



**BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA**

**FACULTAD DE CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA**

**SISTEMA ANTENA-FILTRO PASABANDA EN  
TECNOLOGÍA SIW CENTRADO A 3.6 GHZ PARA 5G**

**TESIS**

**PARA OBTENER EL GRADO DE  
LICENCIADO EN ELECTRÓNICA**

**PRESENTA**

**LUIS HERNÁNDEZ RUIZ**

**ASESORES**

**DR. RICHARD TORREALBA MELÉNDEZ (FCE BUAP)**

**DR. EDGAR COLÍN BELTRÁN (INAOE)**



**FCE**

**PUEBLA, PUEBLA**

**MARZO 2021**

# CONTENIDO

<b>1</b>	<b>Introducción .....</b>	<b>5</b>
1.1.-	Objetivos .....	7
1.1.1.-	General.....	7
1.1.2.-	Específicos .....	7
1.2.-	Justificación .....	7
1.3.-	Organización de la tesis .....	9
<b>2</b>	<b>Guía de onda, filtros y antena .....</b>	<b>10</b>
2.1.-	Líneas de transmisión de microstrip .....	10
2.1.1.-	Diseño de línea de microstrip .....	11
2.2.-	Antenas tipo parche .....	12
2.2.1.-	Antena circular UWB.....	13
2.2.2.-	Diseño antena tipo parche circular UWB.....	14
2.3.-	Guía de onda.....	15
2.3.1.-	Guía de onda rectangular.....	16
2.3.2.-	Modos de propagación .....	18
2.3.3.-	Guía de onda integrado en sustrato (SIW).....	18
2.3.4.-	Diseño de una SIW .....	19
2.4.-	Teoría de filtros .....	21
2.4.1.-	Filtros pasivos.....	21
2.4.2.-	Filtros activos .....	22
2.5.-	Tipos de filtros.....	22
2.5.1.-	Filtro pasabajas .....	22
2.5.2.-	Filtro pasaaltas.....	23
2.5.3.-	Filtro pasabanda.....	23
2.5.4.-	Filtro rechaza banda.....	24
2.6.-	Aproximaciones Butterworth y Chebyshev .....	25
2.6.1.-	Función de transferencia .....	25
2.6.2.-	Aproximación Butterworth.....	26
2.6.3.-	Aproximación Chebyshev.....	27
2.7.-	Prototipo pasabajas .....	28
2.7.1.-	Filtro prototipo pasabajas Butterworth.....	29

2.7.2.- Filtro prototipo pasabajas Chebyshev .....	29
2.8.- Transformación pasabanda .....	31
2.9.- Filtros con inversores de inmitancias .....	33
2.9.1.- Filtro pasabanda con inversores .....	34
2.9.2.- Transformación de Richard.....	35
2.10.- Factor de acoplamiento .....	36
<b>3    Diseño y simulación .....</b>	<b>38</b>
3.1.- Guía de onda integrada en sustrato .....	38
3.2.- Filtro pasabanda .....	43
3.3.- Antena de parche circular UWB .....	54
3.4.- Sistema integrado antena - filtro .....	57
<b>4    Análisis de resultados .....</b>	<b>58</b>
4.1.- Guía de onda integrada en sustrato .....	58
4.2.- Filtro de tercer orden.....	60
4.3.- Antena circular UWB .....	61
4.4.- Sistema antena-filtro.....	63
<b>5    Conclusiones.....</b>	<b>65</b>
A.1.-Proceso de fabricación .....	67
<b>Bibliografía .....</b>	<b>70</b>

## INDICE DE FIGURAS

### Capítulo 2

Figura 2. 1.- Geometría línea de transmisión microstrip .....	10
Figura 2. 2.- Diferentes formas de las antenas tipo parche.....	13
Figura 2. 3.- Geometría antena circular UWB a) parte superior del sustrato b) parte inferior. ....	14
Figura 2. 4.- Transporte de energía en la guía de onda.....	15
Figura 2. 5.- Guía de onda a) Rectangular b) Circular. ....	16
Figura 2. 6.- Sección de una guía de onda rectangular. ....	17
Figura 2. 7.- Dimensiones de la guía de onda rectangular. ....	19
Figura 2. 8.- Dimensiones para a) FW y b) SIW. ....	21
Figura 2. 9.- Características filtro pasabajas ideal. ....	22
Figura 2. 10.- Características filtro pasaaltas ideal. ....	23
Figura 2. 11.- Características filtro pasabanda ideal.....	23
Figura 2. 12.- Características filtro rechaza banda ideal. ....	24
Figura 2. 13.- Características filtro real a) Pasabajas, b) Pasaaltas c) Pasabanda d) Rechaza banda. ....	25
Figura 2. 14.- Respuesta Butterworth pasabajas. ....	26
Figura 2. 15.- Respuesta Chebyshev pasabajas. ....	27
Figura 2. 16.- Filtro prototipo pasabajas para todos los filtros con estructura $\pi$ . ....	28
Figura 2. 17.- Filtro prototipo pasabajas para todos los filtros con estructura T. ....	28
Figura 2. 18.- Elementos básicos de transformación con g como inductancia. ....	32
Figura 2. 19.- Elementos básicos de transformación con g como capacitancia. ....	32
Figura 2. 20.- a) Inversores de inmitancias usados para convertir un capacitor en derivación en un circuito equivalente con inductancias en serie. b) inversores de inmitancias usado para convertir inductores en serie en un circuito equivalente con capacitores de derivación. ....	33
Figura 2. 21.- Filtro pasabandas con resonadores en serie. ....	34
Figura 2. 22.- Filtro pasabanda con inversores de inmitancias. ....	34
Figura 2. 23.- Elementos agrupados para inversores de inmitancias.....	36

### Capítulo 3

Figura 3. 1.- Diseño de SIW en HFSS a) Vista superior, b) vista lateral.....	40
Figura 3. 2.- Análisis paramétrico con el número de vías. ....	41
Figura 3. 3.- Análisis paramétrico con la distancia entre las filas de vías as.....	42
Figura 3. 4.- Análisis paramétrico con la distancia entre las vías s. ....	42
Figura 3. 5.- Respuesta en frecuencia de la SIW.....	43
Figura 3. 6.- Filtro prototipo pasabajas.....	44
Figura 3. 7.- Filtro pasabanda de tercer orden. ....	45
Figura 3. 8.- Filtro pasabanda en ADS. ....	45
Figura 3. 9.- Respuesta del filtro pasabanda en ADS.....	46
Figura 3. 10.- Filtro prototipo pasabanda con inversores de inmitancias. ....	46
Figura 3. 11.- Filtro pasabanda con transformaciones de Richard equivalentes.....	47
Figura 3. 12.- Filtro pasabanda con inversores de inmitancias en ADS. ....	48
Figura 3. 13.- Respuesta del filtro pasabanda con inversores de inmitancias en ADS. ....	48
Figura 3. 14.- Simulación en HFSS de un par de cavidades para obtener el factor de acoplamiento k. ....	49
Figura 3. 15.- Respuesta en frecuencia de la simulación de dos cavidades SIW para obtener los picos $f_1$ y $f_2$ . ....	50
Figura 3. 16.- Análisis paramétrico del coeficiente de acoplamiento k. ....	50
Figura 3. 17.- Simulación en HFSS para obtener el factor de calidad Q. ....	51
Figura 3. 18.- Análisis paramétrico del factor de acoplamiento Q con $a = 1\text{mm}$ . ....	51

Figura 3. 19.- Análisis paramétrico del factor de acoplamiento Q con $b = 5\text{mm}$ .	52
Figura 3. 20.- Acoplamiento de 3 SIW en HFSS.	52
Figura 3. 21.- Respuesta en frecuencia del acoplamiento de 3 cavidades SIW.	53
Figura 3. 22.- Diseño del filtro de tercer orden en HFSS.	53
Figura 3. 23.- Respuesta en frecuencia del filtro de tercer orden en tecnología SIW.	54
Figura 3. 24.- Diseño de la antena circular en HFSS.	55
Figura 3. 25.- Respuesta en frecuencia de la antena circular.	56
Figura 3. 26.- Patrón de radiación.	56
Figura 3. 27.- Diseño del sistema antena filtro en HFSS.	57
Figura 3. 28.- Respuesta en frecuencia del sistema antena-filtro.	57

## Capítulo 4

Figura 4. 1.- VNA utilizado para la medición de la SIW.	58
Figura 4. 2.- Comparación de la respuesta en frecuencia de la SIW medida y simulada.	59
Figura 4. 3.- Filtro de tercer orden fabricado a) Parte superior, b) Parte inferior	60
Figura 4. 4.- Comparación de la respuesta en frecuencia del filtro de tercer orden medido y simulado.	61
Figura 4. 5.- Antena fabricada a) Parte superior, b) Parte inferior.	62
Figura 4. 6.- Comparación de la respuesta en frecuencia de la antena medida y simulada.	63
Figura 4. 7.- Sistema antena-filtro fabricado.	63
Figura 4. 8.- Comparación de la respuesta en frecuencia del sistema antena-filtro medido y simulado.	64

## Apéndice

Figura A. 1.- Layout de la SIW a) parte superior b) parte inferior, layout del filtro de tercer orden c) parte superior d) parte inferior, layout de la antena e) parte superior f) parte inferior.	67
Figura A. 2.- Mototool y estación de trabajo utilizados.	68
Figura A. 3.- Cizalla utilizada.	69
Figura A. 4.- Conectores SMA utilizados.	69

## INDICE DE TABLAS

### Capítulo 2

Tabla 2. 1.- Valores de elementos para el filtro prototipo pasabajas Butterworth con $g_0=1$ .	29
Tabla 2. 2.- Valores de elementos para el filtro prototipo pasabajas Chebyshev con $g_0=1$ .	30

### Capítulo 3

Tabla 3. 1.- Características del sustrato a utilizar.	38
Tabla 3. 2.- Valores de brocas comerciales.	39
Tabla 3. 3.- Valores de alambres de cobre comerciales	40
Tabla 3. 4.- Valores calculados vs valores reales.	43
Tabla 3. 5.- Dimensiones del filtro de tercer orden en tecnología SIW.	53

### Apéndice A

Tabla A. 1.- Equivalencia de brocas utilizadas.	68
---	----

En los últimos años, la demanda global de servicios de datos móviles ha experimentado un crecimiento fenomenal debido a la rápida proliferación de dispositivos inteligentes. Se prevé que el tráfico de datos móviles aumentará de 20 a 50 veces en los próximos 5 años [1].

El incremento en el uso de teléfonos inteligentes crea un problema que se caracteriza por frecuentes conexiones cortas de encendido / apagado y movilidad lo cual genera una gran carga de tráfico de señalización en la red. Esto consume una cantidad desproporcionada de recursos de red, comprometiendo el rendimiento y la eficiencia de esta y en casos extremos puede causar que la red se bloquee.

Los enfoques convencionales en la mejora del espectro y/o asignación del espectro adicional se están aproximando rápidamente a sus límites teóricos. Existe un consenso cada vez mayor de que las tecnologías de acceso de radio celular 4G (LTE / LTE-A) actuales no podrán satisfacer el crecimiento previsto en la demanda de tráfico de datos. Así que para poder abordar estos desafíos las industrias inalámbricas han iniciado una transición de la cuarta generación (4G) a la quinta generación (5G). Basado en la red 4G, generalmente se entiende que 5G debe abordar los desafíos que no son abordados adecuadamente por la red 4G implementada [2].

La necesidad de una nueva red 5G está basada en algunos cambios notables en los entornos de la red móvil, como por ejemplo el abrumador tráfico de datos de internet, el crecimiento masivo en la cantidad de dispositivos conectados y la gran diversidad de casos de uso y requerimientos. El sistema móvil 5G estará diseñado para hacer frente de manera efectiva a tales cambios ambientales. [3-4].

La tecnología de comunicaciones móviles 5G traerá nuevas experiencias a la industria y la sociedad, incluidas velocidades de datos más altas o una mayor capacidad de datos, mayor ancho de banda, mayor seguridad y una menor latencia. Estos desarrollos crearán nuevas oportunidades para el avance de la sociedad y las empresas: 5G hará un cambio significativo en la forma en la que vivimos este mundo [5].

5G admitirá velocidades de banda ancha móvil significativamente más rápidas y un amplio uso de datos móviles, además de permitir todo el potencial de Internet de las cosas [6]. Desde la realidad virtual y los vehículos autónomos hasta la Internet industrial y las ciudades inteligentes, 5G será el corazón del futuro de las comunicaciones.

Además de las bandas convencionales, las aplicaciones 5G deberán utilizar bandas de frecuencia más altas en la región de onda milimétrica para permitir un ancho de banda más amplio y velocidades de datos más altas [7].

Las antenas eficientes de bajo perfil y las matrices de antenas para garantizar comunicaciones confiables y sin interferencias son necesarias, pero los requisitos para una mayor potencia, mayor ancho de banda, mayor ganancia e insensibilidad a la presencia del usuario humano complican aún más los aspectos de antena y propagación. Esto indica la necesidad de ideas novedosas y soluciones muy innovadoras en el diseño de antenas y otros componentes como filtros y amplificadores [8].

## **1.1.- Objetivos**

### **1.1.1- General**

- Realizar un sistema filtro-antena de tecnología SIW centrado a 3.6 GHz.

### **1.1.2.- Específicos**

- Diseñar, simular y fabricar una guía de onda integrada en sustrato (SIW) centrado a 3.6 GHz.
- Diseñar, simular y fabricar una antena de parche centrada en 3.6 GHz.
- Diseñar, simular y fabricar un sistema integrado de antena-filtro pasa banda centrado en 3.6 GHz con ancho de banda fraccional de 10%.
- Caracterizar todos los elementos anteriores en laboratorio incluyendo medición de parámetros de dispersión S y patrones de radiación.

## **1.2.- Justificación**

La tecnología 5G necesita una cantidad considerable de espectro móvil nuevo y armonizado, por lo que se debería priorizar la desfragmentación y liberación de las bandas principales. La tecnología 5G requerirá de tres principales rangos de frecuencia del espectro para poder brindar una amplia cobertura de la red: Los tres rangos de uso son:

- Por debajo de 1 GHz.
- Entre 1–6 GHz
- Por encima de 6 GHz.

El de rango por debajo de 1 GHz brinda una amplia cobertura en zonas urbanas, suburbanas y rurales, así como también contribuye al soporte de los servicios del internet de las cosas (IoT).

El rango entre 1-6 GHz ofrece una buena combinación de beneficios de cobertura y capacidad. Incluye un rango dentro del espectro de 3.3-3.8 GHz y se espera que este sea la base de muchos servicios iniciales dentro de 5G.

El rango por encima de 6 GHz es necesario para lograr las velocidades de banda ancha ultra altas previstas para 5G [9].

Sin embargo, para poder introducir esta nueva tecnología, es necesario el desarrollo de nuevos dispositivos capaces de operar en estos rangos de frecuencia que se pondrían en funcionamiento para el desarrollo de la nueva red 5G [10].

Debido a que se tendrían rangos limitados de frecuencias es conveniente utilizar un filtro pasabanda el cual es un dispositivo que permite el paso de frecuencias dentro de una sola banda mientras que atenúa las frecuencias fuera de la banda. Este tipo de filtro es indispensable en los sistemas de comunicación para rechazar el espectro no deseado de los canales de comunicación [11].

Varios autores han reportado filtros pasabandas implementados con diferentes tecnologías de líneas de transmisión incluyendo:

- Microstrip.
- Guía de onda.
- Guía de onda integrada en sustrato (SIW)

La guía de onda convencional tiene la desventaja de ser demasiado voluminosa y tener un alto costo de fabricación mientras que los filtros con tecnología microstrip muestran una baja selectividad.

Es por ello por lo que para este trabajo de tesis se fabricará un filtro pasabanda con tecnología SIW el cual será de utilidad para confrontar este reto en la nueva generación de la red [12-13].

Generalmente para combinar las tecnologías SIW y microstrip (línea de alimentación) se utilizan acoplamientos cónicos (tapered), este tipo de acoplamiento consiste en una sección cónica de microstrip que conecta una línea de  $50\Omega$  y una SIW, este tipo de acoplamiento hace que se aumente el tamaño al momento de diseñar el filtro. Ahora se busca un nuevo tipo de acoplamiento el cual reduzca este tamaño [14].

### **1.3.- Organización de la tesis**

- **Introducción:** Da una visión general de la red 4G que actualmente se está utilizando, las limitaciones que esta pueda llegar a tener en un futuro y la evolución hacia la siguiente generación 5G y lo que se espera de esta red. Así como también muestra la justificación y los objetivos de este trabajo de tesis.
- **Capítulo II:** Introduce los principales aspectos teóricos relacionados con este trabajo de tesis, tales como, guías de onda, guías de onda integradas en sustrato y teoría relacionada con los filtros pasabanda.
- **Capítulo III:** Muestra el diseño y la simulación, así como la respuesta obtenida de cada uno de los elementos.
- **Capítulo IV:** Muestra, analiza y discute los resultados obtenidos de las mediciones para poder compararlos con los resultados obtenidos mediante simulación.
- **Capítulo V:** Presenta las conclusiones de este trabajo de tesis.

# 2

## Guía de onda, filtros y antena

En este capítulo se presenta una serie de conceptos básicos relacionados con cada una de las estructuras del proyecto. Estos conceptos son de utilidad para tener una base teórica de lo que es nuestro sistema integrado, como, por ejemplo, una antena tipo parche circular, línea de alimentación de microstrip, guía de onda, modos de propagación dentro de una guía, guía de onda integrada en sustrato (SIW) y teoría de filtros, en particular el filtro pasabanda. Así como también se mostrarán las ecuaciones necesarias para el diseño de este sistema antena – filtro.

### 2.1.- Líneas de transmisión de microstrip

Este tipo de línea es una de las más populares líneas de transmisión planas, primordialmente porque es integrada fácilmente con dispositivos de microondas activos y pasivos [15,16].

La geometría de una línea de transmisión microstrip se muestra en la figura 2.1.

