



**I  
N  
A  
O  
E**

**“Filtros *Ultra Wide Band* con Bandas de Rechazo  
Usando tecnologías *ENZ* y *CSRR*”**

Por

**María del Rosario Hernández González**

Tesis sometida como requisito parcial  
para obtener el grado de

**MAESTRO EN CIENCIAS EN LA  
ESPECIALIDAD DE ELECTRONICA**

en el

**Instituto Nacional de Astrofísica,  
Óptica y Electrónica**

Febrero 2010  
Tonatzintla, Puebla

Supervisada por:

**Dr. Alonso Corona Chavez.  
Dr. D. V. B. Murthy**

©INAOE 2010

Derechos Reservados

El autor otorga al INAOE el permiso de  
reproducir y distribuir copias de esta tesis en su  
totalidad o en partes.



---

---

## Resumen

La presente tesis trata sobre el diseño de filtros de banda ultra ancha (*UWB*, por sus siglas en inglés) con bandas de rechazo. Para esto, se han estudiado 3 tecnologías prácticamente nuevas en la literatura; guías de onda integradas en sustrato (*SIW*, por sus siglas en inglés), resonadores de anillo abierto complementarios (*CSRR*, por sus siglas en inglés) y la metodología épsilon cercano a cero (*ENZ*, por sus siglas en inglés); con el fin de desarrollar sistemas mucho más compactos, de bajo costo y alto rendimiento. Los filtros están basados en tecnología *SIW*, para conocer las ventajas que presenta en el diseño de filtros frente a las guías de ondas convencionales. Las estructuras *CSRR* y *ENZ*, se han empleado para el diseño de los filtros *notch* (bandas de rechazo), que eliminan las frecuencias no deseadas correspondientes a los sistemas WiMax y sistemas satelitales.

En particular en este trabajo se propone la tecnología *ENZ*, como una nueva opción en el desarrollo de filtros *notch* en sustratos integrados, aprovechando sus características, por ejemplo que la propagación de energía se realiza a través de una guía de onda estrecha a una frecuencia determinada, independientemente de la forma y longitud total de la estructura. Estos filtros son investigados numéricamente y experimentalmente, y los resultados medidos muestran una buena aproximación con las simulaciones realizadas.

El primer filtro *UWB* presentado, posee un filtro *notch* a 5.6 GHz, frecuencia correspondiente al sistema WiMax e implementado con una estructura *ENZ*. El segundo filtro *UWB* presentado posee 2 filtros *notch* a 5.1 y 6.2 GHz

correspondiente a la frecuencia de WiMax y a la frecuencia de subida de la banda 'c' de comunicaciones satelitales usando tecnología ENZ, y un tercer filtro *notch* a 3.9 GHz correspondiente a la frecuencia de bajada de la banda 'c' de comunicaciones satelitales usando estructuras CSRR.

---

---

---

## Abstract

This thesis presents the design of ultra wide band filters (*UWB*) with one or several notches to suppress unwanted frequencies. The filters are based on substrate integrated waveguide (*SIW*) technology, and the notch resonators are implemented with complementary split ring resonators (*CSRR*) and epsilon near zero (*ENZ*) methodology. The usage of these recent technologies allows the development of compact, low cost and high performance systems. The designed filters cover the entire *UWB* spectrum while suppressing the unwanted WiMax and satellite communication frequencies.

The *ENZ* technology is proposed for the first time in this thesis as a new option in the development of notch filters in integrated substrates. This technology presents an energy *squeezing* effect that allows device miniaturization. Miniaturization of devices plays a crucial role for *UWB* applications.

The first *UWB* filter has a notch frequency at 5.6GHz corresponding to WiMax standard. This is achieved with *ENZ* implementation. The second *UWB* filter suppresses the 5.1GHz WiMax frequencies, the 6.2GHz C-band uplink satellite communication and the 3.9GHz C-band downlink satellite communication. The suppression of these three bands is achieved with a combination of *ENZ* and *SRR* technologies.

All the filters are investigated numerically and experimentally, and the measured results show a good agreement with the simulated analysis.

---

---

---

---

# ÍNDICE

<b>Resumen.....</b>	<b>I</b>
<b>Abstract.....</b>	<b>III</b>
<b>Índice.....</b>	<b>IV</b>
<b>Capítulo 1. Introducción.....</b>	<b>1</b>
<b>Capítulo 2. Líneas de transmisión y filtros.....</b>	<b>3</b>
2.1. Guías de onda.....	3
2.1.1. Introducción a guías de onda.....	3
2.1.2. Guías de onda rectangular.....	4
2.1.3. Guías de onda integradas en sustrato.....	9
2.1.4. Resonadores de guía de onda y <i>SIW</i> .....	12
2.2. Tecnología de <i>microstrip</i> .....	14
2.2.1. Resonadores <i>microstrip</i> .....	15
2.3. Conclusiones.....	17
<b>Capítulo 3. Estado del Arte.....</b>	<b>18</b>
3.1. Banda ultra ancha ( <i>Ultra WideBand, UWB</i> ).....	18
3.1.1. Filtros <i>UWB</i> .....	19
3.2. Guías de onda integradas en sustrato.....	19

3.2.1. Diseño de filtros empleando <i>SIW</i> .....	21
3.2.2. Filtros empleando tecnología <i>SIW</i> .....	22
3.3. Tecnología plasmónica (Epsilon cercano a cero).....	24
3.4. Resonadores de anillo.....	24
3.4.1. Resonadores de anillo abiertos ( <i>Split Ring Resonators, SRR</i> ). ..	25
3.4.2. Resonadores de anillo abiertos complementarios ( <i>Complementary Split Ring Resonators, CSRR</i> ).....	26
3.4.3. Filtros usando <i>CSRR</i> .....	27
3.5. Conclusiones.....	29
<b>Capítulo 4. Teoría y aplicaciones de <i>ENZ</i>.....</b>	<b>31</b>
4.1. Definición del método <i>ENZ</i> .....	31
4.2. Comportamiento <i>ENZ</i> .....	32
4.2.1. Diseño de un canal <i>ENZ</i> para una sola frecuencia.....	32
4.2.2. Cálculo de la permitividad dieléctrica y constante de propagación.....	34
4.3. Características del canal <i>ENZ</i> .....	35
4.3.1. Transición en forma de U.....	35
4.3.2. Formas irregulares del canal.....	37
4.3.3. Canal con una sola transición.....	39
4.4. Conclusiones.....	40
<b>Capitulo 5. Filtros <i>UWB</i> con bandas de rechazo usando tecnología <i>ENZ</i> y <i>CSRR</i> .....</b>	<b>42</b>
5.1. Filtro <i>UWB</i> con una banda de rechazo.....	42
5.1.1. Diseño de un filtro <i>UWB</i> .....	43

5.1.2. Diseño de un filtro <i>UWB</i> con una banda de rechazo usando tecnología ENZ.....	45
5.1.3. Simulación, fabricación y resultados del filtro diseñado.....	47
5.2. Filtro <i>UWB</i> con múltiples bandas de rechazo usando dos diferentes tecnologías .....	54
5.2.1 Diseño de un filtro <i>UWB</i> con tres <i>bandas de rechazo usando</i> tecnología ENZ y CSRR.....	53
5.2.2. Simulación, fabricación y resultados del filtro diseñado.....	55
5.3. Conclusiones.....	57
<b>Capítulo 6. Conclusiones.....</b>	<b>58</b>
<b>Apéndice A.....</b>	<b>60</b>
<b>Índice de figuras.....</b>	<b>65</b>

---

---

## INTRODUCCIÓN

La banda ultra ancha (*UWB*, por sus siglas en inglés) es una tecnología de radio frecuencia (*RF*), que transmite datos a alta velocidad y baja potencia, en comunicaciones inalámbricas de corto alcance. La línea de desarrollo para la comercialización de tecnología *UWB* ha incrementado enormemente en los últimos años debido a la autorización para su espectro de frecuencia, de 3.1 GHz a 10.4 GHz, por parte de la FCC (Comisión Federal de Comunicaciones) para propósitos civiles.

Dentro de todo sistema de comunicaciones, el diseño de filtros juega un papel importante, ya que todo dispositivo tiende a ser afectado por otras emisiones ocasionando interferencias destructivas al sistema. Además, la banda de operación de la tecnología *UWB* es vulnerable a interferencias producidas por otras fuentes del exterior tales como sistemas *WiMax*, *WLAN*, sistemas de comunicación satelital, etc. Debido a esto, en los últimos años el diseño de filtros de microondas *UWB* se ha abordado con mayor interés.

En este trabajo de tesis se proponen dos filtros *UWB* con un ancho de banda de 3.1GHz a 7 GHz, cubriendo tres canales de la *UWB*. El primero con un filtro *notch*, para eliminar la frecuencia correspondiente al sistema *WiMax*, el segundo con 3 filtros *notch*, para eliminar las frecuencias correspondientes a los sistemas *WiMax* y comunicaciones satelitales, ambos diseñados con tecnología integrada en sustrato.



Para la implementación de los filtros *notch*, se ha propuesto emplear dos tecnologías recientemente estudiadas por varios autores; resonadores de anillo (*CSRR*, por sus siglas en inglés) y estructuras con comportamiento épsilon cercano a cero (*ENZ*, por sus siglas en inglés). Las cuales, al igual que la tecnología de guías de onda integradas en sustrato (*SIW*, por sus siglas en inglés) son tecnologías prácticamente nuevas dentro de la literatura, además, las estructuras *ENZ* no se han reportado en la implementación de filtros *notch* en sustratos integrados. Por otra parte, la tecnología *SIW* posee grandes ventajas frente a las guías de onda convencionales, entre las cuales destaca la facilidad de integración de diversos dispositivos sin transiciones, o bien, menores pérdidas de radiación provocada por discontinuidades.

Para comenzar con este trabajo en el capítulo 2 se detallan los conceptos básicos de líneas de transmisión y filtros, los cuales son importantes tener en cuenta para el estudio del diseño propuesto. En el capítulo 3, se presenta la descripción, las características y el estado del arte de las tres tecnologías que se utilizan para la implementación de los dos filtros; *SIW*, *CSRR* y *ENZ*. Sin embargo, se hace énfasis en el capítulo 4, al estado del arte de las estructuras con comportamiento épsilon cercano a cero (*ENZ*), debido a que este trabajo está enfocado principalmente a estas estructuras. El desarrollo de los dos filtros propuestos, el diseño y los resultados de las simulaciones correspondientes a cada uno, además, los resultados experimentales de la estructura fabricada; son mostrados en el capítulo 5.

Para finalizar con el trabajo de tesis, todas las conclusiones derivadas a lo largo del desarrollo del diseño propuesto se detallan en el capítulo 6.

---

## TEORÍA DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN Y FILTROS

*En este capítulo se presentan los principales conceptos que influyen en el desarrollo de este trabajo. Se aborda la teoría general de guías de ondas, de las guías de onda integradas en sustrato (SIW, por sus siglas en inglés) y de la línea microcinta (microstrip). Además, sus aplicaciones en el desarrollo de filtros y resonadores.*

### 2.1 GUÍAS DE ONDA.

Se considera una línea de transmisión en general a un sistema formado por conductores, por semiconductores o por una composición de ambos; con él, se transmite información en forma de energía eléctrica o electromagnética. Entre ellas se encuentran las guías de ondas (formadas por un solo conductor), las líneas bifilar, las placas paralelas, la microcinta y el cable coaxial (formadas por dos conductores), las triplaca (formada por 3 conductores) y la fibra óptica (sin conductor, formada solo por dieléctrico).

#### 2.1.1 Introducción a guías de onda.

Tradicionalmente se considera como guía de onda, a la estructura compuesta por un solo conductor; y línea, a la compuesta por dos conductores; sin embargo, todas las configuraciones anteriores pueden ser llamadas guías de onda. Existen varios tipos de guías de onda, entre las que destacan:

**La guía de onda rectangular (circular o elíptica)** está formada por un solo conductor. Por lo general, este tipo de guías de onda poseen una sección transversal rectangular; no obstante, existen dentro del mismo grupo, guías de onda con diferente grafía (circular o elíptica) que pueden ser consideradas como otro tipo de guía de onda, y de acuerdo a la forma de esta geometría se hallan modificaciones en sus parámetros.

Otras estructuras, que en términos generales pueden ser consideradas como guías de onda:

**La guía de onda dieléctrica** es aquella que está constituida por uno o varios dieléctricos, sin paredes conductoras.

**La guía de onda acanalada** posee conductores internos a lo largo de sus paredes de mayor longitud. Y son capaces de operar a frecuencias más bajas para un tamaño determinado, sin embargo, son más costosas y tienen más pérdidas de potencia que las rectangulares.

En esta tesis nos enfocamos básicamente en el estudio de las guías de onda rectangulares. 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 (microcinta, cable coaxial, etc.), permitiendo una adecuada transferencia de la información.

### 2.1.2. Guía de onda rectangular.

Una guía de onda rectangular es una estructura conductora de sección 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 figura 2.1.

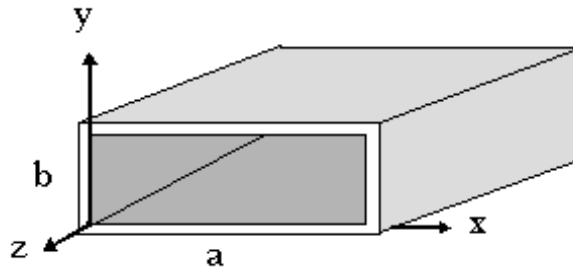


Figura 2.1 Sección de una Guía de onda rectangular.

Ahora, para conocer el comportamiento de la onda electromagnética desplazándose a través de la guía, es necesario estudiar sus campos eléctrico y magnético; estos campos se encuentran confinados en el interior de la estructura cerrada, evitando pérdidas de potencia por radiación o interferencias por otros objetos. Por lo tanto, también se deben de considerar las condiciones de frontera impuestas por las paredes conductoras de la guía.

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. Los modos de propagación soportados por la guía son 3:

**Modo Transversal eléctrico (TE):** no hay componente eléctrica en la dirección de propagación de la onda.

**Modo Transversal magnético (TM):** no hay componente magnética en la dirección de la onda.

**Modo Transversal electromagnético (TEM):** ambas componentes, eléctrica y magnética; son nulas en la dirección de propagación de la onda.

Sin embargo, en el caso de las guías de onda rectangulares solo se propagan los modos TE y TM, es decir, no pueden existir ondas TEM, debido a que es imposible que existan líneas cerradas de campo magnético en ningún plano transversal de la guía. Y en teoría puede existir un número infinito de modos TE y TM, o distribuciones de campo, donde cada modo comienza a partir de la frecuencia de corte. En otras palabras, el número de modos se incrementa conforme la frecuencia de corte va aumentando, a partir de cada frecuencia de corte correspondiente a cada modo.

Entonces, a través de la guía es posible propagar varios modos, donde cada modo esta directamente asociado a una frecuencia, llamada frecuencia de corte  $f_c$ , transmitiendo las señales con frecuencias mayores y atenuando las señales con frecuencia menores a esta. Por lo tanto, de acuerdo a su funcionamiento físico las guías de onda se comportan como filtros pasa altas, donde su modo fundamental es aquel que tiene asociada la frecuencia de corte más baja.

En general, las frecuencias de corte para las guías rectangulares están dadas por la ecuación (2.1).

$$f_c = \frac{1}{2\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}} \quad (2.1)$$

Donde, “ $m$ ” y “ $n$ ” son los subíndices de los modos de propagación, “ $a$ ” y “ $b$ ” las dimensiones de la guía,  $\mu$  es la permeabilidad magnética del medio y  $\varepsilon$  es la permitividad eléctrica del medio. Y la longitud de onda de corte es:

$$\lambda_c = \frac{v}{f_c} \quad (2.2),$$

donde  $f_c$  es la frecuencia de corte y  $v$  la velocidad de la luz.

En la figura 2.1 se aprecia una guía de onda rectangular y sus parámetros de diseño. El ancho de la cavidad se obtiene dependiendo de la frecuencia de

corte que se desea, para el modo fundamental de la guía de onda. Mientras que la altura de la cavidad influirá en la propagación de los modos superiores.

Por lo tanto, se considera que toda frecuencia será propagada dentro de la guía, si es lo suficientemente alta de acuerdo a la expresión (2.3).

$$a > \lambda/2 \quad (2.3)$$

Donde: “ $a$ ” es el ancho de la guía y  $\lambda$  es la longitud de onda de la señal. Ahora, la frecuencia de la señal y la longitud de onda están relacionadas como se muestra en la ecuación (2.4).

$$f = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon} \lambda} \quad (2.4)$$

Teniendo en cuenta que  $\mu = \mu_0\mu_r$  y  $\varepsilon = \varepsilon_0\varepsilon_r$ , donde  $\mu_0$  y  $\varepsilon_0$  son la permeabilidad magnética y permitividad eléctrica, del vacío respectivamente, y  $\mu_r$  y  $\varepsilon_r$  son la permeabilidad magnética y permitividad eléctrica, relativa del medio respectivamente. Además,  $c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}}$ , donde “ $c$ ” es la velocidad de la luz en el vacío.

La ecuación (2.4) se puede expresar como:

$$f = \frac{c}{\sqrt{\mu_r\varepsilon_r} \lambda} \quad (2.5)$$

En la expresión (2.3), se puede apreciar la máxima longitud de onda que podrá pasar a través de la guía de onda. Entonces, combinando esta ecuación y la ecuación (2.5), tenemos, la expresión para la frecuencia de corte fundamental, ecuación (2.6), donde se observa que esta, depende del ancho de la cavidad.

$$f_c = \frac{c}{2a\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}} \quad (2.6)$$

Esta expresión ha sido deducida para el modo dominante  $TE_{10}$  de la guía de onda rectangular.

