ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

DISEÑO, SIMULACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO DE FILTRO PASA BANDA CON TECNOLOGÍA MICROSTRIP EN BANDA S

TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

CARLOS ERNESTO QUINTE SINCHE

carlos.quinte@epn.edu.ec

DIRECTOR: PhD. LUIS FERNANDO CARRERA SUÁREZ

fernando.carrera@epn.edu.ec

Quito, febrero 2020

AVAL

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Carlos Ernesto Quinte Sinche, bajo mi supervisión.

PhD. Luis Fernando Carrera Suárez
DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

Yo, Carlos Ernesto Quinte Sinche, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración dejo constancia de que la Escuela Politécnica Nacional podrá hacer uso del presente trabajo según los términos estipulados en la Ley, Reglamentos y Normas vigentes.

Carlos Ernesto Quinte Sinche

DEDICATORIA

El presente trabajo lo dedico a Dios, porque en cada paso de mi vida siempre estás conmigo.

A mis padres, Pedro y Mercedes, por siempre demostrarme ese amor incondicional y puro, por apoyarme en todo momento y nunca dejarme vencer por la adversidad.

A mi hermana Elizabeth y mis hermanos Ismael y Wellington, con quienes he compartido muchos momentos felices y también adversos, pero siempre estuvimos apoyándonos unos a otros en todo momento.

Carlos Quinte

AGRADECIMIENTO

Agradezco a Dios, porque su amor se ve reflejado cada día de mi vida.

A mi familia, por estar siempre presente en los momentos más adversos de mi vida y son el pilar fundamental para seguir adelante.

Finalmente, un agradecimiento especial a mi director de tesis, PhD. Fernando Carrera, por los conocimientos impartidos, su paciencia y dedicación durante el desarrollo de este trabajo.

Gracias Escuela Politécnica Nacional

ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA II
DEDICATORIA III
AGRADECIMIENTO IV
ÍNDICE DE CONTENIDO V
RESUMEN VII
ABSTRACT VIII
1. INTRODUCCIÓN 1
1.1 OBJETIVOS 1
1.2 ALCANCE 2
1.3 MARCO TEÓRICO 2
1.3.1 INTRODUCCIÓN A LOS FILTROS 2
1.3.2 TIPOS DE FILTROS 2
1.3.3 MÉTODOS PARA EL DISEÑO DE FILTROS DE MICROONDAS 4
1.3.4 MÉTODO DE LAS PÉRDIDAS DE INSERCIÓN 5
1.3.5 REPRESENTACIÓN DE LAS DIFERENTES RESPUESTAS EN FRECUENCIA POR EL MÉTODO DE LAS PÉRDIDAS DE INSERCIÓN 6
1.3.5.1 Filtro de Butterworth 6
1.3.5.2 Filtro de Chebyshev 7
1.3.5.3 Filtro de Bessel 8
1.3.6 PROCESO DE DISEÑO 8
Prototipo Pasa Bajo Butterworth 10
Prototipo Pasa Bajo Chebyshev 11
Transformación de Richards 14
Identidades de Kuroda 15
1.3.7 INVERSORES DE IMPEDANCIA Y ADMITANCIA 16
1.3.8 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN MICROSTRIP 17
1.3.9 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN ACOPLADAS 20
1.3.10 FILTROS CON LÍNEAS ACOPLADAS 21
1.3.11 DISEÑO DEL FILTRO PASA BANDA CON LÍNEAS ACOPLADAS 25
2. METODOLOGÍA 29

2.1. ESPECIFICACIONES DEL FILTRO PASA BANDA 29
2.1.1 CARACTERÍSTICAS DEL FILTRO PASA BANDA FNP-1293 29
2.1.2 CARACTERÍSTICAS DEL FILTRO PASA BANDA A DISEÑAR 30
2.1.3 SUSTRATO UTILIZADO 30
2.2. DISEÑO DEL PROTOTIPO PASA BAJO.....31
2.2.1. CÁLCULO DE LOS VALORES NORMALIZADOS 31
2.2.2. TRANSFORMACIÓN A PASA BANDA 32
2.2.3. CÁLCULO DE LA ADMITANCIA INVERTIDA Y DE LA IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA EN MODO PAR E IMPAR 34
2.2.4. DISEÑO DEL FILTRO MICROSTRIP CON LÍNEAS ACOPLADAS EN ADS 34
2.2.4.1 Respuesta en frecuencia del filtro con líneas acopladas..... 38
2.2.4.2 Optimización 39
2.2.5. Diseño del Layout del filtro pasa banda con líneas acopladas 44
2.2.5.1 Creación del Sustrato 44
2.2.6. CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO 45
2.2.7. DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE 46
3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN 48
3.1. MEDICIÓN DE PARÁMETROS S 48
3.2. RESULTADOS EXPERIMENTALES 49
3.3. ANÁLISIS DE LAS DIMENSIONES FÍSICAS DEL PROTOTIPO 54
4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES 57
4.1. CONCLUSIONES 57
4.2. RECOMENDACIONES 58
5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....59
ANEXOS 61

RESUMEN

En este proyecto de titulación se realizó el diseño, simulación e implementación de un prototipo de filtro pasa banda con tecnología microstrip en banda S.

En el capítulo 1, se presenta de forma general las características y tipos filtros, los diferentes métodos para el diseño de filtros en microondas. Se describe de manera general la tecnología con líneas microstrip, líneas acopladas, y el diseño de filtros pasa banda con líneas acopladas en paralelo.

En el capítulo 2, se realiza el diseño del filtro. En primer lugar, se obtienen las características del filtro comercial, se realiza el escalado en frecuencia y transformación en impedancia para obtener un filtro pasa banda con elementos concentrados, luego obtenemos las impedancias en modo par e impar de cada línea y a partir de ello obtener las dimensiones físicas de las líneas mediante el software Advanced Design System; para obtener su respuesta en frecuencia y obtener el layout para la construcción del prototipo.

En el capítulo 3, se presentan las mediciones de los parámetros S realizadas en el laboratorio de sistemas de transmisión, se compara con las obtenidas por el software y las dadas por el fabricante.

Finalmente, en el capítulo 4, se presentan conclusiones y recomendaciones del desarrollo de este trabajo.

PALABRAS CLAVE: microstrip, líneas acopladas, parámetros S, filtro, frecuencia.

ABSTRACT

In this degree project the design, simulation and implementation of a prototype band pass filter was made based on microstrip technology for band S.

In chapter 1, the characteristics and types of filters, the different methods for the design of microwave filters are presented in general. Technology with microstrip lines, coupled lines, and band pass filter design with parallel coupled lines are generally described.

In chapter 2, the filter design is done. First, the characteristics of the commercial filter are obtained, frequency scaling and impedance transformation are performed to obtain a band pass filter with concentrated elements, then we obtain the odd and even impedances of each line and from that we obtain the physical dimensions of the lines using the Advanced Design System software; to get the frequency response and get the layout for the construction of the prototype.

In Chapter 3, the measurements of the S parameters made in the transmission systems laboratory are presented, compared with those obtained by the software and those given by the manufacturer.

Finally, in chapter 4, conclusions and recommendations of the development of this work are presented.

KEYWORDS: microstrip, coupled line, S parameters, filter, frequency.

1. INTRODUCCIÓN

Los conceptos fundamentales de la ingeniería de microondas se han desarrollado hace más de 50 años, siendo el radar la primera gran aplicación de la tecnología de microondas. Sin embargo, los últimos años han traído desarrollos sustanciales y continuos en dispositivos de alta frecuencia, circuitos integrados de microondas, técnicas de diseño asistidas por computador y las aplicaciones cada vez más amplias de la tecnología de RF y microondas para comunicaciones inalámbricas, redes, detección y seguridad han mantenido este campo siempre activo [1]. Las nuevas tecnologías van encaminadas hacia el uso óptimo del espectro electromagnético, por lo tanto, los sistemas de comunicación conllevan una serie de etapas y una parte fundamental es realizar el filtrado de la señal a una frecuencia determinada, donde los filtros pasivos de microondas son componentes esenciales en la implementación de estos sistemas.

Con el presente proyecto se adquirirá experiencia práctica en el diseño e implementación, con tecnología microstrip, de un filtro pasa banda de líneas acopladas capaz de trabajar a frecuencias de microondas. Con este conocimiento se podrán realizar otros trabajos utilizando nuevas técnicas de diseño que permitan obtener buenos resultados prácticos.

1.1 OBJETIVOS

El objetivo general de este Proyecto Técnico es:

- Implementar un filtro pasa banda con tecnología microstrip para su utilización en aplicaciones de microondas en banda S.

Los objetivos específicos del Proyecto Técnico son:

- Diseñar un filtro pasa banda basados en las especificaciones técnicas de un filtro comercial.
- Realizar la simulación del diseño mediante el software ADS (Advanced Design System).
- Implementar el filtro pasa banda en tecnología microstrip para una frecuencia en banda S.
- Medir y comparar los resultados obtenidos con un filtro comercial que se utiliza en aplicaciones de Wi-Fi.

1.2 ALCANCE

En este proyecto se diseñará un prototipo de filtro pasa banda con tecnología microstrip mediante el método de pérdidas de inserción en el rango de frecuencias de banda S, para lo cual se tomará como referencia las especificaciones técnicas del filtro comercial FNP-1293 y el sustrato RO4003C de la empresa ROGERS CORPORATION, lo cual será el punto de inicio para el diseño y construcción del prototipo.

El proyecto involucra el cálculo de los parámetros eléctricos y físicos de las líneas acopladas mediante el método de las pérdidas de inserción y la teoría de filtros de microondas; posteriormente las respuestas obtenidas son comparadas con los resultados entregados por el software Advanced Design System (ADS) del laboratorio de Investigación del DETRI. El modelo teórico será verificado mediante la construcción del prototipo de filtro pasa banda con tecnología microstrip, y con el uso del analizador vectorial de redes se obtendrán las curvas de los parámetros de dispersión.

Este proyecto contará con un producto final demostrable, el cual permitirá realizar las pruebas de funcionamiento, obtener datos reales, compararlo con el filtro comercial y tener una idea clara de que tan bueno es el método escogido para la construcción del prototipo de filtro pasa banda.

1.3 MARCO TEÓRICO

1.3.1 INTRODUCCIÓN A LOS FILTROS

Un filtro es una red dos puertos que presenta un comportamiento selectivo en frecuencia, de tal forma que permite la transmisión de la señal dentro de la banda de paso y se produce atenuación en la banda eliminada.

1.3.2 TIPOS DE FILTROS

1.3.2.1 Filtro Pasa Bajos

Es una red de dos puertos que permite el paso de las señales a baja frecuencia hasta una frecuencia límite ω_C llamada frecuencia de corte y atenúa las señales mayores a esta.

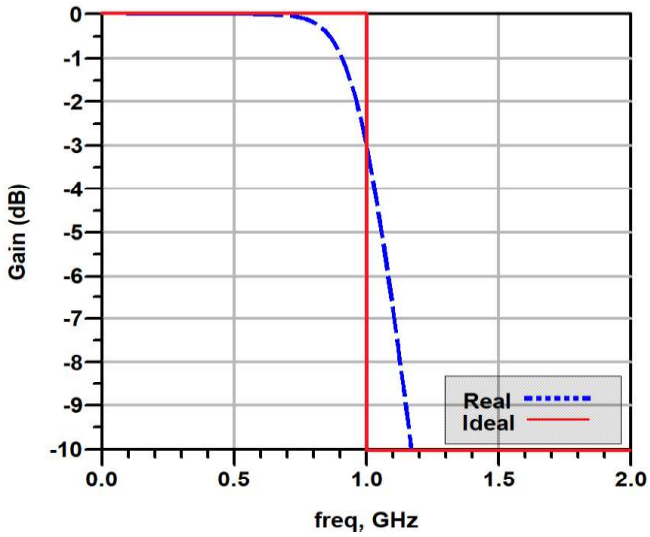


Figura 1.1. Filtro Pasa Bajo

1.3.2.2 Filtro Pasa Altos

Deja pasar las señales con frecuencias superiores a su frecuencia de corte ω_C y atenúa o rechaza las frecuencias menores a dicha frecuencia.

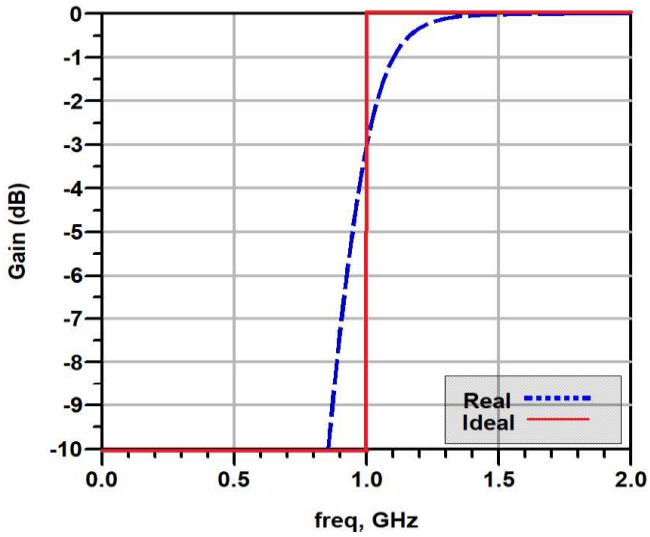


Figura 1.2. Filtro Pasa Alto

1.3.2.3 Filtro Pasa Banda

Permite el paso de las señales entorno a una frecuencia central ω_0, este tipo de filtro cuenta con dos frecuencias de corte ω_1 y ω_2, inferior y superior respectivamente, donde atenúa o rechaza las señales con frecuencias menores a la frecuencia de corte inferior o aquellas señales con frecuencias mayores a la frecuencia de corte superior.

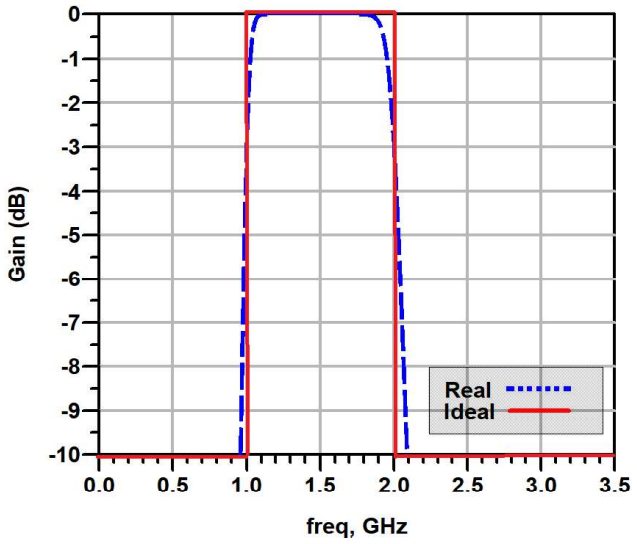


Figura 1.3. Filtro Pasa Banda

1.3.2.4 Filtro Rechaza Banda

Este filtro elimina las señales con frecuencias comprendidas entre una frecuencia de corte inferior ω_1 y una frecuencia de corte superior ω_2.

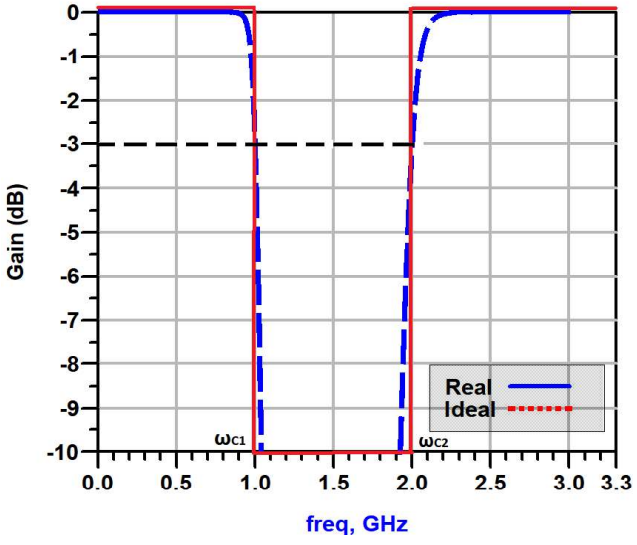


Figura 1.4. Filtro Rechaza Banda

1.3.3 MÉTODOS PARA EL DISEÑO DE FILTROS DE MICROONDAS

El diseño de filtros basados en componentes discretos R, L y C fue desarrollado de manera independiente por Campbell y Wagner en 1915 [10]; antes de que los filtros tuvieran un método de diseño evolucionado, el proceso de síntesis era bastante engorroso, porque

necesitaba de ajustes constantes y no tenía una base sistemática. Entre los métodos destacados en el diseño de filtros son: el de parámetros imagen y pérdidas de inserción.

El método de parámetros de imagen se basa en conectar en cascada varios prototipos o secciones fundamentales con las impedancias imagen acopladas, es decir, a partir de las características requeridas del filtro como: atenuación, fase y frecuencia se conectan en cascada las secciones prototipos LC necesarias, con la adaptación correspondiente de las impedancias imagen. Sin embargo, este método presenta la desventaja de que no se tiene el control de parámetros de amplitud y fase, por lo tanto, no se puede obtener una respuesta en frecuencia específica en la banda de paso y aunque el procedimiento es relativamente simple, el diseño de filtros por este método en muchas ocasiones debe ser repetido varias veces para lograr los resultados deseados. En la actualidad, la mayoría de los diseños de filtros de microondas se realizan mediante paquetes sofisticados de diseño asistido por ordenador (CAD) basado en el método de las pérdidas de inserción.

El método de las pérdidas de inserción emplea técnicas basadas en síntesis de red para el diseño filtros con una mejor respuesta en frecuencia, mediante una función de transferencia de magnitud y fase se sintetiza en un circuito de parámetros concentrados (L,C) para obtener la respuesta deseada.

1.3.4 MÉTODO DE LAS PÉRDIDAS DE INSERCIÓN

El filtro ideal se caracteriza por tener una respuesta de fase lineal y una pérdida de inserción nula en la banda de paso, así como una atenuación infinita en la banda de rechazo, sin embargo, un filtro real nunca cumple con estas condiciones. El método basado en las pérdidas de inserción emplea una técnica de síntesis de red, que permite un control de los parámetros de amplitud y fase en la banda de paso y en la banda de rechazo.

Los filtros diseñados por este método se realizarán para una determinada impedancia de fuente y de carga, Z_s y Z_L respectivamente, y se definen las pérdidas de inserción para un filtro o la relación de pérdida de potencia (PLR), en unidad adimensional, como se expresa en la Ecuación 1.1 [1]:

$$P_{LR} = \frac{Potencia\ disponible\ en\ el\ generador}{Potencia\ disponible\ en\ la\ carga} = \frac{1}{1-|\Gamma(\omega)|^2} \tag{1.1}$$

donde $|\Gamma(\omega)|$ representa el coeficiente de reflexión en función de la frecuencia, y P_{LR} es igual al recíproco de $|S_{12}|^2$ si la carga y la fuente coinciden, además, si el filtro es una red recíproca y pasiva (no tiene elementos activos) se obtiene que $S_{12} = S_{21}$.

La Ecuación 1.2 indica las pérdidas de inserción (IL) en dB:

$$IL = 10 \log (P_{LR}) \tag{1.2}$$

Pero para que un filtro sea físicamente realizable su relación de pérdida de potencia debe tener la forma indicada en la Ecuación 1.3 [1].

$$P_{LR} = 1 + \frac{M(\omega^2)}{N(\omega^2)} \tag{1.3}$$

donde M y N son polinomios reales en función de ω^2. Sí se especifica la relación de pérdida de potencia se conoce el coeficiente de reflexión, $\Gamma(\omega)$, y viceversa.

1.3.5 REPRESENTACIÓN DE LAS DIFERENTES RESPUESTAS EN FRECUENCIA POR EL MÉTODO DE LAS PÉRDIDAS DE INSERCIÓN

Cuando se diseña un filtro se debe considerar el tipo de respuesta que este puede tener, la cual puede ser: Butterworth (Máximamente Plana o Binomial), Chebyshev (Equi-rizada), Bessel (Fase Lineal). De las características de diseño del filtro se escogerá una u otra respuesta, por ejemplo: si lo más importante es tener unas pérdidas de inserción mínimas, se optará por una respuesta de Butterworth; si se requiere una mayor tasa de atenuación una respuesta de Chebyshev será ideal; y si es posible sacrificar la tasa de atenuación, se puede obtener una mejor respuesta de fase utilizando un diseño de filtro de fase lineal.

1.3.5.1 Filtro de Butterworth

Este tipo de filtro es conocido como Máximamente Plano o Binomial porque proporciona una respuesta lo más plana posible dentro de la banda de paso. Las pérdidas de inserción para el filtro pasa bajos serán con los polinomios $N(\omega^2)$ igual a la unidad y $M(\omega^2)$ igual $k^2(\omega/\omega_c)^2$, por lo tanto, reemplazando en la Ecuación 1.3 la respuesta de un filtro de Butterworth viene dada por la Ecuación 1.4 [1].

$$P_{LR} = 1 + k^2 \left(\frac{\omega}{\omega_C}\right)^{2N} \tag{1.4}$$

donde N es el orden del filtro, el cual corresponde al número de elementos reactivos que compone el prototipo de filtro pasa bajos, ω_c, es la frecuencia de corte. La banda de paso va desde $\omega = 0$ hasta $\omega = \omega_C$, y con un valor máximo para $P_{LR} = 1 + k^2$. Sí elegimos esto como el punto de $-3dB$, se tendrá que $k = 1$. Para $\omega > \omega_C$, las pérdidas de inserción

aumentan indefinidamente dependiendo del exponente $2N$, como se muestra en la Figura 1.5. Para $\omega \gg \omega_C$, $P_{LR} \simeq k^2(\omega/\omega_C)^{2N}$, muestra que las pérdidas de inserción aumentan a una pendiente de $20N$ dB/década. Se dice que su respuesta es máximamente plana porque las primeras $(2N-1)$ derivadas de la Ecuación 1.4 son cero en $\omega = 0$.

1.3.5.2 Filtro de Chebyshev

Conocido también como filtro de respuesta equi-rizado o de rizado constante, se caracteriza por utilizar el polinomio de Chebyshev para especificar las pérdidas de inserción como se indica en la Ecuación 1.5 para un filtro pasa bajos.

$$P_{LR} = 1 + k^2 T_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_C}\right) \tag{1.5}$$

donde $T_N(\omega/\omega_C)$ es el polinomio de Chebyshev de grado N y con un corte más abrupto. En la banda de paso las pérdidas de inserción oscilarán entre 1 y $1+k^2$, como se muestra en la Figura 1.5. Por lo tanto, k^2 define el grado de rizado de la banda pasante. Para x grande, $T_N(x) \simeq \frac{1}{2}(2x)^N$, por lo que, para $\omega \gg \omega_C$ las pérdidas de inserción están dadas por la Ecuación 1.6.

$$P_{LR} \simeq \frac{k^2}{4}\left(\frac{2\omega}{\omega_C}\right)^{2N} \tag{1.6}$$

Como se puede observar en la Ecuación 1.6, las pérdidas de inserción también aumentan a razón de $20N$ dB/década. Sin embargo, las pérdidas de inserción para el caso de Chebyshev es $(2^{2N})/4$ mayor que la respuesta binomial en cualquier frecuencia dada donde $\omega \gg \omega_C$.

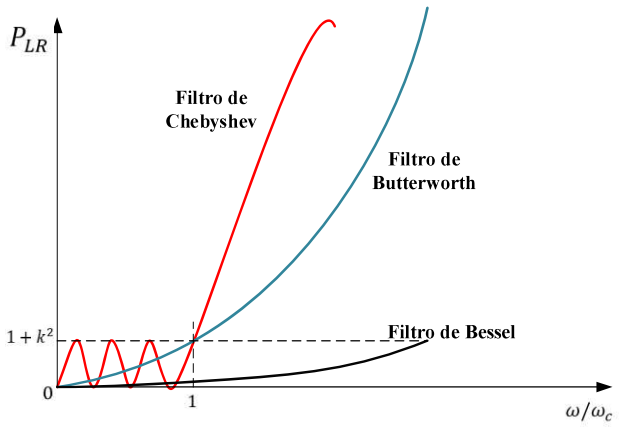


Figura 1.5. Diferentes respuestas en frecuencia para filtros pasa bajos [1].

1.3.5.3 Filtro de Bessel

El filtro de Bessel por sus características es un filtro de respuesta de fase lineal. Los filtros ya antes mencionados especifican la respuesta en amplitud, pero para otras aplicaciones es indispensable tener una respuesta en fase lineal en la banda pasante con el fin de evitar la distorsión de la señal, por ejemplo, los filtros de multiplexores usados en sistemas de comunicación. Sin embargo, la atenuación del filtro será menos selectiva. Con la Ecuación 1.7 se puede conseguir una característica de fase lineal en la banda de paso.

$$\phi(\omega) = A\omega\left[1 + p\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2N}\right] \tag{1.7}$$

donde $\phi(\omega)$ representa la fase dada por la función de transferencia del filtro y p es una constante. En la Figura 1.5 se indica la respuesta típica de para este tipo de filtro.

1.3.6 PROCESO DE DISEÑO

El proceso de diseño de un prototipo de filtro se puede observar en la Figura 1.6, el cual empieza de manera general con la transformación a un prototipo de filtro pasa bajo. A continuación, las especificaciones del filtro tienen que ser normalizadas en términos de frecuencia e impedancia, que tiene como finalidad sintetizar el diseño de filtros.

Después de tener el prototipo pasa bajo se elabora la transformación en frecuencia y escalado de impedancia.

Finalmente, los elementos concentrados obtenidos se reemplazan por elementos distribuidos los cuales son implementados a la frecuencia de microondas.

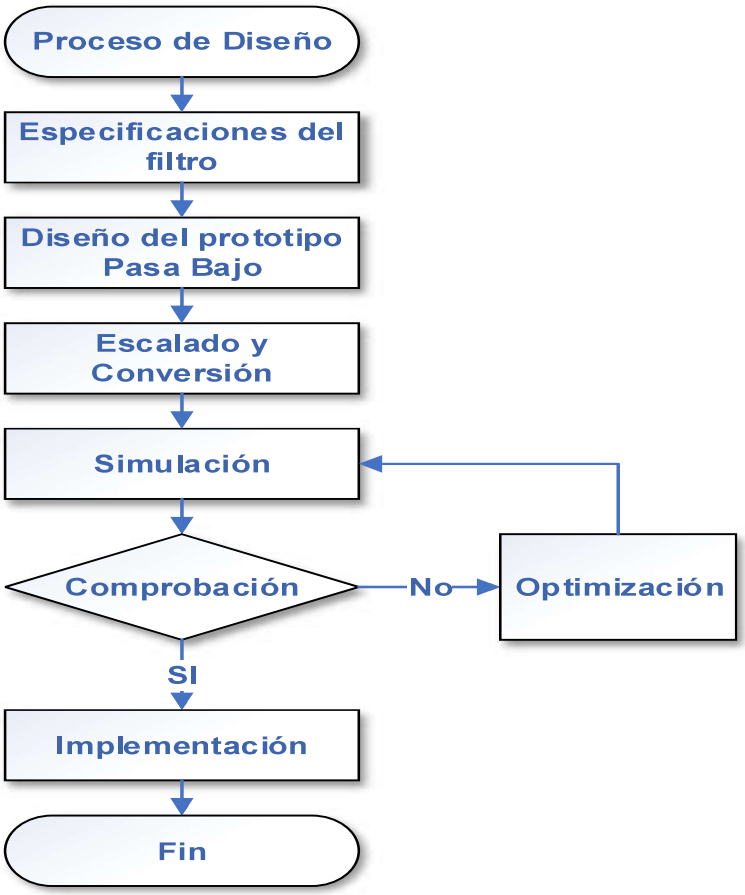


Figura 1.6. Proceso de diseño del prototipo de filtro

1.3.6.1 Especificaciones del Filtro

Aquí se detallan los requisitos técnicos del filtro. El diseño del filtro es de carácter real, por lo tanto, no se podrá transmitir toda la señal en la banda de paso y no se logrará atenuar la señal en la banda eliminada.

1.3.6.2 Diseño del prototipo Pasa Bajo

El prototipo pasa bajo se debe normalizar con $R_g = 1\Omega$ dada por la impedancia en la fuente y una frecuencia de corte $\omega_C = 1\, rad/s$. Los circuitos utilizados para obtener el prototipo de filtro pasa bajo se indica en la Figura 1.7(a) y su circuito dual en la Figura 1.7(b), donde ambos circuitos permiten obtener las mismas pérdidas de inserción.

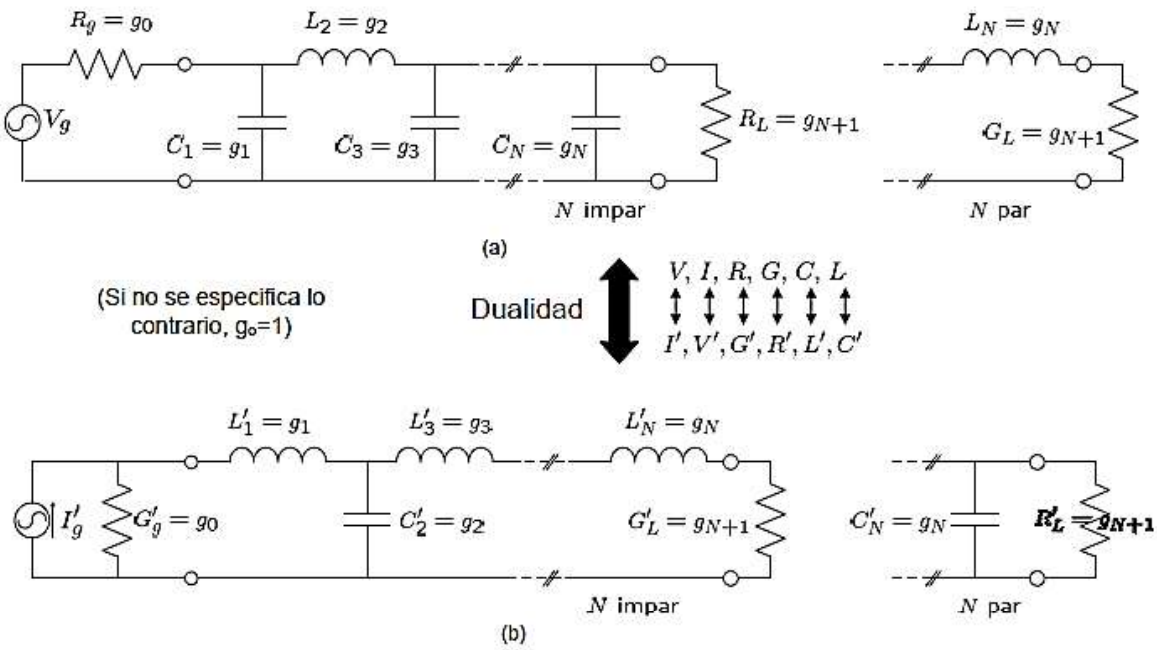


Figura 1.7. Prototipo de filtro pasa bajo con elementos normalizado [7].

