es un instrumento que se utiliza para observar el comportamiento de un dispositivo en amplitud contra frecuencia. Por medio de este se realizaron las mediciones en frecuencia del filtro. Todas las mediciones que realiza son en potencia.

El analizador de espectros con que se cuenta es marca Agilent, modelo E4403. Su ancho de banda es de 9 kHz a 3 GHz, teniendo un intervalo dinámico de -120 dBm a 30 dBm. Su impedancia de entrada es de 50Ω . En la figura 1.27 se muestra una fotografía del analizador de espectros [22].

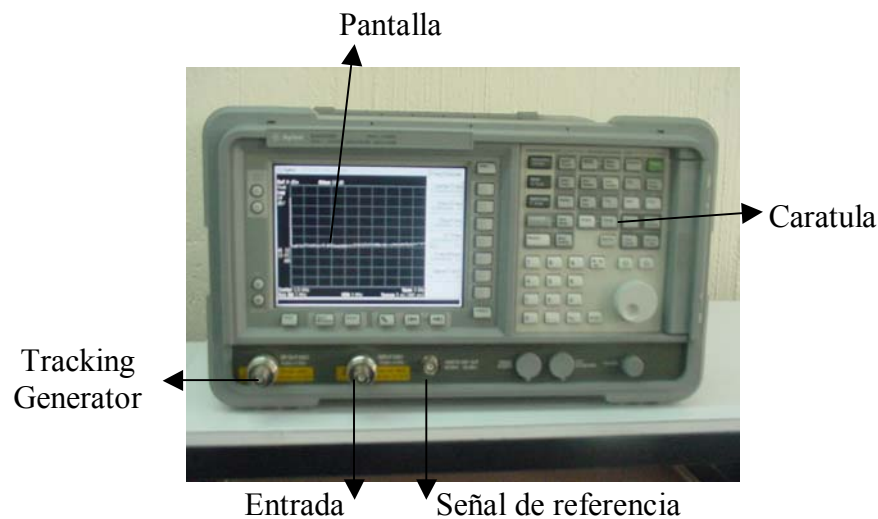


Figura 1.27 Analizador de espectros E4403.

Para caracterizar dispositivos el analizador cuenta con un generador llamado “Tracking Generator”, el cual proporciona una señal senoidal sin modular que hace un barrido en frecuencias, de tal forma que se sincroniza con el analizador de espectros, y muestra en la pantalla la respuesta en frecuencia del dispositivo. A este arreglo se le conoce como analizador escalar, y su diagrama a bloques se muestra en la figura 1.28.

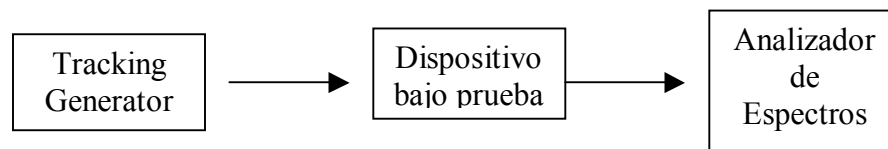


Figura 1.28 Diagrama a bloques del analizador escalar.

1.10 PUENTE DIRECCIONAL

El analizador escalar por sí solo es capaz de medir los parámetros S de transmisión, es decir los S_{ij} con $i \neq j$. Cuando se requieren medir los de reflexión S_{ii} es necesario separar la onda incidente de la reflejada. Para lograrlo se requiere usar un puente direccional o “Directional Bridge”.

El puente direccional utilizado es el HP 86205 cuyas características son impedancia característica de 50Ω , intervalo de frecuencias de 300 kHz a 6 GHz, pérdidas de inserción (pérdidas del propio puente “IL”) de 1.5 dB y un factor de acoplamiento (la fracción de la potencia de entrada la cual se acopla al puerto de salida y que se consideran como pérdidas “C”) de 16 dB [15, 23].

La figura 1.29 muestra el puente direccional. La entrada es el puerto 2, la salida el puerto 1 y el puerto 3 permite obtener la potencia reflejada. La figura 1.30 muestra la disposición del puente para la medición de los parámetros S en reflexión.



Figura 1.29 Puente direccional.

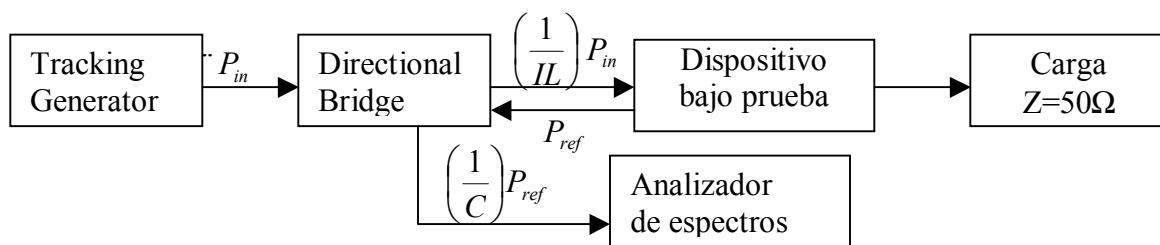


Figura 1.30 Diagrama para la conexión del puente al analizador de espectros.

1.11 SOFTWARE

Para el diseño de circuitos de microondas se requiere considerar efectos de líneas de transmisión, los cuales no son importantes a baja frecuencia. Por estas razones los programas de diseño de circuitos a baja frecuencia no dan resultados correctos a estas frecuencias.

En el mercado existe diferente software para el diseño de circuitos de microondas tales como el Harmonina , Microwave office, Ansoft, Genesys, etc, sin embargo en el

presente trabajo se utilizó Genesys, de la empresa Eagleware, ya que es el software con que se cuenta [12].

Genesys es un software para el diseño y la simulación de filtros, osciladores, amplificadores y antenas entre otros. Las herramientas que posee son: la captura del esquemático, la simulación electromagnética y del circuito, diseño de filtros y líneas de transmisión impresas, osciladores, PLL's, cálculo de los parámetros de las líneas de transmisión, como es el caso de su subprograma TLINE.

La figura 1.31 muestra el comportamiento del parámetro S_{11} de un circuito en carta de Smith con el programa Genesys. La figura 1.32 muestra una gráfica del parámetro S_{21} simulado con el software Genesys. Esto representa la respuesta en frecuencia.

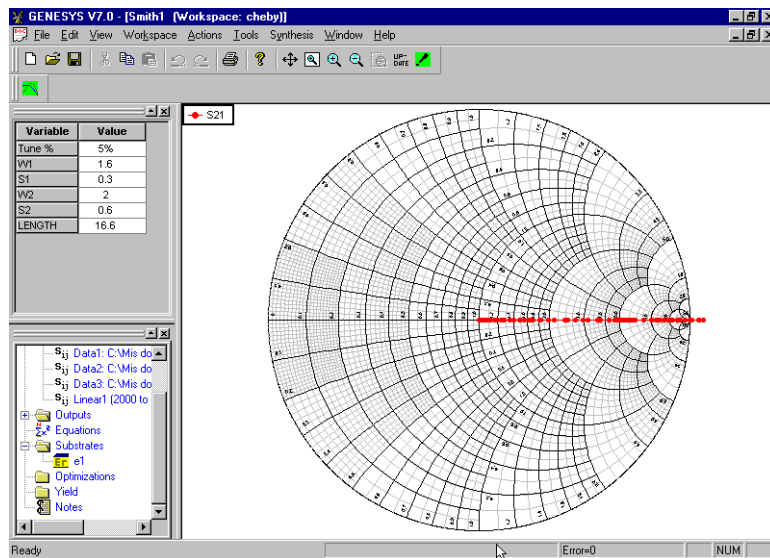


Figura 1.31 Carta de Smith en Genesys.

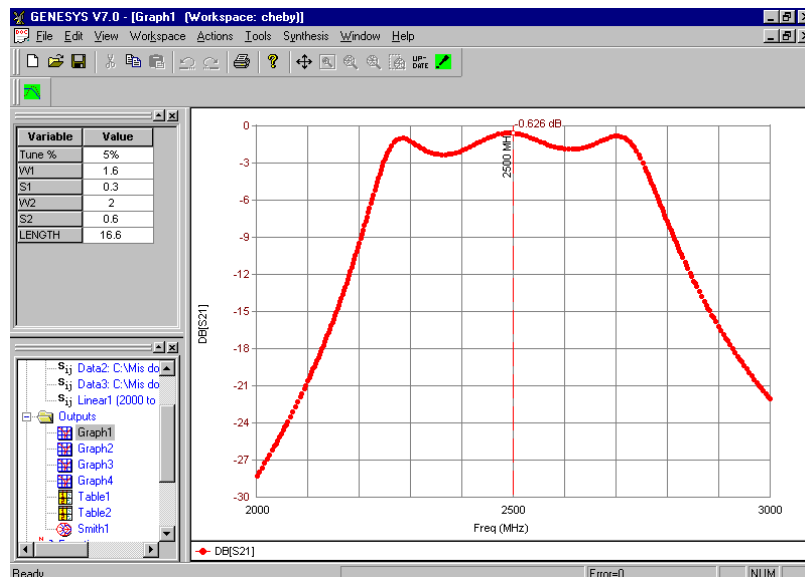


Figura 1.32 Simulación en Genesys de S_{21} .

CAPÍTULO 2

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL FILTRO

En el capítulo anterior se describió la teoría del diseño de filtros Chebyshev. El objetivo del presente capítulo es el diseño y construcción de un filtro de este tipo con líneas acopladas cuyas características son:

- Pasa banda Chebyshev de sexto orden.
- Frecuencia central de 2.5 GHz.
- Ancho de banda del 20% (500 MHz).
- Topología de líneas acopladas.
- Atenuación en las frecuencias de corte de 1 dB.

En este capítulo se muestra de manera general como se construyen filtros con las características mencionadas. Para poder demostrar la repetibilidad del filtro se construyeron tres filtros, dos sin recinto metálico y uno con recinto metálico, lo cual integra la construcción de los tres, ya que se siguen los mismos pasos.

En la figura 2.1 se muestra el diagrama de flujo de los pasos necesarios para el diseño de un filtro, desde la caracterización del sustrato hasta las mediciones del filtro ya construido. Los pasos del 1 al 6 tratan del diseño matemático del filtro, los pasos 7 y 8 tratan de la simulación y construcción del filtro, el paso 9 trata de la construcción del recinto metálico y El paso 10 se refiere a la caracterización del filtro.

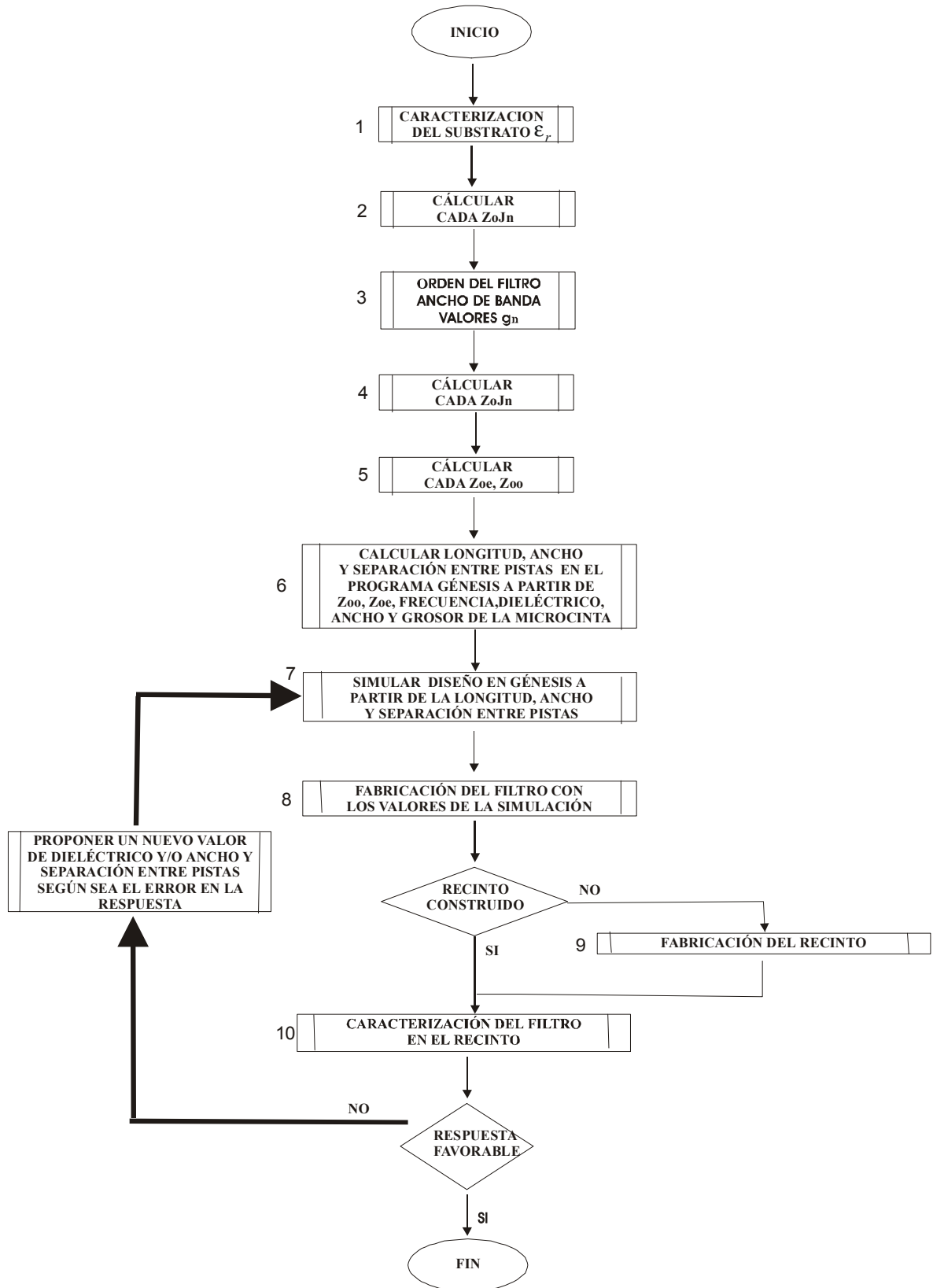


Figura 2.1 Diagrama a bloques para la construcción y caracterización del filtro.