La distribución de los campos para el modo dominante es la siguiente, el campo eléctrico esta en dirección “ $y$ ”, por lo tanto no depende de la variable “ $y$ ”, y su intensidad varía en forma senoidal orientada a lo largo de la guía. La figura 2.2 muestra la distribución de los campos eléctrico y magnético para el modo dominante, en el interior de la guía, y en un instante determinado. Claro que estas distribuciones se mueven a lo largo de la dirección “ $z$ ” (dirección de propagación).

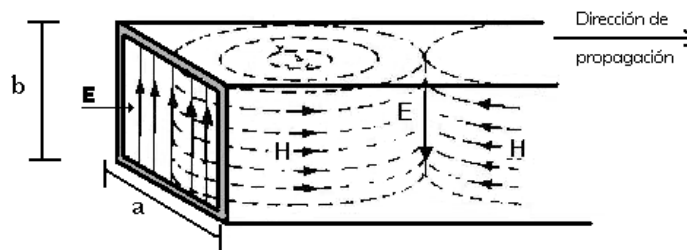


Figura 2.2 Configuración del campo para una guía de onda rectangular.

Se pueden excitar uno o más modos de la guía de onda, sin embargo, si la guía trabaja con varios modos la potencia total se distribuye entre estos. Entonces, por lo general solo se tiende a excitar un solo modo, es decir el modo dominante  $TE_{10}$ ; aunque el dispositivo de excitación produce muchos modos a la vez, la guía solo opera en el modo dominante atenúa los otros modos. Sin embargo, es conveniente trabajar por debajo de la frecuencia de corte del modo siguiente.

Para ciertos sistemas resulta conveniente la excitación de otros modos superiores además del modo fundamental; por ejemplo: en estaciones terrenas para comunicaciones por satélite se usan antenas de corneta con aperturas múltiples.

### 2.1.3. Guías de onda integradas en sustrato.

Las guías de onda convencionales poseen dos problemas fundamentales, dificultad en las transiciones con circuitos planares y pérdidas de radiación originadas por discontinuidades. Los circuitos integrados en sustrato (*Substrate Integrated Circuits, SICs*) son una nueva generación de circuitos integrados en alta frecuencia, las guías de onda integradas en sustrato (*Substrate Integrate Waveguide, SIW*) es uno de los cuatro tipos de *SICs*.

#### Definición de *SIW*

Una *SIW* es sistema formado por dos placas metálicas, una en la parte superior y otra en la inferior, de una capa de sustrato (en nuestro estudio un prisma rectangular); y con dos filas de vías (postes metálicos) colocados en las partes laterales de ésta, sustituyendo las paredes del sistema y conectando las dos placas metálicas, (ver la figura 2.3).

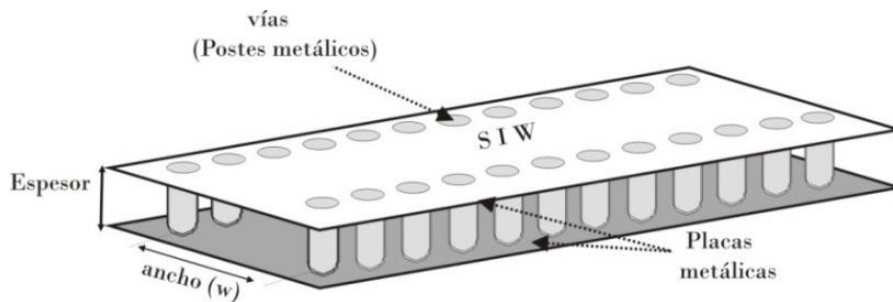


Figura 2.3 Representación esquemática de una *SIW*.

Si la separación entre los cilindros es menor que la longitud de onda de la señal transmitida, la estructura es vista como una guía de onda rectangular, figura 2.4. Debido a esta similitud, las guías de onda integradas en sustrato conservan las características de diseño de las guías de onda rectangulares.



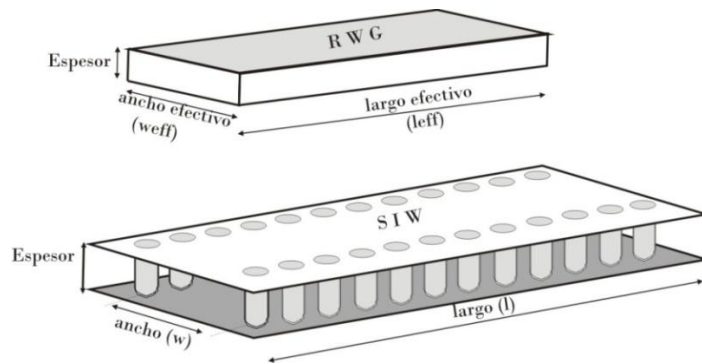


Figura 2.4 Esquema que muestra la equivalencia de una S/W con un ancho efectivo a una guía de onda rectangular.

### Reglas de diseño de las S/W

Existen dos reglas en el diseño de S/W para poder cumplir con la definición establecida y conservar las características propias de una guía de onda rectangular.

Las reglas de diseño son:

$$D < \lambda_g/5 \quad (2.7)$$

$$b \leq 2D \quad (2.8)$$

Donde “D” es el diámetro de los cilindros metálicos, “b” es la separación entre los cilindros desde sus centros y  $\lambda_g$  corresponde a la longitud de onda de la señal a transmitir, ver figura 2.5.

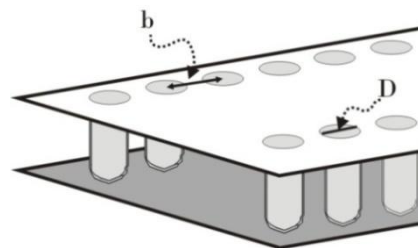


Figura 2.5 Ilustración de una S/W con los parámetros de diseño de sus vías.

Para determinar el diámetro adecuado se debe considerar la longitud de onda de la señal de acuerdo a la ecuación (2.7), y así confinar la señal transmitida dentro de la guía de onda y obtener bajas pérdidas. Y además, la distancia entre los cilindros metálicos debe ser establecida conforme el ancho de su diámetro para evitar fugas entre estos, usando la ecuación (2.8).

### **Transición dentro de SIW**

Para que un circuito tenga un buen acoplamiento electromagnético, se emplean transiciones, estructuras que ajustan las características entre dos etapas. Existen diferentes tipos de transiciones, que se utilizan según las necesidades de aplicación, por ejemplo, *microcinta* [2.1], *coplanar* [2.2], etc.

### **Factor de calidad de la SIW**

El factor de calidad Q, es un parámetro que relaciona la energía almacenada y la energía disipada. Este parámetro es relevante en el diseño de dispositivos, ya que proporciona información acerca de éste; por ejemplo, el ancho de banda de filtros.

Para determinar el factor de calidad de la cavidad, se emplea la expresión (2.9).

$$Q_{\text{fugas}} = \frac{w}{\alpha}, \quad (2.9)$$

Donde  $w$  corresponde a la frecuencia central y  $\alpha = f_2 - f_1$  correspondiente al ancho de banda de la cavidad [2.3].

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_{\text{fugas}}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \quad (2.10)$$

Sin embargo, si se consideran las pérdidas por dieléctrico y paredes metálicas, el factor Q puede ser determinado empleando la expresión (3.8),

donde  $Q_c$  es el factor correspondiente a las pérdidas de las paredes metálicas y  $Q_d$  es el factor relacionado a las pérdidas de dieléctrico.

Usualmente las pérdidas debido a imperfecciones de los conductores son más importantes para la determinación del factor  $Q$ . En [2.4] se muestran las simulaciones de una cavidad  $SIW$ , donde los resultados demuestran que la potencia debido a fugas, es mucho más pequeña que las pérdidas de los conductores o dieléctricos.

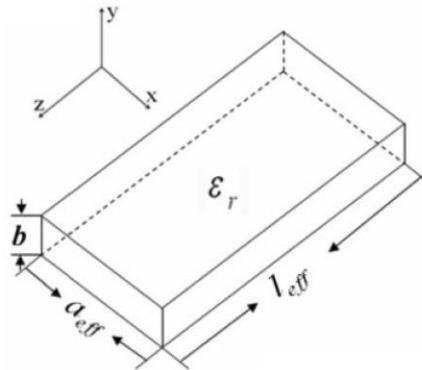
#### 2.1.4. Resonadores de guía de onda y $SIW$ .

Cuando una guía de onda se termina en un corto circuito, se convierte en un resonador de cavidad. Un resonador de cavidad, o cavidad resonante, es una región dieléctrica rodeada completamente por paredes conductoras. Como su nombre lo indica, un corto circuito es una terminación que refleja completamente una onda electromagnética que viaja a través de una estructura guiada, provocando que una onda idéntica viaje a través de la estructura en sentido contrario. Entonces, dentro del resonador las ondas rebotaran varias veces al chocar con las paredes conductoras de la estructura, provocando, por la superposición de las ondas incidentes con las ondas reflejadas, una onda estacionaria a lo largo del eje  $z$ .

#### **Resonadores de guía de onda**

Un resonador de guía de onda (o guía de onda resonante), es un tramo de guía de onda rectangular, con una sección rectangular ( $a \times b$ ) y longitud " $d$ " a lo largo del eje  $z$ . Sus paredes están cortocircuitadas en ambos extremos, es decir, la estructura está completamente cerrada por paredes conductoras, como se muestra en la figura 2.6. Claro está, que el sistema en forma de caja no puede hacer nada por sí solo; por lo tanto, es necesario excitarlo por

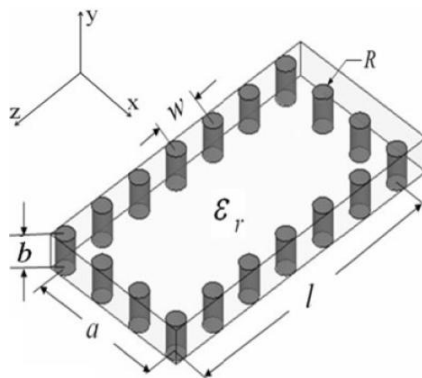
medio de pequeños orificios de acoplamiento o sondas que se introducen dentro de la estructura, para extraer los modos de propagación deseados.



2.6 Esquema de una cavidad de guía de onda resonante [2.5].

### Resonadores SIW

El esquema de la geometría de una cavidad SIW es mostrada en la figura 2.7, donde “ $a$ ” y “ $l$ ” son el ancho y largo de la cavidad SIW, “ $b$ ” es el espesor del sustrato y  $\epsilon_r$  la permitividad dieléctrica relativa. Se ha visto que las características de diseño de las cavidades SIW son muy cercanas a las cavidades de guías de onda, así mismo los resonadores SIW pueden ser analizados respecto a su equivalente resonador de guía de onda.



2.7 Esquema de una cavidad SIW resonante [2.5].

## 2.2 TECNOLOGÍA MICROSTRIP.

La tecnología de microcinta (*microstrip*) es una estructura impresa en un substrato dieléctrico, la cual tiene totalmente metalizada una de sus caras, y una cinta metálica centrada en la cara opuesta, como se muestra en la figura 2.8. Debido a esta geometría suele llamársele tecnología planar.

Los parámetros de diseño son el espesor del dieléctrico (T), el ancho, el largo y el espesor de la cinta metálica, y la permitividad relativa del dieléctrico.

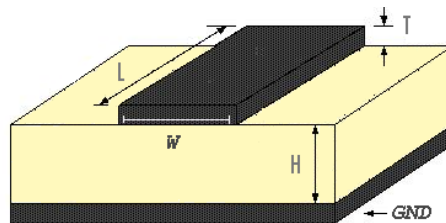


Figura 2.8 Configuración de una línea *microstrip*.

Este sistema es uno de los más usados dentro de los circuitos impresos existentes, debido a su geometría fácil de fabricar, comparada con otras como la línea de cinta o triplaca (*stripline*). Sin embargo, debido a que sus paredes no están cerradas, presenta fuertes fugas. En la figura 2.9, se muestra la distribución de líneas del campo eléctrico y magnético correspondientes a la línea *microstrip*.

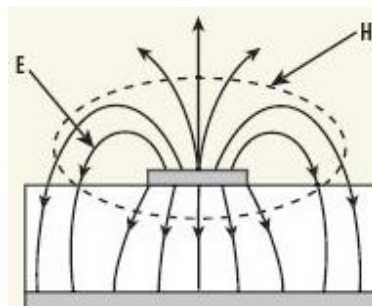


Figura 2.9 Líneas de campo eléctrico y magnético de una línea *microstrip*.

Debido a que la propagación de potencia ocurre una parte por el dieléctrico y el resto por el aire, las velocidades de fase no son iguales y esto hace que se produzca dispersión. Sin embargo, cuando se tiene una alta permitividad relativa del sustrato las líneas de campo mostradas en la figura 2.9 se encuentran más confinadas en el interior del sustrato. Estas estructuras principalmente son empleadas como antenas, filtros acopladores, divisores, etc.

### 2.2.1. Resonadores *microstrip*.

Se considera un resonador a cualquier estructura capaz de contener un mínimo de oscilaciones de campo electromagnético. Existen muchos tipos de resonadores, los cuales de acuerdo a sus dimensiones y forma geométrica, poseen características que los definen. En este apartado se mencionan algunas configuraciones de resonadores empleadas para el diseño de filtros [2.6].

Los resonadores con elementos agrupados o cuasi agrupados, los cuales se muestran en la figura 2.10, son formados por capacitores e inductores agrupados o cuasi agrupados. La frecuencia de resonancia generada por estos resonadores depende de la inductancia y capacitancia de la configuración, de acuerdo a la expresión  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ .



Figura 2.10 (a) Resonador de elementos agrupados, (b) Resonador de cuasi elementos agrupados [2.6].

Los resonadores de línea distribuidos pueden ser llamados resonadores de un cuarto de longitud de onda (Figura 2.11), debido a que su largo es de

$\lambda_{g0}/4$ , donde  $\lambda_{g0}$  corresponde a la longitud de la onda guiada a la frecuencia de resonancia fundamental  $f_0$ , aunque también pueden resonar a frecuencias mayores, cuando  $f \approx (2n - 1)f_0$  para  $n=2, 3$ , etc. O bien, pueden ser llamados resonadores de media longitud de onda (Figura 2.11 (c)), cuando tienen un largo de  $\lambda_{g0}/2$  a la frecuencia de resonancia fundamental y estos también pueden resonar a otras frecuencias mayores, cuando  $f \approx nf_0$  para  $n=2,3$ , etc.

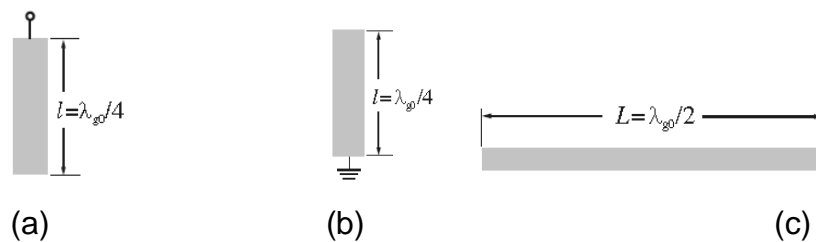


Figura 2.11 (a) Resonador lineal  $\lambda/4$  (Resonancia de derivación serial), (b) Resonador lineal  $\lambda/4$  (Resonancia de derivación paralela), (c) Resonador lineal  $\lambda/2$  [2.6].

El resonador de anillo mostrado en la figura 2.12 es también considerado un resonador de línea distribuido, donde “ $r$ ” es el radio medio. Su resonancia a la frecuencia fundamental depende de la expresión  $2\pi r \approx \lambda_{g0}$ , y el modo resonante más alto ocurre cuando  $f \approx nf_0$  para  $n=2, 3$ , etc. Además, este tipo de resonador tiene la peculiaridad de soportar un par de modos degenerados que tiene la misma frecuencia de resonancia pero distribución de campos ortogonales. Esta característica es usada para el diseño de filtros de modo dual.

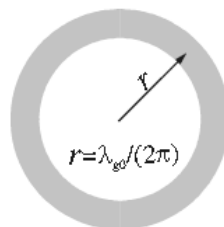


Figura 2.12 Resonador de anillo [2.6].

### 2.3 CONCLUSIONES.

Se han presentado los principales conceptos y características, en forma resumida, de las guías de onda y de la tecnología *microstrip*. Teniendo de esta forma, una visualización general del diseño de guías de onda y de guías de onda integradas en sustrato. Además, se mencionaron las principales características de emplear estas tecnologías en la implementación de filtros y resonadores.

---

---

### *Referencias*

- [2.1] Hee Nam, Tae-Soon Yun, Ki-Byoung Kim, Ki-Cheol yoom, and Jong-Chul Lee, “*Ku-Band Transition Between Microstrip and substrate Integrated Waveguide (SIW)*,” IEEE APMC2005 Proceedings, 2005.
- [2.2] D. Deslandes and K. Wu, “*Integrated Transition of Coplanar to Rectangular Waveguides*”, *IEEE 2001 International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 619-622, May 2001.
- [2.3] R. F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*. New York: Mc-Graw-Hill, 1963, ch. 2, pp. 74-76.
- [2.4] Yu Lin Zhang, Wei Hong, Ke Wu, Ji Xin Chen, Hong Jun Tang, “*Novel Substrate Integrated Waveguide Cavity Filter with Defected Ground Structure*”, *IEEE Transaction on microwave theory and techniques*, Vol. 53, No. 4, April 2005.
- [2.5] Wenquan Che, Dapeng Wang, Lei Xu and Cuixia Li, “*Investigation on Quality Factor of Substrate-Integrated Waveguide (SIW) Resonance Cavity*”, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol.49, No.8, pp 2007-2010, 2007.
- [2.6] J.S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip filters for RF/microwave applications*, John Wiley & Sons, New York, NY, USA, 2001.



