



PONTIFICIA  
UNIVERSIDAD  
CATÓLICA DE  
VALPARAÍSO



**Alicia Natalia Rojas Torreblanca**

# **Diseño y evaluación de filtro Radiofrecuencia basado en tecnología de textil conductor**

**Informe Proyecto de Título de Ingeniero Electrónico**



**Escuela de Ingeniería Eléctrica  
Facultad de Ingeniería**

Valparaíso, 24 de mayo de 2018



# Diseño y evaluación de filtro Radiofrecuencia basado tecnología de textil conductor

Alicia Natalia Rojas Torreblanca

Informe Final para optar al título de Ingeniero Electrónico,  
aprobada por la comisión de la  
Escuela de Ingeniería Eléctrica de la  
Facultad de Ingeniería de la  
Pontificia Universidad Católica de Valparaíso  
conformada por

Sr. Francisco Guillermo Pizarro Torres  
Profesor Guía

Sr. Mauricio Rodríguez Guzmán  
Segundo Revisor

Sr. Sebastián Fingerhuth Massmann  
Secretario Académico

Valparaíso, 24 de mayo de 2018

# Resumen

En este texto se presenta el desarrollo y la evaluación de la implementación de un filtro de radiofrecuencia con materiales textiles. Se presenta la problemática, contextualizando el uso de materiales textiles en dispositivos empleados en las telecomunicaciones.

En el primer capítulo se analiza la tecnología *Microstrip*, con sus distintas topologías especificando sus diseños y formas de medición.

En el segundo capítulo se muestran las simulaciones del filtro, con sus respectivas variaciones de parámetros. Se simula el filtro de anillo resonador en donde existen tres casos con la misma frecuencia. Se formula un cuadro comparativo para escoger uno de los casos para llevarlo a la implementación.

En el tercer capítulo se muestra el método de construcción del filtro, la respuesta en frecuencia del filtro ya implementado, realizando una comparación con el simulado. Además, se realiza un análisis de la fabricación.

Finalmente, se discutirán los resultados dados en la evolución del filtro, debido a la variación de parámetros y al método de elaboración. Esto debido a que los resultados obtenidos difieren a los valores simulados.

Palabras claves: Filtro, Radiofrecuencia, Microcinta, tecnología textil, sustrato dieléctrico, textil conductor, línea de transmisión, anillo resonador, parámetros de dispersión, pérdidas de transmisión, factor de calidad.

# Abstract

This text presents the development and evaluation of the implementation of a radio frequency filter with textile materials. Presents the problem, contextualizing the use of textile materials used in telecommunications devices.

The first chapter analyses the Microstrip technology, with its different topologies by specifying their designs and forms of measurement.

In the second chapter the simulations of the filter, shown with their respective variations of parameters. Simulates the ring resonator filter where there are three cases with the same frequency. Formulates a comparison chart to choose one of the cases to the implementation.

The third chapter shows the construction method of the filter, the frequency response of the filter already implemented, making a comparison with the simulated. Also, an analysis of manufacturing is done.

Finally, the results given in the evolution of the filter, due to variation of parameters and the method of preparation will be discussed. This since the results obtained differ to the simulated values.

Key words: Filter, Radiofrequency, Microstrip, textile technology, dielectric substrate, textile conductor, transmission line, ring resonator, dispersion parameters, transmission losses, quality factor.

# Índice general

Introducción.....	1
Objetivos.....	4
Objetivo general.....	4
Objetivos específicos .....	4
1 Marco teórico y Estado del arte .....	5
1.1 Tecnología <i>Microstrip</i> .....	5
1.1.1 Características generales de <i>Microstrip</i> .....	5
1.1.2 Análisis de parámetros de <i>Microstrip</i> .....	6
1.1.3 Tipos de onda en <i>Microstrip</i> .....	7
1.2 Propiedades de materiales textiles .....	8
1.2.1 Sustrato Dieléctrico .....	8
1.2.2 Textiles Conductores.....	9
1.3 Topologías de <i>Microstrip</i> .....	10
1.3.1 Filtro de Impedancia en escalón .....	10
1.3.2 Filtro de Líneas Acopladas.....	10
1.3.3 Filtro Anillo Resonador .....	10
1.4 Filtro Impedancia Escalonada .....	12
1.5 Filtro de Líneas Acopladas .....	15
1.6 Filtro de Anillo Resonador.....	16
1.6.1 <i>Gap</i> de acoplamiento de un anillo anular. ....	17
1.6.2 Circuito equivalente de línea de transmisión. ....	19
1.6.3 Efecto de curvatura del anillo .....	20
1.6.4 Mejora en el acoplamiento .....	21
1.7 Parámetros de respuesta del filtro .....	22
1.7.1 Parámetros de Dispersión y Pérdidas de Inserción y Retorno. ....	22
1.7.2 Factor de Calidad (Q) .....	23
1.7.3 Parámetros de anillo resonador .....	23
1.8 Aplicaciones de filtros <i>Microstrip</i> .....	24
1.8.1 Filtro <i>Microstrip</i> Impedancia escalonada .....	24
1.8.2 Filtro <i>Microstrip</i> Líneas acopladas.....	26
1.9 Aplicaciones de <i>Microstrip</i> con materiales textiles.....	28

---

1.9.1 Antena anillo anular con textiles conductores. ....	28
1.9.2 Aplicación de antena WLAN disco circular con textiles conductores .....	30
1.9.3 Antena monopolo con textiles conductores .....	32
<b>2 Diseño y análisis de repuesta de filtro .....</b>	<b>35</b>
2.1 Variación de Parámetros. ....	35
2.1.1 <i>Gap</i> de acoplamiento. ....	37
2.1.2 Distancia entre los anillos. ....	38
2.1.3 Ancho de anillos. ....	39
2.2 Implementación de Filtro Anillo Resonador con topología SRR. ....	40
2.3 Casos posibles de filtros SRR. ....	41
2.3.1 Primer caso filtro SRR. ....	42
2.3.2 Segundo caso filtro SRR. ....	42
2.3.3 Tercer caso de filtro SRR. ....	43
2.4 Resumen Comparativo. ....	44
<b>3 Proceso de Implementación del filtro .....</b>	<b>46</b>
3.1 Fabricación de filtro SRR .....	46
3.2 Resultado de implementación. ....	48
3.3 Análisis del método de construcción .....	49
<b>Discusión y conclusiones.....</b>	<b>51</b>
<b>Bibliografía .....</b>	<b>54</b>

# Introducción

El área de las telecomunicaciones se ha visto inmersa en el desafío de innovar y mejorar tanto bienes como servicios. La demanda con respecto a la portabilidad de sistemas de comunicación móviles y la incorporación de servicios, han hecho que los equipos de comunicación requieran menores dimensiones y peso, por lo que el tamaño y eficiencia del sistema se transforman en factores elementales a considerar. Es por lo que la creación de nuevos productos y servicios se ha intensificado, desarrollando nuevas tecnologías [1]. Para facilitar la comunicación se ha puesto en marcha distintos métodos y formas de conexión expedita y eficaz con las personas, que cumplan una transmisión a grandes distancias con gran capacidad de información y altas tasas de transmisión. Igualmente, para desarrollar estos métodos de conexión, se ha evolucionado en las formas de fabricación y en los elementos que componen los dispositivos, para crear o permitir la transmisión de información [2].

Un ejemplo de esto es la innovación en el área textil, este no sólo ha sido en el ámbito estético, sino que ha evolucionado a un estudio avanzado en aplicaciones tecnológicas. En los últimos años, se han realizado investigaciones en MediaLab de *Massachusetts Institute of Technology* (MIT) [3] sobre, lo que es llamado, textiles inteligentes (*smart textiles, intelligent Textiles, e-textiles, intelligent garments* o *e-wearable*) el cual es un producto capaz de reaccionar a estímulos, tales como térmicos, químicos, mecánicos, eléctricos o magnéticos. Por la variedad de usos, tienen como misión, mejorar la calidad de las distintas propiedades intrínsecas de las fibras que se desean fabricar, como lo son la flexibilidad, la portabilidad, el bajo importe, el que sean discretos y/o robustos. Una de las propiedades utilizadas, también en estos tejidos, es la conductividad que es la capacidad que tiene un material para permitir el paso de corriente eléctrica a través de sí, dichos tejidos llevan el nombre de electrotexiles. Estos textiles son basados en polímeros conductores que emplean el polipirrol, la polianilina, politiofeno o bien los nanotubos de carbono y grafeno [3] y [4]. En las aplicaciones de estas fibras, han buscado características de los textiles convencionales, que permitan doblarlos, torcerlos e incluso lavarlos sin que produzcan algún problema. Es por lo que la posibilidad de crear dispositivos de dimensiones más reducidas, que puedan ser flexibles y adaptables a diferentes superficies, puede llevarse a cabo mediante esta tecnología conocida como electrotexiles.

El campo en dónde se ha progresado e intensificado los estudios de la implementación de estos recursos, en los últimos años, es en el desarrollo de antenas “parche”. Estas antenas tienen como

ventaja la miniaturización del dispositivo y utilización de componentes livianos, facilidad en integración de superficies planas como desniveladas, además pueden adaptarse con circuitos integrados de microonda [2]. Dentro de las aplicaciones se encuentran áreas como la aeronáutica, satélites, dispositivos móviles y comunicaciones inalámbricas.

Para el desarrollo inalámbrico, la transmisión de ondas puede ser guiadas por medios específicos, conocidos como líneas de transmisión. Éstos son dispositivos que poseen la función de guiar energía de radiofrecuencia a un espacio determinado. Las líneas de transmisión actúan como circuitos resonantes en altas frecuencias las cuales poseen longitudes de onda corta ( $< 10$  [m]). Además, estas actúan como componentes reactivos, donde bobinas almacenan energía eléctrica en forma de campos magnéticos y condensadores por campos eléctricos, en VHF (*Very high frequency*) y UHF (*Ultra high frequency*). En frecuencias de microondas los circuitos sintonizados y filtros se realizan con líneas de transmisión.

La línea de transmisión está conformada con materiales dieléctricos y conductores. El material dieléctrico, debido a sus propiedades intrínsecas, muestran comportamiento cercano a lo ideal en la propagación de ondas electromagnéticas, es por lo que presentan atenuaciones del mismo material. También, por la presencia de conductores en la línea de transmisión, atenúa la onda electromagnética, lo que limita el espacio que establece ésta.

Existe una variada gama de líneas de transmisión que han sido estudiadas durante años. En 1949 Robert Barret propuso usar técnicas de circuitos impresos en aplicaciones de UHF y microondas, debido a que sólo se usaban divisores de potencia, fue así como en 1950 *Airborne Instrument Laboratories* (AIL) desarrolló un sistema llamado "*Stripline*" e ITT una línea de transmisión llamada "*Microstrip*" que son capaces de soportar el modo de transmisión TEM. Con esto, en el año 1955 se construyeron acopladores direccionales y filtros, con posterior avance en la variación de tipos de dieléctricos como lo son el vidrio, epoxy, teflón, cuarzo, alúmina y titanato de magnesio [2].

La línea de *Microstrip* es uno de los más utilizados debido a que se emplean en circuitos integrados y por su incorporación con dispositivos activos y pasivos, además de la simplicidad de fabricación y costo. Estas son utilizadas con recurrencia como acopladores, resonadores y filtros. En las topologías del *Microstrip* se encuentra los anillos resonadores, los cuales en el año 1999 J.B. Pendry, físico teórico inglés, con su equipo de trabajo, sugiere configuraciones de medios conductores no magnéticos que podrían tener respuesta magnética considerablemente fuerte cuando estas son sometidas a un campo electromagnético.

La propuesta dada consistía en un doble anillo con divisiones orientadas en sentido opuesto, llamado *Split Ring Resonator* (SRR). La disposición de las divisiones se debe a que cuando se propaga la onda electromagnética, en el interior del material, induce corriente eléctrica en la misma dirección de ambos anillos. Así la división del anillo exterior dispone la acumulación de cargas positivas en la mitad superior del anillo y cargas negativas en la mitad inferior del anillo. Mientras en el anillo interior, la división dispone las cargas positivas en la parte inferior y las negativas en la parte superior. Este tipo de estructura produce campos magnéticos cuyas direcciones se oponen al campo magnético incidente. Debido a que la dimensión del resonador

es menor que la longitud de onda es que los SRR permiten disminuir el tamaño de los dispositivos en tecnología planar.

Por lo que un dispositivo que actúe como línea de transmisión, en el espectro de radiofrecuencia, también puede ser evaluado y/o realizable con materiales textiles conductores, como lo es el filtro. Éstos son compuestos normalmente por dos puertos, que tiene como función seleccionar o rechazar una banda específica de frecuencia. Existe una variedad de filtros, que poseen un factor en común, el cual es tener la menor pérdida posible dentro de su banda de paso.

Los tipos de filtros, dependiendo de la banda de frecuencia que se desea atenuar, se denominan filtros pasa alto, filtro pasa banda, filtro pasa bajo y filtro rechaza bandas. Los filtros pasa bajo son los que permiten el paso de frecuencias por debajo de la frecuencia de corte. Los filtros pasa alto son los que dejan pasar frecuencias superiores a la frecuencia de corte. El filtro pasa banda acepta frecuencias en un rango específico, eliminando la restante. El filtro rechaza banda actúa de forma inversa al pasa banda, se tiene presente el ancho de banda y la frecuencia de corte o frecuencia central al momento de representar una respuesta en frecuencia del filtro.

También existen filtros según su tipo de repuestas tales como *Butterworth*, *Chebyshev* y *Bessel*. Los filtros *Butterworth* son aquellos que poseen una respuesta horizontal o plana de amplitud-frecuencia, debido a que su respuesta es muy cercana a la respuesta de un filtro ideal, éstos descienden antes de la frecuencia de corte. Los filtros *Chebyshev* presentan un rizo en la banda de paso y poseen mayor selectividad en comparación de los filtros *Butterworth*. En los filtros pasa bajo *Chebyshev* se tiene una caída en su ganancia más abrupta que los filtros *Butterworth*. Sin embargo, en los filtros pasa banda la ganancia varía y tiene un rizado de amplitud constante. Los filtros *Bessel* no descienden tan abruptamente como lo hacen los dos filtros mencionados anteriormente, éstos dan una óptima respuesta en onda cuadrada.

Por las cualidades y propiedades anteriormente nombradas, se desea perfeccionar la elaboración de un dispositivo con esta tecnología, ampliando sus funcionalidades. Se quiere fabricar un aparato que pueda ser utilizado en el filtrado de señales. Por esta razón, se propuso la implementación de materiales textiles para la producción de un filtro de radiofrecuencia.

Para lograr un filtrado de radiofrecuencia, con materiales que contenga propiedades conductoras y dieléctricas, diferentes a las que se utilizan, impulsa un gran desafío, ya que aspectos internos del material como lo es la permitividad, pueden afectar la efectividad del filtro. Esto se ve reflejado en la miniaturización de dispositivos donde se han utilizado materiales dieléctricos de alta permitividad [5], lo que posibilita anchos de banda angostos y una disminución en las dimensiones de resonadores utilizados en los filtros, creados a partir de material dieléctrico [6]. En el caso particular de los materiales textiles, posee una permitividad inferior a la utilizada comúnmente [7], lo que reafirma el desafío en su diseño y elaboración.

De igual forma, se requiere que este dispositivo sea flexibles y adaptable a cualquier tipo de superficie. Esto se ve contrastado por la producción continua de filtros de radiofrecuencia con materiales rígidos y con mejores propiedades de conductividad [7].

Para llevar a cabo este proyecto, se presentarán los objetivos para desarrollar el diseño y la evaluación de un filtro con características específicas.

## **Objetivos**

### **Objetivo general**

- Diseñar y evaluar implementación de filtro de Radiofrecuencia basado en tecnología de textiles conductores.

### **Objetivos específicos**

- Exteriorizar problemática de diseño e implementación de filtro de radiofrecuencia con tecnología textil conductora.
- Estudiar características materiales textiles conductores.
- Estudiar características de textiles convencionales.
- Investigar tecnologías textiles conductores en aplicaciones de Radiofrecuencia.
- Diseñar filtro mediante programa de simulación.
- Simular filtro con características de telas conductoras.
- Escoger filtro con mejores características para su construcción.
- Implementar filtro con materiales textiles.
- Comparar respuesta de simulación con su implementación.

# 1 Marco teórico y Estado del arte

En este capítulo se presentará, en detalle, la línea de transmisión planar *Microstrip* dando a conocer sus características principales y sus distintas topologías para poder realizar un filtro que sea capaz de guiar la energía de Radiofrecuencia, posea flexibilidad y adaptación a una superficie específica y que a su vez emplee materiales textiles conductores y dieléctricos. Además, se mostrarán diversas aplicaciones de los dispositivos.

## 1.1 Tecnología *Microstrip*

### 1.1.1 Características generales de *Microstrip*

Esta línea de transmisión planar consta de dos materiales conductores, separados por un aislante, conocido como sustrato dieléctrico, que es el soporte de la metalización y previene radiaciones no deseadas. También lo constituye un conductor que puede ser de un formato variado [8] conocido como parche irradiante y como segundo material conductor, el plano tierra [9].

En la Figura 1-1 se observa el sustrato dieléctrico, el cual posee una altura “H”, este material tiene una permitividad dieléctrica, denominada “ $\epsilon_r$ ” y una tangente de pérdida, “ $\tan \delta$ ”. Además, el *Microstrip* presenta la línea conductora con un largo “L”, un ancho “W” y un espesor de “T”. Finalmente, en la parte inferior de la microcinta, se encuentra el plano a tierra, que es de un material conductor.

Debido a su estructura, es que la mayor parte del campo está confinado en el sustrato dieléctrico. Como las ondas son propagadas por un medio asimétrico, la tecnología *Microstrip* se comporta de modo *cuasi-TEM* [2]. Estas líneas de Microcinta pueden comprender dos tipos de comportamientos, según el material aislante, en los que se encuentran, estructuras de transmisión: altas permitividades y bajos espesores, que procura tener la mayor cantidad de energía entre los dos conductores, con un sustrato más pequeño en comparación con la longitud de onda y estructuras radiantes: bajas permitividades y espesores grandes. Teniendo como márgenes de permitividad dieléctrica  $3 \leq \epsilon_r \leq 10$  y altura del sustrato  $0.003 \lambda \leq h \leq 0.05 \lambda$  [8].

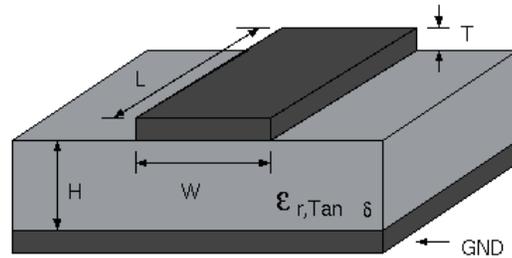


Figura 1-1: *Microstrip*. (Fuente: <http://wcalc.sourceforge.net>).

Para que un circuito cumpla ambas funciones se debe elegir un propósito específico, ya que no se puede alcanzar una máxima eficiencia en ambos casos a la vez. Es por lo que para el desarrollo de antenas se utilizan sustratos gruesos en relación con la longitud de onda y una permitividad baja [8] para conseguir que predominen las ondas radiadas. Sin embargo, en el desarrollo de circuitos y líneas de transmisión, se requieren de manera opuesta los espesores de los sustratos y las permitividades.

Dentro de las ventajas que posee el *Microstrip* es la facilidad de integrar elementos activos en el mismo sustrato, son livianos y de poco volumen, perfil plano, bajo costo de fabricación, soporta polarización lineal como circular, se pueden diseñar para trabajar en distintas frecuencias, son mecánicamente robustas al ser montados en superficies rígidas, no requiere de estructuras de soporte y las líneas de transmisión e integración de otros circuitos pueden construirse simultáneamente y coexistir en la misma estructura [10].

Mientras como limitantes tiene una pureza de polarización difícil de lograr, poca radiación de extremo a extremo, existencia de radiación indeseada provenientes de alimentadores y juntas, manejo de baja frecuencia, la radiación de los bordes puede afectar los parámetros del dispositivo y el empleo de sustratos con altas constantes dieléctricas produce baja eficiencia, por lo tanto, un ancho de banda estrecho [10].

En las aplicaciones se encuentran antenas embarcadas en misiles, altímetro radar en aviones, antenas de exploración radar en satélites, sistemas GPS, telefonía móvil, comunicaciones móviles por satélite, aplicadores de calor en medicina (hipertermia), resonadores, filtros, acopladores, entre otros [8].