2.1 CARACTERIZACIÓN DEL SUBSTRATO

Para la construcción del filtro se utilizó una placa comercial de circuito impreso hecha de fibra de vidrio cubierta con cobre en sus dos caras, la cual se muestra en la figura 2.2.



Figura 2.2 Placa para realizar el filtro.

Para poder realizar el diseño del filtro es necesario conocer las características de la placa, las cuales son la permitividad dieléctrica ϵ_r , el espesor h del substrato y el espesor t de la franja de metal.

Las mediciones para los parámetros h y t se pueden realizar con un vernier y tornillo milimétrico, el cual es capaz de medir valores pequeños de longitud. Los valores de las mediciones obtenidos para h y t son los siguientes.

Tabla 2.1 Valores físicos del substrato.

Parámetro	Longitud (μm)
Espesor del substrato (h)	1300
Espesor de la película conductora (t)	10

Una manera de calcular ϵ_r es a partir de la ecuación 61, donde se sustituye el valor de la capacitancia, área y espesor de la placa.

$$\epsilon_r = \frac{Ch}{A\epsilon_0} \quad (61)$$

Donde C = Capacitancia en [F].

A = Área [m^2].

h = Espesor de la placa [m].

ϵ_0 = Permitividad dieléctrica relativa [$8.84\text{e-}12$ F/m].

Así pues, se debe medir cada uno de estos parámetros. La medición de la capacitancia se realiza con un multímetro colocándolo en medición de capacitancia y colocando las puntas sobre cada una de las caras de la placa, como se muestra en la figura 2.3.



Figura 2.3 Medición de la capacitancia de la placa.

La medición del área se puede realizar midiendo sus lados con un metro, y el parámetro h es el mismo que el de la tabla 2.1. La tabla 2.2 muestra los valores de A , h , C , l_R y l_l obtenidos, así como el ϵ_r calculado.

Tabla 2.2 Parámetros medidos y calculados de la placa.

Parámetro	Valor
l_R	0.2 m
l_l	0.1 m
Área (A)	0.02 m ²
Espesor del sustrato (h)	1.3 mm
Capacitancia (C)	0.61 nF
Permitividad dieléctrica relativa ϵ_r	4.4

Con los valores obtenidos de ϵ_r , h y t se procede a realizar el diseño del filtro.

2.2 OBTENCIÓN DE LOS VALORES g_n

Es necesario conocer los valores g_n para cada línea acoplada, ya que estos se sustituyen en la ecuación 59 y de ahí se obtienen los valores de $Z_o J_n$.

De acuerdo a la sección 1.7, para un filtro Chebyshev de sexto orden se necesitan 4 g_n . El último g_n es 1 de acuerdo a lo que se mostró en la sección 1.2. Los valores g_n requeridos están en la tabla 2.3, y se encontraron a partir de la tabla 1.1.

Tabla 2.3 Valores de los g_n .

g_n	Valor
g_1	2.0236
g_2	0.9940
g_3	2.0236
g_n	1.0000

2.3 CÁLCULO DE LAS IMPEDANCIAS

El siguiente paso es determinar Z_{oe} y Z_{oo} de acuerdo a lo que se discutió en la secciones 1.6 y 1.7. Z_{oe} y Z_{oo} para cada línea acoplada se obtienen de las ecuaciones 40 y 41.

Para conocer los valores de las impedancias par e impar primero se deben conocer los valores de $Z_o J_n$ para cada línea acoplada, porque así lo requieren las ecuaciones 40 y 41. La impedancia característica debe ser de 50Ω , porque el analizador escalar tiene una impedancia característica de ese valor. En la tabla 2.4 se muestran los valores para $Z_o J_n$, y la tabla 2.5 muestra el valor de cada impedancia para cada uno de los 4 segmentos.

Tabla 2.4 Valores de cada $Z_o J_n$.

$Z_o J_n$	Valor
$Z_o J_1$	0.396
$Z_o J_2$	0.222
$Z_o J_3$	0.222
$Z_o J_4$	0.396

Sustituyendo en las ecuaciones 40 y 41 los datos de la tabla 2.4 se obtienen los valores de las impedancias par e impar, los cuales son:

Tabla 2.5 Valores de cada Z_{oe} y Z_{oo} .

n	Z_{oe}	Z_{oo}
1	77.64	38.04
2	63.42	41.42
3	63.42	41.42
4	77.64	38.04

2.4 CÁLCULO DE LAS LÍNEAS ACOPLADAS

El programa TLINE obtiene el valor de ancho y separación entre pistas que satisfagan los valores de Z_{oe} , Z_{oo} , así como la longitud de cada segmento, que debe ser de $\lambda/4$ a la frecuencia de diseño. Estos valores se muestran en la tabla 2.6.

Tabla 2.6 Valores de cada w y s .

Segmento n	Ancho w_n (mm)	Separación s_n (mm)	Longitud $\lambda/4$ (mm)
1	1.6	0.3	16.4
2	2.0	0.6	16.4
3	2.0	0.6	16.4
4	1.6	0.3	16.4

2.5 SIMULACIÓN DEL FILTRO

Una vez obtenida cada sección del filtro, el siguiente paso es realizar la simulación del filtro.

La simulación es un proceso por el cual se observa la respuesta que tendrá el filtro en condiciones “reales”, mediante la obtención de los 4 parámetros S que lo caracterizan, y que son los que se van a medir experimentalmente. El software para realizar la simulación es el Genesys, de la compañía Eagleware, versión 7. La respuesta del circuito se obtiene en gráficas de la respuesta en magnitud contra frecuencia. Los pasos que se siguen para poder simularlo son:

1. Editar el esquemático de las líneas acopladas.
2. Configurar el intervalo de frecuencias a simular, así como el número de puntos.
3. Obtener las gráficas en magnitud de S_{11} , S_{22} , S_{12} , S_{21}

En la figura 2.4 se muestra el diagrama esquemático para el filtro, donde se observan las 4 líneas acopladas, así como los puertos de entrada P_1 y P_2 . La impedancia característica especificada es de 50Ω .

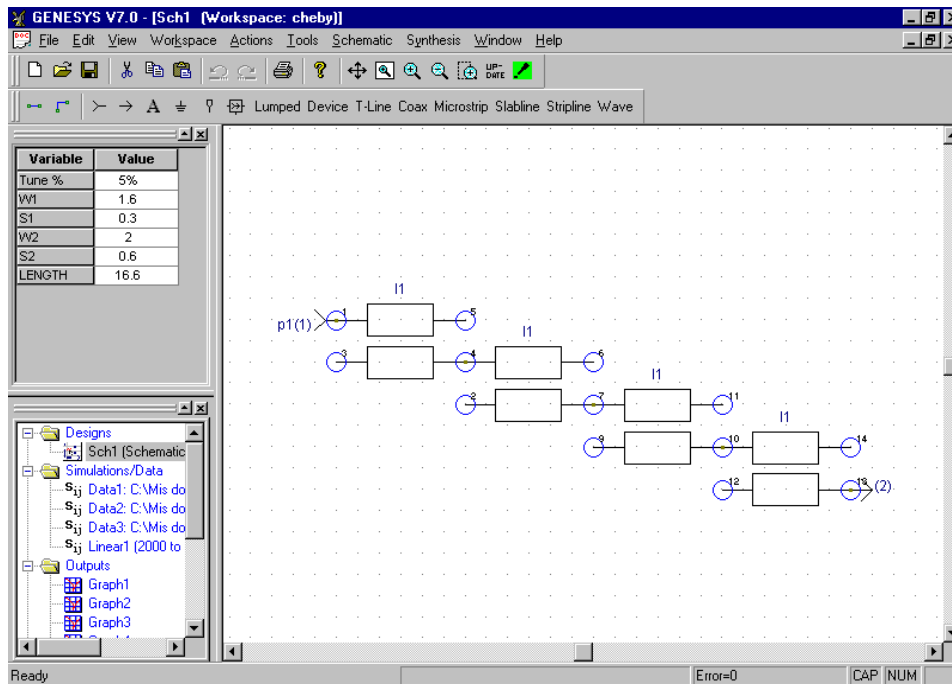


Figura 2.4 Diagrama esquemático de las líneas acopladas del filtro.

2.5.1 RESPUESTA DEL FILTRO SIMULADO

Después de realizar el diagrama esquemático se procede a obtener las gráficas de respuesta.

Las gráficas de respuesta obtenidas son para los 4 parámetros S , los cuales como se mencionó en la sección 1.8 se refieren a los coeficientes de reflexión para S_{11} y S_{22} y potencia de transmisión para S_{12} y S_{21} .

La figura 2.5 (a) y (b) muestra la simulación para S_{11} , el cual indica el coeficiente de reflexión visto desde el puerto 1 cuando el puerto 2 está acoplado a la impedancia característica. El intervalo de frecuencias sobre el cual se hizo la simulación es de 0 Hz a 3 GHz, y de 2 GHz a 3 GHz.

De la figura 2.5 se observa que en 2.5 GHz el coeficiente de reflexión es el valor de atenuación mínimo. Por lo tanto, se puede observar que a esta frecuencia se tiene una P_{ref} menor tal y como se esperaba, debido a que en este punto se tiene un mejor acoplamiento entre la fuente y la carga.

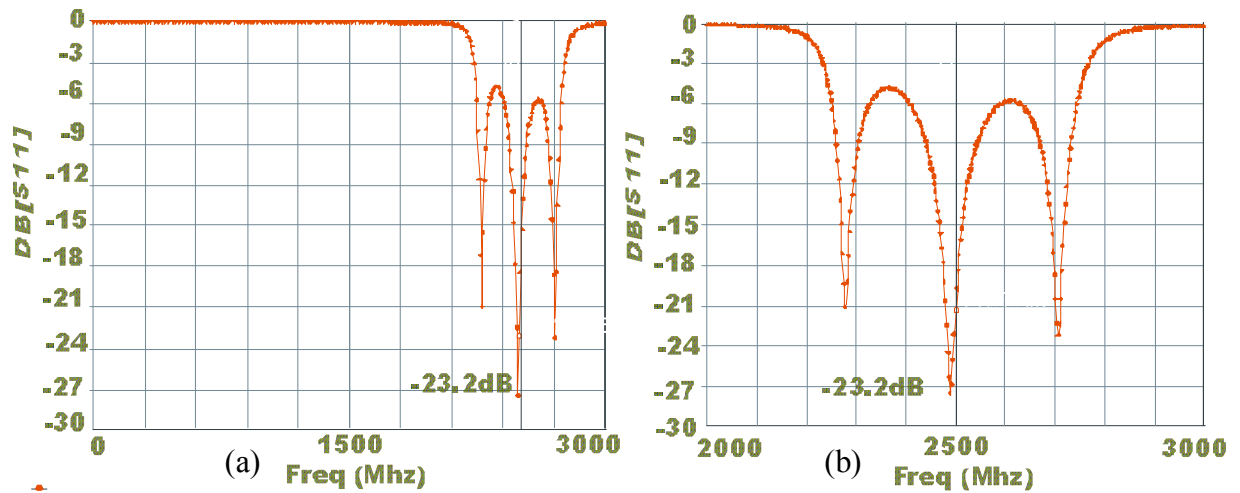


Figura 2.5 Simulación para S_{11} (a) Intervalo 0 GHz a 3 GHz. (b) Intervalo 2 GHz a 3 GHz.