## ESTADO DEL ARTE

*En los últimos años se han venido estudiando nuevas tecnologías para la implementación de diversos dispositivos (filtros, antenas, etc), con el fin de desarrollar sistemas mucho más compactos, de bajo costo y alto rendimiento. En este trabajo se propone la implementación de filtros de banda ultra ancha (Ultra WideBand, UWB) con bandas de rechazo (filtros notch), para éste propósito, se han usado tres tecnologías de diseño. A lo largo de este capítulo, se detalla el estado del arte de las tres tecnologías estudiadas y que proporcionan las características necesarias para obtener la respuesta deseada del filtro, la primera, guías de onda integradas en sustrato (Substrate Integrated Waveguide, SIW), para mejorar algunas desventajas encontradas en el diseño de filtros usando guías de ondas convencionales, y las otras dos empleadas para eliminar las frecuencias no deseadas dentro de la banda de paso; resonadores de anillo (Complementary Split Ring Resonators, CSRR), y épsilon cercano a cero (Epsilon Near Zero, ENZ).*

### 3.1 BANDA ULTRA ANCHA (ULTRA WIDEBAND, UWB).

La UWB de 3.1 GHz a 10.6 GHz, fue aceptada en 2002 por la Comisión Federal de Comunicaciones de los Estados Unidos (FCC por sus siglas en inglés) para propósitos civiles [3.1]. Desde entonces, la tecnología UWB ha despertado gran interés en diversos sectores, y con ello, una intensa investigación y desarrollo de componentes y sistemas UWB; por lo tanto, es un campo de investigación cada vez más extenso.

### 3.1.1 Filtros *UWB*.

En los últimos años, se han desarrollado varios filtros cubriendo parcial o totalmente el rango de frecuencias de *UWB*, con nuevas tecnologías y diversas aplicaciones. Por ejemplo, en [3.2] se presentan varios filtros pasa banda *UWB*; los filtros son compuestos de dos transiciones y de un resonador de modo múltiple. Los resultados de simulaciones y pruebas experimentales, para las transiciones utilizadas, muestran que los filtros presentados tienen bajas pérdidas de inserción, una buena banda de rechazo y operan en el rango de frecuencias de *UWB*. También se han propuestos varios filtros pasa banda *UWB* con bandas *notch* incrustadas, usando estructuras *SIW* compactas para altas frecuencias [3.3 y 3.4].

### 3.2 GUÍAS DE ONDA INTEGRADAS EN SUSTRATO.

Como ya se mencionó en el capítulo 2, las estructuras *SIW* tienen ventajas sobre las guías de onda rectangulares y en [3.5] se presentan algunas de ellas. Se muestra que las *SIW* pueden facilitar la integración e interconexión entre circuitos planares y no planares, permitiendo encapsular componentes dentro del mismo sustrato, y por ello, son integrados en el mismo proceso de fabricación.

También, ya se ha mencionado como está compuesta una estructura *SIW*, y las reglas de diseño que esta debe cumplir. En [3.3] se muestra cómo las dos reglas nos permiten obtener las medidas y distancias indicadas de los cilindros, y que no siempre son necesarias, ya que, se puede usar un diámetro mayor que  $1/5$  que la longitud de onda guiada o una separación entre los cilindros mayor que dos diámetros.

Entre los puntos de estudio de estas estructuras, están las transiciones. En [3.6] se ha estudiado una transición *microstrip* como la que se muestra en la figura 3.1 (a). Sin embargo la estructura de transición presentada en [3.6] es conectada directamente a la guía de onda, y la mostrada en la figura 3.1 (a) se compone de una transición *microstrip* en forma cónica (*tapered microstrip*), la cual excita el modo fundamental de la *SIW*. En la figura 3.1 (b) se muestra una transición coplanar, que presenta un ancho de banda limitado en comparación con la transición *microstrip*

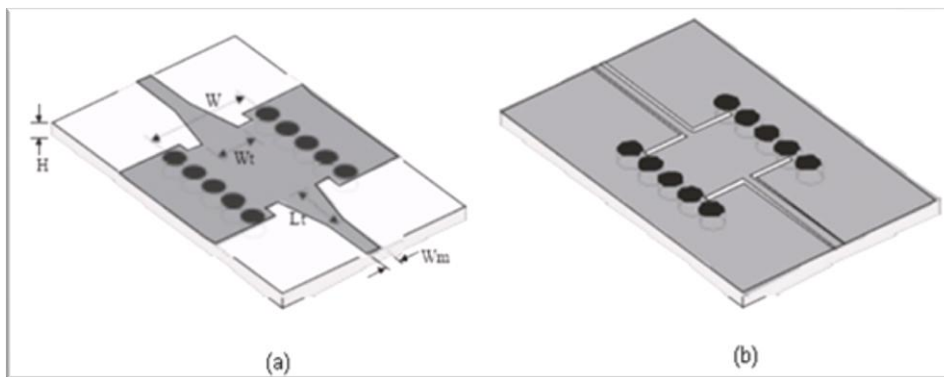


Figura 3.1 Esquema de transiciones de circuitos planares a *SIW* (a) transición *tapered microstrip*, (b) transición coplanar [3.3].

Para realizar el cálculo del acoplamiento de impedancias de la transición *tapered microstrip*, es necesario tomar en cuenta los parámetros indicados en la figura 3.1. Se buscan las medidas indicadas para el acoplamiento de impedancias entre las partes del circuito. Los parámetros de la transición deben ser cuidadosamente diseñados para lograr un buen acoplamiento, tomando en cuenta las características de diseño tales como ancho de banda, permitividad del substrato, impedancias características, etc. En [3.3] se hace un análisis detallado del proceso de optimización basado en simulaciones de onda completa para las dos transiciones mostradas en la figura 3.1.

Usualmente las pérdidas debido a imperfecciones de los conductores son más importantes para la determinación del factor Q. En [3.7] se muestra las simulaciones de una cavidad *S/W* donde los resultados demuestran que la potencia debido a fugas es mucho más pequeña que las pérdidas de los conductores o dieléctricos.

### 3.2.1 Diseño de filtros empleando *S/W*.

Para diseñar un filtro basado en tecnología *S/W*, se deben tener en cuenta diferentes parámetros que intervienen en la respuesta que tendrá el filtro. Dependiendo de las características buscadas controlaremos las dimensiones de la cavidad (largo y ancho), diámetro de los cilindros y separación entre ellos.

Las dimensiones de la cavidad *S/W* dependen de la frecuencia de resonancia que se desea [3.8], y se determinan empleando la ecuación (3.1). La expresión para calcular la frecuencia de corte de una guía de onda rectangular es:

$$f_{101} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{w_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{l_{eff}}\right)^2} \quad (3.1),$$

donde  $w_{eff}$  y  $l_{eff}$  son el ancho y largo efectivo respectivamente de la cavidad resonante *S/W*, estas dimensiones normalmente pueden ser aproximadas por medio de la siguiente relación:

$$w_{eff} = w - \frac{d^2}{0.95p}, \quad (3.2a) \quad l_{eff} = l - \frac{d^2}{0.95p} \quad (3.2b),$$

donde “*w*” y “*l*” son el ancho y largo de la cavidad resonante *S/W*, respectivamente. “*d*” es el diámetro de las vías y “*p*” la separación de dichas vías desde sus centros (figura 3.3).  $\mu_r$  es la permeabilidad relativa y  $\epsilon_r$  es la permitividad relativa, del substrato. Y “*c*” es la velocidad de la luz en el vacío.

Debido a la naturaleza del filtro diseñado, la *SIW* solo puede mostrar los modos TE, los modos TM no son visualizados, por lo tanto para el diseño de la *SIW* solo se toma en cuenta su ancho ( $w$ ); es decir la frecuencia de corte no depende del largo del circuito, y el ancho de banda del filtro será dependiente del modo siguiente. La ecuación 3.1 se reduce a la siguiente expresión:

$$f_{101} = \frac{c}{2w_{\text{eff}}\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \quad (3.3),$$

donde:

$$w_{\text{eff}} = w - \frac{d^2}{0.95p} \quad (3.4)$$

### 3.2.2 Filtros empleando tecnología *SIW*.

Las guías de onda rectangulares son utilizadas en muchos sistemas de comunicaciones, debido a sus características, entre las que sobresalen su alto factor de calidad  $Q$  y bajas pérdidas de inserción, como se mencionó en el capítulo 2, sin embargo, tienen la desventaja de ser estructuras difíciles de integrarse con otros circuitos planares; y como se mencionó anteriormente, esta es una ventaja de las *SIW*.

Muchas aplicaciones han sido reportadas recientemente usando cavidades *SIW*, explotando las características de diseño similares a una guía de onda rectangular. En [3.10] se presenta un filtro de modo dual de tres polos, basado en la tecnología *SIW* y presentado en dos formas, en línea y doblado, como se muestra en la figura (3.2). Estos filtros están compuestos por una cavidad de modo dual  $TE_{102}$  - $TE_{301}$  y una cavidad  $TE_{101}$ , centradas a una frecuencia de 9.85 GHz con transmisiones cero a la derecha e izquierda de ésta.

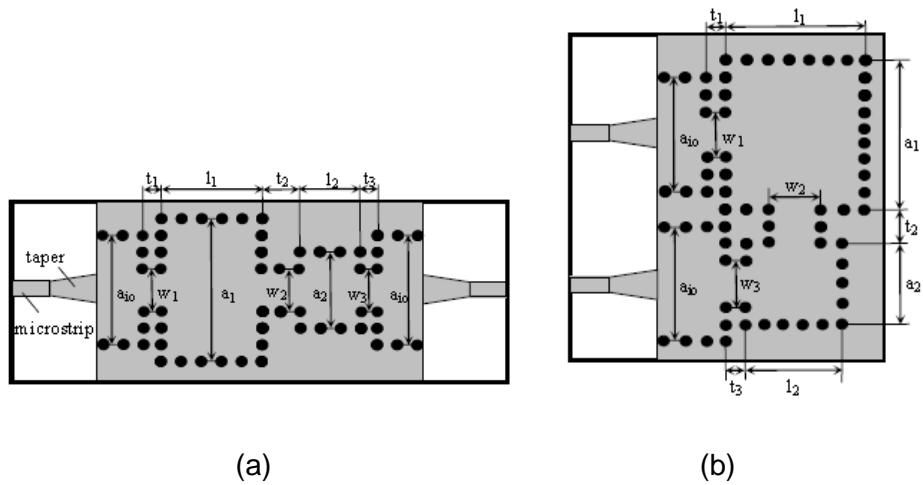


Figura 3.2 Esquema de un filtro de modo dual de tres polos (a) en línea y (b) doblado, [3.9].

Similarmente en [3.10] se propone un filtro basado en *SIW* de fase lineal con 4 polos centrado a 10 GHz. Este filtro como se muestra en la figura (3.3) es compuesto por 4 cavidades *SIW* colocadas de frente horizontalmente, con tres acoplamientos directos, y un acoplamiento cruzado entre la primera y la cuarta cavidad *SIW*. Los resultados de las simulaciones muestran que las pérdidas de inserción se encuentran aproximadamente a 2.9 dB y las pérdidas por retorno son mejores que 14 dB.

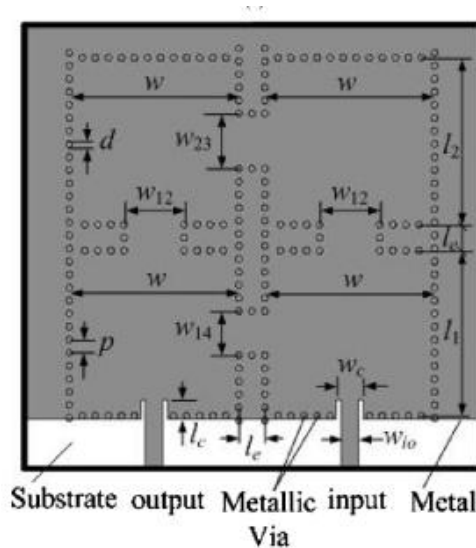


Figura 3.3 Configuración de un filtro SIW de fase lineal con 4 polos, [3.10].

Recientemente se han estudiado las cavidades *SIW* en paralelo con otras tecnologías para formar parte del mismo diseño. En el último apartado se mencionan dos casos en los cuales interviene la estructura *SIW*.

### 3.3 TECNOLOGÍA PLASMÓNICA (Épsilon Cercano a Cero).

Conforme pasa el tiempo las aplicaciones requieren una densidad mayor de circuitos por unidad de área, manteniendo ó reduciendo en el mejor de los casos el consumo de potencia. Por eso, la miniaturización de los dispositivos desempeña un papel crucial para aplicaciones de *UWB (Ultra Wide Band)*. Una nueva tecnología llamada plasmónicos o el método *ENZ (Epsilon Near Zero)* es propuesto para reducir considerablemente las dimensiones de las cavidades *SIW*.

Esta tecnología ha recibido un mayor interés en los últimos 5 años, por sus varias propiedades anómalas que caracterizan su comportamiento. En este trabajo se aborda principalmente la implementación de ésta, dentro de lo que corresponde al objetivo principal de estudio. Por lo tanto, en este trabajo se ha dedicado un capítulo (capítulo 4) para detallar la teoría y aplicaciones de esta nueva tecnología.

### 3.4 RESONADORES DE ANILLO (*Ring Resonators*) .

El primer análisis y diseño de resonadores en forma de anillo fue propuesto por P. Troughton, con el fin de medir la velocidad de fase y características de dispersión de una línea *microstrip* [3.11]. Los resonadores de anillo son estructuras sencillas de analizar y diseñar por sí solas, sin embargo, debido a sus características pueden emplearse en la creación de otros circuitos más complejos [3.12,3.13], añadiendo un *notch*, cortando ranuras, o bien

colocando uno o más de estos anillos en cascada. Originando varios circuitos para diversas aplicaciones.

En este apartado se muestra los conceptos y estado del arte de un resonador de anillo abierto (*Split Ring Resonators, SRR*) y un resonador de anillo abierto complementario (*Complementary Split Ring Resonators, CSRR*).

### 3.4.1 Resonadores de anillo abiertos (*Split Ring Resonators, SRR*).

El SRR originalmente propuesto por John Pendry [3.14], fue la primera partícula capaz de dar valores negativos de permeabilidad magnética efectiva. La estructura consiste de 2 anillos de metal concéntricos y separados por una grieta, los dos anillos tienen una ranura en lados opuestos y alineadas, como se muestra en la figura 3.4.

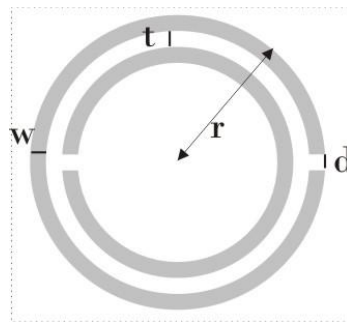


Figura 3.4 Topología SRR y sus respectivos parámetros de diseño.

Los *SRR* pueden ser representados por medio de un circuito, debido a que los anillos son trazados sobre la capa metálica del material que forma la cavidad, produciendo capacitancias e inductancia, como se muestra en la figura 3.5 (a). Además, de acuerdo a las dimensiones de los anillos, separación entre estos y características del material, se genera una resonancia a una determinada frecuencia. El circuito equivalente propuesto para los *SRR* en [3.15] se muestra en la figura 3.5 (b).



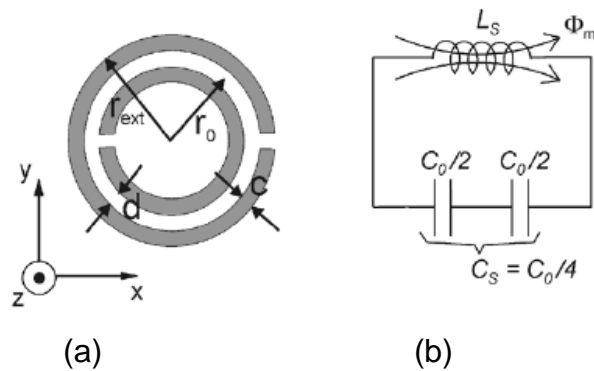


Figura 3.5 (a) Topología SRR y sus respectivos parámetros de diseño. (b) Circuito equivalente. [3.15]

Para producir estas resonancias es necesario excitar la cavidad por medio de un campo magnético axial, paralelo al eje  $z$ , o bien por un campo eléctrico variable en la dirección del eje de los anillos.

### 3.4.2 Resonadores de anillo abiertos complementarios (*Complementary Split Ring Resonators, CSRR*).

La estructura *CSRR* mostrada en la figura 3.6 (a), como su nombre lo indica, son el complemento o imagen negativa de los *SRR*. Y al igual que para un *SRR*, esta cavidad puede ser grabada sobre la capa de metal en alguna de las caras que conforman la estructura (por ejemplo guía de onda, como se muestra en la figura 3.7) y las dimensiones determinan la frecuencia de resonancia. En la figura 3.6 (b) se muestra su circuito equivalente.