### 1.1.2 Análisis de parámetros de *Microstrip*.

Las líneas de transmisión *Microstrip*, posee parámetros importantes a considerar para su fabricación, como lo son la permitividad dieléctrica del sustrato, el espesor del aislante y el ancho de la línea de señal.

Como fue comentado en el capítulo introductorio, existen diferentes aplicaciones para línea de *Microstrip*, como estructuras de transmisión y de radiación, dependiendo de ellas es el requerimiento que se exige a parámetros como la constante dieléctrica y el espesor del sustrato dieléctrico.

Tabla 1-1: Relación entre línea de transmisión y antena [8].

Parámetros	Línea de transmisión	Antena
$\epsilon_r$	Alto	Bajo
h	Fino	Grueso

En ejemplo claro es para minimizar las pérdidas, el cual es necesario tener la mayor parte de la energía entre los dos conductores, con una permitividad dieléctrica relativamente alta ( $3 \leq \epsilon_r \leq 10$ ) y sustrato delgado ( $0.003 \lambda \leq h \leq 0.05 \lambda$ ) [8]. Disminuir la permitividad, da un mayor ancho de banda y eficiencia de radiación. Mientras que, si aumenta el grosor del dieléctrico, incrementa el ancho de banda, pero reduce la eficiencia. Además, el factor de calidad mejora a medida que el dieléctrico sea más grueso y la permitividad sea más baja [2].

Los parámetros que funcionan de mejor forma en una antena tienen propiedades opuestas a aquellas que funcionan mejor en circuitos, líneas de transmisión con *Microstrip*. Se aprecia en la relación de la tabla 1-1, comparando la permitividad y el ancho del sustrato dieléctrico.

### 1.1.3 Tipos de onda en *Microstrip*

En la microcinta, actúan 4 tipos diferentes de ondas estos son las ondas espaciales, superficiales, de fuga y guiadas. (ver Figura 1-2) [11].

- Ondas espaciales: Son las ondas que son enviadas al espacio libre en forma de radiación electromagnética, produciendo una atenuación a medida que se aleja del origen. Para líneas de transmisión estas actúan como pérdida.
- Ondas superficiales: Son aquellas que toman dirección descendente, cuando llegan al plano tierra, éstas se reflejan y quedan confinadas al sustrato dieléctrico y decayendo las ondas exponencialmente. Estas ondas toman energía de la señal transmitida, por esto se produce pérdidas y reducción de eficiencia. Si las ondas que se encuentran confinadas alcanzan los extremos del *Microstrip* se produce difracción de la onda.
- Ondas de fuga: Estas ondas son reflejadas en el plano tierra, como estas ondas viajan desde este plano a la cinta, al momento de encontrarse en la entre cara del sustrato dieléctrico y el espacio libre, una parte de la onda se refleja, mientras que la otra se difracta hacia el espacio libre. La onda confinada se va atenuando en el dieléctrico a medida que se va repitiendo el proceso.
- Ondas guiadas: Son aquellas que están presentes cuando se encuentra metalizado la parte superior del dieléctrico, casi en su totalidad. Las ondas guiadas quedan rebotando entre el material metalizando y plano tierra. Estas ondas se producen para ángulos de incidencia específicos.

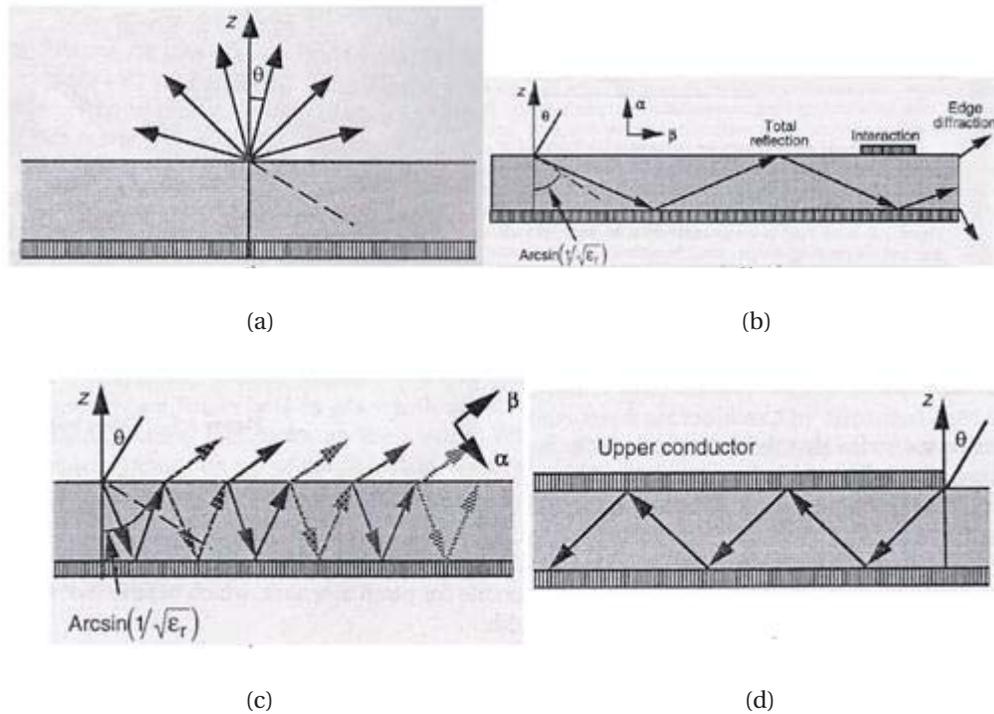


Figura 1-2: Tipos de ondas en *Microstrip*. (a) ondas espaciales, (b) ondas superficiales, (c) ondas de fuga, (d) ondas guiadas [11].

## 1.2 Propiedades de materiales textiles

Para la fabricación de un filtro, con tecnología *Microstrip*, es necesario dos componentes fundamentales como lo son el material conductor y el sustrato dieléctrico.

### 1.2.1 Sustrato Dieléctrico

Para tener una elección adecuada del sustrato, es necesario considerar ciertos parámetros que pueden afectar la eficiencia de la línea de transmisión. Entre los factores se encuentran la constante dieléctrica, el coeficiente de pérdida, unidad de espesor, variación en función de la temperatura y frecuencia, rango de temperatura, flexibilidad y la resistencia a la tensión.

Existen distintos tipos de sustratos en *Microstrip* en los que se encuentran los sustratos cerámicos, semiconductores, ferromagnéticos, sintéticos y compuestos.

Los sustratos cerámicos son aquellos que utilizan materiales como la alúmina y el óxido de aluminio, debido a que poseen menor pérdida y menos dispersión en frecuencia. Son materiales duros y quebradizos. Los sustratos semiconductores, son materiales que poseen una alta resistividad, tales como lo presenta el silicio y el arseniuro de galio, son empleados para circuitos pasivos o antenas, son de tamaño reducido para antenas de microondas. Los sustratos ferromagnéticos, un ejemplo de estos es la ferrita, que poseen una permitividad en el rango de 6 a 9 y generalmente tiene una baja pérdida dieléctrica. Los sustratos Sintéticos, estos poseen bajas pérdidas dieléctricas y permitividad, son materiales blandos y al aumentar la temperatura las

propiedades mecánicas se vuelven inestables. Entre los sustratos sintéticos se encuentran el teflón, poliestireno y poliolefina. Los sustratos compuestos, son materiales que se modifican y se adquieren características de diferentes materiales para obtener un sustrato con propiedades eléctricas y mecánicas específicas. Un ejemplo de este caso es la incorporación de cuarzo, fibra de vidrio o cerámica en proporciones adecuadas para poder variar la permitividad.

### 1.2.2 Textiles Conductores

En la microcinta, otro factor que se considera es el material conductor, donde su elaboración será de material textil. Existiendo diversas formas de emplear este material para cumplir la función de conductor, en las que se encuentran:

Las fibras conductoras se pueden obtener por medio de una fibra con partículas de carbono o metálicas, igualmente pueden ser fibras con polímeros conductores aplicados en la superficie o también se crean mediante el uso de fibra completamente hecha de material conductor.

Los hilos se fabrican mediante hebras simples o múltiples de fibra conductora o aislante [12]. Existen dos tipos de hilos conductores, el hilo de multifilamento visto en la Figura 1-3 (a) – (d) y el hilo de monofilamento que se denotó en el Figura 1-3 (e) [13]. En la Figura 1-3 se observa en a) hilo X-static formado por la torsión de fibra elástica plateada con nylon, en (b) el hilo Litz contiene 60 fibras de cobre con un diámetro de 40  $\mu\text{m}$ , en (c) y (d) son hilos compuestos de fibras no conductoras y metálicas, ambos hilos se hilaron con 40 fibras de cobre plateadas, alrededor de un núcleo no conductor que están compuesto por múltiples fibras aislantes, por último en (e) es un hilo conductor monofilamento, que lo compone únicamente una fibra de cobre plateada.

Las telas conductoras se constituyen con la incorporación de hilos conductores a la tela por medio de tejido y tejido a punto. En los tejidos a punto se crean bucles entrelazados, mientras que los tejidos confeccionados con hilos de rosca son rectos en dos direcciones ortogonales [13].

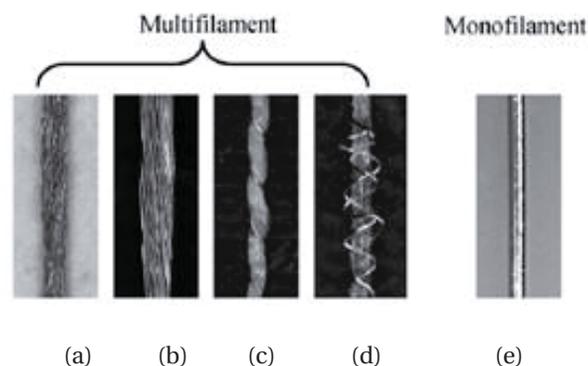


Figura 1-3: Hilos conductores [13].

## 1.3 Topologías de *Microstrip*

Para la elaboración de filtros, existen diferentes tipos de topologías en la tecnología *Microstrip*. A continuación, se mencionarán algunos de ellos.

### 1.3.1 Filtro de Impedancia en escalón

Este filtro consiste en alterar consecutivamente líneas de alta y baja impedancia (ver Figura 1-4), utilizando elementos pasivos, tales como los inductores y los condensadores. El filtro es usado de pasa bajo en línea de *Microstrip*, debido a su fácil implementación, además ocupa un espacio reducido en comparación a otros filtros. No obstante, debido a aproximación que involucra su diseño el rendimiento eléctrico no es óptimo en comparación a otros filtros, viéndose limitado en aplicaciones que no requieran frecuencias de corte bruscas [9] y [14].

Las líneas de alta impedancia actúan como inductores en serie y las líneas de baja impedancia actúan como condensadores de derivación. Por lo tanto, esta estructura de filtro está realizando directamente el tipo de escalera L-C de filtros de paso bajo [14] y [15].

### 1.3.2 Filtro de Líneas Acopladas

El filtro se basa en el acoplamiento que se genera entre dos o más líneas de transmisión que se encuentren cerca (ver Figura 1-5), con N como orden del filtro, esto hace que la potencia se pueda transferir entre ellas, por medio de las interacciones de los campos electromagnéticos que generan cada una.

Las aplicaciones dadas por este tipo de topología se encuentran los filtros pasa-banda y rechaza-banda en anchos de banda fraccionales menores o iguales al 20%, así también posee buena respuesta hasta anchos de bandas fraccionales del 70% [14] y [15].

### 1.3.3 Filtro Anillo Resonador

Este resonador es una línea de transmisión formado por un bucle cerrado. Este actúa como filtro pasa-banda [16]. En la figura 1-6 representa un filtro de anillo simple, este consta de una línea de alimentación, brechas de acoplamiento (*coupling gap*) y un resonador.

Dentro y fuera del resonador se acopla la potencia a través de la línea de alimentación y las brechas de acoplamiento. Si las distancias entre la línea de alimentación con el resonador aumentan, estos espacios no afectan las frecuencias del anillo [16].



Figura 1-4: Filtro Impedancia escalonada [9].

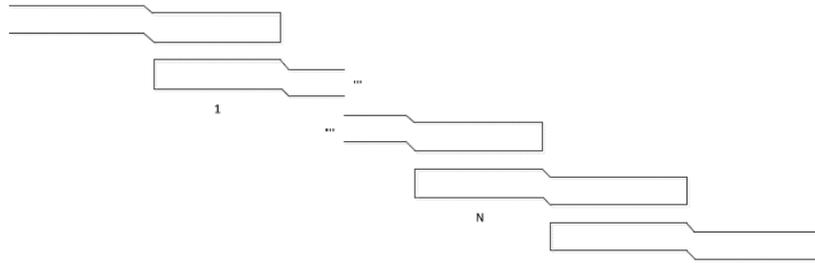


Figura 1-5: Filtro Líneas acopladas [9].

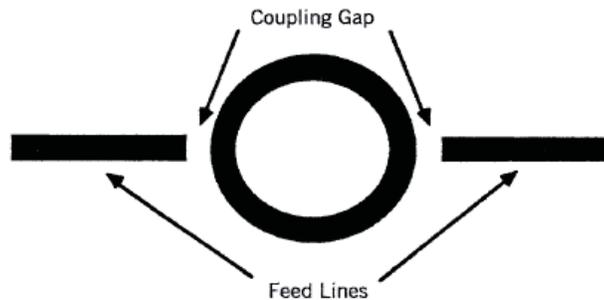


Figura 1-6: Filtro anillo resonador simple [16].

La estructura sólo soportará ondas que tengan un número entero de la longitud de onda guiada igual a la circunferencia media [17]. No obstante, para ser un circuito simple, circuitos con mayor complejidad pueden crearse cortando una ranura, agregando *gaps*, colocando en cascada dos o más anillos, entre otros [17]. Entre los tipos de anillo resonador se encuentran:

- *Split Ring Resonator* (SRR): Primera estructura resonante no magnética capaz de dar lugar a valores negativos de permeabilidad efectiva [18]. Consta de dos anillos concéntricos con ranuras en los extremos opuestos. Con  $c$  ancho de las tiras metálicas,  $d$  separación entre tiras,  $r_0$  radio medio de ambas tiras metálicas y  $r_{ext}$  radio del anillo exterior, vista en la Figura 1-7 (a). Del SRR existen otras derivaciones de diseño, las cuales son: [18]
  - *Nonbianisotropic Split Ring Resonator* (NB-SRR), Figura 1-7 (c).
  - *Doble Slit Split Resonator* (DSSR), Figura 1-7 (d).
  - *Spiral Resonator* (SR), Figura 1-7 (e).
  - *Double Spiral Resonator* (DSR), Figura 1-7 (f).
  - *Single Open Ring Resonator* (SORR) Figura 1-7 (g).
- *Complementary Split Ring Resonator* (CSRR): Esta topología se construye con el negativo de SRR, quiere decir, que se elimina la parte metálica que corresponde a la celda del SRR, vista en Figura 1-7 (b).

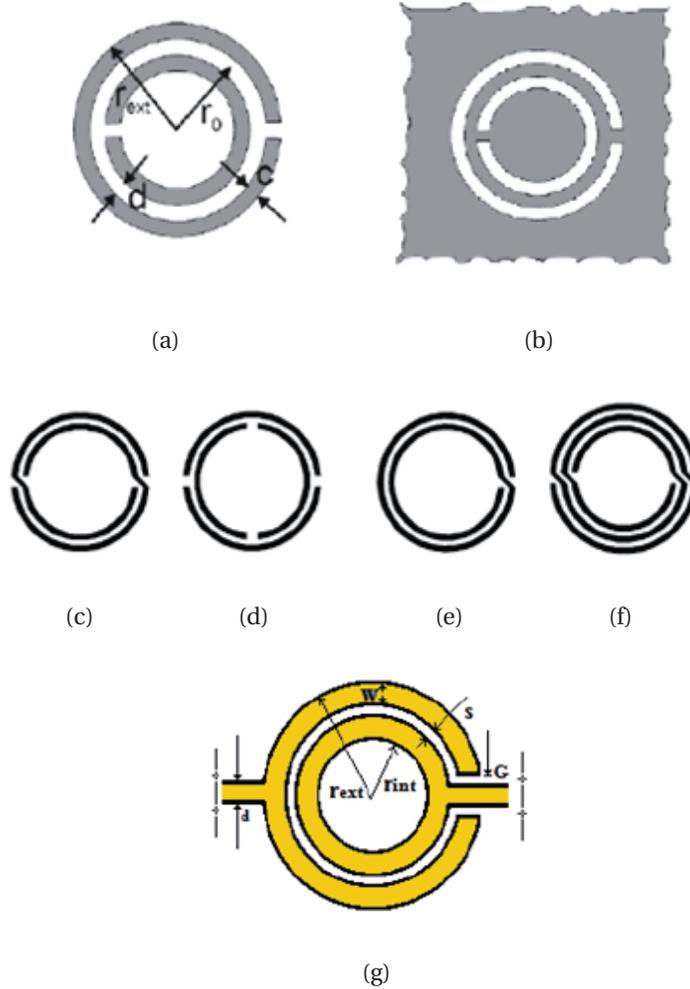


Figura 1-7: Topología de anillo resonador, (a) SRR, (b) CSRR, (c) NB-SRR, (d) DSRR, (e) SR, (f) DSR y (g) SORR [18].

### 1.4 Filtro Impedancia Escalonada

Las características de líneas de transmisión de *Microstrip* se describen por dos parámetros, la constante dieléctrica efectiva y la impedancia característica  $Z_c$  [9].

Estos parámetros pueden ser obtenido mediante las siguientes ecuaciones,

$$\epsilon_{re} = \frac{C_d}{C_a} , \quad Z_c = \frac{1}{c * \sqrt{C_d * C_a}} \tag{1-1}$$

Donde,

$C_d$ : es la capacitancia por unidad de longitud con el sustrato dieléctrico.

$C_a$ : es la capacitancia por unidad de longitud con el sustrato dieléctrico reemplazado por el aire.

$c$ : es la velocidad de las ondas electromagnéticas en el espacio libre ( $3 \times 10^8$  [m/s]).

Para conductores muy delgados, se dan las expresiones de forma cerrada que proporcionan una precisión mejor que 1% [14] dado por:

Para  $W/h \leq 1$

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[ \left( 1 + 12 * \frac{h}{W} \right)^{-0.5} + 0.04 * \left( 1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad (1-2)$$

$$Z_c = \frac{\eta}{2 * \pi * \sqrt{\varepsilon_{re}}} * \ln \left( \frac{8 * h}{W} + 0.25 * \frac{W}{h} \right) \quad (1-3)$$

Donde,

$\eta = 120 * \pi \Omega$  es la impedancia de la onda en el espacio libre.

Para  $W/h \geq 1$

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[ \left( 1 + 12 * \frac{h}{W} \right)^{-0.5} \right] \quad (1-4)$$

$$Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} * \left[ \frac{W}{h} + 1.393 + 0.677 * \ln \left( \frac{W}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} \quad (1-5)$$

Una vez que se determina la constante dieléctrica efectiva de un *Microstrip*, la longitud de onda del modo cuasi-TEM de *Microstrip* está dada por:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \quad (1-6)$$

Donde,

$\lambda_o$ : es la longitud de onda del espacio libre a la frecuencia de operación  $f$ .

Luego se determina el número de secciones que es el que define cuán abrupto es el filtro, esto es estimado por medio de curvas visto en la Figura 1-8, que definen la atenuación frente a frecuencia normalizada con el parámetro:

$$\frac{W}{W_c} - 1 \quad (1-7)$$

Donde,  $W$  es la frecuencia a la que se desea una atenuación determinada y  $W_c$  es la frecuencia de corte del filtro.

Las dimensiones físicas de la línea del *Microstrip* se pueden determinar cuando ya son conocidas las impedancias características y sus longitudes eléctricas. La longitud eléctrica asociada a una inductancia puede ser obtenida mediante la siguiente ecuación:

$$\beta l = g_l * \frac{R_o}{Z_h} \quad (1-8)$$

Donde,

$g_l$ : es el valor prototipo a la inductancia.

$Z_h$ : es el valor de la alta impedancia asociado a la inductancia.

$R_o$ : es el valor de impedancia de entrada y salida del filtro.

Mientras la longitud eléctrica asociada a un conductor se calcula como,

$$\beta l = g_c * \frac{R_o}{Z_h} \quad (1-9)$$

Donde,

$g_c$ : es el valor prototipo a la inductancia.

$Z_h$ : es el valor de la alta impedancia asociado al condensador.