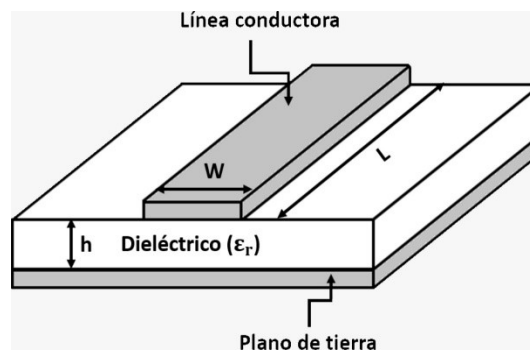


Figura 2. 1.- Geometría línea de transmisión microstrip.

Una línea conductora con un ancho  $W$  y una longitud  $L$  es impresa sobre un sustrato dieléctrico delgado de espesor  $h$  y una permitividad relativa  $\epsilon_r$ , el cual cuenta con un plano de tierra [15].

### 2.1.1.- Diseño de línea de microstrip

La constante dieléctrica efectiva de una línea de microstrip está dada aproximadamente por:

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} \quad (1)$$

Dadas las dimensiones de la línea de microstrip, la impedancia característica puede ser calculada por:

$$Z_0 \left\{ \begin{array}{l} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} \ln \left( \frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e} [W/h + 1.393 + 0.667 \ln(W/h + 1.44)]} \end{array} \right. \quad (2)$$

$$\quad (3)$$

Para una impedancia característica  $Z_0$  y una constante dieléctrica  $\varepsilon_r$ , la relación  $W/h$  puede ser encontrada como:

$$\frac{W}{h} \left\{ \begin{array}{l} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right\} \right] \end{array} \right. \quad (4)$$

$$\quad (5)$$

Donde

- $h$ : es la altura del sustrato

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \quad (6)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (7)$$

La constante dieléctrica efectiva puede ser interpretada como la constante dieléctrica de un medio homogéneo que reemplaza el aire y las regiones dieléctricas de microstrip.

La longitud de la línea  $L$  para un cierto desplazamiento en la fase está dada por [17].

$$\phi = \beta L \quad (8)$$

Donde:

$$\beta = \sqrt{\epsilon_e} k_0 \quad (9)$$

$$k_0 = \frac{2\pi f}{c} \quad (10)$$

## 2.2.- Antenas tipo parche

Una antena es un dispositivo compuesto por uno o varios conductores metálicos, capaz de emitir o admitir campos electromagnéticos. Una antena transmisora convierte voltajes en ondas electromagnéticas mientras que una antena receptora realiza la misma función, pero de manera inversa [18].

Este tipo de antenas también son conocidas como antenas microstrip ya que se basan en dicha tecnología.

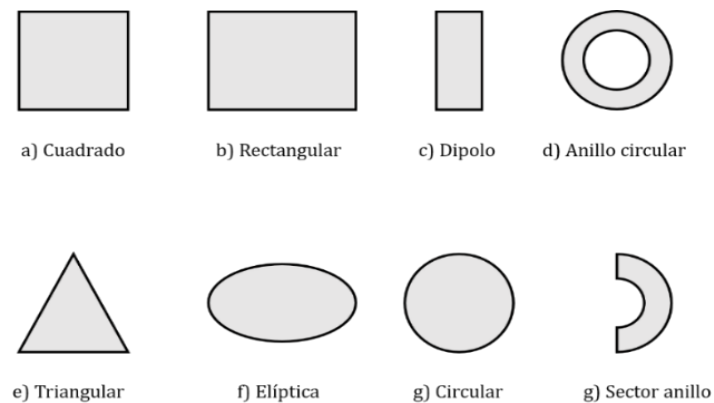
Algunas de las ventajas que pueden ofrecer son:

- Miniaturización
- Fácil integración
- Fácil producción en masa
- Sencilla de diseñar

Las antenas tipo parche se clasifican según la forma.

Las más comunes son las rectangulares y circulares, pero también se pueden encontrar en forma de anillo, triangular y otras más irregulares.

En la figura 2.2 se muestran las formas posibles de realizar una antena tipo parche [15, 19].



*Figura 2. 2.- Diferentes formas de las antenas tipo parche.*

### **2.2.1.- Antena circular UWB**

Muchas antenas banda ultra ancha han sido analizadas y reportadas en los últimos años con diferentes formas como por ejemplo cuadradas, circulares, triangulares, etc., [16].

Este tipo de antenas son atractivas debido a su bajo costo y a su fácil fabricación, así como también ofrecen un amplio ancho de banda y buenas características de radiación y buena eficiencia [20].

En la figura 2.3 se muestra la geometría de una antena parche circular UWB.

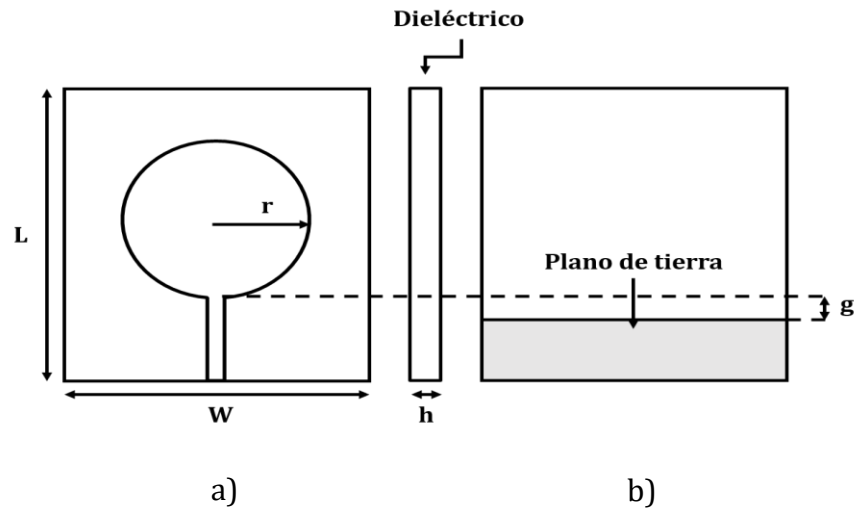


Figura 2. 3.- Geometría antena circular UWB a) parte superior del sustrato b) parte inferior.

En la parte superior del sustrato dieléctrico se imprime una antena circular con radio  $r$  y una línea de alimentación de  $50\Omega$ .  $L$  y  $W$  denotan el ancho y el largo del sustrato dieléctrico respectivamente.

En la parte inferior se encuentra el plano de tierra conductor con una longitud que solo cubre la sección de la línea de alimentación [21].

### 2.2.2.- Diseño antena tipo parche circular UWB

El radio del parche es calculado con la siguiente ecuación.

$$L.F = \frac{7.2}{2.25r + g_{ant}} \quad (11)$$

Donde

- $L.F$  = Frecuencia de resonancia más baja.
- $r$  = radio del parche circular (cm).
- $g_{ant}$  = distancia entre el parche y el plano de tierra (cm).

El efecto que tiene el variar las dimensiones del radio  $r$ , es que conforme se incrementa este valor, la resonancia se desplaza hacia la frecuencia más baja.

Los efectos del plano de tierra afectan tanto el ancho de banda como los patrones de radiación de la antena [20].

### 2.3.- Guía de onda

Una guía de onda es una estructura hueca en la cual las ondas pueden propagarse sin distorsión o atenuación siguiendo la dirección de la guía. Son similares a las líneas de transmisión en el sentido de que transportan ondas electromagnéticas en un camino en específico, sin embargo, la diferencia fundamental es que las guías de onda consisten en un solo conductor [22,23].

Algunas ventajas de las guías de onda son las siguientes.

- Menores pérdidas por radiación.
- Mecánicamente más rígidas.
- Construcción más sencilla.
- Menor atenuación [24].

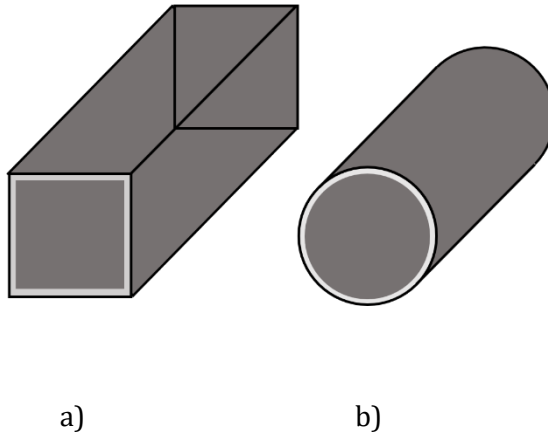
El transporte de la energía electromagnética se lleva a cabo mediante reflexiones continuas, la guía está compuesta de un material conductor que refleja la onda que choca con la superficie de la estructura.



*Figura 2. 4.- Transporte de energía en la guía de onda.*

Existen dos tipos de guía:

- Sección rectangular.
- Sección circular.



*Figura 2. 5.- Guía de onda a) Rectangular b) Circular.*

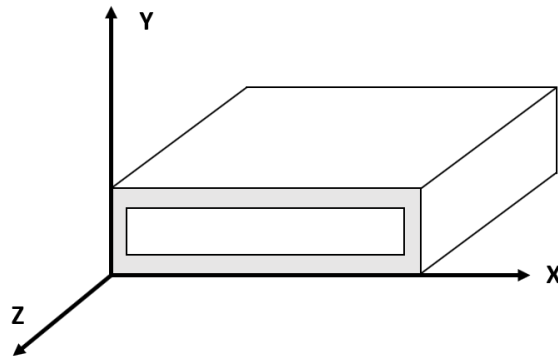
Este trabajo de tesis solo se enfocará básicamente en las guías de onda rectangulares, las cuales darán paso al estudio de las guías de onda integradas en sustrato (SIW).

Estas guías de onda trabajan en altas frecuencias (frecuencias superiores a 3 GHz), ya que presentan baja atenuación en estas frecuencias si se comparan con otras líneas de transmisión (microstrip, cable coaxial, etc.), [25].

### **2.3.1.- Guía de onda rectangular**

Este tipo de guías de onda fueron una de las más antiguas líneas de transmisión usadas para transportar señales de microondas y aún siguen siendo utilizadas para muchas aplicaciones como una gran variedad de componentes como acopladores, detectores, atenuadores y líneas ranuradas [17].

Una guía de onda rectangular es una estructura conductora que posee una sección transversal rectangular, la cual puede estar vacía o rellena de algún material dieléctrico, además, su extensión a lo largo de la coordenada “y” es mucho menor a la longitud sobre “x”, como se muestra en la siguiente ilustración.



*Figura 2. 6.- Sección de una guía de onda rectangular.*

Las dimensiones de la sección transversal se escogen de tal manera que la onda electromagnética pueda propagarse en el interior de la guía [25].

Una guía de onda no está diseñada para conducir corriente, sino que sirve como límite para confinar la onda en su interior. La conducción de la energía, en realidad no ocurre en las paredes, sino en el dieléctrico que se encuentra dentro de la guía [17].

Los análisis de las guías de onda se dan en términos de campo eléctrico y magnético que se propagan en su interior evitando pérdidas de potencia por radiación o interferencias por otros objetos [26].

Dentro de la guía de onda se genera un número infinito de tipos o modos de propagación de las ondas electromagnéticas, es decir, diversas trayectorias, y cada uno de estas tiene una configuración diferente de campo eléctrico y magnético dependientes de la frecuencia. La guía está diseñada para operar en un sólo modo de propagación, atenuando los modos de orden superior. Transmite a la frecuencia para la cual se ha seleccionado para que la guía trabaje [17,27].

### 2.3.2.- Modos de propagación

Los modos en los que se propaga una onda electromagnética en general son 3:

- Transversal eléctrico (TE): Se caracteriza porque la componente del campo eléctrico es nula en la dirección de propagación.
- Transversal magnético (TM): Se caracteriza porque la componente del campo magnético es nula en la dirección de propagación.
- Transversal electromagnético (TEM): Se caracteriza porque las componentes tanto del campo eléctrico como del campo magnético son nulas en la dirección de propagación y solo se manifiesta cuando hay más de un conductor. En este caso de la guía de onda rectangular este modo no se propaga debido a que solo hay un conductor existente [24,25].

Los modos se denominan  $TE_{mn}$  y  $TM_{mn}$ , donde m y n son el número de oscilaciones que realiza el campo en el ancho y el alto de la guía de onda, respectivamente [28].

### 2.3.3.- Guía de onda integrado en sustrato (SIW)

Esta tecnología como su nombre lo indica consiste en integrar una guía de onda dentro de un sustrato dieléctrico, es decir, una guía de onda utilizando la tecnología microstrip, de esta forma adquiere las ventajas de esta tecnología como, por ejemplo, tamaño compacto y fácil integración, pero también mantiene algunas características de guía de onda, como, por ejemplo, bajas pérdidas por radiación y un alto factor de calidad.

Fue creada para trabajar a altas frecuencias, esto por cuestiones de tamaño, ya que si se utiliza a bajas frecuencias las dimensiones serían similares a las guías de onda convencionales. Al utilizar frecuencias altas frecuencias los tamaños de las SIW son ampliamente reducidos [29].

En los últimos años se han presentado varios componentes con tecnología SIW como filtros, acopladores y antenas. Sin embargo, estos componentes deben estar interconectados con estructuras planas para proporcionar medios de medición y permitir la integración completa de estos componentes con circuitos activos [30].

#### 2.3.4.- Diseño de una SIW

Una guía de onda integrada en sustrato opera bajo los mismos principios básicos de una guía de onda convencional llena de aire. Esta es una transición entre una guía de onda llena de dieléctrico y SIW reemplazando las paredes laterales de la guía de onda con dos filas de postes metálicos también conocidos como vías [31,32].

Los modos  $TE_{mn}$  y los modos  $TM_{mn}$  con  $n \neq 0$  no pueden propagarse por las estructuras SIW ya que las corrientes superficiales que se crean en estos modos cortan las vías generando mucha radiación. Por lo tanto, no se analizarán estos modos [28].

Para el modo  $TE_{10}$ , la dimensión de “b” no es importante ya que no afecta la frecuencia de corte de la guía de onda. Por lo tanto, el sustrato puede ser de cualquier espesor [32].

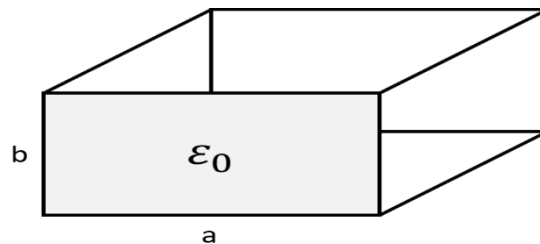


Figura 2. 7.- Dimensiones de la guía de onda rectangular.

Para una guía de onda rectangular, la frecuencia central de un modo arbitrario se puede encontrar con la siguiente fórmula:

$$f_c = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (12)$$

Donde:

- $c$ : velocidad de la luz.
- $m, n$ : número de modos.
- $a, b$ : dimensiones de la guía de onda.

Como ya se mencionó podemos hacer uso de las fórmulas del diseño de una guía de onda clásica para reconstruir los parámetros geométricos de una guía de onda integrada en sustrato (SIW). Para el modo de propagación  $TE_{10}$  la ecuación es la siguiente.

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (13)$$

Para una guía de onda llena (FW) con la misma frecuencia de corte, las dimensiones para este tipo de guía, está dadas por:

$$a_{FW} = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (14)$$

Donde:

- $\epsilon_r$ : permitividad relativa del sustrato.

Una vez determinado la dimensión  $a_{FW}$  para una guía de onda llena, ahora podemos pasar al diseño de las ecuaciones de la SIW.

$$a_s = a_{FW} + \frac{d^2}{0.95s} \quad (15)$$

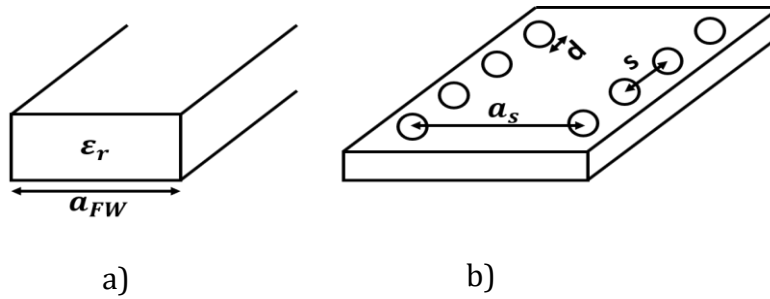


Figura 2. 8.- Dimensiones para a) FW y b) SIW.

Donde:

- d: diámetro de la vía.
- s: separación entre las vías de centro a centro [33].

Para el diseño de la SIW, las siguientes dos condiciones son necesarias:

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \quad (16)$$

$$s \leq 2d \quad (17)$$

Donde  $\lambda_g$  es la longitud de onda guiada y se calcula de la siguiente manera [34]:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \epsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (18)$$

## 2.4.- Teoría de filtros

Un filtro es un circuito selectivo de frecuencia que pasa una banda específica de frecuencias, y que bloquea o atenúa señales con frecuencias fuera de esta banda para obtener en la salida la función que se requiera aplicar a los diferentes sistemas [35-36].

### 2.4.1.- Filtros pasivos

Son aquellos circuitos que utilizan capacitores, inductores y resistencias, la ventaja de estos filtros es la baja sensibilidad y poca disipación de energía.

### 2.4.2.- Filtros activos

Este tipo de filtros utiliza amplificadores operacionales para realizar su diseño, la ventaja de este tipo es la eliminación de inductancias, ya que el circuito se reduce en tamaño.

## 2.5.- Tipos de filtros

### 2.5.1.- Filtro pasabajas

Este tipo de filtros permite el paso de ciertas frecuencias hasta una frecuencia deseada  $\omega_0 = 2\pi f_0$  y atenúa las frecuencias altas, donde:

- $\omega_0$ : frecuencia de corte

El rango de frecuencia baja de 0 a  $\omega_0$  se conoce como banda de paso o ancho de banda y el rango de frecuencia alta de  $\omega_0$  a  $\infty$  se conoce como banda de atenuación.