La figura 2.6 muestra la simulación para S_{22} , el cual es el coeficiente de reflexión del puerto 2 cuando el puerto 1 está acoplado a la impedancia característica. El intervalo de frecuencias sobre el cual se hizo la simulación es de 0 Hz a 3 GHz, y de 2 GHz a 3 GHz.

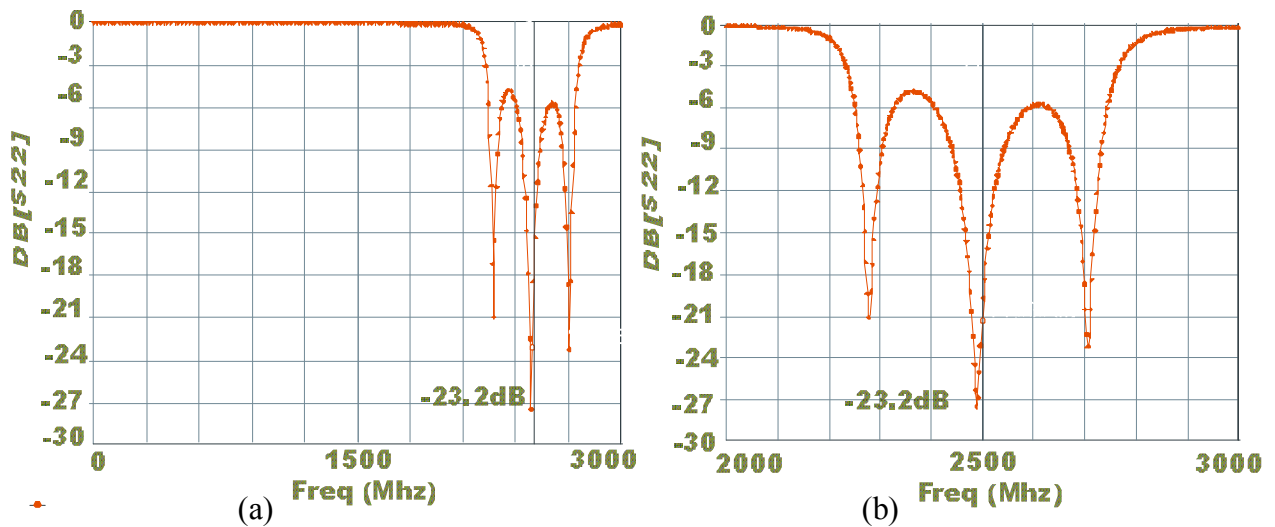


Figura 2.6 Simulación para S_{22} (a) Intervalo 0 GHz a 3 GHz. (b) Intervalo 2 GHz a 3 GHz.

La tabla 2.7 muestra los coeficientes de reflexión en decibelios y en escala lineal para los puertos 1 y 2 (S_{11} representa el coeficiente de reflexión del puerto 1 y S_{22} el del puerto 2), los cuales se obtuvieron de las figuras 2.5 (b) y 2.6 (b) para la frecuencia central de 2.5 GHz, el cual se calcula a partir de la ecuación 29.

Tabla 2.7 Γ para los puertos 1 y 2.

Parámetro	Puerto 1	Puerto 2
Coefficiente de reflexión (dB)	-23.2	-23.2
Coefficiente de reflexión en escala lineal	.0043	.0043

La figura 2.7 (a) y (b) muestra el parámetro S_{12} , el cual representa la potencia de transmisión del puerto 2 al puerto 1. El intervalo de frecuencias sobre el cual se hizo la simulación es de 0 Hz a 3 GHz, y de 2 GHz a 3 GHz.

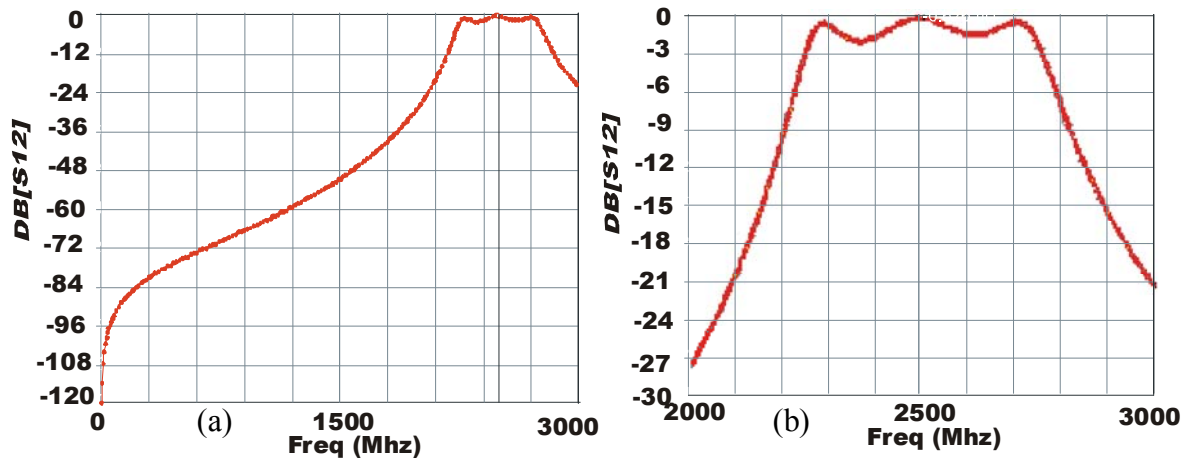


Figura 2.7 Simulación para S_{12} , (a) Intervalo 0 GHz a 3 GHz. (b) Intervalo 2 GHz a 3 GHz..

De la figura 2.7 se puede observar que la frecuencia central del filtro es de 2.5 GHz tal y como se esperaba. En este punto se obtiene la menor atenuación, que es de 0 dB. Esto indica que la frecuencia de 2.5 GHz se obtendrá la mayor transferencia de potencia del puerto 2 al puerto 1. La figura 2.8 muestra el parámetro S_{21} , el cual indica la potencia de transmisión del puerto 2 al puerto 1.

Con la consideración hecha en la sección 1.1 del ancho de banda y de las figuras 2.7 y 2.8 se obtiene el ancho de banda. La tabla 2.8 muestra el ancho de banda, el número de máximos y mínimos obtenidos para frecuencias mayores a 2.5 GHz y el orden del filtro obtenidos de las figuras 2.7 y 2.8.

Tabla 2.8 Ancho de banda, número de picos y orden del filtro.

Parámetro	S_{12}	S_{21}
Ancho de banda (%)	20	20
Número de máximos	3	3
Orden del filtro	6	6
Factor de calidad	5	5

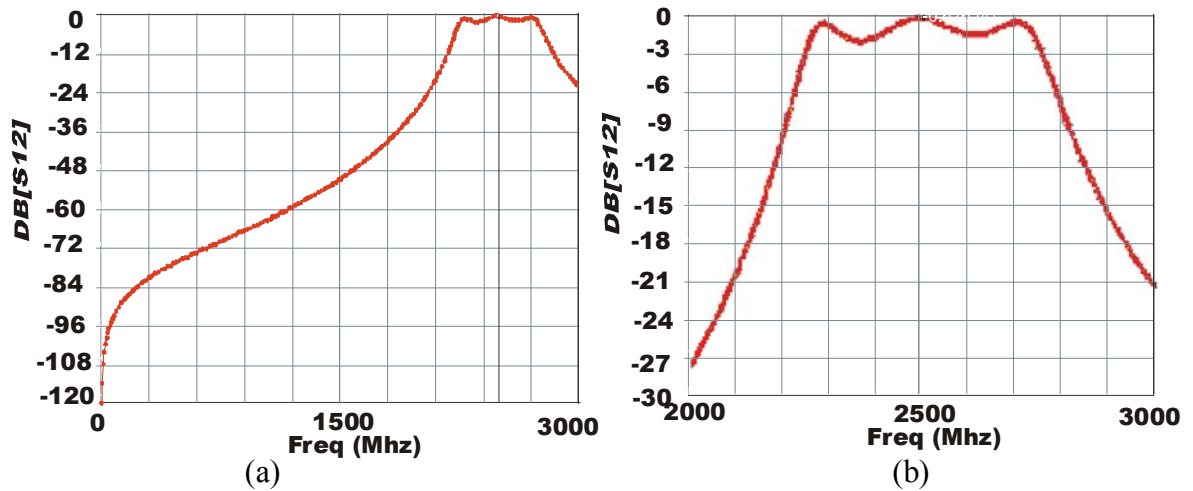


Figura 2.8 Simulación para S_{11} (a) Intervalo 0 GHz a 3 GHz. (b) Intervalo 2 GHz a 3 GHz.

2.6 CONSTRUCCIÓN DEL FILTRO

Después de obtener la simulación del filtro se procede a la construcción del mismo con los valores obtenidos en la simulación.

2.6.1 CONSTRUCCIÓN DEL FILTRO SOBRE EL SUSTRATO

Sobre la placa de circuito impreso mostrada en la figura 2.2 se imprimió el filtro.

Para la construcción del filtro se requiere imprimir las líneas acopladas sobre una placa de circuito. Para esto se probaron tres métodos de impresión: el método serigráfico, el método fotográfico y el método de transferencia de calor [24]. Debido a las características de comodidad y bajo costo se optó por implementar el método térmico. El método térmico consiste en transferir mediante la aplicación de calor, el tóner de una hoja de papel fotográfico que tiene el motivo sobre la superficie de cobre de una placa de circuito impreso virgen.

El motivo del circuito se tiene que hacer en un programa que permite realizar dibujos con alta precisión debido a que el método térmico requiere que se tenga el diseño del dibujo sobre una hoja de papel fotográfico. En este caso el programa utilizado fue Coreldraw, ya que permite realizar dibujos con alta precisión. Una vez hecho el dibujo, se hace la impresión sobre una hoja de papel fotográfico con una impresora láser, y este diseño se imprime sobre la placa de circuito por el calor de una plancha. Después de esto se procede al grabado de circuito impreso, que consiste en eliminar el cobre innecesario de la placa de fibra de vidrio, de tal manera que sólo queden las líneas acopladas, como se muestra en las figura 2.9 (a).



Figura 2.9 (a) Vista superior del filtro (líneas acopladas). (b) Vista posterior del filtro (plano de tierra)

De la figura 2.9 y de la sección 1.5 se observa que la microcinta está formada por un plano de tierra y las franjas de cobre. Así pues, la figura 2.9 muestra que el filtro diseñado está formado por un plano de tierra (figura 2.9 (b)) y las líneas acopladas (figura 2.9 (a)). Obsérvese que el proceso de impresión de las líneas de transmisión consiste en dejar el cobre de la placa que constituyen las líneas de transmisión eliminando el cobre que no corresponde a las líneas de transmisión.

2.6.2 CONSTRUCCIÓN DEL RECINTO

Experimentalmente se observó que para mejorar la respuesta del filtro es necesario colocarlo dentro de un recinto metálico. La figura 2.10 muestra el recinto metálico con su correspondiente tapa construido para este propósito.

El recinto metálico se realizó haciendo una cavidad a una barra de aluminio. La cavidad se hizo por medio de una fresadora CNC de control numérico modelo EM3116, de la empresa Dyna Mechronics Inc [25], cuyo suministro de potencia es de 900 W; tiene 5 ejes de trabajo (x, y, z, w, r), 3 de los cuales son lineales y los otros 2 rotacionales. Las direcciones máximas alcanzadas por los ejes x, y, z son 787mm, 406mm y 125mm respectivamente. Esta máquina es de operación manual, es decir, tiene un panel de control por medio del cual se le indica el corte a realizar; sin embargo también se puede configurar el corte por medio de un código, el cual se obtiene a partir del dibujo del corte en el programa VISI (versión 8.1) de la empresa VERO International [26]. Este programa genera un código el cual se graba a la fresadora por medio del dibujo con el corte. La figura 2.11 muestra la fresadora utilizada y la figura 2.12 muestra el diagrama esquemático hecho en el programa VISI para el recinto metálico.



Figura 2.10 Recinto metálico.



Figura 2.11 Fresadora CNC modelo EM3116 de la firma Dyna Mechatronics Inc.