Los elementos que componen los circuitos tipo escalera de la Figura 1.7 son expresados por g_k, donde los elementos se enumeran desde g_0 en la impedancia del generador hasta g_{N+1} en la impedancia de la carga, para un prototipo de filtro con un número N de elementos reactivos. Todos estos elementos varían de conexiones en serie a conexiones en paralelo dependiendo del tipo de circuito escogido (modelo PI o modelo en T), y g_k se define de la siguiente manera:

$$g_0 = \begin{Bmatrix} Resistencia\ del\ generador\ (Figura\ 1.7a) \\ Conductancia\ del\ generador\ (Figura\ 1.7b.) \end{Bmatrix}$$

$$\underset{(k = 1\ a\ N)}{g_k} = \begin{Bmatrix} Inductancia\ en\ serie \\ Capacitancia\ en\ paralelo \end{Bmatrix}$$

$$g_{N+1} = \begin{Bmatrix} Resistencia\ de\ carga\ sí\ g_N\ es\ un\ capacitor\ en\ paralelo \\ Conductancia\ de\ carga\ sí\ g_N\ es\ un\ inductor\ en\ serie \end{Bmatrix}$$

Prototipo Pasa Bajo Butterworth

Dada la función de transferencia en la Ecuación 1.4 del prototipo de filtro pasa bajo de Butterworth, y considerando las pérdidas de inserción $IL = 3dB$ con una frecuencia de corte $\omega_C = 1rad/s$, el valor de los elementos concentrados normalizados es simétrico, la Ecuación 1.8 permite calcular el valor de cada elemento del circuito, tanto para n par e impar [2, Cap. 3].

$$g_0 = 1 \qquad \text{Ec. 1.8 (a)}$$

$$g_i = 2\sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \qquad \text{Ec. 1.8 (b)}$$

$$g_{n+1} = 1 \qquad \text{Ec. 1.8 (c)}$$

Sin embargo, ya se encuentran tabulados para un $n = 10$ cómo se observa en el Anexo A. Finalmente, otro detalle a tomar en cuenta es el nivel del filtro, considerando el valor de las pérdidas de inserción en la frecuencia de parada, el Anexo B muestra la gráfica de la atenuación versus la frecuencia normalizada.

Prototipo Pasa Bajo Chebyshev

Para un prototipo de Chebyshev su función de transferencia viene dada en la Ecuación 1.5 con $\omega_C = 1\, rad/s$, el valor de los elementos concentrados normalizados es simétrico para n impar pero no así para n par, la Ecuación 1.9 indica el cálculo de cada elemento [2, Cap.3].

$$g_0 = 1$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma}\sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}}\frac{4\sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right]\sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]} \qquad para\ \boldsymbol{i} = 2,3,\ldots n \qquad (1.9)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1 & para\ \boldsymbol{n}\ impar \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & para\ \boldsymbol{n}\ par \end{cases}$$

donde:

$$\beta = \ln\left[\coth\left(\frac{L_{Ar}}{17.37}\right)\right]$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right)$$

Sin embargo, al igual que el prototipo de Butterworth existen tablas para diseñar este tipo de filtros aplicando cualquier tipo de circuito en escalera de la Figura 1.7, en el Anexo C se muestran los valores para los prototipos de filtro pasa bajo normalizado con un rizado de 0.5 o 3 dB en la banda pasante. Finalmente, si se especifica la atenuación en la banda de

parada L_{As}, y el rizado en la banda de paso L_{Ar} se puede encontrar el grado del prototipo del filtro mediante la Ecuación 1.10 [2, cap. 3].

$$n \geq \frac{\cosh^{-1}\sqrt{\frac{10^{0.1\,L_{As}-1}}{10^{0.1\,L_{Ar}-1}}}}{\cosh^{-1}\left(\frac{\omega_S}{\omega_C}\right)} \tag{1.10}$$

También con las curvas que se muestran en el Anexo D se puede obtener el valor de n cuando se conoce los valores de L_{As}, L_{Ar} y ω_s.

1.3.6.3 Escalado de impedancia y frecuencia

En el diseño solo se ha considerado a los prototipos de filtros pasa bajos con una resistencia de fuente normalizada igual a la unidad y una frecuencia de corte $\omega_C = 1\,rad/s$, sin embargo, para obtener los valores de los elementos para filtros basados en prototipos pasa bajos y a la frecuencia característica se debe realizar un escalado de impedancia y frecuencia respectivamente.

Para obtener una resistencia de fuente R_0 se debe multiplicar todas las impedancias normalizadas que componen el prototipo pasa bajo por R_0, sin afectar el valor de las pérdidas de inserción, con la Ecuación 1.11 se obtienen los nuevos valores de los componentes del filtro.

$$L' = R_0 L \qquad \text{Ec. 1.11 (a)}$$

$$C' = \frac{C}{R_0} \qquad \text{Ec. 1.11 (b)}$$

$$R'_s = R_0 \qquad \text{Ec. 1.11 (c)}$$

$$R'_L = R_0 R_L \qquad \text{Ec. 1.11 (d)}$$

Ahora para cambiar la frecuencia normalizada a la frecuencia de corte en la que opera el prototipo pasa bajo se necesita escalar la relación en frecuencia del filtro por un factor de $1/\omega_C$, es decir, se realiza el reemplazo de ω por ω/ω_C. Con la Ecuación 1.12 se obtienen los nuevos valores de los componentes del filtro al realizar la sustitución en las reactancias en serie, $j\omega L_k$, y las susceptancias en paralelo, $j\omega C_k$, son:

$$jX_k = j\frac{\omega}{\omega_C}L_k = j\omega L'_k \qquad \text{Ec. 1.12 (a)}$$

$$jB_k = j\frac{\omega}{\omega_C}C_k = j\omega C'_k \qquad \text{Ec. 1.12 (b)}$$

En resumen, en la Ecuación 1.13 se indica tanto el escalado en impedancia y frecuencia combinados.

$$L'_k = \frac{R_0 L_k}{\omega_c} \qquad \text{Ec. 1.13 (a)}$$

$$C'_k = \frac{C_k}{R_0 \omega_c} \qquad \text{Ec. 1.13 (b)}$$

$$R'_s = R_0 \qquad \text{Ec. 1.13 (c)}$$

$$R'_L = R_0 R_L \qquad \text{Ec. 1.13 (d)}$$

1.3.6.4 Transformación de Pasa Bajo a Pasa Banda

Para obtener un prototipo de filtro pasa banda a partir de un prototipo de filtro pasa bajo se realiza un cambio de variable, de la siguiente manera:

$$\omega = \frac{1}{\Delta}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \qquad \text{Ec. 1.14 (a)}$$

donde:

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \qquad \text{Ec. 1.14 (b)}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \qquad \text{Ec. 1.14 (c)}$$

Δ es el ancho de banda fraccional y ω_0 es la frecuencia central. En la Ecuación 1.15 se observa que con el cambio de variable un inductor en serie, L_k, se transforma en un circuito resonante LC en serie, con los siguientes valores:

$$L'_k = \frac{L_k}{\Delta \omega_0} \qquad \text{Ec. 1.15 (a)}$$

$$C'_k = \frac{\Delta}{\omega_0 L_k} \qquad \text{Ec. 1.15 (b)}$$

La Ecuación 1.16 también indica como un condensador en paralelo, C_k, se transforma en un circuito resonante LC en paralelo, con los siguientes valores:

$$L'_k = \frac{\Delta}{\omega_0 C_k} \qquad \text{Ec. 1.16 (a)}$$

$$C'_k = \frac{C_k}{\Delta \omega_0} \qquad \text{Ec. 1.16 (b)}$$

En la Figura 1.8 se indican las transformaciones en frecuencia e impedancia de un prototipo pasa bajos para obtener un filtro pasa altos, pasa banda y rechaza banda.

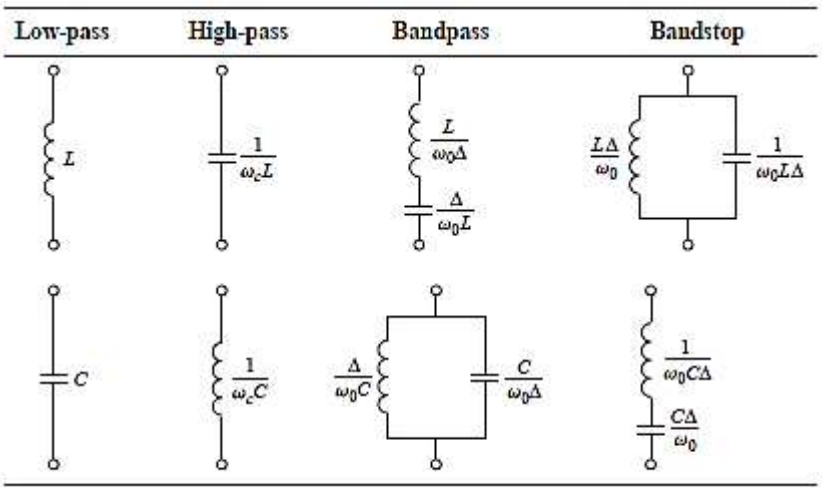


Figura 1.8. Transformaciones de los Prototipos del Filtro [1].

1.3.6.5 Implementación del Filtro

Los filtros diseñados con elementos concentrados trabajan bien a bajas frecuencias, pero tienen problemas a frecuencias de RF y microondas. En primer lugar, los elementos necesarios para la construcción de filtros, inductores y capacitores están disponibles en un rango limitado de frecuencias y con valores estandarizados. Además, a la frecuencia en banda S las separaciones entre los elementos del filtro no son insignificantes. Para el primer problema se utiliza la transformación de Richards, que permite convertir elementos concentrados en elementos distribuidos, como son las secciones de líneas de transmisión en circuito abierto o cerrado, utilizadas para aproximarse a los elementos concentrados ideales. Finalmente, para el otro problema se utilizan las identidades de Kuroda, que permiten separar los elementos que componen el filtro con el uso de secciones de líneas de transmisión, las mismas que no afectan la respuesta del filtro [1].

Transformación de Richards

La transformación de Richards se indica en la Ecuación 1.17.

$$\Omega = \tan(\beta l) = \tan\left(\frac{\omega l}{v_p}\right) \tag{1.17}$$

donde se traslada ω al plano Ω, el cual se repite con un periodo de $\frac{\omega l}{v_p} = 2\pi$. Por lo tanto, el valor de la reactancia de un inductor y la susceptancia de un condensador se indica en la Ecuación 1.18.

$$jX_L = j\Omega L = jL\tan(\beta l) \qquad \text{Ec. 1.18 (a)}$$

$$jB_C = j\Omega C = jC\tan(\beta l) \qquad \text{Ec. 1.18 (b)}$$

Entonces, un inductor puede ser sustituido por un stub en cortocircuito de longitud eléctrica βl e impedancia característica L, y un condensador puede ser sustituido por un stub en circuito abierto de longitud eléctrica βl e impedancia característica $1/C$. Para obtener una frecuencia de corte unitaria con la transformada de Richards, como en un prototipo pasa bajo y del cual se puede obtener otro tipo de filtro, la longitud del stub tiene que ser de $\ell = \lambda/8$, donde λ representa longitud de onda de la línea en la frecuencia de corte, ω_c. En la frecuencia $\omega_0 = 2\omega_c$, las líneas tendrán una longitud de $\lambda/4$, y en las frecuencias lejanas a ω_c las impedancias de los stubs ya no coincidirán con las impedancias de elementos concentrados originales, y la respuesta del filtro diferirá de la respuesta del prototipo deseado. En la Figura 1.9 se pueden observar las transformaciones de Richards.

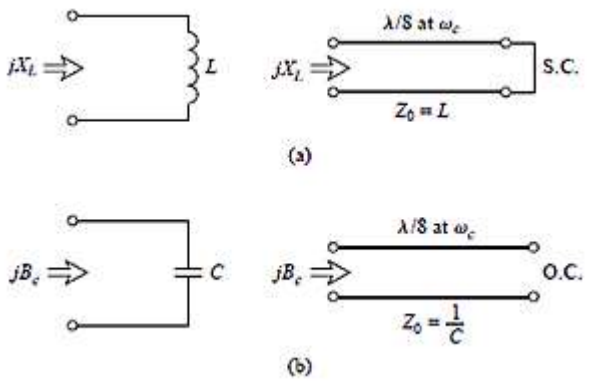


Figura 1.9. Transformación de Richards: (a) De inductor a stub en cortocircuito (b) De condensador a stub en circuito abierto [1].

Identidades de Kuroda

Las identidades de Kuroda utilizan secciones de líneas de transmisión para lograr realizar filtros de microondas más prácticos, además permiten separar físicamente stubs de líneas de transmisión, transformar stubs en serie a stubs en paralelo y viceversa, y cambiar el valor de las impedancias a valores estandarizados.

Las secciones de líneas de transmisión adicionales son conocidas como elementos unitarios y tienen una longitud de $\lambda/8$ en ω_c. En la Figura 1.10 se ilustran las cuatro identidades de Kuroda, donde cada caja representa un elemento unitario o línea de transmisión; los inductores y condensadores son representados con stubs en cortocircuito y circuito abierto, respectivamente [1].

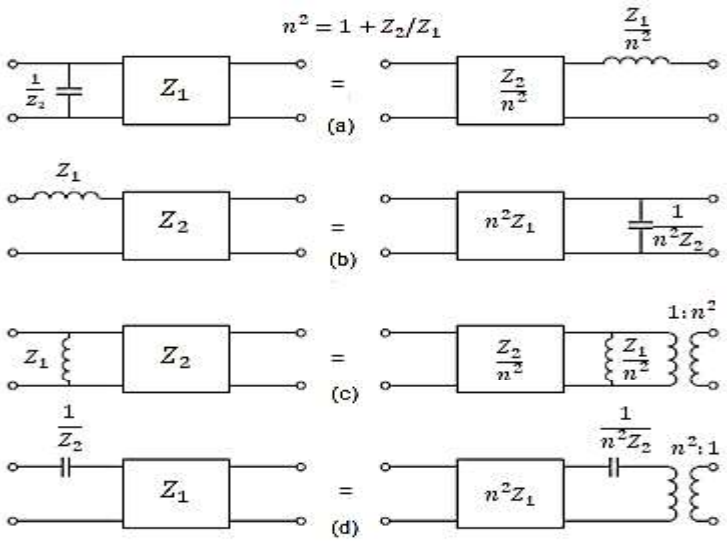


Figura 1.10. Identidades de Kuroda [1].

1.3.7 INVERSORES DE IMPEDANCIA Y ADMITANCIA

Las identidades de Kuroda permiten utilizar stubs solo en serie o en paralelo, lo cual facilita la implementación de filtros; sin embargo, otra posibilidad es usar inversores de impedancia (K) o de admitancia (J). Dichos inversores son especialmente utilizados para filtros pasa banda o rechaza banda con anchos de banda estrechos (<10%) [1, Cap. 8].

Los inversores se definen como la inversa de la impedancia de carga o de la admitancia, la Figura 1.11 muestra la definición conceptual de estos inversores.

Un inversor ideal de impedancia se caracteriza por tener una propiedad única a todas las frecuencias, por ejemplo, para la Figura 1.11.(a) si la red termina con una impedancia de carga Z_L en uno de los puertos, la impedancia Z_{in} en el otro puerto viene dada por la Ecuación 1.19.

$$Z_{in} = \frac{K^2}{Z_L} \tag{1.19}$$

donde K es real y es la impedancia característica del inversor. Por lo tanto, si Z_L es inductiva o capacitiva, Z_{in} se transformará en capacitiva o inductiva, respectivamente, con un desplazamiento en fase de ± 90 grados [2, Cap. 3].

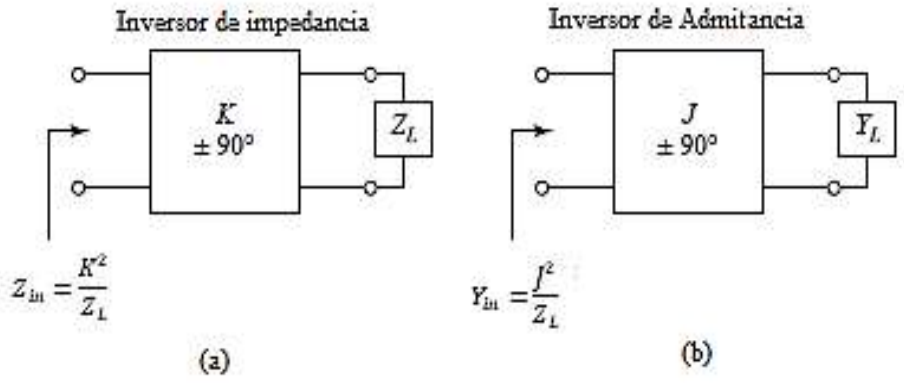


Figura 1.11. (a) Inversores de impedancia y (b) Inversor de admitancia [1].

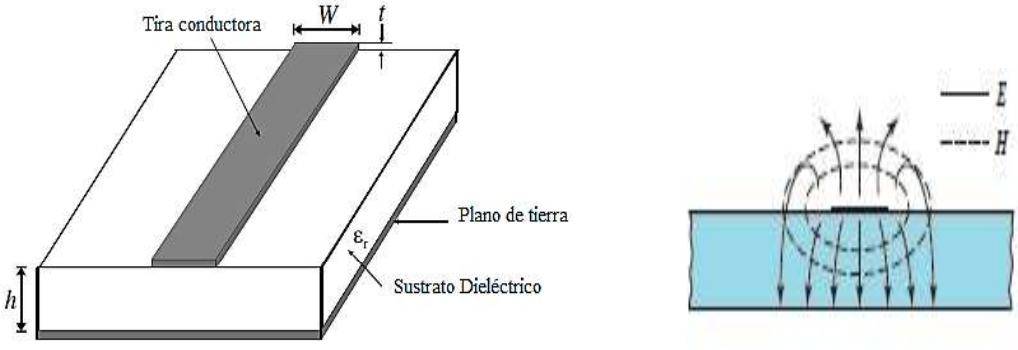
Un inversor ideal de admitancia se caracteriza por tener una propiedad única a todas las frecuencias, por ejemplo, para la Figura 1.11.(b) si la red termina con una admitancia de carga Y_L en uno de los puertos, la admitancia Y_{in} en el otro puerto viene dada por la Ecuación 1.20.

$$Y_{in} = \frac{J^2}{Y_L} \tag{1.20}$$

donde J es real y es la admitancia característica del inversor. Por lo tanto, si Y_L es inductiva o capacitiva, Y_{in} se transformará en capacitiva o inductiva, respectivamente, y con un desplazamiento en fase de ± 90 grados [2, Cap. 3].

1.3.8 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN MICROSTRIP

Una línea de transmisión microstrip es una línea planar de las más utilizadas, es particularmente interesante para el diseño y construcción de circuitos y sistemas activos de microondas. En la Figura 1.12.(a) se muestra la estructura de una línea microstrip, la cual está formada por una tira conductora de ancho *W*, espesor *t* y conductividad σ, impresa sobre un sustrato dieléctrico de espesor *h* y permitividad ε_r.



(a) (b)

Figura 1.12. Línea de transmisión microstrip. (a)Estructura general microstrip. (b) Líneas de campo eléctrico y magnético [2].

Toda línea de transmisión uniformemente llena con un dieléctrico soporta un modo bien definido, por ejemplo, TEM para una línea coaxial, TE o TM para una guía de onda, etc. Sin embargo, las líneas de transmisión parcialmente llenas no soportan un único modo de propagación [8]. Como se observa en la Figura 1.12.(b), las líneas de campo eléctrico no se encuentran todas abarcadas en el sustrato; lo que implica que el modo fundamental para una línea microstrip no sea TEM pura, y esto complica su análisis. El modo TEM tiene componentes transversales y su velocidad de propagación depende de la permitividad ε y permeabilidad μ. Sin embargo, debido a la presencia de los medios (el aire y el sustrato dieléctrico) las ondas en la línea microstrip no tienen componentes longitudinales de campo eléctrico y magnético que se desvanecen, lo que implica que sus velocidades de propagación no solo dependan de las propiedades del material, sino que también de las dimensiones físicas de la línea microstrip. Por lo tanto, se dice que las líneas microstrip tienen un modo fundamental cuasi-TEM; algunos de sus parámetros como la velocidad de fase, la constante de propagación y la impedancia característica se pueden aproximar mediante soluciones estáticas, como se ve en la Ecuación 1.21.

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_e}} \qquad \text{Ec. 1.21 (a)}$$

$$\beta = k_0\sqrt{\varepsilon_e} \qquad \text{Ec. 1.21 (b)}$$

donde, v_p es la velocidad de fase, β es la constante de propagación y ε_e es la constante dieléctrica efectiva de la línea microstrip. Debido a que las líneas de campo se distribuyen tanto en el aire como en el sustrato dieléctrico, la constante dieléctrica efectiva cumple la siguiente relación.

$$1 < \varepsilon_e < \varepsilon_r$$

donde ε_e depende del espesor del sustrato, el ancho de la tira conductora y la frecuencia.

Una aproximación para el cálculo de la constante dieléctrica efectiva, la impedancia característica y la atenuación de la línea microstrip se la realiza considerando ciertas simplificaciones, como $t \to 0$ [2, Cap. 3], la constante dieléctrica efectiva se evalúa utilizando la Ecuación 1.22 [2].

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \tag{1.22}$$

Dadas las dimensiones de la línea microstrip, la impedancia característica puede ser calculada como se indica en la Ecuación 1.23 [2].

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) & para\ \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e}\left[\frac{W}{h}+1.393+0.667\ln\left(\frac{W}{h}+1.44\right)\right]} & para\ \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \tag{1.23}$$

Conociendo la impedancia característica Z_0, la constante dieléctrica ε_r, se puede encontrar el valor de la relación de W/h, cómo se indica en la Ecuación 1.24 [2].

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} & para\frac{W}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi}\left[B - 1 - \ln(2B-1) + \frac{\varepsilon_r-1}{2\varepsilon_r}\left\{\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r}\right\}\right] & para\frac{W}{d} > 2 \end{cases} \tag{1.24}$$

donde:

$$A = \frac{Z_0}{60}\sqrt{\frac{\varepsilon_r+1}{2}} + \frac{\varepsilon_r-1}{\varepsilon_r+1}\left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r}\right)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}}$$

Sí la línea microstrip se la trata como una línea cuasi-TEM, la Ecuación 1.25 determina la atenuación debido a las pérdidas del dieléctrico [2].

$$\alpha_d = \frac{k_0\varepsilon_r(\varepsilon_e-1)\tan\delta}{2\sqrt{\varepsilon_e}(\varepsilon_r-1)}\ Np/m \tag{1.25}$$

donde, $\tan\delta$ es la tangente de pérdidas del dieléctrico, y finalmente la atenuación debido a las pérdidas del conductor se calcula con la Ecuación 1.26 [2].

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \quad Np/m \tag{1.26}$$

donde $R_s = \sqrt{\omega\mu_0/2\sigma}$ es la resistividad de superficie del conductor y σ es la conductividad.

1.3.9 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN ACOPLADAS

Las líneas microstrip acopladas se usan ampliamente para implementar filtros microstrip. La Figura 1.13 muestra un par de líneas microstrip acopladas, donde las dos líneas tienen el mismo ancho W y con una separación s. Esta estructura de línea acoplada admite dos modos cuasi-TEM, es decir, el modo par y el modo impar.

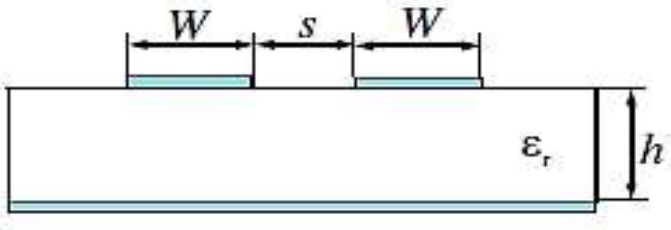


Figura 1.13. Líneas microstrip acopladas [2].

Para el modo par las corrientes que circulan por cada una de las líneas conductoras tienen la misma amplitud y dirección, lo que produce una barrera magnética en el plano de simetría evitando que fluya corriente entre las tiras. Para el modo impar las corrientes que circulan por las líneas conductoras son iguales en amplitud, pero por el contrario tienen diferente dirección; ambos casos se representan en la Figura 1.14.

Las características del modo par permiten obtener un circuito equivalente, como el expuesto en la Figura 1.14(a), donde C_{12} es un circuito abierto, y la capacitancia de las tiras conductoras con respecto al plano de tierra para este modo se indica en la Ecuación 1.27.

$$C_e = C_{11} = C_{22} \tag{1.27}$$

Se asume que las líneas conductoras son iguales en tamaño y ubicación, por lo tanto, su impedancia característica en modo par se muestra en la Ecuación 1.28 [1].

$$Z_{Oe} = \sqrt{\frac{L_e}{C_e}} = \frac{\sqrt{L_e C_e}}{C_e} = \frac{1}{v_p C_e} \tag{1.28}$$

donde $v_p = c/\sqrt{\varepsilon_r}$ es la velocidad de propagación.

Para el modo impar, sus características indican que las líneas de campo eléctrico que se producen tienen simetría impar respecto al centro de la línea, y un voltaje de cero entre las

líneas conductoras, esto se muestra en la Figura 1.14.(b), donde C_{12} es un equivalente a un plano de tierra entre C_{11} y C_{22}. Para este caso, la Ecuación 1.29 indica la capacitancia efectiva en modo impar para las tiras conductoras con respecto a tierra [1].

$$C_o = C_{11} + 2C_{12} = C_{22} + 2C_{12} \tag{1.29}$$

Y su impedancia característica en modo impar se muestra en la Ecuación 1.30 [1].

$$Z_{Oo} = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} = \frac{\sqrt{L_o C_o}}{C_o} = \frac{1}{v_p C_o} \tag{1.30}$$

Por lo tanto, el modo cuasi-TEM para líneas microstrip acopladas depende de parámetros como las constantes dieléctricas efectivas del modo par e impar, con el que se determinan las constantes de propagación y las impedancias características en ambos modos.

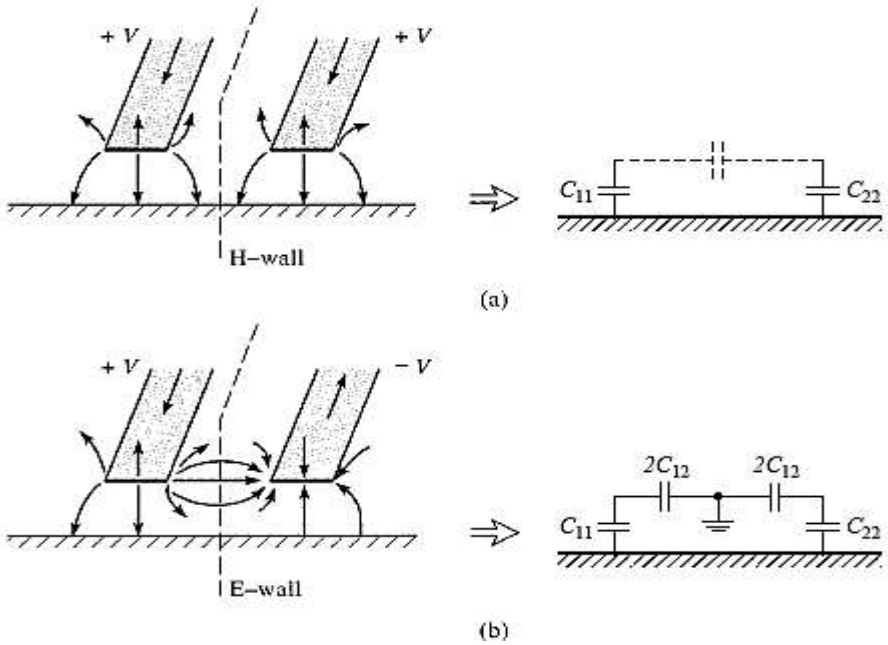


Figura 1.14. (a) Excitación para líneas acopladas en modo par e impar. (b) Excitación para líneas acopladas en modo impar [1].

1.3.10 FILTROS CON LÍNEAS ACOPLADAS

Los filtros construidos con tecnología microstrip son fáciles de implementar utilizando líneas acopladas, con la restricción de que son para anchos de banda menores al 20%. Si se requiere filtros con mayores anchos de banda las líneas son muy próximas entre sí, por lo que su construcción es muy difícil de realizar.

