



# **UNIVERSIDAD NACIONAL DE CHIMBORAZO**

## **FACULTAD DE INGENIERÍA**

### **CARRERA DE ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

“Trabajo de grado previo a la obtención del Título de Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones”

#### **TRABAJO DE GRADUACIÓN**

##### **Título del proyecto:**

“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN FILTRO CON RESONADORES  
DIELÉCTRICOS A UNA FRECUENCIA DE 2.4 GHZ.”

##### **AUTORES:**

Diego Rafael Vizuite Allauca

Edgar Benito Saca Paca

##### **Director:**

Ing. Deysi Inca Balseca

Riobamba – Ecuador

AÑO 2016

Los miembros del Tribunal de Graduación del proyecto de investigación de título: **“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN FILTRO CON RESONADORES DIELECTRICOS A UNA FRECUENCIA DE 2.4 GHZ”**. Presentado por: Diego Rafael Vizuite Allauca, Edgar Benito Saca Paca y dirigida por: Ing. Deysi Inca Balseca. Una vez escuchada la defensa oral y revisado el informe final del proyecto de investigación con fines de graduación escrito en la cual se ha constatado el cumplimiento de las observaciones realizadas, remite la presente para uso y custodia en la biblioteca de la Facultad de Ingeniería de la UNACH.

Para constancia de lo expuesto firman:

CARLOS PEÑAFIEL

Presidente del Tribunal

  
Firma

Ing. Deysi Inca.

Director del Proyecto

  
Firma

Ing. Fabián Gonsha.

Miembro del Tribunal

  
Firma

## CERTIFICACIÓN DEL TUTOR

Certifico que el presente trabajo de investigación previo a la obtención del Grado de Ingeniero en...ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES. Con el tema: **“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN FILTRO CON RESONADORES DIELÉCTRICOS A UNA FRECUENCIA DE 2.4 GHZ.”** ha sido elaborado por **DIEGO VIZUETE** y **EDGAR SACA**, el mismo que ha sido revisado y analizado en un cien por ciento con el asesoramiento permanente de mi persona en calidad de Tutor, por lo que se encuentran aptos para su presentación y defensa respectiva.

Es todo cuanto puedo informar en honor a la verdad.

  
\_\_\_\_\_  
ING. DEYSI INCA BALSECA

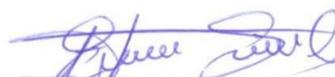
## AUTORÍA DE LA INVESTIGACIÓN

Yo, DIEGO RAFAEL VIZUETE ALLAUCA con cédula de identidad N° 060426101-6 y EDGAR BENITO SACA PACA con cédula de identidad N° 060360267-3, somos responsables de las ideas, doctrinas, resultados y propuesta realizadas en la presente investigación y el patrimonio intelectual del trabajo investigativo pertenece a la Universidad Nacional de Chimborazo.



---

Diego Rafael Vizuite Allauca  
C.I. 060426101-6



---

Edgar Benito Saca Paca  
C.I. 060360267-3

## **PENSAMIENTO**

*“El éxito en la vida no se mide por lo  
que logras sino por los obstáculos  
que superas”*

## DEDICATORIA

*Dedico este trabajo de graduación a mis padres: Nelly y Hugo que son todo para mí, quienes siempre me ayudan y me apoyan y espero lo sigan haciendo incondicionalmente en toda mi vida, depositando su entera confianza en cada reto que se me presentaba sin dudar ni un solo momento en mi inteligencia y capacidad*

*A Tatiana por su apoyo y amor incondicional el cual siempre me ha dado fuerzas para seguir adelante y luchar por mis sueños.*

*A mis amigas y amigos de quienes he aprendido bastante, me han brindado su ayuda y han estado a lo largo del trajinar de mi vida y he compartido muchos momentos de felicidad y porque a lo largo de este trabajo aprendimos que nuestras diferencias se convierten en riqueza cuando existe respeto y verdadera amistad.*

**Diego R Vizuite A.**

*A mis padres: Arturo Saca y María Paca quienes fueron un pilar fundamental en estos años de estudio, donde gracias a ellos y al apoyo incondicional ahora puedo decir que he culminado una etapa muy importante en mi vida académica, por haber depositado en mí su confianza, dedicación y esfuerzo les estoy eternamente agradecidos.*

***Edgar B. Saca P.***

## AGRADECIMIENTO

*A mi familia por apoyarme en todo momento y permitirme superarme día a día. Son muchas las personas que han formado parte de mi vida profesional a las que me encantaría agradecerles su amistad, consejos, apoyo, ánimo y compañía en los momentos más difíciles de mi vida.*

*Algunas están aquí conmigo y otras en mis recuerdos y en mi corazón, Sin importar en donde estén quiero darles las gracias por formar parte de mí.*

*A la “UNIVERSIDAD NACIONAL DE CHIMBORAZO” por darme la oportunidad de estudiar y ser un profesional. También me gustaría agradecer a mis profesores durante toda mi carrera profesional porque todos han aportado con un granito de arena a mi formación.*

**Diego R Vizquete A.**

*Agradezco primeramente a Dios.*

*A mi familia por brindarme el apoyo incondicional y creer en mí para alcanzar el logro obtenido.*

*A la Universidad Nacional de Chimborazo, en especial a la escuela de Electrónica y telecomunicaciones y sus docentes por implantar en nosotros sus conocimientos académicos, experiencias y ética en la vida.*

**Edgar B. Saca P.**

## ÍNDICE DE CONTENIDO

CERTIFICACIÓN DEL TUTOR .....	ii
AUTORÍA DE LA INVESTIGACIÓN .....	iii
PENSAMIENTO .....	iv
DEDICATORIA .....	v
AGRADECIMIENTO .....	vii
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	ix
ÍNDICE DE FIGURAS.....	xii
ÍNDICE DE TABLAS .....	xiv
RESUMEN.....	xv
INTRODUCCIÓN .....	xvii
CAPÍTULO I.....	1
1. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA. ....	1
1.1. ¿QUÉ ES UN FILTRO?.....	1
1.2. ESPECIFICACIONES GENERALES DE UN FILTRO.....	2
1.2.1. Función de transferencia. ....	2
1.2.2. Frecuencia Central. ....	3
1.2.3. Frecuencia de corte. ....	3
1.2.4. Ancho de banda.....	3
1.2.5. Calidad. ....	4
1.3. CLASIFICACIÓN DE LOS FILTROS. ....	4
1.3.1. Según la ganancia.....	4
1.3.2. Según su respuesta de frecuencia. ....	6
1.3.3. Según su método de diseño.....	16
1.4. RESONADOR DIELECTRICO. ....	24
1.4.1. Características principales.....	25
1.4.2. Tipos de resonadores dieléctricos. ....	27
1.5. FRECUENCIA DE 2.4 GHZ .....	38
1.5.1. Aplicaciones de la frecuencia de 2.4 Ghz .....	39
1.6. Línea microstrip. ....	40
CAPITULO II .....	42

2.	METODOLOGÍA.....	42
2.1.	TIPO DE ESTUDIO.....	42
2.2.	POBLACIÓN Y MUESTRA .....	42
2.3.	OPERACIONALIZACIÓN DE LAS VARIABLES .....	43
2.4.	PROCEDIMIENTOS .....	44
2.5.	PROCESAMIENTO Y ANÁLISIS. ....	44
	CAPITULO III.....	45
3.	MATERIALES Y MÉTODOS.....	45
3.1.	SELECCIÓN DE MATERIALES. ....	45
3.1.1.	Material dieléctrico y conductor. ....	45
3.2.	CÁLCULOS PARA EL DISEÑO DEL FILTRO CON RESONADORES DIELECTRICOS. ....	46
3.2.1.	Cálculo de la línea microstrip. ....	47
3.2.2.	Cálculo de los resonadores dieléctricos. ....	49
3.2.3.	Cálculo del filtro. ....	53
3.2.4.	Cálculo de las líneas acopladas.....	57
3.2.5.	Optimización del filtro .....	70
	CAPITULO IV.....	72
4.	DISEÑO GENERAL E IMPLEMENTACIÓN.....	72
4.1.	DISEÑO GENERAL DEL FILTRO.....	72
4.1.1.	Medidas del filtro. ....	73
4.1.2.	Medidas del resonador. ....	73
4.1.3.	Simulación en HFSS .....	74
4.1.4.	Respuesta del filtro Simulado. ....	77
4.2.	Montaje de los dispositivos. ....	78
4.2.1.	Montaje del filtro.....	78
4.2.2.	Implementación del resonador dieléctrico. ....	79
4.2.3.	Implementación de los resonadores con el filtro.....	80
4.2.4.	Implementación de cable de conexión del filtro. ....	82
	CAPITULO V .....	83
5.	RESULTADOS Y DISCUSIÓN .....	83
5.1.	Pruebas de funcionamiento. ....	83

5.2.	Pruebas sin filtro y con filtro.....	85
5.2.1.	Pruebas con y sin filtro transmitiendo de PC a PC. ....	86
5.2.2.	Pruebas a través del software COLASOFT. ....	87
5.3.	Comparación de hipótesis. ....	88
CAPITULO VI.....		91
6.	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....	91
6.1.	CONCLUSIONES.....	91
6.2.	RECOMENDACIONES. ....	92
CAPÍTULO VII .....		93
7.	PROPUESTA.....	93
7.1.	Título de la Propuesta.....	93
7.2.	Introducción.....	93
7.3.	OBJETIVOS.....	93
7.3.1.	General .....	93
7.3.2.	Específicos .....	93
7.3.3.	Fundamentación Científica – Técnica.....	94
7.3.4.	Descripción de la Propuesta .....	95
7.3.5.	Diseño Organizacional .....	95
7.3.6.	Evaluación de la propuesta.....	96
CAPITULO VII .....		97
8.	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	97
CAPITULO VIII.....		99
9.	ANEXOS .....	99
ANEXO 1.....		99
ANEXO 2.....		100
ANEXO 3.....		101
ANEXO 4.....		102
ANEXO 5.....		103
ANEXO 6.....		104
ANEXO 7.....		106

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1: Representación gráfica de los tipos de filtros.....	1
Figura 2: Función de transferencia general.....	2
Figura 3: Circuito ideal de filtro pasivo Pasa Bajos.....	5
Figura 4: Circuito de un filtro activo pasa alto. ....	5
Figura 5: Características de filtro paso bajo.....	7
Figura 6: Circuito RC de filtro pasivo paso bajo. ....	7
Figura 7: Circuito LR de un filtro pasivo paso bajo. ....	8
Figura 8: Circuito de un filtro activo pasa bajo. ....	9
Figura 9: Características de filtro pasa-altos.....	10
Figura 10: Circuito RC de un filtro pasivo pasa altos.....	10
Figura 11: Circuito RL de un filtro pasivo pasa altos. ....	11
Figura 12: Circuito de un filtro activo pasa altos.....	11
Figura 13: Características de filtro pasa banda. ....	12
Figura 14: Circuito RLC de un filtro pasivo pasa bandas.....	13
Figura 15: Circuito RLC de un filtro pasivo pasa bandas.....	14
Figura 16: Características de filtro elimina banda. ....	15
Figura 17: Circuito RLC de un filtro pasivo elimina bandas. ....	15
Figura 18: Circuito de un filtro activo elimina bandas. ....	16
Figura 19: Filtro Butterworth de distintos órdenes. ....	18
Figura 20: Aproximación Chebyshev. ....	19
Figura 21: Representación gráfica de filtro de Chebyshev tipo I pasa-bajos.....	20
Figura 22: Representación gráfica de filtro Chebyshev Tipo II.....	21
Figura 23: Representación gráfica de filtro Bessel. ....	22
Figura 24: Representación gráfica de filtro Cauer o Eliptico. ....	23
Figura 25: Resonadora dieléctrica semiesférica.....	27
Figura 26: Geometría de un DR, excitado por una sonda.....	29
Figura 27: Geometría de un DR semiesférico, excitado por una ranura.....	30
Figura 28: Geometría de un DR, cilíndrico.....	31
Figura 29: Geometría del DR y su configuración de alimentación.....	33
Figura 30: Excitación por ranura del DR. ....	34
Figura 31: Línea microstrip acoplada para DR.....	34
Figura 32: Geometría de un DR rectangular.....	35
Figura 33: Sonda acoplada a un DR rectangular.....	36
Figura 34: Corrientes magnéticas equivalentes en la ranura.....	37
Figura 35: DR rectangular alimentado mediante ranura. ....	37
Figura 36: Ranura rectangular excitada por una línea microstrip.....	38
Figura 37: Traslape de canales IEE 802.11b/g .....	39
Figura 38: Línea microstrip y sus características.....	40
Figura 39: Campo magnético en la línea microstrip. ....	40

Figura 40: Placa para construir el filtro. ....	46
Figura 41 La Microcinta. (a) Vista frontal. (b) Vista lateral. ....	47
Figura 42: TXLINE extensión del Software AWR.....	49
Figura 43: Cálculo que determina los modos fundamentales del resonador dieléctrico. ....	52
Figura 44: Filtro PB ideal AWR .....	57
Figura 45: Parámetros del Filtro PB ideal en AWR.....	58
Figura 46: Acople de un filtro ideal .....	59
Figura 47: Diagrama de conexión de líneas de TX en AWR.....	60
Figura 48: Símbolo TLINE y Port de AWR .....	60
Figura 49: Símbolo CLINE de AWR con datos nominales del programa.....	61
Figura 50: Diseño general de los acoples en AWR .....	62
Figura 51: Curva del filtro pasa-banda a 2.412 GHz .....	62
Figura 52: Cálculos de W, L y S en CPL Ansof .....	63
Figura 53: Datos ingresados de los acoples en AWR .....	64
Figura 54: Esquema básico de acoplo.....	65
Figura 55: Diagrama de impedancias de cada CLIN en AWR .....	65
Figura 56: Plataforma de cálculo TXLINE.....	66
Figura 57: Diagrama completo del filtro PB en AWR.....	67
Figura 58: Respuesta del filtro con frecuencia central a 2.412 Ghz .....	68
Figura 59: Líneas de Tx del filtro generado aleatoriamente. ....	69
Figura 60: Líneas de Tx del filtro reubicadas de forma correcta. ....	69
Figura 61: Plataforma de cálculo TXLINE.....	70
Figura 62: Lines de TX con parámetros del diseño modificado. ....	71
Figura 63: Magnitudes de líneas microstrip del filtro en AutoCAD.....	73
Figura 64: Magnitudes de los resonadores en AutoCAD. ....	74
Figura 65: Cavidad, Sustrato, Y GND simulados en HFSS.....	75
Figura 66: Resonador con líneas de Tx simulados en HFSS .....	75
Figura 67: Resonador con líneas de Tx simulados en HFSS .....	76
Figura 68: Respuesta del filtro simulados en HFSS .....	77
Figura 69: Placa impresa.....	78
Figura 70: PCB FR4/G10 1) con cobre 2) sin cobre.....	79
Figura 71: Cortes de círculos para formar un cilindro. ....	80
Figura 72: Filtro junto con los resonadores dieléctricos. ....	81
Figura 73: Filtro junto con los resonadores dieléctricos. ....	81
Figura 74: Cable rg-58 con terminales SMA. ....	82
Figura 75: Conexión del filtro con DR y la tarjeta de red inalámbrica. ....	83
Figura 76: Red mostrada de la tarjeta de red inalámbrica con el filtro DR. ....	84
Figura 77: Conexión de la tarjeta de red inalámbrica con y sin filtro.....	85
Figura 78: Enlace punto a punto a una distancia de 100 mts. ....	87
Figura 79: Método estadístico chi-cuadrado .....	90
Figura 80: Diseño Organizacional .....	96

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1: Características del dieléctrico FR4. ....	48
Tabla 2: Valores de g para filtros de orden n .....	55
Tabla 3: Valores calculados en excel.....	56
Tabla 4: Tabla de valores de la transmisión de datos con y sin filtro. ....	86
Tabla 5: Datos del tráfico total del enlace punto a punto a 100 mts. ....	88
Tabla 6: Variables obtenidas en las pruebas. ....	89
Tabla 7: Frecuencias esperadas. ....	89
Tabla 8: Resultados del método estadístico chi-cuadrado. ....	89

## RESUMEN

Las microondas son ondas de radio de alta frecuencia y como la radiación visible (luz), son parte del espectro electromagnético. Las microondas son usadas principalmente para la difusión de TV, radar para la ayuda a la navegación aérea y marítima, y principalmente las telecomunicaciones incluyendo- los teléfonos móviles.