$R_o$ : es el valor de impedancia de entrada y salida del filtro.

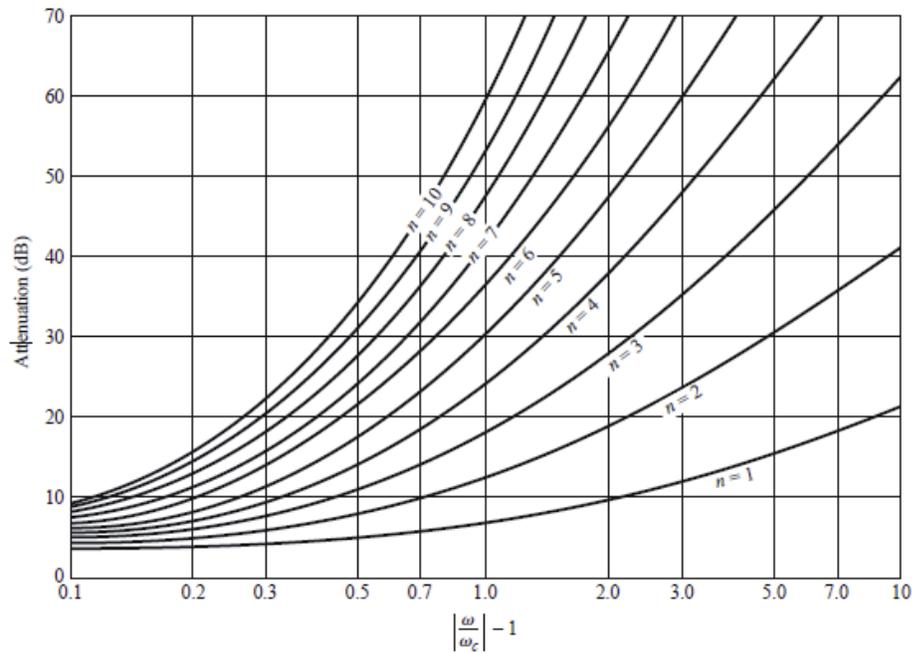


Figura 1-8: Atenuación frente a frecuencia normalizada para prototipos de filtro de máxima proyección [15].

## 1.5 Filtro de Líneas Acopladas

Este filtro es creado con líneas de transmisión en paralelo, que se encuentran unas cerca de otras, para poder crear el acoplamiento. Todas las medidas de este *Microstrip* se observan en la Figura 1-9. Para el cálculo de la longitud del resonador se obtiene mediante la obtención de la longitud de onda dado por [19]:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1-10)$$

Donde  $c$ , es la velocidad de la luz ( $3 \times 10^8$  [m/s]) y  $f$  es la frecuencia.

Así la longitud del resonador  $Rln$ , con  $n=0, 1, \dots, N$  (en el caso de Figura 1-9 es  $N=3$ ) se calcula como:

$$Rln = \frac{\lambda}{2 * \sqrt{4.4}} [mm] \quad (1-11)$$

Luego, se calcula la longitud de alimentación  $Fl$

$$Fl = \frac{\lambda}{4 * \sqrt{4.4}} [mm] \quad (1-12)$$

De esta manera se obtiene el ancho de la línea de alimentación ( $wf$ ) por medio de la siguiente ecuación:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon}} * \ln \left( \frac{8 * h}{W} + 0.25 * \frac{W}{h} \right), \text{ para } W/h \leq 1 \quad (1-13)$$

Y,

$$Z_0 = \frac{120 * \pi}{\sqrt{\epsilon}} * \left[ \frac{W}{h} + 1.393 + 0.677 * \ln \left( \frac{W}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1}, \text{ para } W/h \geq 1 \quad (1-14)$$

Donde,  $Z_0$  es la impedancia,  $h$  la altura del sustrato y  $W$  el ancho de la línea.

Cabe mencionar que usualmente la alimentación de 50 [ $\Omega$ ] posee un ancho de 2.7 [mm], el de 70[ $\Omega$ ] un ancho de 1.4 [mm], mientras que la línea de 100[ $\Omega$ ] una medida de 0.7 [mm] [19].

Finalmente, para el cálculo de la brecha entre resonadores  $Rg$ , se obtiene de la siguiente manera:

$$Gap Rg = 0.02 * \lambda \quad (1-15)$$



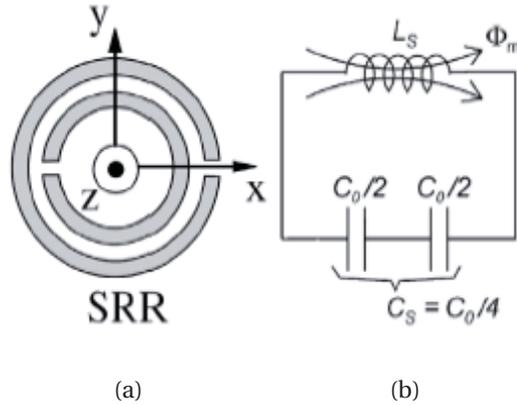


Figura 1-10: *Split Ring Resonator*, (a) Topología SRR, (b) Circuito equivalente [18].

De igual manera, se encuentra la capacidad equivalente del resonador que está dado por:

$$C_s = \frac{C_o}{4} \quad (1-17)$$

La frecuencia del modelo está determinada por:

$$f_o = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L_s * C_s}} \quad (1-18)$$

El valor de la capacitancia se define por la separación entre los anillos que depende del diámetro exterior del aro interior y el diámetro interior del anillo externo. Mientras más estrecho sea la separación entre anillos, mayor será la capacitancia excitada [16].

Así la dimensión de cada anillo se considera como un inductor donde es partícipe de la determinación de las primera y segunda banda de frecuencia. El valor de la inductancia se obtiene por la longitud de cada anillo y se hace más grande a medida que la dimensión del anillo sea más larga [21].

### 1.6.1 *Gap* de acoplamiento de un anillo anular.

Para el resonador de anillo se debe tener en cuenta la capacidad de brecha de acoplamiento, esto es debido a que la energía se acopla dentro y fuera del resonador por medio de las líneas de alimentación y las aberturas de acoplamiento.

Si la distancia entre las líneas de alimentación y el resonador es del orden de los milímetros, entonces el *gap* de acoplamiento no afecta a la frecuencia de resonancia del resonador. Este tipo de acoplamiento se conoce como “acoplamiento suave”. El acoplamiento suave es una manifestación de la capacidad, despreciable, de la brecha de acoplamiento. No obstante, si las líneas de transmisión y el resonador se acercan, el acoplamiento se hace más fuerte y las capacidades de la abertura de acoplamiento se hacen apreciables. Esto produce que las frecuencias de resonancia del circuito se desvíen de la frecuencia intrínseca del anillo.

La ecuación 1-19 establece que la circunferencia media del resonador es igual a un múltiplo entero de la longitud de onda, estableciendo la resonancia. Esto se da para el caso de acoplamiento suave, debido a que no considera los efectos de la brecha de acoplamiento. Mediante esta ecuación se puede calcular la frecuencia de resonancia ya que la longitud de onda depende de la frecuencia.

$$2 * \pi * r = n * \lambda_g \quad (1-19)$$

Donde,

$r$ : es el radio medio del anillo que iguala el promedio del radio interno y externo.

$\lambda_g$ : es la longitud de onda en la guía.

$n$ : el número del modo.

El *gap* de acoplamiento debe ser aproximado a una brecha de acoplamiento de extremo a extremo, visto en la Figura 1-11. Donde la capacitancia  $C_2$  es debido a la acumulación de carga entre las dos líneas *Microstrip* y la capacitancia  $C_1$  es debido a los campos de borde en los circuitos abiertos.

El factor  $Q$  está directamente relacionado con el tamaño de la brecha de acoplamiento. A medida que se aumenta la abertura de acoplamiento, los puntos de resonancia en serie y paralelo se acercan más entre sí, así aumenta  $Q$ . Los puntos cercanos de resonancia brindan como resultado una pendiente de atenuación más abrupta antes y después de la frecuencia de resonancia que los filtros de resonadores convencionales [20].

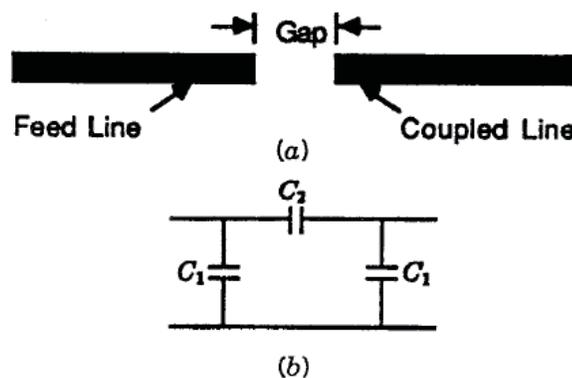


Figura 1-11: *Gap* de acoplamiento, (a) Acoplamiento de extremo a extremo- (b) circuito equivalente para el acoplamiento extremo a extremo [16].

### 1.6.2 Circuito equivalente de línea de transmisión.

La línea de transmisión se puede caracterizar por cuatro cantidades, una resistencia  $R$  y una inductancia  $L$  a lo largo de la línea, una conductancia  $G$  que deriva la línea y una capacitancia  $C$  que desvía la línea. Sin embargo, en la mayoría de las líneas de transmisión de radiofrecuencia, los efectos de  $L$  y  $C$  son los que dominan, esto es debido a alta reactancia inductiva y la susceptibilidad capacitiva, volviendo así, los valores de  $R$  y  $G$  despreciables [16].

El anillo resonador puede ser modelado por un circuito equivalente de línea de transmisión, visto en Figura 1-12, con:

$$Z_a = Z_o * \tanh\left(\frac{\gamma * l}{2}\right) \quad (1-20)$$

Donde,

$\gamma$ = constante de propagación.

$l$ = longitud de la línea.

$Z_o$ = impedancia característica de la línea.

Además, la impedancia puede ser representada en función de la frecuencia, como es visto en la Figura 1-13 existen dos puntos de resonancia  $f_s$  que es una resonancia en serie, donde la impedancia imaginaria es 0 y el valor de la impedancia real normalizado es 1. La  $f_p$  es un punto de resonancia paralelo es una asíntota a la que se aproxima desde  $\pm \infty$ . En  $f_p$  la impedancia real tiene un valor máximo [20].

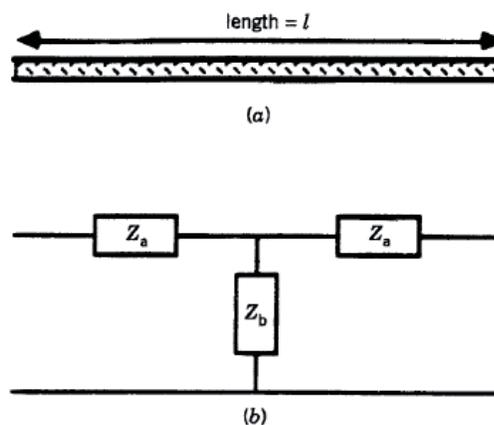


Figura 1-12: Línea de transmisión, (a) Línea de transmisión de longitud  $l$ , (b) equivalente T-red [16].

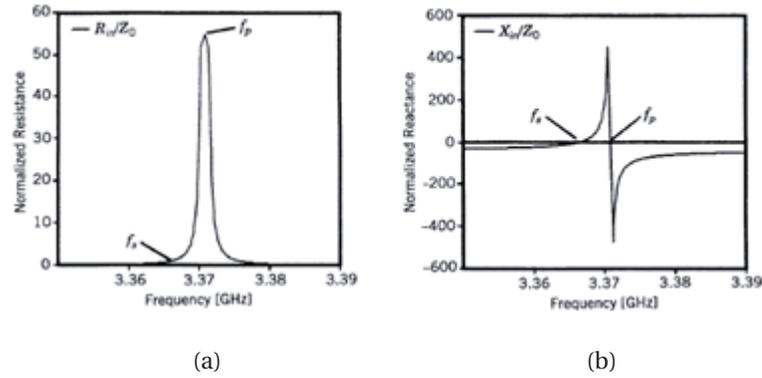


Figura 1-13: Impedancia representada en frecuencia, (a) entrada normalizada en resistencia, (b) entrada normalizada en reactancia para un anillo con  $\epsilon_r = 2.2$ ,  $h = 0.762$  mm,  $w = 2.34954$  mm, brecha de acoplamiento = 0.520 mm y  $r = 10.2959$  mm [16].

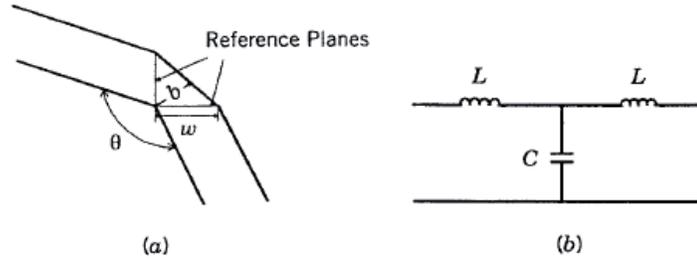


Figura 1-14: Efecto de curvatura del anillo resonador, (a) Curva de *Microstrip*, (b) circuito equivalente [16].

### 1.6.3 Efecto de curvatura del anillo

La línea curva de la micro banda se modela como cascadas de líneas de micro banda con curvas enromadas. Esto se observa en la Figura 1-14 (a) donde se encuentra un ángulo de curvatura arbitrario en una curva típica de línea de *Microstrip*, así también se muestra los planos de referencia que determinan los bordes de la curva. En la Figura 1-14 (b) se observó la inductancia  $L$  que es la asociada a la discontinuidad y la capacitancia  $C$  que va a tierra.

Para que el enromado sea óptimo, la relación entre el ancho de la región “b” y el ancho de la línea de Microstrip “w” es de aproximadamente 0.5 [22]. Además, la capacitancia  $C$  (pf) y la inductancia  $L$  (nH) vienen dadas por:

$$C = 0.001 * h * \left( \frac{180 - \theta}{90} \right) * [(3.393 * \epsilon_r + 0.62) * \left( \frac{w}{h} \right)^2 + (7.6 * \epsilon_r + 3.8) * \left( \frac{w}{h} \right)] \quad (1-21)$$

$$L = 0.44 * h * \left( \frac{180 - \theta}{90} \right) [1 - 1.062 * e^{-0.177 * \left( \frac{w}{h} \right)^{0.947}}] \quad (1-22)$$

Donde,

$h$ = Espesor en mm del sustrato.

$\epsilon_r$ = Constante dieléctrica del sustrato.

$\theta$ = ángulo del enroscado en grados.

Las ecuaciones (1-21) y (2-22) son generalmente válidas para rangos de  $2 \leq w/h \leq 6$  y  $2 \leq \epsilon_r \leq 6$ . Cuando  $0.2 \leq w/h \leq 1$  la precisión del modelo está dentro del 0.3%.

La curvatura se hace más grande si se utilizan sustratos con permitividad dieléctricas pequeñas y líneas de baja impedancia. Así los anchos de las líneas se hacen grandes [16].

### 1.6.4 Mejora en el acoplamiento

El acoplamiento simple, visto en la Figura 1-15 (a), es uno de los más utilizados, sin embargo, posee una alta pérdida de inserción. Para mejorar este comportamiento, provocado por los acoplamientos disgregados, es que han realizado configuraciones nuevas [12], [21], [23], [24] y [25] que tienen como fin, el aumento de la fuerza de acoplamiento ( $C_g$ ) de la Figura 1-15 (b) entre las líneas de alimentación y los resonadores de anillo. Donde, la brecha de acoplamiento entre la línea de alimentación y el anillo está representada por una capacitancia de la red  $L$  con  $C_g$  y  $C_f$ , por cada puerto, la brecha de acoplamiento es dominada por  $C_g$ . Mientras el anillo sin pérdida es expresado por un circuito de derivación de  $L_r$  y  $C_r$  [16].

Al aumentar la periferia de acoplamiento, la pérdida de inserción se puede reducir con una perturbación de campo mínima. Por lo tanto, si el tamaño del espacio se hace más pequeño, pero no lo suficiente para provocar un corto circuito, se pueden obtener pérdidas de inserción mucho más pequeñas. Un ejemplo de una mejora en el acoplamiento es el diseño mostrado en la Figura 1-16, donde se muestra un resonador de anillo con más periferia de acoplamiento, esto produce una pérdida de inserción baja en comparación al diseño de anillo con acoplamiento simple.

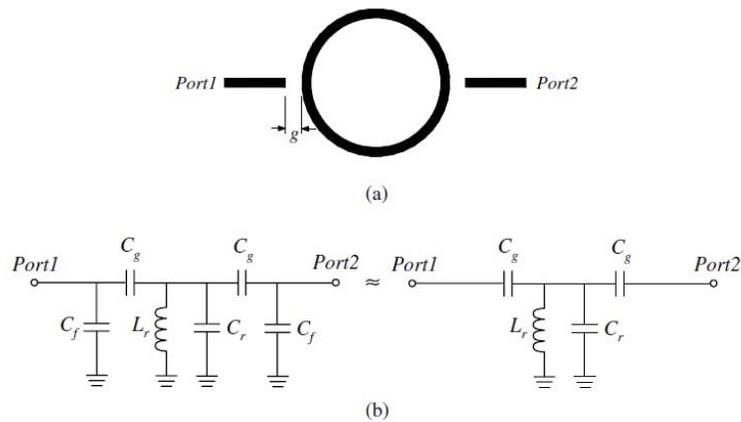


Figura 1-15: Anillo resonador de dos puertos, (a) configuración, (b) Circuito equivalente [16].

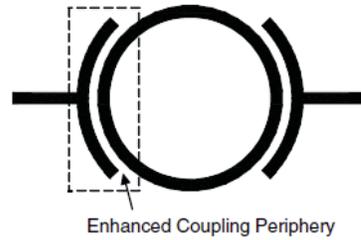


Figura 1-16: Configuración de la mejora de acoplamiento de un anillo resonador [16].

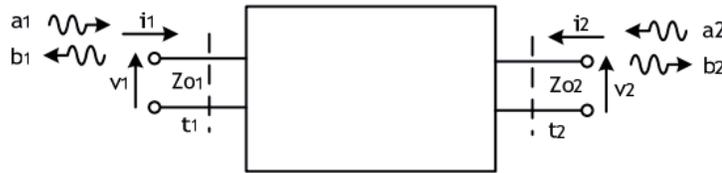


Figura 1-17: Red de dos puertos [16].

## 1.7 Parámetros de respuesta del filtro

Para lograr un análisis de respuesta del filtro es necesario conocer diversos parámetros de medición que pueden facilitar el estudio del comportamiento de éste.

### 1.7.1 Parámetros de Dispersión y Pérdidas de Inserción y Retorno.

Los parámetros S son aquellos que se utilizan para redes que actúan en radiofrecuencia. Pueden ser representados por medio de una matriz, ecuación 1-23. Para una red de dos puertos (Figura 1-17) se pueden relacionar las potencias incidentes y reflejadas por medio de la siguiente matriz:

$$\begin{bmatrix} V1^- \\ V2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V1^+ \\ V2^+ \end{bmatrix} \quad (1-23)$$

Donde,  $S_{11}$ : coeficiente de reflexión a la entrada,  $S_{12}$ : coeficiente de transmisión inversa,  $S_{21}$ : coeficiente de transmisión directa y  $S_{22}$ : coeficiente de reflexión a la salida.

Con,

$$|S_{11}| = \sqrt{\frac{P_{ref}}{P_{inc}}} \quad (1-24)$$

$$|S_{21}| = \sqrt{\frac{P_{tx}}{P_{inc}}} \quad (1-25)$$

Donde,  $P_{ref}$ : Potencia reflejada,  $P_{inc}$ : Potencia incidente y  $P_{tx}$ : Potencia transmitida.

Además, existen los parámetros de pérdidas por inserción ( $IL$ ) y pérdidas por retorno ( $RL$ ), que son los coeficientes de transmisión y reflexión en decibeles, estas son dadas por las siguientes ecuaciones:

$$IL = -20 \log_{10}(T) \quad (1-26)$$

Donde  $T$ : coeficiente de transmisión.

$$RL = -20 \log_{10}(r) \quad (1-27)$$

Donde  $r$ : coeficiente de reflexión.

### 1.7.2 Factor de Calidad (Q)

El factor de calidad es aquel que permite comparar la calidad de un sistema resonante. En un filtro sirve para lograr ver su selectividad, todo esto dado por el ancho de banda que se utilice. Este factor puede ser calculado mediante la ecuación 1-28. Lo que produce una mayor dificultad crear un filtro de calidad, ya que requieren un  $Q$  mayor a alta frecuencia que a baja frecuencia.

$$Q = \frac{f_r}{BW} \quad (1-28)$$

Donde  $f_r$ : frecuencia de resonancia y  $BW$ : ancho de banda.