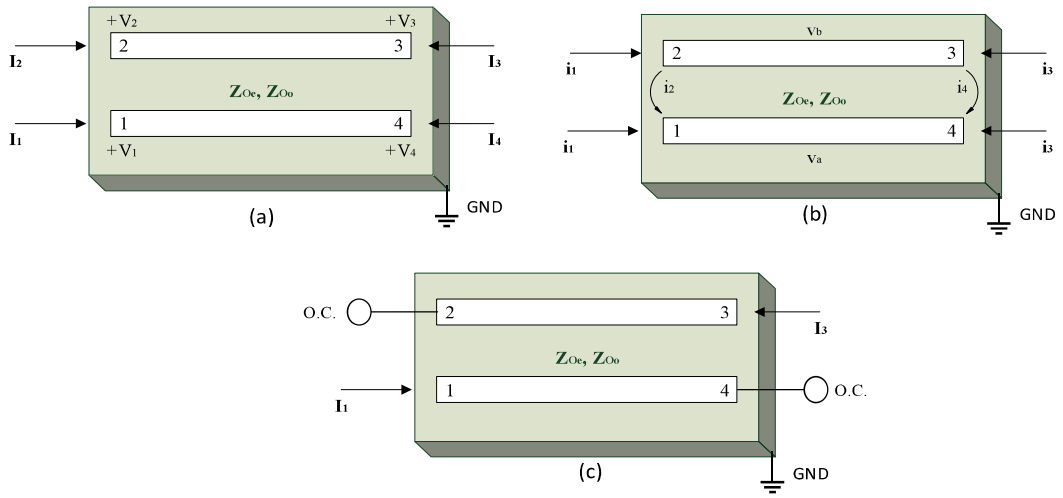


Figura 1.15. Filtros con secciones de líneas acopladas. (a) Líneas acopladas en paralelo con voltaje y corrientes de puerto. (b) Sección de líneas acopladas en paralelo con fuentes de corriente en modo par e impar. (c) Sección de líneas acopladas de dos puertos para un filtro pasa banda [1].

A partir de la Figura 1.15 (a), se encontrará la matriz de impedancias para un circuito abierto con una red de cuatro puertos, considerando la superposición de los modos par e impar, las corrientes i_1 e i_3 llevan a la línea en modo par, mientras que las corrientes i_2 e i_4 llevan a la línea en modo impar, como se muestra en la Figura 1.15 (b). Por superposición las corrientes totales en cada uno de los puertos son expresados en función de sus corrientes en modo par e impar, como se indica en la Ecuación 1.31.

$$I_1 = i_1 + i_2 \qquad \text{Ec. 1.31 (a)}$$

$$I_2 = i_1 - i_2 \qquad \text{Ec. 1.31 (b)}$$

$$I_3 = i_3 - i_4 \qquad \text{Ec. 1.31 (c)}$$

$$I_4 = i_3 + i_4 \qquad \text{Ec. 1.31 (d)}$$

En primer lugar, se considera que la sección de línea se encuentra en modo par debido a la corriente i_1, mientras los otros puertos están en circuito abierto; por lo tanto, la Ecuación 1.32 muestra el valor de la impedancia vista a través del puerto 1 o 2.

$$Z_{in}^{e} = -jZ_{0e} \cot \beta\ell \qquad (1.32)$$

El voltaje en cualquier conductor se expresa por la Ecuación 1.33.

$$v_a^1(z) = v_b^1(z) = V_e^+\left[e^{-j\beta(z-\ell)} + e^{j\beta(z-\ell)}\right] \qquad 1.33(a)$$

$$v_a^1(z) = 2V_e^+ \cos[\beta(\ell - z)] \qquad 1.33(b)$$

donde la Ecuación 1.34 indica el voltaje específico en el puerto 1 y 2.

$$v_a^1(0) = v_b^1(0) = 2V_e^+ \cos(\beta\ell) = i_1 Z_{in}^e \qquad (1.34)$$

Reemplazando la Ecuación 1.32 en la Ecuación 1.34 se obtiene el voltaje $v_a^1(z)$ en términos de la impedancia en modo par y la corriente i_1, como se indica en la Ecuación 1.35.

$$v_a^1(z) = v_b^1(z) = -jZ_{0e} \frac{\cos[\beta(\ell - z)]}{\sin(\beta\ell)} i_1 \qquad (1.35)$$

De manera similar, los voltajes debido a i_3 que conducen la línea en modo par se evalúan utilizando la Ecuación 1.36.

$$v_a^3(z) = v_b^3(z) = -jZ_{0e} \frac{\cos(\beta z)}{\sin(\beta\ell)} i_3 \qquad (1.36)$$

Para el caso en el cual la línea es conducida en el modo impar por la corriente i_2, mientras los otros puertos están en circuito abierto; la impedancia vista en el puerto 1 o 2 se puede calcular utilizando la Ecuación 1.37.

$$Z_{in}^o = -jZ_{0o} \cot \beta\ell \qquad (1.37)$$

El voltaje en cualquier conductor se expresa por la Ecuación 1.38.

$$v_a^2(z) = -v_b^2(z) = V_0^+ \left[e^{-j\beta(z-\ell)} + e^{j\beta(z-\ell)}\right] \qquad 1.38\ (a)$$

$$v_a^2(z) = 2V_o^+ \cos[\beta(\ell - z)] \qquad 1.38\ (b)$$

donde el voltaje en el puerto 1 y 2 se evalúa utilizando la Ecuación 1.39.

$$v_a^2(0) = -v_b^2(0) = 2V_o^+ \cos(\beta\ell) = i_2 Z_{in}^o \qquad (1.39)$$

Reemplazando la Ecuación 1.37 en la Ecuación 1.39 se obtiene el voltaje $v_a^2(z)$ en términos de la impedancia en modo par y la corriente i_2, como se indica en la Ecuación 1.40.

$$v_a^2(z) = -v_b^2(z) = -jZ_{Oo} \frac{\cos[\beta(\ell - z)]}{\sin(\beta\ell)} i_2 \qquad (1.40)$$

De manera similar, los voltajes debido a i_4 que conducen la línea en modo impar se calculan utilizando la Ecuación 1.41.

$$v_a^4(z) = -v_b^4(z) = -jZ_{Oo} \frac{\cos(\beta z)}{\sin(\beta\ell)} i_4 \qquad (1.41)$$

El voltaje en el puerto 1 está dado por la Ecuación 1.42.

$$V_1 = v_a^1(0) + v_a^2(0) + v_a^3(0) + v_a^4(0)$$

$$V_1 = -j(Z_{0e}i_1 + Z_{0e}i_2)\cot\theta - j(Z_{0e}i_3 + Z_{0e}i_4)\csc\theta \quad (1.42)$$

Finalmente, $\theta = \beta\ell$ y reemplazando en la Ecuación 1.42 se obtiene el voltaje en el puerto 1 en función de las impedancias par e impar, dado por la Ecuación 1.43.

$$V_1 = \frac{-j}{2}(Z_{0e}I_1 + Z_{0e}I_2 - Z_{0o}I_1 - Z_{0o}I_2)\cot\theta - \frac{j}{2}(Z_{0e}I_3 + Z_{0e}I_4 + Z_{0o}I_4 - Z_{0o}I_3)\csc\theta \quad (1.43)$$

Una vez obtenido V_1 se puede construir la matriz $[Z]$, que es el elemento correspondiente a la primera fila; mientras que los demás elementos de la matriz se consiguen por simetría, como se indica en la Ecuación 1.44.

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} = \frac{-j}{2}(Z_{Oe} + Z_{Oo})\cot\theta \quad (1.44\ a)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} = \frac{-j}{2}(Z_{Oe} + Z_{Oo})\cot\theta \quad (1.44\ b)$$

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} = \frac{-j}{2}(Z_{Oe} + Z_{Oo})\csc\theta \quad (1.44\ c)$$

$$Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} = \frac{-j}{2}(Z_{Oe} + Z_{Oo})\csc\theta \quad (1.44\ d)$$

Ahora, se puede formar una red de dos puertos a partir de una sección con línea acoplada, donde dos de sus cuatro puertos terminen en circuito abierto o cerrado; existen 10 combinaciones posibles las mismas que se observan en el Anexo E, donde para cada circuito existe una respuesta en frecuencia, como el pasa bajo, pasa banda, y banda eliminada [1].

Para el caso de filtros pasa banda dos de los cuatro puertos que conforman la línea acoplada en paralelo deben encontrarse en circuito abierto, como se indica en la Figura 1.15(c). Cuando la sección de línea acoplada tiene una longitud de $\lambda/4$, la impedancia de imagen viene dada por la Ecuación 1.45.

$$Z_i = \frac{1}{2}(Z_{Oe} - Z_{Oo}) \quad (1.45)$$

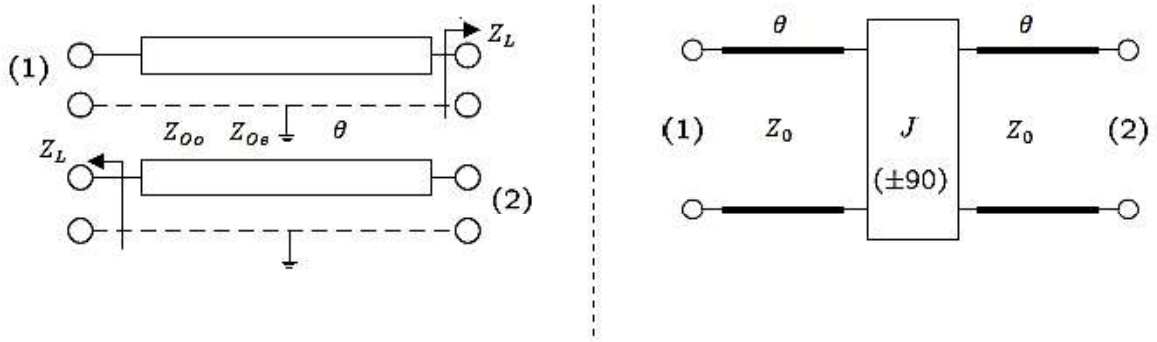
Donde Z_i será real y positiva siempre que $Z_{Oe} > Z_{Oo}$. Sin embargo, sí el valor de $\theta \to 0$ o π, $Z_i \to \pm j\infty$, indica una banda de parada.

La Ecuación 1.46 indica el valor de la constante de propagación para líneas acopladas.

$$\cos\beta = \sqrt{\frac{Z_{11}Z_{33}}{Z_{13}^2}} = \frac{Z_{11}}{Z_{13}} = \frac{Z_{Oe}+Z_{Oo}}{Z_{Oe}-Z_{Oo}}\cos\theta \quad (1.46)$$

1.3.11 DISEÑO DEL FILTRO PASA BANDA CON LÍNEAS ACOPLADAS

Los filtros pasa banda son implementados a partir de secciones de líneas acopladas con una longitud eléctrica $\theta = \pi/2$ en cascada [1], como se muestra en la Figura 1.16(a), las ecuaciones para el diseño de este tipo de filtros son obtenidas a partir de modelar una sola sección de línea acoplada con su circuito equivalente, como se indica en la Figura 1.16(b).



(a) (b)

Figura 1.16. (a) Sección de línea acoplada en paralelo y (b) Circuito equivalente [7].

La impedancia de imagen del circuito equivalente del inversor de admitancia de la Figura 1.16 (b) para un $\theta = \pi/2$ se muestra en la Ecuación 1.47.

$$Z_i = JZ_0^2 \tag{1.47}$$

La constante de propagación se indica en la Ecuación 1.48.

$$\cos\beta = A = \left(JZ_0 + \frac{1}{JZ_0}\right)\sin\theta\cos\theta \tag{1.48}$$

Si se igualan las impedancias de imagen tanto de la Ecuación 1.45 con 1.47 y las constantes de propagación de la Ecuación 1.46 con 1.48 para un $\theta = \pi/2$, se obtienen los valores de impedancia de línea para el modo par e impar, los cuales vienen dados por las Ecuaciones 1.49 y 1.50, respectivamente.

$$Z_{Oe} = Z_O[1 + JZ_O + (JZ_O)^2] \tag{1.49}$$

$$Z_{Oo} = Z_O[1 - JZ_O + (JZ_O)^2] \tag{1.50}$$

De manera general, un filtro está compuesto por un grupo de $N + 1$ secciones de líneas acopladas, un ejemplo de esto se indica en la Figura 1.17(a). Como ya se mencionó

anteriormente, las secciones de líneas acopladas en paralelo tienen su circuito equivalente, como se muestra en la Figura 1.16(b), y el circuito equivalente para una cascada se muestra en la Figura 1.17(b).

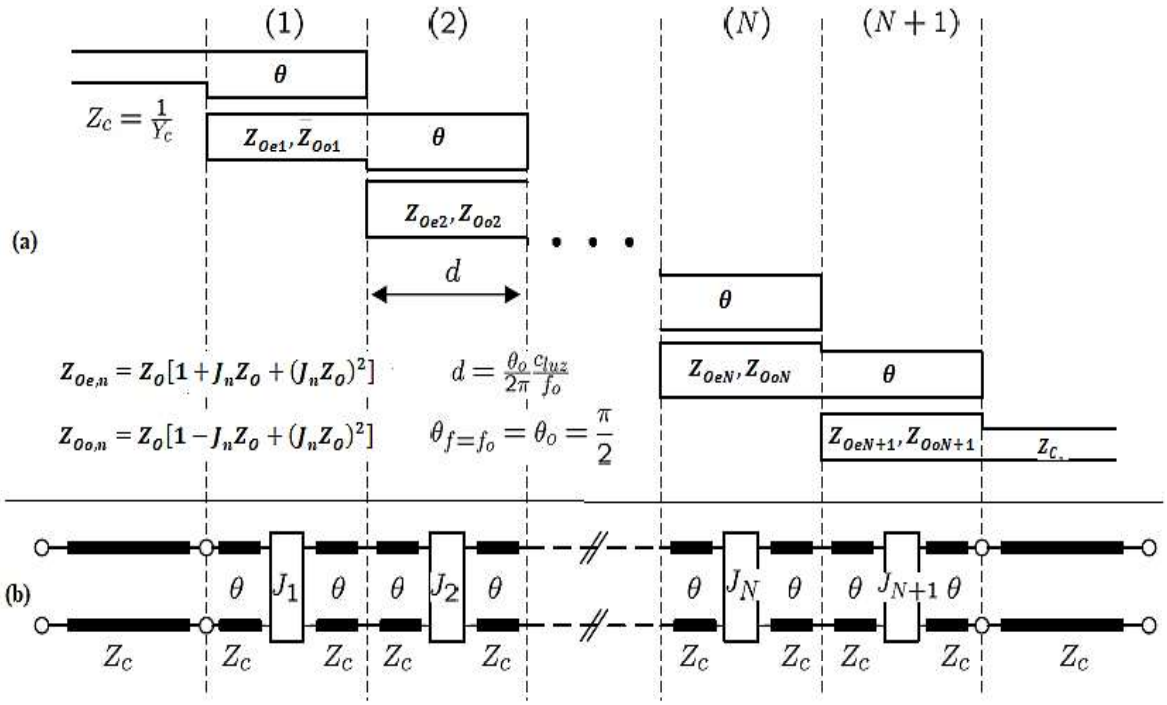


Figura 1.17. Diseño de un circuito equivalente para un filtro pasa banda con líneas acopladas. (a) Filtro pasa banda de líneas acopladas con (N+1) secciones. (b) Circuito equivalente [1] [7].

Entre dos inversores consecutivos se tiene una línea de transmisión con una longitud eléctrica de 2θ. Esta línea tiene aproximadamente una longitud de $\lambda/2$ en la banda de paso del filtro, y su circuito equivalente aproximado dado por la Figura 1.18 consiste en un resonador LC en paralelo.

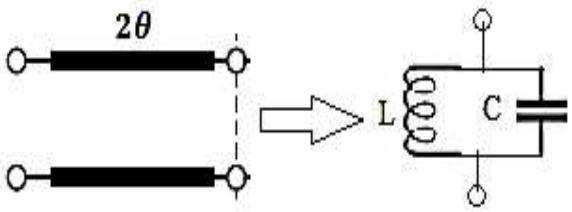


Figura 1.18. Circuito equivalente para líneas de transmisión de longitud 2θ [1].

Las líneas acopladas en cada extremo del filtro se ajustan a Z_O, las cuales pueden ser ignoradas. Los inversores finales, J_1 y J_{N+1}, pueden ser representados cada uno como un transformador seguido de una sección de línea de $\lambda/4$, ejemplo de aquello se da en la Figura 1.19.

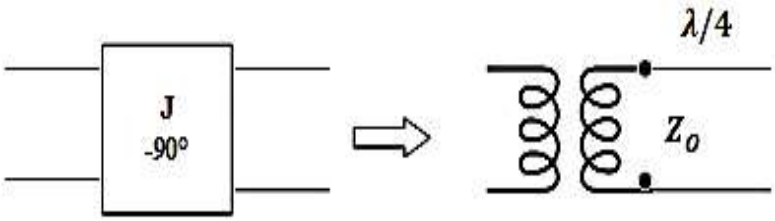


Figura 1.19. Circuito equivalente del inversor de admitancia [1].

La matriz de parámetros ABCD de un transformador en cascada con longitud $\lambda/4$, comparada con la matriz de parámetros ABCD de un inversor de admitancias indica que a $\lambda/4$ únicamente se produce un cambio de fase y, por lo tanto, puede ignorarse. El resultado de las secciones interiores y finales, ya antes mencionado, permiten que el circuito de la Figura 1.17 (b) se transforme en un equivalente, como se expone en la Figura 1.20, que para este caso $N = 2$. Entre cada para de secciones de líneas acopladas hay un resonador equivalente LC en paralelo, y se produce un inversor entre cada par de resonadores LC.

Finalmente, con todos estos análisis las constantes del inversor de admitancia, J_n, se determinan a partir de los valores de los elementos de un prototipo pasa bajos [1].

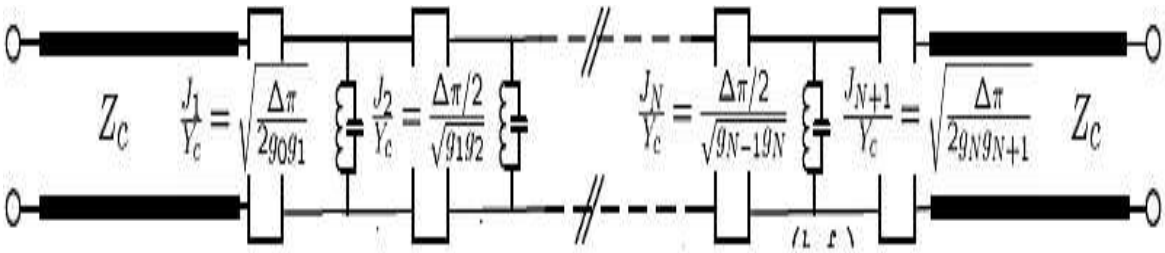


Figura 1.20. Circuito equivalente con líneas de transmisión y elementos concentrados [7].

De los resultados anteriores se puede generalizar para cualquier número de secciones, y para el caso donde $Z_L \neq Z_O$ (o $g_{N+1} \neq 1$), las fórmulas de diseño para un filtro pasa banda con $N+1$ secciones de líneas acopladas vienen dadas por la Ecuación 1.51.

$$Z_O J_1 = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2g_1}}$$

$$Z_O J_n = \frac{\pi\Delta}{2\sqrt{(g_{n-1})(g_n)}} \qquad para\ n = 2,3,\dots,N \tag{1.51}$$

$$Z_O J_{N+1} = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2(g_N)(g_{N+1})}}$$

2. METODOLOGÍA

En el proyecto se diseña un prototipo de filtro pasa banda con tecnología microstrip mediante el método de pérdidas de inserción. En primer lugar, se detallan las especificaciones del prototipo de filtro que se desea construir basadas en las especificaciones técnicas del filtro comercial. Se realiza el diseño del prototipo pasa bajo con elementos concentrados normalizados, a continuación, se hace la transformación de impedancias y el escalado en frecuencia, posteriormente, se obtiene la simulación circuital del filtro mediante el software Advanced Design System ADS, donde se analiza la respuesta en frecuencia del filtro diseñado con elementos concentrados. Se procede a realizar el cálculo de los parámetros eléctricos del filtro utilizando método de diseño de líneas acopladas, mediante el software ADS se obtienen la longitud, separación y ancho de cada línea de transmisión, se procede realizar la simulación electromagnética obteniendo los parámetros S y se analiza, en caso de ser necesario se realizará la optimización del filtro para obtener una mejor respuesta en frecuencia. Finalmente, se procede a construir el prototipo de filtro pasa banda.

2.1. ESPECIFICACIONES DEL FILTRO PASA BANDA

El punto de inicio para el diseño del prototipo de filtro pasa banda es especificar las características eléctricas del filtro comercial.

2.1.1 CARACTERÍSTICAS DEL FILTRO PASA BANDA FNP-1293

El filtro pasa banda FNP-1293 pertenece a FILTROTECNICS.

En la Tabla 2.1 se indican las especificaciones técnicas más importantes del filtro FNP-1293.

Tabla 2.1. Especificaciones eléctricas del filtro FNP-1293.

Parámetros	Unidades	Especificaciones
Frecuencia Central	MHz	2492.028
Ancho de Banda a 3 dB	MHz	40min
Pérdidas de Inserción a f_c	dB	2.5 max.
Pérdidas de Retorno	dB	16 min
Atenuación	dBc	45 min
Retardo de Grupo	ns	30 max

Las características completas del filtro FNP-1293 se presentan en el Anexo F.

2.1.2 CARACTERÍSTICAS DEL FILTRO PASA BANDA A DISEÑAR

El prototipo de filtro pasa banda a diseñar cuenta con las siguientes especificaciones.

Tabla 2.2. Datos del filtro a sintetizar.

Tipo de Filtro	Pasa Banda
Respuesta	Chebyshev
Frecuencia Central	2492 MHz
Ancho de Banda	50 MHz
Pérdidas de Retorno	20 dB
Orden del Filtro	5
Impedancia de entrada y salida	50 Ω.

2.1.3 SUSTRATO UTILIZADO

El sustrato utilizado para el diseño del prototipo de filtro pasa banda es el RO4003c de la empresa ROGERS CORPORATION. Los sustratos de la serie RO4000 se encuentran elaborados a base de fibra de vidrio reforzada por materiales cerámicos produciendo un laminado rígido y térmicamente estable con cualidades apropiadas para aplicaciones en microondas. El sustrato RO4003c presenta un control estricto sobre la constante dieléctrica, bajas pérdidas utilizando el mismo método de procesamiento que el vidrio/epoxy estándar, pero a una fracción del costo de los laminados para microondas tradicionales y propiedades eléctricas estables en altas frecuencias [8]. La Tabla 2.3 se describe las características básicas del sustrato RO4003c.

Tabla 2.3. Características del sustrato Rogers RO4003c.

	Constante Dieléctrica ε_r	**Espesor del sustrato (h)**	**Tangente de Pérdidas $(\tan\delta)$**
RO4003c	3.55	1.524 mm	0.0021

Las características completas del sustrato Rogers RO4003c se detallan en el Anexo G.

2.2. DISEÑO DEL PROTOTIPO PASA BAJO

2.2.1. CÁLCULO DE LOS VALORES NORMALIZADOS

Para realizar el prototipo de filtro pasa banda con las características descritas en la Tabla 2.2, se partirá escogiendo el modelo del circuito (PI o T) para diseñar el prototipo pasa bajo. El modelo escogido es un circuito tipo PI como se indica en la Figura 2.1, y el tipo de respuesta escogido para el diseño del filtro es de Chebyshev, en principio lo ideal sería la respuesta máximamente plana porque ofrece una atenuación nula en la banda de paso, mientras que en la banda de rechazo tiende al infinito, sin embargo, el problema que se presenta es que requiere de un filtro de mayor orden para cumplir con las características impuestas, y el cual no sería un modelo ideal para tener un filtro compacto y de dimensiones reducidas. Un filtro de Chebyshev soluciona este inconveniente, aunque presenta un rizado en la banda pasante y en la banda de rechazo una atenuación que tiende al infinito, se logra disminuir el orden requerido del filtro.

Una vez definido el tipo de respuesta del filtro se calculan los valores de los coeficientes normalizados de los elementos que conforman el prototipo pasa bajos utilizando la Ecuación 1.9, en la Tabla 2.4 se detallan los valores obtenidos para cada elemento normalizado. Todos los cálculos se han realizado en un programa desarrollado en Matlab R2018b. El valor de rizado de 0.05 dB permite obtener una respuesta lo más lineal posible en la banda de paso, y el orden del filtro se obtiene a partir de la Ecuación 1.10 como se indica a continuación.

$$n \geq \frac{\cosh^{-1}\sqrt{\frac{10^{0.1*20}-1}{10^{0.1*0.05}-1}}}{\cosh^{-1}\left(\frac{2.54-2.44}{2.52-2.46}\right)} \geq 4.7514$$

$$n = 5$$

Los filtros de Chebyshev de orden impar permite tener una impedancia de salida normalizada igual a 1 como se puede observar en el Anexo C, y con ello se adaptaría a la carga, para el caso de que sea de orden par la impedancia de salida normalizada será de un valor diferente de 1, por lo tanto, se debe aumentar el orden del filtro al inmediato superior.

Tabla 2.4. Valores de los coeficientes del prototipo pasa bajo normalizado N=5 y rizado 0.05 dB.

Valores de los coeficientes normalizado						
g_0	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6
1	0.9984	1.3745	1.8283	1.3745	0.9984	1

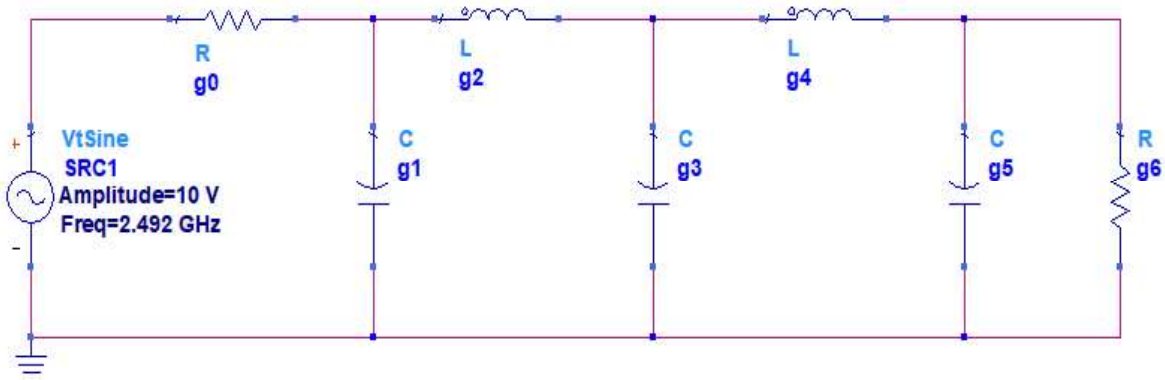


Figura 2.1. Prototipo Pasa Bajo Normalizado con N=5.

2.2.2. TRANSFORMACIÓN A PASA BANDA

Para obtener el prototipo de filtro pasa banda a partir del filtro pasa bajo se realiza la transformación de impedancia y el escalado en frecuencia mediante la Ecuación 1.14 y la Ecuación 1.15, respectivamente. En la Tabla 2.5 se presentan los valores de los elementos concentrados obtenidos a partir de elementos normalizados. La Figura 1.8 indica que para obtener un filtro pasa banda a partir de un filtro pasa bajo todos los inductores y capacitores se transforman en resonadores en serie LC y en paralelo LC, respectivamente, como resultado de estas transformaciones se realiza la implementación en el software ADS del modelo circuital para el prototipo de filtro pasa banda con los valores de los elementos concentrados obtenidos, como se ilustra en la Figura 2.2.

Tabla 2.5. Valores de los elementos concentrados del prototipo pasa banda.

Elementos del Filtro pasa banda	Condensador (pF)	Inductor (nH)
Resonador en Paralelo (g_1)	53.137	0.076762
Resonador en Serie (g_2)	0.022303	182.88
Resonador en Paralelo (g_3)	97.306	0.041919
Resonador en Serie (g_4)	0.022303	182.88
Resonador en Paralelo (g_5)	53.137	0.076762

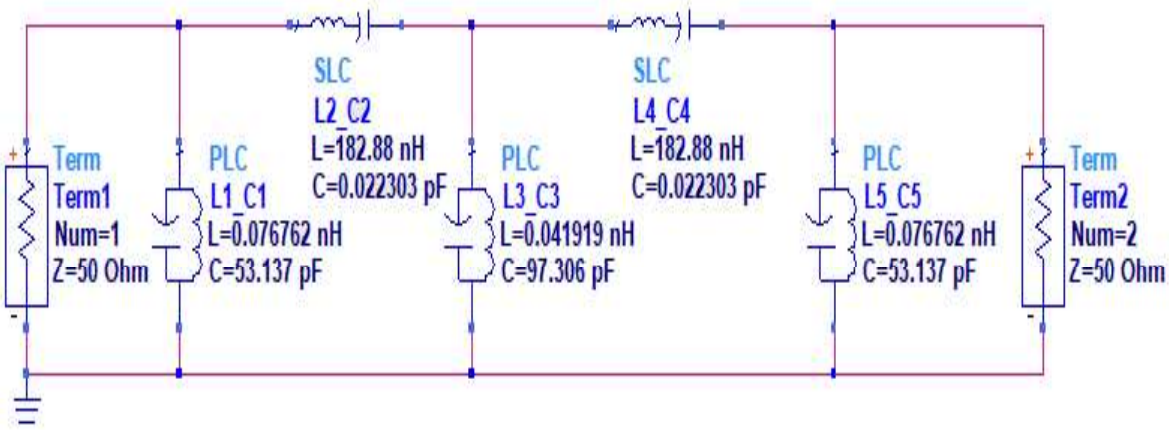


Figura 2.2. Prototipo Pasa Banda con elementos concentrados.

En la Figura 2.3 (a) se obtiene la respuesta en frecuencia del prototipo de filtro pasa banda diseñado con elementos concentrados, donde la frecuencia central del filtro se encuentra efectivamente a 2.492 GHz y con un rizado de 0.05 dB para la respuesta de Chebyshev. Además, la frecuencia de corte inferior es 2.457 GHz y la frecuencia de corte superior es 2.527 GHz en la banda de paso, lo que corresponde a un ancho de banda de 70 MHz. Al no introducir pérdidas el parámetro S_{11} y S_{21} se cortan a -3 dB.