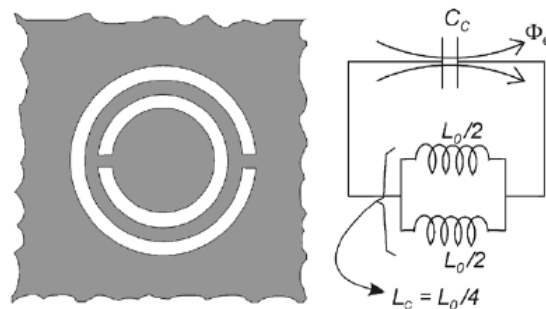


Figura 3.6 (a) Topología CSRR y sus respectivos parámetros de diseño. (b) Circuito equivalente. [3.15]

### 3.4.3 Filtros usando CSRR.

Como ya se vio, las estructuras *SRR* y *CRRS* son resonadores, y su comportamiento depende en gran medida de la posición donde sea colocado (placa metálica superior, placa metálica inferior, etc), por lo tanto, se busca el mejor diseño según a la aplicación. Además, en los últimos años los resonadores de anillo se han usado ampliamente en conjunto con diferentes dispositivos, y conforme avanza el tiempo se han desarrollado nuevas aplicaciones y modelos usando estos circuitos.

Entre las aplicaciones de interés dentro de este trabajo, se encuentran, el diseño de filtros, o bien la eliminación de frecuencias no deseadas dentro de la banda de paso del filtro. En [3.12] es presentado un filtro pasa banda con tecnología *SIW* y que además necesita tres *CSRR* para implementar una banda de rechazo de 9.5 GHz a 11 GHz, el esquema representativo de este filtro, es mostrado en la figura 3.7. Los *CSRR* son grabados en el centro de la cubierta superior de la cavidad y cada uno genera una transmisión cero a 9.5 GHz, 10.17 GHz y 10.85 GHz. Además, en [3.12] se presenta un análisis comparativo del comportamiento de dos *CSRR* grabados, uno en la cubierta superior de la cavidad *SIW* y otro grabado en la cubierta inferior, mostrando gran similitud, exceptuando que en la primera existe más alta banda de atenuación.

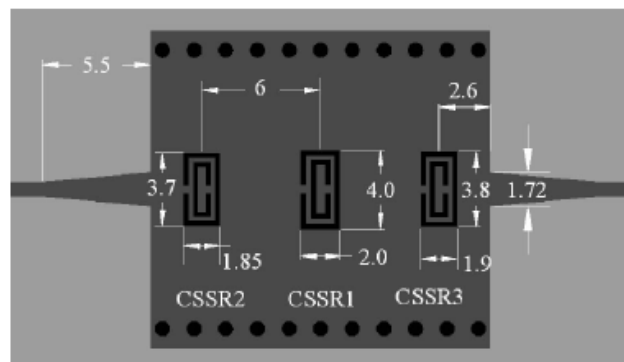


Figura 3.7 Filtro SIW con 3 CSSR propuesto en [3.12].

De manera similar, en [3.11] se propone un filtro pasa banda implementado con la combinación de *SIW* y *CSRR*, el cual es mostrado en la figura 3.8. En este trabajo se grabaron varios *CSRR* en la superficie de la cavidad del filtro con el objeto de formar la banda de rechazo y obtener una marcada atenuación en ésta. Los resultados muestran que las pérdidas de inserción en la banda de paso son menores a -1.5 dB y a su vez, las pérdidas por retorno menores a -20 dB, y la banda de rechazo abarca de 6.4 GHz a 7.8 GHz.

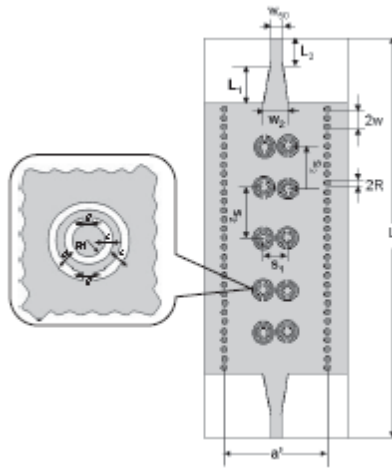


Figura 3. 8 Filtro pasa banda *CSRR-SIW* propuesto en [3.11].

Adicionalmente, se puede observar que en esta estructura propuesta se utilizó una transición *taper microstrip*.

Con la implementación de estas estructuras se proponen nuevas estrategias de diseño, y se aprovecha su cualidad para reducir las dimensiones del circuito. Esta cualidad, es debido a que pueden ser diseñadas con dimensiones mucho más pequeñas que las longitudes de onda de la señal transmitida. Además, las ventajas principales de estos resonadores es que tienen bajas pérdidas y muestran un alto factor de calidad.

### 3.5 CONCLUSIONES.

En este capítulo se han mostrado 3 diferentes tecnologías SIW, ENZ y CSRR, que pueden ser empleadas en el diseño de filtros usando tecnología de guías de onda rectangulares. Además, las tres pueden ser implementadas en el mismo circuito, acoplándolas para una aplicación específica.

---

## *Referencias*

- [3.1] FCC Report and order for part15 Acceptance of Ultra Wideband (UWB) systems from 3.1 – 10.6 GHz, FCC, Washington, DC,2002.
- [3.2] M. Nedil, T. A. Denidni, A. Djaiz, and H. Boutayeb, “*Ultra WideBand Bandpass Filters using multilayer Slot coupled Transitions,*” Machine Copy for Proofreading, Vol. x, y–z, 2007.
- [3.3] K. Wu; D. Deslandes, and Y. Cassivi, “*The Substrate Integrated Circuits - A New Concept for High-Frequency Electronics and Optoelectronics,*” Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, 2003. TELSIS 2003. 6th International Conference, vol. 1, pp. III-X, Oct. 2003.
- [3.4] Dealandes, D., and Wu, K.: “*Single-Substrate Integration techniques for planar circuits and waveguide filters*”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech 51, pp. 593-596, 2003.
- [3.5] H. Shaman and J.-S. Hong, “*Asymmetric parallel-coupled lines for notch implementation in UWB filters,*” IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol.17, no. 7, pp.516–518, Jul.2007.
- [3.6] Hee Nam, Tae-Soon Yun, Ki-Byoung Kim, Ki-Cheol yoom, and Jong-Chul Lee, “*Ku-Band Transition Between Microstrip and substrate Integrated Waveguide (SIW)*”, IEEE APMC2005 Proceedings, 2005.
- [3.7] Yu Lin Zhang, Wei Hong, Ke Wu, Ji Xin Chen, Hong Jun Tang, “*Novel Substrate Integrated Waveguide Cavity Filter with Defected Ground Structure*”, IEEE Transaction on microwave theory and techniques, Vol. 53, No. 4, April 2005.
- [3.8] J. R. Bray and L. Roy, “*Resonant frequencies of post-wall waveguide cavities,*” Proc. Inst. Elect. Eng., Vol. 150, no. 10, pp. 365-368, Oct. 2003.

- [3.9] Xiaoping Chen, Zhangchen Hao, Wei Hong, Tiejun Cui, and Ke Wu, "Planar Asymmetric Dual-Mode Filters Based on Substrate Integrated waveguide (SIW)", *IEEE MTT-S Int. Dig., Long Beach, CA*, pp. 949-952, June 2005.
- [3.10] Xiaoping Chen, Wei Hong, Cui, T., Jixin Chen, and Ke Wu, "Substrate integrated waveguide (SIW) linear phase filter," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 15, pp. 787-789, November 2005.
- [3.11] Wenquan Che, Chao Li, Kuan Deng, and Lisheng Yang, "A Novel Bandpass Filter Based on Complementay Split Rings Resonators and Substrate Integrated Waveguide", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 50, No 3, March 2008.
- [3.12] X.-C. Zhang, Z.-Y. Yu, and J. Xu, "Novel band-pass substrate integrated waveguide (SIW) filter based on complementary split ring resonators (CSRRS)," *Progress In Electromagnetics Research, PIER* 72, 39–46, 2007.
- [3.13] F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, M. A. G. Laso, J. García-García, J. D. Baena, R. Marqués, and M. Sorolla, "Stopband and band pass characteristics in coplanar waveguides coupled to spiral resonators," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 42, pp. 386–388, Sep. 2004.
- [3.14] J. B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, and W.J. Stewart, Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* MTT-47, 2075-2084, 1999.
- [3.15] J.D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. Marqués, F. Falcone, T. Lopetegui, M.A.G. Laso, J. García, I Gil and M. Sorolla, "Equivalent circuit models for split ring resonators and complementary split rings resonators coupled to planar transmission lines", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 1451-1461, 2005.

## TEORÍA Y APLICACIONES DE ENZ

*Una nueva tecnología recientemente estudiada por varios autores, llamada plasmónicos o el método epsilon cercano a cero (Epsilon Near Zero, ENZ) es propuesto en este trabajo para la implementación de los filtros notch. En esta sección se explica la teoría y estado del arte de esta tecnología, enfocándose en su funcionamiento y aplicaciones.*

### 4.1 DEFINICIÓN DEL MÉTODO ENZ.

En los últimos años se han estudiado estructuras artificiales (metamateriales) con valores de permitividad y permeabilidad no disponibles en materiales naturales, y determinados de acuerdo a la ingeniería de la estructura. Por ejemplo, han llamado la atención los materiales artificiales con permitividad y permeabilidad efectivas simultáneamente negativas, debido a sus grandes avances creando una sub-longitud de onda que no depende directamente de la frecuencia y logrando con esto la miniaturización de varios dispositivos. Sin embargo, han sido también investigados recientemente, materiales caracterizados por una permitividad efectiva cercana a cero (materiales ENZ), los cuales, tienen varias temas de interés, como el ajuste del patrón de radiación de una fuente, la energía electromagnética tuneada a través de un canal muy angosto y diseño de estructuras metamateriales con índice cero [4.1].

En estos materiales, llamados *ENZ*, la propagación de energía se realiza a través de una guía de onda estrecha a una frecuencia determinada, independientemente de la forma y longitud total de la estructura [4.2, 4.3]. Este fenómeno se caracteriza por tener un comportamiento cuasi estático, esencialmente sin retraso de fase, al tener una permitividad cero y por consiguiendo una constante de propagación cero a una frecuencia dada.

El fenómeno *ENZ* es principalmente estudiado, cuando tal canal es conectado a dos secciones de guías de onda con una altura mucho mayor a la del canal, como se muestra en la figura 4.1, con esta configuración, se genera una resonancia anómala, permitiendo un fenómeno de acoplamiento que garantiza una variación de fase muy pequeña.

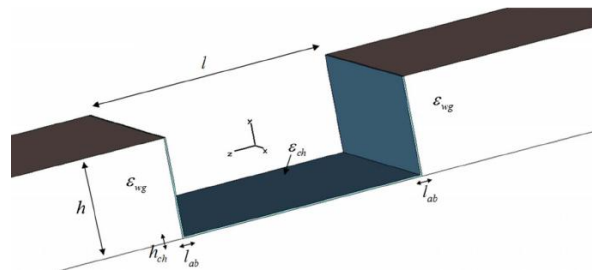


Figura 4.1 Representación esquemática de una aproximación de *ENZ* usando tecnología de guías de onda, propuesto en [4.8].

## 4.2 COMPORTAMIENTO *ENZ*.

### 4.2.1 Diseño de un canal *ENZ* para una sola frecuencia.

Haciendo uso de las propiedades de dispersión de las guías de onda electromagnéticas, se logra un comportamiento *ENZ*, donde las expresiones para la permitividad efectiva ( $\epsilon_{\text{eff}}$ ) y permeabilidad efectiva ( $\mu_{\text{eff}}$ ) de la guía de onda rectangular construida con material dieléctrico ( $\epsilon_r$ ) funcionando en el modo dominante son las siguientes [4.4].

$$\frac{\epsilon_{\text{eff}}}{\epsilon_0} = n^2 - \frac{c^2}{4\epsilon_r f^2 w_t^2}; \quad \mu_{\text{eff}} = \mu_0 \quad (4.1)$$

Donde  $n$  es el índice de refracción relativo del dieléctrico uniforme que forma la guía de onda,  $\epsilon_r$  es la permitividad dieléctrica del material,  $w_t$  es el ancho de la guía de onda en el plano H, " $f$ " es la frecuencia deseada y " $c$ " es la velocidad de la luz en el vacío. Estas expresiones muestran que la permitividad efectiva ( $\epsilon_{\text{eff}}$ ) es aproximadamente cero justo en la frecuencia de corte, por lo tanto la constante de propagación también es cero ( $\beta = 0$ ) [4.5]. Entonces, para tener las propiedades de *ENZ*, el canal debe operar a la frecuencia de corte.

Para obtener el ancho de la guía de onda para el túnel *ENZ* operando en el modo  $\text{TE}_{10}$  se emplea la ecuación 4.2, donde " $f_0$ " es la frecuencia del túnel, " $c$ " es la velocidad de la luz y  $\epsilon_r$  es la permitividad relativa.

$$w_t = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.2)$$

En la figura 4.2 (a) se muestra una estructura diseñada usando la teoría mencionada. Y para poder obtener un túnel de una sola frecuencia es necesario que exista una muy abrupta discontinuidad entre la guía de onda y el túnel, por lo tanto, la altura de la guía de onda debe ser mucho mayor que la altura del túnel ( $h_m \gg H_T$ ). El patrón de campo eléctrico del túnel de una sola frecuencia se muestra en la figura 4.2 (b).

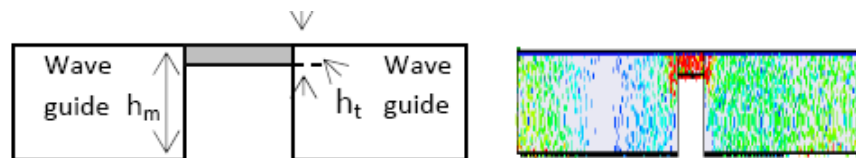


Figure: 4.2 a) Esquema de una aproximación de ENZ usando tecnología de guías de onda b) patrón de campo eléctrico de la estructura del túnel.



#### 4.2.2 Cálculo de la permitividad dielectrica y constante de propagación.

La permitividad efectiva ( $\epsilon_{\text{eff}}$ ), y la constante de propagación  $\beta$  de la estructura del túnel de la figura 4.2, son gráficamente mostrados en la figura 4.4. Para extraer dichos parámetros a partir de los parámetros  $S$  la metodología descrita en [4.6] es utilizada. Primero, los coeficientes de reflexión y transmisión, y los parámetros de dispersión, son relacionados como se muestra a continuación.

$$S_{11} = \frac{\Gamma(1-T^2)}{1-\Gamma^2 T^2}; \quad S_{21} = \frac{T(1-\Gamma^2)}{1-\Gamma^2 T^2} \quad (4.3)$$

De la ecuación anterior la permitividad dieléctrica efectiva puede derivarse como:

$$\Gamma = K \pm \sqrt{K^2 - 1}, \quad T = \left( \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} \right) \quad (4.4),$$

donde  $\Gamma = \left( \frac{Z_{\text{eff}} - Z_0}{Z_{\text{eff}} + Z_0} \right)$  es el coeficiente de reflexión y  $T = e^{(-\gamma d)}$  el coeficiente de transmisión.

$$\gamma = \frac{[\ln(\frac{1}{T})]}{d}, \quad K = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}}$$

Donde  $\gamma_0$  es la constante de propagación en el espacio libre;  $\lambda_0$  es la longitud de onda en el espacio libre.  $Z_{\text{eff}}$  es la impedancia efectiva de la estructura del túnel y  $Z_0$  es la impedancia en el espacio libre. De la ecuación anterior la permitividad dieléctrica efectiva puede derivarse como:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\gamma(1-\Gamma)}{\gamma_0(1+\Gamma)} \quad (4.5)$$

Además, utilizando la ecuación (4.6) la constante de fase es extraída [4.7]

$$\beta = \frac{1}{L} \arccos \left( \frac{1 - S_{11}S_{22} + S_{21}S_{12}}{2S_{21}} \right) \quad (4.6)$$

### 4.3 CARACTERÍSTICAS DEL CANAL ENZ.

Se han estudiado diferentes características del canal ENZ. Por ejemplo, acoplamiento entre las secciones de guías de ondas, su longitud, su geometría y su forma.

#### 4.3.1 Transición en forma de U.

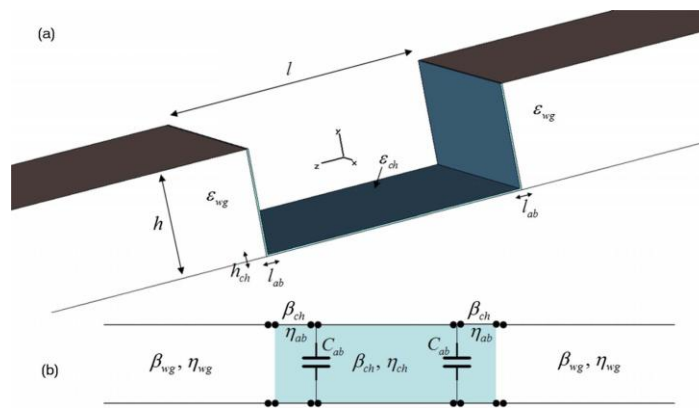


Figura: 4.3 a) Un canal angosto de altura  $h_{ch}$  y longitud  $l$  conectados a dos secciones de guías de onda de altura  $h_{ch} \gg h$ . b) Correspondiente modelo de línea de transmisión, propuestos en [4.8].