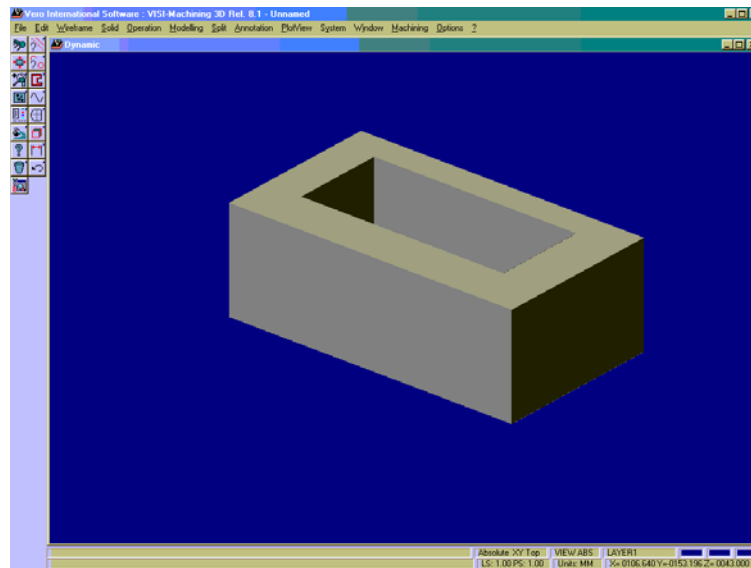


Figura 2.12 Esquemático del corte del recinto en el programa VISI.

2.6.3 FILTRO COMPLETO

Como se mencionó en la sección 2.1 se construyeron 3 filtros, dos sin recinto y uno con recinto para mostrar su repetibilidad.

Entonces, se construyen tres filtros y uno de ellos se coloca dentro del recinto sujetándose a este con unos tornillos como se muestra en las figuras 2.13 (a) y (b). A este filtro se le nombrará filtro 1.



Figura 2.13 (a) Filtro sin tapadera (b) Filtro con tapadera.

Los filtros sin recinto se muestran en las figura 2.14 (a) y (b). Se nombrarán filtro 2 y 3 respectivamente.



Figura 2.14 (a) Filtro 2. (b) Filtro 3.

CAPÍTULO 3

CARACTERIZACIÓN

En el presente capítulo se mostrará la forma en que se caracterizan los tres filtros que se construyeron usando el analizador escalar mencionado en la sección 1.9.

Como los filtros construidos son redes de dos puertos, se les pueden hacer las mediciones en magnitud de sus 4 parámetros S (sección 1.8). Con el analizador escalar se miden S_{12} y S_{21} y con ayuda del puente direccional se miden S_{11} y S_{22} .

Para tener una mayor resolución, el analizador de espectros realiza las mediciones en escala logarítmica y sus unidades son en dBm.

3.1 MONTAJE PARA MEDICIONES

Para realizar la medición de los parámetros S_{11} y S_{22} se utiliza el analizador de espectros y el puente direccional. La figura 3.1 muestra el montaje para la medición de los parámetros S_{11} y S_{22} . Para la medición de los parámetros S_{12} y S_{21} sólo se utiliza el analizador de espectros como se muestra en la figura 3.2. El nivel de potencia del tracking generator es de -10 dBm.



Figura 3.1 Montaje para la medición de los parámetros S_{11} y S_{22} .

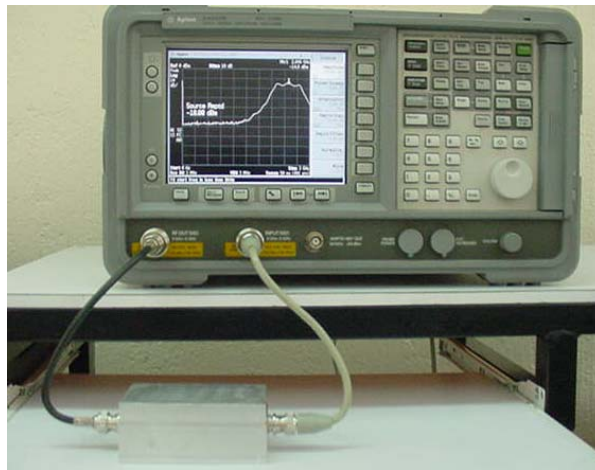


Figura 3.2 Montaje para la medición de los parámetros S_{12} y S_{21} .

3.2 PARÁMETROS DE AJUSTE

Para hacer las mediciones de los parámetros S se necesitan cables para conectar el analizador escalar y dispositivo. Por tal motivo, cabe suponer que los cables y los conectores introducen alguna fuente de error en las mediciones obtenidas, principalmente por atenuaciones de la señal y desacoplo producido por los conectores. Para compensar el efecto de los cables y conectores, es necesario hacer una calibración con cargas, corto circuitos, circuitos abiertos y uniones, los cuales no se tienen para el presente trabajo. Es por ello que como primera y única aproximación se hará una caracterización de la respuesta en frecuencia de los cables, así como una caracterización del puente direccional cuando está en circuito abierto. Estas mediciones se usarán como parámetros de ajuste.

3.2.1 AJUSTE EN LAS MEDICIONES EN REFLEXIÓN

Para obtener el parámetro de ajuste en reflexión, se debe conseguir que toda la potencia incidente en el filtro sea reflejada. Esto se obtiene dejando el puente de acoplamiento en circuito abierto es decir, quitando el filtro, porque de la ecuación 26 se tiene que si la Z_L es infinita (lo cual supone dejar el sistema en circuito abierto) el coeficiente de reflexión será aproximadamente 1 ($\Gamma \cong 1$) y en estas condiciones toda la potencia incidente es reflejada.

La conexión para las mediciones de reflexión en circuito abierto se muestran en la figura 3.3, y este se tomará como la potencia máxima reflejada para cada punto medido.



Figura 3.3 Conexión para el ajuste para S_{11} y S_{22} .

En la figura 3.4 se muestra la gráfica del coeficiente de reflexión medido en circuito abierto con el puente direccional. Considerando un circuito abierto ideal, las pérdidas de los cables, las pérdidas de inserción (IL) y de acoplamiento (C) del puente de acoplamiento y un nivel del generador de -10 dB, el nivel que se mediría para cada punto de la gráfica de la figura 3.4 sería de:

$$\Gamma_{\text{ajuste dBm}} = \left(\text{Nivel del generador} \right)_{\text{dB}} + \left(\text{Pérdidas de los cables y conectores} \right)_{\text{dB}} + \left(\text{Pérdidas del puente direccional} \right)_{\text{dB}} \dots\dots\dots(62)$$

Para cualquier medición que se realice se le restará este valor, que obtenido experimentalmente es el correspondiente al de la figura 3.4, por lo que el coeficiente de reflexión real estará dado por:

$$\Gamma_{\text{real}} = \Gamma_{\text{medido}} - \Gamma_{\text{ajuste}} \tag{63}$$



Figura 3.4 Gráfica del ajuste en reflexión

3.2.2 PARÁMETROS DE AJUSTE EN TRANSMISIÓN

Para obtener el ajuste de las mediciones en transmisión, se tienen que medir experimentalmente las pérdidas que tienen los cables y los conectores para después sumárselas a las mediciones que se hagan del filtro. En general, las pérdidas de inserción del circuito son:

$$IL_{\text{cables dBm}} = \left(\begin{matrix} \text{Nivel del} \\ \text{generador} \end{matrix} \right)_{\text{dB}} + \left(\begin{matrix} \text{Pérdidas de} \\ \text{los cables} \end{matrix} \right)_{\text{dB}} + \left(\begin{matrix} \text{Pérdidas de} \\ \text{los conectores} \end{matrix} \right)_{\text{dB}} \quad (64)$$

Es por ello que cuando se realice la medición del filtro para obtener su respuesta verdadera, se le tienen que sumar las pérdidas de inserción IL_{cables} de los cables por cada punto medido, como se muestra en la ecuación 65.

$$S_{ij \ i \neq j} = \left(\begin{matrix} \text{Pérdidas del} \\ \text{Dispositivo} \end{matrix} \right) + IL_{\text{cables}} \quad (65)$$

La figura 3.5 muestra el montaje para obtener IL_{cables} . Como se ve en la figura, se utiliza un adaptador BNC hembra a BNC hembra para interconectarlos.

La gráfica obtenida en escala logarítmica de IL_{cables} se muestra en la figura 3.6 En ella se observa que a medida que se incrementa la frecuencia se incrementan las pérdidas. El intervalo de frecuencia es de 22.4 MHz a 3 GHz con incrementos de 7.48 MHz.

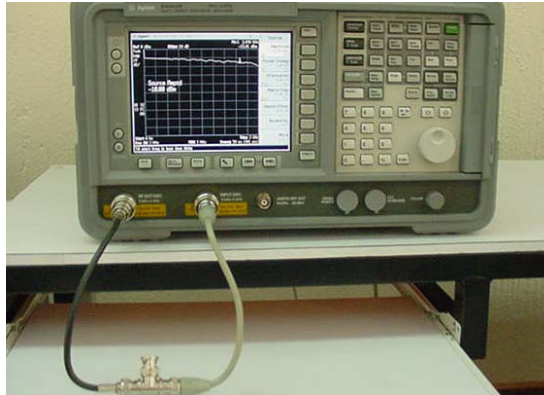


Figura 3.5 Conexión para el ajuste de S_{12} y S_{21} .

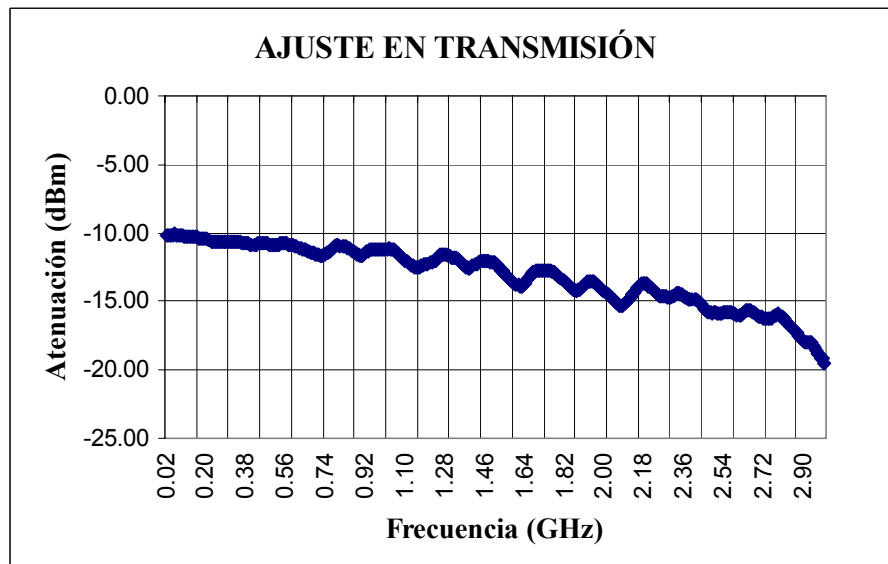


Figura 3.6 Gráfica del ajuste en transmisión.

3.3 CARACTERIZACIÓN DE LOS FILTROS

Como se mencionó en la sección 2.6, se construyeron 3 filtros. A estos filtros se les midió la magnitud de los 4 parámetros S .

A continuación se muestran las gráficas de las mediciones hechas a cada uno de los 3 filtros en el intervalo de frecuencia de 22.4 MHz a 3 GHz con incrementos de 7.48 MHz.

Para graficarlos se colocaron los datos en un archivo de nombre datos.txt con formato adecuado para que lo interpretara el programa Genesys. También se muestran las gráficas de las mediciones sin aplicar los ajustes y aplicando los ajustes.

En la figura 3.7 se muestran los 4 parámetros S para el filtro 1. La gráfica de color rojo corresponde a $|S_{11}|$, la de color azul a $|S_{22}|$, la de color verde a $|S_{12}|$ y finalmente la de color negro a $|S_{21}|$. En la figura 3.8 se muestra la gráfica de los mismos parámetros aplicando el ajuste. De igual forma, la figura 3.9 corresponde a la caracterización del filtro 2 y la figura 3.10 muestra la gráfica considerando el ajuste. Lo mismo se hizo en la figura 3.11 y 3.12 para el filtro 3.