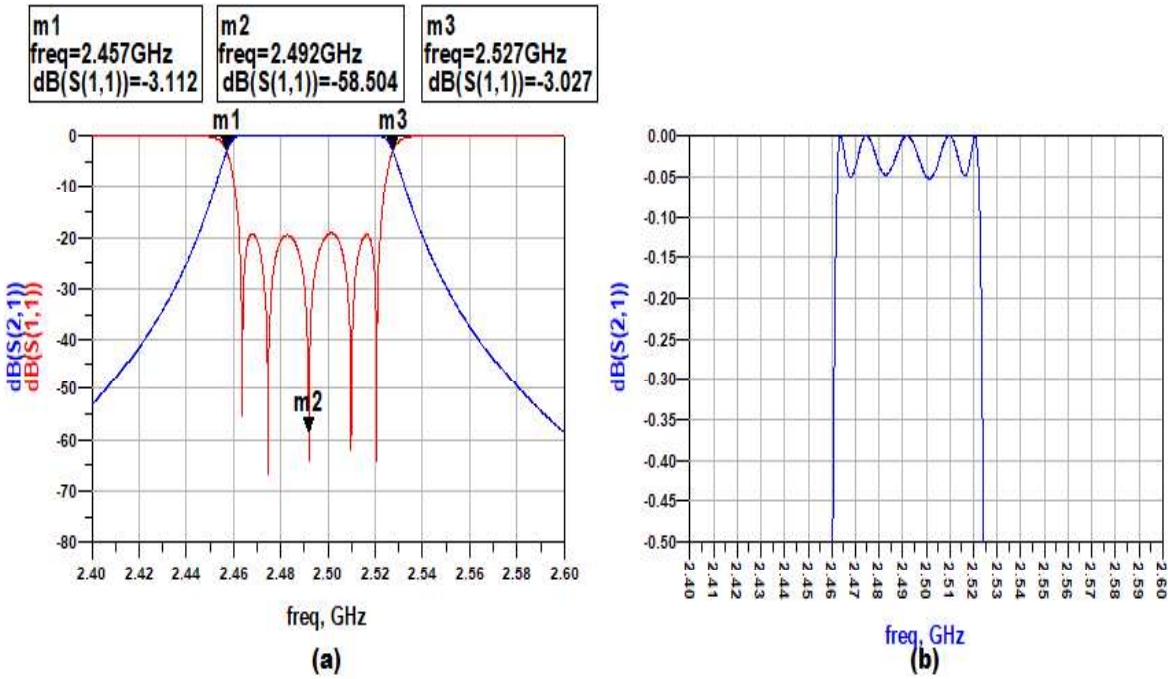


Figura 2.3. (a) Respuesta en frecuencia del filtro pasa banda tipo Chebyshev con elementos concentrados con N=5 y ripple de 0.05 dB. (b) Rizado de 0.05 dB.

2.2.3. CÁLCULO DE LA ADMITANCIA INVERTIDA Y DE LA IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA EN MODO PAR E IMPAR

Ahora, para el diseño del prototipo pasa banda es necesario calcular la admitancia invertida a partir del prototipo pasa bajo que ha sido escalado en impedancia y transformado en frecuencia, los valores de la admitancia invertida se obtienen a partir de la Ecuación 1.51, estos inversores son introducidos para que los resonadores en paralelo se transformen en resonadores en serie. A continuación, se procede a calcular las impedancias características para ambos modos con la Ecuación 1.49; para todos estos cálculos se ha desarrollado un programa en Matlab 2018b el cual se puede ver en el Anexo H. Todos los parámetros eléctricos obtenidos se detallan en la Tabla 2.6.

Tabla 2.6. Parámetros eléctricos de las líneas acopladas.

N	g_n	Admitancia Invertida J_n	Impedancia modo par Z_{oe} [Ω]	Impedancia modo impar Z_{Oo} [Ω]
1	0.9984	0.1774	60.4427	42.7039
2	1.3745	0.0268	51.3769	48.6951
3	1.8283	0.0198	51.0105	49.0288
4	1.3745	0.0198	51.0105	49.0288
5	0.9984	0.0268	51.3769	48.6951
6	1.0	0.1774	60.4427	42.7039

2.2.4. DISEÑO DEL FILTRO MICROSTRIP CON LÍNEAS ACOPLADAS EN ADS

Una vez obtenidos los parámetros eléctricos se utilizó el software ADS (Advanced Design System) para obtener las dimensiones físicas de las líneas acopladas, mediante la herramienta LineCalc, que es un programa de análisis y síntesis para calcular parámetros eléctricos y físicos de líneas de transmisión simples y acopladas; por lo tanto, ingresamos en Tools >> LineCalc >> Start LineCalc, como se indica en la Figura 2.4.

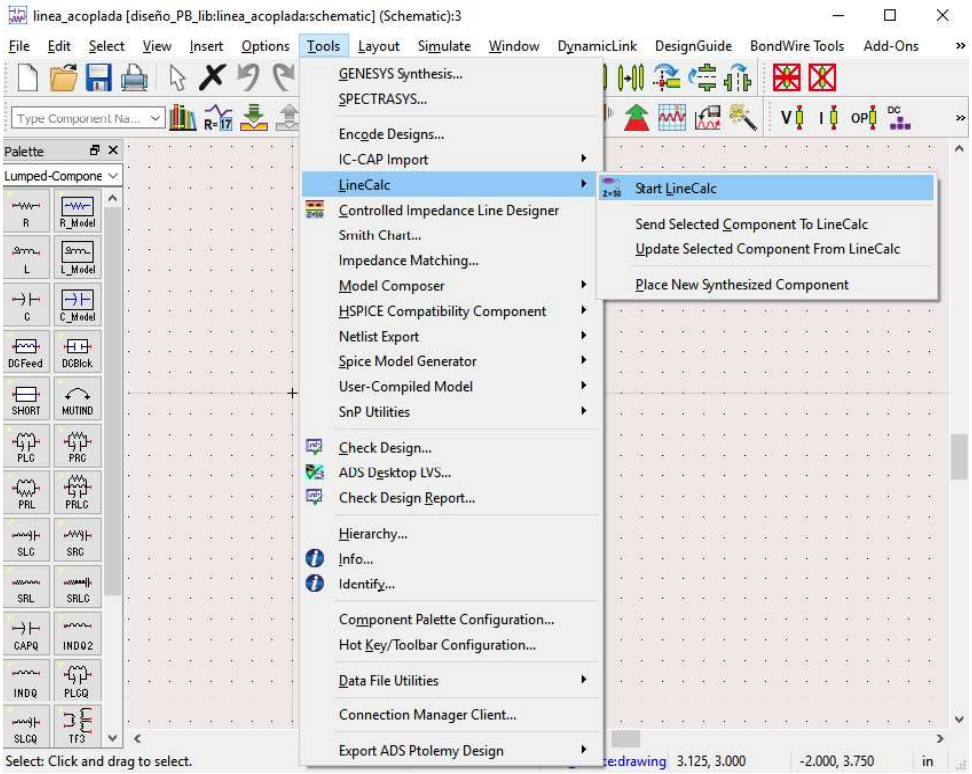


Figura 2.4. Selección de la herramienta LineCalc de ADS.

Dentro de LineCalc, se busca la viñeta Type y se selecciona la opción MCLIN, luego se ingresan las características del sustrato, la frecuencia de operación y la impedancia en modo par e impar para cada línea acoplada obtenida en la Tabla 2.6, un ejemplo de esto se indica en la Figura 2.5.

Finalmente se presiona en la opción sintetizar para obtener las dimensiones físicas. El proceso se realiza para cada una de las líneas acopladas, en la Tabla 2.7 se muestran las dimensiones físicas obtenidas para cada línea.

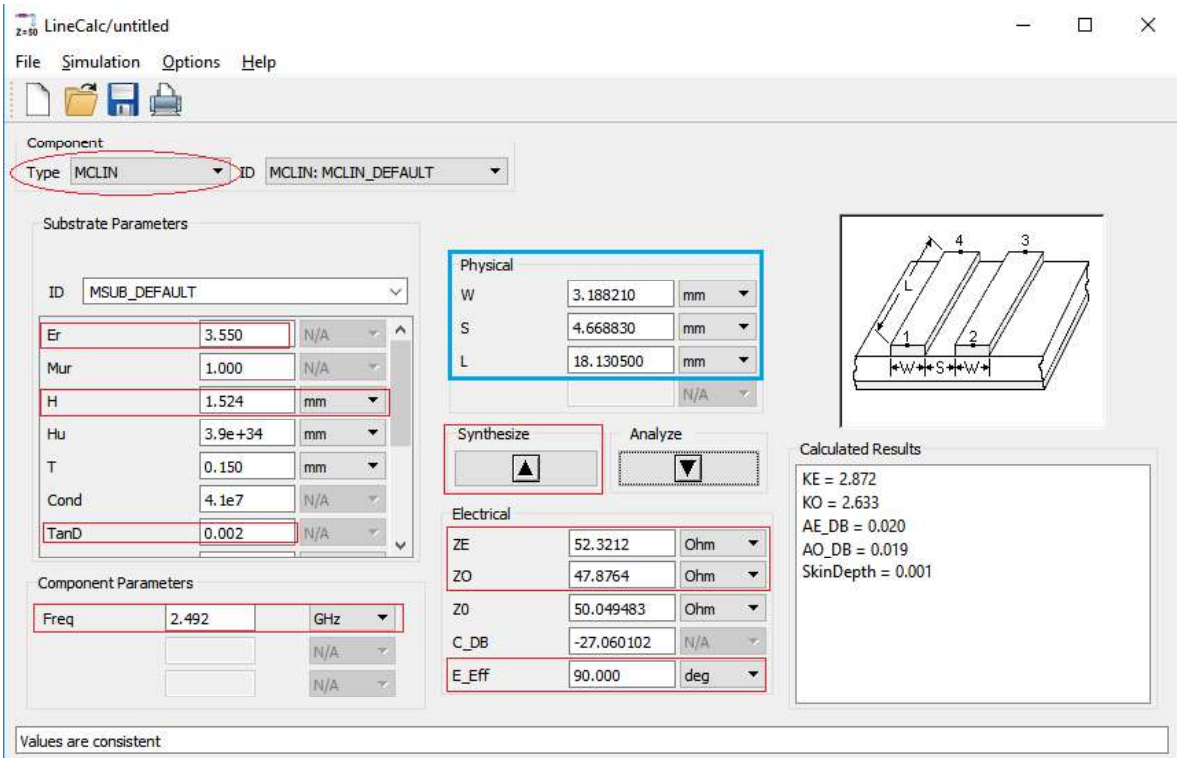


Figura 2.5. Herramienta LineCalc del software ADS

Tabla 2.7. Dimensiones físicas del filtro pasa banda obtenidas en ADS.

N	Z_{oe}	Z_{Oo}	W (mm)	S (mm)	L (mm)
1	60.4427	42.7039	2.99773	0.945311	18.2911
2	51.3769	48.6951	3.28849	5.71679	18.0823
3	51.0105	49.0288	3.28995	7.92944	18.0969
4	51.0105	49.0288	3.28995	7.92944	18.0969
5	51.3769	48.6951	3.28849	5.71679	18.0823
6	60.4427	42.7039	2.99773	0.945311	18.2911

Para las secciones finales se tiene una impedancia característica de 50Ω, típica de los conectores, con lo cual se logra adaptar la impedancia del circuito con la del conector y así evitar pérdidas. Las dimensiones físicas de una línea de transmisión de 50Ω se las obtienen por medio de la herramienta LineCalc y en el apartado Type se selecciona MLIN (Libra Microstrip Line), y se ingresa los datos del sustrato, frecuencia e impedancia, como se ilustra en la Figura 2.6. Las dimensiones físicas obtenidas se especifican en la Tabla 2.8.

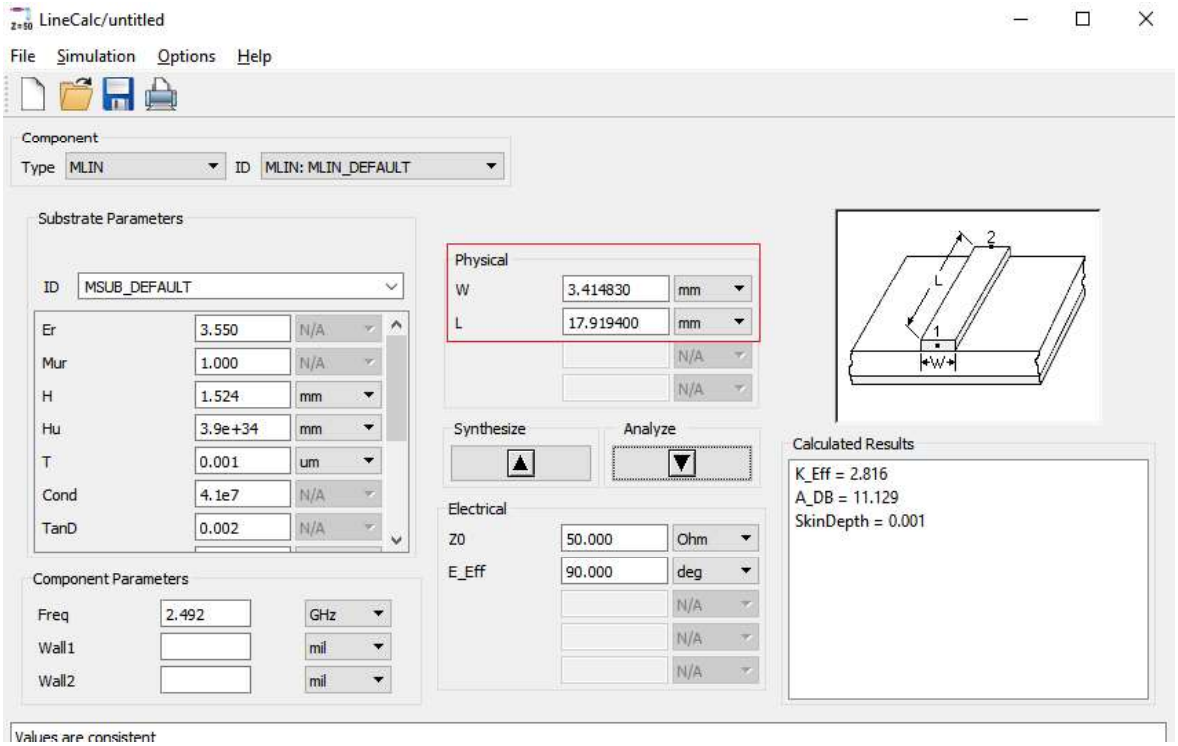


Figura 2.6. Herramienta LineCalc del software ADS para el cálculo de las dimensiones físicas de líneas microstrip.

Tabla 2.8. Dimensiones físicas de las secciones terminales obtenidas en ADS.

Z_o (Ω)	Frecuencia (GHz)	W (mm)	L (mm)
50	2.492	3.3211	18.0298

Con todas las dimensiones físicas obtenidas se procede a construir la red de líneas acopladas. En primer lugar, en la paleta de herramientas se elige la opción "TLines-Microstrip", en donde encontramos herramientas como: "MSUB" (Microstrip Substrate) para especificar las características del sustrato y MCLIN que corresponde a líneas microstrip acopladas; en la Figura 2.7 se ve el circuito diseñado.

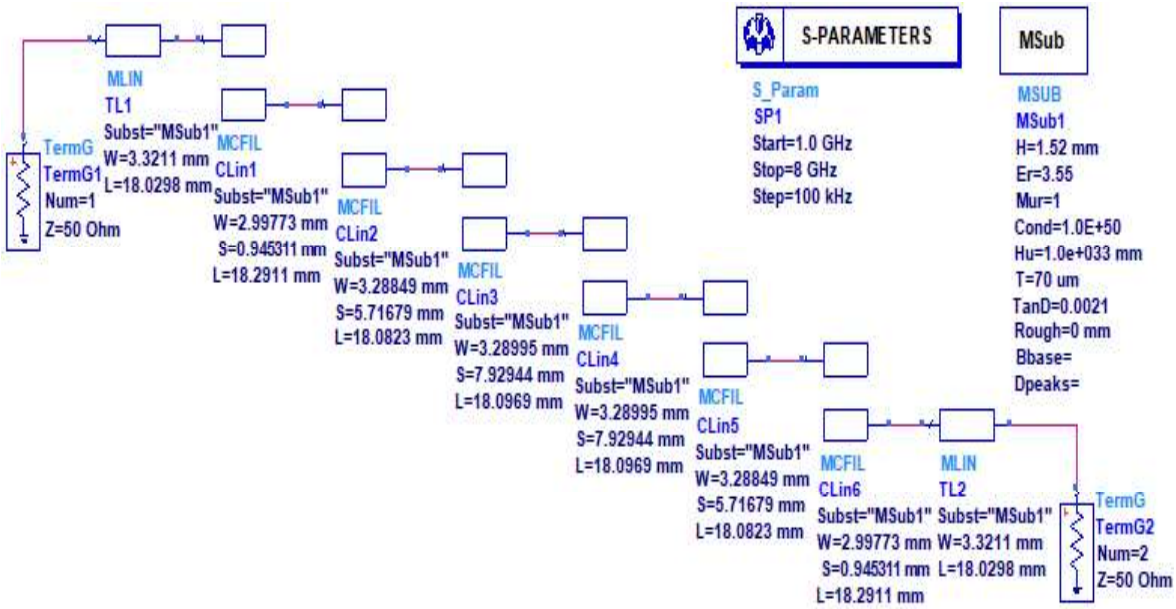


Figura 2.7. Diagrama esquemático de líneas acopladas para el filtro pasa banda

2.2.4.1 Respuesta en frecuencia del filtro con líneas acopladas

Con el diagrama esquemático se procede a obtener la respuesta en frecuencia, específicamente los parámetros S como son los coeficientes de reflexión S11 y S22 y los coeficientes de transmisión S12 y S21. El parámetro S11 indica las reflexiones que se producen en el puerto 1 cuando aplicamos una potencia en el puerto 1 y los otros puertos están adaptados, se busca que estas reflexiones sean mínimas en la banda de paso y máximas en la banda de rechazo para tener una buena adaptación; y S21 indica la cantidad de señal que se transmite desde el puerto 1 al puerto 2. Al tratarse de un circuito simétrico S22 y S12 tendrán la misma forma que S11 y S21, respectivamente.

El comportamiento del filtro se indica en la Figura 2.8, donde los parámetros S11 y S21 se cortan a -6.866 dB en la frecuencia inferior y a -7.167 dB en la frecuencia superior; se produce un desplazamiento en frecuencia de 101.08 MHz en la frecuencia central con atenuación de -2.98 dB; 130 MHz se desplaza en la frecuencia inferior de la banda de paso, y 98.92 MHz en la frecuencia superior con una atenuación de -7.167 dB. El ancho de banda es de 50 MHz, efectivamente cumple con la condición del diseño. En el parámetro S11 se pierden dos ceros de reflexión, debido a las discontinuidades en microstrip como pueden ser los circuitos abiertos de la terminación de dos de los cuatro puertos de las líneas de transmisión acopladas, la anchura entre líneas, separación y la longitud de las líneas; todas

estas discontinuidades son algunas de las más comunes que se presentan en la construcción y diseño de este tipo de filtros microstrip. Para solucionar todos estos problemas y conseguir mejorar la respuesta en frecuencia del filtro se procede a optimizar el diseño.

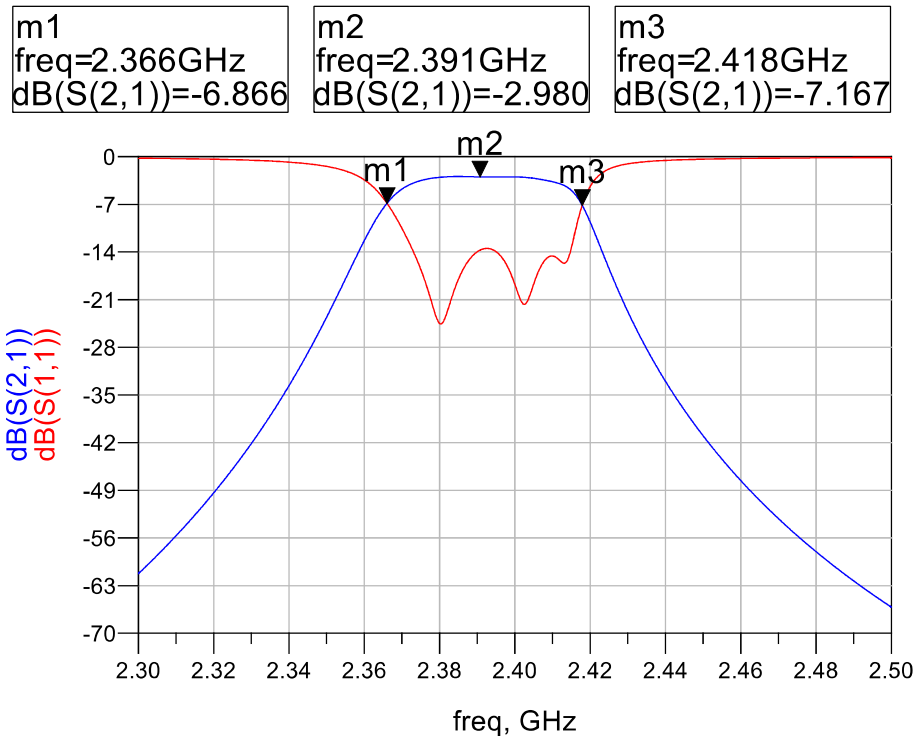


Figura 2.8. Respuesta en frecuencia del prototipo pasa banda con líneas acopladas

2.2.4.2 Optimización

El proceso de optimización se realiza mediante la herramienta “Optimize” situada en la barra de herramientas de ADS, la forma de realizar la optimización será manipular un grupo de variables que representen los parámetros físicos de cada línea microstrip como el ancho, separación y longitud. En primer lugar, con los valores de las impedancias de los modos par e impar de cada acoplador calculados y descritos en la Tabla 2.6 se ha realizado un esquemático con líneas acopladas ideales representado en la Figura 2.9, donde las discontinuidades no afecten su respuesta en frecuencia, y el cual es usado como referencia en un intervalo de frecuencia. La Figura 2.10 representa el comportamiento en frecuencia del filtro ideal, donde se cumple que la frecuencia central está en 2.492 GHz y las frecuencias inferior y superior en la banda paso son 2.463 GHz y 2.521 GHz, respectivamente. Las pérdidas de inserción en la banda de paso es de -20 dB con un factor de rizado de 0.05 dB, cumpliendo las especificaciones impuestas y a partir de este diseño

ideal se realizarán los ajustes necesarios al filtro real para que su respuesta llegue a ser lo más cercana a la respuesta ideal de la Figura 2.10.

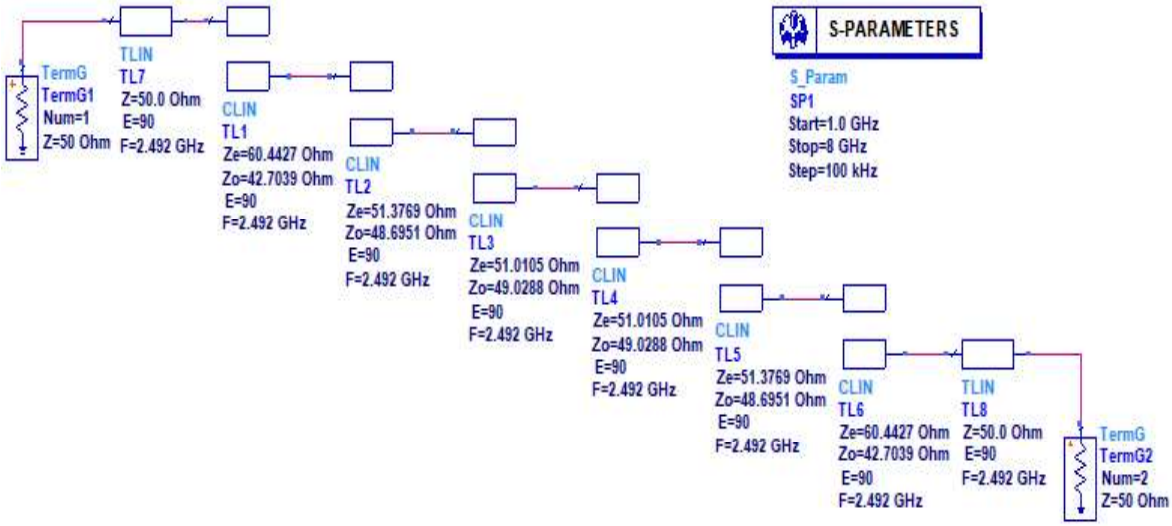


Figura 2.9. Diseño con líneas acopladas microstrip ideales

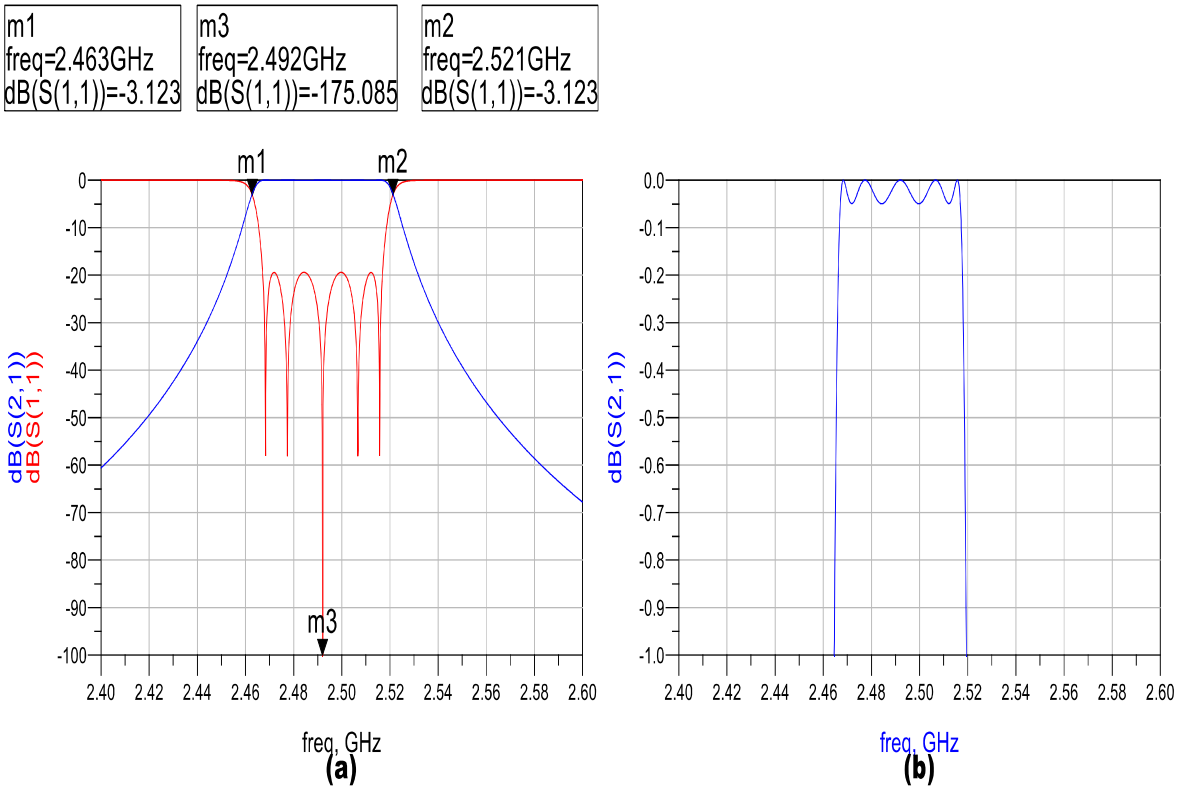


Figura 2.10. (a) Respuesta en frecuencia del filtro con líneas acopladas ideales. (b) Rizado de 0.05 dB en la banda de paso.

La forma de realizar la optimización será definiendo a las dimensiones físicas como variables con la herramienta “Insert VAR: Variable Equation” de ADS.

A partir del circuito diseñado se procede a optimizar los parámetros físicos de las líneas microstrip acopladas de la Figura 2.11; el primer problema a solucionar es el desplazamiento en frecuencia para ello se ha realizado un ajuste en la longitud de las líneas acopladas, como resultado de esto en la Figura 2.12 se ve que la respuesta en frecuencia está dentro del rango de frecuencia del diseño con líneas acopladas ideales.