En [4.8] se analiza la geometría mostrada en la figura 4.3, donde dos guías de onda idénticas de altura “ $h$ ”, de material con permitividad  $\epsilon_{wg}$  y conectado a un canal angosto de altura  $h_{ch} \ll h_{wg}$  y permitividad  $\epsilon_{ch}$ . En las uniones, se han agregado dos canales de transición, cuya longitud es  $l_{ab}$  y permitividad  $\epsilon_{ch}$ , permitiendo el paso de la onda incidente a través del canal, dando una forma de U a la región de transición. Se ha comprobado teóricamente en [4.9] que el coeficiente de transmisión en la entrada de la región de transición puede ser escrito como:

$$R = \frac{ik_0\mu_0 A}{2h - ik_0\mu_0 A} \quad (4.7),$$

donde  $k_0 = \frac{2\pi f}{c}$ , es el número de onda en el vacío y  $A$  es la longitud total del canal y transiciones (área azul del la figura 4.5 (a)), con permitividad  $\varepsilon_{ch} = 0$ . Esta expresión (4.7) muestra que toda la energía pasa a través del canal para  $h_{ch} \rightarrow 0$ , y que es independiente de la forma del canal.

Para analizar la misma estructura para valores de  $\varepsilon_{ch}$  diferentes de cero, se analiza el sistema por medio de un modelo de transmisión equivalente (TL), como se muestra en la figura 4.5 (b). Y se deben establecer parámetros secundarios para los segmentos TL que describen los segmentos de la guía de onda exterior:

$$\beta_{wg} = 2\pi f \sqrt{\varepsilon_{wg}\mu_0} \quad (4.8)$$

$$\eta_{wg} = \frac{h2\pi f\mu_0}{w\beta_{wg}} = \frac{h}{w} \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_{wg}}} \quad (4.9)$$

La ecuación (4.8) representa el número de onda guiada y la ecuación (4.9) la impedancia característica normalizada. Cuando se tienen valores positivos de  $\varepsilon$  en cada región, los valores de  $\beta_{wg}$  y  $\eta_{wg}$ , son cantidades positivas que corresponden a la propagación dentro de la guía de onda. Sin embargo, cuando se tienen valores negativos de  $\varepsilon$  o cuando se consideran las pérdidas, la raíz cuadrada debe ser elegida de modo que  $Im[\beta] > 0$  y  $Im[\eta] < 0$ , de tal forma que el modelo TL de la figura 4.5 (b) describe una forma compacta y simple de la frecuencia de dispersión. De la ecuación (4.9) se obtiene una condición para este caso:

$$\frac{h}{\sqrt{\varepsilon_{wg}}} = \frac{h_{ch}}{\sqrt{\varepsilon_{ch}}} \quad (9.10),$$

la cual asegura una transmisión total sobre el largo del canal para  $\beta = 0$ . Esta ecuación es una condición generalizada, la cual es también válida para valores finitos de permitividad del canal, aunque esto es solo válido para el canal recto de la figura 4.5.

#### 4.3.2 Formas irregulares del canal.

Como ya se mencionó, este tipo de estructuras generan una resonancia anómala, que permite una variación de fase muy baja, independientemente de la longitud, la geometría y la forma del canal.

En [4.10] se presenta una estructura con tres secciones como se muestra en la figura (4.4), que consta de un canal ultra angosto entre dos guías de onda de teflón cubiertas de cobre. Ambas guías de onda con una altura de  $h=50.8$  mm y un ancho de  $w=101.4$  mm, diseñadas para frecuencia de corte de 1.04GHz para el modo fundamental y propagación monomodal hasta 2.09 GHz.

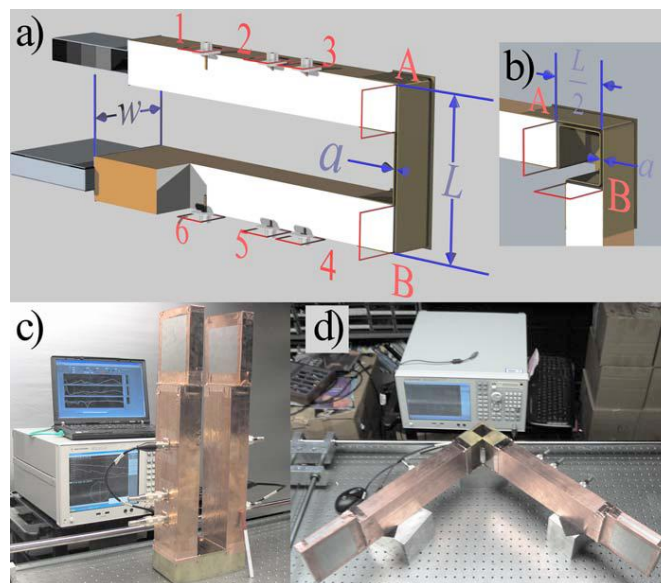


Figura: 4.4 Esquemático de la geometría de un canal angosto conectado a dos secciones de guías de onda más gruesas, a) 180° en la curva del canal, (b) 90° en la curva del canal, fotos de la geometría para ambos caso (c) y (d), propuestos en [4.10].

Se diseñaron 2 geometrías, para una curvatura de  $90^\circ$  y  $180^\circ$ , posteriormente se variaron en ambos casos, la longitud y altura del canal. En las figuras 4.5 y 4.6 se muestran los campos internos de ambas geometrías.

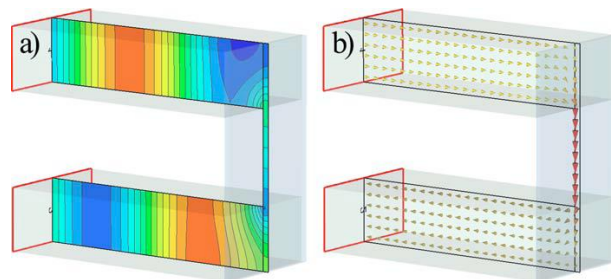


Figura: 4.5 Simulación de los campos internos de la estructura, con curvatura del canal a  $180^\circ$ , en (a) la parte real del campo magnético y en (b) la parte real del vector de poynting.

En (a) los colores cálidos corresponden a los valores positivos y los colores fríos a los valores negativos, [4.10].

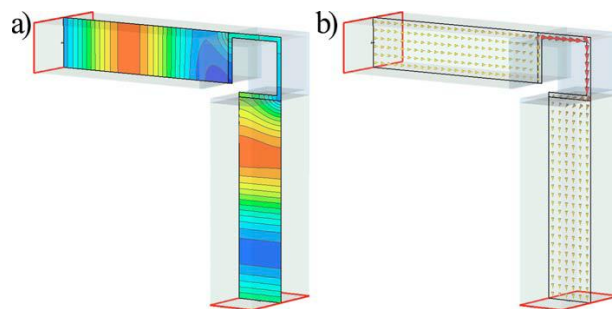


Figura: 4.6 Similar a la figura 4.5, pero para la estructura con curvatura del canal a  $90^\circ$ , [4.10].

Entonces, el canal *ENZ* posee habilidades de acoplamiento. Y este acoplamiento no es afectado ni por la longitud ni curvatura del canal. Esta curvatura puede ser insertada tanto a mitad del plano, como en las caras de entrada y salida del canal, sin causar alguna pérdida o afectar sus propiedades.

### 4.3.3 Canal con una sola transición.

Es evidente que el acoplamiento entre el canal angosto con permitividad cercana a cero (canal *ENZ*) y las guías de onda externas, depende básicamente de la impedancia. En [4.9] se analiza el canal *ENZ* pero con una sola guía de onda externa, este fenómeno podría sugerir otras aplicaciones, donde la energía tuneleada dentro del canal sea usada para otros propósitos diferentes al del túnel generado.

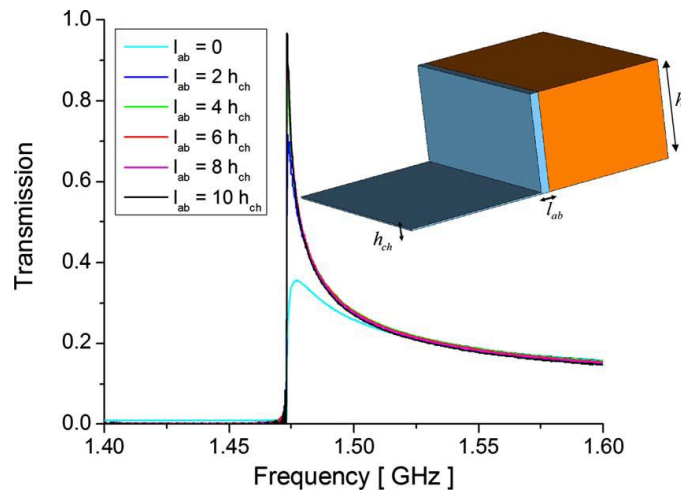


Figura: 4.7 Potencia de transmisión en una estructura formada por un canal ENZ conectado a una sola guía de onda, [4.9].

La figura 4.7 muestra que sin la presencia de un canal de transición entre el canal *ENZ* y la guía de onda externa, es decir en un modo desacoplado ( $l_{ab} = 0$ ), la máxima transmisión se encuentra en la frecuencia de corte  $f_0$  del canal *ENZ*, sin embargo la respuesta muestra un pico menor al 40%. Pero al introducir el canal de transición (incrementando  $l_{ab}$ ), se incrementa la energía tuneleada en el canal, hasta alcanzar un total de transmisión y acoplamiento en la guía de onda.

#### 4.4 CONCLUSIONES.

A lo largo de este capítulo se mencionaron las principales características de la tecnología *ENZ* y algunas aplicaciones. Y con base en éstas, se puede concluir que esta tecnología ofrece nuevas opciones de diseño para diversas aplicaciones. Además ésta tecnología proporciona circuitos más compactos, debido a que la frecuencia de resonancia no depende de la forma y longitud total de la estructura.

---

---

### *Referencias*

- [4.1] Mario G. Silveirinha, Andrea Alú, Brian Edwards, Nader Engheta, “ *Overview of Theory Applications of Epsilon-Near-Zero Materials*”, URSI General Assembly, Chicago, IL, USA, p. 44, August 8-16, 2008.
- [4.2] N. Engheta, “*An idea for thin subwavelength cavity resonators using metamaterials with negative permittivity and permeability*” IEEE Antennas Wireless Propag Lett., Vol. 1, no. 1, pp. 10-13, 2002.
- [4.3] A. Alù, N. Engheta, “*Optical nanotransmission lines: synthesis of planar left-handed metamaterials in the infrared and visible regimes*” J. Opt. Soc. Am. B, Vol. 23, no. 3, pp. 571-583, Mar. 2006.
- [4.4] W. Rotman, “*Plasma simulation by artificial dielectrics and parallel-plate media*,” IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. 10, no. 1, pp. 82-95, Jan. 1962.
- [4.5] B. Edwards, A. Alù, M. E. Young, M. G. Silveirinha, and N. Engheta, “*Experimental Verification of Epsilon-Near-Zero Metamaterial Coupling and Energy Squeezing Using a Microwave Waveguide*,” Phys. Rev. Lett., Vol. 100, no. 3, 033903, pp. 1-4, Jan. 2008.
- [4.6] G.Lubkowski, R.Schuhmann, and T.Weiland, “*Extraction of effective metamaterial parameters by parameter fitting of dispersive models*,” Microw. Opt and Tech Lett., Vol. 49, no. 2, pp. 285-288, Feb. 2007.
- [4.7] A.Lai, T.Itoh and C.Caloz, “*Composite right/left-handed transmission line metamaterials*,” IEEE Microwave., Vol. 5, no. 3, pp. 34-50 Sept. 2004.

- [4.8] Andrea Alu, Mário G. Silveirinha and Nader Engheta, “*Transmission-line analysis of E-near-zero filled narrow channels*”, Physical Review E, Vol. 78, 016604, 23 July 2008.
- [4.9] M. G. Silveirinha and N. Engheta, Phys. Rev. Lett. 97, 157403 (2006).
- [4.10] B. Edwards, A. Alu, M. G. Silveirinha, and N. Engheta, “ *Reflectionless sharp bends and corners in waveguides using epsilon-near-zero effects*”, Journal of Appl. Physics, Vol. 105, No. -, pp. 044905 - -, February, 2009.



## FILTROS ULTRAWIDE BAND CON BANDAS DE RECHAZO USANDO TECNOLOGÍAS ENZ Y CSRR

*En este trabajo se han diseñado y fabricado 2 filtros pasa banda UWB. En 5.1 se presenta una primera estructura, en la que se aborda la tecnología Épsilon cercano a cero (ENZ), vista en el capítulo 4, para eliminar la frecuencia no deseada de WiMax (5.6 GHz) de la banda de paso del filtro UWB. Posteriormente, en 5.2 se muestra una segunda estructura, empleando en conjunto las dos tecnologías, épsilon cercano a cero y resonadores de anillo, mencionadas en el capítulo 4 y apartado 3.3 respectivamente, para eliminar múltiples frecuencias (5.1 GHz, 3.9 GHz y 6.2 GHz) de la banda de paso del filtro UWB.*

### 5.1 FILTRO UWB CON UNA BANDA DE RECHAZO.

Se realizó un filtro *UWB* con una banda de paso de 3,1 GHz a 7 GHz (que abarca tres canales de la banda *UWB* [5.1]), posteriormente se le añadió a este diseño un filtro *notch* a 5.6GHz correspondiente a la frecuencia no deseada de WiMax, utilizando tecnología *ENZ*, y así, eliminar esta frecuencia de la banda de paso del filtro *UWB*. El sustrato utilizado para el diseño fue Duriod-5880 con una constante dieléctrica  $\epsilon_r = 2.2$ ,  $\delta = 0,001$ , y espesor  $h = 1,575$  mm.

### 5.1.1 Diseño de un filtro *UWB*.

Partiendo de la teoría de guías de onda, se realizaron los cálculos para el diseño de una estructura que corresponde a un filtro *UWB* con una frecuencia de corte de 3.1 GHz. A partir de la ecuación (2.2), descrita en el capítulo 2, se obtuvieron las dimensiones necesarias para el filtro *UWB*. Este dato relaciona las dimensiones del circuito, sus parámetros y la frecuencia de corte. Entonces, resolviendo para (2.2), con la frecuencia deseada (3.1GHz) se necesita un ancho de  $w_1 = 30$  mm (ver ecuación. 5.1), para la guía de onda.

$$f_{101} = \frac{c}{2w_1\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \quad (5.1)$$

Debido a las desventajas que se encuentran en el desarrollo de las guías de onda rectangulares para el diseño de filtros, las cuales se mencionaron en el capítulo 3, se han buscado nuevas alternativas para la implementación de estos diseños, en este trabajo, como primera opción se estudia el diseño del filtro *UWB* con tecnología integrada en substrato. Esta estructura es similar a una estructura *SIW*, donde en lugar de las filas de cilindros que representan las paredes laterales de la guía de onda son ahora paredes que cubren completamente los lados de la estructura; sin embargo, aún tiene algunas de las ventajas de la tecnología *SIW*.

Los cálculos se obtienen a partir de la ecuación 5.1. El único parámetro utilizado para obtener la frecuencia deseada, es el ancho de la cavidad que forma el filtro, el largo de la línea fue propuesto a  $W_2 = 91$  mm, tomando en consideración que entre más larga sea la guía, ésta se aleja más de las condiciones ideales, es decir produce mayores pérdidas. Y se utilizó una transición *tapered microstrip*, debido a que esta posee una amplia longitud de onda y además la forma de esta estructura permite excitar el modo

principal de la guía con un acoplamiento razonable. Se diseñó una línea *microstrip* con una impedancia de  $50 \Omega$  para lograr acoplamiento con el conector empleado, y se variaron  $W_5$  y  $W_8$  ( $W_8$  se varió de 10 a 20 mm y  $W_5$  de 5 a 10 mm) para tener un acoplamiento de impedancias entre la estructura *microstrip* y el filtro *UWB*, proporcionando bajas pérdidas de transición.

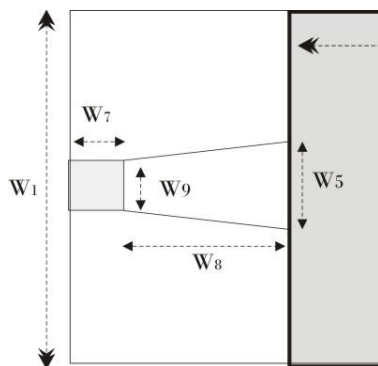


Figura: 5.1 Esquema de la transición *tapered microstrip* del filtro *UWB* propuesto y parámetros.

### 5.1.2 Diseño de un filtro *UWB* con una banda de rechazo usando tecnología ENZ.

El filtro diseñado en 5.1.1 tiene una banda de paso de 3.1 GHz a 7 GHz, ahora, para obtener la respuesta deseada, es decir, eliminar la frecuencia de 5.1 GHz, correspondiente a *WiMax*, se modificó el diseño mediante la introducción de un filtro *notch*, usando la tecnología *ENZ* descrita en el capítulo 4.

Para propósitos del presente trabajo, primero se ha diseñado un túnel a una sola frecuencia, ver figura 5.2. Para este túnel se eligió el mismo sustrato que el filtro ya diseñado; RT Duroid, con esto, usando la fórmula 4.2 el ancho del túnel es  $w_t = 18$  mm para una frecuencia de operación de 5,6 GHz. En

este caso, la altura del túnel se fijó en  $h_t = 0.4$  mm, y la longitud del túnel en 4.5 mm, equivalente a sólo un  $\lambda / 8$  de la propagación de longitud de onda.