Debido a que en el laboratorio de la carrera de Electrónica de la Universidad Nacional de Chimborazo no cuenta con un filtro que trabajen a una frecuencia de 2,4 GHz con la característica de resonadores dieléctricos, se promueve el desarrollo de este proyecto, orientado por el diseño, e implementación de un filtro con resonadores dieléctricos. En la tesis, además de presentarse toda la información relacionada con los filtros, características y clasificaciones, tanto los de baja frecuencia, como los de UHF, también se describe el diseño y construcción completo de este tipo de filtro. Como resultado se obtiene la implementación práctica de un filtro pasa banda con resonadores dieléctricos basados en líneas microstrip, cuyos resultados de las pruebas de funcionamiento coinciden tanto con las proyecciones teóricas, como con las simulaciones.

El resultado final del proyecto con su diseño que está enfocado específicamente a un filtro de aproximación chebyshev de orden 2 implementado con líneas de transmisión, con resonadores dieléctricos, estos tienen como particularidad la frecuencia de resonancia de 2.412 GHZ, debido al canal de trabajo seleccionado. Este diseño era fundamental para la docencia y trabajos de investigación en dicha facultad.

Teniendo así como sugerencia que en futuras investigaciones sean orientadas a realizar diseños de este tipo de filtro pero con las particularidades que brinda la implementación de un resonador dieléctrico debido a los beneficios de ganancias que brindan estos dispositivos al complementarles con un filtro selectivo como en este caso un pasa banda.



UNIVERSIDAD NACIONAL DE CHIMBORAZO  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
CENTRO DE IDIOMAS



Lic. Lorena Gallegos

15 de enero de 2016

### SUMMARY

The microwaves are high frequency waves and as visible radiation (light) which are part of the electromagnetic spectrum. The microwaves are mainly used for TV broadcast, radar for air and sea navigation aid, and mainly telecommunications including - mobile phones.

Due to that the Electronics engineering laboratory of the Universidad Nacional de Chimborazo does not have a filter that operates at a frequency of 2.4 GHz with the characteristic of dielectric Resonators, it is promoted the development of this project, oriented by the design, and implementation of a filter with dielectric resonators. In the thesis, in addition to presenting all the information related to filters, its characteristics and classifications, both low frequencies, as the UHF, also describes the design and full construction of this type of filter. As a result you get the practical implementation of a filter pass band with dielectric resonators based on lines micros trip, whose performance tests results coincide both with the theoretical projections, as with simulations.

The final result of the project with its design that is specifically focused on a filter approximation chebyshev 2 order implemented with transmission lines, with dielectric resonators, these have as characteristic- frequency 2.412 GHZ resonance, due to the selected working channel. This design was essential for teaching and research in the faculty.

Thus having as a suggestion that in future research have to be oriented to make designs of this type of filter but with peculiarities which provides the implementation of a dielectric resonator due to the benefits of profits that provide these devices to complement them with a selective filter as in this case a band.

CENTRO DE IDIOMAS



COORDINACION

## INTRODUCCIÓN

Se observa que la industria de las comunicaciones se encamina hacia las frecuencias de microondas, debido principalmente por el ancho de banda que se puede utilizar, ya que las bajas frecuencias están saturadas. Esto se ve reflejado en los servicios que se encuentran disponibles, tales como telefonía celular, localizadores satelitales, difusión de televisión no gratuita entre otras tecnologías.

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

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

El problema de investigación viene dado por la necesidad que tienen los laboratorios de la facultad de contar con un filtro de este tipo, que permita el desarrollo tanto de docente, estudiantes como de proyectos de investigación asociados a la tecnología de las señales de microondas.

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

Por tanto el objetivo general declarado en el trabajo es, diseñar, e implementar un filtro con resonadores dieléctricos a una frecuencia de 2.4 GHz, que resuelva las necesidades de este circuito en los laboratorios de la facultad de Ingeniería de la

Universidad Nacional de Chimborazo y permita el desarrollo de aplicaciones y el apoyo a las asignaturas que tienen que ver con esta temática.

Dentro de los aportes del trabajo, además de conseguir la implementación práctica del filtro, es que se contará con una metodología de diseño de este tipo de dispositivo.

### **Organización de la memoria técnica del proyecto.**

**En el Capítulo 1.** Presenta toda la teoría de los filtros y sus diferentes tipos, clasificaciones, características, materiales utilizados y funcionamiento, tanto los de frecuencias bajas y medias, también redacta acerca de los tipos de resonadores dieléctricos, sus distintas formas de alimentación junto con sus modos dominantes.

**En el Capítulo 2.** Se presenta toda la metodología y procedimientos para llevar a cabo el estudio, o la investigación y se presentan los procesos necesarios para la operación con las variables.

**En el Capítulo 3.** Se presenta la selección de materiales para implementar el resonador dieléctrico y a su vez el filtro. Además se describen los cálculos de los diferentes parámetros que caracterizan un filtro chevishev, y su diseño en los diferentes software para los acoples de impedancia y su simulación.

**En el Capítulo 4.** Se describen todos los elementos que componen el filtro y se presenta una simulación en 3 Dimensiones con la construcción práctica de su diseño final.

**En el Capítulo 5.** Describe las pruebas de funcionamiento y el diseño final del filtro para obtener las mediciones de sus parámetros característicos. Además se compara la eficiencia del filtro en entornos diferentes.

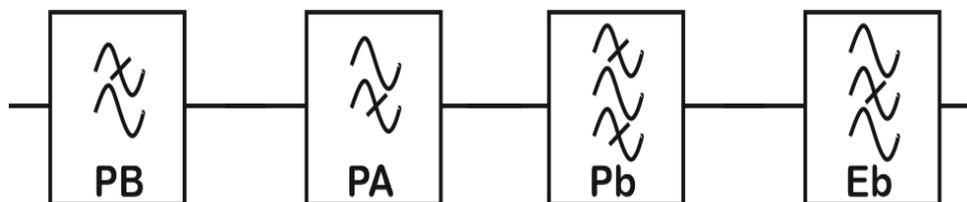
## CAPÍTULO I

### 1. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA.

#### 1.1. ¿QUÉ ES UN FILTRO?

Un filtro en electrónica es un sistema de dos puertos, uno de entrada y otro de salida, que funcionan en el dominio de la frecuencia. Este elemento deja pasar señales eléctricas a través de él, a una cierta frecuencia o rangos de frecuencia mientras previene el paso de otras, pudiendo modificar tanto su amplitud como su fase o a su vez separa, pasa o suprime un grupo de señales de una mezcla de señales. (Ingeniatic, 2006).

En la figura 1 se observa la simbología general de cada uno de los tipos de filtros que hay como son Pasa Bajo, Pasa Alto, Pasa banda, Elimina banda.



**Figura 1:** Representación gráfica de los tipos de filtros.

**Fuente:** Filtros pasivos de primer orden [Imagen], obtenida de (Andalucía, 2005)

Entre sus diversas aplicaciones se puede mencionar:

- Demodular señales
- Ecuilizar y así tener una calidad de audio con mejor fidelidad.
- Eliminar ruidos en los diferentes sistemas de comunicación.
- Convertir señales muestreadas en señales continuas.
- Detectar señales como la de la TV o radio.

## 1.2. ESPECIFICACIONES GENERALES DE UN FILTRO.

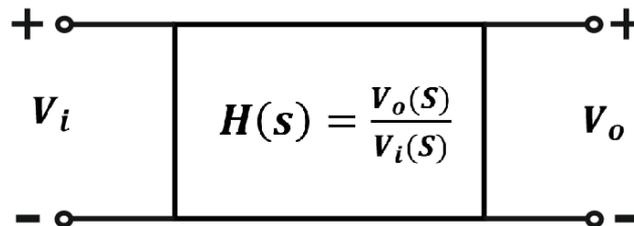
Un filtro posee varias características que son:

- $H(s)$  Función de transferencia
- $f_o$  Frecuencia central
- $f_c$  o  $w_c$  Frecuencia de corte
  - $f_s$  Frecuencia de inicio de la banda atenuada o rechazo
  - $f_p$  Frecuencia final de la banda de paso
- $B_w$  Ancho de banda
- $Q$  Calidad

La zona entre  $f_p$  y  $f_s$  es la banda de transición del filtro. (Velasco, Área en tecnología Electrónica, 2010)

### 1.2.1. Función de transferencia.

Se denomina función de transferencia a la razón que mantienen dos magnitudes del circuito en forma fasorial y es expresado por  $H(s)$ . Usualmente una se refiere a la salida ( $V_o$ ) y otra a la entrada ( $V_i$ ) del circuito como se muestra en la figura 2. (Puebla, 2011).



**Figura 2:** Función de transferencia general

**Fuente:** Representación de función de transferencia [Imagen], obtenida de (Velasco, Área en tecnología Electrónica, 2010)

Una función de transferencia genérica  $H(s) = V_o/V_i$  tendrá siempre una dependencia con la frecuencia que resulta de interés analizar. Como,  $H(s)$  es

realmente una función compleja en  $j\omega$ , su representación en frecuencias se debe desdoblarse en dos. Lo habitual es elegir una representación en polares: módulo (o amplitud relativa)  $|H(s)|$ , y fase  $\phi [H(s)]$ .

En general, no se representa  $|H(s)|$  directamente, sino una magnitud asociada:  $20 \log_{10}|H(s)|$ . (Velasco, Área en tecnología Electrónica, 2010)

### **1.2.2. Frecuencia Central.**

Se define como aquella frecuencia que permita el paso de las frecuencias inferiores a una frecuencia conocida (frecuencia central o frecuencia de resonancia), atenuando enormemente las frecuencias superiores a dicha frecuencia central, y se representa con  $f_o$ . (Velasco, Área de Tecnología Electrónica Universidad de Burgos, 2005)

### **1.2.3. Frecuencia de corte.**

Es aquella en que la ganancia del filtro cae a  $-3$  dB por debajo de la máxima ganancia alcanzada. En los filtros pasa y elimina banda existen dos: una superior y otra inferior y es representado por  $f_c$  o  $\omega_c$ .

### **1.2.4. Ancho de banda.**

El ancho de banda es la longitud, medida en HZ, del grupo de frecuencias que realizan trabajo útil. En este grupo de frecuencias se encuentra concentrada la mayor energía de la señal.

El ancho de banda  $B$  de un filtro es el ancho de su banda pasante, y es igual a la diferencia entre las frecuencias de corte superior e inferior y es representado como:

$$B_w = f_p - f_s$$

### **1.2.5. Calidad.**

Especifica la eficacia del filtro, es decir, la idealidad de su respuesta. Es la proporción establecida entre la energía máxima acumulada en el circuito y la disipada durante un ciclo. Dicho con otras palabras es la relación entre la frecuencia de corte central y el ancho de banda representado con la letra Q.

$$Q = \frac{f_0}{B_w} = \frac{f_0}{f_p - f_s} = \frac{f_0}{\Delta f}$$

En conclusión la calidad (Q) en filtros sirve para ver lo selectivos que son, es decir, para ver el ancho de banda. En principio, un filtro con menor ancho de banda (mayor Q), será mejor que otro con más ancho de banda.

También, como se puede deducir de la ecuación anterior, es más difícil hacer filtros de calidad (porque requieren una Q mayor) a alta frecuencia que a baja frecuencia.

## **1.3. CLASIFICACIÓN DE LOS FILTROS.**

Existen diferentes tipos de filtros, cada filtro tiene una respuesta específica que depende de su aplicación y se clasifican según las características que presentan.

### **1.3.1. Según la ganancia.**

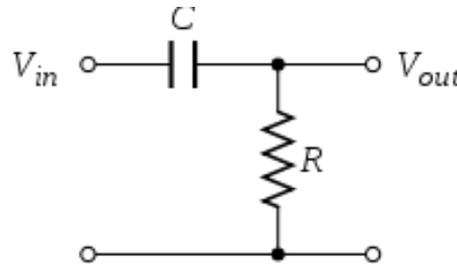
Los filtros según su ganancia o los componentes con los cuales es construido se clasifican en dos tipos como son:

#### **1.3.1.1. Filtro Pasivo.**

Su circuito está formado por componentes pasivos como condensadores, bobinas y resistencias, los que atenuarán la señal en mayor o menor grado es decir de impedancia variable, y su ventaja es su baja sensibilidad y su poca disipación de

energía. Estos filtros también son llamados filtros RLC ya que también se puede implementar inductancias. (Andalucía, 2005)

En la figura 3 se muestra el circuito básico de un filtro RC pasa bajos.



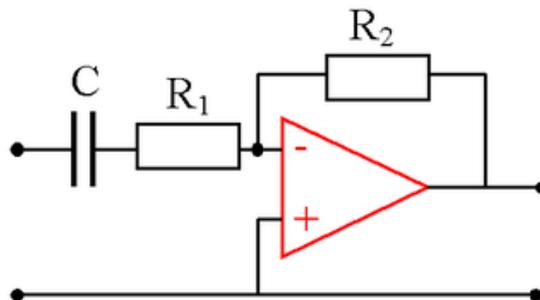
**Figura 3:** Circuito ideal de filtro pasivo Pasa Bajos

**Fuente:** Circuitos electrónicos analógicos [Imagen], obtenida de (Hernandez, 2012)

Los filtros pasivos fueron los primeros filtros utilizados, ya que antes no existían elementos activos, y debido a su complejidad y costo son poco usuales. En la figura 1 se muestran los diferentes tipos de filtros pasivos como son: Filtro Pasa bajo, Filtro pasa alto, filtro pasa banda y filtro rechaza banda. (Hernandez, 2012)

### 1.3.1.2. Filtro Activo.

Su circuito contiene amplificadores operacionales además de elementos pasivos como resistencias y capacitores. Pueden presentar ganancia en toda o parte de la señal de salida respecto a la de entrada. En caso de frecuencias muy altas puede contener bobinas, en este circuito se reducen en tamaño y costo, debido a los circuitos operacionales son sistemas fáciles de sintonizar.



**Figura 4:** Circuito de un filtro activo pasa alto.

**Fuente:** Fuente: Circuitos electrónicos analógicos [Imagen], obtenida de (Hernandez, 2012)

En la figura 4 se muestra el circuito básico de un filtro activo RC constituido con un amplificador operacional dos resistencias y un capacitor.