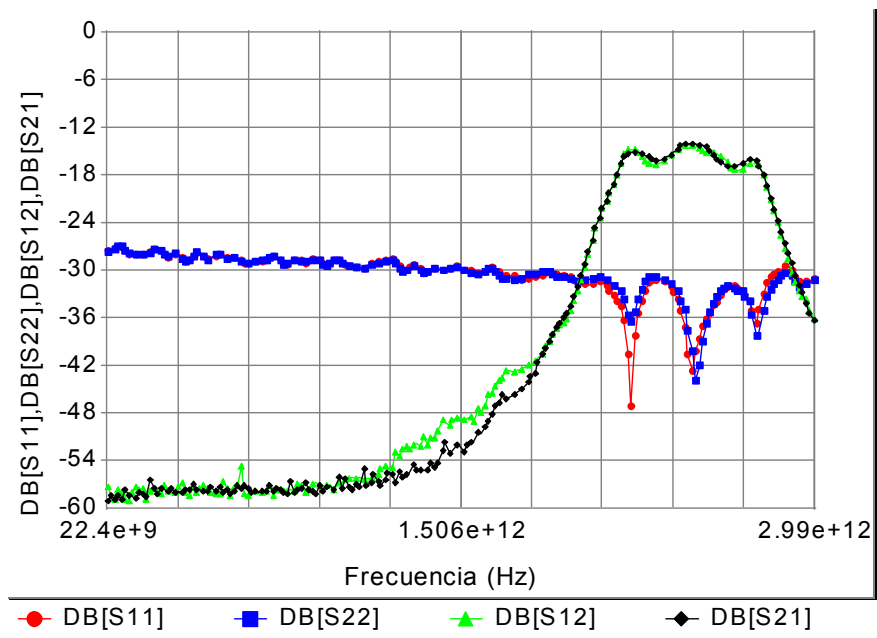


Figura 3.7 Gráfica de los parámetros S para el filtro 1 sin ajuste.

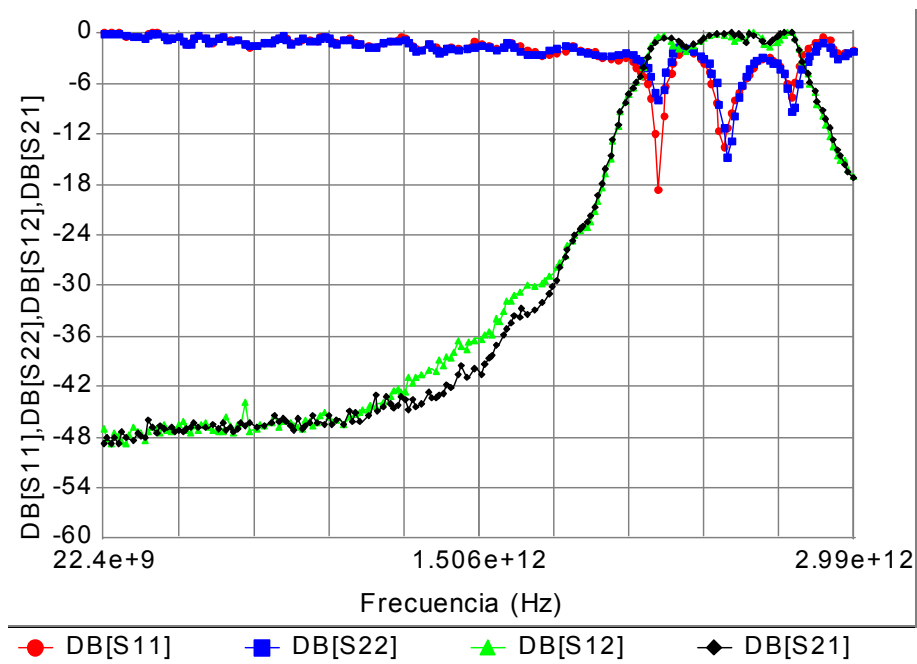


Figura 3.8 Gráfica de los parámetros S para el filtro 1 con ajuste.

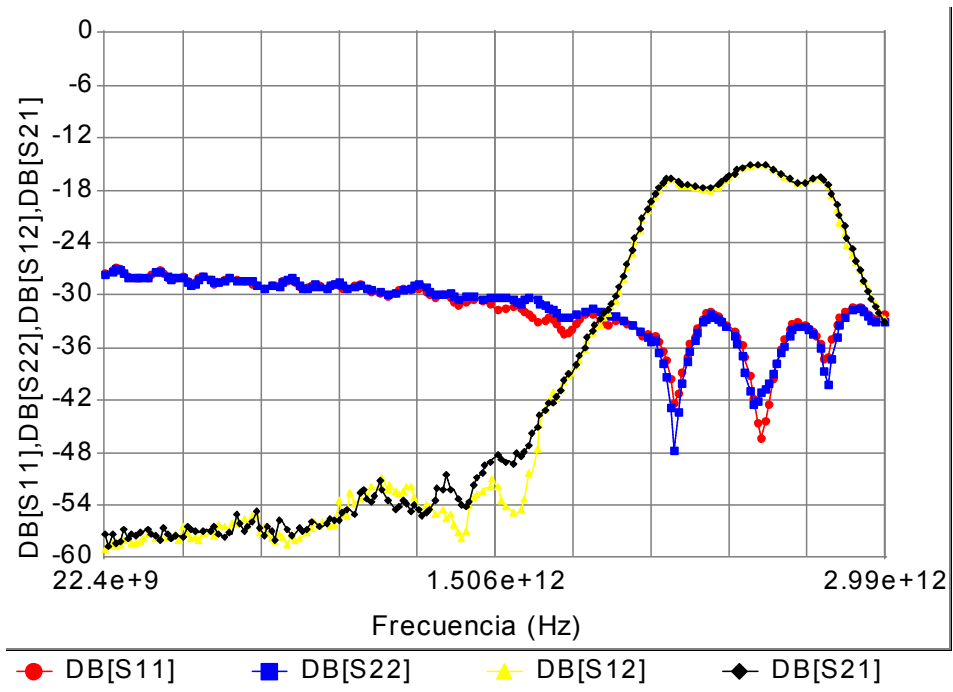


Figura 3.9 Gráfica de los parámetros S para el filtro 2 sin ajuste.

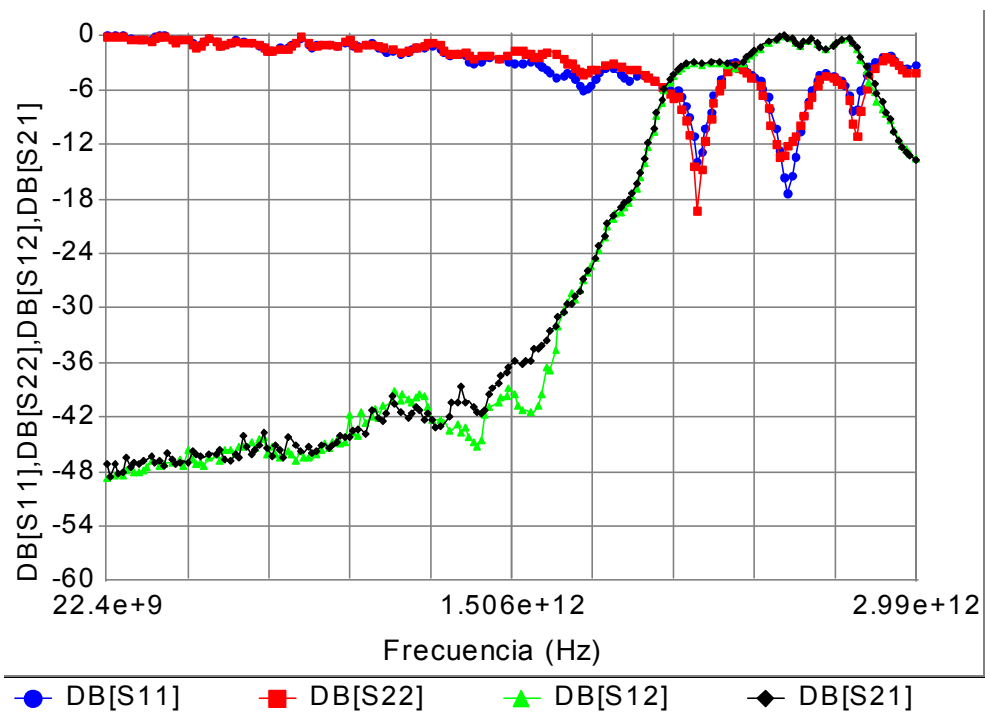


Figura 3.10 Gráfica de los parámetros S para el filtro 2 con ajuste.

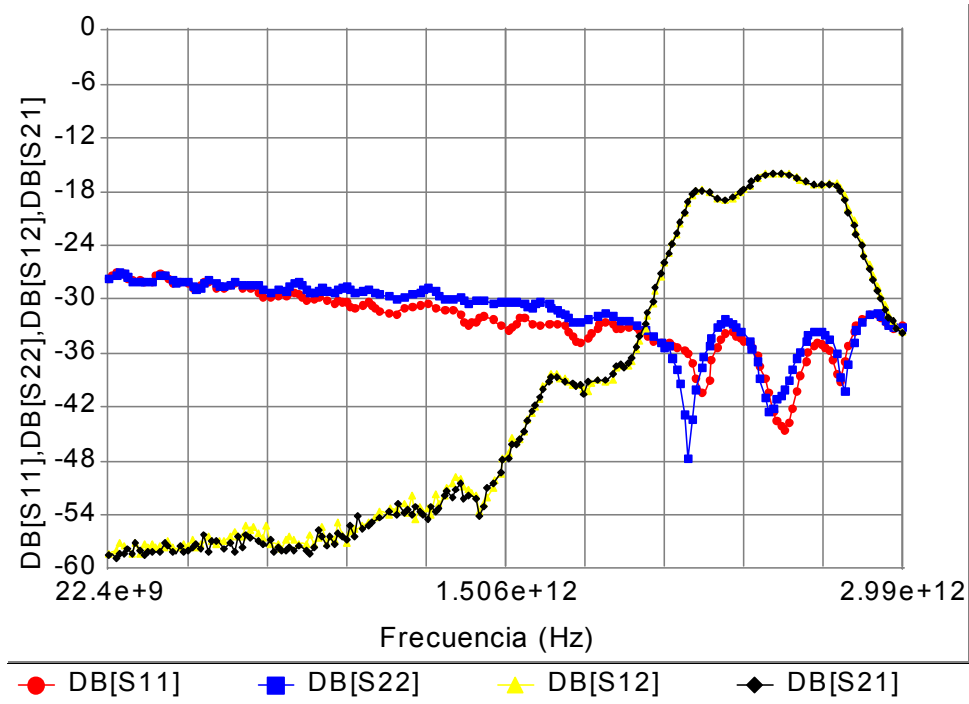


Figura 3.11. Gráfica de los parámetros S para el filtro 3 sin ajuste

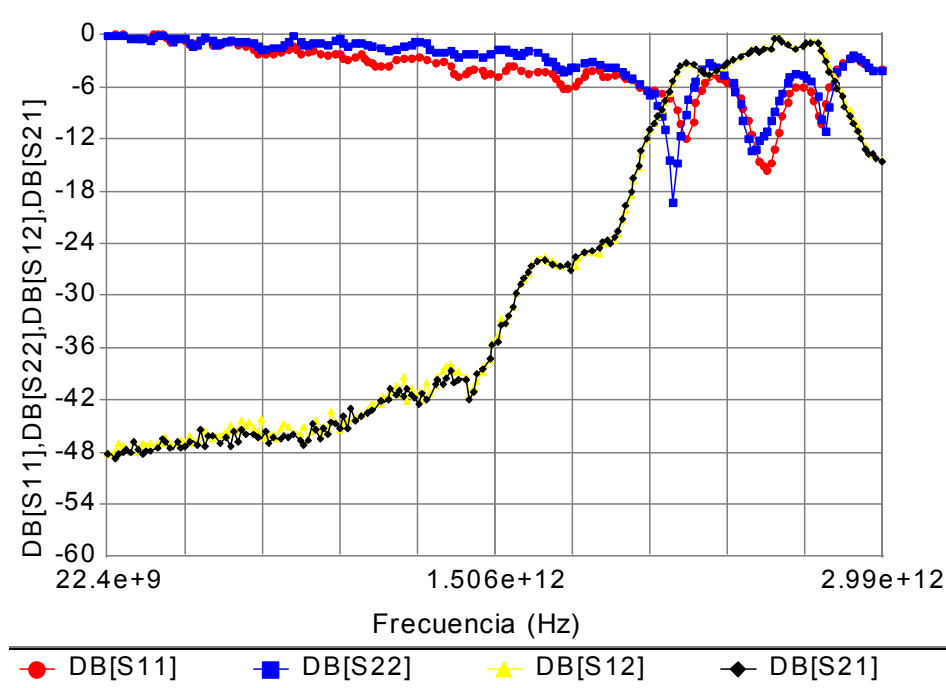


Figura 3.12 Gráfica de los parámetros S para el filtro 3 con ajuste.

En el siguiente capítulo se hará una comparación entre las mediciones hechas de los filtros y su simulación.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS

En el presente capítulo se realizará un análisis de las mediciones obtenidas con la caracterización de los filtros. También se hará una comparación de la respuesta del filtro con recinto metálico con respecto a su simulación. Finalmente se mostrarán las gráficas de error en la respuesta de la magnitud del filtro con recinto metálico con respecto al filtro simulado. Todas las mediciones se hicieron en el intervalo de frecuencia de los 2 GHz a los 3 GHz con incrementos de 2.49 MHz.