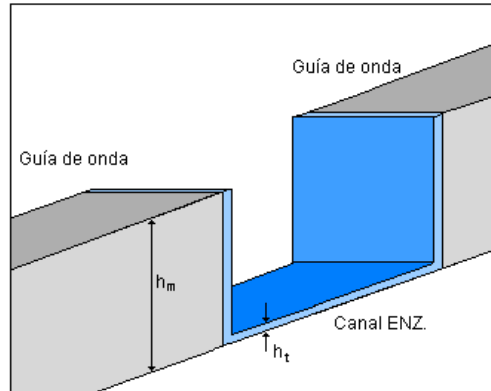


Figura 5.2 Representación esquemática de una aproximación de *ENZ* usando tecnología de guías de onda.

Sin embargo, para que la estructura tenga el comportamiento deseable para nuestra aplicación, se deben tomar en cuenta las consideraciones mencionadas y realizar las correcciones que se describen a continuación.

A la estructura diseñada en 5.1.1 se le agregan el túnel *ENZ*, es decir, una sección de guía de onda a un costado de ésta, pero dentro del mismo sustrato. El túnel debe estar conectado en un modo desacoplado para eliminar la frecuencia no deseada de la banda de paso del filtro, en este caso de 5,6 GHz. Con el fin de lograr el modo de desacoplamiento, el diseño del túnel diseñado anteriormente es modificado con el extremo derecho del túnel junto a la guía de onda y el extremo izquierdo del túnel con una interfaz de aire como se muestra en la figura 5.3. Además se ha incluido un segundo túnel en el otro costado para reforzar la respuesta deseada.

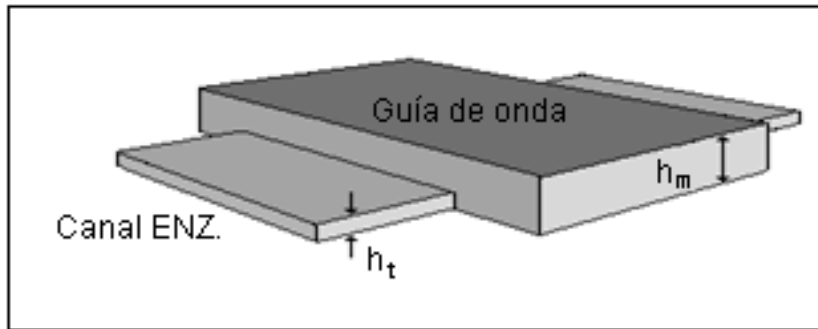


Figura: 5.3 Esquemático del filtro *UWB* con canales *ENZ*.

En nuestro caso, se ha utilizado en lugar de guía de onda la estructura ya diseñada en 5.1.1, y debido a que el diseño de la estructura *ENZ* no depende de la frecuencia de operación del sistema, entonces solo es necesario calcular las dimensiones del canal *ENZ*. Las dimensiones se determinan tomando en cuenta el espesor y permitividad del sustrato.  $W_4$  es propuesta mediante diferentes pruebas de simulación y la posición de este canal sobre la cavidad principal que forma el filtro depende del acoplamiento electromagnético con la transición *microstrip*, mientras que  $W_3$  es determinada a partir de la frecuencia que se desea eliminar, por medio de la ecuación (5.4):

$$w_t = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (5.4)$$

Donde  $f_0$  es la frecuencia del túnel,  $c$  es la velocidad de la luz y  $\epsilon_r$  es la permitividad relativa. Entonces, las dimensiones del filtro diseñado se muestra en la figura 5.4 y son:  $W_1 = 36\text{mm}$ ,  $W_2 = 51,4\text{ mm}$ ,  $W_3 = 20\text{ mm}$ ,  $W_4 = 4,5\text{ mm}$ ,  $W_5 = 7\text{ mm}$ ,  $W_6 = 4,5\text{ mm}$ ,  $W_7 = 5\text{mm}$ ,  $W_8 = 15\text{ mm}$ .

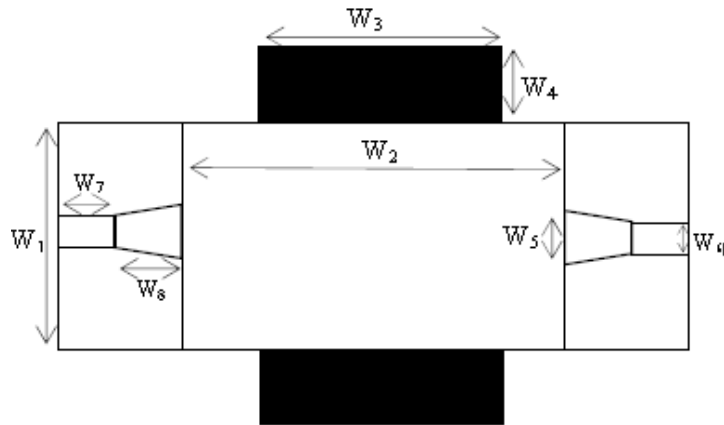


Figura: 5.4 Esquemático del filtro *UWB* con un canal *ENZ* propuesto, y los parámetros correspondientes.

### 5.1.3 Simulación, fabricación y resultados del filtro diseñado.

#### a) Simulación.

Para validar el diseño del filtro propuesto, se realizaron las simulaciones empleando un simulador de onda completa [5.2]. El sustrato utilizado fue Duriod-5880 con una constante dieléctrica  $\epsilon_r = 2.2$ ,  $\delta = 0,001$  y espesor  $h = 1,575$  mm.

Primero se realizó la simulación del túnel diseñado, y los resultados de los parámetros  $S$  se muestran en la figura 5.5. Se observa claramente que una única frecuencia (5.6 GHz) es transmitida a través del túnel y el resto de las frecuencias son reflejadas.

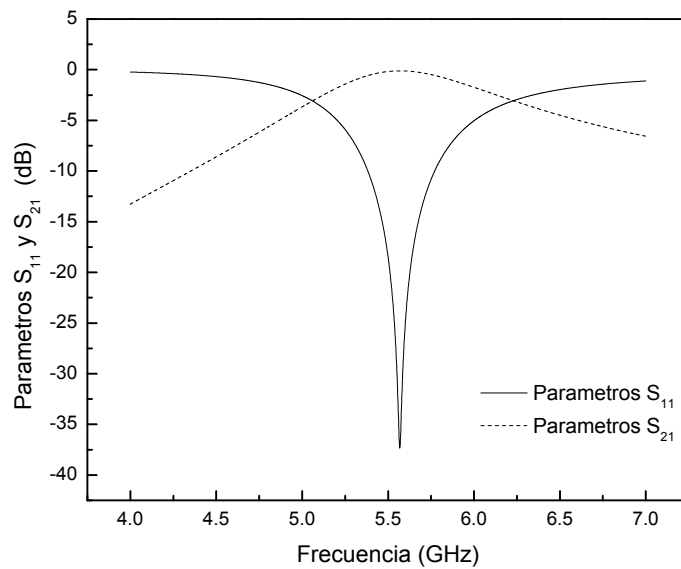


Figure: 5.5 Parámetros de reflexión y transmisión (simulados) de la estructura del túnel.

Y para demostrar el comportamiento *ENZ*, la constante dieléctrica efectiva y la constante de propagación de la estructura que se muestra en la figura 5.2 se han extraído del procedimiento descrito en el capítulo 4 y posteriormente graficado. Los resultados de la variación de estos parámetros contra frecuencia se muestran en la figura 5.6.

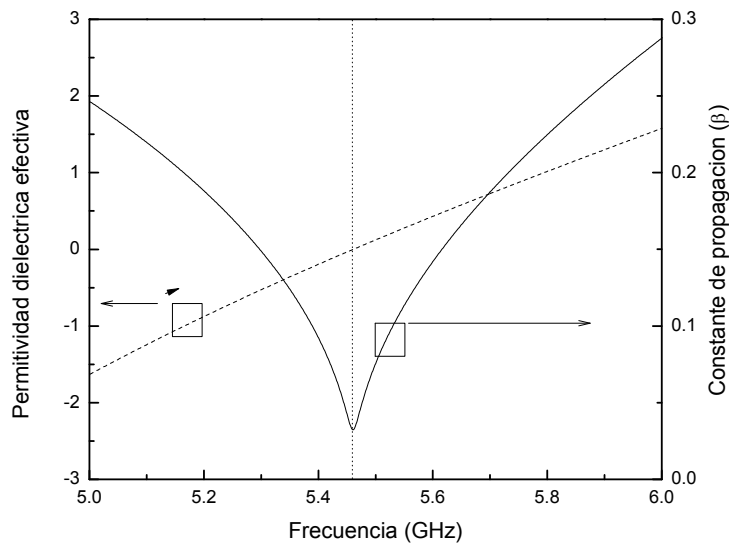


Figure: 5.6 Permitividad dieléctrica y constante de propagación, de la estructura del túnel.

Es evidente que la constante dieléctrica efectiva tiene valores cercanos a cero en la frecuencia del túnel (5,6 GHz) y también que la constante de propagación tiene valores cercanos a cero, lo que satisface el comportamiento de *ENZ*.

Posteriormente se realizaron las simulaciones del filtro *UWB* para comprobar el ancho de banda, y del filtro *UWB* con una frecuencia eliminada en la banda de paso. En la figura 5.7 se presentan los resultados de las simulaciones realizadas para el filtro *UWB*. Donde se observa un ancho de banda del 77% y que las pérdidas por reflexión se encuentran en -10dB.

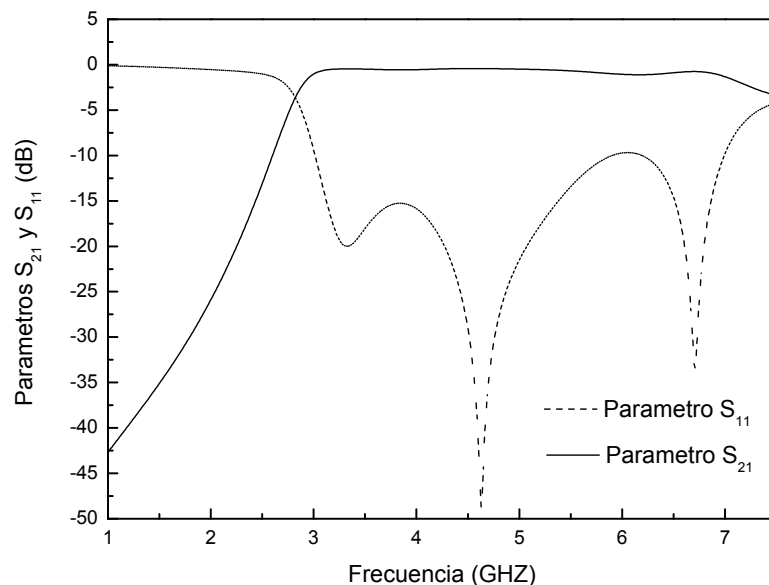


Figura: 5.7 Resultados simulados del filtro *UWB* propuesto.

Y en la figura 5.8 se muestran los resultados de las simulaciones realizadas al filtro *UWB* con el anexo del túnel *ENZ*, donde se observa dentro de la banda de paso una frecuencia eliminada. Los cálculos de las dimensiones para el túnel fueron un ancho de  $W_3=20\text{mm}$  para obtener una frecuencia de 5.6 GHz, y las simulaciones muestran la frecuencia de 5.8 GHz eliminada en la banda de paso, y las pérdidas por reflexión en -10dB.



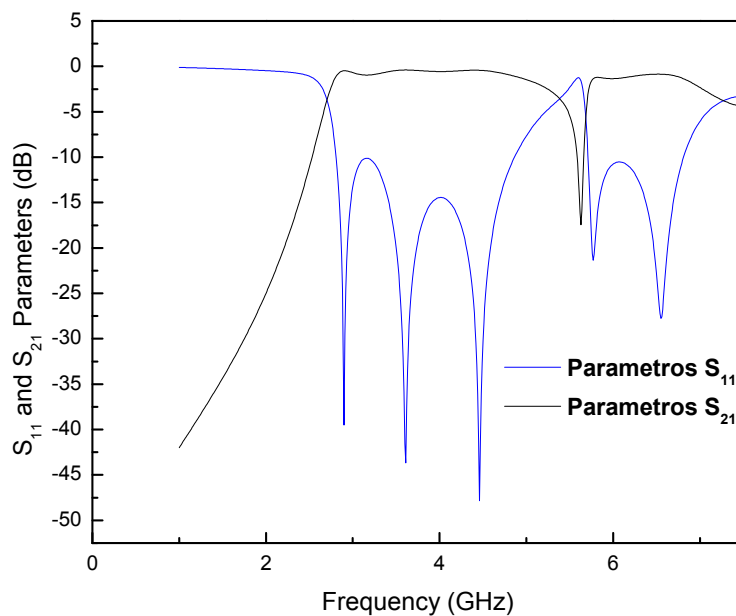


Figura: 5.8 Resultados simulados del filtro *UWB*, con una banda de rechazo.

b) Fabricación.

Una vez comprobada la buena respuesta del filtro mediante simulaciones, el circuito ha sido fabricada usando la técnica convencional PCB. El túnel plasmónico fue maquinado hasta la altura adecuada, es decir marcando una gran diferencia entre la sección del filtro y estos túneles. Además, después del maquinado todas las capas fueron metalizadas para obtener finalmente una sola estructura integrada al mismo substrato. La Figura 5.9 muestra una fotografía del filtro fabricado.

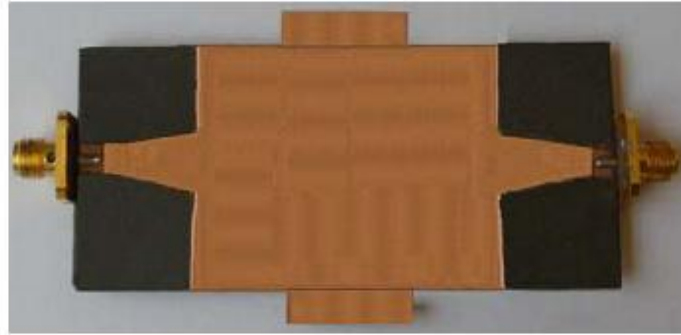


Figura: 5.9 Fotografía del filtro *UWB* propuesto, con un canal *ENZ*.

c) Resultados.

Se realizaron mediciones con el filtro fabricado con un analizador de redes vectoriales, con el fin de compararlos con los resultados obtenidos en el simulador.

Se realizó un barrido de frecuencias entre 1 GHz hasta 8GHz en intervalos de 100 MHz.

Los resultados obtenidos de las mediciones del filtro, empleando el método de guía de ondas propuesto, han mostrado una buena cercanía con los resultados teóricos, como se muestra en la figura 5.10.

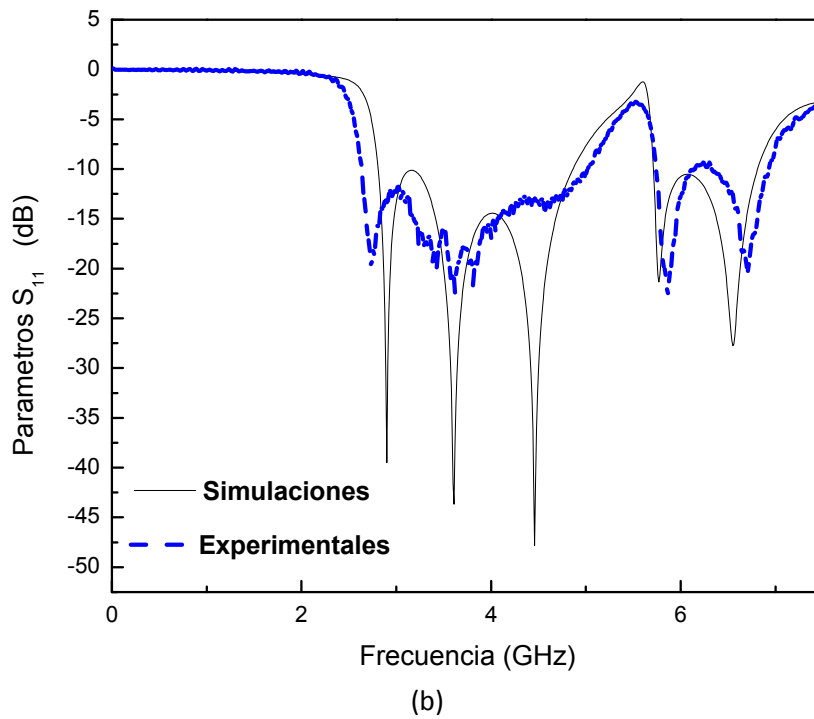
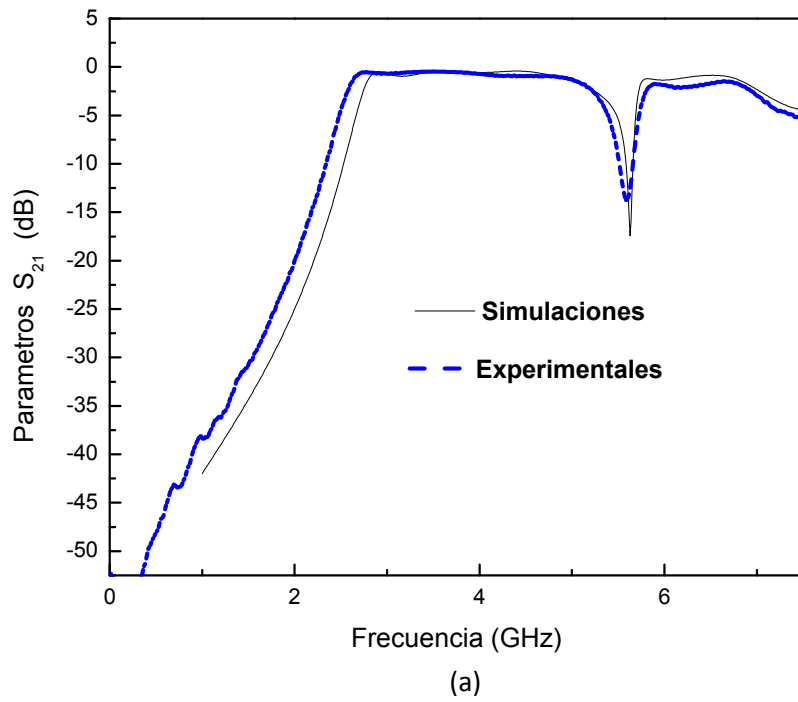


Figura: 5.10 Resultados simulados y medidos del filtro UWB con una banda de rechazo, (a) Parámetros  $S_{21}$ , (b) Parámetros  $S_{11}$

Los resultados de la estructura diseñada demuestran que el filtro se ha fabricado con un filtro *notch* a 5,58 GHz y se visualiza un cambio de frecuencia de corte de alrededor de 180 MHz. Las pérdidas de inserción son -2dB a -1,38 dB en la banda de paso medido y simulado. Y las pérdidas por reflexión en simulaciones y mediciones se encuentran a -10 dB. Las discrepancias en los resultados de simulaciones y mediciones se deben principalmente a la diferencia entre las pérdidas de los materiales consideradas en las simulaciones y las reales, además, los errores de fabricación, por ejemplo, las medidas no son exactas.