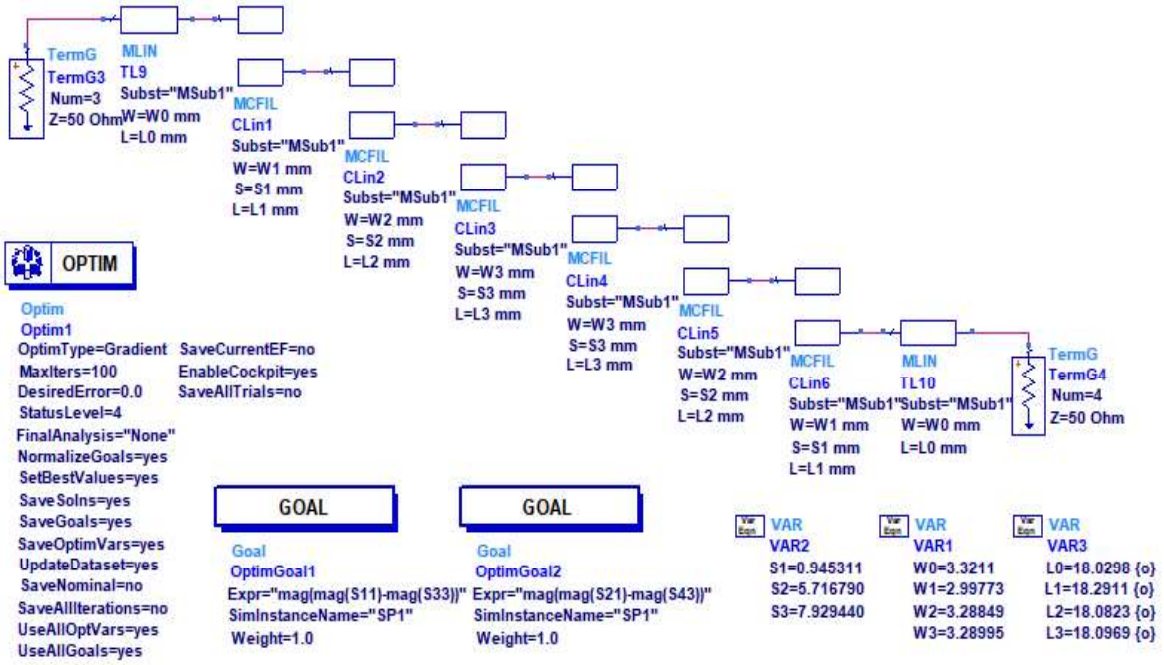


Figura 2.11. Esquemático del filtro pasa banda con líneas acopladas a optimizar

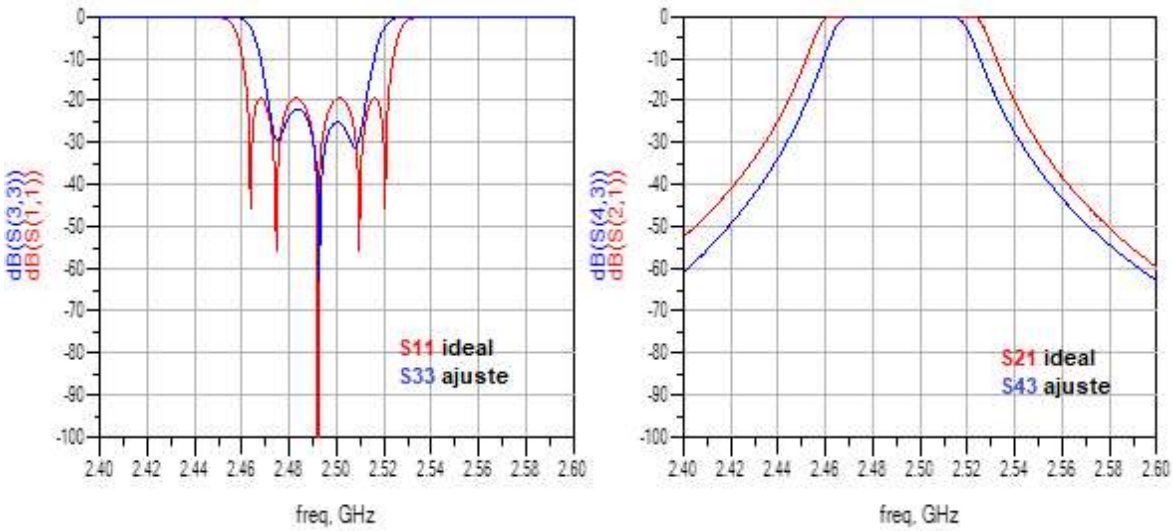


Figura 2.12. Respuesta en frecuencia

La herramienta de optimización del software ADS se ve en la Figura 2.13, que permitirá realizar la mejor combinación de los parámetros físicos de las líneas microstrip acopladas, para que la respuesta del diseño realizado se ajuste lo más parecido al diseño ideal.

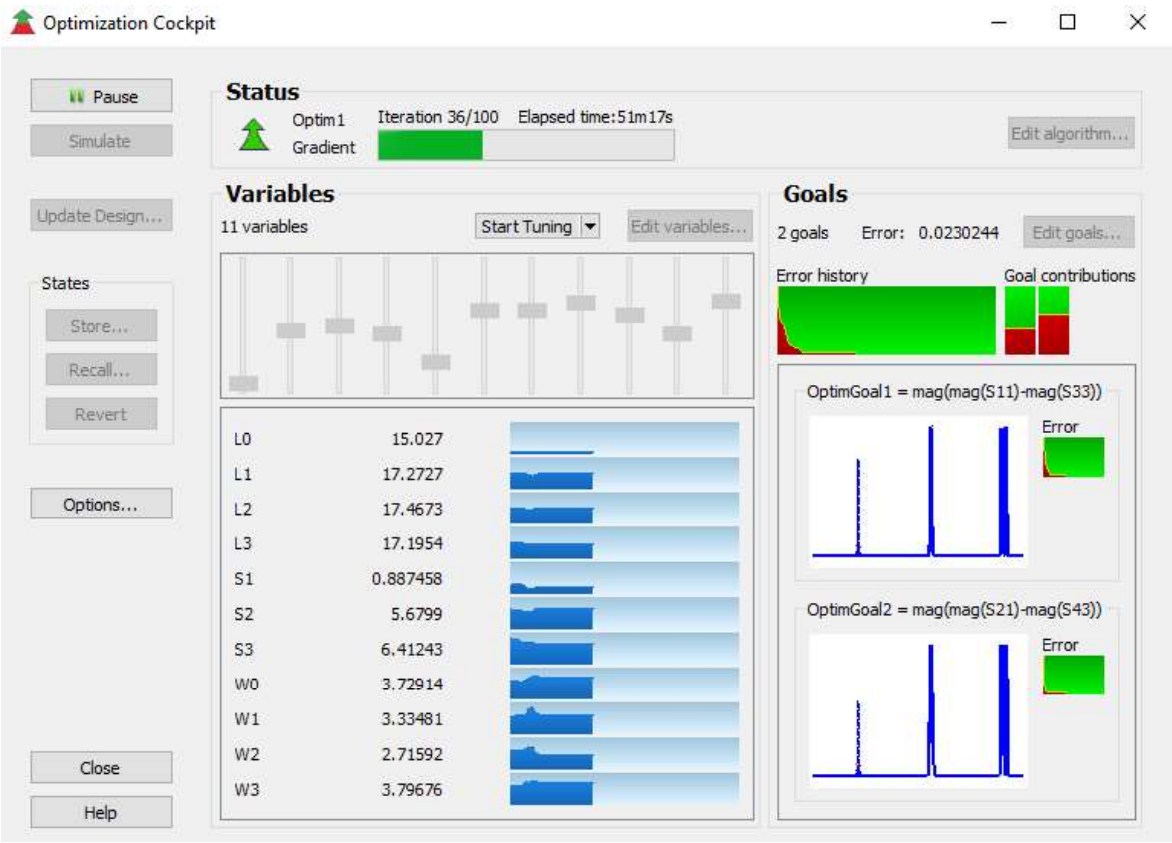


Figura 2.13. Herramienta de optimización del sofware ADS

Finalizado el proceso de optimización los nuevos valores de longitud, separación y anchura de las líneas acopladas se resumen en la Tabla 2.9.

Tabla 2.9. Dimensiones físicas de las líneas acopladas optimizadas

N	W (mm)	S (mm)	L (mm)
1	3.33265	1.05299	17.3189
2	3.1793	6.04846	17.2601
3	3.46886	7.71326	17.2807
4	3.46886	7.71326	17.2807
5	3.1793	6.04846	17.2601
6	3.33265	1.05299	17.3189

La Figura 2.14 es el diseño final optimizado con las nuevas dimensiones físicas y como resultado su respuesta en frecuencia es aproximadamente igual al diseño ideal, como se expone en la Figura 2.15, donde los parámetros S11 y S21 que corresponden al diseño ideal coinciden con S33 y S43, respectivamente.

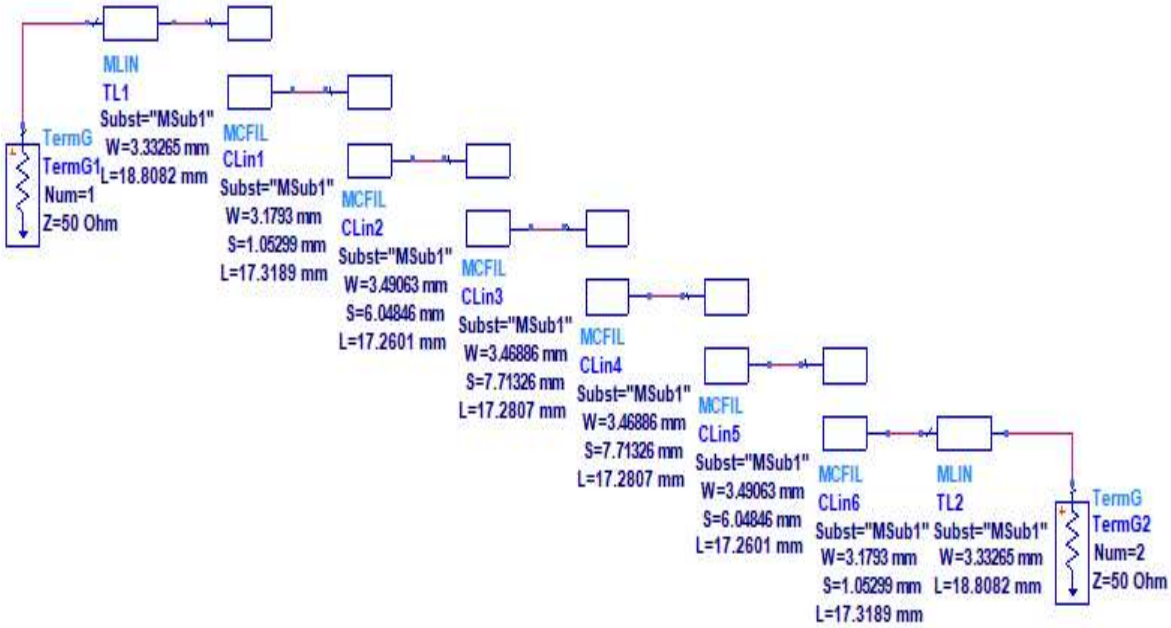


Figura 2.14. Esquema optimizado con líneas acopladas

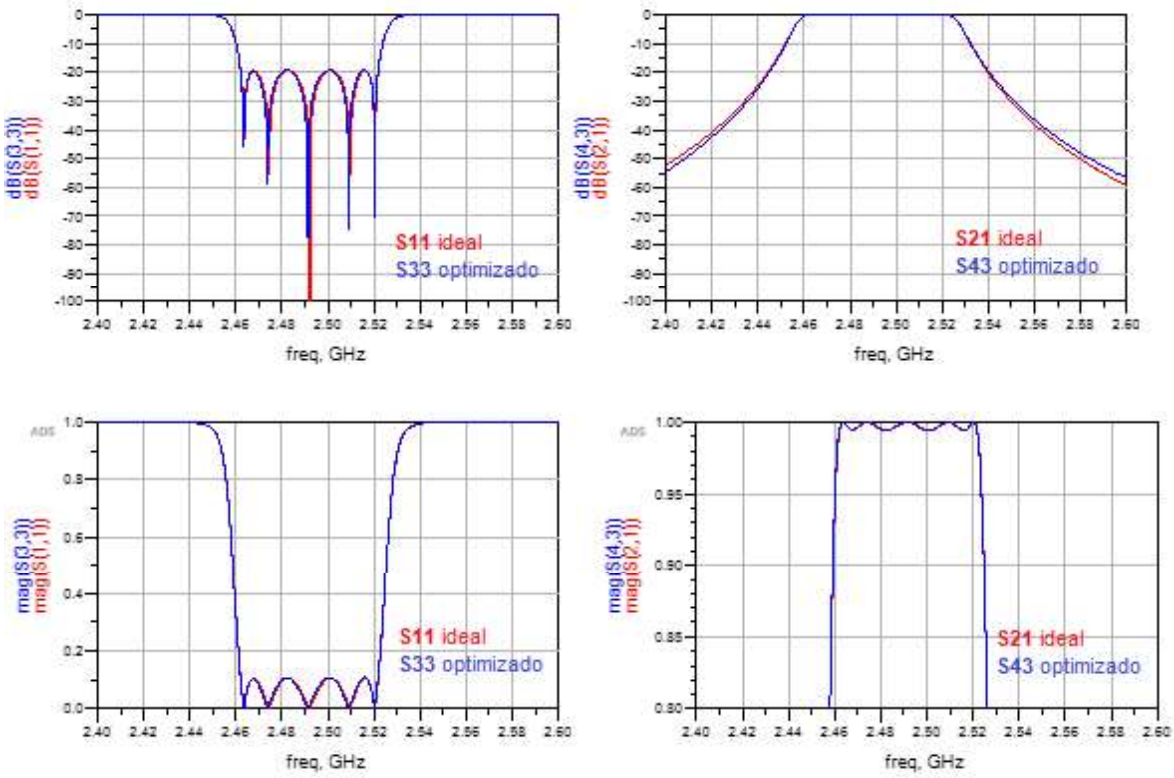


Figura 2.15. Resultado final de la respuesta en frecuencia optimizada.

2.2.5. Diseño del Layout del filtro pasa banda con líneas acopladas

Las fases previas permitieron encontrar las dimensiones físicas de las líneas acopladas en microstrip, ahora mediante el paquete de análisis electromagnético de ADS se crea el layout del diseño esquemático de la Figura 2.14 y se lo presenta en la Figura 2.16.

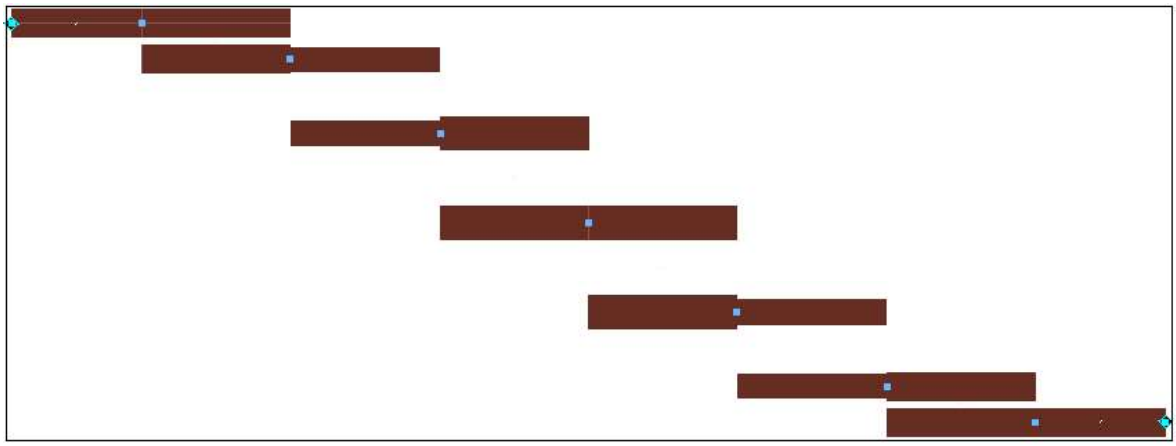


Figura 2.16. Layout del filtro pasa banda de líneas acopladas

2.2.5.1 Creación del Sustrato

Una vez obtenido el layout del prototipo pasa banda de líneas acopladas se procede a crear el sustrato con el cual se ha realizado el diseño y en el que se implementará, el sustrato a utilizar es ROGERS RO4003 y sus caracteríticas se detallan en la Tabla 2.3. En la Figura 2.15 se indica el sustrato creado en el simulador electromagnético *Momentum ADS* que es un programa que permite realizar un análisis electromagnético completo (full wave), el cual es indispensable cuando se trabaja a frecuencias de microondas, porque los efectos parásitos y discontinuidades son considerables.

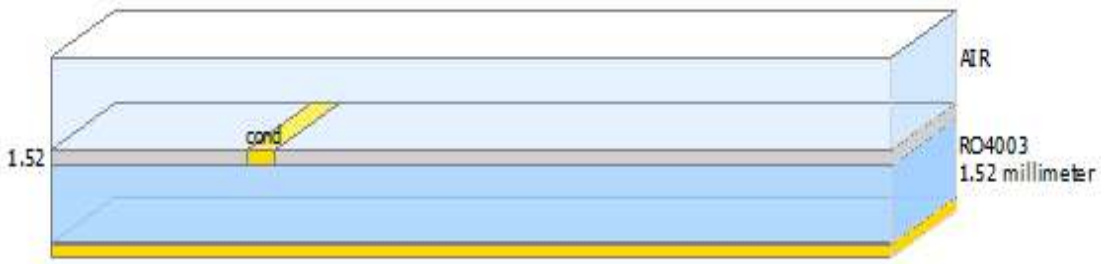


Figura 2.15. Creación del sustrato de ROGERS RO4003

El análisis electromagnético que realiza el simulador Momentum consiste en dividir la estructura planar por la que se propaga la señal en celdas elementales y pequeñas en tamaño respecto a la longitud de onda, es decir, realizar un proceso de mallado.

2.2.6. CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO

Una vez lista la simulación del prototipo con las dimensiones establecidas en el software ADS se exporta el diseño en formato Gerber. Para la elaboración del prototipo se optó por usar los servicios de la empresa Smelektronik, debido a que por las dimensiones físicas una pequeña variación podría afectar en la respuesta del filtro. La Figura 2.16 indica el prototipo diseñado.

Figura 2.16. Filtro Pasa Banda con líneas acopladas construida

Las dimensiones físicas reales medidas del prototipo construido se presentan en la Figura 2.17, dichas dimensiones obtenidas varían con respecto a las dimensiones físicas ideales como se indica en la Tabla 2.10.

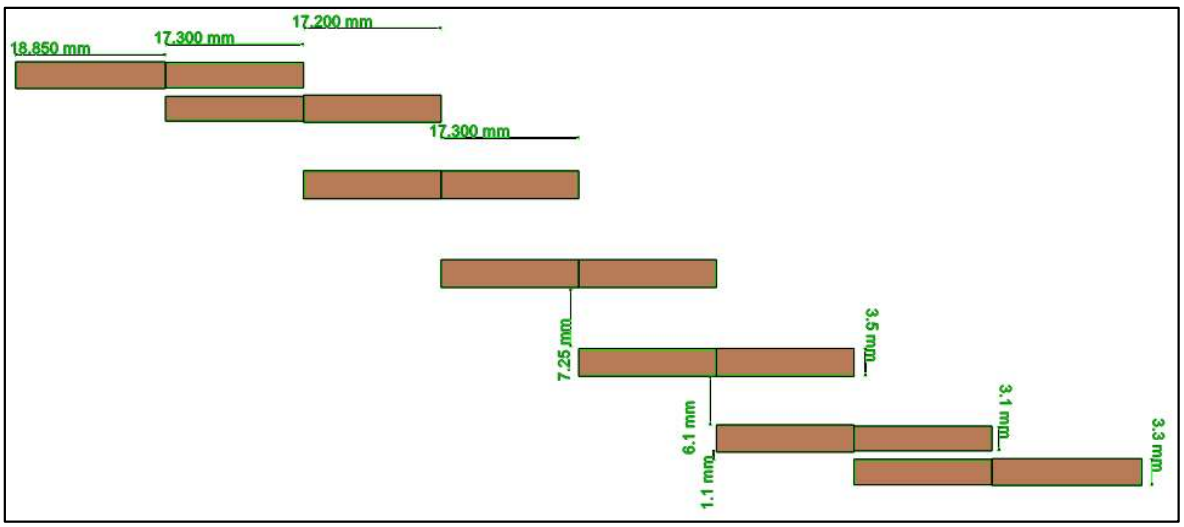


Figura 2.17. Dimensiones del prototipo pasa banda construido

Tabla 2.10. Dimensiones físicas de las líneas acopladas optimizadas

N	W (mm)		S (mm)		L (mm)	
	Ideal	**Real**	**Ideal**	**Real**	**Ideal**	**Real**
1	3.33265	3.3	1.05299	1.1	17.3189	17.3
2	3.1793	3.1	6.04846	6.1	17.2601	17.2
3	3.46886	3.5	7.71326	7.25	17.2807	17.3
4	3.46886	3.5	7.71326	7.25	17.2807	17.3
5	3.1793	3.1	6.04846	6.1	17.2601	17.2
6	3.33265	3.3	1.05299	1.1	17.3189	17.3

Las dimensiones reales del prototipo construido varían con respecto a las del prototipo ideal, esto producirán variaciones de las respuestas en frecuencia. En la sección de resultados y discusión se analizarán en que influye cada variación en la respuesta del filtro construido.

2.2.7. DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE

En la herramienta Momentum también se puede determinar la distribución de corriente del filtro pasa banda diseñado.

A 2.38 GHz la corriente entra por el puerto de la izquierda, sin embargo, esta no se avanza porque nos encontramos fuera de la banda de paso, como se indica en la Figura 2.18.

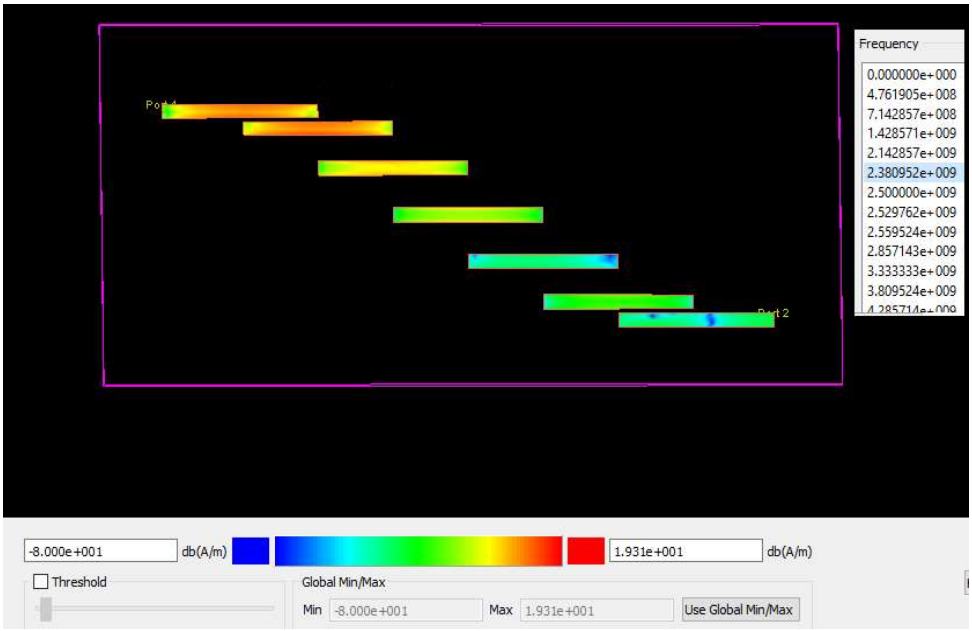


Figura 2.18. Representación de la distribución de corriente a 2.38 GHz

A 2.5 GHz la corriente entra por el puerto de la izquierda, sin embargo, esta avanza porque nos encontramos dentro de la banda de paso, como se indica en la Figura 2.19.

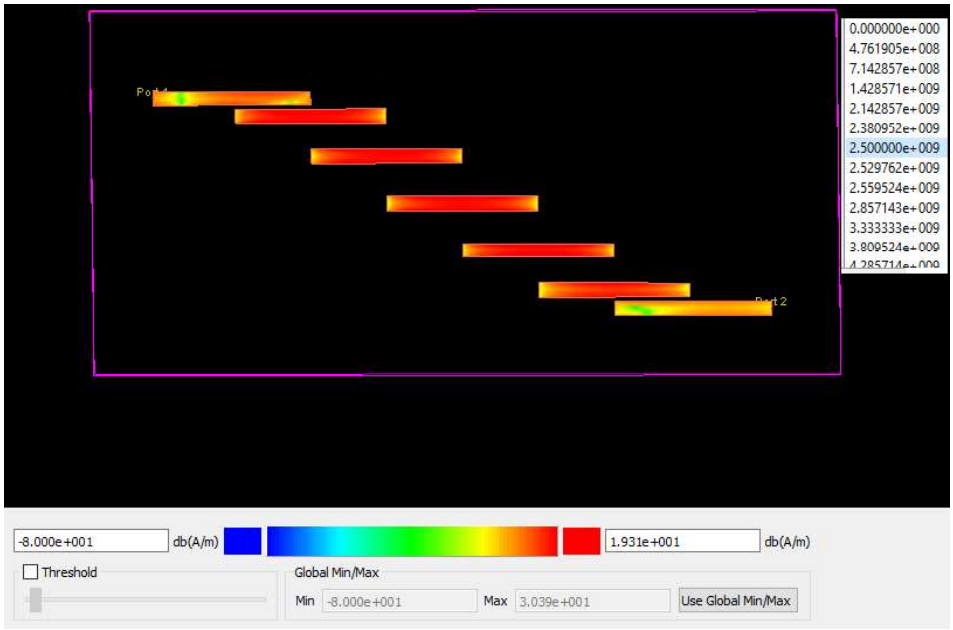


Figura 2.19. Representación de la distribución de corriente a 2.50 GHz

A 2.55 GHz la corriente entra por el puerto de la izquierda, sin embargo, esta no se avanza porque nos encontramos fuera de la banda de paso, como se indica en la Figura 2.20.

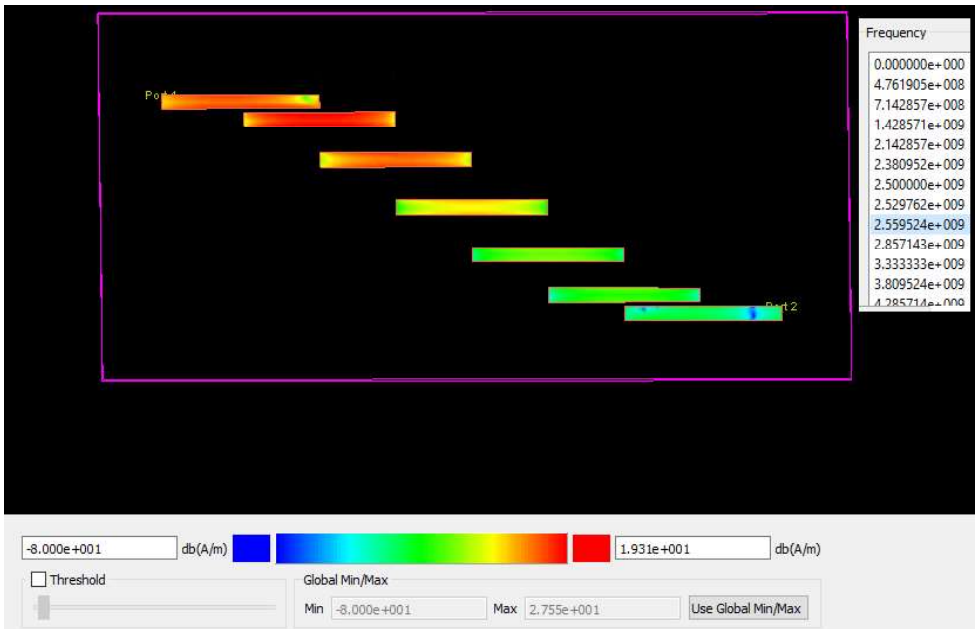


Figura 2.20. Representación de la distribución de corriente a 2.55 GHz

3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En este capítulo se analizan los resultados experimentales y teóricos obtenidos de los parámetros S del prototipo de filtro pasa banda construido. Las mediciones se realizaron con el analizador vectorial de redes KEYSIGHT PNA Network Analyzer N5222A, 10 MHz – 26.5 GHz del laboratorio de sistemas de transmisión (ver Figura 3.1).

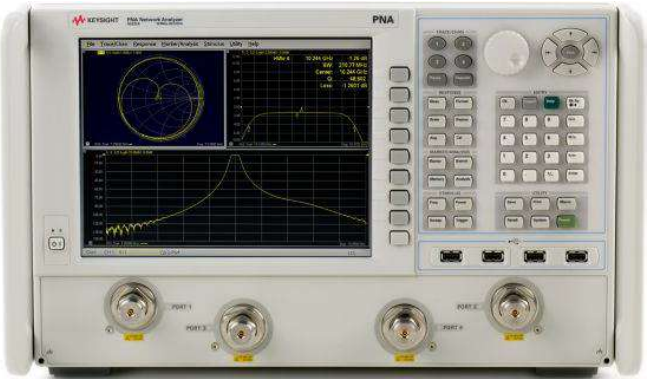


Figura 3.1. Analizador Vectorial de Redes PNA N5222A [17]

En la Figura 3.2 se indica el kit de calibración mecánica Keysight 85052D, que contiene dispositivos de precisión estándar para caracterizar los errores sistemáticos de los analizadores de red Keysight en la interfaz de 3.5 mm. Este kit también contiene adaptadores para cambiar el sexo del puerto de prueba y una llave dinamométrica para una conexión adecuada.

Figura 3.2. Kit de calibración Keysight 85052 D

3.1. MEDICIÓN DE PARÁMETROS S

Para realizar la medición con el analizador vectorial de redes, se configura el rango de frecuencias y luego se procede a realizar la calibración del mismo para eliminar los efectos parásitos introducidos por los cables o conectores. A continuación, se miden los

parámetros de dispersión. En la Figura 3.3 se indica el prototipo de filtro pasa banda conectado al analizador vectorial de redes.

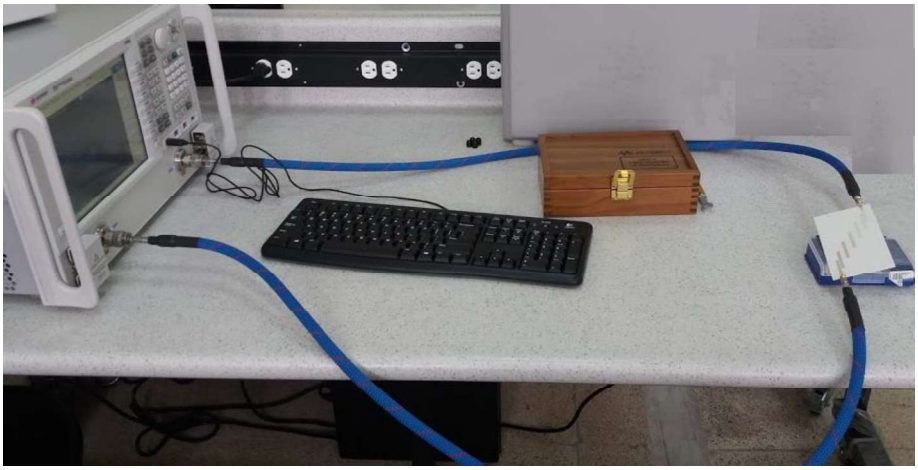


Figura 3.3. Prototipo pasa banda conectado al analizador vectorial de redes

3.2. RESULTADOS EXPERIMENTALES

En la Figura 3.4 se presenta los parámetros S_{21} y S_{11} obtenidos del prototipo de filtro pasa banda mediante el analizador vectorial de redes PNA N5222A.