4.1 COMPARACIÓN DE LOS FILTROS CONSTRUIDOS

Para mostrar la repetibilidad en la respuesta de los filtros se obtuvieron sus 4 parámetros S . Todas las gráficas del filtro 1 son en color rojo, en color azul para el filtro 2 y en color verde para el filtro 3, y de aquí en adelante al filtro 1 se le llamará f1, al filtro 2 f2 y al filtro 3 f3. En la figura 4.1 se muestra el parámetro S_{11} , la figura 4.2 corresponde a S_{22} , la figura 4.3 es S_{12} y finalmente la figura 4.4 es para S_{21} . A todas estas gráficas se les aplicaron los factores de corrección explicados en la sección anterior.

De acuerdo a la sección 3.2.1 una espuesta favorable en reflexión es cuando el parámetro S_{11} alcanza su menor valor para un punto dado de frecuencia. De la figura 4.1 se observa que la mejor respuesta para el parámetro S_{11} se obtiene de f3, ya que presenta un menor valor en el intervalo de frecuencias de 2.48 GHz a 2.54 GHz. Se observa que f1 alcanza los menores valores para el parámetro S_{11} , sin embargo no se considera a este filtro como el que mejor respuesta presenta para el parámetro S_{11} porque este valor lo alcanza en el intervalo de frecuencias de 2.2 GHz a 2.25 GHz y no a la frecuencia central. Esta comparación se muestra en la tabla 4.1.

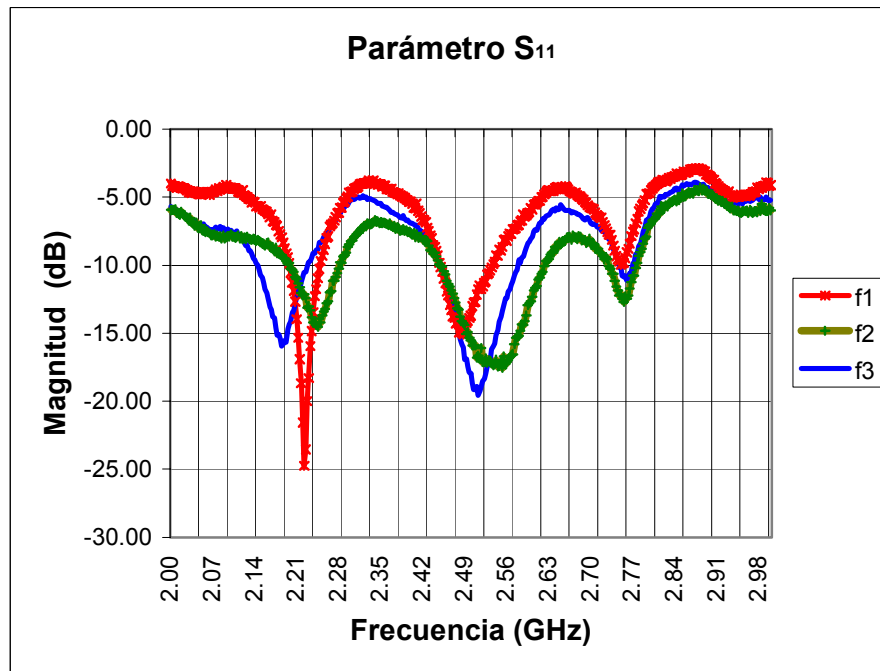


Figura 4.1 Parámetro S_{11} para los tres filtros.

Tabla 4.1 Comparación del parámetro S_{11} para los tres filtros a 2.5 GHz

Parámetro	f1	f2	f3
S_{11dB}	-15.4	-16.8	-19.5
$ S_{11} $	0.028	0.02	0.01

De la figura 4.2 la mejor respuesta para el parámetro S_{22} la presenta f2, ya que tiene un valor menor para S_{22} en el intervalo de frecuencias de 2.48 GHz a 2.54 GHz. La tabla 4.2 muestra una comparación entre los tres filtros para el coeficiente de reflexión en escala lineal y logarítmica a 2.5 GHz.

Tabla 4.2 Comparación del parámetro S_{22} para los tres filtros a 2.5 GHz.

Parámetro	f1	f2	f3
S_{22dB}	-14.5	-17.5	-15.7
$ S_{22} $	0.035	0.017	0.027

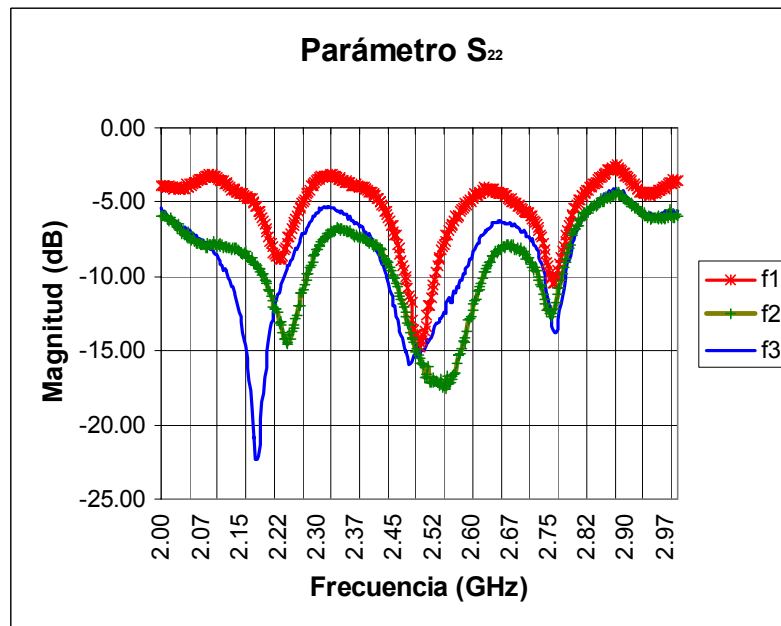


Figura 4.2 Parámetro S_{22} para los tres filtros.

Si se comparan las figuras 4.1 y 4.2, se observa que los parámetros S_{11} y S_{22} tienen respuestas parecidas. En este caso se observa que la mejor respuesta en reflexión la tiene f2, ya que de las tablas 4.1 y 4.2 y de las figuras 4.1 y 4.2 se observa que alcanza valores menores en la frecuencia central.

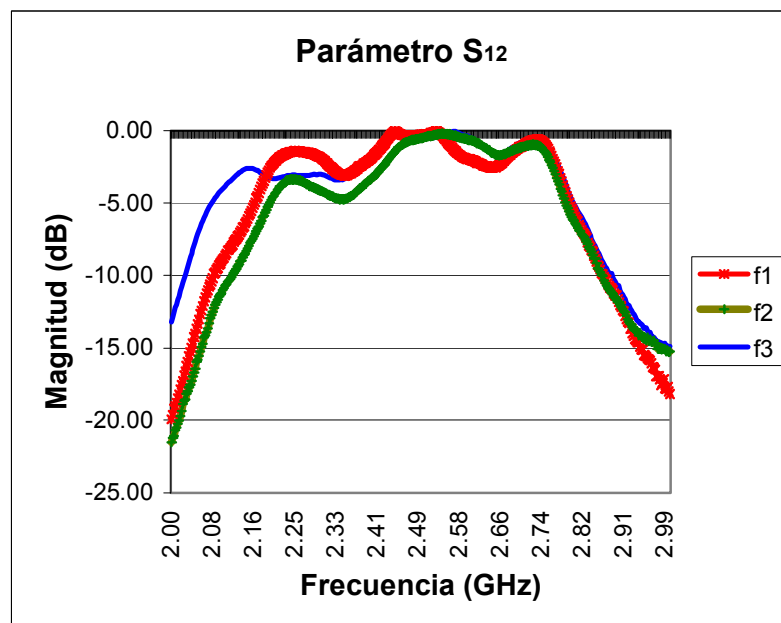


Figura 4.3 Parámetro S_{12} para los tres filtros.

De la figura 4.3 se observa que la mejor respuesta para el parámetro S_{12} la presenta f1, ya que tiene una menor atenuación en la banda de paso, además presenta una atenuación más rápida que las demás. La tabla 4.3 muestra la frecuencia central y el ancho de banda para cada filtro en función de S_{12} .

Tabla 4.3 Parámetro S_{12} para los tres filtros para su frecuencia central y ancho de banda.

Parámetro	f1	f2	f3
Frecuencia central (GHz)	2.5	2.51	2.52
Ancho de banda (MHz)	600	520	660

En la figura 4.4 se observa que f1 presenta la mejor respuesta para el parámetro S_{21} , ya que en la banda de paso tiene su menor atenuación y en la banda de rechazo su caída es mayor que las demás. La tabla 4.4 muestra una comparación entre los tres filtros para el ancho de banda y la frecuencia central.

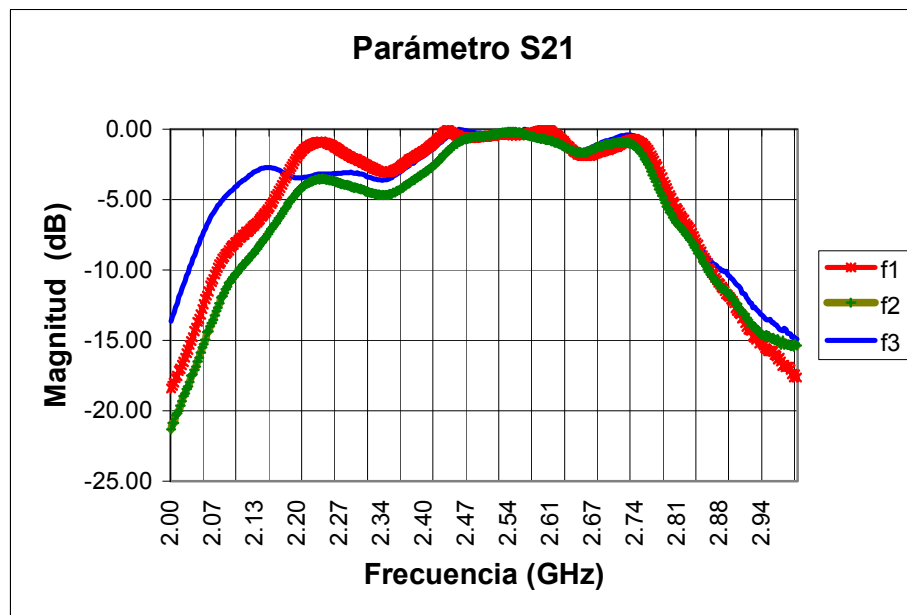


Figura 4.4 Parámetro S_{21} para los tres filtros.

Tabla 4.4 Parámetro S_{21} para los tres filtros para su frecuencia central y ancho de banda.

Parámetro	f1	f2	f3
Frecuencia central (GHz)	2.5	2.51	2.52
Ancho de banda (MHz)	540	550	600

Haciendo una comparación entre las figuras 4.3 y 4.4 fl presenta la mejor respuesta en transmisión, ya que de las tablas 4.3 y 4.4 muestra el menor ancho de banda y su frecuencia central es de 2.5 GHz, y de las figuras 4.3 y 4.4 la respuesta se asemeja más a la simulación.

4.2 COMPARACIÓN ENTRE F1 Y LA SIMULACIÓN

Como la simulación proporciona el límite teórico al cual se puede aproximar un diseño, se hizo una comparación de esta con respecto a fl, que es el filtro con recinto. Las figuras 4.5, 4.6, 4.7 y 4.8 muestran los parámetros S_{11} , S_{22} , S_{12} y S_{21} respectivamente para la simulación y caracterización de fl, donde el color rojo corresponde a la respuesta caracterizada y el color verde a la respuesta simulada.