En este tipo de filtros es poco común la implementación de inductores. Estos circuitos basados en amplificadores operacionales se usan en frecuencias bajas y medias, dependiendo del modelo de AO que se utilice, pues los hay con mejor comportamiento en frecuencia. (Velasco, Área en tecnología Electrónica, 2010)

### **1.3.2. Según su respuesta de frecuencia.**

Estos filtros son los más conocidos y utilizados en la implementación de circuitos electrónicos. Y para su diseño es importante el tener en cuenta los parámetros antes mencionados como son sus especificaciones generales:

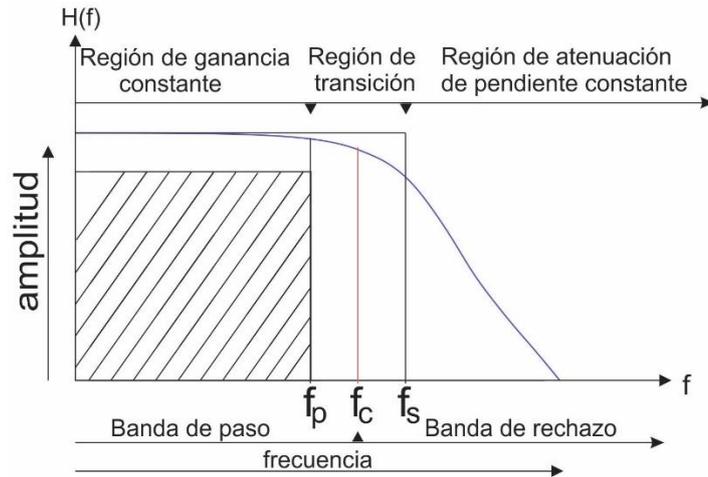
**H(s)** Función de transferencia, **f<sub>o</sub>** Frecuencia central, (**f<sub>c</sub>** o **w<sub>c</sub>**) Frecuencias de corte superior e inferior, **B<sub>w</sub>** Ancho de banda, **Q** Calidad. (Universitas, 2005)

#### **1.3.2.1. Filtro paso bajo.**

Un filtro paso bajo se caracteriza por que posee una banda pasante la cual se extiende desde  $f=0$  hasta una cierta frecuencia  $f_c$  denominada frecuencia de corte, es decir dejar pasar frecuencias bajas en su banda de paso y rechazar frecuencias altas en la banda de rechazo determinadas por una frecuencia de paso  $f_p$ . (Universitas, 2005)

En la figura 5 se puede observar las características principales del filtro paso bajo como son:

- Banda de paso: desde  $f=0$  hasta  $f= f_c$
- Banda de rechazo: desde  $f=f_s$  hasta  $f=\infty$
- $f_c$  es frecuencia de corte
- Amplitud



**Figura 5:** Características de filtro paso bajo.

**Fuente:** Especificaciones para un filtro [figura], obtenida de (Sindreu, 2007), (Universitas, 2005).

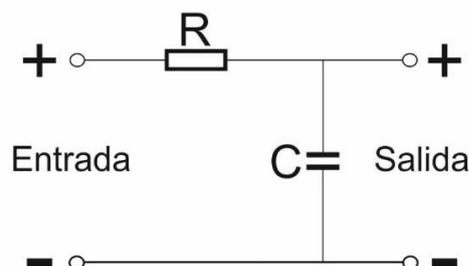
La banda de paso define el contenido frecuencial que se desea seleccionar. En el caso ideal, es la zona en la cual las señales no se verán atenuadas por el filtro, este margen frecuencial se denomina ancho de banda del filtro. (Sindreu, 2007)

Normalmente una función de red paso – bajos con una respuesta similar a la mostrada en la figura 5, tiene sus ceros localizados en el infinito, por esta razón los polinomios del numerador son de grado cero, su forma general es:

$$H(S) = \frac{a_0}{S + W_0}$$

### Circuitos equivalentes de un filtro Paso bajos

El filtro paso bajos es un sistema de primer orden y se puede tener tanto de tipo activo cómo pasivo.



**Figura 6:** Circuito RC de filtro pasivo paso bajo.

**Fuente:** Filtros pasivos de primer orden [Imagen], obtenida de (Andalucía, 2005)

El circuito **RC** es el más usado, ya que es complicado conseguir bobinas con las características deseadas. En la figura 6 se muestra un filtro pasivo paso bajo de primer orden.

En este circuito el condensador presentara una gran oposición al paso de corrientes debidas a frecuencias bajas y como forma un divisor de tensión con la resistencia, aparecerá sobre el casi toda la tensión de entrada. Para frecuencias altas el condensador presentara poca oposición al paso de la corriente y la resistencia se quedará casi el total de la tensión de entrada, apareciendo muy poca tensión en los extremos del condensador.

Las ecuaciones equivalentes del circuito son:

$$H(j\omega) = \frac{\frac{1}{RC}}{j\omega + \frac{1}{RC}} \quad \omega_c = \frac{1}{RC}$$

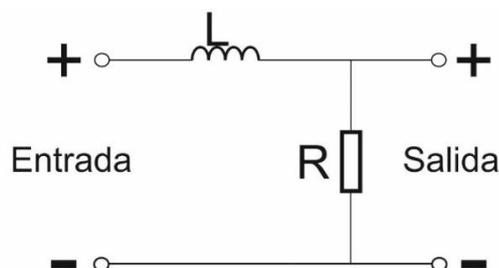
Efectuando el estudio de este filtro la ganancia de tensión es:

$$G_v = \frac{V_e}{V_s} = \frac{i * X_c}{V_e} = \frac{\frac{V_e}{\sqrt{R^2 + X_c^2}} * X_c}{V_e} = \frac{X_c}{\sqrt{R^2 + X_c^2}}$$

La frecuencia de corte es:

$$R = \frac{1}{2 * \pi * f_c * C} ; \quad f_c = \frac{1}{2 * \pi * R * C}$$

En la figura 7 se muestra el circuito **LR**, estos circuitos son poco usuales por la complejidad al momento de conseguir una bobina.



**Figura 7:** Circuito LR de un filtro pasivo paso bajo.

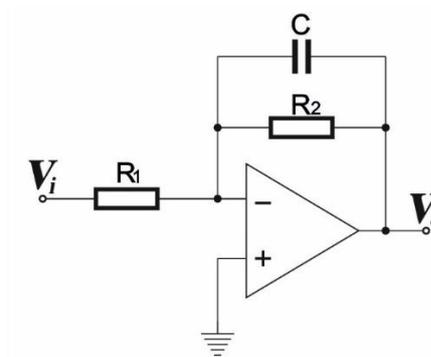
**Fuente:** Filtros pasivos de primer orden [Imagen], obtenida de (Andalucía, 2005).

Este circuito funciona de manera parecida que RC, Este tiene un divisor de tensión formado por la bobina y la resistencia, si la frecuencia de la tensión de entrada es baja la bobina ofrecerá poca oposición.

Las ecuaciones equivalentes del circuito son:

$$H(j\omega) = \frac{\frac{R}{L}}{j\omega + \frac{R}{L}} \quad \omega_c = \frac{R}{L}$$

En la figura 8 se muestra un circuito básico del filtro activo paso bajo con resistencias, capacitor y un amplificador operacional..



**Figura 8:** Circuito de un filtro activo pasa bajo.

**Fuente:** Filtros pasivos de primer orden [Imagen], obtenida de (Andalucía, 2005).

Las ecuaciones equivalentes del circuito son:

$$H(j\omega) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{\frac{1}{R_2 C}}{j\omega + \frac{1}{R_2 C}}$$

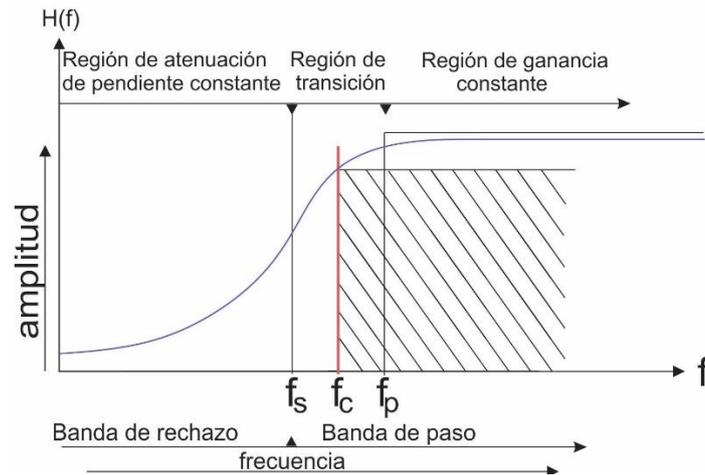
$$H_0 = -\frac{R_2}{R_1} \quad \omega_c = \frac{1}{R_2 C}$$

### 1.3.2.2. Filtro paso alto.

Este filtro tiene como propiedad bloquear las frecuencias que se encuentren por debajo de la frecuencia de corte  $f_c$  y transmitir todas aquellas componentes de

frecuencias que sean mayores a esta frecuencia  $f_c$ . La banda de rechazo se extiende de DC hasta  $f_c$ , y la banda de paso, en teoría, se extiende desde  $f_c$  hasta una frecuencia infinita. Donde  $f_s$  debe ser menor a  $f_p$ . (Universitas, 2005)

En la figura 9 se muestra las principales características de transmisión de un filtro paso alto su frecuencia de paso de atenuación y las regiones más importantes que lo conforman.



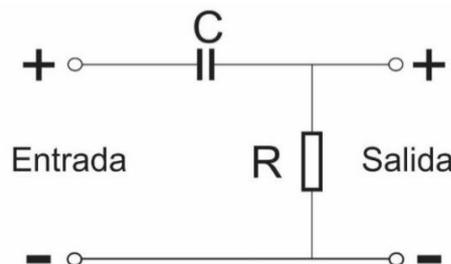
**Figura 9:** Características de filtro pasa-altos.

**Fuente:** Especificaciones para un filtro [figura], obtenida de (Sindreu, 2007), (Universitas, 2005).

Las funciones pasa altas con características en magnitud comúnmente tienen sus ceros localizados en el origen del plano de la frecuencia compleja por lo tanto las funciones racionales tienen la forma.

$$T(s) = \frac{H * s^n}{D(s)} \qquad H(s) = \frac{a_1 s}{s + W_0}$$

Donde H es una constante y n el grado del denominador polinomial D(s). (Córdova, 2007).



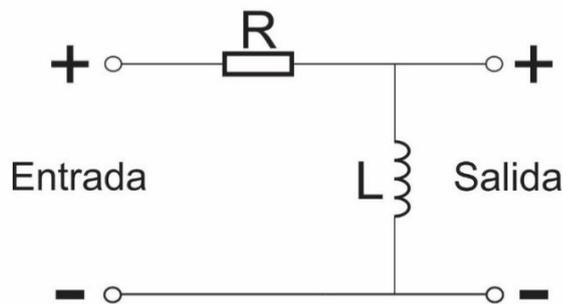
**Figura 10:** Circuito RC de un filtro pasivo pasa altos.

**Fuente:** Filtros pasivos de primer orden [Imagen], obtenida de (Andalucía, 2005).

En la figura 10 se muestra el circuito **RC** equivalente de un filtro pasivo paso alto y las ecuaciones para  $f_c$  o  $w_c$  son las mismas de un filtro pasa bajos ya que poseen características similares solo con componentes invertidos en los dos casos RC y RL.

$$H(jw) = \frac{jw}{jw + \frac{1}{RC}} \quad w_c = \frac{1}{RC}$$

En la figura 11 se muestra el circuito **RL** equivalente de un filtro pasivo paso altos.



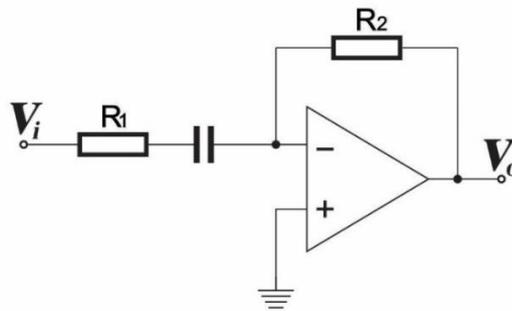
**Figura 11:** Circuito RL de un filtro pasivo pasa altos.

**Fuente:** Filtros pasivos de primer orden [Imagen], obtenida de (Andalucía, 2005).

Ecuaciones equivalentes de un filtro pasivo pasa altos

$$H(jw) = \frac{jw}{jw + \frac{R}{L}} \quad w_c = \frac{R}{L}$$

En la figura 12 se muestra un circuito equivalente de un filtro **activo** pasa altos cuya característica principal es el elemento activo el amplificador operacional.



**Figura 12:** Circuito de un filtro activo pasa altos.

**Fuente:** Circuitos electrónicos analógicos [Imagen], obtenida de (Hernandez, 2012).

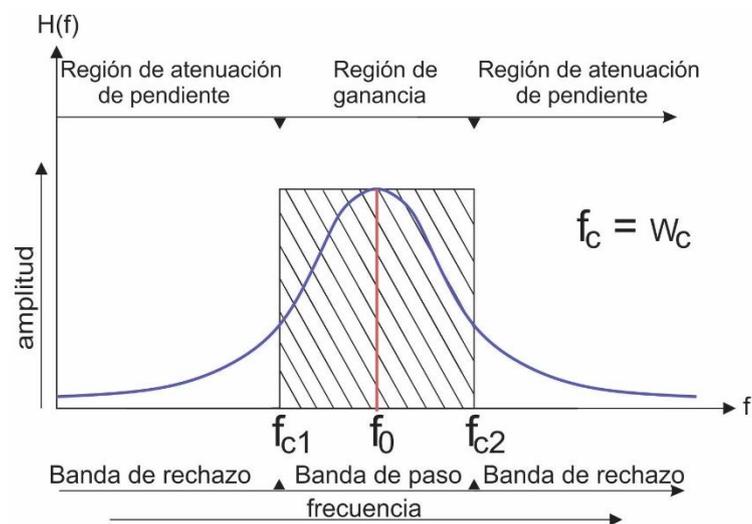
Ecuaciones equivalentes a un filtro activo pasa altos.

$$H(j\omega) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{j\omega}{j\omega + \frac{1}{R_2 C}}$$

$$H_0 = -\frac{R_2}{R_1} \quad \omega_0 = \frac{1}{R_1 C}$$

### 1.3.2.3. Filtro pasa banda.

Este tipo de filtro funcionan de forma diferente de los anteriores, este filtro tiene la característica de transmitir un rango de frecuencias (banda de paso) y de rechazar dos bandas de frecuencias (bandas de rechazo), una de las bandas de rechazo contiene frecuencias menores que las frecuencias de la banda de paso ( $\omega_1$ ), mientras que la otra banda de rechazo contiene frecuencias mayores a las de la banda de paso ( $\omega_2$ ). (Córdova, 2007).



**Figura 13:** Características de filtro pasa banda.

**Fuente:** Especificaciones para un filtro [figura], obtenida de (Sindreu, 2007), (Universitas, 2005).

En la figura 13 se encuentran las dos frecuencias de corte, una frecuencia de corte superior  $f_2$  y otra frecuencia de corte inferior  $f_1$ , este rango de frecuencias que es

transmitido es llamado ancho de banda o BW y es definido como la diferencia entre las frecuencias que definen los límites de la banda de paso. Utilizando  $f_1$  y  $f_2$  como los límites de la banda de paso.

$$BW = f_2 - f_1$$

La frecuencia central  $w_0$  o  $f_0$  de la banda de paso está definida como la media geométrica de las frecuencias en el límite.

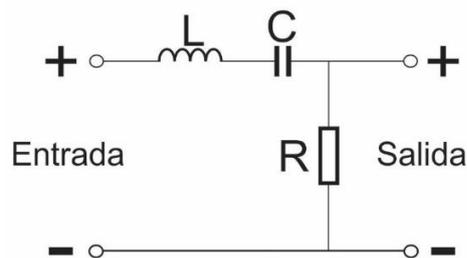
$$w_0 = \sqrt{w_1 w_2}$$

La magnitud del filtro pasa-banda a la frecuencia cero y a frecuencias infinitas debe ser cero. Todos los pasa-bandas con características en magnitud, tiene la mitad de sus ceros en el origen y la otra mitad de ceros en el infinito. La función racional tiene la forma:

$$T(s) = \frac{H \cdot s^{n/2}}{D(s)}$$

Donde H es una constante y n es el grado del polinomio denominador D(s), y es siempre un número entero par. (Córdova, 2007)

En la figura 14 se muestra el circuito equivalente RCL de un filtro pasivo pasa banda.