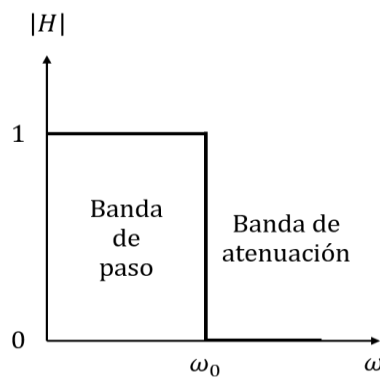


Figura 2. 9.- Características filtro pasabajas ideal.

### 2.5.2.- Filtro pasaaltas

Este tipo es complemento del pasabajas, el rango de frecuencias de 0 a  $\omega_0$  es la banda de atenuación y el rango de  $\omega_0$  a  $\infty$  es la banda de paso.

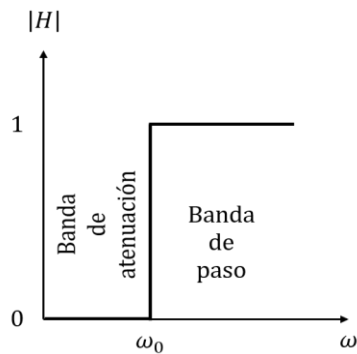


Figura 2. 10.- Características filtro pasaaltas ideal.

### 2.5.3.- Filtro pasabanda

Este tipo permite pasar frecuencias en un rango de  $\omega_1$  a  $\omega_2$  y atenúa completamente las otras frecuencias.

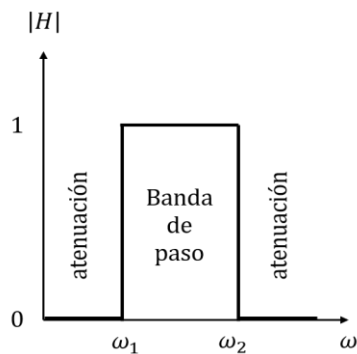


Figura 2. 11.- Características filtro pasabanda ideal.

### 2.5.4.- Filtro rechaza banda

Este tipo de filtro es el complemento del filtro pasabanda, atenúa completamente las frecuencias  $\omega_1$  a  $\omega_2$  y se dejan pasar todas las demás frecuencias.

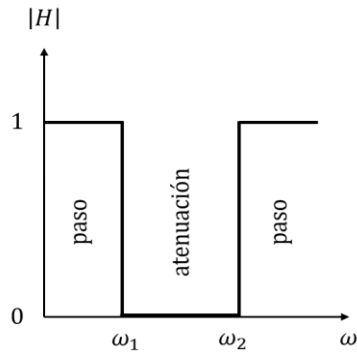
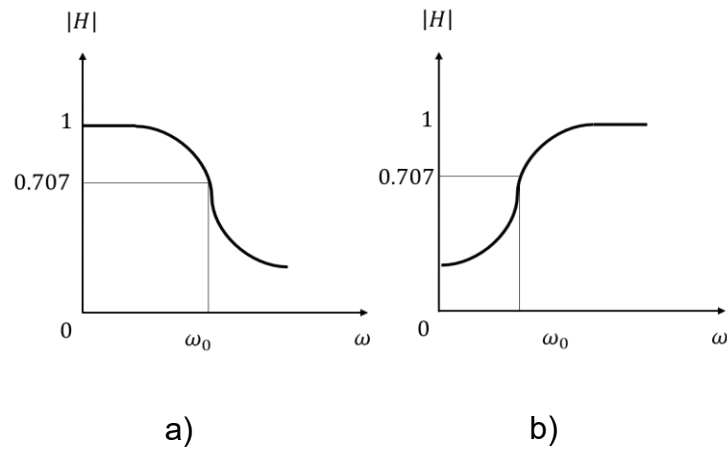


Figura 2. 12.- Características filtro rechaza banda ideal.

Es imposible crear filtros con las características ideales mostradas anteriormente.

En lugar de los cambios abruptos en el comportamiento de paso a atenuación y viceversa, los filtros reales exhiben una transición gradual de la banda de atenuación a la banda de paso, como se muestra en la siguiente figura [36].



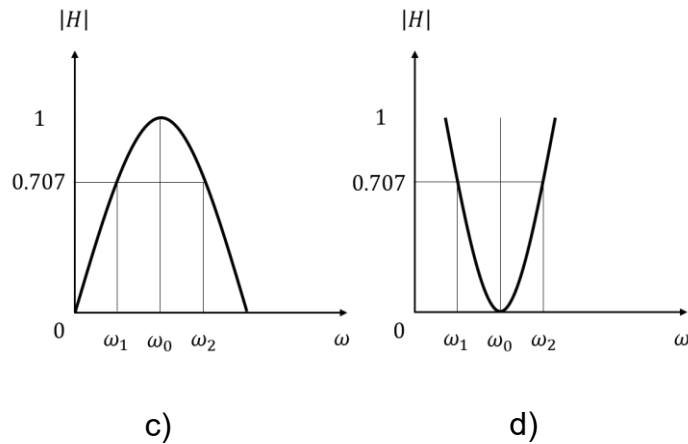


Figura 2. 13.- Características filtro real a) Pasabajas, b) Pasaaltas c) Pasabanda d) Rechaza banda.

## 2.6.- Aproximaciones Butterworth y Chebyshev

Debido a que es imposible diseñar filtros ideales se utilizan aproximaciones, algunas de estas aproximaciones son las siguientes.

- Butterworth
- Chebyshev
- Elíptica
- Gaussiana

Para este trabajo solo se analizarán las aproximaciones Butterworth y Chebyshev.

### 2.6.1.- Función de transferencia

La función de transferencia para una red de filtro de 2 puertos es una descripción matemática de las características de respuesta de la red, es decir, una expresión matemática de  $S_{21}$ . En muchas ocasiones una función de transferencia de amplitud al cuadrado para una red de filtro pasivo sin pérdidas se define como:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (19)$$

Donde:

- $\varepsilon$ : Constante de rizo.
- $F_n$ : Función de filtrado o característica.
- $\Omega$ : Variable de frecuencia.

### 2.6.2.- Aproximación Butterworth

La función de transferencia de la amplitud al cuadrado para filtros Butterworth que tienen una pérdida por inserción de  $L_{Ar} = 3.01$  dB a la frecuencia de corte de  $\Omega_c = 1$  está dada por:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \Omega^{2n}} \quad (20)$$

Donde:

- $n$  = grado u orden del filtro, el cual corresponde al número de elementos reactivos requeridos en el filtro prototipo pasabajas.

Este tipo de respuestas es también conocido como máximamente plana por su respuesta en la banda de paso.

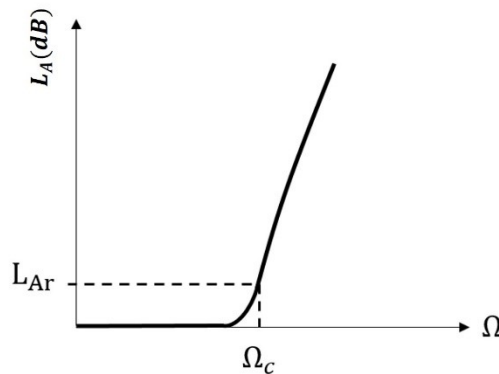


Figura 2. 14.- Respuesta Butterworth pasabajas.

### 2.6.3.- Aproximación Chebyshev

La función de transferencia de amplitud al cuadrado que describe el tipo de respuesta viene dada por:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)} \quad (21)$$

Donde:

- $\varepsilon$  = rizo constante, está relacionado con:

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (22)$$

Donde:  $L_{Ar}$  son las pérdidas por inserción.

- $T_n(\Omega)$  = es una función de Chebyshev del primer tipo de orden n

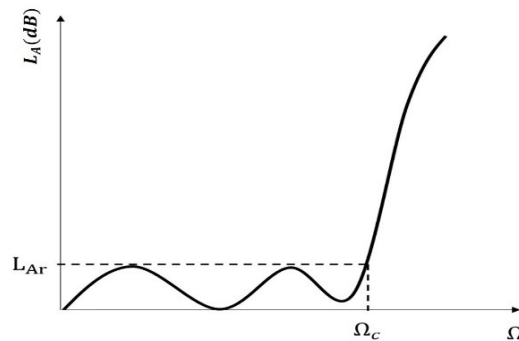


Figura 2. 15.- Respuesta Chebyshev pasabajas.

La respuesta Chebyshev que muestra en la banda de paso es de ondulación igual y la banda de rechazo máximamente plana.

Las síntesis de filtros para realizar las funciones de transferencia, como las antes mencionadas, generalmente dan como resultado los llamados filtros prototipo pasabajas.

## 2.7.- Prototipo pasabajas

El filtro prototipo pasabajas se define en general como el filtro pasabajas en el cual los valores de elementos están normalizados, esto para hacer que la resistencia de la fuente sea igual a uno, denotada por  $g_0 = 1$ , y la frecuencia de corte angular, denotada por  $\Omega_c = 1(\text{rad/s})$ .

Este tipo de filtro pasabajas puede servir como prototipo para diseñar muchos filtros prácticos con frecuencias y elementos de transformación.

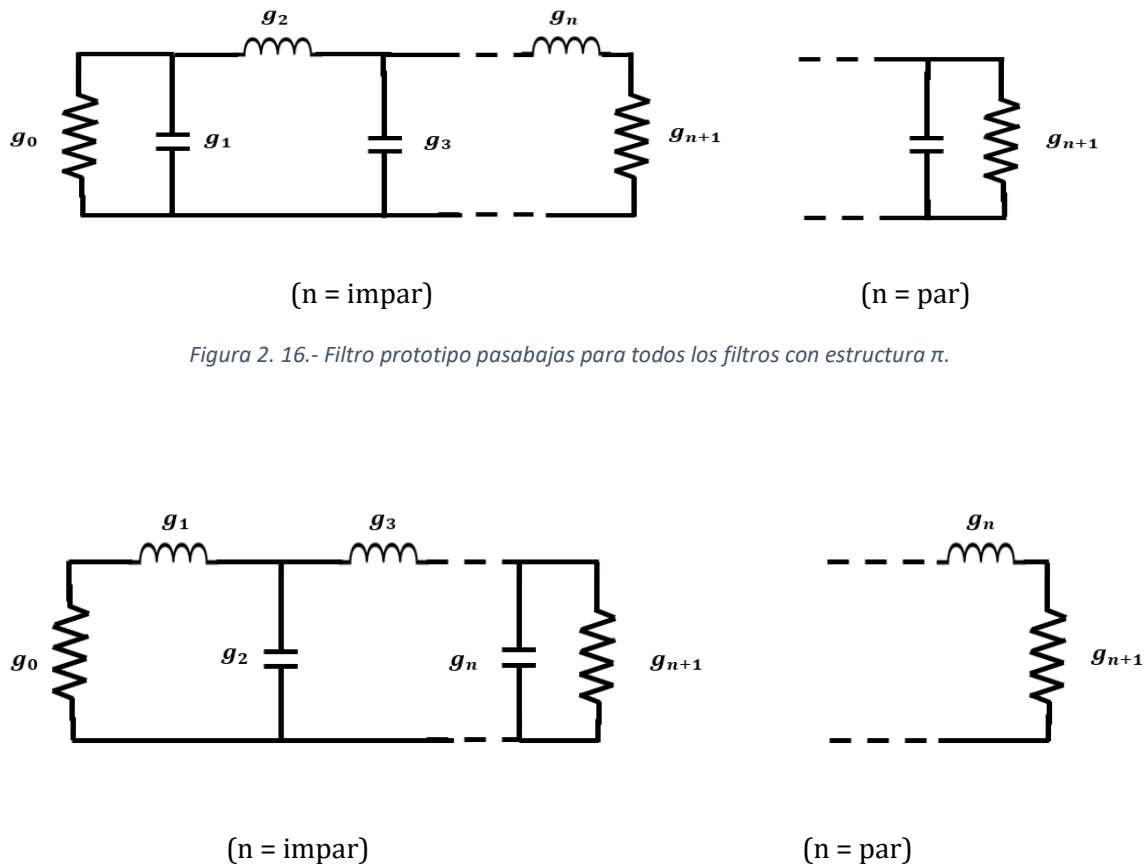


Figura 2. 16.- Filtro prototipo pasabajas para todos los filtros con estructura  $\pi$ .

Figura 2. 17.- Filtro prototipo pasabajas para todos los filtros con estructura T.

### 2.7.1.- Filtro prototipo pasabajas Butterworth

Este tipo de filtros tienen una función de transferencia que está dada en (9) con una pérdida de inserción  $L_{Ar} = 3.01 \text{ dB}$  en la frecuencia de corte  $\Omega_c = 1 \text{ rad/s}$ .

Los filtros Butterworth de dos puertos considerados aquí son siempre simétricos en la estructura de la red. Por conveniencia, en la tabla 2.1 se proporcionan valores de elementos para tales filtros que tienen  $n = 1$  a  $9$  [37].

<b>n</b>	<b><math>g_1</math></b>	<b><math>g_2</math></b>	<b><math>g_3</math></b>	<b><math>g_4</math></b>	<b><math>g_5</math></b>	<b><math>g_6</math></b>	<b><math>g_7</math></b>	<b><math>g_8</math></b>	<b><math>g_9</math></b>	<b><math>g_{10}</math></b>
1	2.0	1.0								
2	1.4142	1.4142	1.0							
3	1.0	2.0	2.0	1.0						
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0					
5	0.6180	1.6180	2.0	1.6180	0.6180	1.0				
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0			
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0	1.8019	1.2470	0.4450	1.0		
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9616	1.9616	1.6629	1.1111	0.3902	1.0	
9	0.3473	1.0	1.5321	1.8794	2.0	1.8794	1.5321	1.0	0.3473	1.0

Tabla 2. 1.- Valores de elementos para el filtro prototipo pasabajas Butterworth con  $g_0=1$ .

### 2.7.2.- Filtro prototipo pasabajas Chebyshev

Para este tipo de filtros que tienen una función de transferencia dada en (10) con un rizo pasabandas  $L_{Ar} = 0.1 \text{ dB}$  en la frecuencia de corte  $\Omega_c = 1$ , los valores de los elementos están dados en la tabla 2.2 [37].

<b>n</b>	<b><math>g_1</math></b>	<b><math>g_2</math></b>	<b><math>g_3</math></b>	<b><math>g_4</math></b>	<b><math>g_5</math></b>	<b><math>g_6</math></b>	<b><math>g_7</math></b>	<b><math>g_8</math></b>	<b><math>g_9</math></b>	<b><math>g_{10}</math></b>
1	0.3052	1.0								
2	0.8431	0.6220	1.3554							
3	1.0316	1.1474	1.0316	1.0						
4	1.1088	1.3062	1.7704	0.8181	1.3554					
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0				
6	1.1681	1.4040	2.0562	1.5171	1.9029	0.8618	1.3554			

7	1.1812	1.4228	2.0967	1.5734	2.0967	1.4228	1.1812	1.0		
8	1.1898	1.4346	2.1199	1.6010	2.1700	1.5641	1.9445	0.8778	1.3554	
9	1.1957	1.4426	2.1346	1.6167	2.2054	1.6167	2.1346	1.4426	1.1957	1.0

Tabla 2. 2.- Valores de elementos para el filtro prototipo pasabajas Chebyshev con  $g_0=1$ .

Hasta ahora, solo hemos considerado los filtros de prototipo pasabaja, que tienen una resistencia de la fuente normalizada  $g_0 = 1$  y una frecuencia de corte  $\Omega_c = 1$ . Para obtener características de frecuencia y valores de elementos para filtros prácticos basados en el prototipo pasabajas, uno puede aplicar transformaciones de frecuencia y elementos.

La transformación de frecuencia, que también se conoce como mapeo de frecuencia, se requiere para mapear una respuesta como la respuesta de Chebyshev en el dominio de frecuencia del prototipo pasabajas a aquella en el dominio de la frecuencia en la cual la respuesta de un filtro práctico como pasabajas, pasaaltas, pasabanda son expresadas.

Además del mapeo de frecuencias también se quiere un escalamiento de impedancias para completar las transformaciones de elementos. El escalamiento de impedancias eliminará la normalización de  $g_0 = 1$  y ajustará el filtro para que funcione para cualquier valor de impedancia de la fuente denotado por  $Z_0$ . Para esta formulación es conveniente definir un factor de escalamiento de impedancias  $\gamma_0$  como:

Para  $g_0$  siendo una resistencia.

$$\gamma_0 = \frac{Z_0}{g_0} \quad (23)$$

Para  $g_0$  siendo una conductancia

$$\gamma_0 = \frac{g_0}{Y_0} \quad (24)$$

Donde

- $Y_0$ : Es la admitancia de la fuente.

## 2.8.- Transformación pasabanda

Una respuesta de prototipo pasabajas se transformará en una respuesta pasabanda que tenga una banda de paso  $\omega_2 - \omega_1$ , para ello la transformación de frecuencia requerida es la siguiente:

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (25)$$

Con

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (26)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (27)$$

$$\omega_0 = 2\pi f \quad (28)$$

Donde:

- $\omega_1 - \omega_2$ : Extremos de la banda de paso.
- $\omega_0$ : Frecuencia angular.
- $FBW$ : Ancho de banda fraccional.