### 1.7.3 Parámetros de anillo resonador.

Para la obtención de la geometría óptima del filtro, con topología SRR con una frecuencia deseada, es necesario considerar parámetros físicos de esta estructura (Ver Figura 1-18). Tales como el ancho de los anillos " $c$ ", el radio externo del anillo interno " $r_{int}$ ", el radio interno del anillo externo " $r_{ext}$ " y la separación de los anillos " $g$ ". Estos parámetros se tienen en cuenta, ya que van en base a la característica inherente de la estructura de SRR que por lo general produce mayor capacitancia con la relación entre la brecha y el ancho de los anillos.

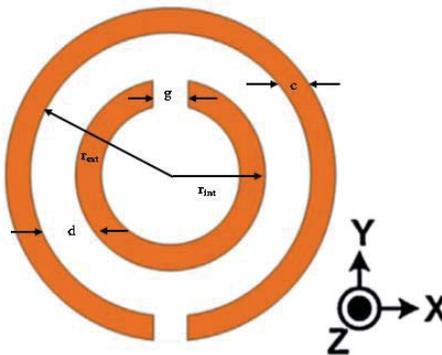


Figura 1-18: Parámetros SRR [26].

## 1.8 Aplicaciones de filtros *Microstrip*

### 1.8.1 Filtro *Microstrip* Impedancia escalonada

Se presenta un filtro realizado con una topología de Impedancia Escalonada, donde se alterna líneas de alta (ancha) y baja impedancia (estrecha), visto en la Figura 1-19. Donde las especificaciones deseadas son una frecuencia de corte de 3 [GHz], una atenuación de 20 [dB] de 4.5 [GHz], una impedancia de 50 [ $\Omega$ ], pérdidas de inserción < 1[dB] y pérdidas de retorno < -15 [dB] [7].

En el diseño del filtro se empleó líneas de alta y baja impedancia de 150 [ $\Omega$ ] y 10 [ $\Omega$ ] respectivamente. La impedancia de entrada y salida es de 50 [ $\Omega$ ]. Para el cálculo de la impedancia característica y la longitud eléctrica se utilizó la herramienta *LineCalc* presente en el programa *Advanced Design System*. Se utilizó un sustrato llamado Taconic TLX-8, con propiedades que se muestran en la tabla 1-2. Los valores finales de las impedancias, obtenidos por el programa se observan en la tabla 1-3.

En la simulación en el programa ADS, se añadieron dos tramos de línea de 50 [ $\Omega$ ] en la entrada y en la salida para soldar conectores SMA del filtro. En la Figura 1-20 se observan las respuestas en frecuencia, los parámetros de dispersión.

En la Figura 1-21 se muestra la comparación entre las medidas con un analizador vectorial de redes (VNA) Rohde & Schwarz ZVK y la simulación con el programa ADS y como se aprecia en las gráficas los respuestas en frecuencia son muy parecidas, obteniendo resultados de la implementación (ver Figura 1-22), una frecuencia de corte medida de 3.16 [GHz], una atenuación de 20[dB] de 4.56 [Hz], pérdida de inserción de <1 [dB] y una pérdida de retorno de < -15 [dB], por lo que el rango de error en la frecuencia no supera el 6% y la atenuación al 2%.

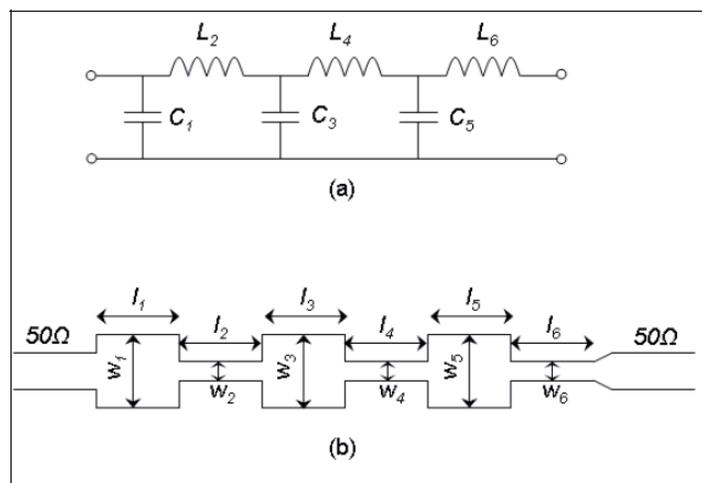


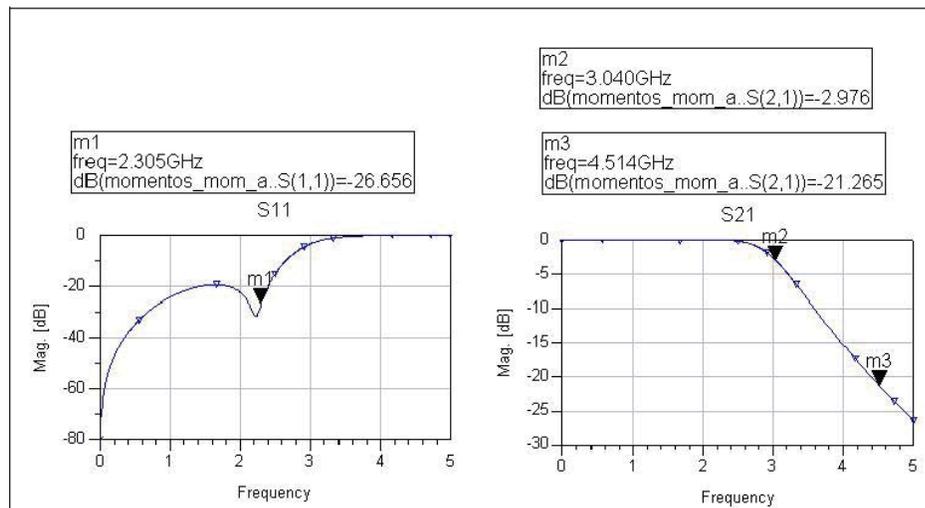
Figura 1-19: Filtro *Microstrip* de impedancia escalonada, (a) circuito equivalente, (b) *Layout* final empleando líneas *Microstrip* [7].

Tabla 1-2: Características se sustrato dieléctrico [7].

Parámetro	Medida
Grosor del sustrato (H)	0.787 [mm]
Permitividad relativa ( $\epsilon_r$ )	2.55
Permeabilidad relativa ( $\mu_r$ )	1
Conductividad del metal ( $\sigma$ )	1e306
Altura superior de la armadura (Hu)	1e30 [m]
Grosor de la capa conductora (T)	0.036 [mm]
Tangente de pérdida del dieléctrico (Tg $\delta$ )	0 (despreciable)
Aspereza de la superficie del conductor (Rough)	0 [mm] (despreciable)

Tabla 1-3: Valores de impedancia del filtro [7].

Componente	Impedancia Característica ( $Z_0$ ) [ $\Omega$ ]	Longitud Eléctrica	Ancho <i>Microstrip</i> [mm]	Longitud <i>Microstrip</i> [mm]
Línea 1	10	5.9°	16.6	1.05
Línea 2	150	27.0°	0.2	5.5
Línea 3	10	22.1°	16.2	3.9
Línea 4	150	36.9°	0.2	7.6
Línea 5	10	16.2°	16.6	2.9
Línea 6	150	9.9°	0.2	2.0

Figura 1-20: Resultado de la simulación del filtro *Microstrip* paso bajo

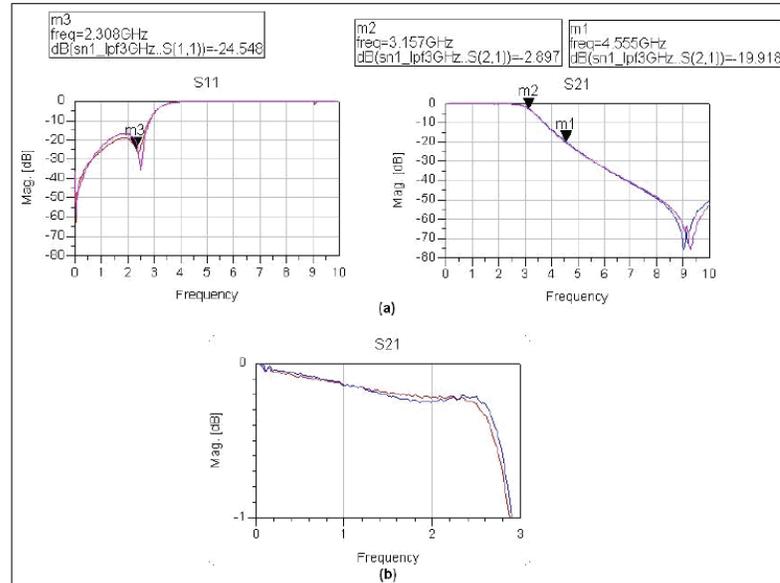


Figura 1-21: Resultado de filtro Impedancia escalonada, simulado (azul), implementado(rojo), (a) Reflexión y transmisión, (b) rizado en la banda pasante [7].

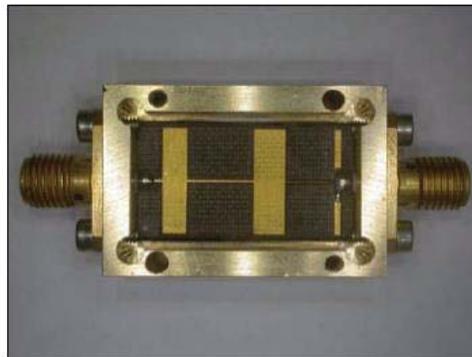


Figura 1-22: Filtro *Microstrip* de impedancia escalonada [7].

### 1.8.2 Filtro *Microstrip* Líneas acopladas

Se presenta un diseño y desarrollo de un filtro pasa banda de especificaciones 12 [GHz] de líneas acopladas, donde se requiere una banda de paso (3 [dB]) de 10.9-12.75 5 [GHz], una banda de rechazo a 20[dB] de 10-14 [GHz], una impedancia de 50 [ $\Omega$ ], pérdidas de inserción < 1.5[dB] y pérdidas de retorno < -15 [dB] [22]. Para la simulación se utilizó la herramienta “*Passive Circuit DG- Filters*” del programa ADS, donde el esquema del circuito se presenta en la Figura 1-23. El sustrato dieléctrico que se utilizó para la implementación del filtro fue Taconic TLX-8. La implementación del filtro de líneas acopladas está representada en la Figura 1-24.

En la Figura 1-25 se observan las respuestas en frecuencia, los parámetros de dispersión. Los resultados y comparación de lo simulado con la implementación, está dado por la tabla 1-4, donde se observa que los valores de las especificaciones son muy similares a los valores medidos con el VNA.

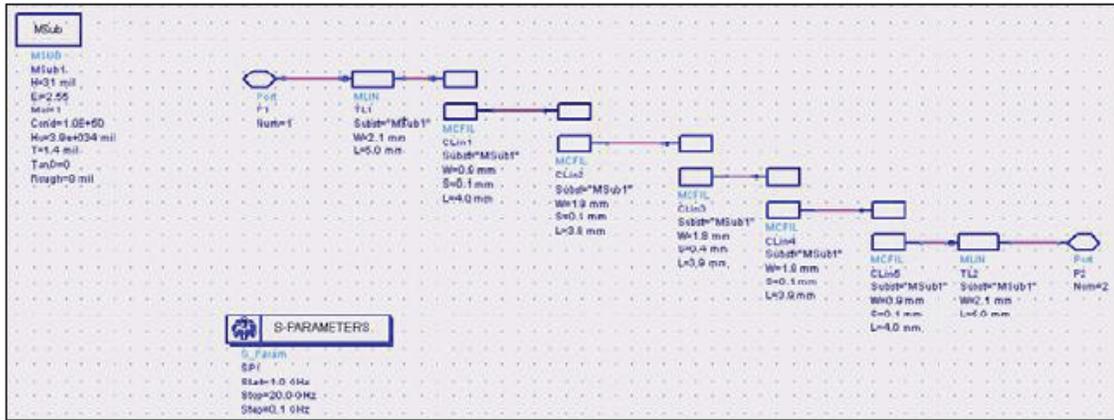


Figura 1-23: Filtro *Microstrip* de líneas acopladas, diseño ADS [7].

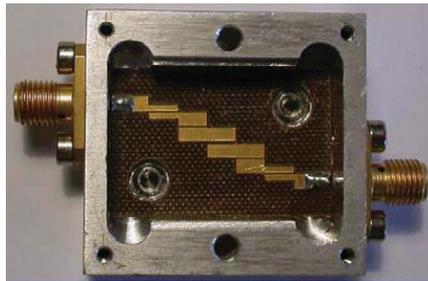


Figura 1-24: Filtro *Microstrip* de líneas acopladas [7].

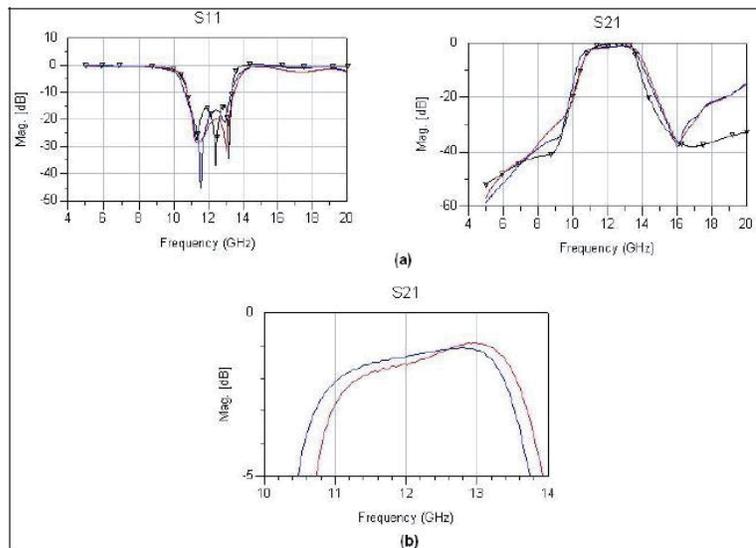


Figura 1-25: Comparación de los resultados de la medida de los filtros, simulado (azul) y medido con el analizador vectorial de redes(rojo). (a) reflexión y transmisión y (b) rizado en la banda pasante [7]

Tabla 1-4: Comparación entre los resultados de la medida y las especificaciones [7].

Parámetro	Medida	Especificaciones
Banda de paso 3 [dB]	10.8-13.5 [GHz]	10.9-12.75 [GHz]
Pérdida de inserción	<1.5 [dB]	<1.5 [dB]
Pérdida de retorno	<-15 [dB]	<-15 [dB]
Banda de rechazo a 20 [dB]	10-14.5 [GHz]	10-14 [GHz]

## 1.9 Aplicaciones de *Microstrip* con materiales textiles

Dentro de las aplicaciones con materiales textiles, se presentan distintos tipos de antenas con tecnología *Microstrip*, esto se debe a la inexistencia de literatura referente al diseño de filtros con este tipo de material.

El desarrollo de las antenas busca maximizar las ondas espaciales y evitar que la energía se concentre en ondas guiadas, esto se logra mediante la utilización de sustratos dieléctricos de mayor grosor y una permitividad menor [8]. Disminuir la permitividad proporciona un mayor ancho de banda y eficiencia de radiación, mientras aumentar el grosor del sustrato incrementa el ancho de banda, pero disminuye la eficiencia de radiación, debido a la aparición de ondas superficiales [27]. Es por ello que el tratamiento de telas facilita el propósito de la antena, ya que los textiles poseen una permitividad menor a las aplicaciones anteriormente mostradas y el grosor del dieléctrico puede ser modificado mediante la adherencia adicional de una o más telas. Sin embargo, el diseño y fabricación de un dispositivo para filtrado de señales presenta dificultades debido a las propiedades intrínsecas del material dieléctrico textil, ya que las líneas de transmisión, a diferencia de las antenas, buscan minimizar las pérdidas tratando de confinar el campo al interior del sustrato mediante ondas guiadas, para ello se utilizan materiales de permitividad relativas altas y de grosor pequeño [8]. Por lo que, hasta el momento, no se han presentado estudios del desarrollo de este dispositivo con esos materiales, por la dificultad que presenta utilizar materiales con baja permitividad.

### 1.9.1 Antena anillo anular con textiles conductores.

Se presenta un diseño, desarrollo y evaluación de una antena *Microstrip* anillo anular portátil con material textil conductor flexible para aplicaciones en WLAN [28].

En esta antena se utilizó, como material conductor, *Flectron* que es una tela compuesta de nylon de alta calidad sometido a un chapado de cobre. Este material es resistente a la rotura, puede ajustarse a cualquier forma, puede ser cortado, cosido como cualquier tela. Éste posee una resistividad superficial de  $0.1 [\Omega / \text{Sq}]$  y puede soportar temperaturas hasta los  $180^\circ\text{C}$ , con un grosor  $0.1524 [\text{mm}]$ .

El sustrato es tejido de poliéster, es una fibra fuerte y puede resistir movimientos repetitivos. Sus requerimientos son una constante dieléctrica de 1.44, un grosor de  $2.85 [\text{mm}]$  y una tangente de

pérdida del sustrato de 0.01. Donde se pide trabajar a una frecuencia de 2.4 [GHz]. El diseño de la antena se puede apreciar en la Figura 1-26.

La simulación se realizó con IE3D. Asumiendo un plano tierra infinito con el fin de reducir la difracción y efectos de dispersión en los bordes de la placa, minimizar los efectos indeseables de la superficie y para evitar lóbulos posteriores en el patrón de radiación de la antena.

Las simulaciones y mediciones se llevan a cabo sobre el rango de frecuencia de 2 [GHz] a 3 [GHz] con un tamaño de paso de frecuencia de 20 [MHz] para determinar las características de pérdida de retorno.

El tamaño del material aislante utilizado es del mismo tamaño que el plano tierra. Los trozos de la tela de poliéster se apilaron y cosieron para lograr el grosor determinado, tratando así de que no se produzca espacio de aire entre el material de tela aislante y las partes conductoras de la antena. La implementación se observa en la Figura 1-27. Para las mediciones con el filtro fabricado se utilizó un analizador de red vectorial (modelo #5071B) de *Agilent Technologies*.

En la Figura 1-28 se observa el resultado en frecuencia del filtro simulado y modelado, donde se observa que la antena resuena a una frecuencia de 2.4 [GHz], presenta un ancho de banda de -10 [dB] de pérdida de retorno de 95.8 [MHz]. Las mediciones en donde se utilizó el analizador de red tuvieron como resultado una frecuencia de 2.45 [GHz] con un ancho de banda de impedancia de 144.8 [MHz] y una pérdida de retorno de -21.1 [dB] a la frecuencia resonante. Los valores, que obtuvieron en la práctica y en la simulación, se observan en la tabla 1-5. Se observó que la utilización de *Flectron* para el diseño de la antena muestra buena concordancia entre los valores simulados y medidos, la desviación es 2.08% solamente.

La desviación de la frecuencia de resonancia medida desde la frecuencia simulada puede deberse a la imprecisión en las dimensiones del parche que puede ocurrir al cortar las telas conductoras usando tijeras. En lo que respecta al ancho de banda de la impedancia, la antena medida muestra un rendimiento superior en comparación con su contraparte modelada. El valor medido de ancho de banda de impedancia es mayor que el valor simulado, que se debe a pequeños cambios en la inductancia de la sonda ofrecida por la sonda coaxial.

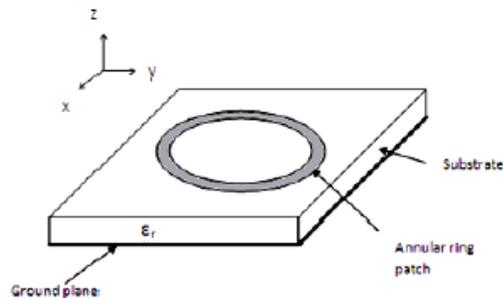


Figura 1-26: Antena *Microstrip* anillo anular [28].



Figura 1-27: Antena *Microstrip* anillo anular Prototipo [28].