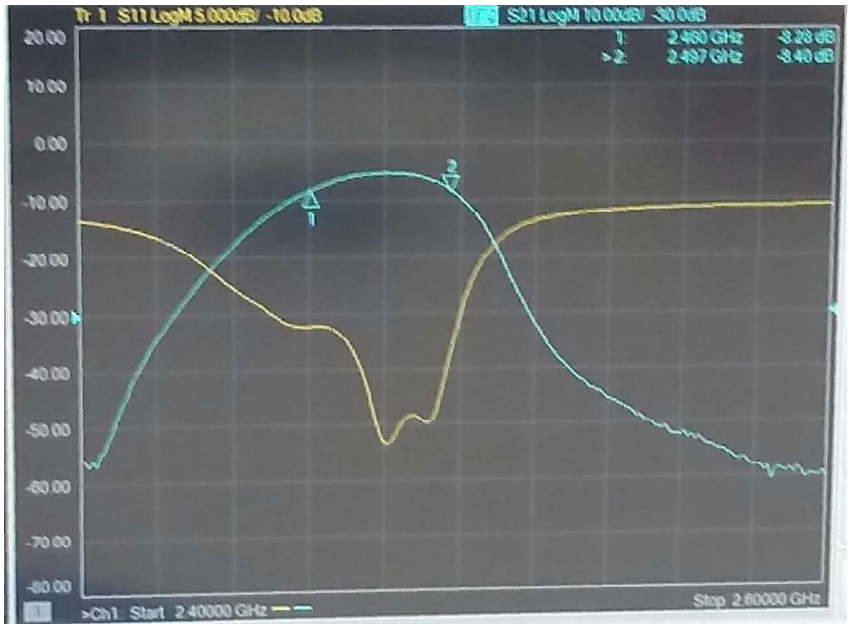


Figura 3.4. Medición de los parámetros S_{21} y S_{11} del prototipo pasa banda

El analizador vectorial de redes me permite obtener un archivo con extensión .s2p utilizado para los archivos Touchstone, en el cual se encuentra detallado todos los parámetros S obtenidos de las mediciones en el prototipo pasa banda, como se indica en el Anexo I. Con

estos datos, se realiza la gráfica de la respuesta en frecuencia en el rango de 2.4 GHz a 2.6 GHz como se indica en la Figura 3.5.

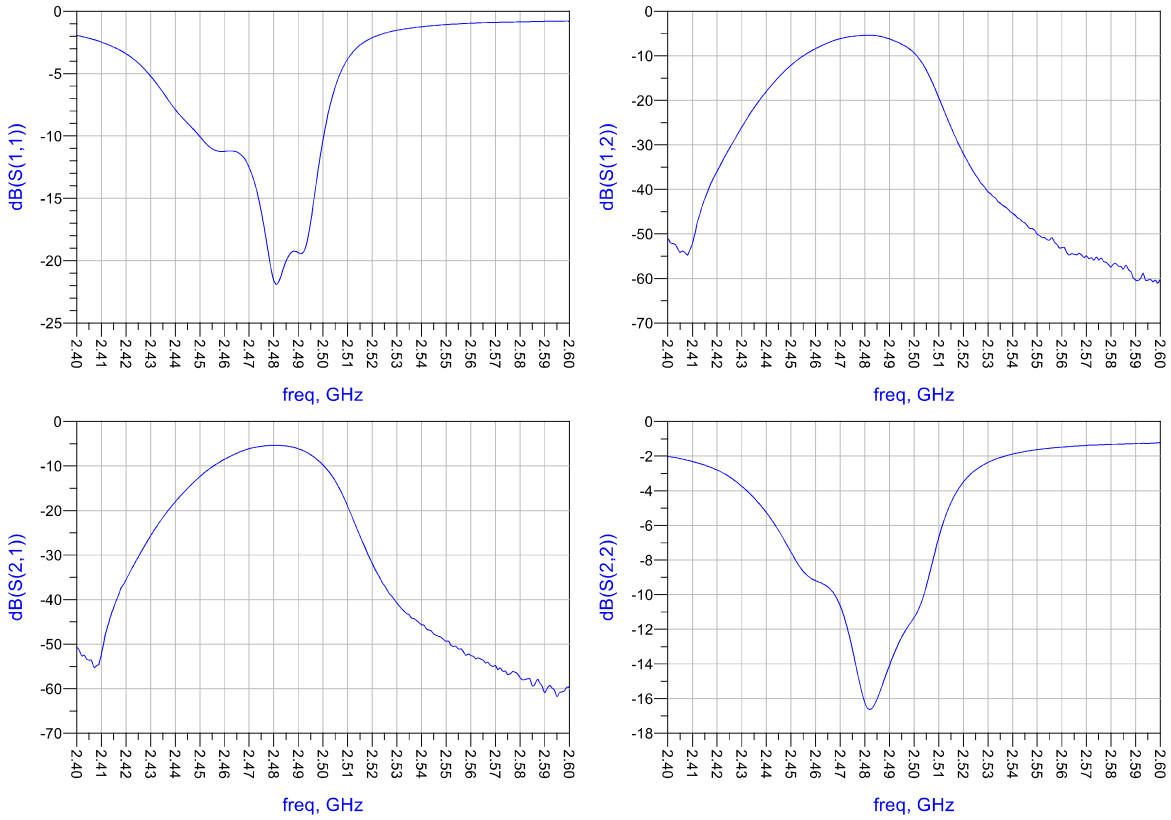


Figura 3.5. Parámetros S del prototipo pasa banda obtenidos a partir del archivo touchstone generado por el analizador vectorial de redes.

Los filtros implementados con líneas acopladas son idealmente simétricos, sin embargo, los parámetros S_{11} y S_{22} obtenidos en las mediciones difieren uno respecto al otro, como se indica en la Figura 3.6 (b). El parámetro S_{11} alcanza los -22 dB a la frecuencia de 2.48 GHz, -2.5 dB en la banda de rechazo, y el parámetro S_{22} alcanza los -16.6 dB en la frecuencia de 2.48 GHz, -2.5 dB en la banda de rechazo. Existe una mejor respuesta de S_{11} con respecto a S_{22}, producido por la adaptación del conector con la línea microstrip al momento de realizar la soldadura y pulir el mismo, pero la forma de la respuesta es similar.

Para los parámetros S_{12} y S_{21} sí se cumple la simetría, como se indica en la Figura 3.6 (a), las pérdidas de inserción son las mismas en ambos puertos.

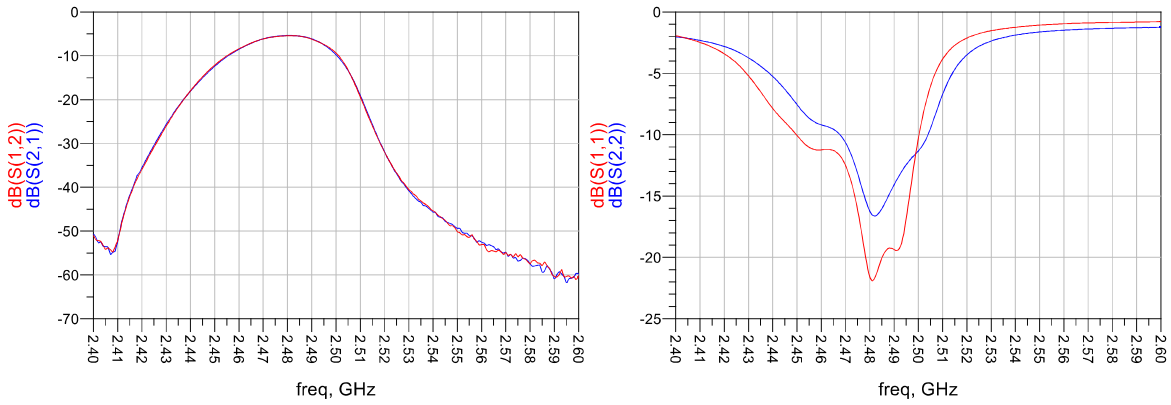


Figura 3.6. Parámetros de dispersión. (a) S12-S21 y (b) S11-22

En la Figura 3.7 representan los parámetros S_{11} y S_{21}, del prototipo construido. Estos datos fueron extraídos de la matriz de parámetros S medidos por el analizador vectorial de rede y simulados en ADS.

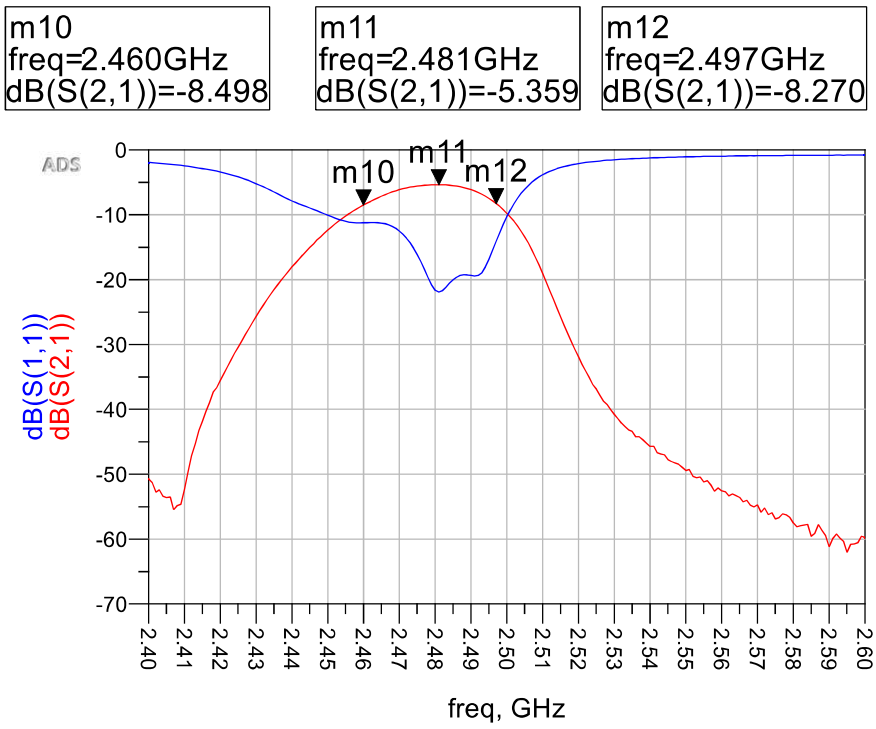


Figura 3.7. Parámetros S_{11} y S_{21} del prototipo pasa banda obtenidos a partir del archivo touchstone generado por el analizador vectorial de redes.

En la Figura 3.8 se indican las respuestas S_{21} tanto para el filtro simulado y el medido. En la Tabla 3.1 se detallan los valores S_{21} con sus respectivas frecuencias en la banda de paso.

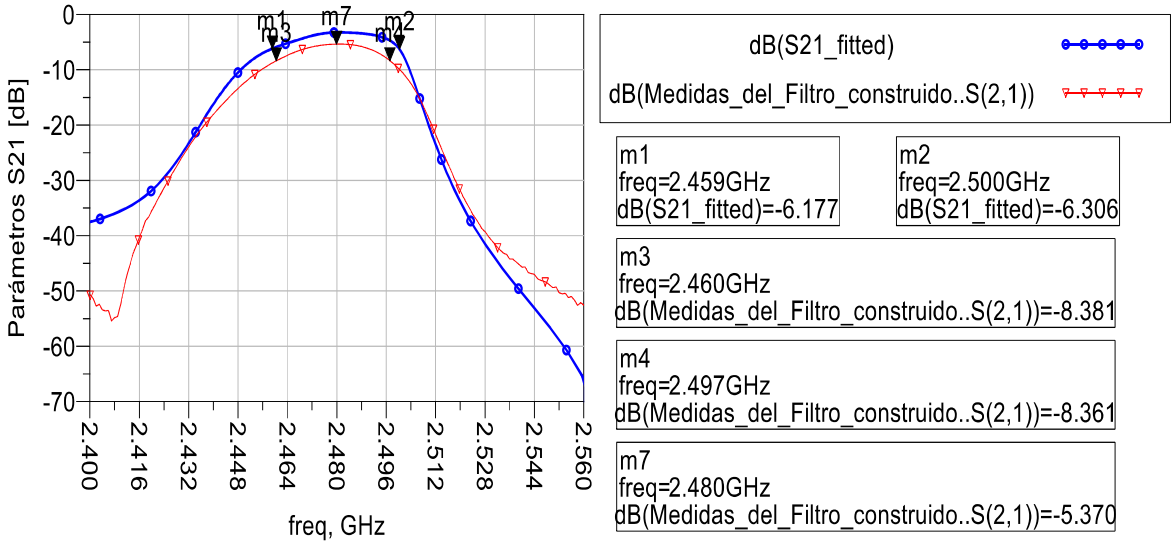


Figura 3.8. Parámetros S_{21} del prototipo pasa banda medido (rojo) y simulado (azul).

Tabla 3.1. Parámetros S_{21} con su respectiva frecuencia del prototipo optimizado y real

	Frecuencia inferior [GHz]	**Frecuencia central [GHz]**	**Frecuencia superior [GHz]**	**S_{21} inferior [dB]**	**S_{21} central [dB]**	**S_{21} Superior [dB]**
Comercial	2.460	2.492	2.514	-4.61	-1.596	-4.6
Simulado	2.459	2.481	2.5	-6.177	-3.24	-6.306
Medido	2.46	2.48	2.497	-8.381	-5.37	-8.361

Los resultados detallados en la Tabla 3.1 indican:

- La frecuencia central de operación del prototipo de filtro comercial con respecto al diseño simulado y al medido varían en 11 MHz, porque se encuentra desplazada a 2.48 GHz.
- La frecuencia inferior del prototipo comercial, el simulado y el medido coinciden en 2.46 GHz.
- La frecuencia superior para el filtro comercial, simulado son iguales, y para el medido es aceptable ya que varía en 3 MHz.
- El ancho de banda obtenido en los puntos de media potencia para el prototipo comercial es de 54 MHz, para el prototipo simulado es de 41 MHz y para el prototipo medido es de 37 MHz.

La diferencia que existe entre las dimensiones físicas reales con respecto a las dimensiones ideales tiene como consecuencia una variación en la respuesta en frecuencia, sin embargo, las pérdidas debido al sustrato son también otro factor fundamental que influye de manera considerable en la atenuación del parámetro S_{21}.

Por las características de diseño del filtro pasa banda por el método de las líneas acopladas dos de los cuatro puertos entre cada par de líneas terminan en circuitos abiertos, este efecto es conocido como el open-end, y el cual produce una capacitancia extra que puede ser modelada como una longitud equivalente de línea de transmisión Δl, por lo tanto, la longitud real de línea de transmisión aumenta produciendo un desplazamiento hacia una frecuencia menor.

El parámetro S_{21} tiene una diferencia 1.644 dB en la frecuencia central, de 1.567 dB en la frecuencia inferior y 1.706 en la frecuencia superior con respecto al filtro simulado. Las pérdidas por inserción han aumentado como consecuencia de las dimensiones de las líneas microstrip, las mismas que varían ya que no se pudo obtener el prototipo con exactitud, también, la tangente de pérdidas del sustrato, acoplamiento con los conectores y las discontinuidades influyen en la respuesta final del filtro.

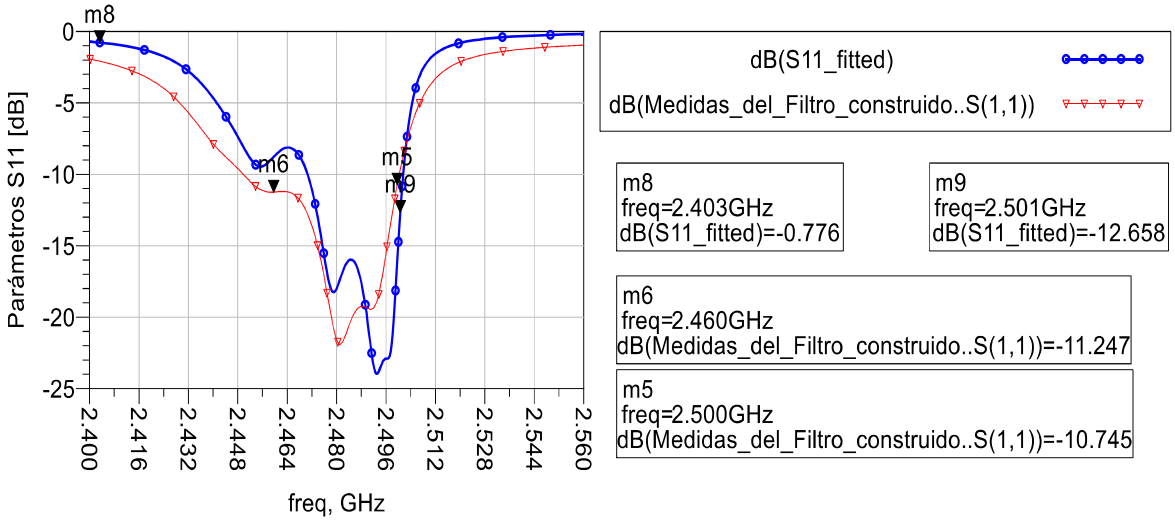


Figura 3.9. Parámetros S_{11} del prototipo pasa banda real (rojo) y optimizado (azul).

A partir de la Figura 3.9, se observa que al introducir las pérdidas debido al sustrato los ceros de reflexión que se encontraban bien definidos se suavizan, e inclusive se han perdido los ceros de los extremos, por lo tanto, se pierde selectividad. Sin embargo, el parámetro S_{11} para las altas frecuencias tiene mejor respuesta que para las bajas frecuencias, ya que se encuentran por debajo de los 16 dB que se especifica en las características del filtro comercial.

3.3. ANÁLISIS DE LAS DIMENSIONES FÍSICAS DEL PROTOTIPO

En la Tabla 2.10 se detallaron las dimensiones físicas del prototipo ideal obtenido con ADS y las dimensiones reales del prototipo construido. Todas las variaciones de ancho, longitud y separación entre líneas afectan directamente la respuesta del filtro, sin embargo, es difícil determinar de manera precisa en que afectará la variación de cualquiera de los parámetros físicos en la respuesta en frecuencia, pero mediante las simulaciones realizadas se han determinado:

- Las longitudes de las líneas de transmisión son aproximadamente $\lambda/4$, lo que permite el acoplamiento entre las diferentes impedancias de cada una de las secciones que componen el filtro, sin embargo, debido a la característica del diseño al variar la longitud de las líneas de trasmisión hay un desplazamiento en frecuencia, cuando se reduce la longitud el desplazamiento se produce hacia una frecuencia superior, y viceversa.

- El ancho de las líneas de transmisión produce un patrón de radiación, como se indica en la Figura 3.10, lo que produce una variación en la respuesta en frecuencia, de las mediciones realizadas las frecuencias bajas son las más afectadas; si se disminuye el ancho se reduce el patrón de radiación, pero empeora las pérdidas de inserción.

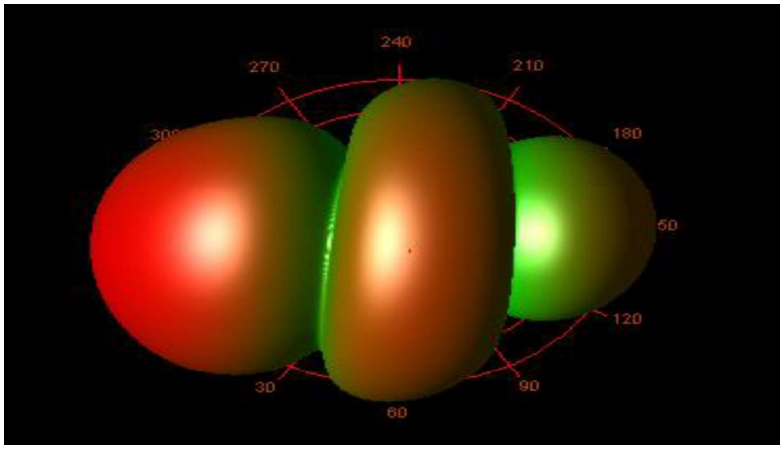


Figura 3.10. Diagrama de radiación a la frecuencia de resonancia

- La separación entre las líneas es el parámetro más crítico. En primer lugar, se determinó que a mayor ancho de banda requerido la separación disminuye, por lo tanto, existe un punto crítico en el cual el diseño es inviable; el diseño con líneas acopladas debe ser menor al 20% del ancho de banda. La separación entre el primero y último par de secciones siempre es la más crítica, ya que es la de menor dimensión y la fabricación se complica cuando las dimensiones son muy próximas entre sí; esto se debe a que la impedancia par es mayor a la impedancia impar. Para el caso de los

otros dos grupos de secciones de líneas acopladas las impedancias pares en impares se encuentran muy próximos entre sí, lo que permite tener una impedancia característica casi de 50Ω, y como consecuencia una mayor separación entre las líneas para su acoplamiento.

- Las separaciones del prototipo construido entre cada par de secciones de líneas acopladas son mayores con respecto al diseño ideal, por lo tanto, el ancho de banda se ha reducido en 3 MHz, con respecto al filtro comercial.

A partir de los resultados obtenidos se realizan modificaciones en las dimensiones del prototipo. En primer lugar, para compensar las discontinuidades del diseño de filtros pasa banda con líneas acopladas se realizará un desplazamiento de la frecuencia central hacia una frecuencia mayor. El desplazamiento que se produjo en el diseño real con respecto al diseño optimizado fue de 12 MHz, por lo tanto, la frecuencia central ahora estará ubicada en 2.504 MHz. En la Tabla 3.2 se indican los nuevos valores de las dimensiones físicas que componen cada línea acoplada.

Tabla 3.2. Dimensiones físicas modificadas para el prototipo de filtro pasa banda con líneas acopladas

N	**W (mm)**		**S (mm)**		**L (mm)**	
	Real	**Modificado**	**Real**	**Modificado**	**Real**	**Modificado**
0	3.3	**3.8**	-	**-**	18.85	**16.8**
1	3.3	**3.25**	1.1	**1.2**	17.3	**17.2**
2	3.1	**3.15**	6.1	**5.8**	17.2	**17.3**
3	3.5	**3.55**	7.25	**6.8**	17.3	**17.2**
4	3.5	**3.55**	7.25	**6.8**	17.3	**17.2**
5	3.1	**3.15**	6.1	**5.8**	17.2	**17.3**
6	3.3	**3.25**	1.1	**1.2**	17.3	**17.2**

De los resultados obtenidos en la Tabla 3.2 las dimensiones de ancho y longitud de la primera línea transmisión, que corresponde al adaptador de impedancia entre los conectores y las líneas microstrip son los que se han variado de manera considerable, con ello se ha logra desplazar la respuesta en frecuencia, mientras que para las otras medidas existen variaciones muy pequeñas.

La separación entre cada línea refleja la mayor variación, estos parámetros son los más críticos, porque afectan directamente sobre las pérdidas de retorno las mismas están

relacionadas con las impedancias en modo par e impar de cada línea. Una pequeña variación tiene como consecuencia que el filtro sea menos selectivo.

Los parámetros S_{11} y S_{21} se presentan en la Figura 3.11; donde a la frecuencia central las pérdidas de inserción son de -2.573 dB y las pérdidas por retorno son de -23.504 dB mejorando los -5.35 dB y -21.923 dB, respectivamente.

Los ceros de reflexión se han recuperado, sin embargo, los ceros de los extremos son menos pronunciados, pero están por debajo de los -15 dB cumpliendo así las especificaciones del filtro.

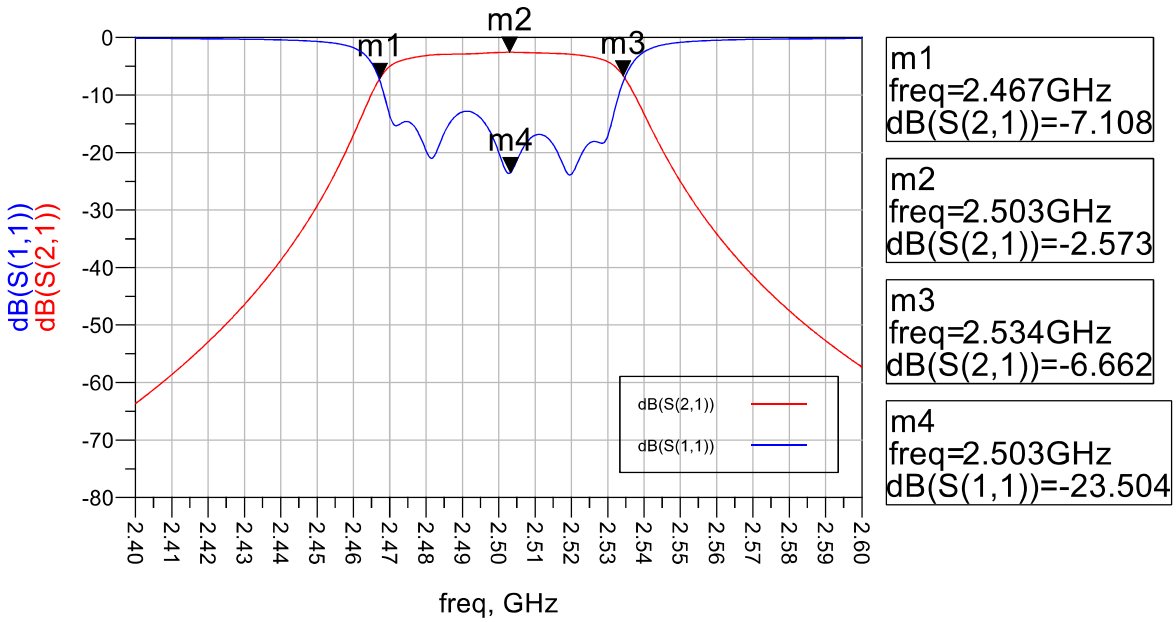


Figura 3.11. Respuesta en frecuencia de los parámetros S_{11} y S_{21} del filtro pasa banda modificado

4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1. CONCLUSIONES

En el presente estudio técnico se ha realizado el diseño y construcción de un filtro pasa banda con tecnología microstrip en banda S mediante el método de las pérdidas de inserción, basados en las especificaciones del filtro comercial FNP-1293.

Un filtro de RF o microondas está compuesto por líneas de transmisión, debido a que a estas frecuencias las longitudes de onda son pequeñas en relación con las dimensiones de los elementos concentrados, afectando directamente a la señal de salida. Es por ello que dentro del método de las pérdidas de inserción se optó por implementarlo mediante líneas acopladas.

La metodología utilizada en el diseño permite, para cada sección, ir comprobando los resultados mediante la simulación circuital o electromagnética en el software ADS. La respuesta en frecuencia del filtro pasa banda con elementos concentrados obtenidos teóricamente sirve como referencia para nuestro diseño. Una vez obtenida las dimensiones de las líneas acopladas se determinó a través de la simulación de los parámetros S que existe un desplazamiento de la frecuencia central a 2.392 GHz y las pérdidas de retorno no cumplen con los -20 dB. El siguiente paso fue optimizar el filtro modificando las dimensiones físicas para cada línea de transmisión acoplada, los resultados fueron más satisfactorios, porque se logró establecer la frecuencia central a 2.492 GHz y cumplir con los -20 dB para las pérdidas de retorno.

Al realizar la construcción del prototipo pasa banda se presentaron limitantes; las dimensiones en ancho, longitud y separación tienen resoluciones menores a 0.05 mm y una pequeña variación conlleva a una respuesta en frecuencia muy diferente a la obtenida en forma ideal. Las medidas con las que fue construido el prototipo tienen una resolución de hasta 0.5 mm pero el cual no garantiza que se tenga la medida real, el acoplamiento entre el conector y la línea microstrip, sumado a la constante de pérdidas de 0.0021 que presenta el sustrato han producido que la frecuencia central se desplace a 2.481 GHz, la caída del filtro en el rango bajo de frecuencias no sea muy pronunciada, mientras que para el rango alto de frecuencias se tiene una caída de aproximadamente 25 dB.

Los resultados obtenidos en el laboratorio son aceptables para las pérdidas de retorno, porque en la banda de paso se tiene una atenuación que está por debajo de los -16 dB como se específica en la hoja de datos del filtro comercial, sin embargo, las pérdidas de

inserción son aproximadamente de -5.35 dB en la frecuencia central, lo que no cumple con las especificaciones impuestas, ya que se requiere como máximo de -2.5 dB. Este resultado se debe principalmente al coeficiente de pérdidas del sustrato y a la separación y ancho de las líneas. Para mejorar las pérdidas de inserción y de retorno se hicieron modificaciones principalmente en las separaciones y anchos. La separación disminuyó y el ancho aumentó entre las líneas acopladas centrales. Con estas modificaciones se consiguen -2.57 dB en las pérdidas de inserción y por debajo de los -16 dB para las pérdidas de retorno en la banda de paso cumpliendo los parámetros establecidos en un inicio. El filtro también será más selectivo porque se han obtenido 3 ceros de transmisión dentro de la banda de paso.

4.2. RECOMENDACIONES

Para continuar con trabajos futuros y dada la variedad de métodos de diseño en microondas se podrá realizar el mismo diseño con líneas acopladas, pero en stripline y comparar los resultados con el presente trabajo.

Se sugiere considerar los efectos de discontinuidad como: los circuitos abiertos que se producen en dos de los cuatro puertos, y el open-end, característicos de este tipo de diseño; el cual debe ser estimado al momento de realizar la simulación electromagnética, para evitar los desplazamientos en frecuencia que se producen.

Una opción para reducir el tamaño del filtro será mediante una nueva disposición de las líneas acopladas en paralelo, controlando el acoplamiento entre secciones de líneas y la separación que existe entre ellas; para ello será necesario agregar nuevas secciones de líneas de transmisión entre cada par de líneas, la cual debe estar acoplada y no modificar su respuesta en frecuencia.

5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] D. M. Pozar, Microwave Engineering, Cuarta ed., John Wiley & Sons, 2012.

[2] J.-S. Hong y M. Lancaster, Microstrip Filters for RF / Microwave Applications, Segunda ed., Wiley, Ed., 2011.

[3] R. Cameron, C. Kudsia y M. Raafat, Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design, and Applications, Segunda ed., Wiley-Interscience, 2018.

[4] R. E. Collin, Foundations for microwave engineering, Segunda ed., McGraw-Hill, Ed., New York, 1992.

[5] M. Steer, Microwave and RF Design a SystemsApproach, D. Kay, Ed., North Carolina: Scitech Publishing, 2010.