Si aplicamos esta transformación de frecuencia a un elemento reactivo  $g$  del prototipo de paso bajo, lo cual implicaría que un elemento inductivo/capacitivo  $g$  en el prototipo pasabajas se transforma en un circuito LC en serie/paralelo. Los elementos para el filtro pasabanda son los siguientes:

Para  $g$  representando inductancias

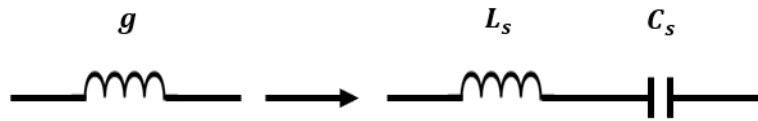


Figura 2. 18.- Elementos básicos de transformación con  $g$  como inductancia.

$$L_s = \left( \frac{\Omega_c}{FBW \omega_0} \right) \gamma_0 g \quad (29)$$

$$C_s = \frac{1}{\omega_0^2 L_s} \quad (30)$$

Para  $g$  representando capacitancias

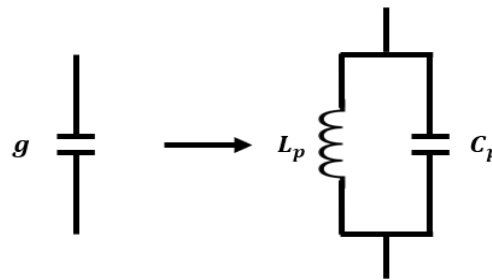


Figura 2. 19.- Elementos básicos de transformación con  $g$  como capacitancia.

$$C_p = \left( \frac{\Omega_c}{FBW \omega_0} \right) \frac{g}{\gamma_0} \quad (31)$$

$$L_p = \frac{1}{\omega_0^2 C_p} \quad (32)$$

## 2.9.- Filtros con inversores de inmitancias

El análisis de red puede mostrar que una inductancia en serie con un inversor en cada lado parece una capacitancia de derivación desde sus terminales exteriores, como se indica en la Figura 2.20 (a). Del mismo modo, una capacitancia de derivación con un inversor en cada lado parece una inductancia en serie de sus terminales externos, como se muestra en la Figura 2.20 (b).

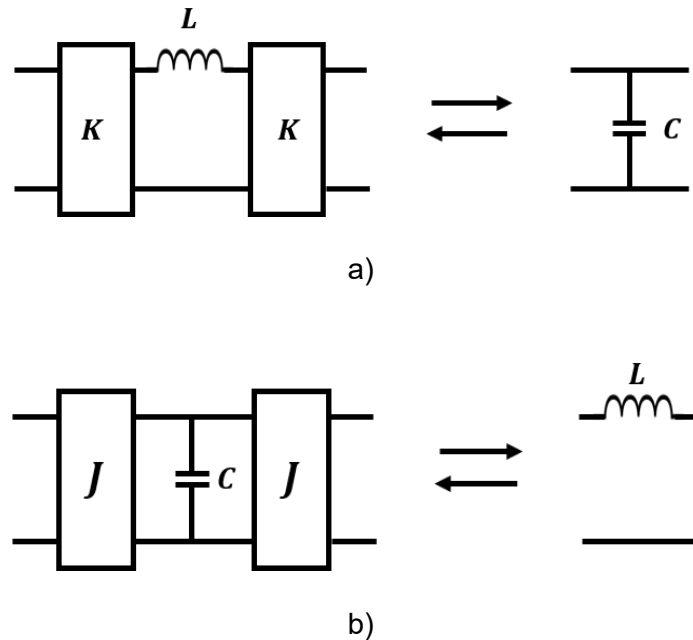


Figura 2. 20.- a) Inversores de inmitancias usados para convertir un capacitor en derivación en un circuito equivalente con inductancias en serie. b) inversores de inmitancias usado para convertir inductores en serie en un circuito equivalente con capacitores de derivación.

También, los inversores tienen la capacidad de cambiar los niveles de impedancia o admitancia dependiendo de la elección de los parámetros  $K$  o  $J$ . Hacer uso de estas propiedades nos permite convertir un circuito filtro a una forma equivalente que sería más conveniente para la implementación con estructuras de microondas.

### 2.9.1.- Filtro pasabanda con inversores

Existen dos formas de realizar filtros pasabandas con inversores de inmitancias, una de ellas es en la que solo intervienen resonadores en serie y la otra consiste solo en resonadores de derivación en paralelo.

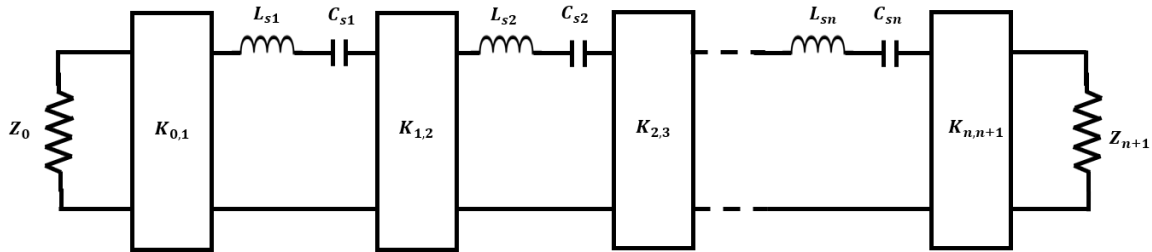


Figura 2. 21.- Filtro pasabandas con resonadores en serie.

Donde:

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{Z_0 FBW \omega_0 L_{s1}}{\Omega_c g_0 g_1}} \quad (33)$$

$$K_{i,i+1} = \frac{FBW \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{L_{si} L_{s(i+1)}}{g_i g_{i+1}}} \Big|_{i=1 \text{ a } n-1} \quad (34)$$

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{FBW \omega_0 L_{sn} Z_{n+1}}{\Omega_c g_n g_{n+1}}} \quad (35)$$

$$C_{si} = \frac{1}{\omega_0^2 L_{si}} \Big|_{i=1 \text{ a } n} \quad (36)$$

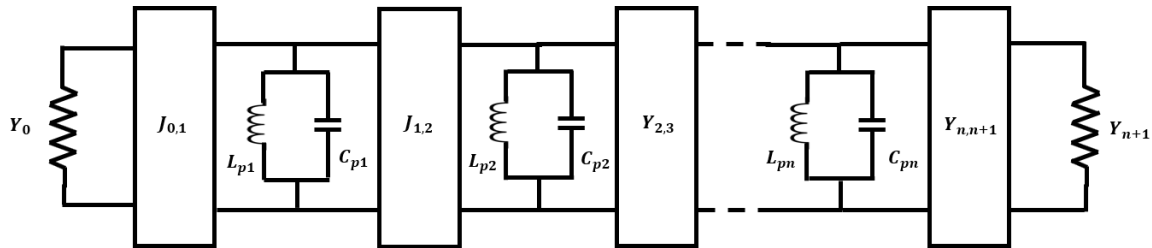


Figura 2. 22.- Filtro pasabanda con resonadores en paralelo.

Donde:

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{Y_0 FBW \omega_0 C_{p1}}{\Omega_c g_0 g_1}} \quad (37)$$

$$J_{i,i+1} = \frac{FBW \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{C_{pi} C_{p(i+1)}}{g_i g_{i+1}}} \Big|_{i=1 \text{ a } n-1} \quad (38)$$

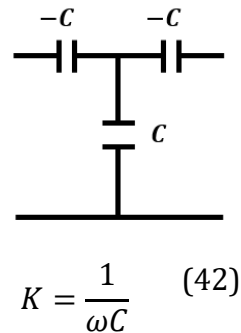
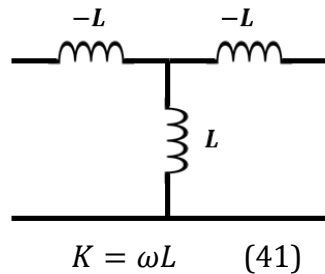
$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{FBW \omega_0 C_{pn} Y_{n+1}}{\Omega_c g_n g_{n+1}}} \quad (39)$$

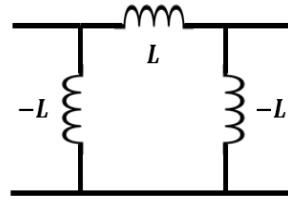
$$L_{pi} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{pi}} \Big|_{i=1 \text{ a } n} \quad (40)$$

Los nuevos valores de los elementos tales como  $Z_0$ ,  $Z_{n+1}$ ,  $L_{ai}$ ,  $Y_0$ ,  $Y_{n+1}$  y  $C_{ai}$  pueden ser escogidos arbitrariamente y la respuesta del filtro será idéntica a la del prototipo original.

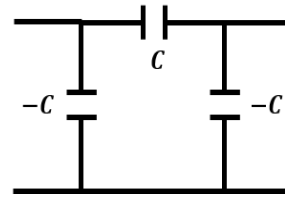
### 2.9.2.- Transformación de Richard

Estas transformaciones son de vital importancia para el diseño práctico de filtros de microondas. Una aproximación comúnmente usada para el diseño práctico es buscar una aproximación equivalente entre elementos agrupados y distribuidos. Así que esta equivalencia puede ser establecida aplicando la transformación de Richard [37].





$$J = \frac{1}{\omega L} \quad (43)$$



$$J = \omega C \quad (44)$$

Figura 2. 23.- Elementos agrupados para inversores de inmitancias

## 2.10.- Factor de acoplamiento

Los circuitos con resonadores acoplados son importantes para el diseño de filtros de microondas, en particular los filtros pasabanda. Existe una técnica general para diseñar este tipo de filtros, la cual se basa en los coeficientes de acoplamiento de resonadores y los factores de calidad en la entrada y salida de los resonadores.

El factor de acoplamiento sirve para determinar el acoplamiento entre dos resonadores. Por lo tanto, el valor teórico se puede determinar de la siguiente manera [38].

$$k_t = J_{1,2} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (45)$$

Mientras que el valor simulado del factor de acoplamiento entre cada par de cavidades SIW puede ser determinado usando la siguiente ecuación.

$$k = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \quad (46)$$

Donde  $f_2$  y  $f_1$  son los eigenvalores de la simulación de un par de cavidades SIW [37,38].

Mientras que el factor de calidad externo nos indica como se inserta y se extrae energía del circuito, por lo que es un parámetro de diseño fundamental y este puede ser calculado con la siguiente ecuación [39].

$$Q_{ext} = \frac{2\pi f_0 C}{J_{0,1}} \quad (47)$$

# 3

## Diseño y simulación

---

En este capítulo se presenta el diseño de los elementos necesarios para poder lograr esta tesis, tales como, guía de onda integrada en sustrato (SIW), filtro pasabanda, acoplamiento de varias SIW para lograr el filtro en ese tipo de tecnología, acoplamiento de la línea de alimentación y el sistema antena-filtro.

Los diseños presentados en este capítulo se realizaron bajo las siguientes consideraciones específicas de diseño, una frecuencia central de 3.6 GHz. Además de que el sustrato que se utilizó es el Rogers 4003C, la tabla 3.1 resume las características de este sustrato.

ROGERS 4003C	
Permitividad relativa	$\epsilon_r = 3.55$
Perdidas tangenciales	$\delta = 0.0023$
Espesor	$h = 1.524 \text{ mm}$

Tabla 3. 1.- Características del sustrato a utilizar.

### 3.1.- Guía de onda integrada en sustrato

Lo primero que se realizó, es una guía de onda integrada en sustrato ya que es la base de este trabajo. Para el diseño se emplearon las ecuaciones descritas en el capítulo 2, además se considera que esta debe tener una frecuencia de corte cercana a 3.6 GHz.

Sustituyendo este valor de frecuencia en la ecuación (13) y (14) del capítulo anterior, se obtiene:

$$a = 41.66 \text{ mm}$$

$$a_{FW} = 22.11 \text{ mm}$$

Para encontrar la distancia  $a_s$  de la ecuación (15) primero se calcula el valor de  $d$ , este a su vez depende del valor de la longitud de onda guiada  $\lambda_g$ .

De la ecuación (18), se obtiene:

$$\lambda_g = 52.18 \text{ mm}$$

Una vez calculado el valor de  $\lambda_g$  se calcula  $d$  desde la ecuación (16), por lo tanto, se tiene que:

$$d < 10.43 \text{ mm}$$

De acuerdo con la ecuación (16), ésta solo nos dice que el valor de  $d$  debe ser menor a 10.43 mm, esto quiere decir que puede tomar cualquier menor a 10.43 mm, tomando en cuenta esto y que este trabajo se fabricará, para elegir un valor de  $d$  se optó por buscar un valor comercial tanto de brocas como alambres de cobre. Las tablas 3.2 y 3.3, presentan las dimensiones de las brocas y de los alambres comerciales. [40,41].

Calibre	Díámetro (mm)
1/32	0.79
3/64	1.19
1/16	1.58
<b>5/64</b>	<b>1.98</b>
3/32	2.38
7/64	2.77

Tabla 3. 2.- Valores de brocas comerciales.

Calibre	Diámetro (mm)
10	2.58
11	2.30
<b>12</b>	<b>2.05</b>
13	1.82
14	1.62

Tabla 3. 3.- Valores de alambres de cobre comerciales

El valor seleccionado fue el siguiente:

$$d = 2.05 \text{ mm}$$

Teniendo en cuenta este valor, se determinó  $s$  utilizando la ecuación (17), por lo tanto.

$$s = 4.1$$

Por último, con los valores obtenidos de  $d$  y  $s$ , se calcula  $a_s$ , utilizando la ecuación (15), se tiene que:

$$a_s = 23.18 \text{ mm}$$

Con los valores obtenidos de  $d$ ,  $s$  y  $a_s$  se comprobó su funcionamiento mediante simulación utilizando el programa HFSS. La figura 3.1 ilustra la geometría de la SIW en el simulador.

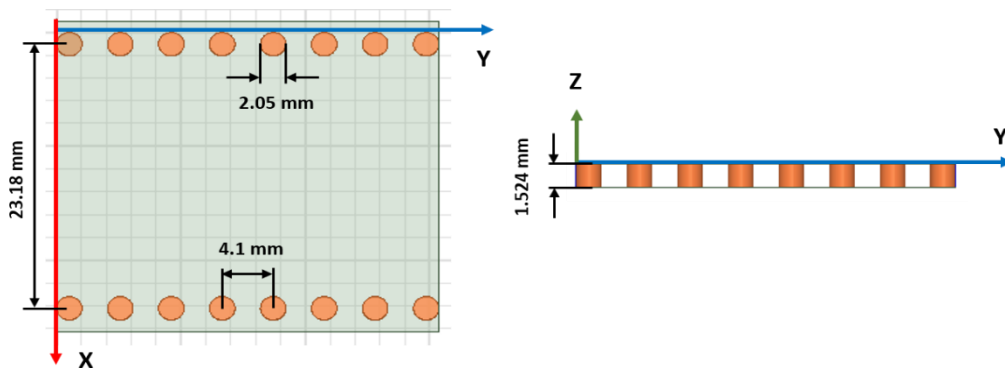


Figura 3. 1.- Diseño de SIW en HFSS a) Vista superior, b) vista lateral

Primero se realizó un análisis paramétrico variando el número de vías con el fin de observar cómo afecta el largo de la SIW a la respuesta en frecuencia de diseño. En este primer análisis se dejaron fijos los valores de  $d= 2.05mm$ ,  $s=4.1mm$  y  $a_s = 23.18 mm$ . La figura 3.2 presenta las variaciones en frecuencia con respecto al cambio de número de vías.

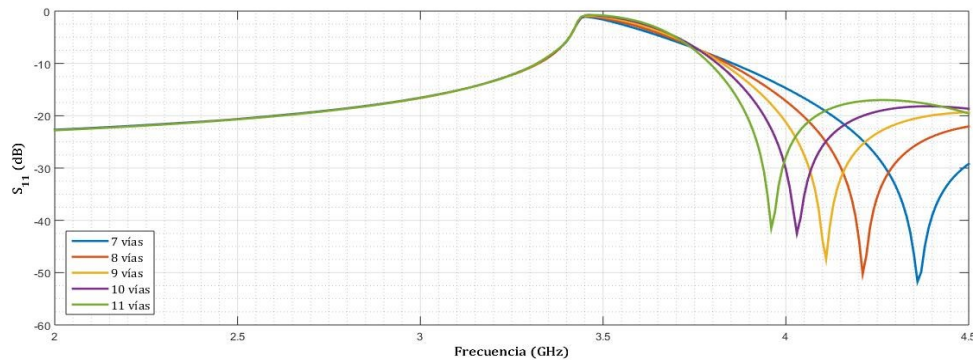


Figura 3. 2.- Análisis paramétrico con el número de vías.

De la figura 3.2 se muestra la respuesta en frecuencia de la SIW diseñada y se observa que conforme se incrementa el número de vías, la frecuencia de resonancia se aproxima a la frecuencia de diseño, pero tampoco es conveniente utilizar muchas vías, ya que al ser una serie de acoplamientos de guías de onda esto aumentaría demasiado el tamaño.

Por lo tanto, se decidió trabajar con 8 vías, con este número de vías se obtuvo un nivel de  $S_{11} = -52 dB$  a una frecuencia  $f_c = 4.2 GHz$ . Con este número de vías se obtuvo una frecuencia cercana a la frecuencia de diseño, por lo cual se optó por realizar un análisis paramétrico con los demás valores, esto para ver como influían en la respuesta en frecuencia de la SIW.

En el siguiente análisis paramétrico se dejaron fijos los valores de  $d= 2.05mm$  y  $s=4.1mm$  y se varió la distancia entre las filas de las vías  $a_s$ . La figura 3.3 presenta las variaciones en frecuencia con respecto a la variación de la distancia entre las filas de las vías  $a_s$ .

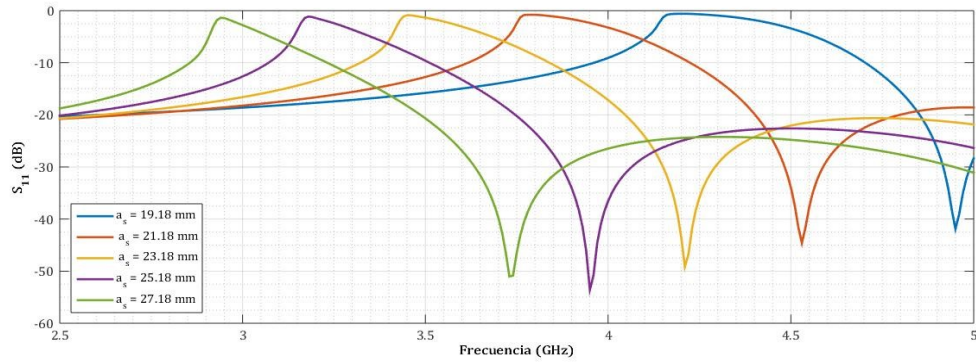


Figura 3.3.- Análisis paramétrico con la distancia entre las filas de vías  $a_s$ .