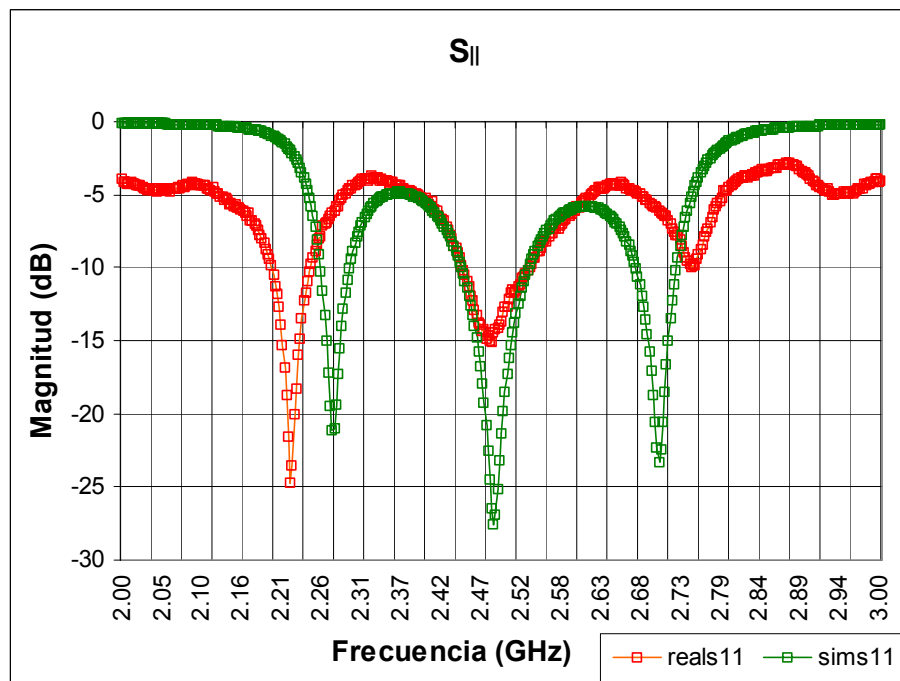


Figura 4.5 Parámetro S_{11} para la simulación y caracterización de fl.

De las figuras 4.5 y 4.6 obsérvese que la respuesta de la caracterización de fl se asemeja a la simulación. Para ambas figuras la frecuencia central es a 2.5 GHz. La tabla 4.5 muestra un cuadro comparativo de los parámetros S_{11} y S_{22} para ambas figuras.

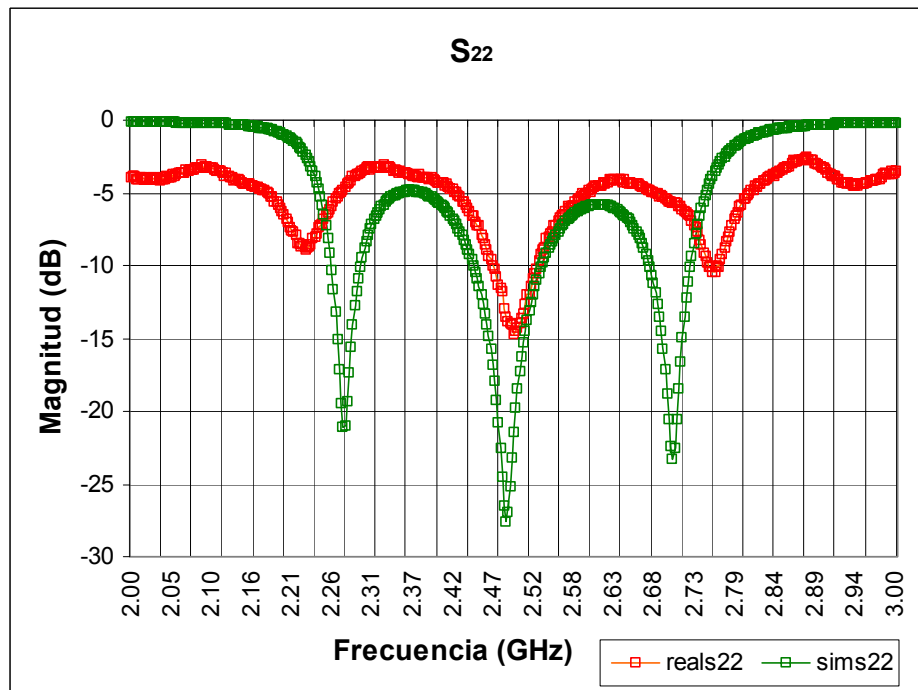


Figura 4.6 Parámetro S_{22} para la simulación y caracterización de fl.

Tabla 4.5 Comparación de los parámetros S_{11} y S_{22} para la simulación y caracterización de fl en la frecuencia central

Resultado	S_{11} (dB)	S_{22} (dB)
Simulación	-27.5	-27.5
Caracterización	-14.4	-14.3

De las figuras 4.7 y 4.8 se observa que la simulación y la caracterización de fl tienen respuestas similares, y que la simulación presenta una atenuación más rápida en la banda de rechazo con respecto a la caracterización de fl. La tabla 4.6 muestra un cuadro comparativo de los parámetros S_{12} y S_{21} para la simulación y caracterización. Para ambos parámetros se obtuvo la misma frecuencia central y distinto ancho de banda y factor de calidad.

Tabla 4.6 Ancho de banda y frecuencia central para la simulación y caracterización en los parámetros S_{12} y S_{21}

Resultado	Frecuencia central (GHz)	Ancho banda(MHz)	Q
Simulación	2.5	500	5
Caracterización	2.5	600	4.16

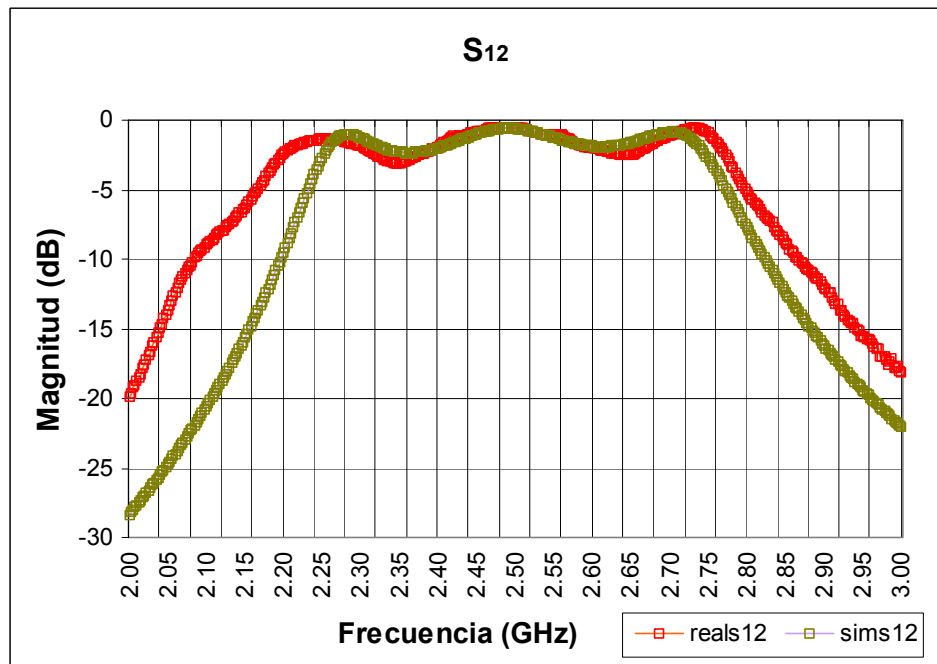


Figura 4.7 Parámetro S_{12} para la simulación y caracterización de fl.

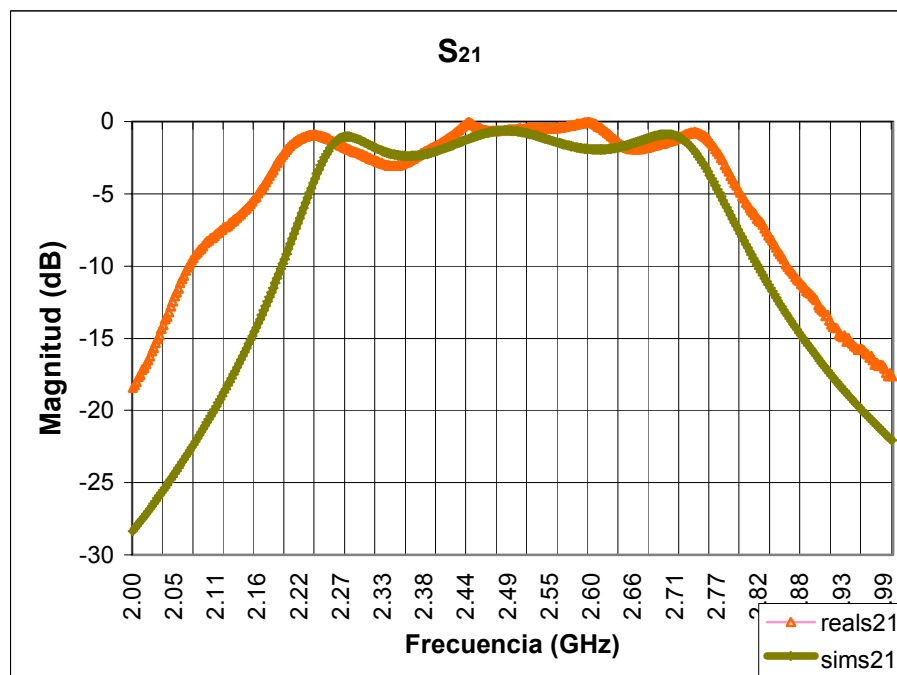


Figura 4.8 Parámetro S_{21} para la simulación y caracterización de fl.

4.3 ERROR DE LAS MEDICIONES CONTRA LA SIMULACIÓN

Para tener una medida cuantitativa de las diferencias entre lo medido y lo simulado, es posible obtener la gráfica del error, donde se considera el valor de lo simulado como correcto y con respecto a este se tiene el error. Esto se calcula con la ecuación 66 [27].

$$\% \text{ error} = \frac{|\text{Simulación en escala lineal} - \text{Medición en escala lineal}|}{|\text{Simulación en escala lineal}|} * 100 \quad (66)$$

En la figura 4.9 se muestra el error para S_{11} , en la 4.10 para S_{22} , la 4.11 corresponde al error en S_{12} y finalmente la 4.12 es el error para S_{21} .

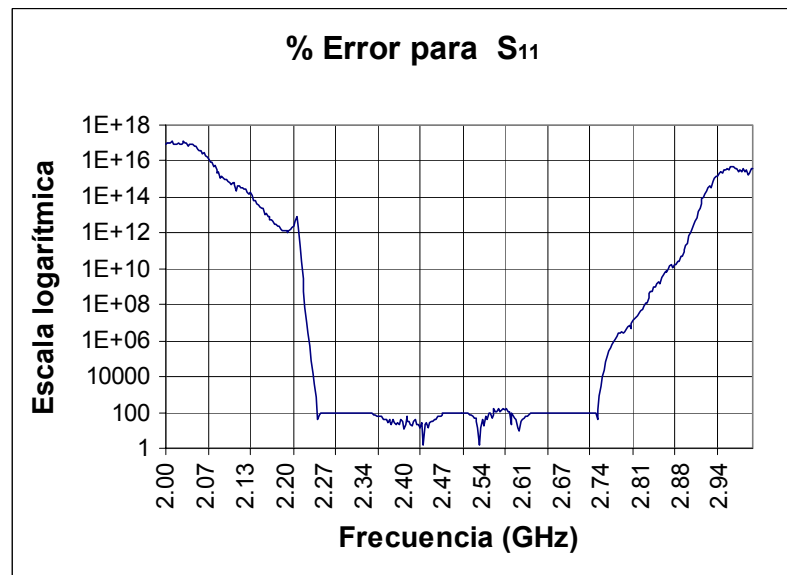


Figura 4.9. Porcentaje de error en S_{11} .

En la figura 4.9 se observa que en el intervalo de frecuencias de 2.25 GHz a 2.75 GHz existe un error máximo de 100%, el cual es muy pequeño, lo que significa que en la banda de paso la simulación tiene un comportamiento similar con respecto a la caracterización. Sin embargo, fuera de la banda de paso la caracterización dista mucho de la simulación.

Se observa que en la figura 4.10. el error en la banda de rechazo es muy similar al de la figura 4.9, pero en la banda de banda de paso presenta algunas diferencias y el parámetro S_{11} presenta un mejor comportamiento.

De la figura 4.11 se observa que para frecuencias cercanas a la frecuencia central el error entre la simulación y la caracterización se hace cercana a 0%, lo cual implica que el parámetro S_{12} es bastante confiable.

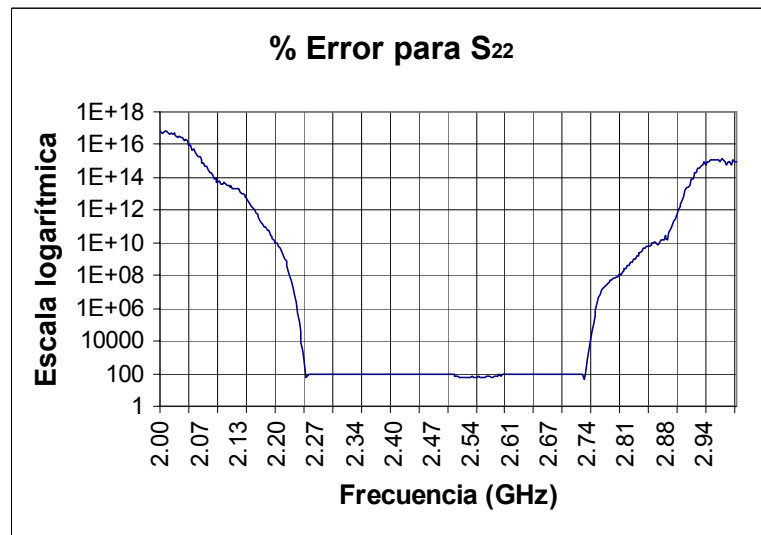


Figura 4.10. Porcentaje de error en S_{22} .