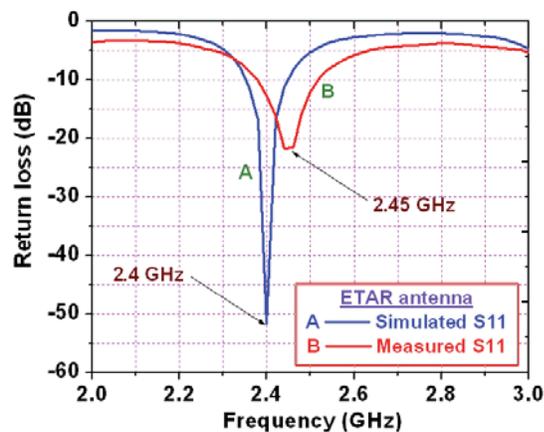


Figura 1-28: Características de pérdida de retorno de antena [28].

Tabla 1-5: Parámetros simulados y medidos [28].

Parámetros	Simulado	Medido
Frecuencia de resonancia (GHz)	2.4	2.45
Ganancia de resonancia (dBi)	-0.157	-0.774
Ancho de banda de impedancia (MHz)	95.8	144.8
Directividad (dBi)	6.23	4.57

### 1.9.2 Aplicación de antena WLAN disco circular con textiles conductores

Se presenta el diseño y estudio de características de una antena *Microstrip* de disco circular para cualquier tipo de aplicación portátil, que puede ser conformada para la integración en atuendos de vestir (ver Figura 1-29).

El material conductor es cobre y *Flectron*, es una tela de nylon plateado de cobre de alta calidad y con una resistividad superficial muy baja. La resistividad superficial del Flectron es  $0,007 [\Omega / \text{Sq}]$ . El sustrato dieléctrico es mezclilla de algodón, el cual requiere un grosor de  $2.84 [\text{mm}]$ , una

permitividad relativa de 1.67 y una tangente de pérdida de 0.03. Con una frecuencia de diseño de 2.45 [GHz].

Los resultados en frecuencia de la simulación de los dos parches con textiles se muestran en la Figura 1-30. Las simulaciones se llevan a cabo para el rango de frecuencia de 2 [GHz] a 3.0 [GHz] con un paso de frecuencia de 20 [MHz]. Las antenas WLAN de micro-banda de cobre y electro-textil resuenan a una frecuencia de 2.449 [GHz] y exhiben un buen ancho de banda de impedancia. El caso de cobre proporciona un ancho de banda de impedancia de 116.74 [MHz] (4.77%) con una pérdida de retorno de -32 [dB] a la frecuencia de resonancia. En el caso del *Flectron*, el ancho de banda de la impedancia se calcula en 113.27 [MHz] (4.62%) con una pérdida de retorno de -23.13 [dB] a la frecuencia de resonancia de 2.449 [GHz]. El ancho de banda de impedancia resultante, en cada caso, efectivo para aplicaciones WLAN. Los resultados de los dos casos son mostrados en la tabla 1-6.

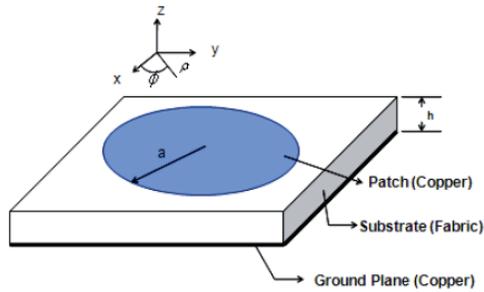


Figura 1-29: Antena de parche circular [29].

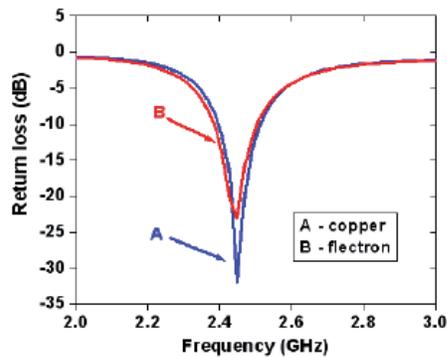


Figura 1-30: Características de pérdida de retorno de antena [29].

Tabla 1-6: Comparación de parámetros con distintos materiales conductores [29].

Parámetros	Cobre	<i>Flectron</i>
Frecuencia de resonancia	2.499 [GHz]	2.499 [GHz]
Ancho de banda de impedancia	116.74 [MHz]	113.27 [GHz]
Ganancia	5.7444 [dBi]	5.17471[dBi]
Área física	21.73 [cm <sup>2</sup> ]	21.73 [cm <sup>2</sup> ]

### 1.9.3 Antena monopolo con textiles conductores

Se presenta la estructura de una antena monopolo textil compacto, en comunicaciones inalámbricas centrada en el cuerpo. Para aplicaciones que operan en la frecuencia de 2.45 [GHz], aplicaciones industriales, vista en la Figura 1-31.

Existen tres conductores diferentes: de cobre puro de tafetán de poliéster tejido (PCPTF), ShieldIt super y Nora RS. PCPTF (*Pure copper polyester taffeta fabric*- poliéster de cobre puro de tafetán) y ShieldIt Súper son textiles conductores de *LessEMF Inc*, en la que tienen altas conductividades, es decir, resistividad superficial,  $R_s < 0,05$  [ $\Omega / \text{sq}$ ].

ShieldIt Super es un *ripstop*, textil de poliéster tejido plateada con el cobre y el níquel con un espesor, “t” de 0.17 [mm] y el peso estimado de 230 [g / m<sup>2</sup>]. El segundo textil, PCPTF, es un tejido liso textil poliéster de espesor, recubierto mediante cobre puro. Tiene un espesor, de 0.08 [mm] y el peso estimado de 80 [g/ m<sup>2</sup>]. El tercer textil, Nora RS, es un *ripstop*, tela de nylon metalizado conductor, chapada con níquel, cobre y plata y tiene un espesor, de 0.1 [mm] con un peso de 80 [g/m<sup>2</sup>]. Este tejido ha sido fabricado por Shieldex-U.S.

El sustrato dieléctrico, fieltro, tiene una permitividad dieléctrica relativa ( $\epsilon_r$ ) de 1.22, un grosor de 2 [mm] y una tangente de pérdida, ( $\text{tg } \delta$ ) de 0.016. La resistencia superficial,  $R_s$  y conductividad,  $\sigma$ , de los tejidos conductores, se presentan en la tabla 1-7.

Para la simulación y comparación de las antenas se utilizó una antena de micro-banda convencional diseñada en un sustrato FR-4 con un espesor “h” de 1.6 [mm], espesor de cobre, t, de 0.035 [mm] y permitividad del sustrato,  $\epsilon_r = 4.7$ . Esta antena se toma como referencia. La razón principal de la comparación de rendimiento entre textiles y materiales de sustrato FR-4 es demostrar que la antena textil también tiene un potencial para usarse en las aplicaciones de BCWC (*Body-Centric Wireless Communications* - Comunicaciones inalámbricas centradas en el cuerpo) en lugar de la antena impresa.

En la Figura 1-32 se observa los resultados obtenidos en la simulación. Los tres monopolos textiles produjeron valores de coeficientes de reflexión bastante similares debido a la alta similitud en términos de resistividad superficial y grosor del conductor. El monopolo textil ShieldIt Super y PCPTF obtuvo el mismo valor de coeficiente de reflexión a -19.4 [dB]. Los tres monopolos textiles exhibieron un mejor rendimiento en términos de coeficiente de reflexión en comparación con la antena monopolo convencional. En general, el monopolo de Nora RS produjo un valor de coeficiente de reflexión más alto, aproximadamente 2.7 [dB] más alto que los monopolos textiles ShieldIt Super y PCPTF y 4 [dB] más alto que el monopolo convencional ya que tiene un mayor valor de conductividad.

Los valores de ganancia y directividad, de cada tela conductora está dado por la tabla 1-8. Se ve que el monopolo de Nora RS produce entre 0.23 y 0.008 [dB] más de ganancia que los monopolos PCPTF y ShieldIt Super, pero una ganancia de 0.3 [dB] más baja que la antena monopolo convencional. Mientras tanto, todas las estructuras generaron valores de directividad simulada de más de 2 dBi. ShieldIt Super exhibió un valor de directividad más alto, alrededor de 0.034 a

0.056 [dBi] que los monopolos Nora RS y PCPTF. Se observó que los tres prototipos de antenas monopulares textiles tienen mayores valores de pérdida de retorno y directividad en comparación con un monopolo convencional.

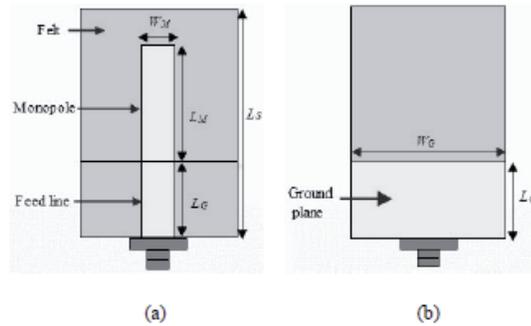


Figura 1-31: Antena monopolo textil, a) vista frontal, b) vista plano tierra [30].

Tabla 1-7: Resistencia superficial y conductividad de materiales de textiles conductores [30].

Material	Resistencia superficial ( $\Omega$ )	Conductividad (S/m)
PCPTF	0.05	$2.5 \times 10^5$
ShieldIt Súper	1	$1.96 \times 10^5$
Nora RS	0.02	$5 \times 10^5$

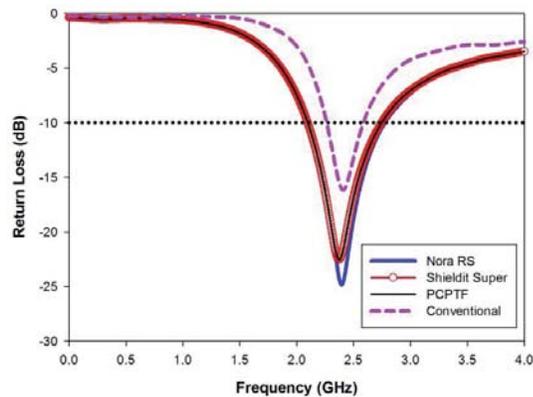


Figura 1-32: Coeficiente de reflexión simulada para todos los prototipos de monopolo con monopolo convencional [30].

Tabla 1-8: Ganancia y directividad de antena monopolo con materiales textiles conductores [30].

Material	Ganancia [dB]	Directividad [dBi]
PCPTF	3.258	2.972
ShieldIt Súper	3.273	3.006
Nora RS	3.281	2.950
Convencional	3.584	2.495

Por medio de estas aplicaciones se observa la factibilidad del uso de materiales textiles en antenas, debido a la baja permitividad y al grosor de los sustratos dieléctricos que presentan. No obstante, el diseño e implementación de filtros con tecnología *Microstrip* y materiales textiles, no presenta estudios. Siendo una razón de esto, la baja permitividad del sustrato que dificulta la eficiencia de la línea de transmisión.

## 2 Diseño y análisis de repuesta de filtro

De las aplicaciones existentes vistas en el capítulo anterior, se tomó en cuenta dos topologías, la impedancia escalonada y el anillo resonador. La impedancia escalonada, para realizar una evaluación de la factibilidad del filtro y debido a la facilidad de diseño, fue descrita en el anexo. Sin embargo, se optó por un filtro anillo resonador, debido a la innovación, el estudio y avance que ha tenido este tipo de *Microstrip* [31], [32] y [33].

Es por lo que en este capítulo se mostrará el filtro de anillo resonador con topología SRR, mediante el programa HFSS (Sistema de Estructura de Alta Frecuencia- *High Frequency Structure Sistem*), el cual es un software de alto rendimiento para el diseño, modelación y simulación de estructuras en 3D creado para altas frecuencias. Se llevará a cabo su diseño utilizando materiales textiles con sus respectivas propiedades intrínsecas. Igualmente, se analizarán los parámetros del filtro en cuestión, con las correspondientes técnicas de adaptación de éste. Previamente se mostrará una evaluación de un filtro *Microstrip* con topología de impedancia escalonada, con su respectiva respuesta en frecuencia.

### 2.1 Variación de Parámetros.

Para lograr una relación entre los distintos parámetros del *Microstrip*, es necesario realizar estudios de su comportamiento a medida que se modifican diversos factores. De esta forma se podrá desarrollar un filtro con requerimientos específicos.

En el diseño del filtro de anillo resonador (ver Figura 2-1 y 2-2), se tomó como referencia un valor de frecuencia aleatorio para poder realizar el análisis de la modificación de parámetros. Se utilizó Fieltro como sustrato, con una permitividad de 1.22 y una tangente de pérdida de 0.0016. Las dimensiones de la estructura son definidas en la tabla 2-1, donde  $l$  y  $a$ , son el largo y el ancho del sustrato,  $h$  es la altura del dieléctrico,  $w$  es el ancho de la línea conductora,  $t$  el espesor de la línea,  $h_c$  la altura de la caja resonadora,  $c$  el ancho del anillo,  $d$  la separación entre anillos,  $g$  el *gap* de acoplamiento,  $r_{ext}$  el radio externo del segundo anillo,  $r_{int}$  el radio externo del primer anillo y  $r_{acop}$  el radio externo del acoplamiento [34].

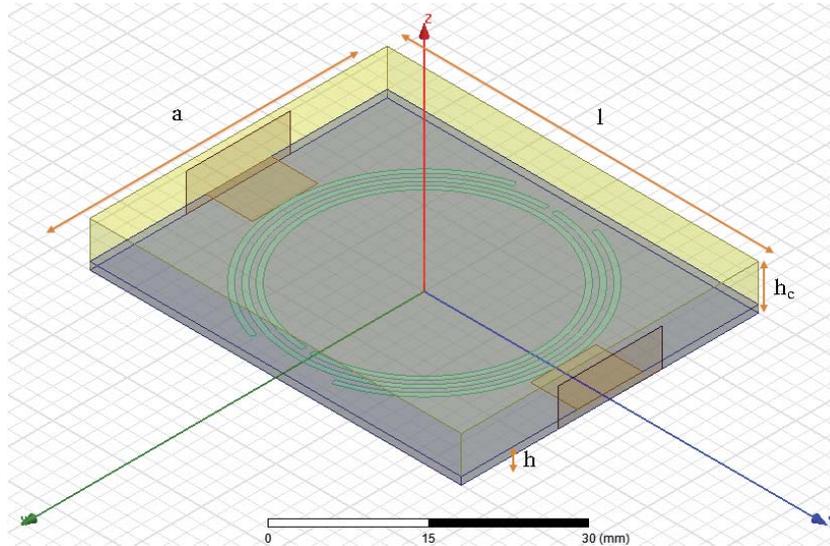


Figura 2-1: Filtro SRR. (Fuente: HFSS).

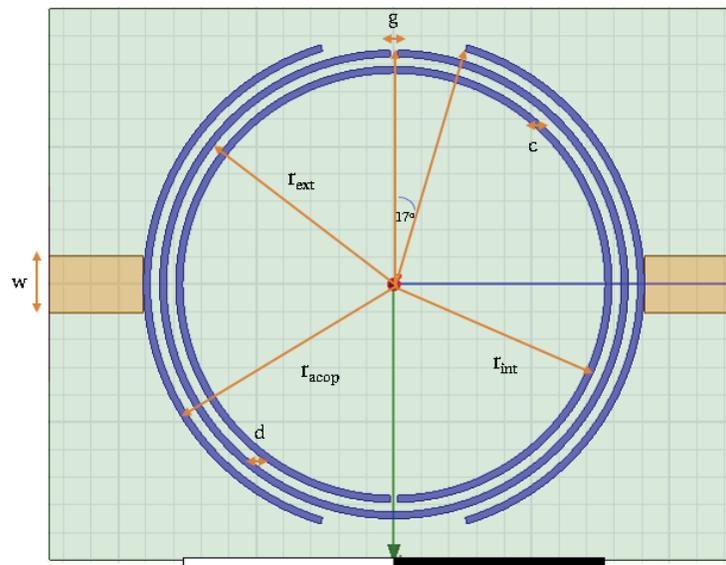


Figura 2-2: Vista superior Filtro SRR. (Fuente: HFSS).

En la Figura 2-3 se observa una frecuencia de resonancia de 1.552 [GHz]. Con un ancho de banda, medido desde la pérdida de inserción más los -3 [dB], y un valor de 16 [MHz], indicando así, un factor  $Q$  de 97, debido a la razón que existe entre la frecuencia de resonancia y el ancho de banda. Los resultados obtenidos son parte de una evaluación de radios de los anillos (radio exterior de anillo interior y radio interior de anillo exterior).

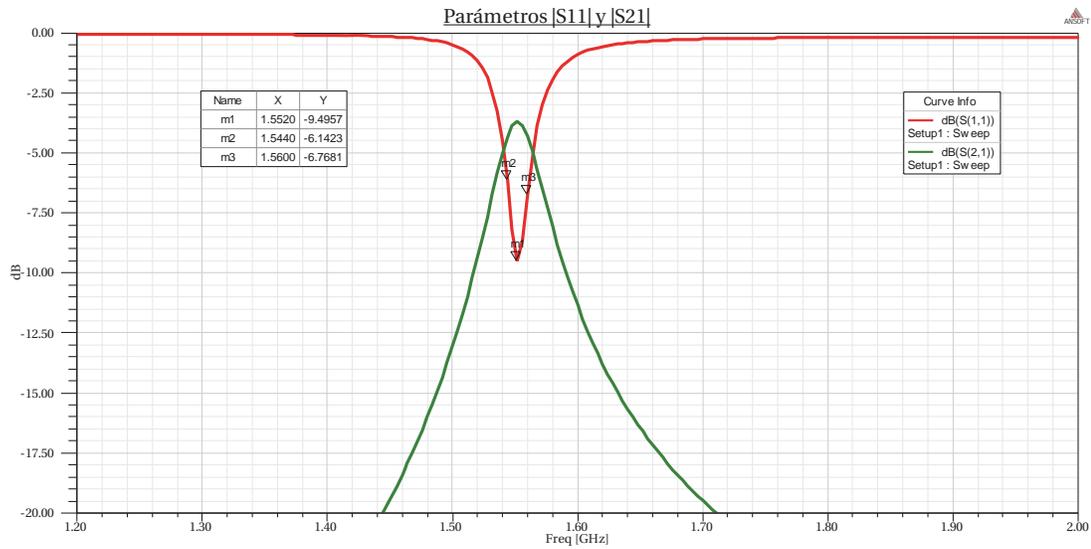


Figura 2-3: Resultado filtro de referencia. (Fuente: HFSS).

Tabla 2-1: Medidas del filtro de referencia para estudio de modificación de parámetros.

Parámetro	Medida en [mm]
L	50
A	40
H	1
W	8.8
h <sub>c</sub>	6
C	0.68
G	1
D	0.68
r <sub>ext</sub>	17.36
r <sub>int</sub>	16
r <sub>acop</sub>	18.72
θ	17°

### 2.1.1 *Gap* de acoplamiento.

En esta medición se modificó la brecha de acoplamiento de referencia en  $\pm 0.2$  [mm]. Donde los resultados se ven en las figuras 2-4 y 2-5 respectivamente. Obteniendo del filtro con brecha de 1.2 [mm] una frecuencia de resonancia es de 1.56 [GHz] con un ancho de banda de 16 [MHz], mientras en el filtro con brecha de acoplamiento de 0.8 [mm] una frecuencia de resonancia de 1.552 [GHz] con un ancho de banda de 16 [MHz].

Así se observa que al aumentar la brecha de acoplamiento la frecuencia de resonancia aumenta, no así, cuando el *gap* disminuye, ya que se mantuvo igual al valor de referencia. De esta forma, el factor de calidad del filtro incrementa a medida que la brecha de acoplamiento también lo hace.

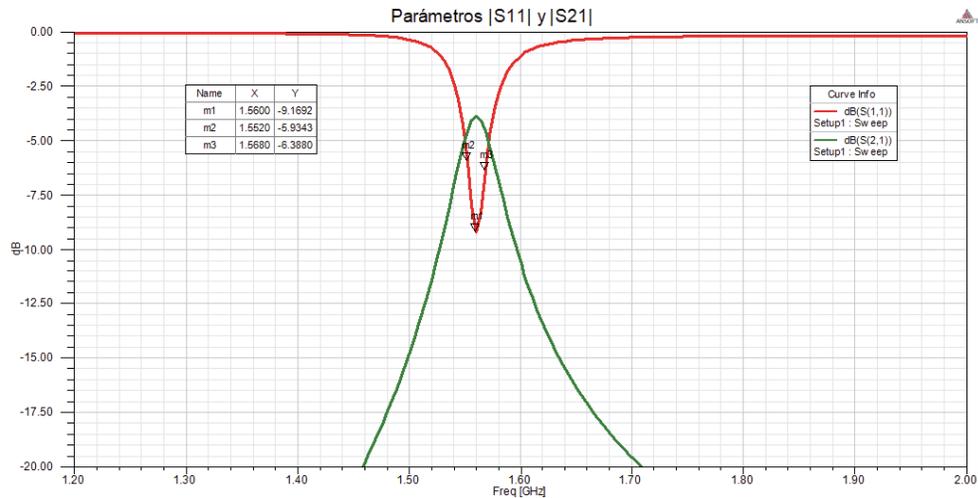


Figura 2-4: Filtro SRR con gap de acoplamiento de 1.2 [mm]. (Fuente: HFSS).