De la figura 3.3 se observa como varía el coeficiente de reflexión  $S_{11}$  conforme varía la distancia entre las vías, es decir, conforme aumenta el valor de  $a_s$ , la respuesta en frecuencia tiende a la frecuencia diseño.

Por último, se realizó el análisis paramétrico dejando fijos los valores  $d = 2.05\text{ mm}$ , y  $a_s = 23.18\text{ mm}$  y se varió la distancia entre las vías  $s$ . La figura 3.4 presenta las variaciones en frecuencia respecto a la variación de la distancia entre las vías  $s$ .

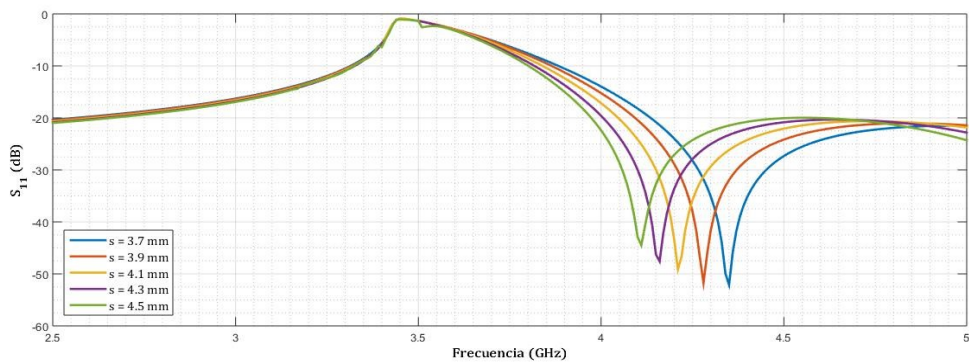


Figura 3.4.- Análisis paramétrico con la distancia entre las vías  $s$ .

De la figura 3.4 se observa que conforme varía la distancia entre las vías  $s$ , el coeficiente de reflexión  $S_{11}$  cambia su respuesta en frecuencia, es decir, conforme la distancia  $s$  aumenta, la respuesta tiende a la frecuencia de diseño.

De todos los análisis paramétricos realizados anteriormente se observó que, el parámetro que más influye en la respuesta en frecuencia de la SIW es la distancia entre las filas de las vías  $a_s$ . Por lo tanto, la tabla 3.4 muestra los valores calculados y los valores reales que se utilizaron para que la SIW funcione a la frecuencia de diseño, mientras que la figura 3.5 muestra la respuesta en frecuencia de la SIW con los valores reales.

	$d$ (mm)	$s$ (mm)	$a_s$ (mm)	No. de vías
Valor calculado	2.05	4.1	23.18	X
Valor real	2.05	4.1	27.74	8

Tabla 3. 4.- Valores calculados vs valores reales.

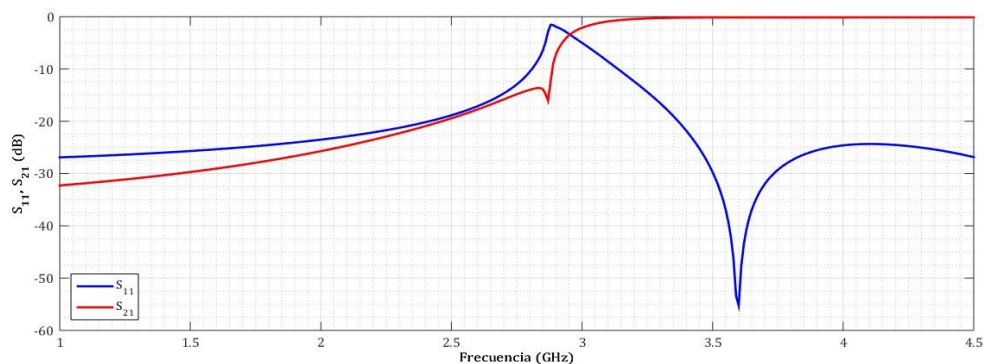


Figura 3. 5.- Respuesta en frecuencia de la SIW.

De la gráfica anterior se observa que, con los nuevos valores en los parámetros de diseño, la SIW funciona a la frecuencia de diseño.

### 3.2.- Filtro pasabanda

Para el diseño del filtro se deben considerar las características de este, las cuales son las siguientes.

- Filtro de tercer orden.
- Frecuencia central: 3.6 GHz.
- Ancho de banda fraccional: 10%

La mayoría de las investigaciones de filtros que utilizan este tipo de tecnología se basan en aproximaciones de tipo Chebyshev, previamente se realizó un análisis con este tipo de aproximación, pero por cuestiones de fabricación, específicamente en la proximidad de las vías, no fue posible realizarlo, por ello se realizó mediante una aproximación Butterworth.

Primero se realizó mediante un filtro prototipo pasabajas con una aproximación Butterworth para posteriormente realizar su transformación a un filtro pasabanda.

Los valores de  $g$  de los elementos para una aproximación Butterworth se muestran en la tabla 2.1 del capítulo 2, los cuales son los siguientes.

$$g_0 = 1 \qquad g_2 = 2 \qquad g_4 = 1$$

$$g_1 = 1 \qquad g_3 = 1$$

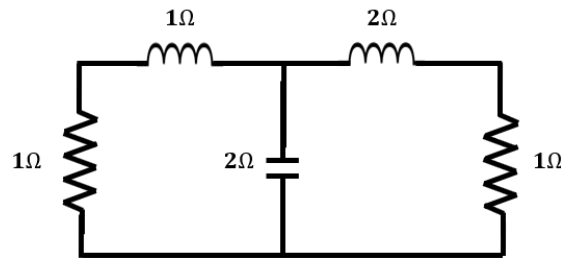


Figura 3. 6.- Filtro prototipo pasabajas

Ya que se tiene el filtro prototipo, se utilizan las transformaciones de un filtro prototipo pasabajas a un filtro pasabanda mencionadas en el capítulo anterior. Para calcular los valores para la transformación, se calculan  $\omega_0$  y  $\gamma_0$ , para esto se tiene:

La ecuación (23), esta nos dice.

$$\gamma_0 = 50$$

Mientras que de la ecuación (28), se tiene que:

$$\omega_0 = 22.619 \times 10^9 \text{ rad/seg}$$

Calculados los valores obtenidos, se calculan los valores de transformación utilizando las ecuaciones (28-31), estos se muestran a continuación.

$$L_{s1} = 22.10 \text{ nH}$$

$$C_{p2} = 17.68 \text{ pF}$$

$$L_{s3} = 44.21 \text{ nH}$$

$$C_{s1} = 88.42 \text{ fF}$$

$$L_{p2} = 110.52 \text{ pH}$$

$$C_{s3} = 44.21 \text{ fF}$$

La transformación del filtro prototipo pasabajas a un filtro pasabanda se observa en la figura 3.7.

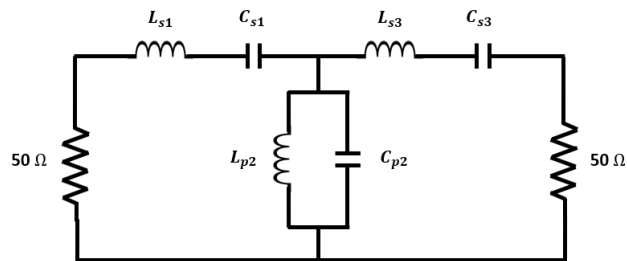


Figura 3. 7.- Filtro pasabanda de tercer orden.

Una vez calculado los valores para el filtro pasabanda, se realizó la simulación de este utilizando el programa ADS, para comprobar si estos valores son correctos. La figura 3.8 muestra el diagrama realizado en ADS, mientras que la figura 3.9 muestra la respuesta en frecuencia de la simulación.

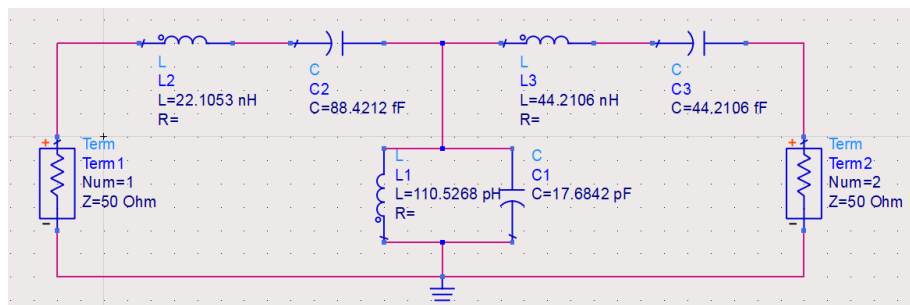


Figura 3. 8.- Filtro pasabanda en ADS.

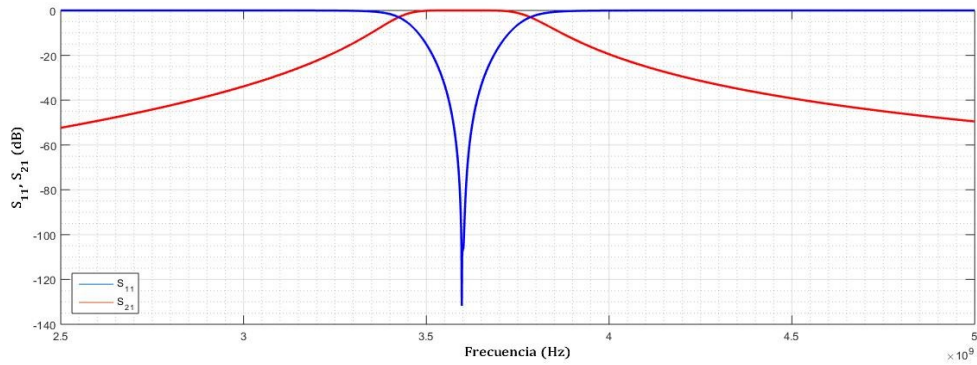


Figura 3. 9.- Respuesta del filtro pasabanda en ADS.

Con la figura 3.9 se comprueba que con los valores que se obtuvieron, efectivamente se obtiene la respuesta de un filtro pasabanda con una frecuencia central  $f_c = 3.6 \text{ GHz}$  y un ancho de banda fraccional del 10%, este ancho de banda se observa en los cruces (3.4 GHz y 3.79 GHz) entre las líneas a -3dB.

Como siguiente paso se realizó el filtro pasabanda con inversores de inmitancias, teniendo en cuenta las transformaciones mostradas en el capítulo anterior. Por lo tanto, en la figura 3.10 se muestra el esquema del filtro de tercer orden con inversores de inmitancias.

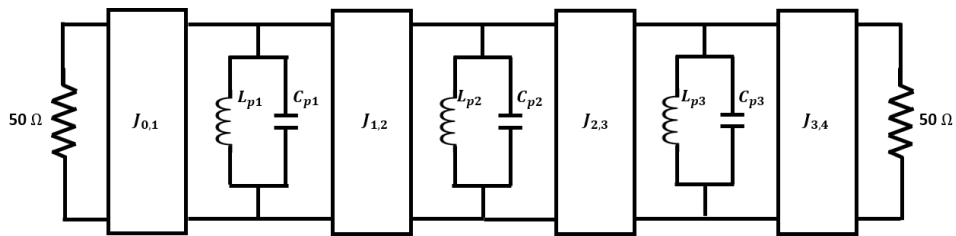


Figura 3. 10.- Filtro prototipo pasabanda con inversores de inmitancias.

Como siguiente paso se calcularon los valores de  $J$ . Para ello se utilizaron las ecuaciones (36-38). Antes de calcular los valores de  $J$  se calculó el valor de  $L_{pi}$ , para ello se hizo uso de la ecuación (39), para esto se propone que.

$$C_{p1} = C_{p2} = C_{p3} = 1 \text{ pF}$$

Por lo tanto:

$$L_{p1} = L_{p2} = L_{p3} = 1.954 \text{ nH}$$

Y:

$$J_{0,1} = J_{3,4} = 0.3362$$

$$J_{1,2} = J_{2,3} = 1.59 \times 10^{-3}$$

Una vez calculado los valores de  $J$ , para llevar a cabo la simulación de este filtro pasabanda con inversores, se utilizaron las transformaciones de Richard de la figura (2.19).

Por lo tanto, se tiene el circuito mostrado en la figura 3.11.

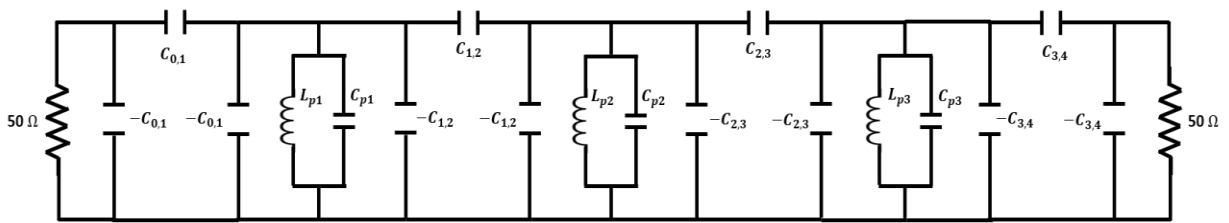


Figura 3. 11.- Filtro pasabanda con transformaciones de Richard equivalentes.

Para obtener los valores de  $C$  se utilizó la ecuación (43) por lo tanto, estos valores son los siguientes.

$$C_{0,1} = C_{3,4} = 93.38 \text{ pF}$$

$$C_{1,2} = C_{2,3} = 70.29 \text{ fF}$$

Con estos valores, ya se puede realizar la simulación del filtro y para ello se utilizó el programa ADS. El diagrama esquemático del circuito simulado se presenta en la Figura 3.12, mientras que en la figura 3.13 se muestra la respuesta en frecuencia de la simulación.

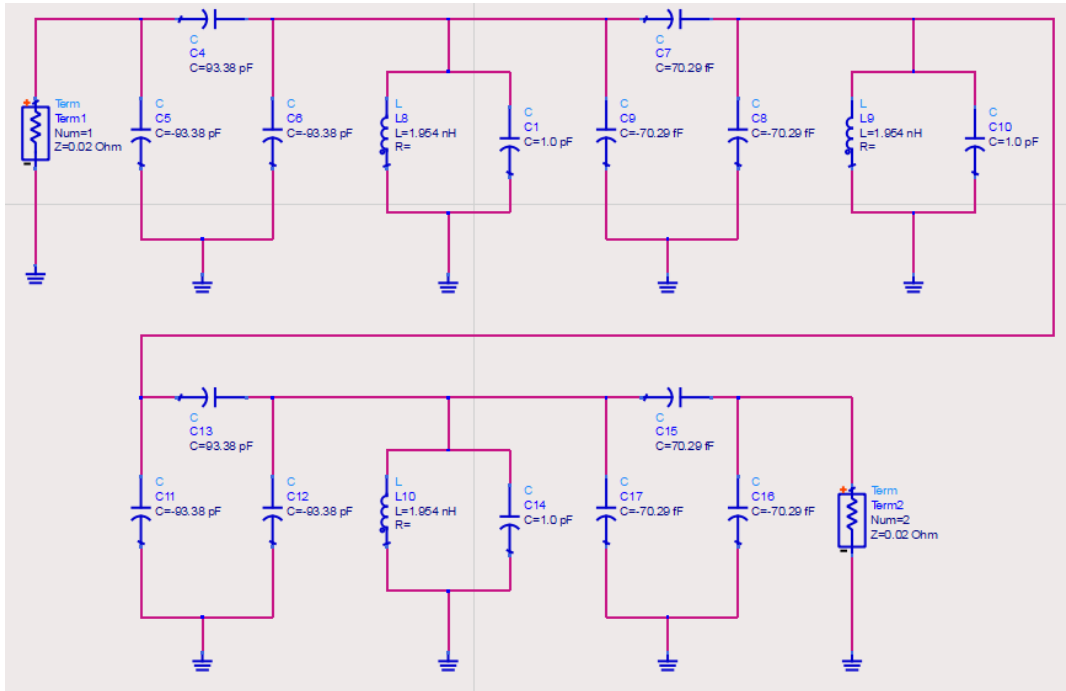


Figura 3. 12.- Filtro pasabanda con inversores de inmitancias en ADS.

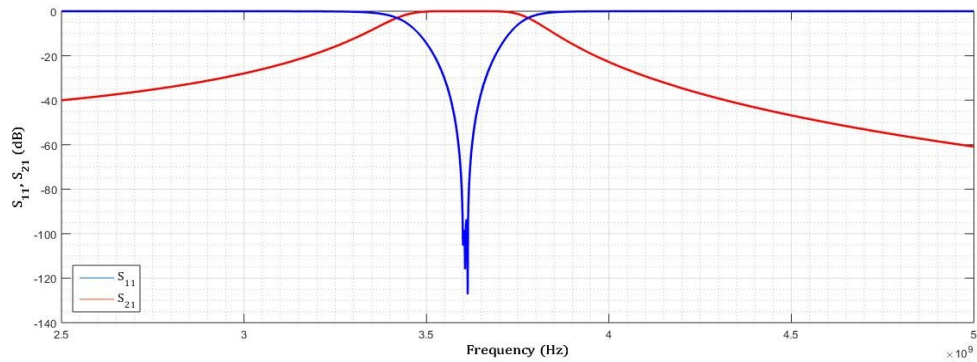


Figura 3. 13.- Respuesta del filtro pasabanda con inversores de inmitancias en ADS.

Con la figura 3.13 se comprueba que se obtiene un filtro pasabanda con una frecuencia central  $f_c = 3.6 \text{ GHz}$  con frecuencias laterales de  $3.4 \text{ GHz}$  y  $3.81 \text{ GHz}$  con el uso de inversores de inmitancias.

El siguiente paso es calcular el factor de acoplamiento teórico, para obtener este valor se utilizará la ecuación (45). Por lo tanto, el resultado es el siguiente.

$$k_t = 0.07$$

Este es un valor teórico, por lo tanto, lo siguiente es encontrar este mismo valor al momento de acoplar dos cavidades SIW, es por lo que, previamente se realizó el diseño de una SIW.