## 5.2 FILTRO UWB CON MULTIPLES BANDAS DE RECHAZO USANDO DOS DIFERENTES TECNOLOGÍAS.

Tomando como base el circuito anterior, se diseñó también un filtro *UWB* con una banda de paso similar de 3,1 a 7 GHz, eliminando 3 frecuencias de la banda de paso correspondientes a WiMax y sistemas satelitales, y para ello se emplearon dos tecnologías, épsilon cercano a cero y resonadores de anillo, mencionadas en el capítulo 4 y apartado 3.3 respectivamente. Se utilizó el mismo sustrato del diseño anterior, Duriod-5880 con una constante dieléctrica  $\epsilon_r = 2.2$ ,  $\delta = 0,001$ , y espesor  $h = 1,575$  mm.

### 5.2.1 Diseño de un filtro *UWB* con 3 bandas de rechazo usando tecnología *ENZ* y *CSRR*.

#### a) Filtros *notch* usando *ENZ*.

Primero se introdujeron dentro de la cavidad del circuito dos filtros *notch*. Los dos filtros eliminan las frecuencias 5.1 GHz y 6.2GHz, (WiMax y frecuencia del sistema satelital superior, respectivamente), estos se diseñaron empleando la tecnología *ENZ* debido a las propiedades inherentes a esta

tecnología de hacer el diseño compacto y estable. Para el cálculo de las dimensiones de los canales *ENZ* se emplean la ecuación 5.4 y los valores obtenidos son  $W_1= 32$  mm,  $W_2= 73$  mm,  $W_3= 22$  mm,  $W_4=18$  mm,  $W_5=4.5$  mm,  $W_6=4.5$  mm,  $W_7= 7$ mm,  $W_8= 15$ mm,  $W_9=5$ mm,  $W_{10}= 11$ mm, figura 5.11(a).

b) Filtros *notch* usando *CSRR*.

El tercer filtro *notch*, correspondiente a la frecuencia de 3.9 GHz, fue diseñado en un principio al igual que los otros filtros usando tecnología *ENZ*, sin embargo, los resultados de las simulaciones mostraban difícilmente una frecuencia eliminada y se realizaron otras simulaciones de los parámetros *S*, cambiando la posición de los canales y variando la frecuencia de corte, observando que la frecuencia de operación es afectada por la frecuencia del canal, si con muy cercanas. Entonces, se diseñó el tercer filtro *notch* empleando un *CSRR*, el cual fue grabado en la capa metálica superior de la cavidad, como se muestra en la figura 5.11 (a).

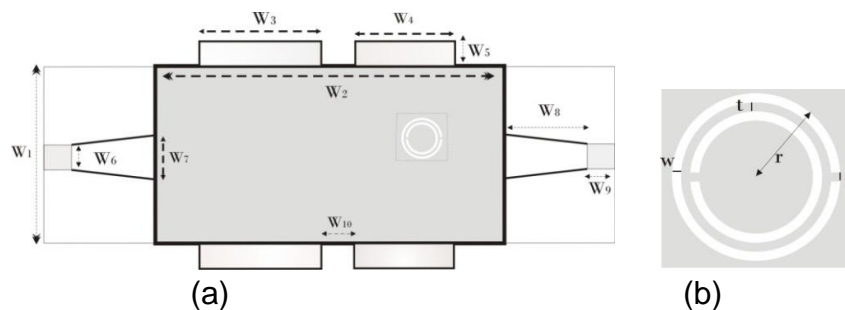


Figura: 5.11 (a) Esquemático del filtro de banda ultra ancha con un anillo y dos canales *ENZ*, (b) ampliación del anillo y sus parámetros de diseño

La frecuencia de resonancia del *CSRR* dependerá tanto de las dimensiones físicas que definen el resonador, de la anchura de cada anillo, del gap y distancia entre los anillos, como del tipo de substrato empleado, de su constante dieléctrica relativa  $\epsilon_r$  y de la altura del mismo,  $h$ , figura 5.11 (b).

Para la frecuencia de 3.9 GHz a la que nos referimos las dimensiones más adecuadas son:  $d = w = t = 0.4$  mm y  $r = 3.7$  mm. Este anillo fue grabado de acuerdo al punto máximo de campo magnético distribuido en la estructura.

### 5.2.2 Simulación, fabricación y resultados del filtro diseñado.

Al igual que en el circuito anterior, se realizaron simulaciones de la estructura diseñada, usando un simulador de onda completa [4.2]. Se utilizó el mismo sustrato Duriod-5880 con una constante dieléctrica  $\epsilon_r = 2.2$ ,  $\delta = 0,001$  y espesor  $h = 1,575$  mm. La determinación de la distancia entre canales, la ubicación del anillo en la capa y la distancia entre canales y anillo, fue de acuerdo a la distribución de campo sobre la estructura, buscando la menor interferencia entre ellas.

Posteriormente, se realizó la fabricación de esta estructura, siguiendo los pasos del circuito anterior. La Figura 5.12 muestra una fotografía del filtro fabricado.

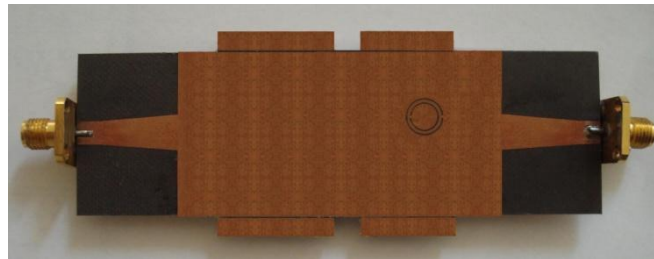
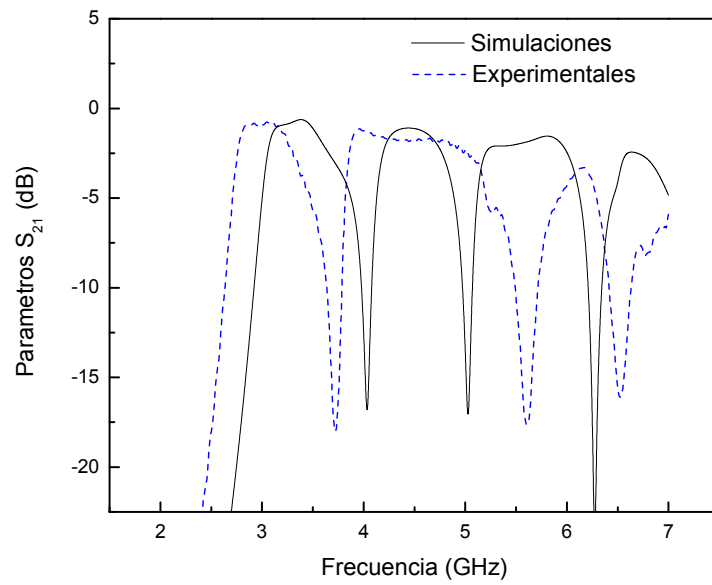


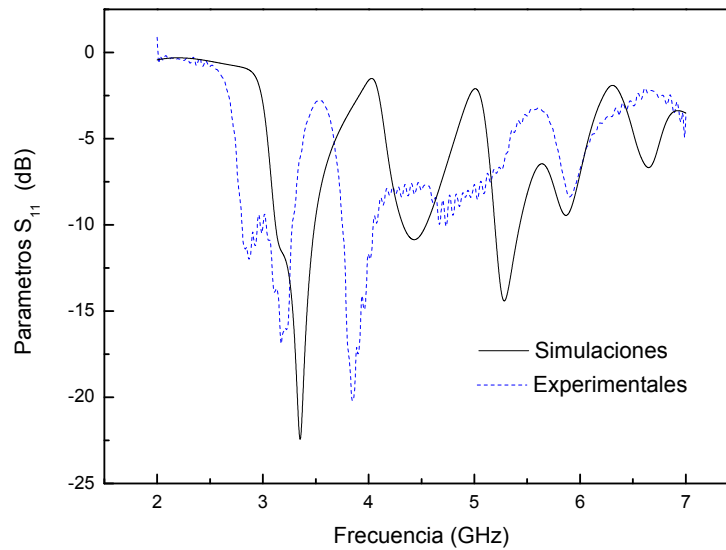
Figura: 5.12 Fotografía del filtro UWB propuesto, con un anillo y dos canales *ENZ*.

La figura 5.13 muestra los resultados simulados y experimentales de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$  del filtro propuesto. Los resultados experimentales muestran que el filtro fabricado tiene 3 frecuencias eliminadas a 3.8, 5.6 y 6.5 GHz y además, se observa en las gráficas un corrimiento en la frecuencia de corte de alrededor de 280 MGz. De acuerdo a la gráfica, las pérdidas de inserción son de -2.5 dB y -1.25 dB en la banda de paso para ambos

resultados, medidos y simulados. En las gráficas también se puede observar, que en las frecuencias eliminadas, usando *ENZ*, hay un corrimiento a la izquierda en los resultados experimentales, y un corrimiento a la derecha en la frecuencia eliminada, usando *CSRR*.



(a)



(b)

Figura: 5.13 Resultados simulados y medidos del filtro *UWB* con 3 bandas de rechazo, (a) parámetros  $S_{21}$  y (b) parámetros  $S_{11}$ .

### 5.3 CONCLUSIONES.

Se han diseñado 2 filtros *UWB* con bandas de rechazo, usando 2 tecnologías, *ENZ* y anillos. Se ha reportado una banda de paso del filtro de 3.1 a 7 GHz. Se ha analizado la tecnología *ENZ*, diseñando y simulando la estructura de un túnel cuyas propiedades de *ENZ* han sido comprobadas graficando la permitividad dieléctrica y la constante de propagación, ambas cercanas a cero. Además, se ha comprobado el buen acoplamiento electromagnético entre dos tecnologías de diseño, *ENZ* y resonadores de anillo, dentro de la misma estructura.

---

### *Referencias*

- [5.1] FCC Report and order for part15 Acceptance of Ultra Wideband (UWB) systems from 3.1 – 10.6 GHz, FCC, Washington, DC,2002.
- [5.2] Ansoft HFSS software, version.11.



## CONCLUSIONES

Se ha diseñado un filtro de banda ultra ancha, con una banda de paso de 3.1 GHz a 7 GHz, abarcando tres canales de la banda de paso de *UWB*, para este diseño se uso tecnología integrada en sustrato y los resultados mostraron un ancho de banda del 77% y las pérdidas por reflexión de -10 dB. Posteriormente dentro de esta banda de paso, se han introducido filtros *notch*, para eliminar las frecuencias no deseadas de los sistemas de *Wimax* y sistemas satelitales.

Para esto, como se vio en el capítulo 3 y 4 se han estudiado y utilizado 2 tecnologías: épsilon cercano a cero (*ENZ*) y resonadores de anillo abiertos complementarios (*CSRR*), para el diseño de filtros usando tecnología de guías de onda rectangulares.

Se mencionaron las principales características de la tecnología *ENZ*, entre las cuales destaca que la naturaleza del canal *ENZ* se realiza empleando las ventajas de las propiedades dispersivas de la guía rectangular. Además, debido a las cualidades que posee, por ejemplo que la frecuencia de resonancia no depende de la longitud, proporciona circuitos más compactos. También, en el capítulo 4, se mencionaron varios ejemplos donde la tecnología *ENZ* juega un papel muy importante.

Se diseñó y simuló un túnel *ENZ*, descrito en las referencias 4.1 y 4.2, para una frecuencia específica, demostrando en los resultados que una sola frecuencia es transmitida por el túnel *ENZ* y las demás son reflejadas.

Además, se mostró gráficamente que el túnel diseñado posee las características que definen a la estructura *ENZ*, es decir, se graficaron los valores de la constante de propagación y permitividad dieléctrica extraídos de las simulaciones realizadas, y la gráfica mostró que ambas se encuentran cercanas a cero, lo cual satisface el comportamiento de *ENZ*.

Se modificó el canal *ENZ* para implementar los filtros *notch*. En el primer filtro, para eliminar la frecuencia de 5.6 GHz, mostrando en los resultados experimentales una frecuencia eliminada de 5.58 GHz, un desfase en la frecuencia de corte de 180 MHz, y las pérdidas de inserción son -2dB a -1,38 dB en la banda de paso medido y simulado. En el segundo filtro, se implemento dentro del mismo circuito, además de la tecnología *ENZ*; la tecnología *CSRR* para eliminar 3 frecuencias: 5.1, 6.2 y 3.9 GHz, dentro de la banda de paso del filtro *UWB*, observando un buen acoplamiento entre ellas. Se observa en las gráficas un corrimiento en la frecuencia de corte de alrededor de 280 MGz y las pérdidas de inserción son de -2.5 dB y -1.25 dB en la banda de paso para ambos resultados, medidos y simulados.

Y con esto se ha demostrado experimentalmente que el canal *ENZ*, descrito en las referencias 4.1 y 4.2, puede aplicarse en el diseño de *filtros notch* y a su vez integrarse dentro de circuitos integrados.

---

## CONFERENCIAS

### **A.1 Conferencia internacional**

Este trabajo de tesis ha participado como una presentación oral en la conferencia internacional APMC 2009, Singapore. Las referencias y el artículo presentado se muestran a continuación:

Rosario Hernández-González, D.V.B. Murthy y Alonso Corona-Chávez, “*Ultra wide Band filter with Notch a WiMax using epsilon Near Zero (ENZ) Methodology,*” APMC 2009, december 8-2009, Singapore.

# Ultra Wide Band Filter with Notch at WiMax using Epsilon Near Zero (ENZ) Methodology

Rosario Hernandez Gonzalez, D.V.B. Murphy and Alonso Corona-Chavez, *Member, IEEE*  
Large Millimeter Telescope, National Institute of Astrophysics, Optics and Electronics (INAOE),  
Puebla, MEXICO

Email: rosman@inaoep.mx, murphy@inaoep.mx, alonso.corona@inaoep.mx

**Abstract**—In this article an ultra wide band filter with a notch at WiMax band using Epsilon Near Zero (ENZ) approach is presented. It is shown that great miniaturization is achieved as the ENZ tunnel length is independent of frequency. This filter is investigated numerically and experimentally. Measured results show a good agreement with the simulated analysis.

**Index terms** — Epsilon Near Zero (ENZ), Macromaterials, Microwave filter, Harmonic resonance.

## I. INTRODUCTION

The development race for commercializing the UWB technology has increased enormously after FCC (Federal Communication Commission) authorization for civil purposes [1]. Miniaturization of devices plays a crucial role for UWB applications. Several UWB band pass filters (BPFs) with embedded notch band using compact structures have been proposed [2-4]. Dong et al., [5] designed Substrate integrated waveguide notch cavities to decouple power at particular bands for UWB filters. However, the size of such SIW cavities is relatively large as their length depends on the propagation wavelength [6]. To overcome this problem Plasmonic or ENZ method is a new technology which has a potential advantage in miniaturization as energy can be tunneled through a narrow waveguide at a particular frequency independently of its total length [7, 8, 9]. Based on this method, we developed an Substrate Integrated filter from 3.1 – 7 GHz (which covers the three channels in the UWB MultiBand OFDM Alliance (MBOA) [10]) with a miniaturized plasmonic notch tunnel at 5.6 GHz to suppress the unwanted WiMax frequency.

The paper is organized as follows: In section I we present the introduction of the UWB filters and ENZ materials. Section II describes the ENZ

approach at 5.6 GHz and further explains the design procedure of UWB filter (3.1 GHz – 7 GHz) with a notch at a frequency of 5.6 GHz using Plasmonic tunnels. Section III presents the simulation and measurement results of the UWB filter.