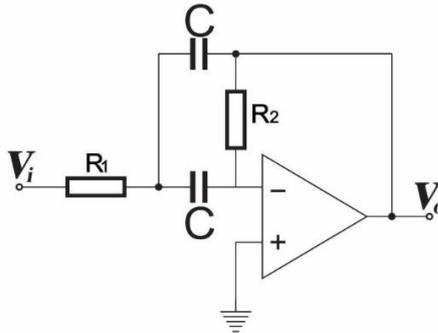
**Figura 14:** Circuito RLC de un filtro pasivo pasa bandas.

**Fuente:** Circuitos electrónicos analógicos [Imagen], obtenida de (Hernandez, 2012)

Ecuaciones equivalentes a un filtro pasivo pasa- banda.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

En la figura 15 se muestra el circuito del Filtro activo pasa-banda.



**Figura 15:** Circuito RLC de un filtro pasivo pasa bandas.

**Fuente:** Circuitos electrónicos analógicos [Imagen], obtenida de (Hernandez, 2012)

Este filtro también es conocido como filtro Deliyannis y sus ecuaciones equivalentes son:

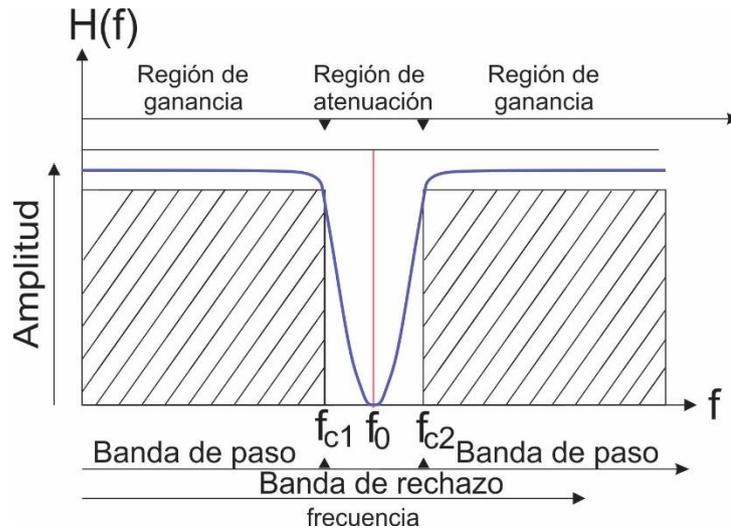
$$H_0 = -\frac{R_2}{2R_1} \quad \omega_c = \frac{1}{C\sqrt{R_1R_2}} \quad Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$$

#### 1.3.2.4. Filtro rechaza banda.

Es un filtro rechaza banda el cual es lo opuesto al filtro pasa banda. Todas las señales de frecuencias son transmitidas excepto aquellas que caen dentro de cierta banda de rango específico. Este tipo de filtros es utilizado para eliminar señales de ruido tal como el ruido de 60Hz inducido por la línea de AC (Corriente alterna) (Córdova, 2007).

La respuesta ideal de un filtro rechaza banda idealmente tiene una atenuación infinita en el punto  $f_0$  y la ganancia en decibeles  $f_0$  se le llama profundidad nula.

En la figura 16 se muestra las principales características de transmisión de un filtro.



**Figura 16:** Características de filtro elimina banda.

**Fuente:** Especificaciones para un filtro [figura], obtenida de (Sindreu, 2007), (Universitas, 2005).

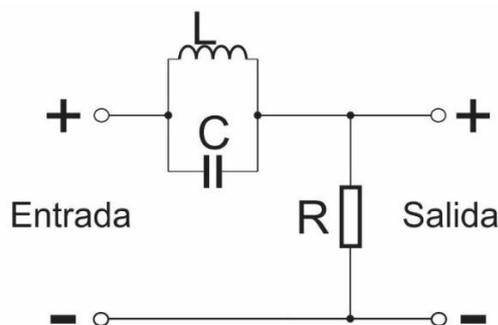
Este tipo de filtro también es conocido como filtro Notch ya que la respuesta del filtro tiene un “hueco” en su salida y su función racional tiene la forma.

$$T(s) = \frac{H \cdot (s^n + w_0^2)}{D(s)}$$

Al igual que el filtro pasa-banda el ancho de banda y la frecuencia central  $f_0$  están definidas por las ecuaciones.

$$BW = W_2 - W_1 \quad ; \quad w_0 = \sqrt{w_1 w_2}$$

En la figura 17 se muestra el circuito equivalente RLC de un filtro pasivo rechaza-banda.



**Figura 17:** Circuito RLC de un filtro pasivo elimina bandas.

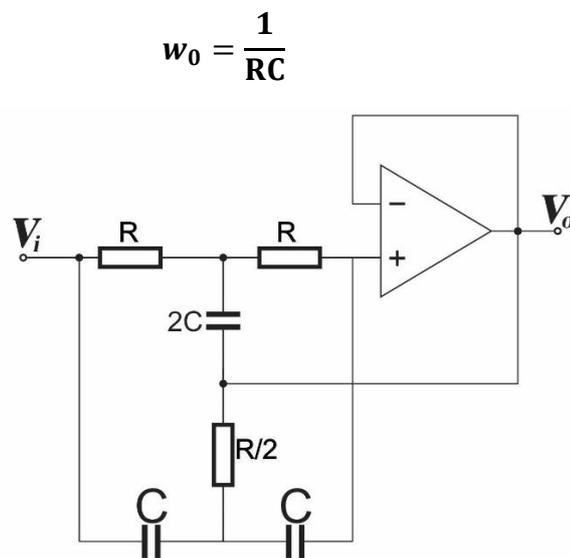
**Fuente:** Circuitos electrónicos analógicos [Imagen], obtenida de (Hernandez, 2012)

Ecuaciones equivalentes a un filtro pasivo rechaza- banda.

$$f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad Q = R \sqrt{\frac{C}{L}}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad Q = \frac{R}{L\omega} = RC\omega = \frac{f_0}{f_2 - f_1}$$

En la figura 18 se muestra el circuito del filtro activo rechaza banda.



**Figura 18:** Circuito de un filtro activo elimina bandas.

**Fuente:** Circuitos electrónicos analógicos [Imagen], obtenida de (Hernandez, 2012)

### 1.3.3. Según su método de diseño.

En la implementación de filtros también son importante aquellos filtros cuya características principales son la forma que toman al momento de su diseño, su rizado y la banda de transición, y esto se clasifican en:

#### 1.3.3.1. Filtro Butterworth.

También denominado aproximación máximamente plana, se caracteriza por disminuir o aumentar la frecuencia, su magnitud plana empieza en  $f=0$ , todos los

polos se encuentran alrededor del círculo unitario en el plano imaginario y sus ceros se encuentran en  $w = \infty$ . Este filtro es una de las aproximaciones más usadas y sus características son:

### **Ventajas**

- Máxima uniformidad de amplitud en la respuesta en frecuencia en la banda de paso.
- Buen comportamiento en general.
- Mejor respuesta a entrada de pulsos que Chebyshev.
- Mejor pendiente de atenuación que Bessel.

### **Inconvenientes**

- Ligeros sobrepasamientos y oscilaciones en la respuesta a entrada de pulsos.

La función de transferencia del filtro en función de la ganancia  $K_{pb}$  a  $w=0$ , la frecuencia de corte y el orden del filtro  $n$  es:

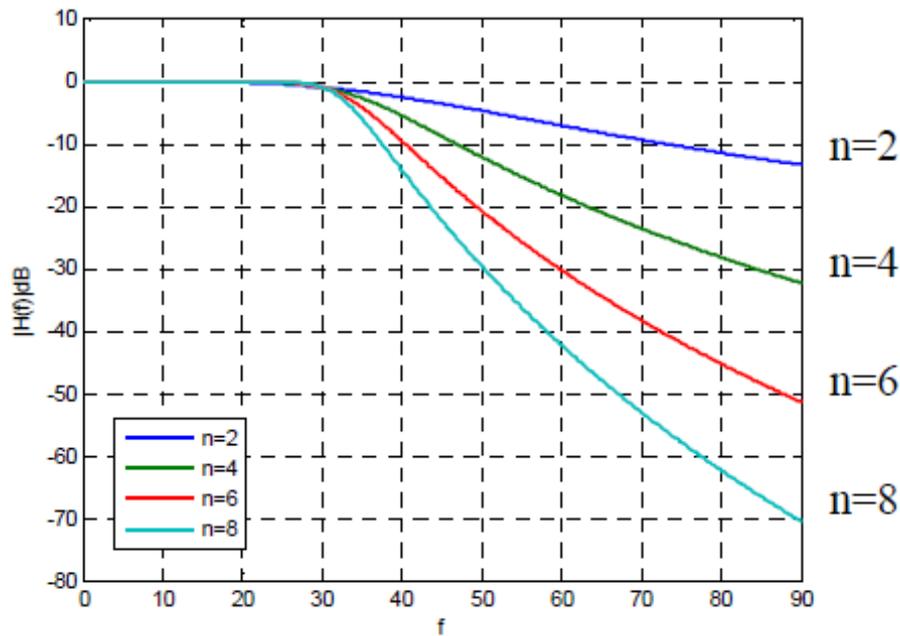
$$|H(jw)| = \frac{K_{pb}}{\sqrt{1 + (w/w_c)^{2n}}} \quad n = 1,2,3, \dots$$

El orden del filtro tiene que ver con el número de polos de la función de transferencia o con el número de redes presentes en la estructura. Mientras mayor sea el orden del filtro más aproximada será su respuesta a la respuesta ideal del filtro. (Reyes, 2011)

Si la frecuencia  $w$  es mucho mayor que la frecuencia de corte, puede demostrarse que la atenuación del filtro viene dada por:

$$\text{Atenuación} = -20 * n * \log\left(\frac{w}{w_c}\right)$$

En la figura 19 se muestra la respuesta de un filtro Butterworth de distinto orden, con la misma frecuencia de corte y distinta pendiente.



**Figura 19:** Filtro Butterworth de distintos órdenes.

**Fuente:** Filtros Introducción [Imagen], obtenida de (Reyes, 2011) (Lucelly, 2009).

Es decir un filtro Butterworth de primer orden tiene una atenuación de 20 dB/década, el de segundo orden 40dB/década y el de tercer orden 60dB/década. Valores con respecto a la ganancia máxima  $20\log K_{pb}$ . (Reyes, 2011) (Lucelly, 2009).

### 1.3.3.2. Filtro Chebyshev.

Las características matemáticas de estos filtros se derivan de los polinomios de chebyshev. Presentan una caída de la respuesta en frecuencia más pronunciada en frecuencias bajas debido a que permite más rizado que otros filtros en algunas de sus bandas.

Como se observó para frecuencias cercanas a las de corte la respuesta del filtro butterworth no es aceptable, especialmente si el filtro es de orden bajo. Los filtros chebyshev poseen mejor respuesta para este tipo de frecuencias pero presentan un rizado (RIPPLES) en la banda pasante. La función de transferencia dada por chebyshev es:

$$|H(j\omega)| = \frac{K_{pb}}{\sqrt{1 + E^2 C_n^2(\omega/\omega_c)}}$$

$$n = 1, 2, 3, \dots \quad 0 < E \leq 1$$

Donde:

**$K_{pb}$** : Es la ganancia del filtro cuando la frecuencia es cero.

**$\omega_c$** : Es la frecuencia de corte.

**$E$** : Constante que determina la amplitud del rizado.

**$C_n$** : Polinomio de chebyshev.

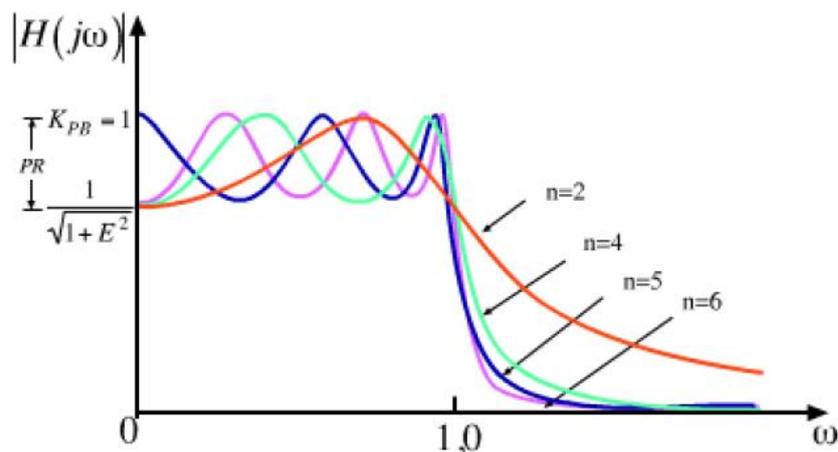
El polinomio de chebyshev está dada por:

$$C_n(\omega) = \cos(n * \arccos(\omega/\omega_c))$$

Cuya fórmula puede ser demostrada como:

$$C_{n+1}(\omega) = 2\omega C_n(\omega) - C_{n-1}(\omega)$$

En la figura 20 se muestra la respuesta de un filtro chebyshev de distinto orden, con frecuencia de corte diferentes y distinta pendiente.



**Figura 20:** Aproximación Chebyshev.

**Fuente:** Filtros Introducción [Imagen], obtenida de (Lucelly, 2009)

El número de rizados presentes en la banda de paso es igual al orden del filtro y su amplitud depende del parámetro E.

$$E = \sqrt{10^{\text{PR}/10} - 1}$$

El porcentaje de atenuación del filtro puede encontrarse a partir de la siguiente expresión.

$$\text{AT} = -20\log E - 6(n - 1) - 20\log(\omega/\omega_c)$$

Donde:

**n:** Orden del filtro

**E:** Constante que determina la amplitud del rizado.

**$\omega_c$ :** Frecuencia de corte.

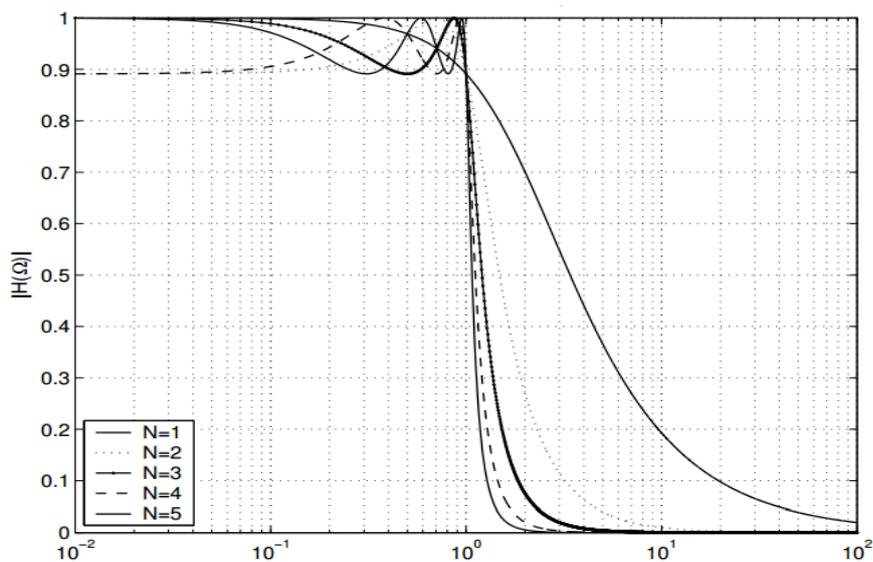
Y donde la amplitud de los rizados está dada por:

$$\text{PR}(\text{dB}) = 20\log\sqrt{1 + E^2}$$

Existen diferentes configuraciones de filtros chebyshev a partir de amplificadores.

### Filtro de Chebyshev Tipo I.

Únicamente tiene polos, presentan un rizado constante en la banda de paso y una caída monótonica en la banda no pasante.



**Figura 21:** Representación gráfica de filtro de Chebyshev tipo I pasa-bajos.

**Fuente:** Filtros Introducción [Imagen], obtenida de (Lucelly, 2009)

Los filtros analógicos de Chebyshev ofrecen dos forma distintas de aproximación de la respuesta ideal en frecuencia tal y como se ilustra en la Figura 21.