[6] J. F. White, High Frequency Techniques: An Introduction to RF and Microwave Engineering, Primera ed., J. W. &. Sons, Ed., 2016, pp. 335-381.

[7] C. Monsalve Z, "Diseño de un filtro en la banda de frecuencias de microondas-milimétricas para sistemas de comunicaciones," Julio 2008. [En línea]. Available: http://arantxa.ii.uam.es/~jms/pfcsteleco/lecturas/20080724CristinaMonsalve.pdf. [Último acceso: 20 Agosto 2019].

[8] J. M. Pantoja Miranda, Técnicas Experimentales en Ingeniería De Microondas, Pearson, Ed., Madrid, 2002.

[9] A. Algab, A. Uz Zaman y P.-S. Kildal, "Improved Microstrip Filters Using PMC Packaging by Lid of Nails," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology,* vol. 2, nº 7, pp. 1075-1084, Julio 2012.

[10] J.-T. Kuo, W.-H. Hsu y W.-T. Huang, "Parallel Coupled Microstrip Filters With Suppression of Harmonic Response," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters,* vol. 12, nº 10, pp. 383-385, Octubre 2002.

[11] A. Garg, B. Pratap y D. Gupta, "Design of Parallel Coupled Line Band Pass Filter", *IEEE Conference on Computational Intelligence & Communication Tech.,* vol. 2, nº 25, pp. 452-454, Febrero 2016.

[12] A. Casanueva, R. Pérez y J. Zamanillo, Sistemas de telecomunicación, Primera ed., Universidad de Cantabria, 2007.

[13] S. Cogollos, Fundamentos de la teoría de filtros, Primera ed., Valencia: Universidad Politécnica de Valencia, 2016.

[14] P. Priyanka y S. Maheswari, "Design of Microstrip Coupled Line Bandpass", Enero 2018. [En línea]. Available: https://pdfs.semanticscholar.org/4c40/73f40c691a3737ed470f991f728d30a3433d.pdf. [Último acceso: 20 Septiembre 2019].

[15] W.-K. Chen, Passive, Active, and Digital Filters, Segunda ed., C. Press, Ed., 2018, pp. 24-28.

[16] «FILTRONETICS,» [En línea]. Available: https://www.filtro.net/product/fnp-1293/. [Último acceso: 02 Agosto 2019].

[17] K. Technologies, «Keysight 2-Port and 4-Port PNA Network Analyzer,» [En línea]. Available: https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/N5221-90001.pdf. [Último acceso: 5 Noviembre 2019].

[18] K. Technologies, "85052D Economy Mechanical Calibration Kit, DC to 26.5 GHz, 3.5 mm," [En línea]. Available: https://www.keysight.com/en/pd-1000002018%3Aepsg%3Apro-pn-85052D/economy-mechanical-calibration-kit-dc-to-265-ghz-35-mm?cc=US&lc=eng. [Último acceso: 6 Noviembre 2019].

[19] "S-Parameter Files, List Plots, and Parameter Sweeps," [En línea]. Available: http://www.eas.uccs.edu/~mwickert/ece5250/notes/ADS_session4.pdf. [Último acceso: 06 Noviembre 2019].

[20] CENAM, "Aplicación de los parámetros de dispersión en la caracterización de componentes y equipos de radiofrecuencias para la industria de telecomunicaciones", 18 Noviembre 2009. [En línea]. Available: http://www.cenam.mx/dme/pdf/PRE_E-Vie-7.pdf. [Último acceso: 7 Noviembre 2019].

[21] J. Ruiz y J. Masa, "Antenas y circuitos de alta frecuencia", [En línea]. Available: http://arantxa.ii.uam.es/~acaf/Documentacion/Tema_II_Teoria_Circuital_RF.pdf. [Último acceso: 7 Noviembre 2019].

ANEXOS

ANEXO A. Tabla de Valores normalizados del prototipo de filtro pasa bajo máximamente plano normalizado.

ANEXO B. Gráfica de la Atenuación vs la frecuencia normalizada para un prototipo de filtro pasa bajo máximamente plano.

ANEXO C. Tabla de Valores normalizados del prototipo de filtro pasa bajo con rizado constante de 0.5 dB y 3.0 dB.

ANEXO D. Gráfica de la Atenuación vs la frecuencia normalizada para un prototipo de filtro pasa bajo de rizado constante de 0.5 dB y 3.0 dB.

ANEXO E. Circuitos de Líneas Acopladas.

ANEXO F. Especificaciones del filtro comercial FNP-1293.

ANEXO G. Sustrato de ROGERS 4003 C.

ANEXO H. Código realizado en Matlab 2018b.

ANEXO I. Tabla de Parámetros S del prototipo pasa banda de líneas acopladas construido.

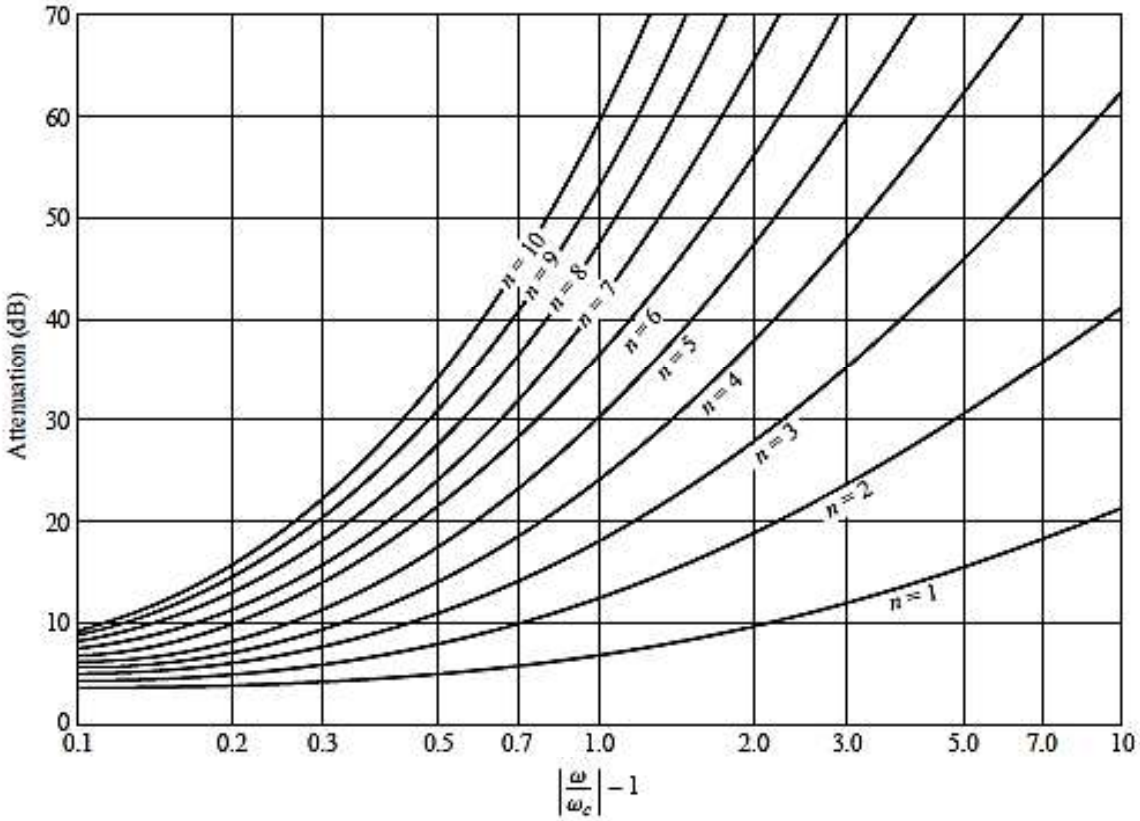
ANEXO A

TABLE 8.3 Element Values for Maximally Flat Low-Pass Filter Prototypes ($g_0 = 1$, $\omega_c = 1, N = 1$ to 10)

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	2.0000	1.0000									
2	1.4142	1.4142	1.0000								
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000							
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000						
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000					
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000				
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0000			
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9615	1.9615	1.6629	1.1111	0.3902	1.0000		
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0000	
10	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129	1.0000

Source: Reprinted from G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, Dedham, Mass., 1980, with permission.

ANEXO B


Attenuation (dB)
70
60
50
40
30
20
10
0
0.1
0.2
0.3
0.5
0.7
1.0
2.0
3.0
5.0
7.0
10
$\left|\frac{\omega}{\omega_c}\right| - 1$
n = 10
n = 9
n = 8
n = 7
n = 6
n = 5
n = 4
n = 3
n = 2
n = 1

ANEXO C

TABLE 8.4 Element Values for Equal-Ripple Low-Pass Filter Prototypes ($g_0 = 1, \omega_c = 1, N = 1$ to 10, 0.5 dB and 3.0 dB ripple)

						0.5 dB Ripple					
N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	0.6986	1.0000									
2	1.4029	0.7071	1.9841								
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841						
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000					
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841				
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372	1.0000			
8	1.7451	1.2647	2.6564	1.3590	2.6964	1.3389	2.5093	0.8796	1.9841		
9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7239	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	1.0000	
10	1.7543	1.2721	2.6754	1.3725	2.7392	1.3806	2.7231	1.3485	2.5239	0.8842	1.9841
						3.0 dB Ripple					
N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	1.9953	1.0000									
2	3.1013	0.5339	5.8095								
3	3.3487	0.7117	3.3487	1.0000							
4	3.4389	0.7483	4.3471	0.5920	5.8095						
5	3.4817	0.7618	4.5381	0.7618	3.4817	1.0000					
6	3.5045	0.7685	4.6061	0.7929	4.4641	0.6033	5.8095				
7	3.5182	0.7723	4.6386	0.8039	4.6386	0.7723	3.5182	1.0000			
8	3.5277	0.7745	4.6575	0.8089	4.6990	0.8018	4.4990	0.6073	5.8095		
9	3.5340	0.7760	4.6692	0.8118	4.7272	0.8118	4.6692	0.7760	3.5340	1.0000	
10	3.5384	0.7771	4.6768	0.8136	4.7425	0.8164	4.7260	0.8051	4.5142	0.6091	5.8095

Source: Reprinted from G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, Dedham, Mass.,1980, with permission.

ANEXO D

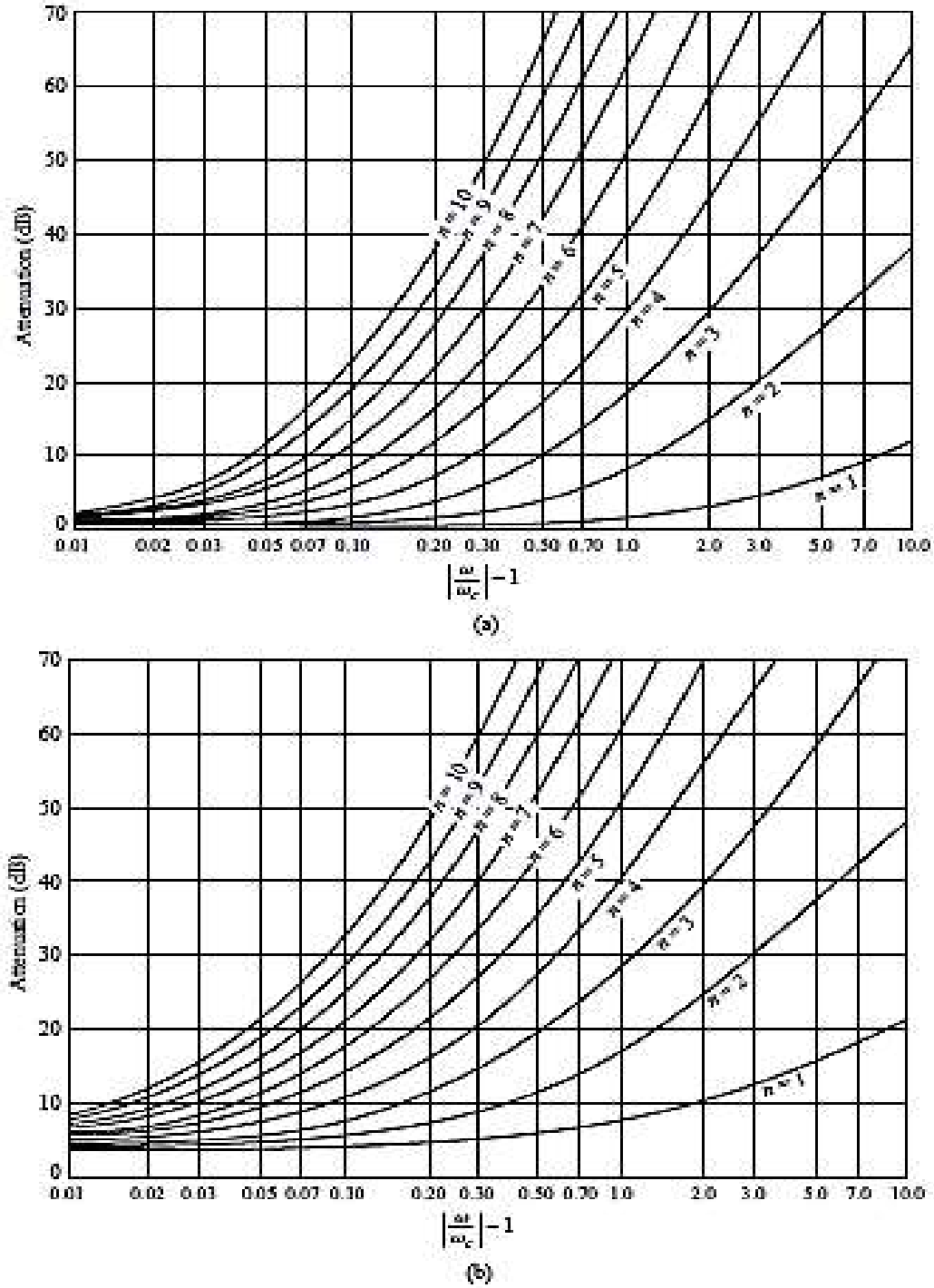
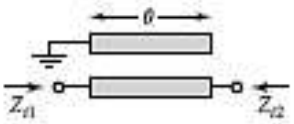
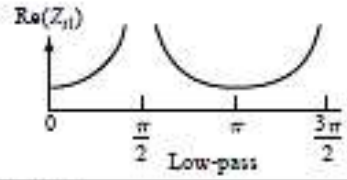
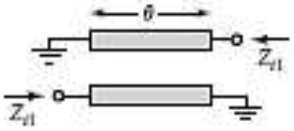
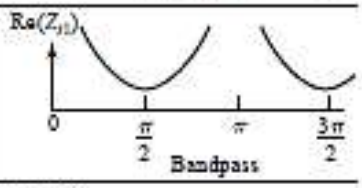
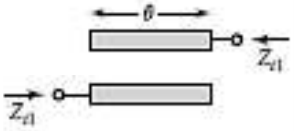
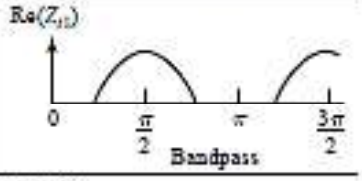
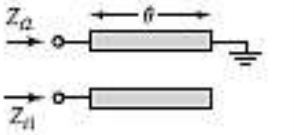
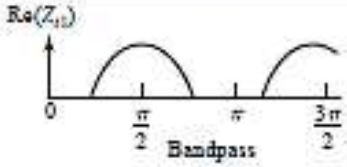
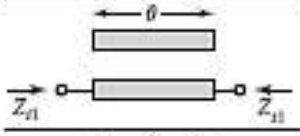
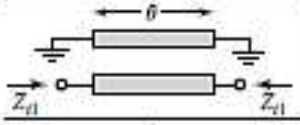
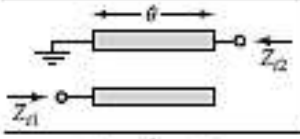
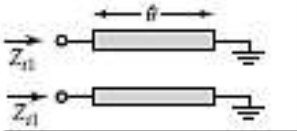


FIGURE 8.27 Attenuation versus normalized frequency for equal-ripple filter prototypes. (a) 0.5 dB ripple level. (b) 3.0 dB ripple level.

Adapted from G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, Dedham, Mass., 1980, with permission.

ANEXO E

Circuit	Image Impedance	Response
	$Z_{i1} = \dfrac{2Z_{0e}Z_{0o}\cos\theta}{\sqrt{(Z_{0e}+Z_{0o})^2\cos^2\theta-(Z_{0e}-Z_{0o})^2}}$ $Z_{i2} = \dfrac{Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{i1}}$	
	$Z_{i1} = \dfrac{2Z_{0e}Z_{0o}\sin\theta}{\sqrt{(Z_{0e}-Z_{0o})^2-(Z_{0e}+Z_{0o})^2\cos^2\theta}}$	
	$Z_{i1} = \dfrac{\sqrt{(Z_{0e}-Z_{0o})^2-(Z_{0e}+Z_{0o})^2\cos^2\theta}}{2\sin\theta}$	
	$Z_{i1} = \dfrac{\sqrt{Z_{0e}Z_{0o}}\,\sqrt{(Z_{0e}-Z_{0o})^2-(Z_{0e}+Z_{0o})^2\cos^2\theta}}{(Z_{0e}+Z_{0o})\sin\theta}$ $Z_{i2} = \dfrac{Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{i1}}$	
	$Z_{i1} = \dfrac{Z_{0e}+Z_{0o}}{2}$	All pass
	$Z_{i1} = \dfrac{2Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{0e}+Z_{0o}}$	All pass
	$Z_{i1} = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}}$	All pass
	$Z_{i1} = -j\dfrac{2Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{0e}+Z_{0o}}\cot\theta$ $Z_{i2} = \dfrac{Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{i1}}$	All stop
	$Z_{i1} = j\sqrt{Z_{0e}Z_{0o}}\tan\theta$	All stop
	$Z_{i1} = -j\sqrt{Z_{0e}Z_{0o}}\cot\theta$	All stop

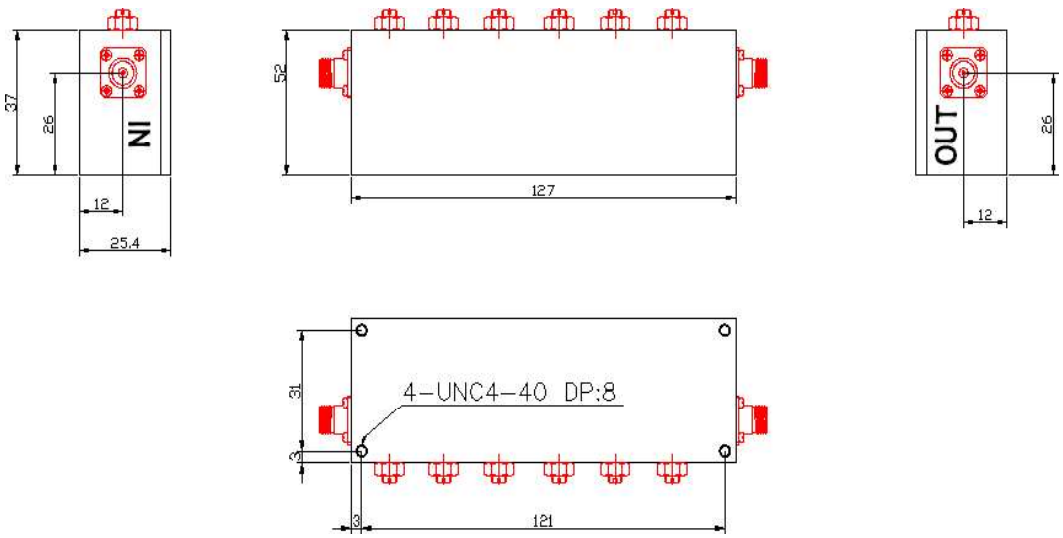
ANEXO F

Part Number: FNP-1293

Electrical Specifications:

No	Parameter	Unit	Specification
1	Center Frequency	MHz	2492.028
2	3dB Bandwidth	MHz	40 min. (Fc±10 MHz min)
3	Insertion Loss at Fc	dB	2.5 max. at Center
4	Return Loss in 3dB Bandwidth	dB	16 min.
5	Attenuation	dBc	25 min. @ 1000~2470 MHz
			25 min. @ 2514~3000 MHz
6	Group Delay Variation at 3 dB Bandwidth	ns	30 max.
7	Input Power	W	5 CW max.
8	Operating Temperature	°C	-40 ~ +85
9	IN/OUT Port Connector	-	SMA(Female) – All ports
10	Finish	-	Black Paint

1. Mechanical Package Style:



Mounting hole: UNC Screw

ANEXO G

ROGERS CORPORATION

Data Sheet

RO4000® Series
High Frequency Circuit Materials

RO4000® hydrocarbon ceramic laminates are designed to offer superior high frequency performance and low cost circuit fabrication. The result is a low loss material which can be fabricated using standard epoxy/glass (FR-4) processes offered at competitive prices.

The selection of laminates typically available to designers is significantly reduced once operational frequencies increase to 500 MHz and above. RO4000 material possesses the properties needed by designers of RF microwave circuits and matching networks and controlled impedance transmission lines. Low dielectric loss allows RO4000 series material to be used in many applications where higher operating frequencies limit the use of conventional circuit board laminates. The temperature coefficient of dielectric constant is among the lowest of any circuit board material (Chart 1), and the dielectric constant is stable over a broad frequency range (Chart 2). For reduced insertion loss, LoPro® foil is available (Chart 3). This makes it an ideal substrate for broadband applications.

RO4000 material's thermal coefficient of expansion (CTE) provides several key benefits to the circuit designer. The expansion coefficient of RO4000 material is similar to that of copper which allows the material to exhibit excellent dimensional stability, a property needed for mixed dielectric multi-layer boards constructions. The low Z-axis CTE of RO4000 laminates provides reliable plated through-hole quality, even in severe thermal shock applications. RO4000 series material has a Tg of >280°C (536°F) so its expansion characteristics remain stable over the entire range of circuit processing temperatures.

RO4000 series laminates can easily be fabricated into printed circuit boards using standard FR-4 circuit board processing techniques. Unlike PTFE based high performance materials, RO4000 series laminates do not require specialized via preparation processes such as sodium etch. This material is a rigid, thermoset laminate that is capable of being processed by automated handling systems and scrubbing equipment used for copper surface preparation.

RO4003C™ laminates are currently offered in various configurations utilizing both 1080 and 1674 glass fabric styles, with all configurations meeting the same laminate electrical performance specification. Specifically designed as a drop-in replacement for the RO4003C™ material, RO4350B™ laminates utilize RoHS compliant flame-retardant technology for applications requiring UL 94V-0 certification. These materials conform to the requirements of IPC-4103, slash sheet /10 for RO4003C, see note #1 for RO4350B slash sheet determination.

Features and Benefits:

RO4000 materials are reinforced hydrocarbon/ceramic laminates - not PTFE
- Designed for performance sensitive, high volume applications

Low dielectric tolerance and low loss
- Excellent electrical performance
- Allows applications with higher operating frequencies
- Ideal for broadband applications

Stable electrical properties vs. frequency
- Controlled impedance transmission lines
- Repeatable design of filters

Low thermal coefficient of dielectric constant
- Excellent dimensional stability

Low Z-axis expansion
- Reliable plated through holes

Low in-plane expansion coefficient
- Remains stable over an entire range of circuit processing temperatures

Volume manufacturing process
- RO4000 laminates can be fabricated using standard glass epoxy processes
- Competitively priced

CAF resistant

Some Typical Applications:
- Cellular Base Station Antennas and Power Amplifiers
- RF Identification Tags
- Automotive Radar and Sensors
- LNB's for Direct Broadcast Satellites

Advanced Connectivity Solutions
100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226
Tel: 480-961-1382 Fax: 480-961-4533 www.rogerscorp.com

Property	Typical Value RO4003C	Typical Value RO4350B	Direction	Units	Condition	Test Method
Dielectric Constant, ε_r Process	3.38 ± 0.05	[1] 3.48 ± 0.05	Z	--	10 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5 Clamped Stripline
[2] Dielectric Constant, ε_r Design	3.55	3.66	Z	--	8 to 40 GHz	Differential Phase Length Method
Dissipation Factor tan, δ	0.0027 0.0021	0.0037 0.0031	Z	--	10 GHz/23°C 2.5 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Thermal Coefficient of ε_r	+40	+50	Z	ppm/°C	-50°C to 150°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Volume Resistivity	1.7×10^{10}	1.2×10^{10}		MΩ•cm	COND A	IPC-TM-650 2.5.17.1
Surface Resistivity	4.2×10^{9}	5.7×10^{9}		MΩ	COND A	IPC-TM-650 2.5.17.1
Electrical Strength	31.2 (780)	31.2 (780)	Z	KV/mm (V/mil)	0.51mm (0.020")	IPC-TM-650 2.5.6.2
Tensile Modulus	19,650 (2,850) 19,450 (2,821)	16,767 (2,432) 14,153, (2,053)	X Y	MPa (ksi)	RT	ASTM D638
Tensile Strength	139 (20.2) 100 (14.5)	203 (29.5) 130 (18.9)	X Y	MPa (ksi)	RT	ASTM D638
Flexural Strength	276 (40)	255 (37)		MPa (kpsi)		IPC-TM-650 2.4.4
Dimensional Stability	<0.3	<0.5	X,Y	mm/m (mils/inch)	after etch +E2/150°C	IPC-TM-650 2.4.39A
Coefficient of Thermal Expansion	11 14 46	10 12 32	X Y Z	ppm/°C	-55 to 288°C	IPC-TM-650 2.4.41
Tg	>280	>280		°C TMA	A	IPC-TM-650 2.4.24.3
Td	425	390		°C TGA		ASTM D3850
Thermal Conductivity	0.71	0.69		W/m/°K	80°C	ASTM C518
Moisture Absorption	0.06	0.06		%	48 hrs immersion 0.060" sample Temperature 50°C	ASTM D570
Density	1.79	1.86		gm/cm³	23°C	ASTM D792
Copper Peel Strength	1.05 (6.0)	0.88 (5.0)		N/mm (pli)	after solder float 1 oz. EDC Foil	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	N/A	[3] V-0				UL 94
Lead-Free Process Compatible	Yes	Yes				

NOTES:

(1) RO4350B 4 mil laminates have a process Dk of 3.33 ± 0.05 and are in conformance with IPC-4103A/240. All other RO4350B laminate thicknesses are /11 and /240 compliant.

(2) The design Dk is an average number from several different tested lots of material and on the most common thickness/s. If more detailed information is required, please contact Rogers Corporation or refer to Rogers' technical papers in the Rogers Technology Support Hub available at http://www.rogerscorp.com.

(3) RO4350B LoPro® laminates do not share the same UL designation as standard RO4350B laminates. A separate UL qualification may be necessary.

Typical values are a representation of an average value for the population of the property. For specification values contact Rogers Corporation.

RO4000 LoPro laminate uses a modified version of the RO4000 resin system to bond reverse treated foil. Values shown above are RO4000 laminates without the addition of the LoPro resin. For double-sided boards, the LoPro foil results in a thickness increase of approximately 0.0007" (18µm) and the Dk is approximately 2.4. The Dk decreases by about 0.1 as the core thickness decreases from 0.020" to 0.004.

Prolonged exposure in an oxidative environment may cause changes to the dielectric properties of hydrocarbon based materials. The rate of change increases at higher temperatures and is highly dependent on the circuit design. Although Rogers' high frequency materials have been used successfully in innumerable applications and reports of oxidation resulting in performance problems are extremely rare, Rogers recommends that the customer evaluate each material and design combination to determine fitness for use over the entire life of the end product.

Advanced Connectivity Solutions
100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226
Tel: 480-961-1382 Fax: 480-961-4533 www.rogerscorp.com

ANEXO H

```
%*********************************************************************
%*********************************************************************

% ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL
% FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

% AUTOR: CARLOS ERNESTO QUINTE SINCHE

% TEMA: DISEÑO, SIMULACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO DE FILTRO
PASA BANDA CON TECNOLOGÍA MICROSTRIP EN BANDA S.

%*********************************************************************
%*********************************************************************

%** Cálculo de los valores normalizado para el modelo de Chebyshev ***

clc
clear all

% n= Orden del Filtro
% LAr= Valor del rizado en la banda de paso
% gk= Valores normalizados

n= 5;
LAr= 0.05;


% *********************************************************************
% **************** Cálculo de Valores Normalizados *******************

g0=1;

B= log(coth((LAr)/17.37));
G= sinh(B/(2*n));

g1= (2/G)*sin(pi/(2*n));

g2= (1/g1)*((4*(sin((pi*((2*2)-1))/(2*n)))*(sin((pi*((2*2)-
3))/(2*n))))/((G.^2)+((sin(((2-1)*pi)/(n)))^2)));

g3= (1/g2)*((4*(sin((pi*((2*3)-1))/(2*n)))*(sin((pi*((2*3)-
3))/(2*n))))/((G.^2)+((sin(((3-1)*pi)/(n)))^2)));

g4= (1/g3)*((4*(sin((pi*((2*4)-1))/(2*n)))*(sin((pi*((2*4)-
3))/(2*n))))/((G.^2)+((sin(((4-1)*pi)/(n)))^2)));

g5= (1/g4)*((4*(sin((pi*((2*5)-1))/(2*n)))*(sin((pi*((2*5)-
3))/(2*n))))/((G.^2)+((sin(((5-1)*pi)/(n)))^2)));

g6= 1;

g= [g0 g1 g2 g3 g4 g5 g6]
```

```
%*********************************************************************
%*********************************************************************

% FILTRO PASA BANDA con Respuesta Chebyshev de orden 5, con rizado de
0.05 dB

%g1= 0.9984; g2=1.3745; g3=1.8283; g4=1.3745; g5=0.9984; g6=1;


f0= 2.492e9;         % Frecuencia de corte central.
f1= 2.46708e9;       % Frecuencia en la banda inferior.
f2= 2.51692e9;       % Frecuencia en la banda superior.
w0= 2*pi*f0;
w1= 2*pi*f1;
w2= 2*pi*f2;
Delta= (w2-w1)/w0;   % Ancho de Banda Fraccional.
R0= 50;              % Impedancia de carga.


% *********************************************************************
% *********************************************************************


% ****** ESCALADO EN FRECUENCIA Y TRANSFORMACIÓN DE IMPEDANCIA *******

% Resonador#1

    L1= (Delta*R0)/(w0*g1);
    C1= g1/(w0*Delta*R0);

% Resonador#2

    L2= (g2*R0)/(w0*Delta);
    C2= (Delta)/(w0*g2*R0);

% Resonador#3

    L3= (Delta*R0)/(w0*g3);
    C3= g3/(w0*Delta*R0);

% Resonador#4

    L4= (g4*R0)/(w0*Delta);
    C4= (Delta)/(w0*g4*R0);

% Resonador#5

    L5= (Delta*R0)/(w0*g5);
    C5= g5/(w0*Delta*R0);

% *********************************************************************
% *********************************************************************
```

```
% ************** DISEÑO CON LÍNEAS ACOPLADAS *************************

% Cálculo de la Admintancia Invertida

ZoJ1= ((pi*Delta)/(2*g1)).^(0.5)

ZoJ2= (pi*Delta)/(2*((g1*g2).^(0.5)))
ZoJ3= (pi*Delta)/(2*((g2*g3).^(0.5)))
ZoJ4= (pi*Delta)/(2*((g3*g4).^(0.5)))
ZoJ5= (pi*Delta)/(2*((g4*g5).^(0.5)))

ZoJ6= ((pi*Delta)/(2*g5*g6)).^0.5



% Cálculo de la impedancia en MODO PAR

Zoe1= R0*(1+ZoJ1+(ZoJ1).^2)
Zoe2= R0*(1+ZoJ2+(ZoJ2).^2)
Zoe3= R0*(1+ZoJ3+(ZoJ3).^2)
Zoe4= R0*(1+ZoJ4+(ZoJ4).^2)
Zoe5= R0*(1+ZoJ5+(ZoJ5).^2)
Zoe6= R0*(1+ZoJ6+(ZoJ6).^2)


% Cálculo de la impedancia en MODO IMPAR

Zoo1= R0*(1-ZoJ1+(ZoJ1).^2)
Zoo2= R0*(1-ZoJ2+(ZoJ2).^2)
Zoo3= R0*(1-ZoJ3+(ZoJ3).^2)
Zoo4= R0*(1-ZoJ4+(ZoJ4).^2)
Zoo5= R0*(1-ZoJ5+(ZoJ5).^2)
Zoo6= R0*(1-ZoJ6+(ZoJ6).^2)


% ********************************************************************

% ********************************************************************
```

ANEXO I

Tabla de Parámetros S del prototipo pasa banda de líneas acopladas construido.