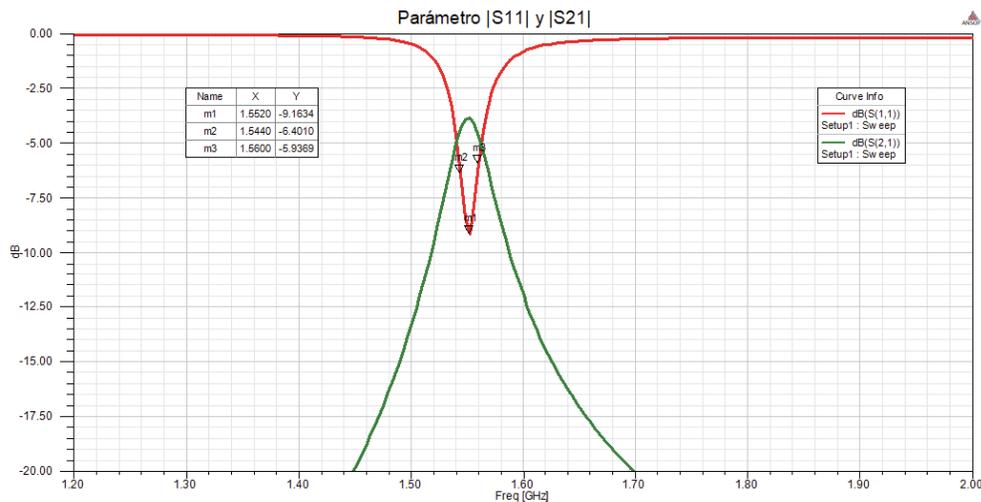


Figura 2-5: Filtro SRR con gap de acoplamiento de 0.8[mm]. (Fuente: HFSS).

### 2.1.2 Distancia entre los anillos.

Para este parámetro se modificó la distancia entre los anillos de 1 [mm] y 0.3 [mm]. Se observan los parámetros de dispersión en las figuras 2-6 y 2-7. Donde, con una distancia entre los anillos de 1 [mm], no se obtuvo un filtrado. Mientras que en el filtro de 0.3 [mm] se tuvo una frecuencia central de 1.6353 [GHz] con un ancho de banda de 70.6 [MHz].

Se analizó que a medida que aumenta la distancia entre los anillos, la respuesta de los parámetros de dispersión muestra que no existe filtrado. Cuando la distancia de los anillos disminuye la frecuencia de resonancia aumenta, de igual forma el ancho de banda. No obstante, el factor de calidad disminuye considerablemente a 23.2.

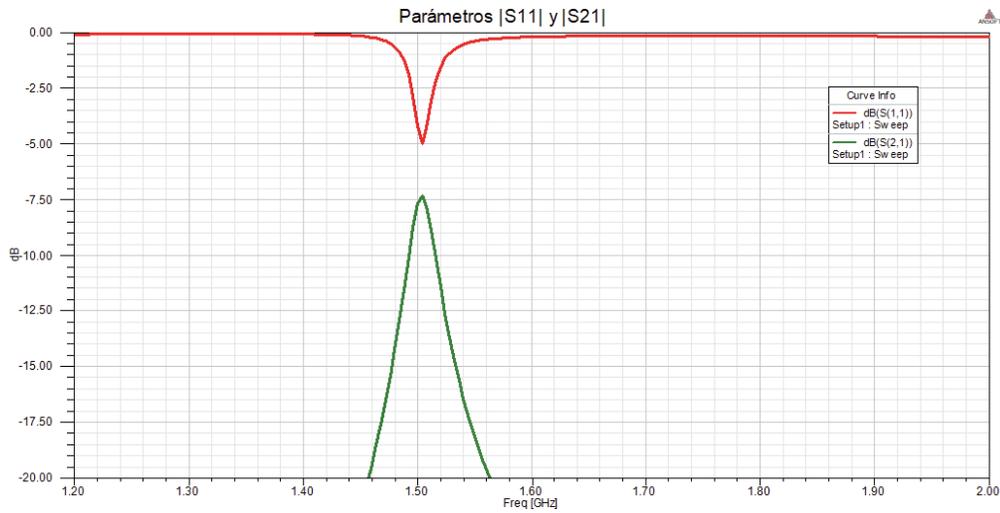


Figura 2-6: Filtro SRR con distancia entre anillos de 1 [mm]. (Fuente: HFSS).

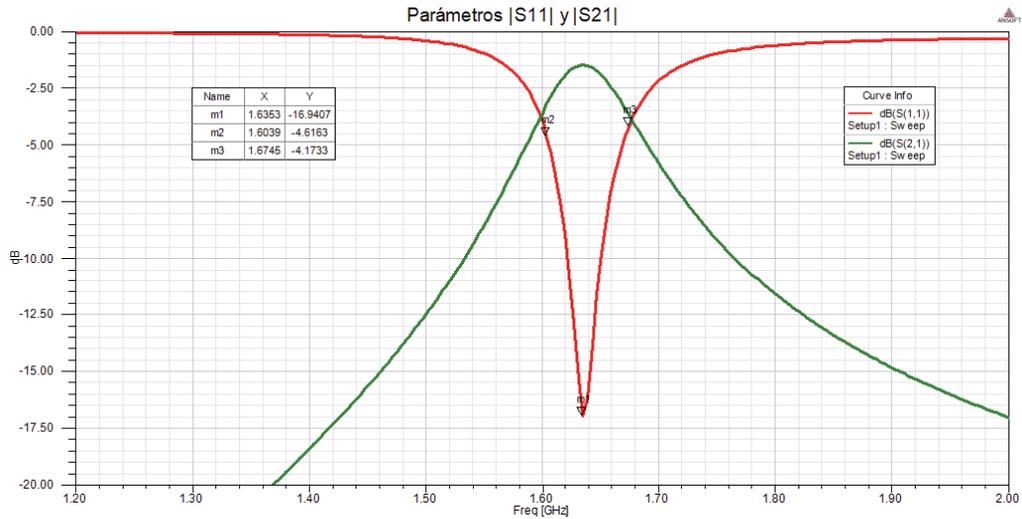


Figura 2-7: Filtro SRR con distancia entre anillos de 0.3 [mm]. (Fuente: HFSS).

### 2.1.3 Ancho de anillos.

Para la medición de estos parámetros se realizó una variación en el ancho de los anillos de 1 [mm] y 0.5 [mm], visto en la figura 2-8 y 2-9 respectivamente. Cuando el ancho del anillo es de 1 [mm] la frecuencia de resonancia es de 1.516 [GHz] con un ancho de banda de 3 [MHz] y la frecuencia central del filtro, con un ancho de anillo de 0.5 [mm], es de 1.58 [GHz] con un ancho de banda de 16 [MHz].

Se observa que cuando el ancho de los anillos aumenta, la frecuencia de resonancia disminuye, de igual manera el ancho de banda. Sin embargo, cuando el ancho del anillo disminuye la frecuencia aumenta, pero el ancho de banda se mantiene, con respecto al filtro de referencia. El factor de calidad del filtro de menor ancho de anillos aumenta a 98.5, teniendo un incremento del 1.55% respecto al filtro de referencia.

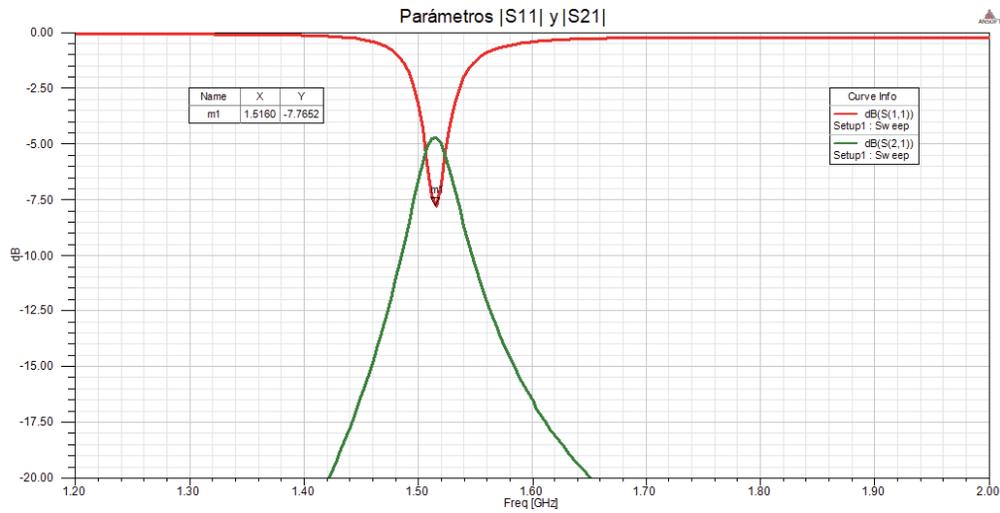


Figura 2-8: Filtro SRR con ancho de anillos de 1 [mm]. (Fuente: HFSS).

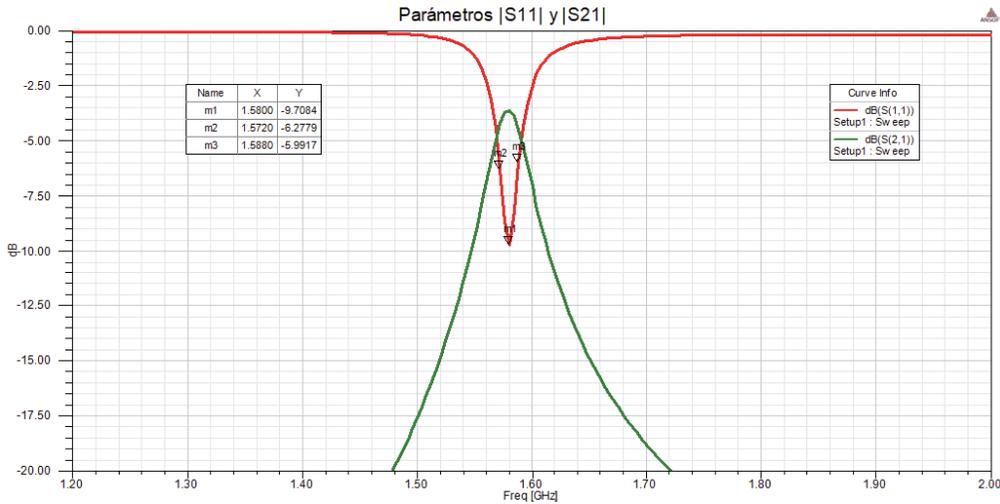


Figura 2-9: Filtro SRR con ancho de anillos de 0.5 [mm]. (Fuente: HFSS).

## 2.2 Implementación de Filtro Anillo Resonador con topología SRR.

Para el diseño del filtro se utilizó Fieltro como sustrato, con una permitividad de 1.22 y una tangente de pérdida de 0.0016. Las dimensiones de la estructura son definidas en las figura 2-10 y 2-11, donde son  $l$  y  $a$ , son el largo y el ancho del sustrato,  $h$  es la altura del dieléctrico,  $w$  es el ancho de la línea conductora,  $t$  el espesor de la línea,  $h_c$  la altura de la caja resonadora,  $c$  el ancho del anillo,  $d$  la separación entre anillos,  $g$  el *gap* de acoplamiento,  $r_{ext}$  el radio interno del segundo anillo,  $r_{int}$  el radio externo del primer anillo y  $r_{acop}$  el radio externo del acoplamiento [30].

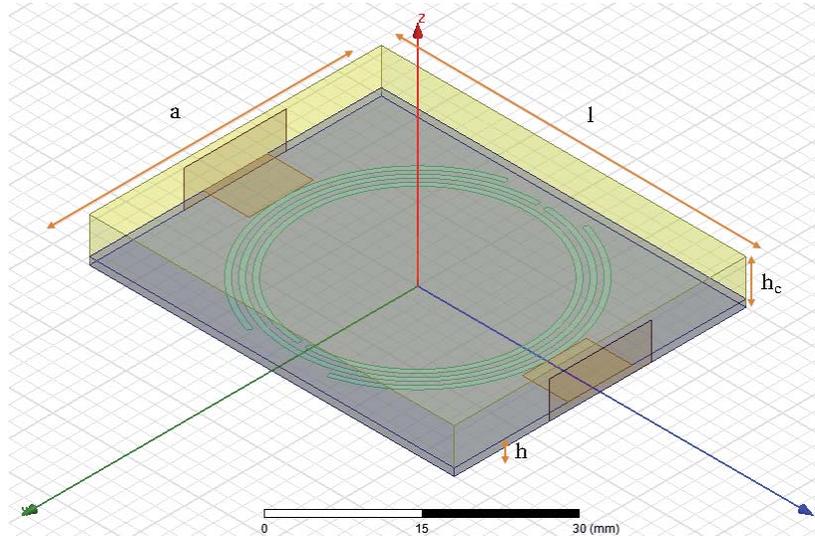


Figura 2-10: Filtro SRR. (Fuente: HFSS).

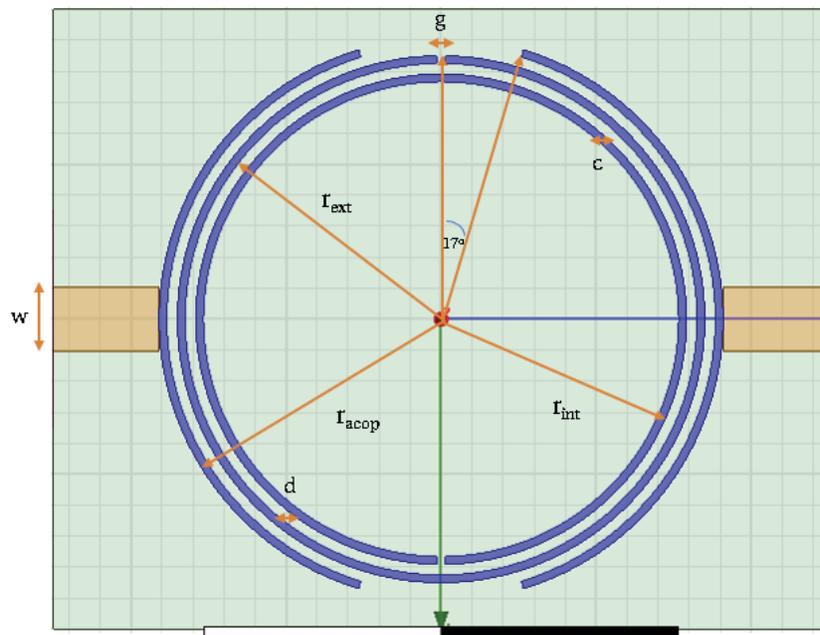


Figura 2-11: Vista superior filtro SRR. (Fuente: HFSS).

### 2.3 Casos posibles de filtros SRR.

En esta sección se presentan las diferentes respuestas de los parámetros de dispersión del filtro simulado, donde se consideró, como indicadores principales, el ancho de los anillos, la separación de los anillos y el *gap* de acoplamiento. Además, se tuvo en cuenta el ancho de la línea de transmisión, ya que con este valor se puede adaptar el filtro con una impedancia de  $50 \text{ }[\Omega]$ .

### 2.3.1 Primer caso filtro SRR.

En esta simulación se utilizaron parámetros, vistos en la tabla 2-2. En la figura 2-12 se observó la respuesta del filtro con una frecuencia de resonancia de 1.575 [GHz], una frecuencia inferior de 1.5608 [GHz] y una frecuencia superior de 1.59 [GHz], con un ancho de banda de 29.2 [MHz], una pérdida de inserción de -1.708 [dB], una pérdida de retorno de -15.286 [dB] y un factor de calidad de 53.9.

### 2.3.2 Segundo caso filtro SRR.

En esta simulación se utilizaron parámetros, vistos en la tabla 2-2. En la figura 2-13 se observó la respuesta del filtro con una frecuencia de resonancia de 1.575 [GHz], una frecuencia inferior de 1.5608 [GHz] y una frecuencia superior de 1.59 [GHz], con un ancho de banda de 29.2 [MHz], una pérdida de inserción de -1.797 [dB], una pérdida de retorno de -14.9 [dB] y un factor de calidad de 53.9.

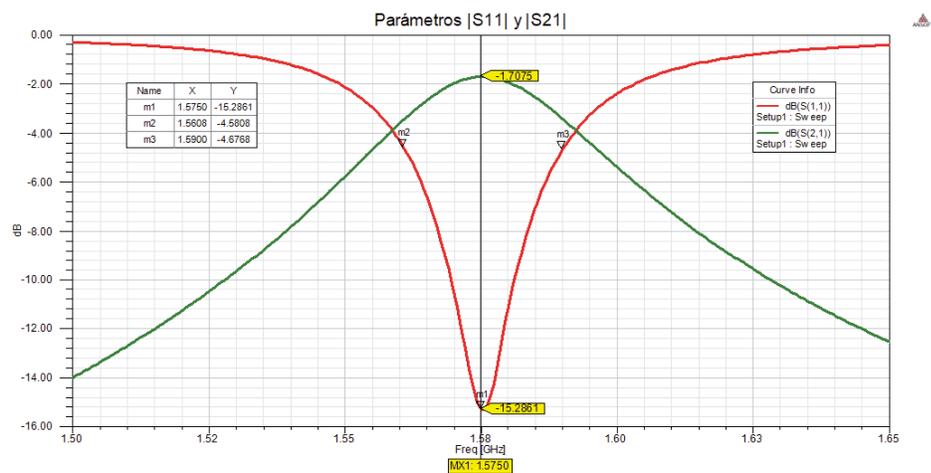


Figura 2-12:: Primer caso de Filtro SRR. (Fuente: HFSS).

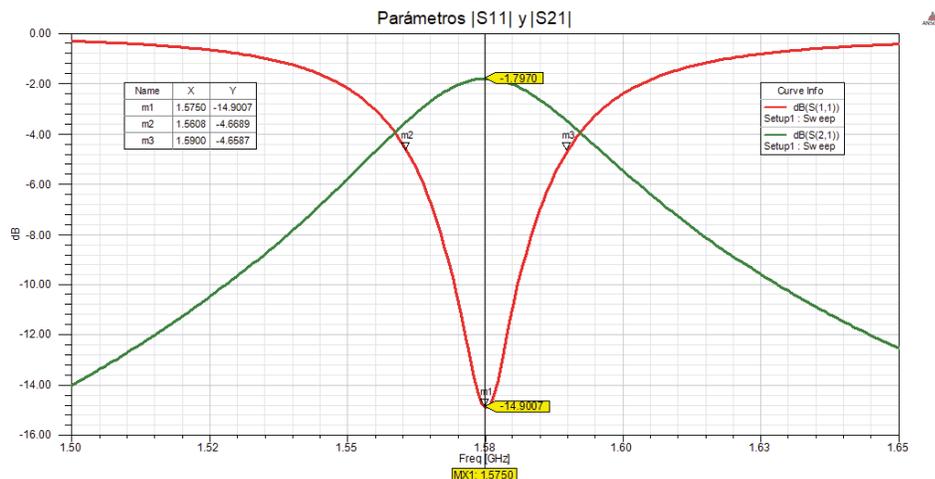


Figura 2-13: Segundo caso de Filtro SRR. (Fuente: HFSS).

Tabla 2-2: Medidas de Filtro SRR.