## II. UWB FILTER (ENZ APPROACH)

An UWB filter (3.1 – 7 GHz) with a notch at 5.6 GHz has been designed using the ENZ approach. To achieve ENZ behavior, waveguide technology is adopted. The effective permittivity ( $\epsilon_{eff}$ ) and effective permeability ( $\mu_{eff}$ ) of the rectangular waveguide filled with dielectric material ( $\epsilon_r$ ) operating at dominant mode is given below [11].

$$\frac{\epsilon_{eff}}{\epsilon_0} = n^2 - \frac{c^2}{4\epsilon_r f^2 W_g^2} ; \mu_{eff} = \mu_0 \quad (1)$$

where  $n$  is the refractive index of the material,  $c$  is the velocity of light in vacuum,  $\epsilon_r$  is the dielectric permittivity of the material,  $W_g$  is the waveguide H-plane width, and  $f$  is the desired frequency. This equation shows that at cutoff frequency, the effective permittivity ( $\epsilon_{eff}$ ) is approximately zero and therefore the propagation constant is zero ( $\beta=0$ ) [12]. The width of the ENZ tunneling waveguide operating at  $TE_{10}$  mode is given by

$$W_g = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2)$$

where  $f_0$  is the tunneling frequency,  $c$  is the speed of light and  $\epsilon_r$  is the relative permittivity. For the selected substrate RT Duroid 5880 ( $\epsilon_r = 2.2$  and height  $h_{sub} = 1.575\text{mm}$ ) and a frequency of operation ( $f_0$ ) of 5.6 GHz the tunnel width is  $W_g = 18\text{mm}$ . In order to tunnel a single frequency, a

very abrupt discontinuity between the waveguide and the tunnel must exist as shown in figure 1(a), hence the waveguide height should be much larger than the tunnel height ( $h_{wg} \gg h_t$ ). The E-field pattern of tunneling of single frequency is shown in figure 1(b). In our case the tunnel height is fixed to  $h_t = 0.4\text{mm}$ . The length of the tunnel is  $4.5\text{mm}$ , equivalent to only about  $\lambda/8$  of the propagation wavelength.

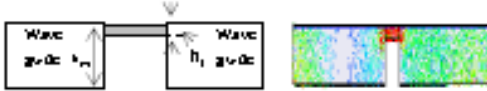


Figure: 1 a) Schematic of the ENZ approach using waveguide technology b) E-Field pattern of the tunnel structure.

This tunnel was simulated and the S parameter results are shown in figure 2. It is clearly seen that a single frequency is tunneled through and the rest of the frequencies are reflected back.

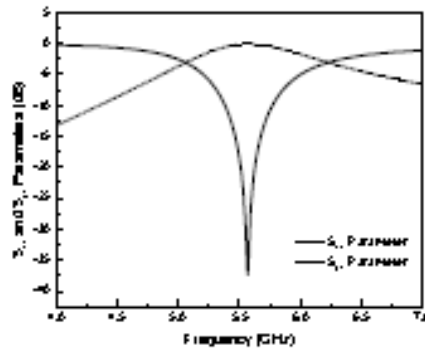


Figure: 2 Reflection and transmission parameters (simulated) of the tunnel structure.

The effective permittivity ( $\epsilon_{eff}$ ) of the tunnel structure shown in figure 1 was extracted from the  $S_{11}$  and  $S_{21}$  simulated parameters using equations (3), (4) and (5) [13]. The reflection/transmission and scattering parameters are related as given below

$$S_{11} = \frac{\Gamma(1-\Gamma^2)}{1-\Gamma^2\Gamma^2}; \quad S_{21} = \frac{\Gamma(1-\Gamma^2)}{1-\Gamma^2\Gamma^2} \quad (3)$$

The above equation can be rearranged and written in the following form

$$\Gamma = \kappa \pm \sqrt{\kappa^2 - 1}; \quad \Gamma = \left( \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} \right) \quad (4)$$

Where  $\Gamma = \left( \frac{Z_{wg} - Z_t}{Z_{wg} + Z_t} \right)$  is the reflection coefficient

and  $T = e^{-\gamma d}$  is the transmission coefficient  $\gamma = [\ln(1/\Gamma)]/d$ ;  $\kappa = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{21}}$ ;

$\gamma_0$  is the free space propagation constant;  $\lambda_0$  is the free space wavelength.  $Z_{wg}$  is the effective impedance of the tunnel structure and  $Z_0$  is the free space impedance. From the above equation the effective dielectric permittivity can be derived as

$$\epsilon_{eff} = \frac{\gamma(1-\Gamma)}{\gamma_0(1+\Gamma)} \quad (5)$$

Furthermore by using equation (6) the phase constant is extracted [14].

$$\beta = \arccos\left(\frac{1 - S_{11}S_{21} + S_{21}S_{11}}{2S_{21}}\right) \quad (6)$$

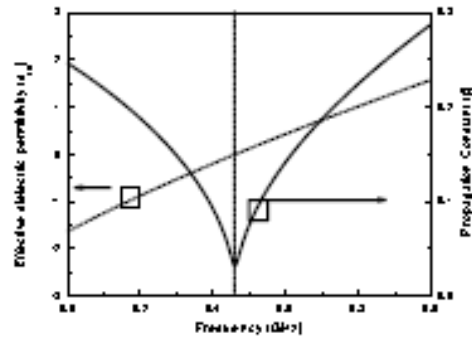


Figure: 3 Extracted dielectric permittivity and propagation constant parameters.

The effective dielectric constant and the propagation constant parameters of the structure shown in figure 1 are extracted from the procedure discussed above. The variation of these parameters with frequency is shown in figure 3. It is clear that the effective dielectric constant having zero values near the tunneling frequency (5.6 GHz) and also the propagation constant has near zero which satisfy the ENZ behavior.

The tunnel described in this method is connected in a decoupled mode to suppress the frequency of 5.6 GHz. In order to achieve the decoupling mode, the above design is modified with one edge of the tunnel coupled to the waveguide and the other edge left with an air interface as shown in figure 5. The dimensions of the designed filter shown in figure 4(a) are:  $W_1=36$  mm,  $W_2=51.4$  mm,  $W_3=20$  mm,  $W_4=4.5$  mm,  $W_5=7$  mm,  $W_6=4.5$  mm,  $W_7=5$  mm,  $W_8=15$  mm.

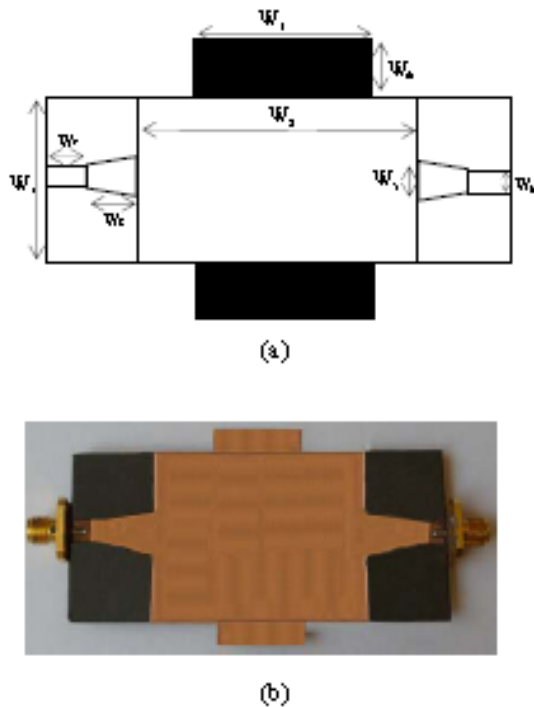


Figure: 4 a) Schematic of the Ultra wide band filter with notch b) Photograph of the proposed filter.

### III. RESULTS AND DISCUSSION

To validate the proposed filter, it was simulated in a full wave simulator [15] and fabricated using conventional PCB milling machine. The substrate is Duriod-5880 substrate with dielectric constant  $\epsilon_r = 2.2$ ,  $\delta = 0.001$ , thickness  $h=1.575$  mm. The plasmonic tunnel was machined down to the proper height and all the layers were properly metalized. Figure 4(b) shows a photograph of the fabricated filter.

Measurements are performed using Agilent PNA Series microwave Vector Network Analyzer (E8361A). The measured results of the proposed filter using waveguide method have shown a good agreement with the theoretical results as shown in figure 5. The experiment results demonstrate that the fabricated filter has a notch at 5.58 GHz and there is a shift of cutoff frequency of about 180 MHz. The insertion loss is -2dB and -1.38 dB at the passband when measured and simulated. Simulated and measured reflection losses are found to be -10 dB. Discrepancies in the simulated and measured results are due to the fabrication errors.

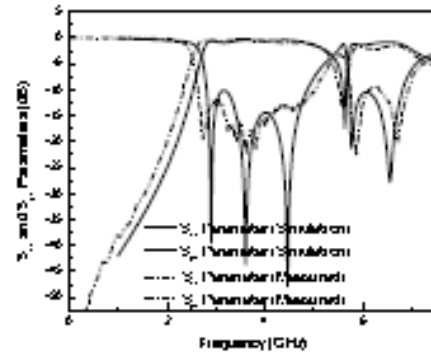


Figure: 5 Simulated and Measured results of the proposed filter.

### IV. CONCLUSIONS

A substrate integrated UWB filter (3.1- 7 GHz) with a highly miniaturized notch tunnel at 5.6 GHz (WiMax) using ENZ approach was designed and fabricated. It was proven that the effective permittivity and phase constant of the plasmonic tunnel become near zero at the tunneling frequency. Simulation and experimental results of the UWB filter with notch are in good agreement.

#### References:

- [1] FCC Report and order for post 5 Acceptance of Ultra Wideband (UWB) systems from 3.1 – 10.6 GHz, FCC, Washington, DC, 2002.
- [2] H. Shaban and J.-S. Hong, "Asymmetry in parallel-coupled lines for notch implementation in UWB filter," *IEEE Antennas Propag. Commun. Lett.*, Vol. 17, no. 2, pp. S16-S18, Jul 2007.
- [3] S. W. Wong and L. Zhu, "Implementation of compact UWB bandpass filter with a notch-band," *IEEE Antennas Propag. Commun. Lett.*, Vol. 13, no. 1, pp. 10-12, Jan 2008.
- [4] H. Shaban and J.-S. Hong, "Ultra-wideband (UWB) bandpass filter with embedded band notch structure," *IEEE Antennas Propag. Commun. Lett.*, Vol. 17, no. 2, pp. 193-195, Mar 2007.
- [5] Yun-Chao Chang, Wei-Huang, Jian-Yi Zhou, Zhen-Qi Kuai "Design and implementation of plane ultra-wideband passband structure and by multiple coupled bands," *Antennas Opt. and Tech. Lett.*, Vol. 51, no. 2, pp. 520-524, Feb 2009.
- [6] K. Wu, D. Deslandes, and Y. Cui, "The Substrate Integrated Circuit - A New Concept for High-Frequency Electronics and Applications," *Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services, 2005. TELECOM 2005. 6th International Conference*, vol. 1, 1-3 Oct. 2005, pp. 178-181.
- [7] M. O. Silveirinha and M. Englein, "Tunneling of Electromagnetic Energy through Sub-Wavelength Channels and Slabs Using Epitaxial-Non-Zero (ENZ) Materials," *Phys. Rev. Lett.*, Vol. 97, no. 15, 157403, pp. 1-4, Oct 2006.
- [8] M. Englein "An idea for ultra sub-wavelength communication using metamaterials with negative permeability and permittivity" *IEEE Antennas Propag. Commun. Lett.*, Vol. 1, no. 1, pp. 10-13, 2002.
- [9] A. Alù, M. Englein, "Optical communication lines: synthesis of plane left-handed metamaterials in the infrared and visible regions" *J. Opt. Soc. Am. B*, Vol. 23, no. 3, pp. 571-583, Mar 2006.
- [10] Q. R. Hoang, Yuegang Zeng, J. Hakabe, H. Sano, "Metaband OFDM Alliance - The new generation of Wireless Personal Area Networks" *Advances in Wired and Wireless Communication, 2005. IEEE/WIT/Intelligence*, pp. 202-214, May 2005.
- [11] W. Rausan, "Plasma structure by optical dielectric and parallel-plate antenna," *IRE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 10, no. 1, pp. 22-25, Jan 1962.
- [12] B. Edwards, A. Alù, M. E. Young, M. O. Silveirinha, and M. Englein, "Experimental Verification of Epitaxial-Non-Zero Metamaterial Coupling and Energy Squeezing Using a Microwave Waveguide," *Phys. Rev. Lett.*, Vol. 100, no. 3, 033903, pp. 1-4, Jan 2008.
- [13] G. Lubliner, R. Schubeck, and T. Woidan, "Excitation of effective metamaterial parameters by periodic filling of dispersive media" *Antennas Opt. and Tech. Lett.*, Vol. 49, no. 2, pp. 225-228, Feb 2007.
- [14] A. Lee, T. Kub and C. Caloz, "Compact right-left-handed metamaterial line metamaterials," *IEEE Antennas Propag. Commun. Lett.*, Vol. 5, no. 2, pp. 34-36, Sept. 2004.
- [15] Ansoft HFSS software version 11

---

---

## ÍNDICE DE FIGURAS

2.1 Sección de una guía de onda rectangular.....	5
2.2 Configuración del campo para una guía de onda rectangular.....	8
2.3 Representación esquemática de una <i>SIW</i> .....	9
2.4 Esquema que muestra la equivalencia de una <i>SIW</i> con un ancho efectivo a una guía de onda rectangular .....	10
2.5 Ilustración de una <i>SIW</i> con los parámetros de diseño de sus vías.....	10
2.6 Esquema de una cavidad de guía de onda resonante [2.5].....	13
2.7 Esquema de una cavidad <i>SIW</i> resonante [2.5].....	13
2.8 Configuración de una línea <i>microstrip</i> .....	14
2.9 Líneas de campo eléctrico y magnético de una línea <i>microstrip</i> .....	14
2.10 (a) Resonador de elementos agrupados, (b) Resonador de cuasi elementos agrupados. [2.6].....	15
2.11 (a) Resonador lineal $\lambda/4$ (Resonancia de derivación serial), (b) Resonador lineal $\lambda/4$ (Resonancia de derivación paralela. (c) Resonador lineal $\lambda/2$ . [2.8].....	16
2.12 Resonador de anillo. [2.6].....	16
3.1 Esquema de transiciones de circuitos planares a <i>SIW</i> (a) transición <i>tapered microstrip</i> , (b) transición <i>coplanar</i> [3.3].....	20
3.2 Esquema de un filtro de modo dual de tres polos (a) en línea y (b) doblado, [3.10].....	23
3.3 Configuración de un filtro <i>SIW</i> de fase lineal con 4 polos, [3.11].....	23
3.4 Topología <i>SRR</i> y sus respectivos parámetros de diseño.....	25
3.5 (a) Topología <i>SRR</i> y sus respectivos parámetros de diseño. (b) Circuito equivalente. [3.15].....	26



Figura 3.6 (a) Topología CSRR y sus respectivos parámetros de diseño.	26
(b) Circuito equivalente. [3.15].....	
3.7 Filtro SIW con 3 CSSR propuesto en [3.13].....	27
3.8 Filtro pasa banda CSRR-SIW propuesto en [3.12].....	28
4.1 Representación esquemática de una aproximación de ENZ usando tecnología de guías de onda, propuesto en [4.8].....	32
4.2 a) Esquema de una aproximación de ENZ usando tecnología de guías de onda b) patrón de campo eléctrico de la estructura del túnel.....	33
4.3 a) un canal angosto de altura $h_{ch}$ y longitud $l$ conectados a dos secciones de guías de onda de altura $h_{ch} \gg h$ . b) Correspondiente modelo de línea de transmisión [4.8].....	35
4.4 Esquemático de la geometría de un canal angosto conectado a dos secciones de guías de onda más gruesas, a) 180° en la curva del canal, (b) 90° en la curva del canal, fotos de la geometría para ambos caso (c) y (d), propuesto en [4.10].....	37
4.5 Simulación de los campos internos de la estructura, con curvatura del canal a 180°, en (a) la parte real del campo magnético y en (b) la parte real del vector de poynting. En (a) los colores cálidos corresponden a los valores positivos y los colores fríos a los valores negativos, [4.10].....	38
4.6 Similar a la figura 4.5, pero para la estructura con curvatura del canal a 90°, [4.10].....	38
4.7 Potencia de transmisión en una estructura formada por un canal ENZ conectado a una sola guía de onda, [4.9].....	39
5.1 Esquema de la transición <i>tapered microstrip</i> del filtro UWB propuesto y parámetros.....	44
5.2 Representación esquemática de una aproximación de ENZ usando tecnología de guías de onda.....	45
5.3 Esquemático del filtro UWB con canales ENZ.....	46
5.4 Esquemático del filtro UWB con canales ENZ propuesto, y los parámetros correspondientes.....	47

5.5 Parámetros de reflexión y transmisión (simulados) de la estructura del túnel.....	48
5.6 Permitividad dieléctrica y constante de propagación, del túnel.....	48
5.7 Resultados simulados del filtro <i>UWB</i> propuesto.....	49
5.8 Resultados simulados del filtro <i>UWB</i> , con una banda de rechazo.....	50
5.9 Fotografía del filtro <i>UWB</i> propuesto, con un canal <i>ENZ</i> .....	51
5.10 Resultados simulados y medidos del filtro <i>UWB</i> con una banda de rechazo. (a) Parámetros $S_{21}$ , (b) Parámetros $S_{11}$ .....	52
5.11 Esquemático del filtro de banda ultra ancha con un anillo y dos canales <i>ENZ</i> , (b) ampliación del anillo y sus parámetros de diseño.....	54
5.12 Fotografía del filtro <i>UWB</i> propuesto, con un anillo y dos canales <i>ENZ</i> .....	55
5.13 Resultados simulados y medidos del filtro <i>UWB</i> con 3 bandas de rechazo, (a) parámetros $S_{21}$ y (b) parámetros $S_{11}$ .....	56

---