Este acoplamiento se realizó de manera simulada en el programa HFSS como se muestra en la figura 3.14.

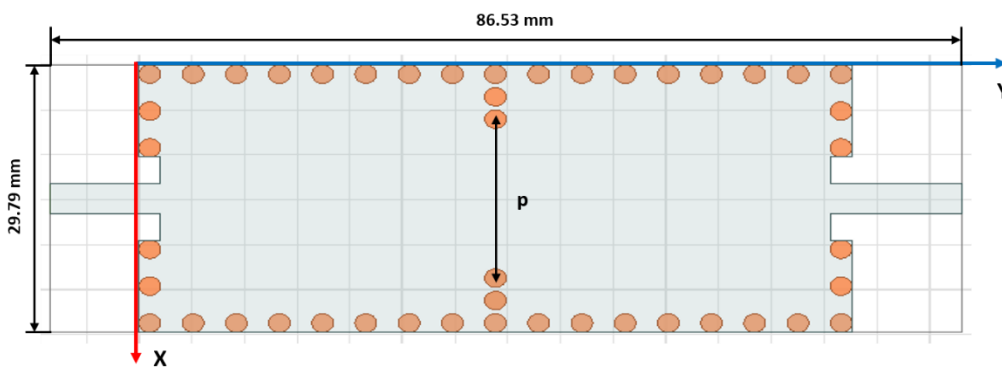


Figura 3. 14.- Simulación en HFSS de un par de cavidades para obtener el factor de acoplamiento  $k$ .

El valor simulado se puede obtener de la ecuación (46).

$$k = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2}$$

Los valores de  $f_1$  y  $f_2$  se obtuvieron a partir del parámetro  $S_{21}$  de la respuesta en frecuencia de la simulación anterior como se observa en la figura 3.15.

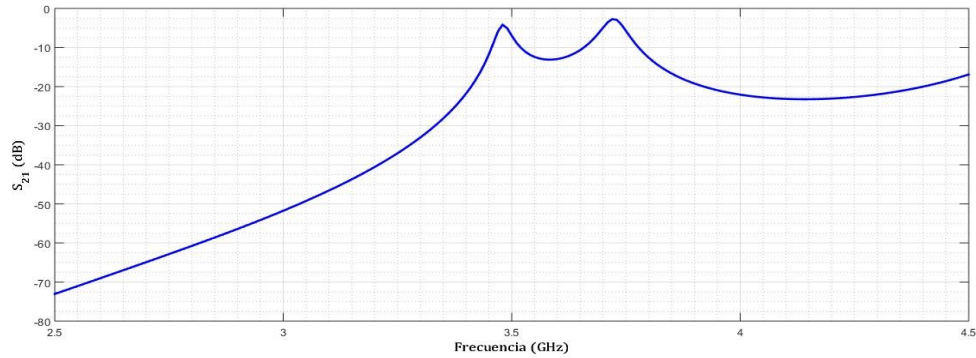


Figura 3. 15.- Respuesta en frecuencia de la simulación de dos cavidades SIW para obtener los picos  $f_1$  y  $f_2$ .

De la figura 3.15 se observan dos picos, estos corresponden a las frecuencias características  $f_1$  y  $f_2$ . Estos picos varían conforme la distancia  $p$  varía.

Para observar el comportamiento y obtener el valor de  $k$ , se realizó un análisis paramétrico variando la distancia  $p$ . Este análisis se muestra en la siguiente figura 3.16.

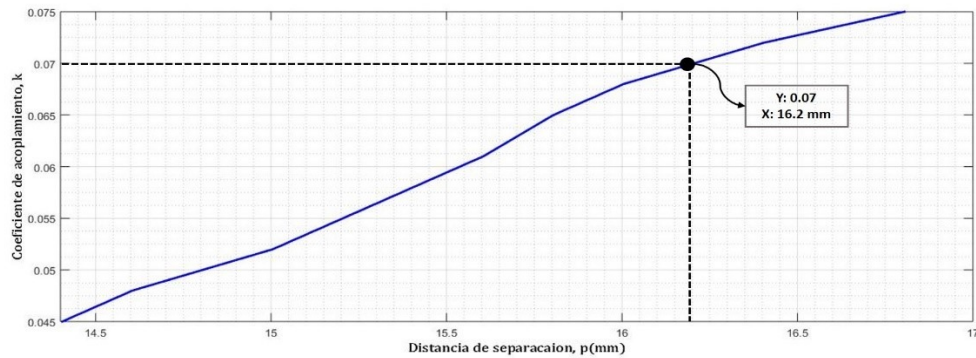


Figura 3. 16.- Análisis paramétrico del coeficiente de acoplamiento  $k$ .

De la figura 3.16 se observa que el valor de  $k$  calculado se obtiene cuando  $p = 16.2 \text{ mm}$ .

El siguiente paso es encontrar el factor de calidad externo  $Q$ , para ello se utilizó la ecuación (47). Por lo tanto, se tiene que:

$$Q = 0.067$$

Para hallar este valor se hizo un análisis paramétrico tomando en cuenta los parámetros  $a$  y  $b$  que se muestran en la figura 3.17.

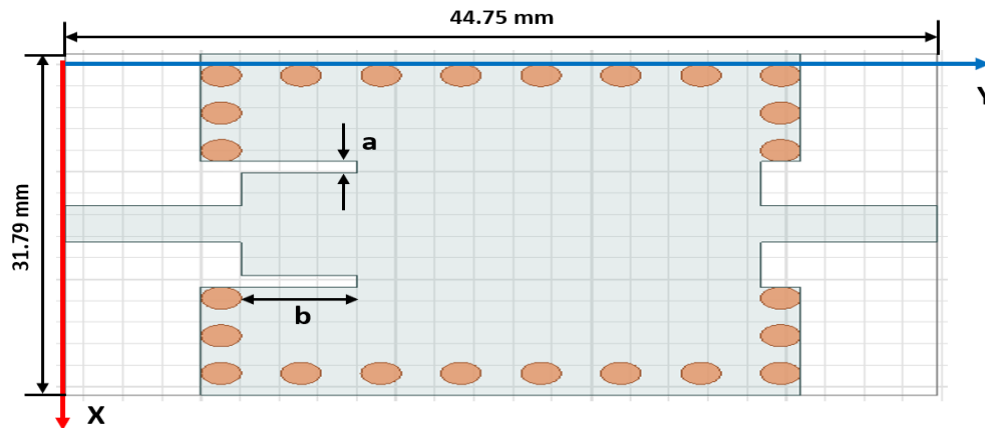


Figura 3. 17.- Simulación en HFSS para obtener el factor de calidad  $Q$ .

Para este análisis se dejó fijo un valor y se empezó a variar el otro valor y viceversa hasta que ambos se ajustaron para poder encontrar el valor de  $Q$  que se está buscando. En la figura 3.18 se fijó el valor de  $a = 1\text{ mm}$  y se varió el valor  $b$ , mientras que, en la figura 3.19 se fijó el valor de  $b$  y se varió  $a$ .

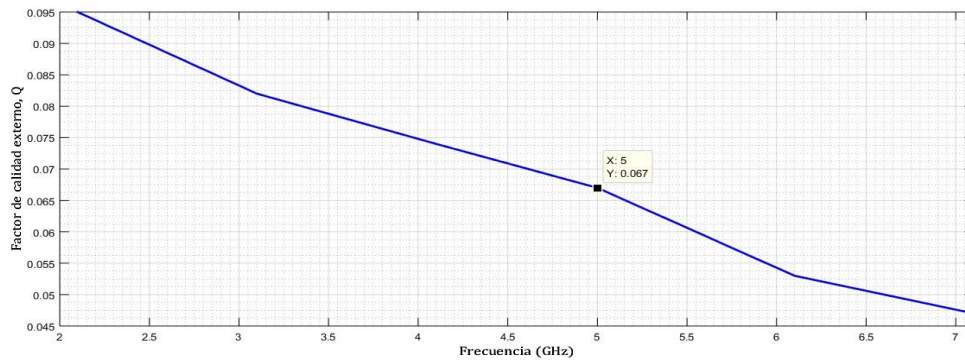


Figura 3. 18.- Análisis paramétrico del factor de acoplamiento  $Q$  con  $a = 1\text{ mm}$ .

En la figura 3.18 se fijó el valor de  $a = 1\text{ mm}$  y se observa que el valor de  $Q$  se obtuvo cuando  $b = 5\text{ mm}$ .

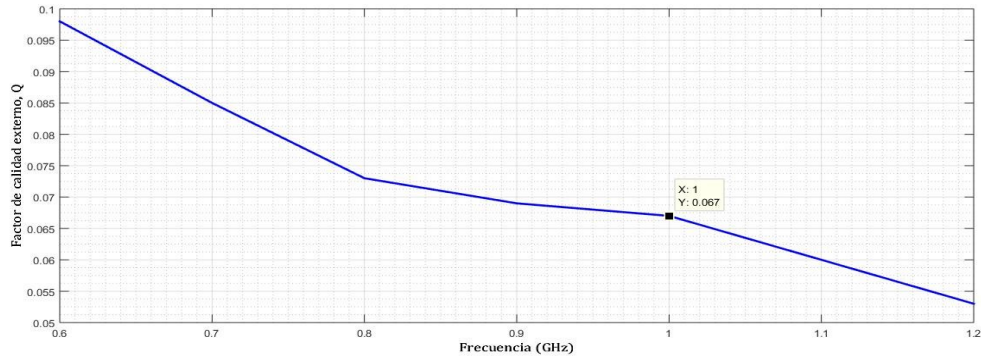


Figura 3. 19.- Análisis paramétrico del factor de acoplamiento Q con  $b = 5\text{mm}$ .

Con la figura 3.19 se dejó fijo el valor de  $b = 5\text{mm}$  encontrado con la figura 3.18 y se comprobó que el valor de Q es el mismo.

Por lo tanto, el valor de Q se obtiene cuando:

$$a = 1\text{ mm}$$

$$b = 5\text{ mm}$$

Por último, para lograr un filtro de tercer orden se deben de acoplar tres cavidades SIW, con todas las características previamente calculadas, para ello se utilizó el programa HFSS para realizarlo de manera simulada. En la figura 3.20 se muestra el diseño del filtro realizado, mientras que en la figura 3.21 la respuesta en frecuencia de la simulación.

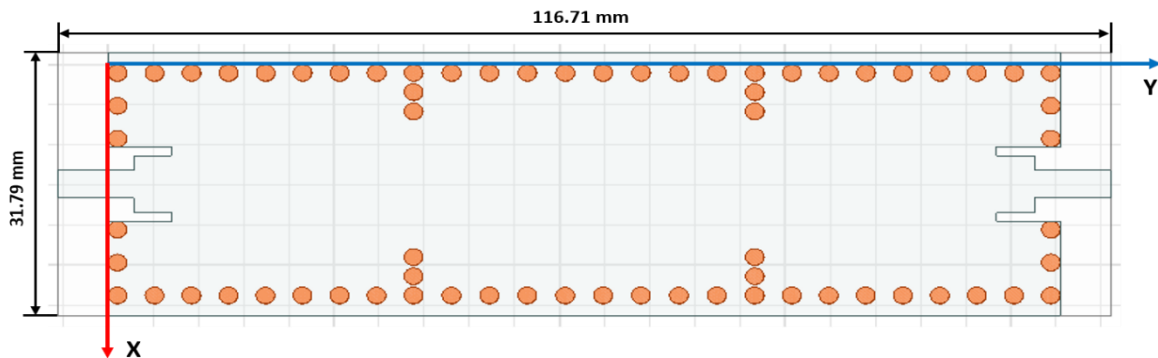


Figura 3. 20.- Acoplamiento de 3 SIW en HFSS.

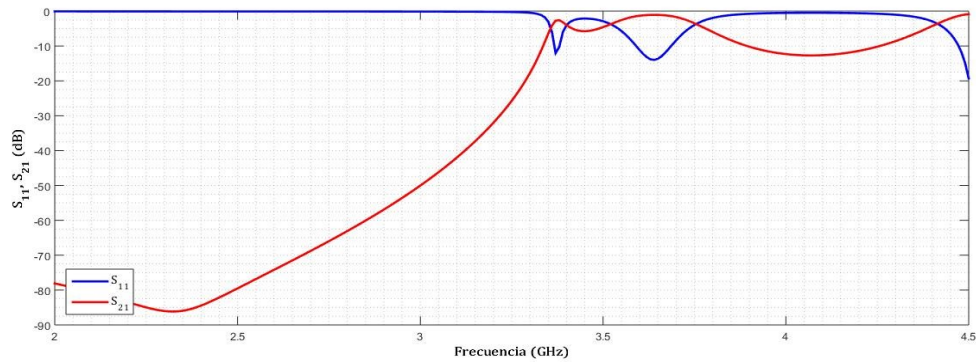


Figura 3. 21.- Respuesta en frecuencia del acoplamiento de 3 cavidades SIW.

En figura 3.21 se observa que no se obtuvo la respuesta de un filtro pasabanda de tercer orden, es por ello que se optó por reducir la distancia de  $a_s$  de la segunda cavidad SIW.

Con la modificación de la distancia en la segunda cavidad SIW  $a_{s1}$ , mostradas en la tabla 3.5 se realizó un nuevo diseño en el programa HFSS como se muestra en la figura 3.22 y se obtuvo su respuesta en frecuencia mostrada en la figura 3.23.

Dimension	Valor (mm)	Dimension	Valor (mm)	Dimension	Valor (mm)
x	3.4	y2	103.4	s	4.1
a	1	$a_s$	27.74	d	2.05
b	5	$a_{s1}$	26.24		
y1	28.7	p	16.2		

Tabla 3. 5.- Dimensiones del filtro de tercer orden en tecnología SIW.

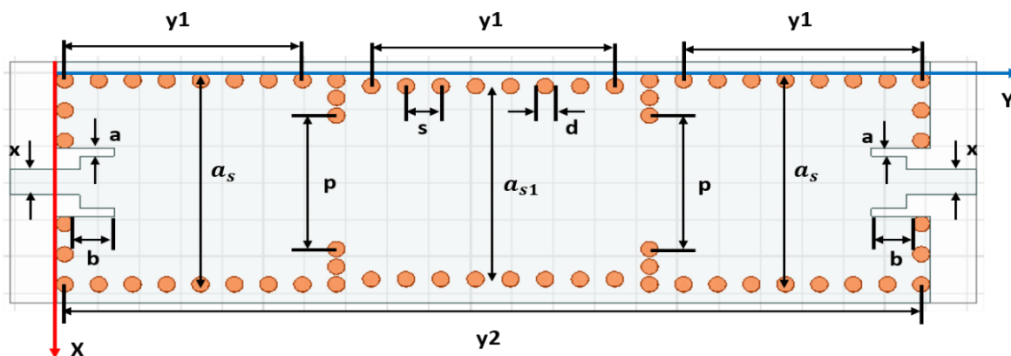


Figura 3. 22.- Diseño del filtro de tercer orden en HFSS.

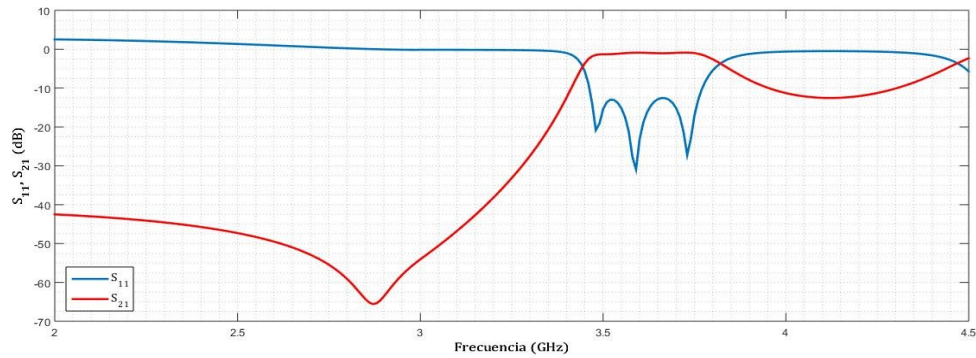


Figura 3. 23.- Respuesta en frecuencia del filtro de tercer orden en tecnología SIW.

De la figura 3.23 se observa que con la disminución de la distancia entre las filas de las vías de la segunda cavidad  $a_{s1}$  se obtiene la respuesta del filtro pasabanda de tercer orden con una frecuencia central  $f_c = 3.59 \text{ GHz}$  y frecuencias de corte de  $3.44 \text{ GHz}$  y  $3.81 \text{ GHz}$

### 3.3.- Antena de parche circular UWB

Para este trabajo se utilizó este tipo de antena con un ancho de banda muy amplio para poder observar el efecto del filtro pasabanda.

El diseño de esta antena consta de un parche circular y una línea de alimentación de  $50\Omega$ , por lo tanto, primero se calculó el radio del parche utilizando la ecuación (11), para ello debemos tener en cuenta los siguientes valores.

$$L.F = 2 \text{ GHz}$$

$$g_{ant} = 0$$

La ecuación original está formada por una variable  $g$  a la cual se le cambió el nombre por  $g_{ant}$  para no confundir con los valores de los elementos Chebyshev de la Tabla 2.1 Por lo tanto, el valor de  $r$ , es el siguiente.

$$r = 16 \text{ mm}$$

Como siguiente paso se realizó una línea de alimentación de  $50\Omega$ , los valores importantes para el diseño de esta línea son el ancho  $W$  y el largo  $l$ .

Para calcular el ancho utilizaremos la ecuación (4), la cual nos da como resultado.

$$\frac{W}{h} = 2.24$$

Tomando  $h = 1.524 \text{ mm}$ , se tiene que:

$$W = 3.41 \text{ mm}$$

Mientras que para calcular el largo de la línea se utilizará la ecuación (1), por lo tanto, se tiene que:

$$l = 22.4 \text{ mm}$$

Se debe tener en cuenta que esta línea se diseñó para la frecuencia más baja de resonancia, es decir,  $2\text{GHz}$ . Una vez calculadas las dimensiones necesarias se procedió a realizar la simulación de esta antena en el programa HFSS. En la figura 3.24 se ilustra el diseño de la antena realizado en HFSS, mientras que en la figura 3.25 se muestra la respuesta en frecuencia.