La respuesta en frecuencia de este tipo de filtro es de la forma:

$$|H(j\omega)| = \frac{K_{pb}}{\sqrt{1 + E^2 C_n^2(\omega/\omega_c)}} \quad ; \quad 0 \leq \varepsilon \leq 1$$

$C_n(x)$  es el polinomio de Chebychev y se define como:

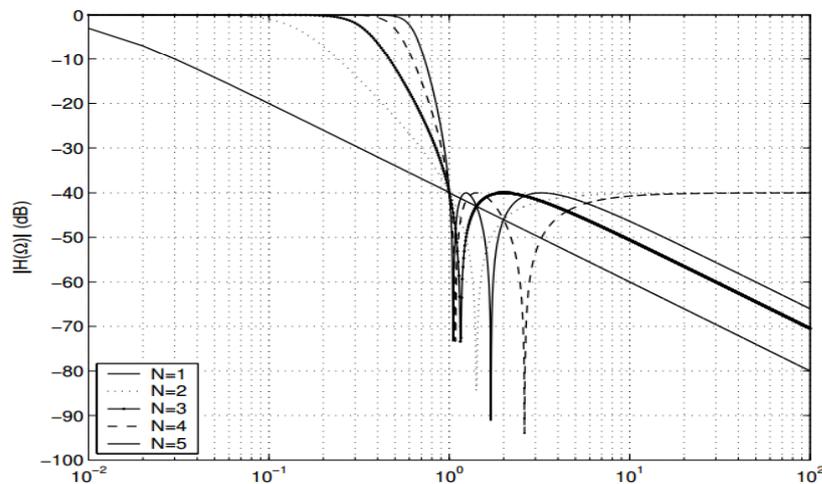
$$C_n(x) = \begin{cases} \cos(n \cdot \cos^{-1}x) & |x| \leq 1 \\ \cosh(n \cdot \cosh^{-1}x) & |x| > 1 \end{cases}$$

### Filtros de Chebyshev de Tipo II.

Presentan polos y ceros, Su risado es constante en la banda no pasante y presentan una caída monotónica en la banda pasante. Su respuesta en frecuencia es de la forma:

$$|H(j\omega)| = \frac{K_{pb}}{\sqrt{1 + E^2 \frac{C_n^2(\omega_s/\omega_c)}{C_n^2(\omega_s/\omega)}}} \quad ; \quad 0 \leq \varepsilon \leq 1$$

En estos filtros los polos se disponen sobre una elipse y los ceros se sitúan sobre el eje imaginario del plano s.



**Figura 22:** Representación gráfica de filtro Chebyshev Tipo II.

**Fuente:** Filtros Introducción [Imagen], obtenida de (Lucelly, 2009), (M.Martinez L. S., 2010)

Las características de estos son muy similares a los de Tipo I, tal como se muestra en la figura 22.

### Ventajas

- Mejor atenuación a frecuencias más altas de la banda de paso que Butterworth.

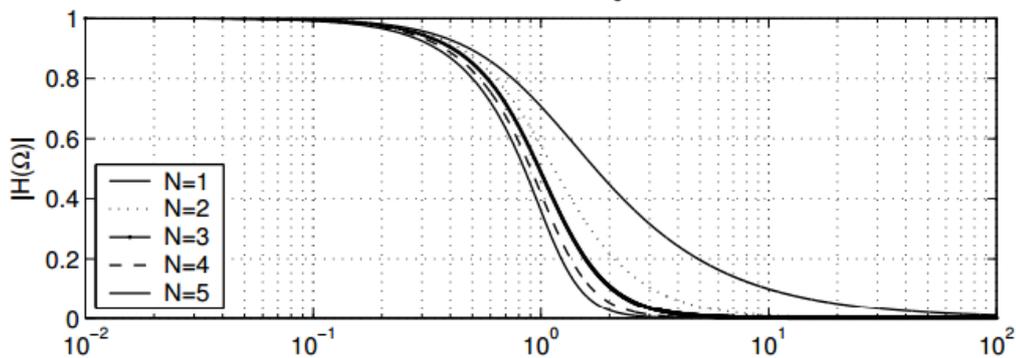
### Inconvenientes

- Presenta rizado en la respuesta en la banda de paso.
- Sobre pasamientos y oscilaciones considerables en la respuesta a entrada de pulsos.

#### 1.3.3.3. Filtro Bessel.

Para el diseño de este filtro se emplean los polinomios de Bessel. Son filtros que únicamente tienen polos. Diseñados para tener una fase lineal en las bandas pasantes, por lo que no distorsionan las señales; por lo contrario tiene una mayor zona de transición entre las bandas pasantes y no pasantes.

En la figura 23 se muestra la respuesta de un filtro de Bessel de distinto orden con una pendiente de atenuación suave que no distorsiona la señal.



**Figura 23:** Representación gráfica de filtro Bessel.

**Fuente:** Filtros Introducción [Imagen], obtenida de (Lucelly, 2009), (M.Martinez L. S., 2010)

Cuando estos filtros se transforman a digital pierden su propiedad de fase lineal.

Su respuesta en frecuencia es:

$$H(s) = \frac{1}{\sum_{k=0}^N a_k * s^k}$$

Donde N es el orden del filtro y el denominador es un polinomio de Bessel,

$$a_k = \frac{(2N - k)!}{2^{N-k} * k! * (N - k)!} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N$$

### Ventajas

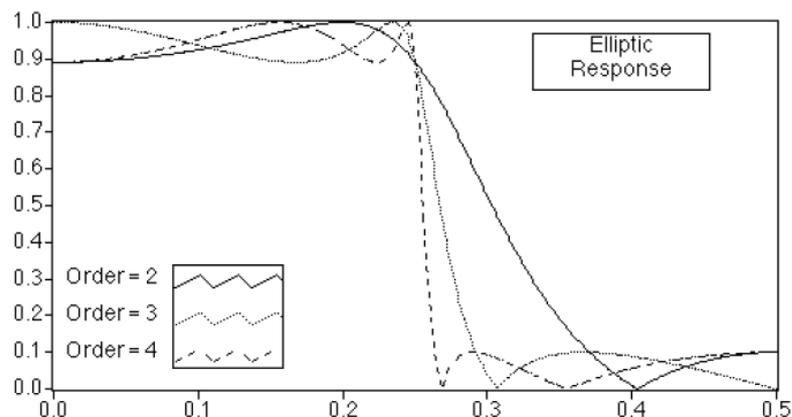
- La mejor respuesta a entrada de pulsos.
- Sobreapamientos y oscilaciones imperceptibles.

### Inconvenientes

- Peor pendiente de amortiguación en la banda prohibida que Butterworth.
- Respuesta menos constante en la banda de paso que Butterworth

#### 1.3.3.4. Filtro Cauer o Elíptico.

Este filtro está diseñado de manera que consiguen estrechar la zona de transición entre bandas y, además acotando el rizado en esas bandas, la diferencia con el chebyshev es que este solo lo hace en una de las bandas.



**Figura 24:** Representación gráfica de filtro Cauer o Elíptico.

**Fuente:** Área de tecnología electrónica [Imagen], obtenida de (Velasco, Area de Tecnología Electrónica Universidad de Burgos, 2005).

En la figura 24 se muestra la respuesta en frecuencia bien escalada del filtro de Cauer, el cual suele ser más eficiente debido a que al minimizar la zona de transición ante unas mismas restricciones consiguen un menor orden. Por lo contrario son los que presentan una fase menos lineal. (Lucelly, 2009)

Desgraciadamente los cálculos que deben realizarse incluyen el cálculo de integrales elípticas y suelen ser bastantes engorrosos.

La función de transición de los filtros de Cauer es:

$$|H(w)|^2 = \frac{1}{1 + E^2 \times C_N\left(\frac{w}{w_c}\right)} ; 0 \leq E \leq 1$$

$C_N$  Es una función elíptica de orden N que es habitualmente de clase 1.

Los diseños más eficientes son los que distribuyen el error de aproximación sobre todo el espectro uniformemente sobre cada una de las bandas, ya sea pasante o no pasante por igual. Por tanto los filtros elípticos son los más eficientes en el sentido de dar lugar al menor orden para una anchura de la banda de transición determinada (M.Martinez, L.Gomez, Serrano, & J. Villa, 2010).

Los filtros de Cauer se han diseñado con criterios como:

- Disponer el mayor número posible de ceros de transmisión para un orden n dado.
- Disponer de una atenuación uniformemente repartida tanto en la banda de paso como en la atenuada. Se dice que el filtro tiene un comportamiento de Chebyshev tanto en la banda atenuada como en la de paso.

#### **1.4. RESONADOR DIELECTRICO.**

Un resonador es cualquier dispositivo o sistema que es capaz de entrar en resonancia o que tiene la capacidad de comportarse de manera resonante, lo cual quiere decir que oscila a unas determinadas frecuencias con una amplitud más grande que a las otras. Sin embargo, habitualmente el término se utiliza para

referirse a los objetos físicos que oscilan a una determinada frecuencia, debido a que sus dimensiones son una integral múltiple de la longitud de onda a aquellas frecuencias. Sus siglas son (DR) y es un componente electrónico de material no conductor que presenta una resonancia para un cierto rango estrecho de frecuencias, generalmente en la banda de microondas.

El desarrollo de materiales cerámicos permitió usar dichos resonadores dieléctricos como elementos de bajas pérdidas y elevado factor de calidad, para aplicaciones circuitales, como filtros y osciladores. Para las aplicaciones circuitales, se suelen emplear resonadores dieléctricos con formas cilíndricas y constante dieléctrica relativamente alta ( $\epsilon_r \geq 35$ ), manteniendo la forma compacta. Los resonadores dieléctricos son normalmente protegidos, insertándolos en una cavidad metálica, para evitar la radiación y así, mantener un factor de calidad alto, el cual es necesario para el diseño de filtros y osciladores (Rodenés, 2011).

#### **1.4.1. Características principales.**

Las siguientes características como las más destacadas son basadas en los resultados de las investigaciones más recientes sobre las formas básicas de DR y considerando que generalmente son aplicables al resto de resonadores y son:

- a. El tamaño de la DR es proporcional a  $\lambda_0 / \epsilon_r$ , donde  $\lambda_0$  es la longitud de onda en el espacio libre a la frecuencia de resonancia, y  $\epsilon_r$  es la constante dieléctrica del material.
- b. La frecuencia de resonancia y el factor de radiación estarán también afectados por la relación de aspecto de la DR para una constante dieléctrica fija, permitiendo añadir flexibilidad al diseño.
- c. Seleccionando un material dieléctrico con bajas pérdidas, se puede mantener una alta eficiencia de radiación en la banda de ondas milimétricas, debido a una ausencia de ondas de superficie, y a unas pérdidas de conductor mínimas.

- d.** Puede ser usado un amplio rango de constantes dieléctricas (desde más o menos 8 hasta por encima de 100), permitiendo al diseñador que tenga el control del tamaño físico de la DR y su ancho de banda.
- e.** Los DR pueden ser diseñadas para operar en un amplio rango de frecuencias. Se pueden encontrar diseños operando desde 1.3 GHz hasta 40 GHz.
- f.** Para excitar de manera eficiente un DR se pueden usar varios mecanismos de alimentación, incluyendo sondas, ranuras o slots, líneas microstrip, guías de imagen dieléctrica, y líneas de guía de onda coplanar. Estas alimentaciones facilitan la integración con varias tecnologías existentes.
- g.** Pueden ser excitados varios modos en el interior de la DR, algunos con un diagrama de radiación similar a un dipolo corto eléctrico o magnético.

Una de las principales ventajas de un DR es su alto grado de flexibilidad y diversidad, que permite diseños que se ajustan a los requerimientos físicos o eléctricos necesarios para una gran variedad de aplicaciones de comunicaciones.

La contrapartida es el incremento de la complejidad asociada a la fabricación de los mismos. En algunos casos puede ser necesario perforar el resonador para implementar ciertos tipos de alimentación (como sondas), y los DR tienen que ser ancladas al plano de masa o al sustrato. (Rodenas, 2011)

Estos dispositivos usados en un campo de comunicaciones inalámbricas, tienden a tener un tamaño pequeño y una capacidad alta. Los resonadores dieléctricos se usan en algunos circuitos, como filtros, osciladores, triplexores, pero particularmente en circuitos de microondas, para concentrar los campos eléctricos.

Los resonadores dieléctricos tienen un buen comportamiento como osciladores y filtros debido a que presenta un factor de calidad alto y una estabilidad de frecuencia buena. (Rodenas, 2011)

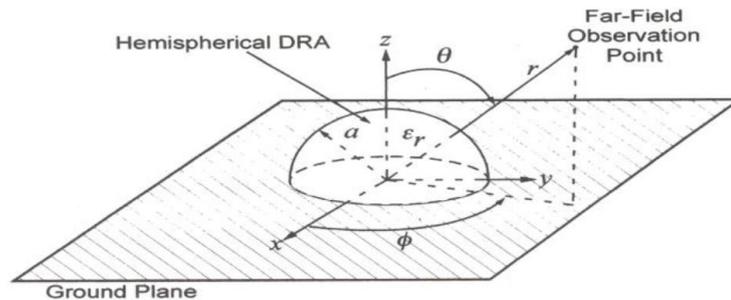
## 1.4.2. Tipos de resonadores dieléctricos.

Existen varias formas de resonadores dieléctricos, pero las más utilizadas y de las cuales se derivan todas son tres formas básicas de resonadores dieléctricos que son: semiesférica, cilíndrica y rectangular.

### 1.4.2.1. Forma esférica.

El resonador de la forma semiesférica fue la primera configuración estudiada a partir de soluciones analíticas que definían varios modos de configuración. A partir de dichas soluciones es posible predecir la frecuencia de resonancia, el factor de radiación, así como el modelo de radiación. El mecanismo de alimentación, puede determinar la impedancia de entrada. El DR semiesférico tiene unas características limitadas en la práctica debido a la carencia de libertad en la elección de los parámetros a diseñar, y por consiguiente, la dificultad que conlleva su fabricación. (Rodenas, 2011)

En la figura 25 se muestra la geometría de un resonador dieléctrico semiesférico, consiste en un material con una constante dieléctrica  $\epsilon_r$  y un radio  $a$ .



**Figura 25:** Resonadora dieléctrica semiesférica.

**Fuente:** Diseño de antenas dieléctricas para sistemas de comunicaciones inalámbricos [Imagen], obtenida de (Rodenas, 2011)

El DR puede ser excitado de manera eficiente con diferentes mecanismos de alimentación. Un método numérico en el plano complejo, es el método más fiable y preciso para el cálculo de la frecuencia de resonancia, el factor de calidad y los diagramas de radiación de diferentes modos. (Rodenas, 2011).

## MODO TE111

Es el modo de orden más bajo de un DR semiesférico. Este modo produce un diagrama de radiación en campo lejano similar al de un dipolo magnético corto horizontal, teniendo un elevado ancho de haz que presenta un máximo en la dirección broadside. La frecuencia de resonancia se determina resolviendo la ecuación característica:

$$f_{GHz} = \frac{4.7713 Re(k_0 a)}{a_{cm}}$$

Donde la frecuencia de resonancia se expresa en GHz, y el radio en cm.

Calculada la frecuencia de resonancia, se pueden obtener las corrientes de superficie modal y la distribución de campo cercano. Las líneas de campo de la distribución del campo eléctrico o magnético son importantes para identificar el modo, además, ayudan al diseñador en la elección del mecanismo de excitación apropiado.