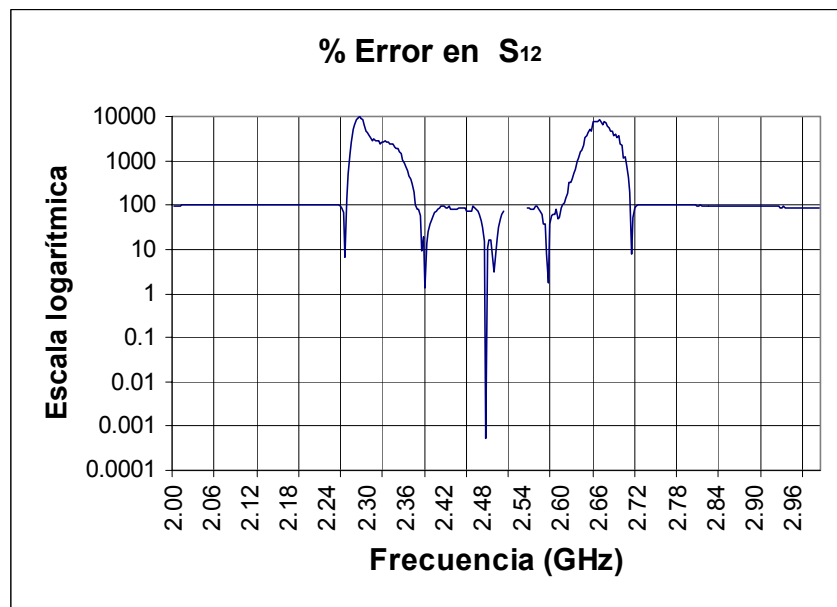


Figura 4.11. Porcentaje de error en S_{12} .

Obsérvese de la figura 4.12 que el error en la banda de paso es menor al 100% y que en la frecuencia central es cercano al 1%, también se observa que el parámetro S_{21} con respecto a S_{12} presenta menor error en el intervalo de frecuencias de 2 GHz a 3 GHz, lo que implica que el parámetro S_{21} presenta mejores resultados.

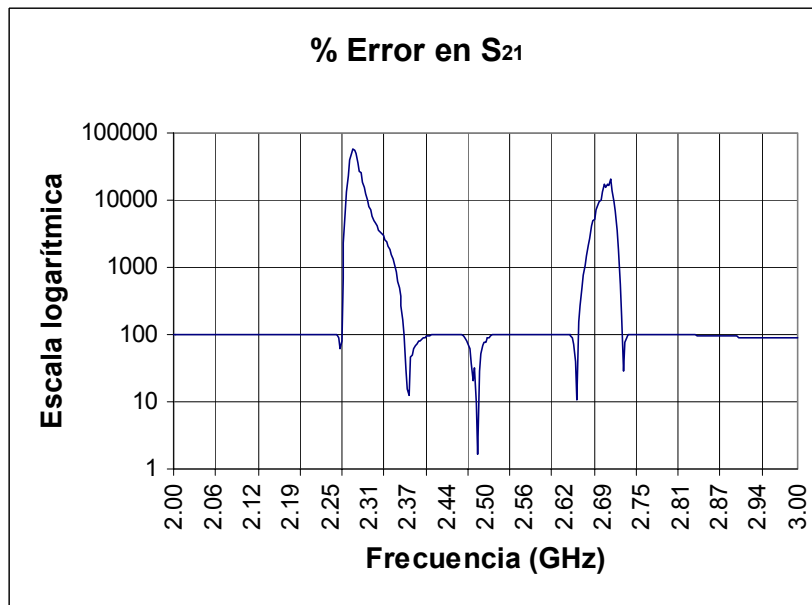


Figura 4.12. Porcentaje de error en S_{21} .

De las gráficas de error mostradas, el error puede tener su origen en que la simulación no tomó en cuenta el efecto de los conectores, por lo cual para extraer la respuesta verdadera del circuito habría que hacer las mediciones sin usar los conectores. Sin embargo, esto solo se puede hacer usando un analizador de redes vectorial (VNA), y estándares de calibración (corto circuito, circuito abierto, unión), lo cual no es posible con la infraestructura con que se cuenta.

La tabla 4.7 muestra un resumen de los parámetros calculados de los tres filtros y la simulación.

Tabla 4.7 Tabla resumen de los tres filtros y la simulación.

Filtro	S_{11} (dB)	S_{22} (dB)	Frec. central S_{12} (GHz)	B S_{12} (MHz)	Q S_{12}	Frec. central S_{21} (GHz)	B S_{21} (MHz)	Q S_{21}
Simulación	-27.5	-27.5	2.5	500	5	2.5	500	5
Filtro 1	-15.4	-14.5	2.5	600	4.16	2.5	540	4.62
Filtro 2	-16.8	-17.5	2.51	520	4.82	2.51	550	4.56
Filtro 3	-19.5	-15.7	2.52	660	3.81	2.52	600	4.20

CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES

Aun con las limitantes en equipo, material y técnicas de diseño de filtros para microondas se logró construir el filtro con material que resulta relativamente sencillo de obtener.

Los resultados obtenidos del filtro construido con tales materiales y bajo el equipo de medición se observaron similares a lo simulado, con lo cual se demuestra que es posible la construcción de dispositivos y a futuro sistemas en la banda de las microondas.

Sin embargo, se observó que algunas limitantes para la construcción de los filtros en microondas bajo esta técnica, es la realización del circuito impreso, ya que si se tienen dimensiones menores a 0.5mm, es muy difícil realizar el circuito impreso, pues la técnica utilizada no lo permite. Otra limitante es el equipo de medición, ya que el analizador de espectros utilizado alcanza una frecuencia máxima de 3GHz.

La caracterización en transmisión y reflexión expuesta en el capítulo 3 es solo una aproximación para extraer la respuesta verdadera del filtro, lo que implica que las mediciones obtenidas no son del todo reales, debido a que no se compensó perfectamente el efecto de los dispositivos usados para medir. Sin embargo, de acuerdo a la simulación las mediciones son cercanas a lo deseado.

Una limitante más al hacer la construcción de los filtros es que para el cálculo de la permitividad relativa (ϵ_r) la medición del espesor del substrato (h) debe ser exacta, ya que de acuerdo a la ecuación 46, la cual calcula el valor de la permitividad relativa, un pequeño cambio en el parámetro h , cambia mucho el valor de ϵ_r . Como el equipo con que se midió el espesor del substrato tiene cierto intervalo de error ($\pm 0.5mm$), y este error aunque sea mínimo afecta mucho al valor de ϵ_r , por lo cual se tiene que hacer un ajuste en

la permitividad relativa. Este ajuste se hace modificando ancho y separación entre pistas, tal y como se mostró en la figura 2.1 del capítulo 2, de tal manera que si el valor propuesto de ϵ_r no se ajusta a la frecuencia de corte deseada, se puede proponer un nuevo ϵ_r con los siguientes pasos:

- Proponer un nuevo ϵ_r , de tal manera que con las dimensiones físicas del filtro construido se obtenga en el programa TLINE el valor de la frecuencia central medida experimentalmente.
- Con este nuevo ϵ_r obtener una nueva longitud, la cual debe de hacer que el filtro tenga su frecuencia central deseada.

También se observó que al menos en transmisión el recinto metálico ofrece una mejor respuesta para el filtro, por lo cual se recomienda usar este en la construcción.

Se probaron 3 métodos para la impresión del circuito sobre la placa, como son el método serigráfico, el método fotográfico y el método térmico, pero de los tres se concluyó después de realizar varias pruebas que el último es el que resulta mejor para implementarse, por tener una buena resolución y requerir poca infraestructura.

Así pues, es posible esperar que se desarrollen a futuro dispositivos como: Amplificadores, resonadores, acopladores, osciladores, o bien otra topología de filtros, ya que tales dispositivos tienen técnicas de construcción y desarrollo muy similares al filtro expuesto. De esta manera, también es de esperarse que al obtener un número favorable de tales dispositivos se pueda desarrollar un sistema completo de microondas al conjuntar varios de estos dispositivos.

REFERENCIAS

URL'S

- [1] "RF Filters Microwave", BSC Filters LTD, <http://www.bscfilters.com>, (fecha de acceso 7 de marzo del 2003).
- [2] "Filter Products", Q Microwave, <http://www.qmicrowave.com>, (fecha de acceso 7 de marzo del 2003).
- [3] "RF Microwave & Filters", RME Filters Inc, <http://www.rmefilters.com>, (fecha de acceso 7 de marzo del 2003).
- [4] "Microwave & Filters", Rolf Heine Filters, <http://www.rolfheine.com>, (fecha de acceso 7 de marzo del 2003).
- [5] "Bandpass Filters", Microwave Circuits, <http://www.micckts.com>, (fecha de acceso 7 de marzo del 2003).
- [6] "Microwave Circuit Designer-ADS 2003A", Agilent Technologies, <http://eesof.tm.agilent.com/products/e8910a-b.html#ProductDescription>, (fecha de acceso 7 de marzo del 2003).
- [7] "Applied Wave Research", MicrowaveOffice, <http://www.mwoffice.com/products/mwoffice.html>, (fecha de acceso 7 de marzo del 2003).
- [8] "Filters Desing", ELANS, <http://www.orc.ru/~nikma/filters.htm>, (fecha de acceso 7 de marzo del 2003).
- [9] "Electromagnetically Charged EDA Software", Ansoft Designer, <http://www.ansoft.com>, (fecha de acceso 7 de marzo del 2003).
- [10] "High Frequency Electromagnetic Software", Sonnet lite <http://www.sonnetusa.com>, Sonnet, (fecha de acceso 7 de marzo del 2003).
- [11] "Electromagnetic Simulation & Electronic Desing Automation", <http://www.zeland.com>, Zeland Software, (fecha de acceso 7 de marzo del 2003).
- [12] "RF and microwave desing software", Eagleware, <http://www.eagleware.com>, (fecha de acceso 20 de Octubre de 2002).

Libros

- [13] Jonhson David Irwin, "Análisis básico de circuitos eléctricos", Ed. Prentice-Hall Hispanoamericana, 5 ed. 1991, pp. 380-430.
- [15] David M. Pozar, "Microwave Engineering", Addison-Wesley Publishing Company, Capitulo 10, 1993, pp. 455-526.
- [16] David Baez López, "Notas del curso: Introducción a los filtros activos", UDLA, 1998.
- [18] Tomasy Wayne, "Comunicaciones y Sistemas", Ed Prentice Hall Hispanoamericana, 5 ed, 1990, pp. 60-104.
- [19] Joseph J. Carr, "Practical Antenna Handbook", McGraw-Hill, segunda edición, 1994.
- [21] Hugo Ramírez Leyva, "Tesis Control por computadora de instrumentos de medición de microondas: Caracterización automatizada de dispositivos de microondas", INAOE, 1997, pp. 12-13.

- [22] Agilent Technologies E4403 Spectrum Analyzer, “Spectrum Analyzer Manual”, Agilent Technologies, 1992.
- [23] Agilent Technologies 86205A Directional Bridge, “Operating and Service Manual”, Agilent Technologies, 1992.

Notas de aplicación

- [14] “Filtros pasivos”,
<http://www.tsc.uvigo.es/BIO/Docencia/SCEE/presentaciones/Pasivos1.pdf>, (fecha de acceso 5 de Agosto de 2002).
- [17] “Lineas acopladas stubs”, <http://www.eee.metu.edu.tr/~nyil/filpro.html>, (fecha de acceso 12 de Febrero de 2003).
- [20] “Calculator capacitance microwave”, <http://www4.ncsu.edu/~zchang/project/pages/fmms.html>
- [24] “circuitos impresos transferencia térmica”, http://www.micro-electronica.com/docz/circuitos_impresos_transf_termica.htm, (fecha de acceso 16 de Noviembre de 2002).
- [25] “Operation y Reference Manual DM1007, EM3116, DM2800”, Dyna Mechronics Inc. USA, 1990.
- [26] “Vero software”, Vero Inc, <http://www.vero-software.com/download.htm>, , (fecha de acceso 23 de Enero de 2003).
- [27] “Error relativo”,
http://mailweb.udlap.mx/~ccastane/Analisis_Numerico_html/Unidad1_html/Sub1.html, (fecha de acceso 2 de Junio de 2003).