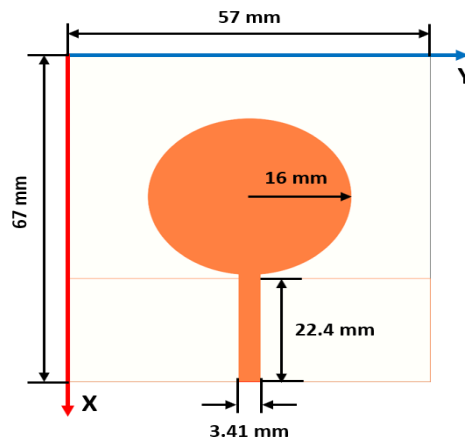


Figura 3. 24.- Diseño de la antena circular en HFSS.

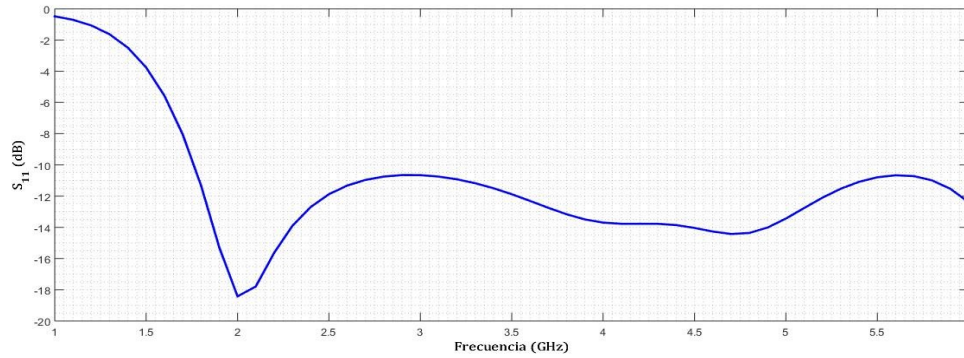


Figura 3. 25.- Respuesta en frecuencia de la antena circular.

De la respuesta en frecuencia mostrada en la figura 3.25 se observa que la antena tiene un rango de operación desde 1.7 hasta 6 GHz.

Así como también se obtuvo el patrón de radiación de esta antena de manera simulada con ayuda del programa HFSS, la cual se muestra en la figura 3.26. y en la cual se puede observar la forma en que la antena irradia.

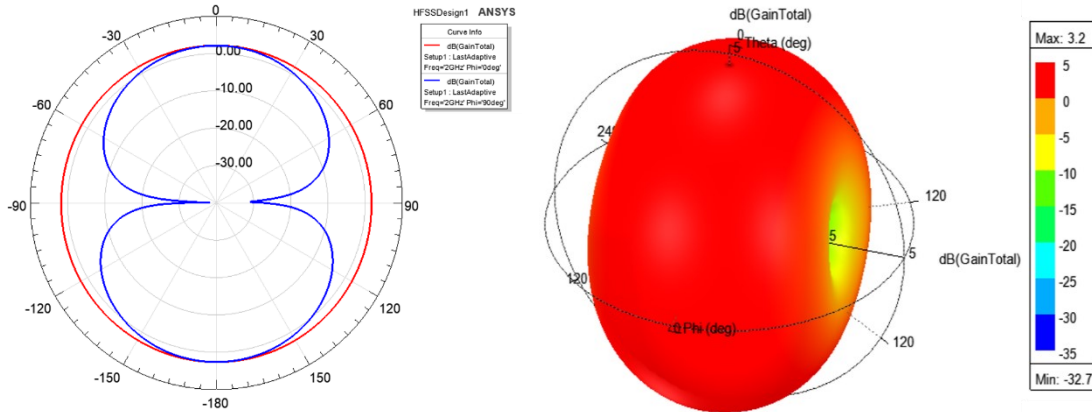


Figura 3. 26.- Patrón de radiación.

### 3.4.- Sistema integrado antenna - filtro

Ya que se realizaron tanto la antenna como el filtro de manera separada como último paso se realizó la unión de estos. Este diseño se realizó en el programa HFSS como se muestra en la figura 3.27, mientras que la respuesta en frecuencia se muestra en la figura 3.28.

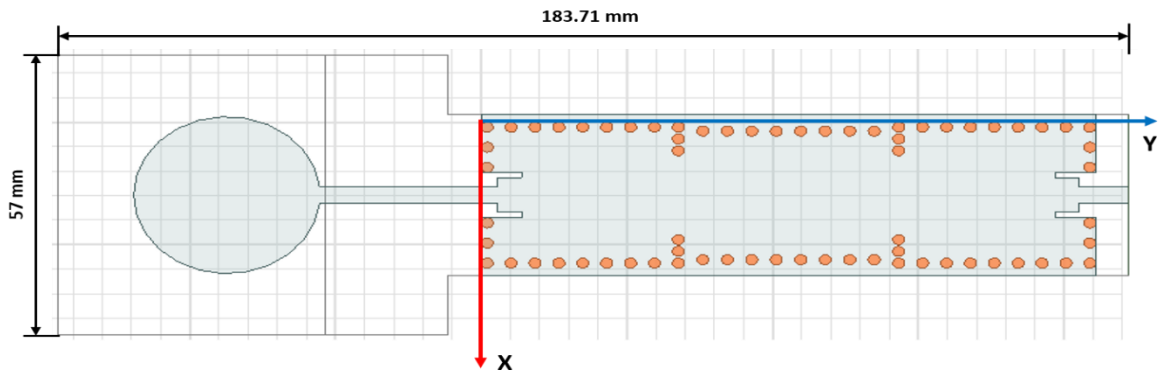


Figura 3. 27.- Diseño del sistema antenna filtro en HFSS.

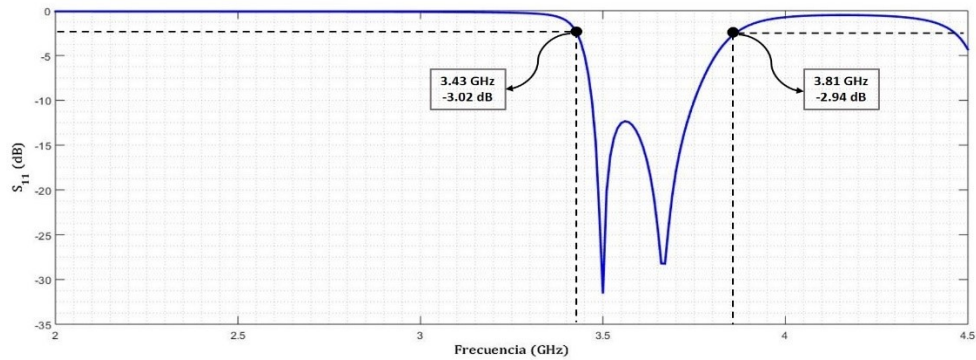


Figura 3. 28.- Respuesta en frecuencia del sistema antenna-filtro.

Ya que la antenna opera en un rango de 1.8 a 6 GHz, en la figura 3.28 se observa que, este sistema funciona en el rango de frecuencias de diseño, es decir, las frecuencias que no están dentro de este rango son atenuadas.

# 4

## Análisis de resultados

En este capítulo se presenta el proceso de fabricación del filtro de tercer orden en tecnología SIW, la antena de parche circular de ultra ancho de banda y el sistema integrado antena – filtro para el cual se hizo uso de distintas herramientas. Así como también se presenta el proceso de medición para el cual se utilizó un analizador vectorial de redes (VNA) del cual se obtuvieron los parámetros de dispersión  $S$ , el orden de fabricación se llevará a cabo conforme al capítulo 3. Por último, se comparan los resultados obtenidos con los resultados de las simulaciones.

### 4.1.- Guía de onda integrada en sustrato

Con base en el diseño de la SIW obtenido en el capítulo anterior, se procedió a fabricar esta, siguiendo el procedimiento descrito en el apéndice A. A esta se le soldaron conectores SMA hembra para medir sus parámetros de dispersión. Para la medición de los parámetros  $S$  se empleó el analizador vectorial de redes (Vector Star, Anritsu) del Laboratorio de Caracterización de Sistemas Basados en Microondas de la FCE-BUAP, una imagen del VNA empleado se muestra en la Figura 4.1.



Figura 4. 1.- VNA utilizado para la medición de la SIW.

La SIW fue conectada al VNA utilizando cables de prueba y el VNA fue calibrado utilizando la técnica SOLT (por sus siglas en inglés, Short, Open, Load y True), la cual consiste en mover el plano de medición al final de los cables de prueba y remover los efectos parásitos producidos por los cables. Es importante mencionar que antes de calibrar el VNA este fue encendido dos horas antes de la medición, para que el equipo no tuviera variaciones de temperatura y produjera errores en la medición.

La Figura 4.2, presenta los parámetros S obtenidos mediante medición y comparados con los parámetros S simulados.

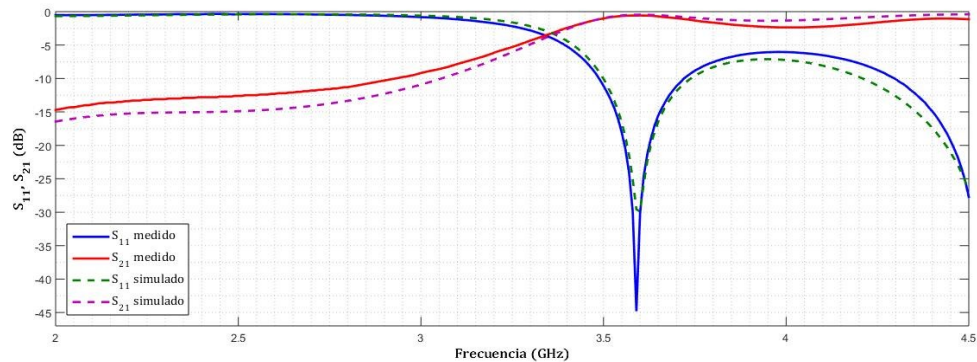


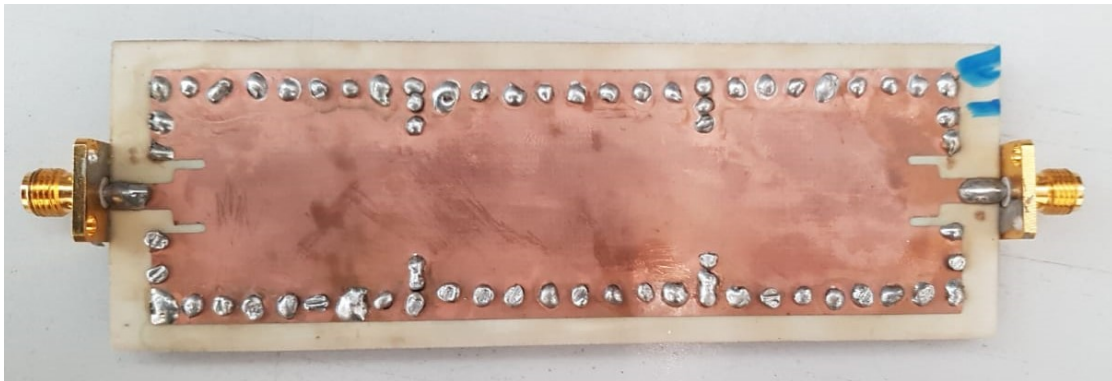
Figura 4. 2.- Comparación de la respuesta en frecuencia de la SIW medida y simulada.

De la figura 4.2 se observa que la respuesta de la SIW fabricada es muy similar a la respuesta obtenida de forma simulada. Respecto a las pérdidas por reflexión (parámetro  $S_{11}$ ) se obtuvieron muy buenos niveles, es decir, ambos se encuentran en la frecuencia de diseño con aproximadamente -30dB de manera simulada y aproximadamente -45 dB de forma física.

## 4.2.- Filtro de tercer orden

El filtro fue fabricado de acuerdo con los valores obtenidos en el capítulo 3, este llevo el mismo procedimiento de fabricación que la SIW (descrito en el apéndice A). También se le colocaron conectores SMA hembra para realizar su caracterización experimental mediante la medición de sus parámetros S, usando el VNA.

Las Figuras 4.3 muestra el filtro fabricado, parte superior e inferior respectivamente.



a)



b)

Figura 4. 3.- Filtro de tercer orden fabricado a) Parte superior, b) Parte inferior

Considerando que el filtro debe funcionar a una frecuencia central  $f_c = 3.6 \text{ GHz}$  y con un ancho de banda del 10% los valores de las frecuencias de corte deben ser  $f_1 = 3.42 \text{ GHz}$  para la frecuencia de corte inferior y  $f_2 = 3.78 \text{ GHz}$  para la frecuencia de corte superior. En la Figura 4.4 se presentan los resultados obtenidos mediante medición y simulación de los parámetros S del filtro de tercer orden.

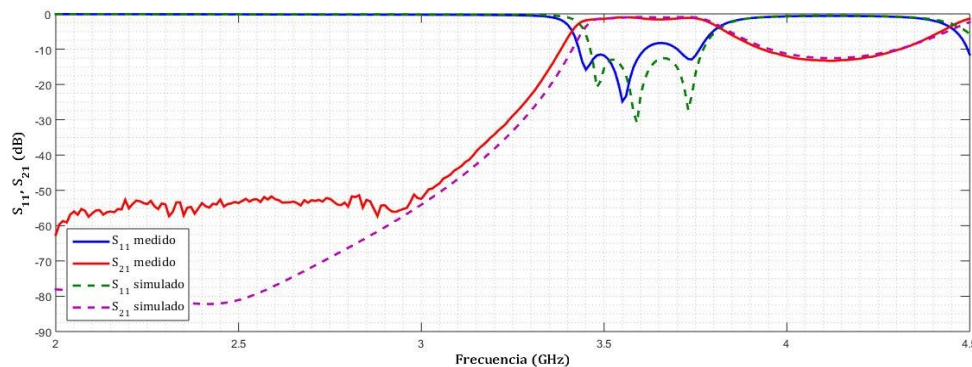


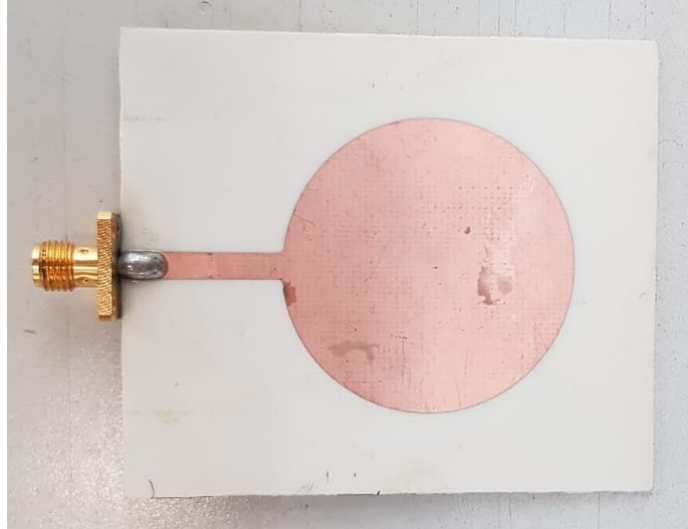
Figura 4. 4.- Comparación de la respuesta en frecuencia del filtro de tercer orden medido y simulado.

De la figura 4.4 se observa que se obtiene la respuesta de un filtro pasabanda de tercer orden, tomando en cuenta el parámetro  $S_{11}$  de manera simulada se obtiene una frecuencia central de  $f_c = 3.59 \text{ GHz}$  y frecuencias de corte laterales de  $f_1 = 3.44 \text{ GHz}$  y  $f_2 = 3.81 \text{ GHz}$ , mientras que de manera medida se tienen los siguientes valores  $f_c = 3.55 \text{ GHz}$ ,  $f_1 = 3.4 \text{ GHz}$  y  $f_2 = 3.81 \text{ GHz}$ , es decir, se tiene una buena aproximación a los valores de diseño, estas variaciones pudieron ocurrir debido al proceso de fabricación.

### 4.3.- Antena circular UWB

Esta es una antena de parche circular de ultra banda ancha, fue fabricada tomando en cuenta los valores de diseño calculados en el capítulo 3, el proceso de fabricación se llevó a cabo conforme a lo descrito en el apéndice A, mientras que para el proceso de medición se colocó un conector SMA tipo hembra para obtener la caracterización de sus parámetros S usando el VNA.

La Figura 4.5 muestra la antena fabricada, mientras que en la figura 4.8 se comparan los resultados obtenidos mediante medición y simulación de los parámetros S de la antena.



a)



b)

Figura 4. 5.- Antena fabricada a) Parte superior, b) Parte inferior.

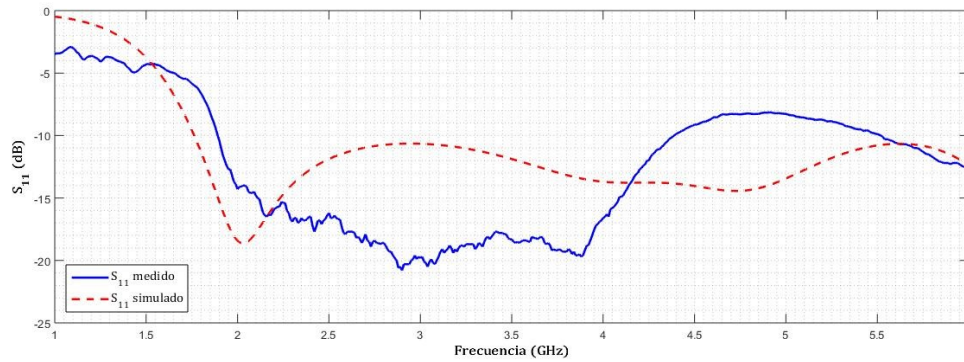


Figura 4. 6.- Comparación de la respuesta en frecuencia de la antena medida y simulada.