En cuanto al factor de calidad, puede ser calculado como:

$$Q = \frac{Re(k_0 a)}{2Im(k_0 a)}$$

El valor de la parte real de  $Re(k_0 a)$  puede ser obtenido de la siguiente expresión:

$$Re(k_0 a) = 2.8316 \epsilon_r^{-0.47829}$$

A su vez, el factor de calidad  $Q$  también puede ser determinado por:

$$Q = 0.08 + 0.796 \epsilon_r + 0.01226 \epsilon_r^2 - 3 \cdot 10^{-5} \epsilon_r^3$$

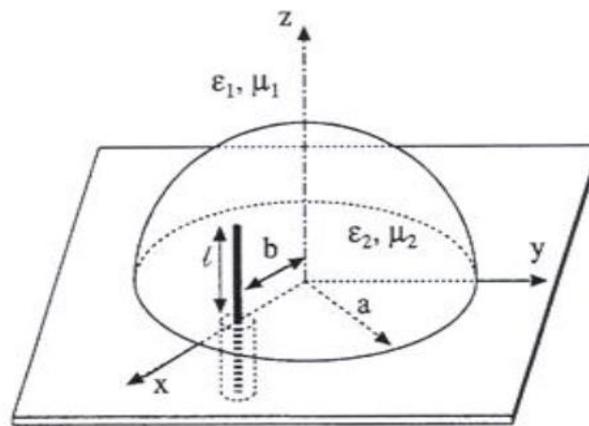
Otra de las utilidades que ofrece el factor de calidad, es que puede ser usado para estimar el ancho de banda de impedancia fraccional de una antena:

$$BW = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{s - 1}{\sqrt{s} Q}$$

Donde  $\Delta f$  es el ancho de banda absoluto,  $f_0$  es la frecuencia de resonancia calculada, y  $s$  es la máxima relación de onda estacionaria (ROE) aceptable (VSWR). Si se asume que el material dieléctrico es un material de bajas pérdidas, la pérdida de potencia del resonador será debida a la radiación de potencia, por lo que el factor de calidad  $Q$  coincidirá con el factor de radiación  $Q_{rad}$  ( $Q = Q_{rad}$ ) (Rodenés, 2011).

### Alimentación mediante sonda coaxial.

La Figura 26 muestra el esquema de una DR semiesférico excitado mediante una sonda coaxial. Se puede observar que la sonda coaxial es de longitud  $l$ , paralela al eje  $z$  y localizada en el interior del dieléctrico a una distancia  $b$  del centro del mismo.



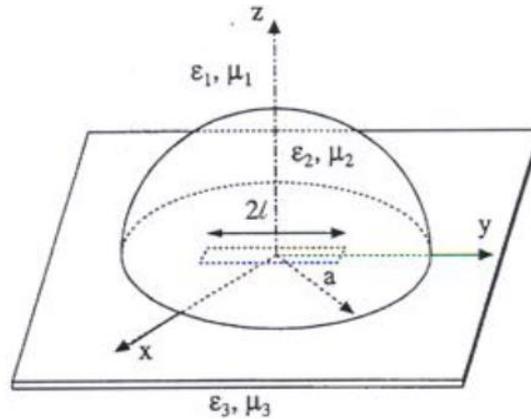
**Figura 26:** Geometría de un DR, excitado por una sonda.

**Fuente:** Diseño de antenas dieléctricas para sistemas de comunicaciones inalámbricos [Imagen], obtenida de (Rodenés, 2011)

La sonda tiene un radio  $a_0$ , mucho menor que su longitud, y está conectada a un conductor externo a través de una línea de transmisión coaxial, de radio  $b_0$ .

### Alimentación Mediante Ranura

La Figura 27 se muestra la configuración de una DR semiesférico excitado por una ranura estrecha. La ranura tiene una anchura  $w$ , una longitud  $2l$  y está practicada sobre el plano conductor, paralela al eje  $y$  y a una distancia  $b$  del centro de la esfera dieléctrica. La ranura es excitada mediante un generador colocado en su mismo plano y conectada a los puntos de alimentación centrales.



**Figura 27:** Geometría de un DR semiesférico, excitado por una ranura.

**Fuente:** Diseño de antenas dieléctricas para sistemas de comunicaciones inalámbricas [Imagen], obtenida de (Rodenés, 2011)

Se puede considerar que la excitación mediante ranura es dual al caso de alimentación mediante dipolo eléctrico, por tanto, es una fuente que acopla el campo magnético. La ranura debe ser colocada a lo largo de las líneas fuertes de campo magnético en el plano de masa.

En la práctica, la ranura debe ser excitada por una fuente de corriente a lo largo de su anchura, o por una línea de transmisión situada debajo de la ranura.

El análisis de excitación de la fuente de corriente es más simple de evaluar, ya que sólo requiere el uso de la función de Green en el espacio libre. La impedancia de entrada no variará en exceso ya que el material dieléctrico destinado a la ranura es el mismo.

### **MODO TM101**

El modo TM101 es comparable con una antena monopolo eléctrico corto. Este modo puede ser excitado a través de una sonda localizada en el centro de la DR ( $a = 0$ ). Como ocurre en el modo TE111, la frecuencia de resonancia y el factor de calidad pueden ser determinados por:

$$f_{GHz} = \frac{4.7713Re(k_0 a)}{a_{cm}} \quad Q = \frac{Re(k_0 a)}{2Im(k_0 a)}$$

La frecuencia de resonancia de este modo es aproximadamente un 40% superior que la frecuencia de resonancia del modo TE<sub>111</sub>, para una DR de radio y constante dieléctrica conocidos. El factor de calidad será menor para TM<sub>101</sub> si  $\epsilon_r < 45$ , por el contrario, si  $\epsilon_r > 45$  el modo TE<sub>111</sub> tendrá un factor de calidad menor.

De forma análoga al modo TE<sub>111</sub>, para el modo TM<sub>101</sub> es posible calcular el valor de  $Re(k_0 a)$  mediante:

$$Re(k_0 a) = 4.47226 \epsilon_r^{-0.505}$$

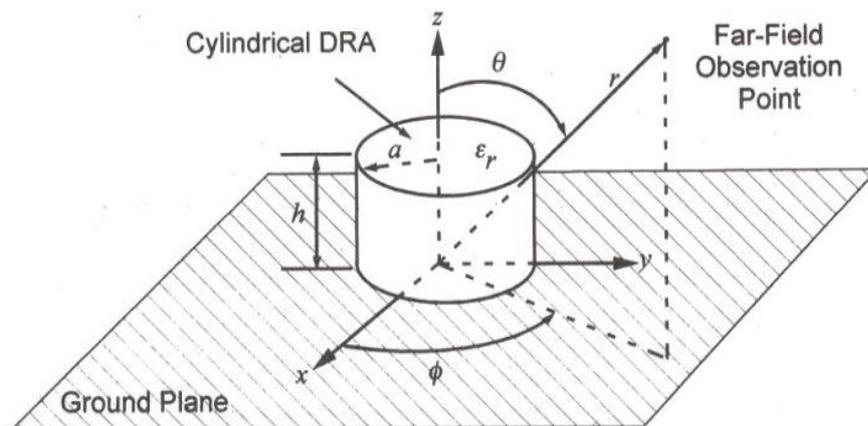
Y el factor de calidad, bajo las siguientes condiciones:

Condiciones:

- Si  $\epsilon_r \leq 20$  :  $Q = 0.723 + 0.9324 \epsilon_r - 0.0956 \epsilon_r^2 + 0.00403 \epsilon_r^3 - 5 \cdot 10^{-5} \epsilon_r^4$
- Si  $\epsilon_r \geq 20$  :  $Q = 2.621 + 0.574 \epsilon_r + 0.02812 \epsilon_r^2 + 2.59 \cdot 10^{-4} \epsilon_r^3$

#### 1.4.2.2. Forma cilíndrica.

El DR cilíndrico está caracterizada por una altura  $h$ , un radio  $a$  y una constante dieléctrica  $\epsilon_r$ , como muestra la Figura 28.



**Figura 28:** Geometría de un DR, cilíndrico.

**Fuente:** Diseño de antenas dieléctricas para sistemas de comunicaciones inalámbricos [Imagen], obtenida de (Rodenés, 2011)

Esta forma ofrece un grado más de libertad que la forma semiesférica. La relación  $a/h$  determina  $k_0a$  y el factor de calidad para una constante dieléctrica dada. Por tanto, un DR cilíndrico con un valor alto de  $h$ , puede ser fabricado para la misma frecuencia para un valor menor de  $h$  y diferente radio  $a$ , sin embargo, el factor de calidad para ambos resonadores variará.

Esto permite al diseñador más flexibilidad de diseño, ya que no tiene una sola frecuencia de resonancia y un factor de calidad para un radio y una constante dieléctrica dada. Con un DR cilíndrico se puede elegir la relación de aspecto del resonador para realizar el mejor diseño de frecuencia y ancho de banda. La forma cilíndrica para resonadores dieléctricos es óptima para filtros y osciladores debido a su alto factor de calidad y a su tamaño compacto, especialmente en tecnología microstrip, donde la cavidad resonante de las guías de onda no es práctica.

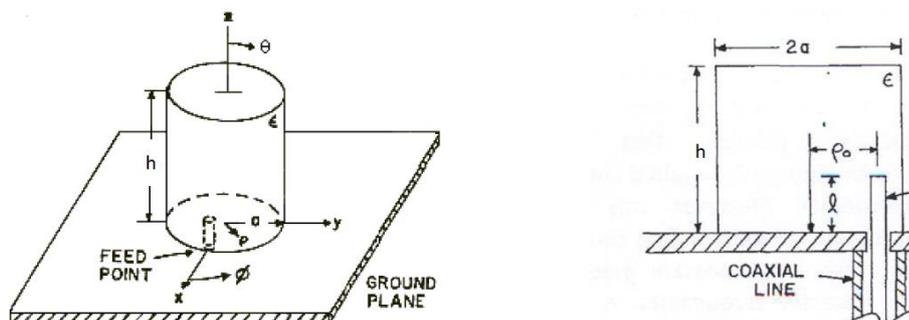
Los modos de un resonador dieléctrico cilíndrico se pueden dividir dentro de tres tipos: modos TE, modos TM y modos híbridos, llamados HE si la componente dominante es  $E_z$ , o EH si la componente dominante es  $H_z$ . Los modos TE y TM son axialmente simétricos, es decir, no tienen dependencia acimutal, mientras que los modos híbridos tienen una dependencia en azimut.

Los modos más comúnmente para aplicaciones de radiación son el modo  $TM_{01\delta}$ ,  $TE_{01\delta}$  y  $HE_{11\delta}$ . Los subíndices suscritos hacen referencia a las variaciones de campo en azimut ( $\varphi$ ), radial ( $r$ ) y axial ( $z$ ), respectivamente, en coordenadas cilíndricas. Los valores que toma  $\delta$  están entre cero y uno, adoptando un valor cercano a uno para valores altos de la constante dieléctrica. (Rodenas, 2011)

### **Alimentación Mediante Sonda Coaxial**

En la figura 29 se muestra la geometría del DR cilíndrico a analizar, en el sistema de coordenadas cilíndricas y alimentada por una sonda. Para analizar el resonador, la alimentación será ignorada por lo que se considerará un cilindro uniforme.

Aplicando Teoría de Imágenes, el plano de masa queda reemplazado por una porción del cilindro extendida hasta  $z = -h$ , quedando el cilindro con unas condiciones de frontera menos restrictivas.



**Figura 29:** Geometría del DR y su configuración de alimentación.

**Fuente:** Diseño de antenas dieléctricas para sistemas de comunicaciones inalámbricas [Imagen], obtenida de (Rodenés, 2011).

Los campos en el interior del cilindro, se pueden aproximar asumiendo que las superficies del cilindro son conductores magnéticos perfectos.

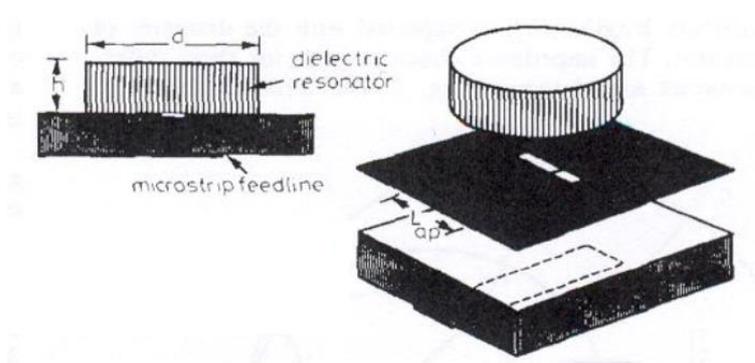
El comportamiento de la impedancia medida es realmente debido a la combinación de dos efectos: la resonancia asociada al cilindro dieléctrico y a la sonda de alimentación. La longitud de la sonda afecta principalmente a la magnitud de la impedancia en la resonancia, mientras que el tamaño del cilindro tiene mayor influencia en el cálculo de la frecuencia de resonancia.

### **Alimentación Mediante Ranura**

Este método ha demostrado ser muy robusto para trabajar en frecuencias de 2 – 7 GHz. Está demostrada la viabilidad del mismo a altas frecuencias, ofreciendo ventajas con respecto a las antenas parche, y es adecuado para aplicaciones MMIC (circuito integrado monolítico de microondas,).

El DR excitado mediante ranura presenta un factor de calidad bajo ( $Q \approx 30$ ), por lo que esta estructura es una candidata óptima para funcionar como una antena, ya que combina las ventajas de una apertura con el significativo potencial de las altas frecuencias de los DR.

La configuración física de la estructura se muestra en la Figura 30, donde la ranura practicada en el plano de masa permite el acoplo del resonador a la línea de alimentación.



**Figura 30:** Excitación por ranura del DR.

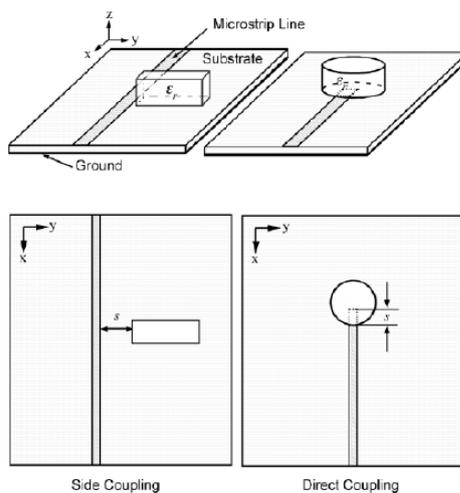
**Fuente:** Diseño de antenas dieléctricas para sistemas de comunicaciones inalámbricas [Imagen], obtenida de (Rodenas, 2011)

Una estimación de la frecuencia de resonancia para este modo, asumiendo un plano de masa conductor perfecto infinito, viene dado por:

$$f_{res} = \left\{ c_0 / 2\pi \sqrt{\epsilon_r} \sqrt{[(3.682/d)^2 + (\pi/2h)^2]} \right\}$$

Para una longitud de ranura fija, el grado de acoplamiento y la frecuencia de resonancia varían con el diámetro del resonador, y la impedancia de entrada depende de la posición del centro del resonador con respecto a la ranura.

Además de los métodos de alimentación descritos anteriormente, existe un método por acoplamiento aproximado mediante líneas microstrip mostrado en la figura 31.



**Figura 31:** Línea microstrip acoplada para DR

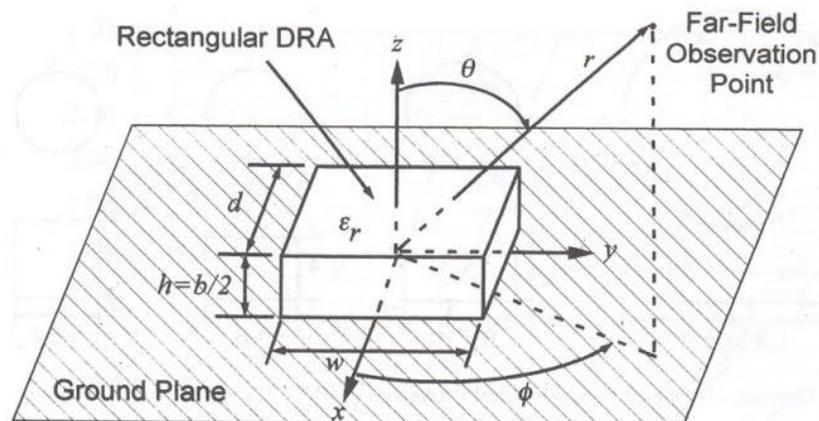
**Fuente:** Diseño de antenas dieléctricas para sistemas de comunicaciones inalámbricas [Imagen], obtenida de (Rodenas, 2011)

Esta técnica de alimentación aplicada a un DR cilíndrico y a uno rectangular. Excita el modo  $HEM_{11\delta}$  del resonador cilíndrico y el modo  $TE_{x\delta 11}$  del resonador rectangular.