Frecuencia	S11 [dB]		S21 [dB]		S12 [dB]		S22 [dB]	
2,40E+09	-1,9405577	-108,09814	-50,685326	140,06781	-50,940174	143,42908	-2,0244052	-99,465111
2,40E+09	-1,9787382	-108,84467	-51,322929	149,25192	-52,043736	148,06209	-2,0427587	-100,03576
2,40E+09	-2,0252919	-109,55589	-52,765316	155,6862	-52,182209	150,80354	-2,0643411	-100,73322
2,40E+09	-2,0657177	-110,31316	-52,407845	160,67412	-52,319244	160,69249	-2,0846171	-101,25838
2,40E+09	-2,1199081	-111,0786	-53,412994	167,78569	-53,296581	165,75127	-2,1164846	-101,88623
2,41E+09	-2,1698363	-111,81618	-53,61784	178,66039	-54,238674	173,54236	-2,1474488	-102,48077
2,41E+09	-2,2297583	-112,65587	-53,521637	-176,22078	-53,782093	-177,59663	-2,1743736	-103,14769
2,41E+09	-2,2823381	-113,4421	-55,463474	-171,54938	-54,216225	-170,32256	-2,2072666	-103,85237
2,41E+09	-2,3401883	-114,33065	-54,821793	-153,59357	-54,870026	-151,10457	-2,2436514	-104,47162
2,41E+09	-2,4001787	-115,06319	-54,618557	-128,21486	-53,593407	-136,13191	-2,2763159	-105,10004
2,41E+09	-2,4808226	-115,8946	-52,350838	-113,17337	-52,166237	-118,84882	-2,3163488	-105,81994
2,41E+09	-2,5486894	-116,76725	-49,660324	-109,39233	-50,042965	-107,72404	-2,3559427	-106,4629
2,41E+09	-2,6157274	-117,65035	-47,170841	-97,034943	-47,398453	-102,35624	-2,3998835	-107,16074
2,41E+09	-2,6988454	-118,50985	-45,265579	-98,461502	-45,586327	-100,12431	-2,4366188	-107,84725
2,41E+09	-2,7879887	-119,4643	-43,258472	-96,384911	-43,64875	-98,834595	-2,4808359	-108,59087
2,42E+09	-2,8769376	-120,33288	-41,851604	-97,191895	-42,107796	-99,066597	-2,524749	-109,27537
2,42E+09	-2,9624801	-121,26552	-40,33345	-97,524605	-40,759026	-101,03345	-2,5756791	-110,03883
2,42E+09	-3,0680592	-122,19418	-39,004101	-100,95524	-39,278145	-102,0145	-2,6292942	-110,8147
2,42E+09	-3,1679127	-123,13762	-37,325344	-102,0135	-38,047558	-103,91528	-2,6849844	-111,64756
2,42E+09	-3,2745814	-124,16189	-36,662209	-104,15142	-36,981934	-105,2804	-2,7452557	-112,43883
2,42E+09	-3,4079165	-125,12473	-35,543495	-104,96803	-35,960541	-105,95699	-2,8068135	-113,26089
2,42E+09	-3,5369837	-126,09007	-34,506321	-106,85327	-34,921482	-107,32614	-2,8653624	-114,09615
2,42E+09	-3,6698861	-127,16729	-33,397251	-108,08381	-33,879425	-109,23318	-2,9487908	-114,94684
2,42E+09	-3,8247399	-128,12042	-32,426029	-110,55224	-32,801655	-110,98234	-3,0218792	-115,8058
2,42E+09	-3,9738157	-129,17116	-31,372793	-112,77283	-31,810341	-112,73728	-3,1014953	-116,66041
2,43E+09	-4,1455102	-130,16069	-30,427898	-114,4527	-30,81785	-114,75073	-3,1960547	-117,52593
2,43E+09	-4,336782	-131,13063	-29,449478	-117,02973	-29,896513	-117,01401	-3,2929916	-118,4435
2,43E+09	-4,5329037	-132,13268	-28,476954	-119,70456	-28,915874	-119,13283	-3,3977449	-119,30495
2,43E+09	-4,7418437	-133,05797	-27,54846	-122,66911	-27,962088	-121,68467	-3,5048192	-120,14985
2,43E+09	-4,9752378	-133,91628	-26,595371	-125,5274	-26,974922	-124,45674	-3,6177108	-120,97916
2,43E+09	-5,2021103	-134,6684	-25,685112	-128,88536	-26,050505	-127,26104	-3,739172	-121,87044
2,43E+09	-5,444623	-135,43547	-24,791506	-132,45886	-25,174887	-130,40921	-3,8589604	-122,66945
2,43E+09	-5,6994805	-136,04755	-23,959433	-136,17412	-24,235849	-133,75549	-3,9860339	-123,51508
2,43E+09	-5,961277	-136,59448	-23,117504	-139,94946	-23,365253	-137,64107	-4,1257572	-124,31715
2,43E+09	-6,2298613	-137,05931	-22,301201	-143,82495	-22,519522	-141,44861	-4,267004	-125,20763
2,44E+09	-6,4957547	-137,42528	-21,53809	-147,99361	-21,713377	-145,35086	-4,4149523	-126,03033
2,44E+09	-6,7808552	-137,6312	-20,803497	-152,04553	-20,921276	-149,55617	-4,5740771	-126,85606
2,44E+09	-7,067338	-137,78125	-20,06646	-156,38142	-20,144733	-153,84085	-4,737185	-127,66798
2,44E+09	-7,3449602	-137,8119	-19,399378	-160,82552	-19,405554	-158,10373	-4,8939075	-128,3206
2,44E+09	-7,6183376	-137,58028	-18,729197	-164,92896	-18,693892	-162,59467	-5,0787191	-129,11946
2,44E+09	-7,8785663	-137,33015	-18,050873	-169,49059	-17,997234	-167,06149	-5,2561588	-129,85793
2,44E+09	-8,1147604	-137,03658	-17,437151	-173,98563	-17,320045	-171,74771	-5,4498072	-130,5255
2,44E+09	-8,345953	-136,73434	-16,804241	-178,5056	-16,652006	-176,4247	-5,6520715	-131,24857
2,44E+09	-8,5619774	-136,36047	-16,209229	176,91341	-16,00997	178,74541	-5,8591561	-131,81264
2,44E+09	-8,7667084	-135,98883	-15,614169	172,13054	-15,394671	173,67256	-6,080832	-132,44112
2,45E+09	-8,9746284	-135,69873	-15,032343	167,3157	-14,798348	168,70401	-6,3028078	-133,00067
2,45E+09	-9,177084	-135,40164	-14,465885	162,43353	-14,21639	163,53419	-6,5425978	-133,3764
2,45E+09	-9,3865356	-135,12427	-13,92132	157,51085	-13,664812	158,32747	-6,7830653	-133,78865
2,45E+09	-9,5963135	-134,93376	-13,381519	152,34892	-13,140318	153,06445	-7,0393414	-134,06239
2,45E+09	-9,8295336	-134,56325	-12,866241	147,20432	-12,620978	147,65863	-7,2861881	-134,21523
2,45E+09	-10,05998	-134,21257	-12,373305	141,96507	-12,134983	142,2359	-7,5471854	-134,19159
2,45E+09	-10,282344	-133,58832	-11,893339	136,67632	-11,663505	136,70769	-7,8004885	-134,04843
2,45E+09	-10,504347	-132,82063	-11,429198	131,256	-11,215191	131,08798	-8,0360403	-133,77379

Frecuencia	S11 [dB]		S21 [dB]		S12 [dB]		S22 [dB]	
2,45E+09	-10,725125	-131,90387	-11,003222	125,72743	-10,794391	125,47932	-8,2657747	-133,35803
2,45E+09	-10,888401	-130,99219	-10,594512	120,15434	-10,387596	119,82748	-8,4770536	-132,81123
2,46E+09	-11,034983	-129,87807	-10,196224	114,56624	-10,018536	114,16635	-8,6625509	-132,25327
2,46E+09	-11,131124	-128,78294	-9,8174858	108,93472	-9,6653385	108,45323	-8,8100052	-131,72739
2,46E+09	-11,210998	-127,84333	-9,4721184	103,32912	-9,3123169	102,75155	-8,9359331	-131,13449
2,46E+09	-11,25141	-127,19615	-9,1340322	97,584846	-8,9980669	97,022156	-9,0495243	-130,66209
2,46E+09	-11,255612	-126,6104	-8,8105879	91,975166	-8,6972885	91,272102	-9,1295443	-130,40717
2,46E+09	-11,241475	-126,32877	-8,4982805	86,182526	-8,3972578	85,494293	-9,1875906	-130,18274
2,46E+09	-11,216263	-126,45222	-8,2072229	80,434052	-8,1120062	79,764061	-9,2649956	-130,19101
2,46E+09	-11,206568	-126,84137	-7,9231062	74,672943	-7,8395839	73,934563	-9,3020039	-130,42918
2,46E+09	-11,207268	-127,69587	-7,6557083	68,789619	-7,5772247	68,067696	-9,3791685	-130,89668
2,46E+09	-11,222223	-128,79825	-7,3880782	62,865528	-7,3262396	62,16016	-9,4578314	-131,61133
2,47E+09	-11,277117	-130,22189	-7,1438184	56,926121	-7,0923996	56,176311	-9,5549507	-132,44568
2,47E+09	-11,391385	-131,87584	-6,910459	50,905869	-6,8654056	50,204296	-9,6889048	-133,56894
2,47E+09	-11,558009	-133,93024	-6,6904473	44,818115	-6,6556668	44,085754	-9,8448267	-134,69846
2,47E+09	-11,780244	-136,11317	-6,4882512	38,625217	-6,4695339	37,876907	-10,068813	-136,04031
2,47E+09	-12,094859	-138,50864	-6,2960663	32,395054	-6,2937531	31,662462	-10,329919	-137,40085
2,47E+09	-12,509323	-140,91525	-6,130302	26,080833	-6,1415873	25,387556	-10,640905	-138,82306
2,47E+09	-13,01366	-143,33133	-5,9902649	19,72863	-6,0042357	19,016476	-11,023884	-140,12363
2,47E+09	-13,612718	-145,62248	-5,858572	13,333979	-5,8905106	12,680362	-11,473738	-141,29265
2,47E+09	-14,318734	-147,69157	-5,7469769	6,9221129	-5,7857714	6,3135819	-11,98421	-142,11316
2,47E+09	-15,168725	-149,33864	-5,6687651	0,4420436	-5,7053595	-0,04260131	-12,542459	-142,64827
2,48E+09	-16,138239	-150,38266	-5,5786242	-5,9750142	-5,6314692	-6,4915571	-13,181932	-142,64465
2,48E+09	-17,239479	-150,44984	-5,5118022	-12,532838	-5,5756249	-12,892215	-13,849189	-142,0018
2,48E+09	-18,442642	-149,05061	-5,4562111	-19,074348	-5,5168347	-19,319969	-14,523215	-140,42714
2,48E+09	-19,663815	-145,69228	-5,4125214	-25,764072	-5,4846787	-25,834858	-15,173992	-138,0985
2,48E+09	-20,811563	-139,98846	-5,3927059	-32,40799	-5,4373426	-32,429142	-15,76967	-134,72043
2,48E+09	-21,622416	-131,93207	-5,3679767	-39,078079	-5,4117661	-39,092171	-16,253485	-130,46672
2,48E+09	-21,938982	-123,34367	-5,3586307	-45,869949	-5,395721	-45,894581	-16,559175	-125,80659
2,48E+09	-21,717144	-115,66626	-5,3687849	-52,833755	-5,3965359	-52,812782	-16,64665	-120,96827
2,48E+09	-21,20195	-110,99005	-5,4058967	-59,885761	-5,4165139	-59,786648	-16,566618	-116,77882
2,48E+09	-20,575586	-109,3985	-5,4390025	-66,92794	-5,4491749	-66,964661	-16,329338	-112,95875
2,49E+09	-20,024973	-110,23329	-5,4976678	-74,137405	-5,514854	-74,271675	-16,025024	-110,24692
2,49E+09	-19,61755	-113,73889	-5,5850558	-81,548729	-5,6039085	-81,677528	-15,656364	-108,53808
2,49E+09	-19,3484	-118,81527	-5,6778526	-89,033165	-5,7180214	-89,099411	-15,266	-107,67069
2,49E+09	-19,233582	-126,01087	-5,792469	-96,624321	-5,8578148	-96,642807	-14,849247	-107,50626
2,49E+09	-19,262054	-135,23743	-5,9495692	-104,33126	-6,020143	-104,24088	-14,460142	-108,05911
2,49E+09	-19,358507	-146,60233	-6,1296721	-112,18103	-6,2081466	-111,94685	-14,090079	-109,42775
2,49E+09	-19,464216	-160,183	-6,3348036	-120,11581	-6,4203172	-119,59424	-13,715164	-111,45366
2,49E+09	-19,358042	-176,45309	-6,5655885	-128,16539	-6,647387	-127,39918	-13,379704	-114,31339
2,49E+09	-18,941856	165,90431	-6,8323445	-136,40912	-6,8814492	-135,26453	-13,03635	-117,95695
2,49E+09	-18,051094	148,02522	-7,1350951	-144,76561	-7,141253	-143,37201	-12,716006	-122,35912
2,50E+09	-16,890352	131,35466	-7,4808302	-153,15375	-7,4201303	-151,62292	-12,4441	-127,83566
2,50E+09	-15,521729	116,61376	-7,8509002	-161,70798	-7,7121925	-160,07959	-12,194342	-134,24001
2,50E+09	-14,112994	103,71577	-8,2702398	-170,35345	-8,0396023	-168,89622	-11,953216	-141,84375
2,50E+09	-12,753479	92,537529	-8,7343035	-179,15182	-8,4177771	-177,93192	-11,736186	-150,53981
2,50E+09	-11,469501	82,661018	-9,2235594	172,03369	-8,8472099	172,68346	-11,539985	-160,30849
2,50E+09	-10,293397	73,859596	-9,7753	163,08118	-9,3525105	162,96547	-11,320692	-171,29034
2,50E+09	-9,2434731	65,845139	-10,360323	153,89647	-9,9403563	153,0717	-11,094047	176,81943
2,50E+09	-8,2865572	58,426041	-11,003039	144,66904	-10,621087	143,00462	-10,789679	163,99722
2,50E+09	-7,4599123	51,498917	-11,724589	135,2326	-11,399462	132,97635	-10,437001	150,86444
2,50E+09	-6,7034454	45,061855	-12,522056	125,78563	-12,27002	123,02618	-10,000369	137,45743
2,51E+09	-6,0488348	38,989449	-13,396109	116,22553	-13,279562	113,23381	-9,4967184	124,34135
2,51E+09	-5,469583	33,249466	-14,345853	106,81239	-14,357246	103,6881	-8,9377174	111,64321
2,51E+09	-4,9774547	27,973412	-15,405138	97,590782	-15,521293	94,579109	-8,3765345	99,706024
2,51E+09	-4,5397878	22,966108	-16,562033	88,56205	-16,768728	85,981148	-7,7975106	88,61647
2,51E+09	-4,1641531	18,230619	-17,774563	79,935471	-18,043495	77,893593	-7,2371941	78,404282

Frecuencia	S11 [dB]		S21 [dB]		S12 [dB]		S22 [dB]	
2,51E+09	-3,8286943	13,87699	-19,044334	71,877075	-19,384222	70,239059	-6,7118597	69,04705
2,51E+09	-3,5608425	9,753705	-20,37158	64,125877	-20,709473	63,092335	-6,222939	60,468334
2,51E+09	-3,2972243	5,9299278	-21,698494	56,999191	-22,067202	56,478638	-5,7732191	52,620995
2,51E+09	-3,0820682	2,3731723	-23,06872	50,284176	-23,435221	50,347557	-5,3736877	45,436325
2,51E+09	-2,884397	-1,0598354	-24,422878	43,986172	-24,76955	44,360363	-5,0084558	38,906364
2,52E+09	-2,7213264	-4,1872549	-25,741383	38,245365	-26,051434	38,915848	-4,6854019	32,851643
2,52E+09	-2,5742619	-7,1682682	-27,046583	32,517319	-27,31658	33,764725	-4,3781815	27,37215
2,52E+09	-2,4393766	-10,003002	-28,257681	27,249199	-28,547958	28,841696	-4,1355047	22,204975
2,52E+09	-2,3182187	-12,594856	-29,610868	22,07337	-29,776112	23,654955	-3,8896034	17,494715
2,52E+09	-2,2164903	-15,152617	-30,733183	16,93944	-30,850945	18,829239	-3,6847663	13,097952
2,52E+09	-2,1259103	-17,459658	-31,889143	12,052337	-32,004272	14,234738	-3,5033536	9,0437469
2,52E+09	-2,0349691	-19,630552	-33,067921	6,8748755	-33,009319	9,1161461	-3,3238494	5,2609582
2,52E+09	-1,9567703	-21,719662	-34,089687	2,3194978	-34,059704	4,0752654	-3,1699188	1,7262399
2,52E+09	-1,8887404	-23,727552	-35,057072	-2,9935448	-35,038475	-1,337209	-3,0346541	-1,5850449
2,52E+09	-1,8278824	-25,599695	-36,164406	-8,7269077	-35,940147	-5,7836175	-2,9156091	-4,6616955
2,53E+09	-1,7650739	-27,411699	-36,891079	-12,920577	-36,798382	-11,354514	-2,7984462	-7,6095977
2,53E+09	-1,712694	-29,169624	-37,834167	-18,550777	-37,574627	-15,859859	-2,7027686	-10,244967
2,53E+09	-1,653012	-30,825323	-38,768772	-23,104893	-38,560379	-21,002077	-2,6119781	-12,880108
2,53E+09	-1,6061554	-32,37299	-39,259712	-27,989759	-39,033543	-27,069124	-2,5174189	-15,274149
2,53E+09	-1,5695872	-33,895969	-40,06538	-34,172398	-39,837971	-32,673641	-2,4455655	-17,578011
2,53E+09	-1,5234451	-35,352921	-40,783237	-37,125416	-40,559856	-38,19426	-2,3654523	-19,749044
2,53E+09	-1,4946567	-36,739563	-41,413776	-42,416485	-40,935459	-42,520294	-2,3040226	-21,825617
2,53E+09	-1,4555296	-38,14275	-42,112896	-47,869183	-41,563148	-47,508305	-2,2384229	-23,785549
2,53E+09	-1,427351	-39,306805	-42,636993	-52,963005	-41,937923	-53,429344	-2,1844826	-25,657644
2,53E+09	-1,3958869	-40,644928	-43,166634	-57,94133	-42,706951	-57,097874	-2,1348555	-27,454622
2,54E+09	-1,3613814	-41,830078	-43,391479	-60,436581	-43,095478	-63,433472	-2,0839543	-29,154163
2,54E+09	-1,3397028	-42,905411	-44,251259	-65,55117	-43,605984	-67,385155	-2,0422029	-30,77424
2,54E+09	-1,3158374	-44,048389	-44,253281	-70,636475	-43,92757	-72,116699	-1,9967318	-32,399624
2,54E+09	-1,2804084	-45,188847	-44,713703	-75,823273	-44,338413	-77,463074	-1,9507147	-33,862129
2,54E+09	-1,2617995	-46,259766	-45,20274	-77,340729	-45,002628	-81,052567	-1,91334	-35,290932
2,54E+09	-1,2487077	-47,246693	-45,709885	-82,863968	-45,37915	-85,630211	-1,8825896	-36,691273
2,54E+09	-1,2216907	-48,202965	-45,669971	-83,313553	-45,735077	-87,461586	-1,8515999	-38,028316
2,54E+09	-1,20164	-49,125931	-46,673332	-89,993889	-46,410839	-91,457474	-1,8196748	-39,308502
2,54E+09	-1,1806366	-50,136105	-46,864052	-93,479431	-46,697281	-93,261848	-1,7961751	-40,548481
2,54E+09	-1,1716503	-50,976734	-47,006088	-93,045074	-47,228077	-99,663147	-1,7619792	-41,762459
2,55E+09	-1,1466299	-51,896389	-47,770489	-97,439484	-47,496449	-101,76969	-1,741051	-42,953247
2,55E+09	-1,1381943	-52,731598	-48,054893	-99,779732	-48,20787	-104,26407	-1,7108639	-44,03194
2,55E+09	-1,1185104	-53,564774	-48,254684	-104,46298	-48,819191	-103,90379	-1,6946471	-45,104668
2,55E+09	-1,0984664	-54,397049	-48,473175	-103,17771	-48,765125	-108,7393	-1,6693113	-46,190819
2,55E+09	-1,0837128	-55,220081	-48,965694	-103,98892	-49,204739	-106,96099	-1,6528838	-47,191311
2,55E+09	-1,0709991	-56,047997	-49,425495	-105,09853	-50,186836	-108,53971	-1,6271713	-48,221306
2,55E+09	-1,0540606	-56,788124	-49,271942	-107,30827	-50,338272	-108,90395	-1,6122674	-49,15406
2,55E+09	-1,0467739	-57,558823	-50,328934	-105,65576	-50,885078	-113,36112	-1,5955507	-50,077881
2,55E+09	-1,0288067	-58,22797	-50,532658	-106,65749	-50,776524	-112,95339	-1,5744567	-51,015118
2,55E+09	-1,0242773	-58,984238	-50,441906	-109,11271	-51,324116	-111,6314	-1,5623161	-51,903107
2,56E+09	-1,0143493	-59,709167	-51,187683	-110,39726	-51,461105	-110,54332	-1,5490851	-52,755062
2,56E+09	-0,99800259	-60,373375	-51,002068	-112,50914	-50,718563	-112,71349	-1,5340956	-53,614758
2,56E+09	-0,99096888	-61,043766	-51,698982	-108,89774	-51,846786	-109,94382	-1,5147254	-54,409344
2,56E+09	-0,97694445	-61,727097	-52,621235	-111,76873	-52,340469	-113,30023	-1,504827	-55,232853
2,56E+09	-0,96776903	-62,358925	-52,117249	-118,70652	-53,23378	-106,9119	-1,4919051	-56,042931
2,56E+09	-0,96040249	-62,947659	-52,573921	-110,81595	-53,061874	-116,43208	-1,4848332	-56,748558
2,56E+09	-0,95970225	-63,599178	-52,71059	-116,78861	-52,983391	-110,79339	-1,4728512	-57,549126
2,56E+09	-0,9414922	-64,260101	-53,356209	-114,82735	-54,226376	-105,38955	-1,4610636	-58,239986
2,56E+09	-0,93492645	-64,825203	-53,053211	-109,76382	-54,808449	-113,81853	-1,4535875	-58,920742
2,56E+09	-0,92270535	-65,376785	-53,324558	-116,0518	-54,390015	-108,63825	-1,4374409	-59,635761
2,57E+09	-0,91551214	-66,01812	-53,574718	-113,87545	-54,58215	-110,47076	-1,4278485	-60,312458
2,57E+09	-0,91360825	-66,566719	-54,268238	-114,68423	-54,720318	-110,51424	-1,4255247	-61,001957

Frecuencia	S11 [dB]		S21 [dB]		S12 [dB]		S22 [dB]	
2,57E+09	-0,90855378	-67,099396	-54,014729	-117,22397	-54,285839	-108,21255	-1,4124447	-61,652962
2,57E+09	-0,89774406	-67,65744	-54,79491	-111,75996	-54,72118	-109,68185	-1,3973913	-62,309193
2,57E+09	-0,9005174	-68,282372	-55,038612	-110,65022	-55,396301	-111,47056	-1,3909203	-62,948357
2,57E+09	-0,89491928	-68,846275	-54,740578	-113,05564	-54,850494	-113,37124	-1,3897702	-63,532616
2,57E+09	-0,89308262	-69,331062	-55,853912	-103,81538	-55,605087	-113,67014	-1,3737931	-64,131744
2,57E+09	-0,88827431	-69,868843	-55,215355	-116,04341	-55,258701	-111,05837	-1,3752995	-64,746536
2,57E+09	-0,87873524	-70,386627	-56,229	-110,95596	-56,098549	-107,08603	-1,3665789	-65,309181
2,57E+09	-0,87905115	-70,893555	-55,955437	-117,71343	-55,050285	-113,47805	-1,3583829	-65,920227
2,58E+09	-0,87227541	-71,357567	-56,895966	-110,65616	-55,913029	-106,60722	-1,35116	-66,471786
2,58E+09	-0,87195653	-71,846466	-56,697311	-107,55774	-55,331104	-105,79197	-1,3522012	-67,009331
2,58E+09	-0,87064505	-72,370766	-56,110447	-116,54989	-56,271801	-111,57037	-1,3436351	-67,591225
2,58E+09	-0,86255741	-72,824547	-56,273102	-106,51709	-56,355961	-100,96478	-1,33328	-68,112015
2,58E+09	-0,85090035	-73,31179	-56,661499	-106,62795	-56,967545	-102,23763	-1,3262064	-68,656845
2,58E+09	-0,85598743	-73,76078	-57,540775	-103,36729	-57,500347	-106,57172	-1,3232131	-69,170074
2,58E+09	-0,85383594	-74,198608	-58,087299	-107,915	-56,677322	-106,50104	-1,3184451	-69,68824
2,58E+09	-0,84854668	-74,615387	-57,937241	-108,02205	-56,642139	-106,43055	-1,3177291	-70,17189
2,58E+09	-0,85134131	-75,097832	-57,820808	-114,93792	-57,253445	-98,563774	-1,3119552	-70,624466
2,58E+09	-0,83938348	-75,548157	-57,735203	-97,1549	-57,326073	-102,46981	-1,3043432	-71,175484
2,59E+09	-0,83010656	-75,9319	-59,56517	-97,572731	-58,003368	-109,83337	-1,3033839	-71,623512
2,59E+09	-0,83438146	-76,392891	-59,141735	-101,74141	-56,869938	-104,0943	-1,2977359	-72,074654
2,59E+09	-0,83079588	-76,812027	-57,760544	-96,203148	-58,05011	-106,31068	-1,2898189	-72,590645
2,59E+09	-0,82971752	-77,201538	-58,662609	-100,26456	-58,415104	-100,42688	-1,2857724	-73,014328
2,59E+09	-0,83145845	-77,600113	-59,490685	-99,786476	-59,898792	-108,49283	-1,2850609	-73,48204
2,59E+09	-0,81294453	-78,004829	-61,182976	-102,64977	-60,42207	-89,621109	-1,2744786	-73,96283
2,59E+09	-0,81064433	-78,418304	-59,945557	-99,60276	-60,541069	-111,5227	-1,2803348	-74,416718
2,59E+09	-0,80862802	-78,80822	-59,202194	-93,210159	-60,000912	-98,527054	-1,2756866	-74,872787
2,59E+09	-0,80799162	-79,199982	-59,825901	-98,227386	-58,732483	-100,26108	-1,2612293	-75,281586
2,59E+09	-0,8129006	-79,631935	-60,339203	-95,544983	-60,605232	-110,73671	-1,2661927	-75,707932
2,60E+09	-0,8084994	-79,963882	-62,04578	-86,504089	-60,332169	-101,49946	-1,2692617	-76,142021
2,60E+09	-0,80081636	-80,420471	-60,797039	-99,70298	-60,18359	-101,32959	-1,2603528	-76,523483
2,60E+09	-0,80177087	-80,748993	-60,766762	-105,9108	-60,805489	-96,936684	-1,2501402	-76,994545
2,60E+09	-0,79709947	-81,084221	-60,538746	-93,083771	-60,293865	-103,53881	-1,2482599	-77,388397
2,60E+09	-0,7873919	-81,522629	-59,562359	-98,287872	-61,203541	-91,992149	-1,2429188	-77,82695
2,60E+09	-0,79084945	-81,90786	-59,760727	-92,491043	-60,215008	-95,434021	-1,2443017	-78,204628

ORDEN DE EMPASTADO