Parámetro	CAS0 1 Medida en [mm]	CAS0 2 Medida en [mm]	CAS0 3 Medida en [mm]
l	50	50	50
a	40	40	40
h	1	1	1
w	4.135	4.135	4.125
h <sub>c</sub>	10	10	10
c	0.68	0.75	0.5
g	1.2	1.66	1.66
d	0.68	0.68	0.8
r <sub>ext</sub>	16.68	16.75	16.75
r <sub>int</sub>	16	16.07	16.07
r <sub>acop</sub>	18.72	18.93	18.93
$\theta$	17°	17°	17°

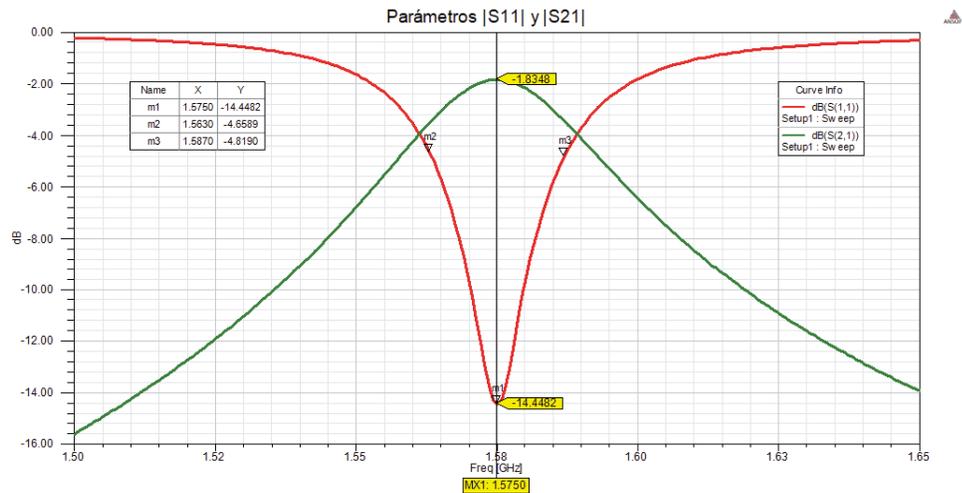


Figura 2-14: Tercer caso de Filtro SRR. (Fuente: HFSS).

### 2.3.3 Tercer caso de filtro SRR.

En esta simulación se utilizaron parámetros, vistos en la tabla 2-2. En la figura 2-14 se observó la respuesta del filtro con una frecuencia de resonancia de 1.575 [GHz], una frecuencia inferior de 1.563 [GHz] y una frecuencia superior de 1.587 [GHz], con un ancho de banda de 24 [MHz], una pérdida de inserción de -1.834 [dB], una pérdida de retorno de -14.448 [dB] y un factor de calidad de 65.63.

Finalmente, se logró comprobar que la variación de parámetros afecta de manera considerable en cada uno de los casos, ya que, al modificar la brecha de acoplamiento, la distancia entre los anillos y ancho de ellos produce distintas combinaciones para cumplir con la frecuencia de resonancia de 1.575 [GHz]. Esto se ve reflejado al momento de cambiar los valores del primer caso, aumentando el ancho de los anillos, aumentando el *gap* de acoplamiento y manteniendo la distancia entre anillos, cumple con la frecuencia requerida. De igual manera, comparado con el

primer caso, disminuyendo el ancho de los anillos, aumentando la brecha de acoplamiento y la distancia entre los anillos, satisface lo exigido.

## 2.4 Resumen Comparativo.

En la Figura 2-15 se muestran las respuestas de los coeficientes de transmisión de los tres casos con sus respectivas variaciones y en la Figura 2-16 las respuestas de los coeficientes de reflexión de los tres casos con sus correspondientes modificaciones.

Las pérdidas por transmisión, como miden la energía absorbida por la línea de transmisión en dirección de la señal, a medida que ésta sea menor, mejor será la respuesta del componente. Además, el ancho de banda a medida que el parámetro disminuye produce una mejor respuesta, ya que el factor de calidad aumenta.

Se puede observar en la figura que los tres casos, posee una frecuencia de resonancia de 1.575 [GHz]. Así también, se analizó que el filtro que posee menor pérdida de transmisión es el del primer caso con -1.70 [dB], no obstante, el filtro que posee un mayor factor de calidad es el tercer caso con un factor Q de 65.63. Como las pérdidas de transmisión están dentro del rango de los -1 [dB], se puede escoger cualquiera de los tres casos. Sin embargo, el factor de calidad mayor es el del tercer caso, siendo así, el filtro escogido para implementar.

En la tabla 2-3 se observa una comparación de resultados de las respuestas de cada filtro, considerando las frecuencias inferior y superior, el ancho de banda, las pérdidas de transmisión y retorno y el factor de calidad.

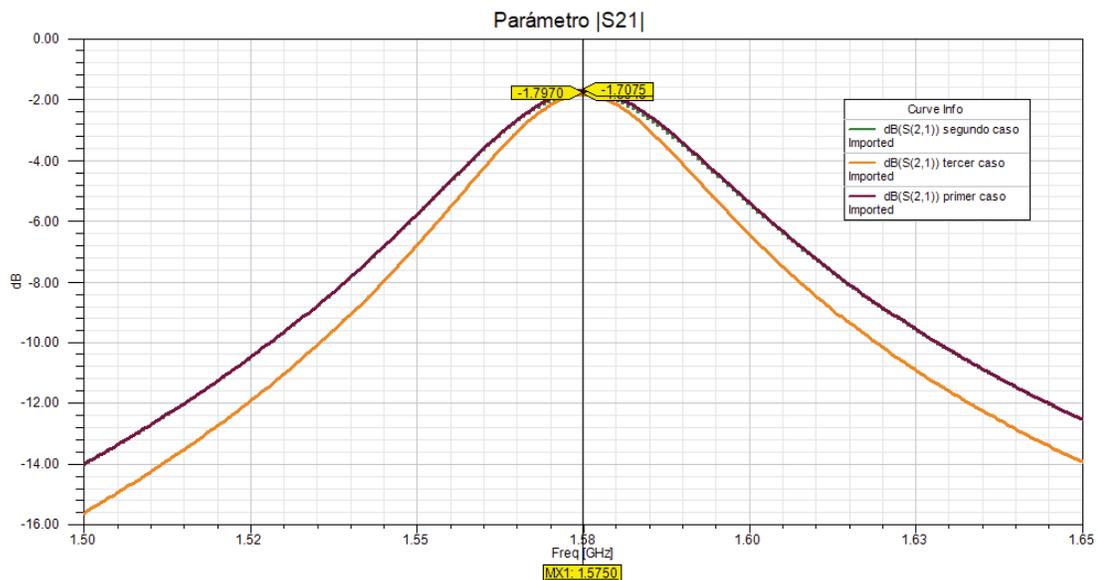


Figura 2-15: Resumen comparativo |S21|. (Fuente: HFSS).

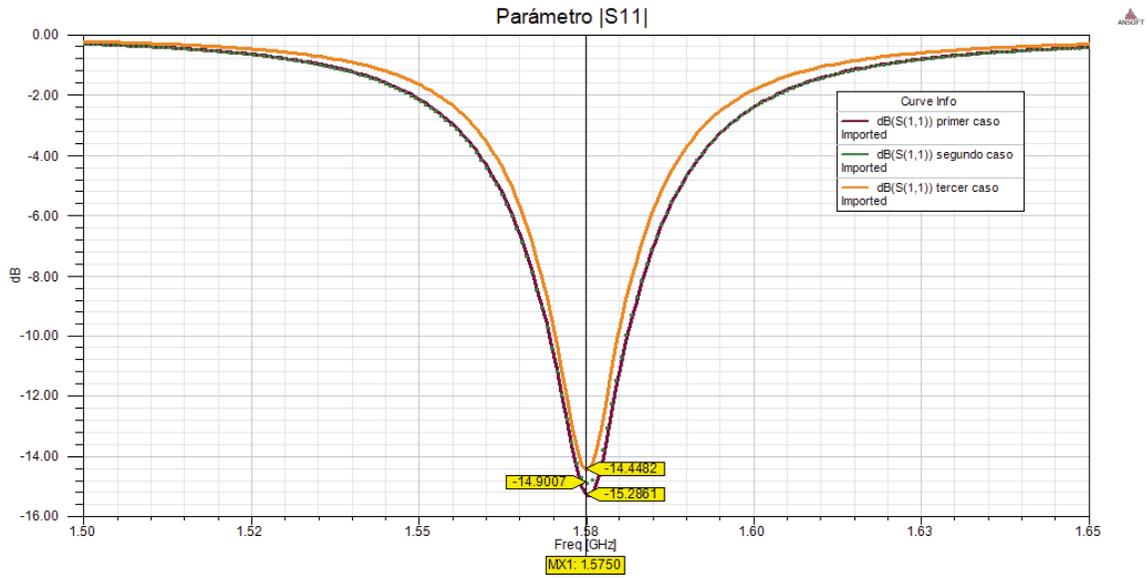


Figura 2-16: Resumen comparativo |S11|. (Fuente: HFSS).

Tabla 2-3: Resumen comparativo de parámetros de respuesta de los filtros.

Parámetros	1º Caso	2º Caso	3º Caso
Frecuencia inferior [GHz]	1.5608	1.5608	1.563
Frecuencia superior [GHz]	1.59	1.59	1.587
Ancho de banda [MHz]	29.2	29.2	24
Pérdida de transmisión [dB]	-1.70	-1.79	-1.83
Pérdida de retorno [dB]	-15.28	-14.90	-14.44
Factor de calidad	53.9	53.9	65.63

## 3 Proceso de Implementación del filtro

En esta sección se presentarán las respuestas en frecuencia de la implementación del tercer caso del filtro SRR, mostrado en el capítulo 2. Además, se mostrará la fabricación y método de construcción del filtro.

### 3.1 Fabricación de filtro SRR

En la elaboración del dispositivo se utilizó como textil dieléctrico, fieltro (Figura 3-1) y como textil conductor, Shieldex® Nora Dell (Figura 3-2) en donde la tela conductora posee un grosor de 0.130 (mm)  $\pm 10\%$ , éste es un tejido de poliamida niquelado Ni / Cu / Ag.

Para la construcción del filtro se consideró, en aspectos prácticos, una lámina de cobre para la tierra, ya que cumple la misma función de conductor. Además, el ancho de la línea de transmisión fue medida para una adaptación de impedancia de 50  $[\Omega]$ .

El método de fabricación constó, en primera instancia, en la unión de la lámina de cobre cortada con las medidas específicas, con el textil dieléctrico, esto fue cohesionado incorporando cinta doble contacto en la lámina de cobre. Posteriormente, se agregó las líneas de transmisión con topología de anillo resonador utilizando pegamento líquido adhesivo, en el fieltro. La línea de transmisión de anillo resonador fue cortada mediante láser, debido a sus dimensiones milimétricas. Finalmente, se soldó los conectores SMA hembra en los dos extremos del filtro, en la parte superior, en la línea de transmisión, mientras que, en la parte inferior, en la lámina de cobre. Se tuvo el resultado mostrado en la Figura 3-3. Donde se observa, en las líneas de transmisión, la adherencia a conectores SMA para su posterior medición.



Figura 3-1: Material Dieléctrico. Fieltro.



Figura 3-2: Material Conductor. Shieldex® Nora Dell. (Fuente: *Technical Textiles Inc., Technical Data Sheet, Shieldex® Nora Dell*).



Figura 3-3: Implementación Filtro SRR.

### 3.2 Resultado de implementación.

Para lograr la visualización de la respuesta en frecuencia, se conectó el filtro (Figura 3-3) a un VNA (*Vector Network Analyzer*- Analizador de redes vectoriales) el cual tiene como función el análisis de propiedades de redes eléctricas, tales como los parámetros de dispersión, logrando la respuesta del coeficiente de transmisión del filtro escogido visto en la Figura 3-4.

Las pérdidas de transmisión se encuentran alrededor de los -20 [dB] en la Figura 3-4, lo cual no se aproxima a las respuestas dadas en las simulaciones, presentando una pérdida mucho mayor implicando una respuesta poco óptima. Así también se observó que la frecuencia de resonancia en comparación a la de referencia (Figura 2-14), se encuentra trasladada alrededor de los 1.8 [GHz]. Por lo tanto, el filtro en cuestión no tiene el resultado esperado en comparación a las simulaciones.

Igualmente, se realizó una segunda medición que mostró el resultado de la Figura 3-5, donde se observa que actúa en una frecuencia superior a 2 [GHz] y las pérdidas de transmisión son mayores a la respuesta dada en la primera medición. Ambas respuestas no cumplen con lo esperado, ya sea por la frecuencia de resonancia como las pérdidas de transmisión.

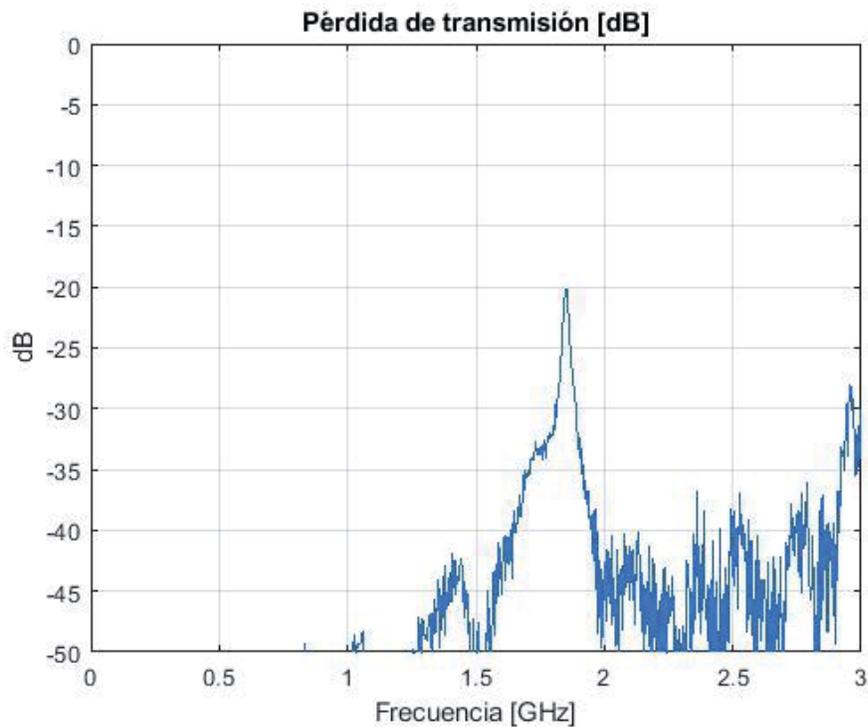


Figura 3-4: Respuesta Parámetro  $|S_{21}|$  Implementación Filtro SRR. (Fuente: Matlab).

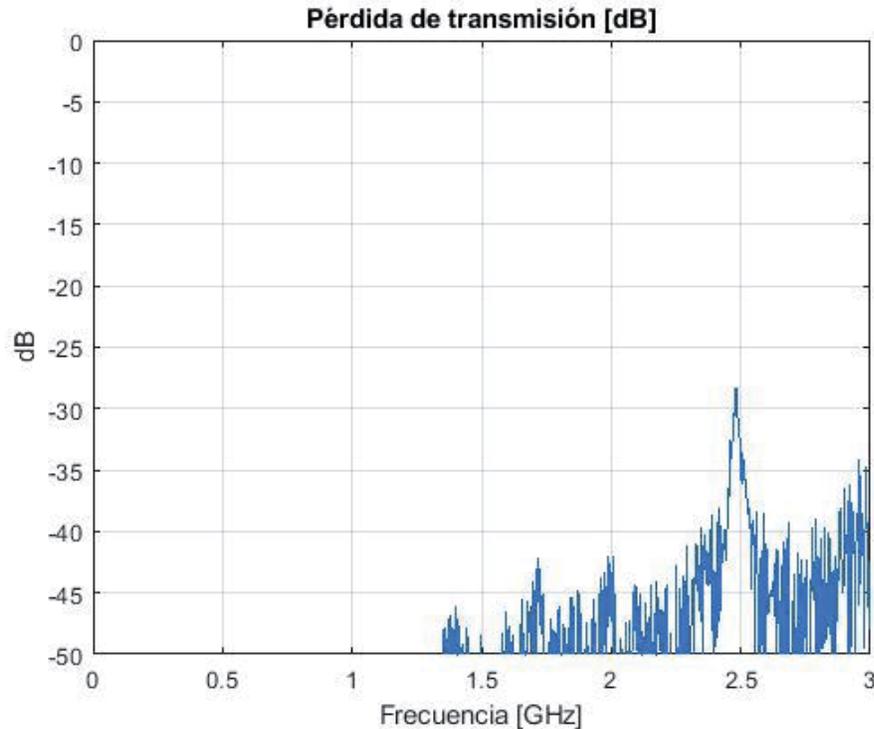


Figura 3-5: Segunda Respuesta Parámetro  $|S_{21}|$  Implementación Filtro SRR. (Fuente: Matlab).

### 3.3 Análisis del método de construcción

Para la fabricación del filtro se utilizó el método de corte por láser, para el textil conductor. Se usó esta forma debido a que los anillos del filtro *Split Ring Resonator* poseen medidas milimétricas, por lo que el cortar la tela de forma práctica y sencilla es poco precisa, sin embargo, el láser quema la tela y aunque las dimensiones sean correctas, la tela queda frágil. También el que el ancho de los anillos sea de esas dimensiones, provoca que exista una posibilidad de que la tela se rompa sólo al contacto.

Al momento de colocar los anillos en el textil dieléctrico, se utilizaron distintos tipos de pegamentos líquidos, de distintas adherencias, esto provocó, en algunos casos, (Ver figura 3-6) la rigidez en las telas conductoras y de esta forma aumentó la posibilidad de romper la tela.

Debido a la complejidad de adhesión de los anillos al material dieléctrico, es que el colocar de forma precisa cada fracción de tela en el lugar que corresponde, de forma más rudimentaria, es inviable.

Cuando el textil conductor fue pegado en el textil dieléctrico, por lo anteriormente mencionado, se produjo irregularidades en la unión de ambas telas, dejando sectores sin cohesionar, como lo es el caso de la línea de transmisión y el anillo para mejorar el acoplamiento. Es por lo que se intentó unir las telas mediante soldadura, al igual que fracciones provocadas por el tacto de la

tela. No obstante, se produjo la desintegración de la tela en los sectores que poseían deterioro por el corte por láser, mientras que en los sectores que la tela no tuvo daños, soldó de mejor forma, como se pudo observar en la Figura 3-7.

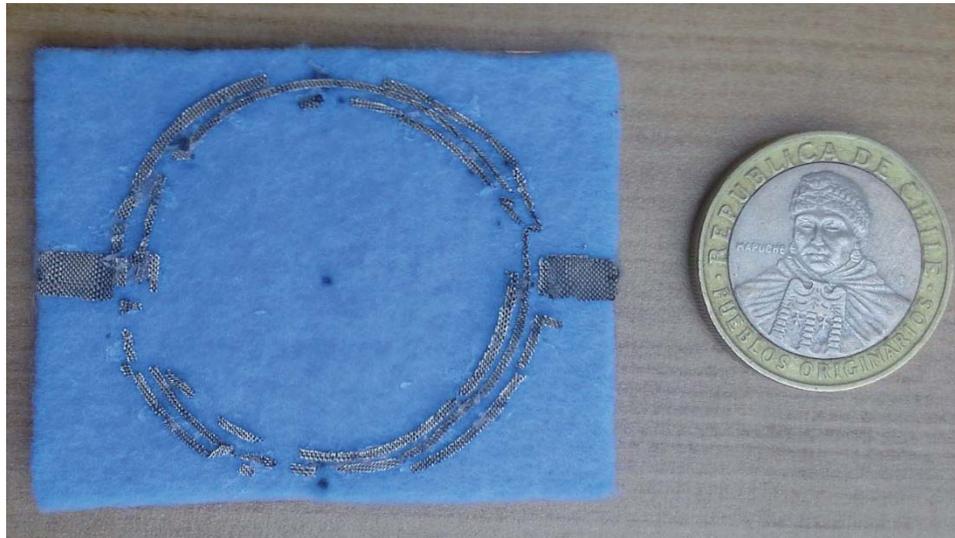


Figura 3-6: Textil conductor adherido a textil dieléctrico.



Figura 3-7: Efecto de soldadura en textil conductor.

## Discusión y conclusiones

En el planteamiento del proyecto, uno de los desafíos presentes fue que el diseño de un filtro de radiofrecuencia con materiales textiles no tiene precedente, por lo que validar el funcionamiento correcto del dispositivo era inexistente. Sin embargo, los estudios hechos para la fabricación de antenas textiles, facilitó el poder encontrar un factor común o una relación entre un filtro y la antena misma, lo cual se dio por el análisis de la permitividad del material a utilizar con el grosor del dieléctrico.

Para trabajar con textiles una de las soluciones más factibles, respaldadas por estudios y ejemplificándolo con el mismo proyecto, son las líneas de transmisión, donde una de las tecnologías más utilizadas es el *Microstrip*. A pesar de que la Microcinta es estudiada y trabajada desde los años 50, la innovación en el uso de materiales con distintas propiedades ha mantenido vigente su utilización, ya que también está posee una fácil accesibilidad y bajo importe de fabricación.