Uno de los parámetros que afecta a la alimentación, es la constante dieléctrica del DR. A medida que la constante dieléctrica disminuye, el tamaño de la línea microstrip que alimenta al DR se reduce significativamente.

### 1.4.2.3. Forma rectangular.

El DR rectangular está caracterizado por una altura  $h$ , una anchura  $w$ , una profundidad  $d$ , y una constante dieléctrica  $\epsilon_r$ , como se muestra en la Figura 32. La forma rectangular ofrece otro grado de libertad, es decir un grado más que el DR cilíndrico y dos más que el DR semiesférico, haciéndola la forma más polifacética de entre las formas básicas. Ofrece mayor flexibilidad en el diseño para lograr el perfil deseado y las características de ancho de banda para una frecuencia de resonancia y una constante dieléctrica dada.



**Figura 32:** Geometría de un DR rectangular.

**Fuente:** Diseño de antenas dieléctricas para sistemas de comunicaciones inalámbricos [Imagen], obtenida de (Rodenas, 2011)

Las relaciones anchura/altura ( $w/h$ ) y anchura profundidad ( $w/d$ ) pueden ser elegidas independientemente. La relación del aspecto tendrá un efecto en el factor de radiación, lo que también permite mayor flexibilidad en el diseño.

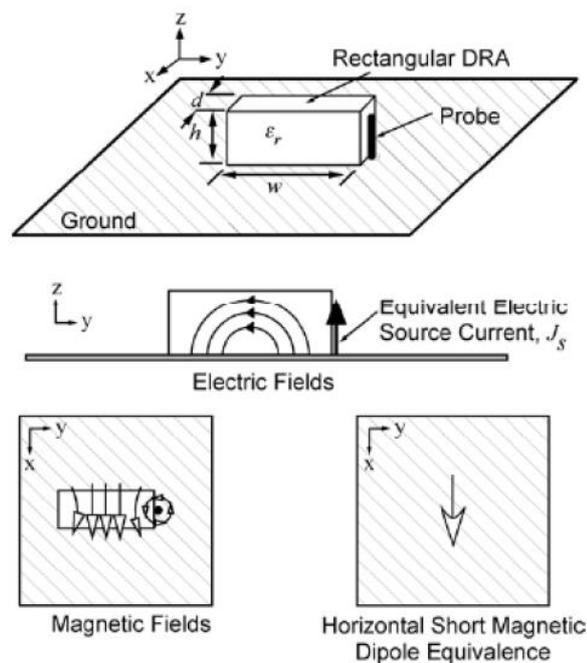
Como ocurre con el DR cilíndrico, se asume que los campos del DR son similares a una guía de onda dieléctrica rectangular aislada de anchura  $w$  y altura  $b = 2h$ . Se considera que las cuatro superficies paralelas a la dirección de propagación en la guía dieléctrica, son paredes magnéticas perfectas.

Los modos de una guía rectangular dieléctrica aislada pueden ser divididos en TE y TM. La frecuencia de resonancia de cada modo será función de las dimensiones de la DR. Si  $w > d > b$ , entonces  $f_x < f_y < f_z$ ; por consiguiente, usando correctamente las dimensiones, el diseñador puede asegurar que los modos no deseados no aparecen en la banda de frecuencias de operación.

### Alimentación por sonda.

Un DR rectangular puede ser excitado mediante sonda coaxial, ubicada dentro de ésta o adyacente. Dependiendo de la posición se pueden excitar varios modos.

Una sonda localizada adyacente a un DR rectangular, como muestra la Figura 33, excitará el modo  $TE_{x\delta 11}$ . Una ventaja de alimentar mediante sonda coaxial es la conexión directa a  $50\Omega$  en el sistema, sin necesidad de tener que acoplar a la red.



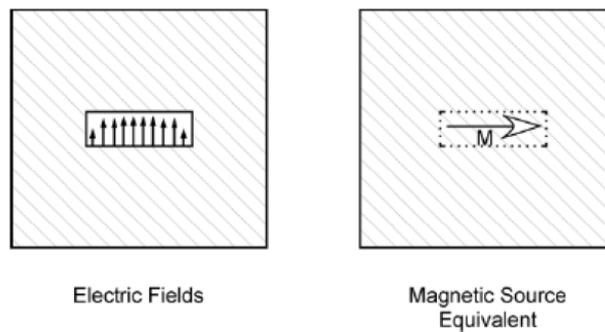
**Figura 33:** Sonda acoplada a un DR rectangular.

**Fuente:** Diseño de antenas dieléctricas para sistemas de comunicaciones inalámbricas [Imagen], obtenida de (Rodenés, 2011)

Las sondas son útiles para bajas frecuencias, cuando una alimentación mediante ranura requeriría un gran tamaño.

**Alimentación mediante ranura.**

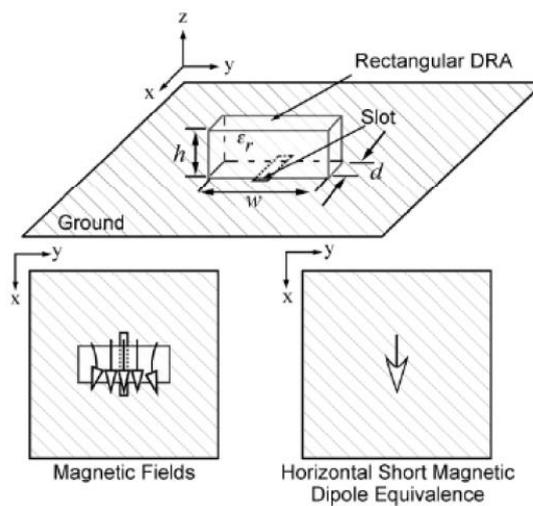
De igual modo que un DR semiesférico y cilíndrico, el DR rectangular también puede ser excitado mediante ranura. Los campos eléctricos que produce este tipo de alimentación en un DR rectangular se muestran en la Figura 34.



**Figura 34:** Corrientes magnéticas equivalentes en la ranura.

**Fuente:** Diseño de antenas dieléctricas para sistemas de comunicaciones inalámbricas [Imagen], obtenida de (Rodenas, 2011)

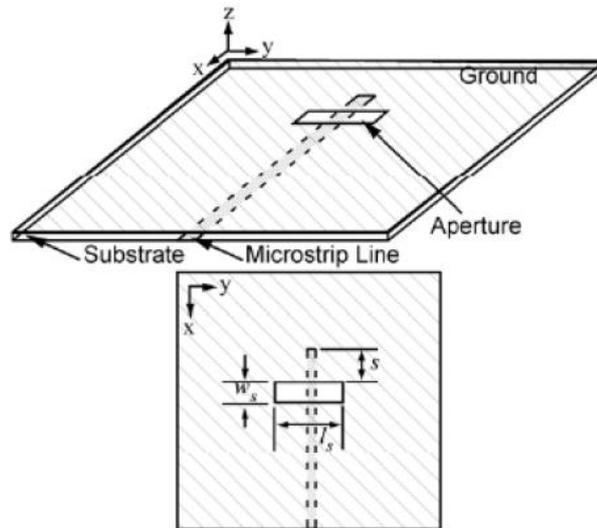
El DR está alimentado como se observa en el esquema de la Figura 35. Esta orientación de la ranura excitara el modo  $TE_{x\delta 11}$ .



**Figura 35:** DR rectangular alimentado mediante ranura.

**Fuente:** Diseño de antenas dieléctricas para sistemas de comunicaciones inalámbricas [Imagen], obtenida de (Rodenas, 2011)

El planteamiento más común para alimentar la ranura del DR, es mediante una línea microstrip, como muestra la Figura 36. Esta extensión se comporta como un stub en circuito abierto cuya admitancia está en paralelo con la admitancia de la ranura.



**Figura 36:** Ranura rectangular excitada por una línea microstrip.

**Fuente:** Diseño de antenas dieléctricas para sistemas de comunicaciones inalámbricas [Imagen], obtenida de (Rodenés, 2011)

Un segundo método para ajustar la respuesta en impedancia es descentrar la localización del DR con respecto a la ranura, el cambio que se produce en la respuesta desplazando el DR unos pocos milímetros del centro de la ranura. La respuesta en frecuencia se desplaza hacia abajo y se observa una reducción del ancho de banda de impedancia.

## 1.5. FRECUENCIA DE 2.4 GHZ

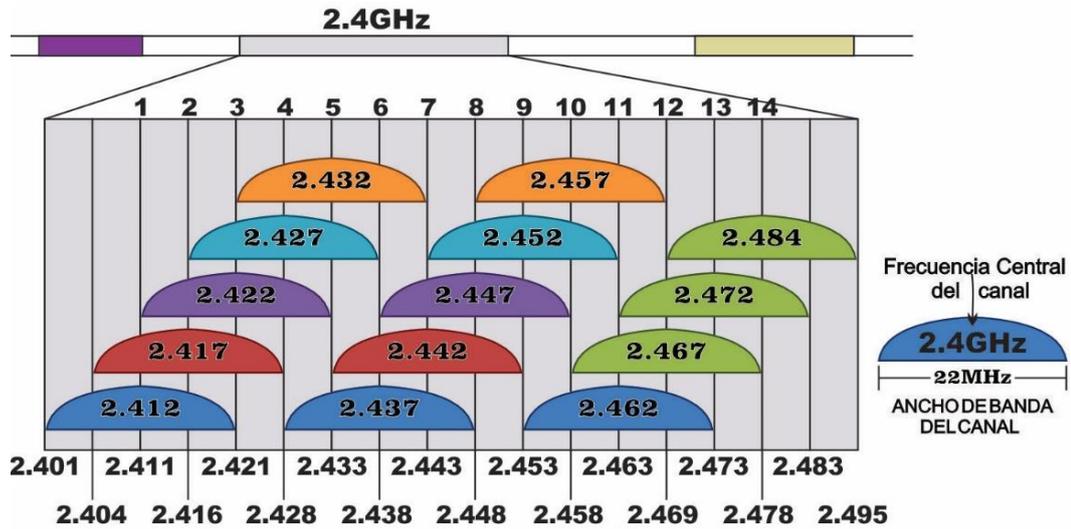
La banda de 2.4 Ghz tiene varias aplicaciones debido a su potencia incluso de atravesar paredes mejor que otras redes y frecuencias superiores. Este tipo de señal posee una mayor cobertura ya que tiene una menor atenuación en el aire.

Esto se aplica a los enlaces de larga distancia donde es mejor hacerlos a esta frecuencia porque se llega más lejos si el espectro no está saturado.

### 1.5.1. Aplicaciones de la frecuencia de 2.4 Ghz

Esta banda de frecuencia es usada por teléfonos inalámbricos, emisores de frecuencia y hornos inalámbricos entre otros. Las normas IEEE 802.11g de conexiones Wi-fi operan en esta banda sin necesidad de licencia (de la misma forma que el estándar 802.11 b). Los radios 802.11b transmiten a 2.4 GHz y envían datos a tasas tan altas como 11Mbps usando modulación DSSS (Espectro Disperso de Secuencia Directa).

En esta frecuencia existen varios canales como se muestra en la figura 37 los cuales son de mucha importancia al momento de seleccionar una frecuencia central de trabajo y su respectivo ancho de banda y esto puede facilitar mucho al diseñador.



**Figura 37:** Traslape de canales IEE 802.11b/g  
**Fuente:** Microwave Ingeniería [Imagen], obtenida de (Pozar, 2011)

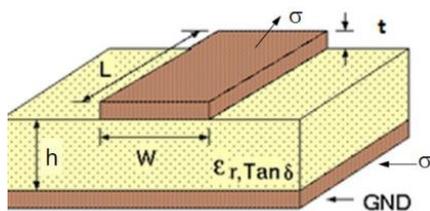
Esta banda también es utilizada en la tecnología Bluetooth. En esta tecnología cada dispositivo debe de contar con un microchip "CMOS" (tranceiver) que transmite y recibe la señal estimada en frecuencia de 2.4 GHz.

Es aplicada además en routers inalámbricos para lograr un mayor rendimiento y dispersión de la red Wi-Fi.

## 1.6. Línea microstrip.

Entre los diversos tipos de líneas de transmisión (como el cable coaxial y la guía de onda) se encuentran otras menos conocidas como son las microstrip. Estas líneas de transmisión constan de una serie de segmentos de material conductor depositados sobre un sustrato dieléctrico a su vez dispuesto sobre otra lámina conductora que sirve de tierra. Cada uno de los segmentos de la microstrip se caracterizan geoméricamente por su ancho  $W$  y por su longitud.

La línea microstrip (microcinta) es uno de los tipos de las líneas de transmisión plana, porque puede ser fabricado mediante procesos fotolitográficos y está miniaturizado e integrado con ambos dispositivos de microondas pasivos y activos. (Pozar, 2011)

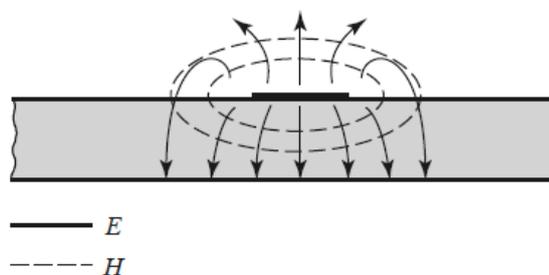


- Pérdidas en el dieléctrico  $\Rightarrow \tan \delta \neq 0$
- Pérdidas en conductores  $\Rightarrow \sigma \neq \infty$

**Figura 38:** Línea microstrip y sus características.

**Fuente:** Microwave Engineering, Microstrip [Imagen], obtenida de (Pozar, 2011)

La geometría de una línea de microcinta y sus características se muestra en la Figura 38. Dónde: Un conductor de anchura  $W$  se imprime en un sustrato dieléctrico final de tierra, de espesor  $d$  con permitividad relativa  $\epsilon_r$ ; y una pérdida de tangente ( $\delta$ ).



**Figura 39:** Campo magnético en la línea microstrip.

**Fuente:** Microwave Engineering, Microstrip [Imagen], obtenida de (Pozar, 2011)

Las líneas microstrip son estructuras abiertas, de forma que las líneas de campo no están confinadas y la propagación debe analizarse en rigor con las técnicas de campos de las guías de onda, un boceto de las líneas de campo se muestra en la figura 39.

Existen varias maneras de calcular las dimensiones exactas que deben tener estas líneas de transmisión, dependiendo del tipo de material que se vaya a utilizar. En la actualidad es mucho más fácil la implementación de programas de diseño de antenas y filtros en los cuales llevan integrados calculadores de líneas de transmisión en donde simplemente se debe ingresar datos, los cuales ya son de conocimiento del diseñador como la impedancia, frecuencia, constante dieléctrica, altura, etc. Se obtiene valores muy exactos para su diseño, o a su vez la opción de cálculos mediante fórmulas matemáticas complejas.

## CAPITULO II

### 2. METODOLOGÍA.

#### 2.1. TIPO DE ESTUDIO.

La presente investigación está enfocada dentro del modelo crítico propositivo por lo tanto se tiene un enfoque cuasi-experimental ya que se efectuó algunas investigaciones con las cuales fue posible obtener información importante que sirvió de referencia para interpretarla con el sustento científico y profesional, con lo que se pudo dar solución al problema.