En la figura 4.6 se muestra el comportamiento del parámetro  $S_{11}$  y se observa que efectivamente la antena tiene un ancho de banda muy grande, de manera simulada, tiene un rango de operación de 2 a 6 GHz, mientras que de manera fabricada este abarca desde 2 hasta 4.5 GHz, este es menor pero aun así funciona, ya que se encuentra dentro del rango de frecuencias de funcionamiento del filtro.

#### 4.4.- Sistema antena-filtro

Ya que se tenían tanto la antena como el filtro, se juntaron con ayuda de los conectores SMA hembra y macho para formar un sistema integrado antena-filtro, como se muestra en la figura 4.7. Para la respuesta en frecuencia de este sistema se obtuvo con ayuda del VNA y esta respuesta se compara con la obtenida de manera simulada y se muestra en la figura 4.8.



Figura 4. 7.- Sistema antena-filtro fabricado.

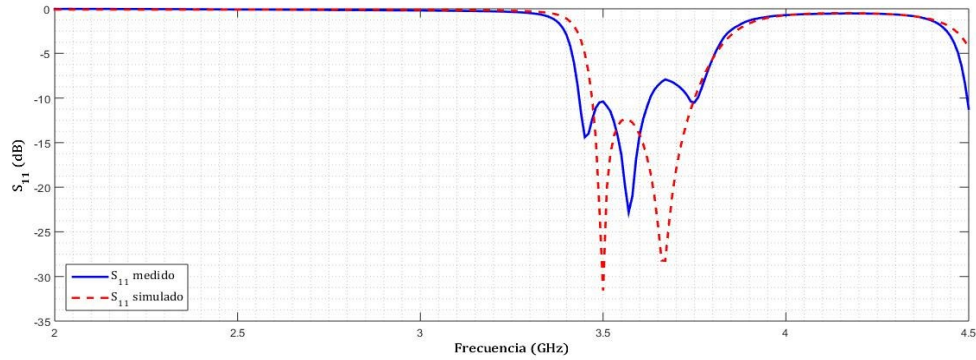


Figura 4. 8.- Comparación de la respuesta en frecuencia del sistema antena-filtro medido y simulado.

De la figura 4.8 se observa que, al momento de conectar la antena la cual tiene un ancho de banda muy amplio, efectivamente se confirma que este sistema va a funcionar dentro del rango de frecuencias de diseño, es decir, rechaza las frecuencias que están fuera de este rango. De manera simulada se obtienen niveles por debajo de -27 dB mientras que de manera medida estos valores se encuentran por debajo de -12 dB. De igual manera se observa que de forma simulada el ancho de la respuesta del filtro es menor a comparación con la respuesta obtenida de manera medida, esto se puede deber a varios factores como de fabricación e incluso por un efecto de los conectores.

### **Sobre tecnología SIW**

Este tipo de tecnología conserva la mayoría de las ventajas de una guía de onda convencional como, por ejemplo, bajas pérdidas por radiación, un alto factor de calidad, pero la ventaja más significativa es su capacidad de permitir una posible integración completa de todos los componentes, como lo son, componentes activos, pasivo en el mismo sustrato.

Desde un principio este tipo de tecnología ha sido utilizada para aplicaciones como resonadores y filtros.

### **Sobre filtro de tercer orden**

Se presentó un filtro pasabanda con tecnología SIW el cual fue diseñado, simulado y fabricado integrando un nuevo tipo de acoplamiento en la entrada el cual permite reducir su tamaño.

Este filtro muestra un buen rendimiento en términos de pérdida de inserción y pérdida de retorno. Además, el tamaño del filtro diseñado es pequeño y compacto, así como fácil de integrar a otros circuitos planos. Cabe destacar que este tamaño pudo haber sido menor, pero por cuestiones de fabricación tuvo estas características.

### **Sobre el sistema antena-filtro**

El uso de este sistema en el área de las comunicaciones es más eficiente en cuestiones de tamaño, costo y pérdidas en comparación con otros sistemas similares. Además, se están volviendo más favorables debido a su procedimiento de diseño simple, fabricación fácil y proceso de integración. Así como también al presentarse en tecnología SIW este sistema presenta un ancho de banda estrecho.

Este sistema puede ser usada en 5G, esto por lo rangos de frecuencia en los que funciona, tomando en cuenta los estándares que están considerando otros países para estandarizar esta nueva red.

# Apéndice A

---

## A.1.-Proceso de fabricación

El proceso de fabricación de cada uno de los elementos (SIW, filtro de tercer orden, antena) es muy similar en todos los casos.

El sustrato empleado está formado por una placa de cobre en la parte superior e inferior, es por ello que, para el proceso de fabricación, primero se obtuvo el layout de cada uno de los elementos con ayuda del HFSS los cuales se pueden observar en la siguiente figura A1.

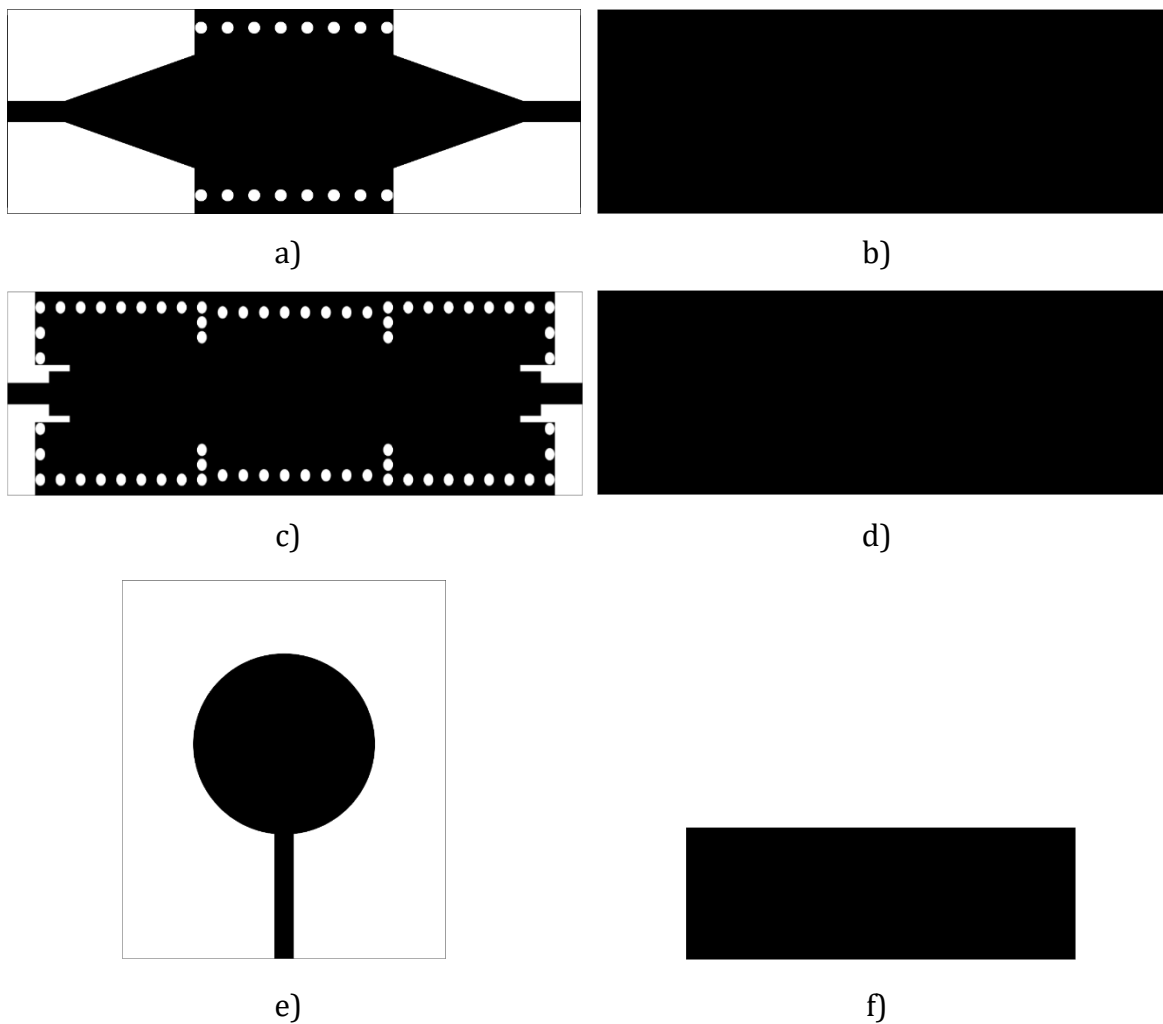


Figura A. 1.- Layout de la SIW a) parte superior b) parte inferior, layout del filtro de tercer orden c) parte superior d) parte inferior, layout de la antena e) parte superior f) parte inferior.

Cada layout se cortó en vinil y se pegó sobre la parte correspondiente de cobre del sustrato y se sumergió en cloruro férrico, este ácido ayuda a eliminar la parte de cobre no cubierta.

Para el caso de la SIW y el filtro de tercer orden debieron ser perforadas para poder insertar las vías de cobre. Este proceso de perforación se realizó con dos brocas de diferentes pulgadas, la primera ronda de perforaciones se realizó con una broca de 3/64", mientras que la segunda ronda se realizó con una broca de 5/64" con ayuda de un mototool y su estación de trabajo como el que se muestra en la figura A.2, mientras que la tabla A.1 muestra la equivalencia de pulgadas a milímetros de las brocas utilizadas.



Figura A. 2.- Mototool y estación de trabajo utilizados.

	Pulgadas (")	Milímetros (mm)
1	3/64	1.19
2	5/64	1.98

Tabla A. 1.- Equivalencia de brocas utilizadas.

Ya perforado el sustrato, se cortaron los postes de cobre que se insertaran en cada una de las vías, estos cortes se realizaron con ayuda de una cizalla como la que se muestra en la figura A.3.



*Figura A. 3.- Cizalla utilizada.*

Se utilizó esta herramienta con el fin de que los cortes fueran planos, ya que si se hacían con pinzas de corte estos no eran planos.

Una vez que se tenían los cortes de cada uno de los postes, estos fueron insertados en cada una de las vías de la SIW. Después estos fueron soldados por ambos lados del sustrato para asegurar que existiera continuidad.

Por último, en las líneas de alimentación de cada uno de los elementos se soldaron conectores SMA tipo hembra, estos se muestran la figura A.4.



*Figura A. 4.- Conectores SMA utilizados.*

# Bibliografía

---

- [1] Hussain, Shahab, "An Innovative RAN Architecture for Emerging Heterogeneous Networks: "The Road to the 5G Era"" (2014). CUNY Academic Works.
- [2] Opportunities in 5G Networks A Research and Development Perspective.
- [3] FP7 METIS project. Mobile and wireless communications enablers for the 2020 information society. 2013. Available from: <http://www.metis2020.com>
- [4] Cisco, Cisco visual networking index: Global mobile data traffic forecast update: 2013–2018, Cisco, 2014.
- [5] K. Sayidmarie, N. McEwan, P. Excell, R. Abd-Alhameed and C. See, “Antennas for Emerging 5G Systems”, International Journal of Antennas and Propagation, pp.1-3, 2019.
- [6] C. H. See, R. A. Abd-Alhameed, A. A. Atojoko, N. J. McEwan, and P. S. Excell, “Link budget maximization for a mobile-band subsurface wireless sensor in challenging water utility environments,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, no.1, pp.616–625,2018.
- [7] W. Hong, Z. H. Jiang, C. Yu et al., “Multibeam antenna technologies for 5G wireless communications,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.65, no.12, pp.6231–6249,2017.
- [8] N. O. Parchin, Y. I. AlYasir, A. H. Alietal., “Eight-element dual-polarized MIMO slot antenna system for 5G smartphone applications,” IEEE Access , vol. 7, pp. 15612–15622, 2019.
- [9] (2020). Retrieved 28 January 2020, from <https://www.gsma.com/spectrum/wp-content/uploads/2019/10/5G-Spectrum-Positions-SPA.pdf>
- [10] Salazar, J.A. (2017). Diseño y construcción de una antena para su aplicación en 5G (tesis de maestría). Instituto Politécnico Nacional, México, México.
- [11] Nwajana, A., Dainkeh, A., & Yeo, K. (2017). “Substrate Integrated Waveguide (SIW) Bandpass Filter with Novel Microstrip-CPW-SIW Input Coupling”. Journal Of Microwaves, Optoelectronics And Electromagnetic Applications, 16(2), 393-402.
- [12] C.-F. Chen, S.-F. Chang, and B.-H. Tseng, “Design of compact microstrip sept-band bandpass filter with flexible passband allocation,” IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 26, no. 5, pp. 346-348, May 2016.
- [13] Pascual, G.P. (2012). Modelos de análisis y diseño de dispositivos en guía integrada en sustrato para banda KU (tesis de pregrado). Universidad Autónoma de Madrid, Madrid, España.

- [14] Rhbanou, A., Bri, S., & Sabbane, M. (2014). Design of Substrate Integrated Waveguide Bandpass Filter Based on Metamaterials CSRRs. *Electrical and Electronic Engineering*, 4(4), 63-72.
- [15] Balanis, Constantine A. *Antenna Theory: Analysis and Design*. 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley, 2005.
- [16] Pandey, S., y Markam, K. (2016). Design and Analysis of Circular Shape Microstrip Patch Antenna for C-band Applications. *International Journal of Advanced Research in Computer Science & Technology*, 4(2), 169–171.
- [17] Pozar, David M. (2012). *Microwave engineering*. Hoboken, NJ :Wiley,
- [18] Córcoles, J. (2014). Diseño de antenas de tipo parche para un transceptor WiMAX basado en el chip MAX2838 (tesis de licenciatura). Universidad Autónoma de Madrid, Madrid, España.
- [19] Singh, I., & Tripathi, V. S. (2011). Microstrip Patch Antenna and its Applications : a Survey, 2(5), 1595–1599.
- [20] Deptt, C. E. (2015). Review on Circular Monopole Antenna for UWB Applications, *International Journal of Advanced Research in Computer Engineering & Technology*, 4(5), 2148–2150.
- [21] Amitkumar, F., Mishra, N. S., Mishra, R. P., Mhaskar, J., y Kharche, S. (2013). UWB Circular Monopole Antenna, 1(1), 43–46.
- [22] Sharma, J. (2010). Full-wave Analysis of Dielectric Rectangular Waveguides. *Progress In Electromagnetics Research*, (13), 121–131.
- [23] García, J.R. (2008). Análisis y modelado de una guía de onda integrada en sustrato semiconductor como interfase de comunicación ultra rápida (tesis de maestría). Instituto Politécnico Nacional, México, México.
- [24] Moreno, B. (2012). Estudio de modos guiados en guía de onda rectangular conteniendo un metamaterial (tesis de licenciatura). Universidad de Cantabria, Santander, España.
- [25] Hernández, M. (2010). Filtros Ultra Wide Band con Bandas de Rechazo usando tecnologías ENZ y CSRR (tesis de maestría). Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica, Puebla, México.
- [26] Ramos, Y. (2003). Líneas de transmisión y guías de onda (tesis de licenciatura). Universidad de las Américas Puebla, Puebla, México.
- [27] Mata, S. (2011). Transición guía de onda-linea microstrip en banda W (tesis de licenciatura). Universitat Politecnica de Catalunya, Catalunya, España.
- [28] Álvarez, M. (2016). Estudio de la propagación Half y Quarter Mode en estructuras SIW y diseño de una antena de doble banda (tesis de licenciatura). Universitat Politecnica de Catalunya, Catalunya, España.
- [29] Hernández, R. (2008). Diseño, simulación y construcción de antenas tipo parche para bluetooth y WI-Fi, bandas 2.4 Ghz y 5.8 GHz (tesis de licenciatura). Universidad de las Américas Puebla, Puebla, México.

- [30] Deslandes, D. (2010). Design equations for tapered microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 704–707.
- [31] Arfat, Y., Sharad, P., Saleem, K. y Sandeep, A. (2013). Modelling and Design of Substrate Integrated Waveguide using Two Parallel Rows of Rectangular Conducting Slots. International Journal of Current Engineering and Technology, 3(5), 2101–2103.
- [32] Substrate Integrated Waveguide. (2001). Microwave101. <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/substrate-integrated-waveguide>.
- [33] Wu, K., Deslandes, D. y Cassivi, Y. (2003). The Substrate Integrated Circuits – A new concept for high-frequency electronics and optoelectronics. Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, 1(3), 3-9.
- [34] Rayas, J. y Gutierrez, V. (2008). A General EM-Based Design Procedure for Single-Layer Substrate Integrated Waveguide Interconnects with Microstrip Transitions. IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 983-986.
- [35] Rufino, J. (2005). Aproximación y síntesis de filtros elípticos (tesis de licenciatura). Universidad de las Américas Puebla, Puebla, México.
- [36] Rashid, m. H. (2000). Circuitos microelectronicos; análisis y diseño (1a. Ed.). Mexico: international thomson.
- [37] Hong, J., & Lancaster, M. (2001). Microstrip filters for RF/microwave applications. John Wiley.
- [38] Yeo, K. and Nwajana, A., 2013. A NOVEL MICROSTRIP DUAL-BAND BANDPASS FILTER USING DUAL-MODE SQUARE PATCH RESONATORS. Progress In Electromagnetics Research C, 36, pp.233-247.
- [39] Pérez, A. (2013). Filtros con acoplamientos cruzados en tecnología de guía de ondas integrada en sustrato (tesis de licenciatura). Universidad Carlos III de Madrid, Leganés, España.
- [40] EQUIVALENCIAS FRACCIONES mm pulg. (s. f.). GruDisA Metal Desplegado Perforado Louvers Tableros y Mallas. Recuperado 4 de septiembre de 2019, de <https://www.grudisa.net/apoyos/equivalencias-fracciones-mm-pulg/>
- [41] Wembagher, E. (2002). medidas americanas de alambres de cobre. lulehr. [http://www.lulehr.com.ar/volverawg\\_2.html](http://www.lulehr.com.ar/volverawg_2.html)