Al analizar los diversos comportamientos y respuestas de los parámetros de dispersión de las simulaciones del filtro, se pudo observar que el *gap* de acoplamiento al ser aumentado, la frecuencia de resonancia incrementa, así también, el factor de calidad y cuando éste disminuyó, conservó la misma frecuencia de resonancia que el filtro referente y el mismo ancho de banda

La distancia entre los anillos a medida que se aumenta, el filtro va dejando de cumplir su función y cuando disminuye, incrementa la frecuencia de resonancia al igual que el ancho de banda, de esta forma el factor de calidad disminuye con respecto al filtro de referencia.

El ancho de los anillos a medida que aumenta, el factor de calidad también incrementa, no así, el ancho de banda que disminuye. Cuando el ancho del anillo disminuye el ancho de banda se mantiene con respecto al de referencia y la frecuencia de resonancia aumenta.

Debido a que para el diseño de un filtro requiere de una permitividad relativamente alta (entre 2 y 10) y un sustrato delgado (en [mm]) es que es de gran importancia el estudio y aplicación paramétrica para el diseño del filtro con esta topología, ya que el objetivo de este diseño es implementar los materiales textiles los cuales poseen una permitividad baja, como es en el ejemplo desarrollado. que se utilizó el material de Fieltro que posee una constante dieléctrica de

1.22 y de igual forma con la tangente de pérdida, porque en muchos materiales este valor es del orden de los  $10^{-2}$ , lo que produce que no sea un filtro con un buen comportamiento.

La modificación del ancho de la línea de transmisión colaboró en la adaptación de la impedancia a 50  $[\Omega]$ , por lo que a medida que el ancho de la línea iba disminuyendo el valor de la impedancia iba aumentando.

En los filtros, anteriormente diseñados, se corroboró que la variación de ciertos patrones va modificando la respuesta del filtro, demostrado en la respuesta de los parámetros de dispersión. Estos son el *gap* de acoplamiento, el ancho de los anillos y la separación entre ellos.

Se estableció que a medida que la brecha de acoplamiento aumenta, la frecuencia de resonancia lo hace también, no así, el ancho de banda, que actúa de forma inversa. El ancho de los anillos al incrementar, tanto la frecuencia de resonancia como el ancho de banda disminuyen. Así también, cuando la separación entre los anillos va disminuyendo, la frecuencia de resonancia y ancho de banda aumenta. Además, se observó una mejor respuesta en el tercer caso de filtro diseñado, debido a que posee mejor eficiencia que los otros filtros.

En la implementación del filtro, no se obtuvo una respuesta esperada, debido a que el filtro no actuó como tal, no se asemejó a lo presentado en simulaciones. Las razones de que esto no ocurriera son la precisión que se necesita en su construcción, el diseño posee una precisión que visto por simulaciones anteriores, la variación mínima de uno de sus parámetros afecta en su respuesta, modificando las pérdidas de transmisión, la frecuencia de resonancia, el ancho de banda, de esta manera afectando en su eficiencia.

Factores de la fabricación, tales como el método de corte del textil conductor, la adhesión de la tela conductora al sustrato dieléctrico, afectan en el comportamiento del dispositivo.

El procedimiento utilizado para seccionar la tela conductora resultó ser contraproducente, porque varía la consistencia del material, modificando el grosor que se desea y ocasionando la fragmentación del textil. Por causa de este factor es que se aplicó un método para unir los conductores, el cual no produjo mejoras, ya que la tela resultó dañada, esto también debido a la rigidez de la tela que aumenta al momento de incluir pegamento en el sustrato dieléctrico.

Al ser un trabajo de construcción minuciosa, las separaciones producen que no sea el acoplamiento necesario para que el filtro funcione de forma óptima, así mismo con las uniones, en el caso de la línea de transmisión con el anillo que mejora el acoplamiento del filtro SRR, al no estar cohesionado de forma correcta, perjudica la transmisión de la señal en el filtro.

Como el filtro fue construido de forma rudimentaria, es que es relevante el método de construcción del dispositivo, ya que las medidas tomadas en el diseño con las propiedades intrínsecas de los materiales conductores y dieléctricos fueron correctas. Sin embargo, al implementar no tuvo las mismas consecuencias en la respuesta de frecuencias.

El corte como la adhesión de los materiales, por lo mencionado anteriormente, son primordiales para la precisión en la elaboración, ya que la variación mínima de algún indicador transforma la respuesta del filtro.

Por ello, para realizar más evaluaciones se sugiere, para posteriores estudios, la realización de estos filtros con hilos conductores, para la fabricación del anillo resonador. Como fue mencionado en este proyecto, los textiles están compuestos de estos hilos que pueden ser hechos de plata, de níquel, de cobre o híbridos, que cumplirían la misma función, pero es necesario la evaluación del bordado del anillo resonador. Para llevarlo a cabo pueden ser consultados los diseños de los filtros en Brodery, Bordados industriales, Eleuterio Ramírez N°457, Valparaíso, o DARSALIM Olivos 673-B Recoleta, Santiago.

# Bibliografía

- [1] D. D. LCC, «Tech Trends 2018, The symphonic enterprise,» Deloitte Consulting LLP, Oakland, 2018.
- [2] J. Bava y A. Sanz, Técnicas de diseño de Amplificadores de Microondas, Buenos Aires: Hispano Americana, 1999.
- [3] J. Martín, «Los tejidos inteligentes y el desarrollo tecnológico de la industria textil,» Madrid, Asociación Nacional de Peritos Industriales, 2007, pp. 38-45.
- [4] G. Spinks, P. Teasdale, G. Wallace y L. Kane-Maguire, Conductive Electroactive Polymers: Intelligent Polymer Systems, Florida: CRC Press, 2008.
- [5] A. K. I. Hunter, «Miniature Microwave Filters Using High Permittivity Ceramics,» de *Technologies for Wireless Applications Digest*, Vancouver, BC, Canada, 1995.
- [6] J.-K. Xiao, Q.-X. Chu y H.-F. Huang, «New wideband microwave bandpass filter using single triangular patch resonator with low permittivity substrate,» de *2008 11th IEEE Singapore International Conference on Communication Systems*, Guangzhou, China, 2008.
- [7] D. Cordobés, J. L. Pérez, J. L. Fernández, J. Abad y G. Martínez, «Diseño de filtros en tecnología Microstrip,» OAN, 2007.
- [8] M. Ferrando y A. Valero, «Antenas, Aperturas en planos de masa,» Valencia España, 2004.
- [9] D. Pozar, Microwave Engineering, Hoboken, Nueva Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 4ª Ed, 2005.
- [10] A. Toro, «Estudio exploratorio de carácter bibliográfico sobre los conceptos fundamentales y comunes a los métodos de análisis de tecnología Microstrip,» 2000.

- [11] J. Hernández, Teoría de líneas de transmisión e ingeniería de MICROONDAS, Baja California, México: Tomás Di Bella , 1999.
- [12] C. Saavedra, «Microstrip ring resonator using quarter-wave couplers,» *Electronics Letters*, vol. 37, nº 11, pp. 694-695, 2001.
- [13] Y. Ouyang y W. Chappell, «High Frequency Properties of Electro-Textiles for Wearable Antenna Applications,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* , vol. 56, nº 02, pp. 381-389, 2008.
- [14] J.-S. Hong y M. Lancaster, Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, Hoboken, Nueva Jersey: John Wiley & Sons, Inc. , 2001.
- [15] L. Matthaei y E. Jones, Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures, Massachusetts: Artech House, 1ª Ed. , 1980.
- [16] K. Chang y L.-H. Hsieh, Microwave Ring Circuits and Related Structures, Hoboken, Nueva Jersey: John Wiley & Sons, Inc. , 2004.
- [17] T. Salazar, «Análisis y modelado para el diseño de un filtro de microondas con resonadores metamateriales en cascada,» México D.F., 2014.
- [18] J. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. Sillero, F. Falcone, T. Lopetegui, M. Laso, J. García-García, I. Gil, M. Portillo y M. Sorolla, «Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, nº 04, pp. 1451-1461, 2005.
- [19] A. Gunjal, S. Gagare y R. Labade, «Bandwidth enhancement in band pass filter (BPF) using microstrip couple lines for WLAN (2.4GHZ) applications,» de *2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*, Chennai, India, 2016.
- [20] R. M. F. Medina y R. Raffi-El-Idrissi, «Role on bianisotropy in negative permeability and left-handed metamateriales,» *PHYSICAL REVIEW B*, vol. 65, 2002.
- [21] G. Gopalakrishnan y K. Chang, «Novel excitation schemes for the microstrip ring resonator with lower insertion loss,» *Electronics Letters* , vol. 30, nº 02, pp. 148-149, 1994.
- [22] Z. Sayeed, B. Sajal, B. Braaten y V. Marinov, «A Microstrip Patch Antenna Manufactured with Flexible Graphene- Based Conducting Material,» de *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Vancouver, BC, Canada , 2015.

- [23] J. Hong y M. Lancaster, «Bandpass characteristics of new dual-mode microstrip square loop resonators,» *Electronics Letters* , vol. 31, nº 11, pp. 891-892, 1995.
- [24] J. Park y J. Lee, «A new enhanced coupling structure of microstrip ring resonator with two coupled lines and a slit,» de *1998 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Baltimore, MD. , 1998.
- [25] W. C. Jung, H. J. Park y J. C. Lee, «Microstrip ring bandpass filters with new interdigital side-coupling structure,» de *Microwave Conference*, Asia Pacific, Singapore., 1999.
- [26] D. Jian, Y. Huang, T. Huang, R. Xu y Z. Shao, «Implementation of a compact microstrip power divider using novel split ring resonator,» *Optik- Int. J. Light Electron Opt.*, 2015.
- [27] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analisis and Design*, Estados Unidos: John Wiley & Sons, Inc. , 2004.
- [28] S. Sankaralingam, S. Dhar, S. Chakraborty y B. Gupta, «Annular Ring Microstrip Antenna Body-worn Applications,» de *2010 Annual IEEE India Conference (INDICON)*, Kolkata, India, 2010.
- [29] S. Sankaralingam y B. Gupta, «A Circular Disk Microstrip WLAN Antenna for Wearable Applications,» de *2009 Annual IEEE India Conference* , Gujarat, India , 2009.
- [30] H. A. Rahim, M. F. A. Malek, I. Adam, K. M. Juni y M. I. M. Saleh, «Basic characteristics of a textile monopole antenna for body-centric wireless communications,» de *2012 IEEE Symposium on Wireless Technology and Applications (ISWTA)*, Bandung, Indonesia, 2012.
- [31] Y. Xie, Y. Li, Y. Liu, H. Zhang y Q. Wen, «The design of a terahertz metamaterial absorber basing on LTCC technology,» de *2009 International Conference on Electronic Packaging Technology & High Density Packaging* , Beijing, China, 2009.
- [32] I. Gil, R. Fernández, J. Gago y J. Balcells, «Multiband EMI filter based on metamaterials,» *IEICE Electronic Express*, vol. 07, nº 09, pp. 563-568, 2010.
- [33] L. H. Hsieh y K. Chang, «Equivalent lumped elements G, L, C, and unloaded Q's of closed- and open-loop ring resonators,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, nº 2, pp. 453-460, 2002.
- [34] A. Munir, «Development of dual-band microstrip bandpass filter based on split ring resonator,» de *2016 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, Cairns, QLD, Australia, 2016.

# A Apéndice A: *Stepped Impedance*

Se realizó un estudio breve del comportamiento de un filtro Microstrip con una topología de impedancia escalonada (*Stepped Impedance*) utilizando materiales textiles conductores y dieléctricos.

## A.1 Diseño filtro Impedancia Escalonada

Es un filtro pasa bajo donde se utilizó la topología del filtro Butterworth. Las dimensiones del sustrato son de 24.2 [mm] de largo, 15 [mm] de ancho y un grosor de 2 [mm]. Además, posee una permitividad de 1.22 y una tangente de pérdida de 0.0016. Mientras el material textil conductor utilizado es ShiledIt Super, el cual posee una conductividad de  $1.96 \times 10^5$  S/m, una resistencia superficial de  $1 \Omega$  y un grosor de 0.17 [mm]. La simulación del filtro se muestra en la figura A-1.

En la figura A-2 se observó los parámetros de la línea de Microstrip [6], donde las dimensiones de cada sección son las dimensiones finales del filtro, estas son  $W7= 2.2$  [mm],  $L7= 1.1$  [mm],  $W1= 12.1$  [mm],  $L1= 0.8$  [mm],  $W2= 0.2$  [mm],  $L2= 5.6$  [mm],  $W3= 12.1$  [mm],  $L3= 3.7$  [mm],  $W4= 0.4$  [mm],  $L4= 7.6$  [mm],  $W5= 12.1$  [mm],  $L5= 2.9$  [mm],  $W6= 0.4$  [mm],  $L6= 1.4$  [mm],  $W9= 2.2$  [mm],  $L9= 1.1$  [mm]. La respuesta del filtro mediante simulación es dada por la figura A-3, donde se observa la atenuación del filtro pasa bajo en 4.6 GHz.

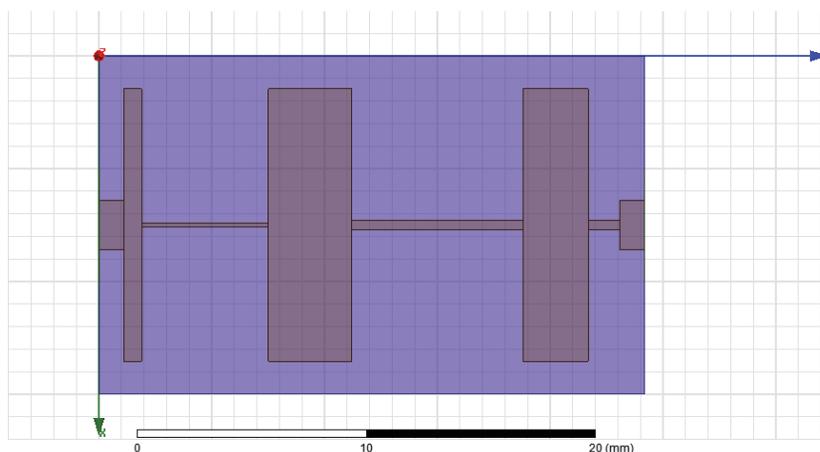


Figura A-1: Simulación filtro impedancia escalonada. (Fuente: HFSS).

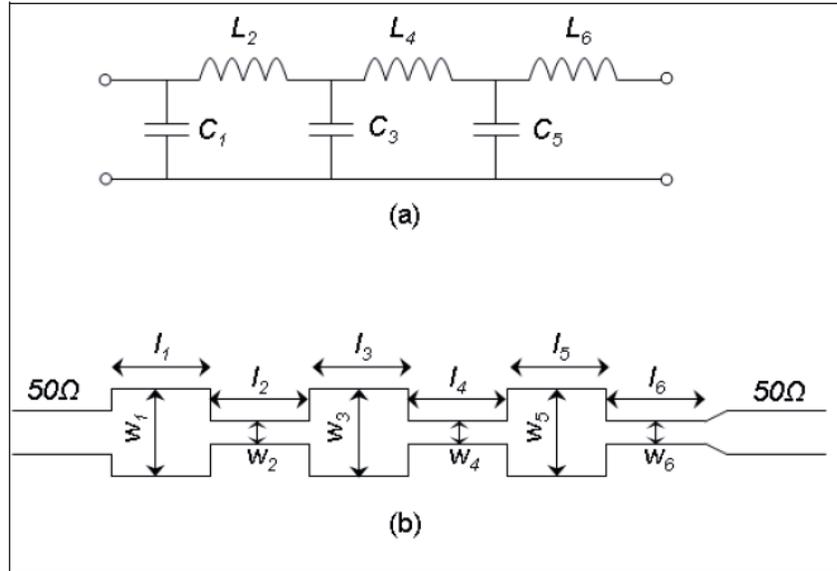


Figura A-2: (a) Circuito asociado a filtro pasa bajo de impedancia escalonada, (b) parámetros empleados en el diseño de la línea de *Microstrip*. (Fuente: D.M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4ª Ed., *University of Massachusetts at Amherst*, 2002.)

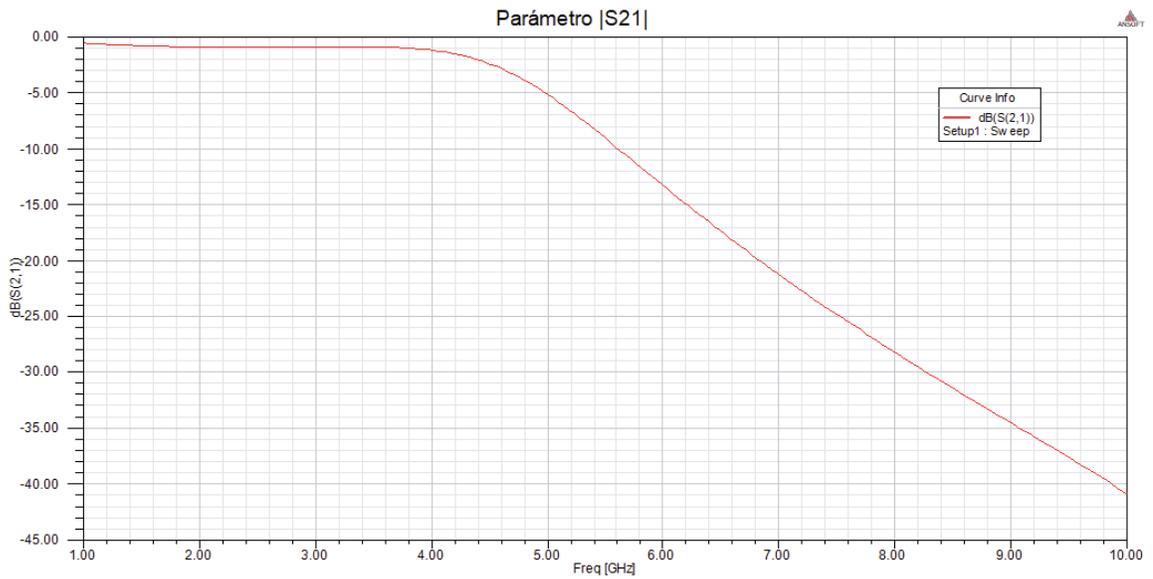


Figura A-3: Gráfica de respuesta de filtro, coeficiente de transmisión  $S_{21}$ . (Fuente: HFSS).

# B Apéndice B: Tela conductora

## B.1 Material textil conductor Nora Dell

Se presenta la ficha técnica del material textil conductor que se utilizó en la evaluación de implementación del filtro *Microstrip* anillo resonador con topología SRR.

visit: [www.statex.de](http://www.statex.de) — contact: [info@statex.de](mailto:info@statex.de)

**Technical Data Sheet**

Ag Ni  
Sn Cu

Shieldex®  
produced by  
statex

---

**Shieldex® Nora Dell**  
No.: 1401101S80

**Purpose**  
Conductive woven fabric: for general use (outside skin for EMI/RFI fabric over foam gaskets, shielding material for laminated flat I/O shielding panels, base material for EMI/RFI garments, EMI/RFI cable shielding)

**Description**  
Ni/Cu/Ag plated polyamide fabric (RS)

**Raw material**  
Parachute silk (polyamide ripstop fabric)

**Surface resistivity**  
Average 0.009 Ohms/□

**Shielding effectiveness**  
Average up to 100 db from 30Mhz to 10Ghz

**Temperature range**  
-30°C to 90°C

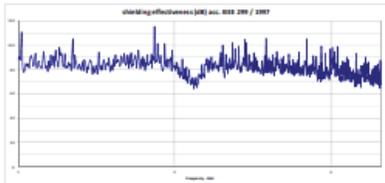
**Total thickness**  
abt. 0.130mm ± 10%

**Weight**  
95g/m<sup>2</sup> ± 10%

**Roll width**  
130cm ± 3%

**Roll length**  
Average 200m

**Compliance and Certification**  
RoHS  
REACH



Alterations Reserved  
26.04.13/03

---

**statex**®  
PRODUKTIONS + VERTRIEBS GMBH  
Kleiner Ort 11 - 28357 Bremen / Germany  
Tel: +49 421 27 50 47 - Fax: +49 421 27 36 43  
info@statex.de - www.statex.de

Figura B-1: Ficha técnica de tela conductora. (Fuente: <https://www.statex.de>).