La parte experimental del proyecto está enmarcada en la implementación del filtro con resonadores en base al marco teórico consultado, a los cálculos previos y al diseño final realizado.

En cuanto al campo explicativo se expuso la raíz del problema que es el no contar con un Filtro con resonadores dieléctricos en el laboratorio de microondas en la Facultad de Ingeniería y el debido procedimiento para lograrlo.

#### 2.2. POBLACIÓN Y MUESTRA

**Población:** La población está definida por la Carrera de Ingeniería Electrónica y telecomunicaciones de la Universidad Nacional de Chimborazo.

**Muestreo:** La muestra se tomará del 100% de la población ya que la misma es pequeña y además consta de pocos puntos para su análisis.

**Recolección de información:** La información se recolectará de profesores de la Escuela de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad Nacional de Chimborazo.

### 2.3. OPERACIONALIZACIÓN DE LAS VARIABLES

<b>Variable Dependiente</b>	<b>Indicadores</b>	<b>Técnicas e Instrumentos</b>
La implementación del filtro pasa banda a una frecuencia de 2.4 GHz.	Placa para circuito impreso	Grabado mediante Plotter
	Componentes dieléctricos	Compra en ferretería Electrónica
	Comprobación de funcionamiento	Medición con analizador de señales
<b>Variable Independiente</b>	<b>Indicadores</b>	<b>Técnicas e Instrumentos</b>
El cálculo adecuado del Filtro y sus elementos resonadores dieléctricos.	Elementos resonadores dieléctricos	Selección adecuada de valores mediante cálculos matemáticos.
	Tipo de diseño de filtro	Selección adecuada del tipo mediante cálculos matemáticos.
	Ancho de Banda	Cálculos matemáticos adecuados del filtro para el ancho de banda deseado.
	Frecuencia de resonancia	Cálculos matemáticos adecuados del resonador para la frecuencia deseada.
	Tipo de excitación del resonador	Selección adecuada del método y Cálculos matemáticos adecuados para la frecuencia deseada.
	Factor de calidad	Cálculos matemáticos
	Perdidas	Cálculos matemáticos

## **2.4. PROCEDIMIENTOS**

Como parte del procedimiento a seguir se realizó la presentación y aprobación del anteproyecto, a continuación se realizó los debidos cálculos y debidas simulaciones previo al diseño final, posteriormente se seleccionará y se adquirirán los elementos tomados como importantes para el diseño, después se implementó en un prototipo previo y se realizó las debidas pruebas de funcionamiento y corrección de errores para el diseño final, luego se realizó la implementación del sistema con sus debidas correcciones y corroborando su correcto funcionamiento. Después de esta fase, se llegó a las conclusiones, recomendaciones y se imprimió el primer borrador, el cual fue sometido a correcciones del tutor y de lectores. Posteriormente se hizo las impresiones definitivas, empastado del documento y como final la defensa del Proyecto.

## **2.5. PROCESAMIENTO Y ANÁLISIS.**

En primer lugar se analizó todos los conceptos sobre filtros y sistemas resonantes dieléctricos, analizando así los distintos tipos que existen, las características de cada uno, sus formas de diseño y los materiales idóneos para su construcción y correcto funcionamiento.

Después de estudiados los conceptos y haber seleccionado el tipo de diseño el cuál se va a realizar, sus respectivos cálculos y la simulación del filtro con resonadores dieléctricos a la frecuencia de 2.4GHz. Con los valores obtenidos como resultados de estos cálculos se procederá a implementar el diseño y posteriores pruebas de funcionamiento.

## **CAPITULO III**

### **3. MATERIALES Y MÉTODOS**

Para el proyecto a implementar se debe tomar en cuenta las características principales en el diseño de un filtro según sea el seleccionado, en este caso el diseño se basa en un filtro pasa banda y cómo su complemento a éste la aproximación Chebyshev. Cada uno de estos sistemas tanto el filtro como su aproximación tienen sus debidas características y de acuerdo a ellas su conformación física.

Para el diseño del filtro se tomará en cuenta la frecuencia de resonancia la cual está planteada en el diseño, y la característica principal del filtro que es el resonador dieléctrico, este sistema es de mucha importancia ya que tiene que acoplarse de forma perfecta para así poder resonar a la frecuencia exacta en conjunto con el filtro.

El resonador dieléctrico requiere de configuraciones y cálculos particulares, ya que de ellos dependen las dimensiones que se tomarán al momento del diseño y a su vez es importante la selección del material a emplear en el diseño del resonador, el cuál debe ser de un material dieléctrico asequible y de fácil manipulación.

#### **3.1. SELECCIÓN DE MATERIALES.**

##### **3.1.1. Material dieléctrico y conductor.**

Para la fabricación del filtro se usó una placa de circuito impreso, con un revestimiento de cobre en sus dos caras, el mismo que se muestra en la figura 40 y posee dos longitudes un ancho y un largo.

En el interior de esta se encuentra el substrato (material dieléctrico), en esta placa se constituirá la forma del filtro como es la cinta microstrip la cual es el material conductor (cobre) por el cual va a circular la corriente la cual debe tener medidas previamente determinadas por cálculos para que su frecuencia oscile a 2.4 GHz,

esta se ubica en la parte superior de la placa con sus respectivos terminales a 50 Ohmios. Y del lado contrario a la placa va constituido el plano de masa o tierra del circuito que también se encuentra constituido del mismo material conductor (cobre).



**Figura 40:** Placa para construir el filtro.

**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

Para la elaboración del resonador dieléctrico se utilizará el substrato de PCB FR-4/G10 libre de su superficie conductora, este substrato está compuesto por fibra de vidrio la cual es ideal para el desarrollo del resonador en el proyecto.

Para protección del filtro en su totalidad se utiliza una caja elaborada de aluminio el cual, ayuda a eliminar interferencias electromagnéticas en el filtro y los resonadores diseñados.

En resumen en ésta investigación se hace uso de materiales conductores como el cobre, el aluminio y el substrato de fibra de vidrio, cada una con una función especial y de vital importancia al momento del desarrollo del proyecto.

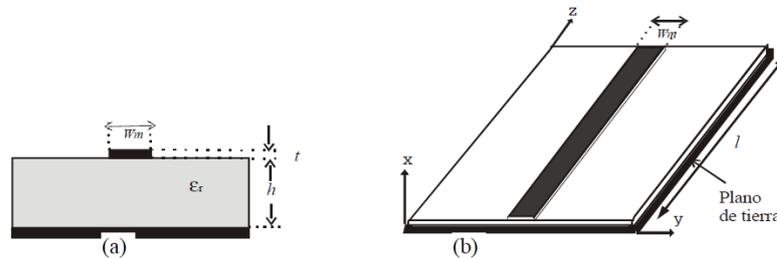
### **3.2. CÁLCULOS PARA EL DISEÑO DEL FILTRO CON RESONADORES DIELECTRICOS.**

Para el desarrollo del proyecto los cálculos a realizarse son de los dos sistemas por separado como son los resonadores y el filtro elaborado con la cinta microstrip. Ya

que al acoplar los resonadores a la línea de transmisión se está formando nuestro filtro selectivo con resonadores dieléctricos a la frecuencia de 2.4 GHz.

### 3.2.1. Cálculo de la línea microstrip.

La microstrip es una línea de transmisión muy común por su fácil fabricación en circuitos electrónicos. En la figura 41 muestra la estructura básica de la microstrip, la cual muestra un plano de tierra en la parte interior, un conductor de ancho de franja del metal “ $W_m$ ”, un espesor de franja de metal “ $t$ ”, espesor del sustrato “ $h$ ” y está llenado por un material que posee una constante dieléctrica  $\epsilon_r$ .



**Figura 41** La Microcinta. (a) Vista frontal. (b) Vista lateral.

**Fuente:** Microwave Engineering, Microstrip [Imagen], obtenida de (Pozar, 2011)

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

$$\epsilon_r = \frac{\text{Permitividad del medio}}{\text{Permitividad del vacío}} = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}$$

$\epsilon_r$  Siempre tiene un valor mayor a 1.

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

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left( \frac{8h}{w_m} + \frac{w_m}{4h} \right) & \frac{w_m}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[ \frac{w_m}{h} + 1.393 + 0.667 \cdot \ln \left( \frac{w_m}{h} + 1.444 \right) \right]} & \frac{w_m}{h} > 1 \end{cases} ;$$

Donde  $\epsilon_e$  es la permitividad dieléctrica efectiva y está dado por:

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

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

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

Las constantes A y B se calculan con:

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

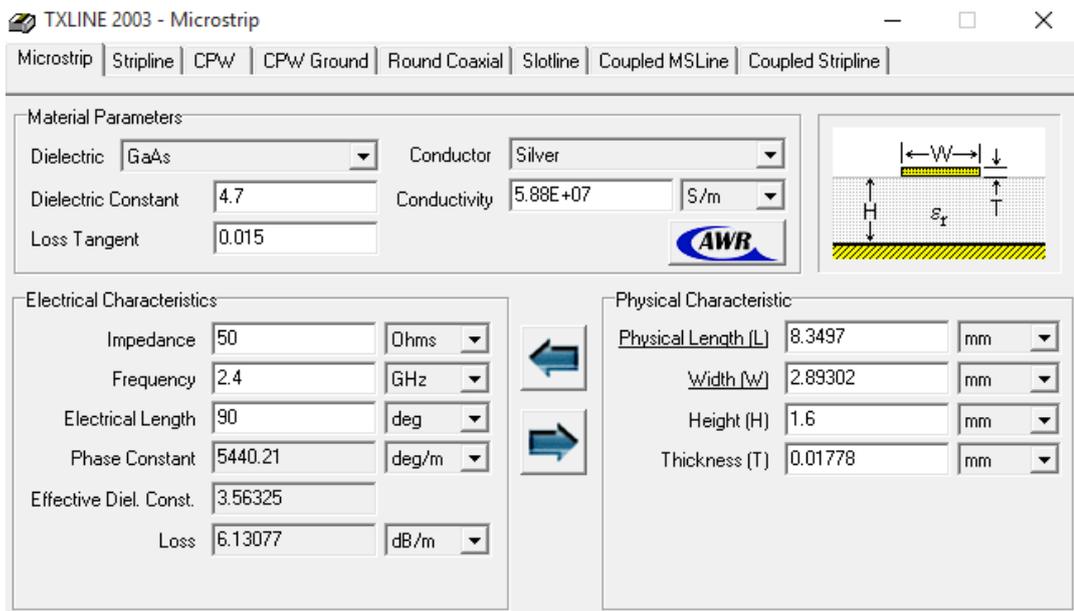
$$B = \frac{0.377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

Con estas ecuaciones se puede calcular matemáticamente los valores de la línea de transmisión de la Microstrip, pero para obtener resultados cómodos, se utiliza el software AWR que calcula los parámetros de la línea de transmisión, para ello se debe tener en cuenta todos los valores que se pueden obtener a través de las especificaciones del fabricante, tal como se puede especificar en la tabla 1.

**Tabla 1:** Características del dieléctrico FR4.

<b>Dieléctrico</b>	
<b>Clasificación</b>	FR-4/G10
<b>Constante dieléctrica</b>	4.9
<b>Conductividad eléctrica cobre</b>	$5,96 \times 10^7$ (S·m <sup>-1</sup> )
<b>Perdida de tangente</b>	0.015, max
<b>Altura del substrato</b>	1.6 mm
<b>Cobre WT</b>	½ oz
<b>Espesor</b>	0.32"
<b>Material</b>	Fibra de vidrio

En la figura 42 se muestra el panel frontal del programa AWR, en el cual los datos del substrato son  $\epsilon_r = 4.7$ ,  $h = 1.6$  mm,  $T = 0.01778$  mm. La línea de transmisión va a trabajar a una Frecuencia de 2.4 GHz y la impedancia de 50 Ohmios, y una longitud de onda eléctrica de  $90^\circ$  ( $\lambda/4$ ). Con estos datos introducidos el programa obtiene el valor de  $w = 2.9057$ mm y  $L = 8.3497$ mm ancho y largo de la microstrip respectivamente.



**Figura 42:** TXLINE extensión del Software AWR

**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

### 3.2.2. Cálculo de los resonadores dieléctricos.

Los modos de un resonador dieléctrico cilíndrico se pueden dividir dentro de tres tipos: modos TE, modos TM y modos híbridos, llamados HE si la componente dominante es  $E_z$ , o EH si la componente dominante es  $H_z$ . Los modos TE y TM son axialmente simétricos, es decir, no tienen dependencia acimutal, mientras que los modos híbridos tienen una dependencia en azimut.

Los modos más comúnmente usados para aplicaciones de radiación son el modo  $TM_{01\delta}$ ,  $TE_{01\delta}$  y  $HE_{11\delta}$ . Los subíndices suscritos hacen referencia a las

variaciones de campo en azimut ( $\varphi$ ), radial ( $r$ ) y axial ( $z$ ), respectivamente, en coordenadas cilíndricas. Los valores que toma  $\delta$  están entre cero y uno, adoptando un valor cercano a uno para valores altos de la constante dieléctrica. (Mogia, R. K., and P. Bartia, 1966)

Para el diseño del resonador se basa en el modo  $HE_{11}\delta$  debido a que es más fácil para excitar, esto se puede lograr mediante la alimentación vertical, situada adyacente al cuerpo del resonador. Además, el modo de  $HE_{11}$  posee un factor  $Q$  bajo, lo que es útil para la radiación.

Determinar el factor  $Q$ :

$$Q = \frac{\text{Re}(K_0 a)}{2\text{Im}(K_0 a)}$$

El valor de la parte real de  $\text{Re}(K_0 a)$  puede ser obtenido de la siguiente expresión:

$$\text{Re}(K_0 a) = 2.8316\epsilon_r^{-0.47829}$$

A su vez, el factor de calidad  $Q$  también puede ser determinado por:

$$Q = 0.08 + 0.796\epsilon_r + 0.01226\epsilon_r^2 - 3.10^{-5}\epsilon_r^3$$

Por ende el factor  $Q = 4.27$

La constante dieléctrica del material en este caso la Baquelita es:

$$\epsilon_r = 4.7$$

Espacio libre número de onda:

$$K_0 = \frac{2\pi f_0}{c} \quad (c: \text{velocidad de la luz, } f_0: \text{frecuencia de resonancia})$$

Re-organización de la frecuencia de resonancia:

$$f_0 = \frac{K_0 c}{2\pi}$$

Frecuencias de resonancia:

Modo HEM<sub>11</sub> (válido para  $0,4 \leq a / H \leq 6$ )

Número de onda:

$$K_0 a = \frac{6.324}{\sqrt{\epsilon_r + 2}} \left[ 0.27 + 0.36 \left( \frac{a}{2H} \right) + 0.02 \left( \frac{a}{2H} \right)^2 \right]$$

O equivalentemente:

$$f_{0(\text{HEM}_{11})} = \frac{c \cdot 6.324}{2\pi\sqrt{\epsilon_r + 2}} \left[ 0.27 + 0.36 \left( \frac{a}{2H} \right) + 0.02 \left( \frac{a}{2H} \right)^2 \right]$$

Modo TE<sub>01δ</sub> (válido para  $0,33 \leq a / H \leq 5$ ).

Número de onda:

$$K_0 a = \frac{2.327}{\sqrt{\epsilon_r + 2}} \left[ 1.0 + 0.2123 \left( \frac{a}{H} \right) - 0.00898 \left( \frac{a}{H} \right)^2 \right]$$

O equivalentemente:

$$f_{0(\text{TE}_{01\delta})} = \frac{c \cdot 2.327}{2\pi\sqrt{\epsilon_r + 1}} \left[ 1.0 + 0.2123 \left( \frac{a}{H} \right) - 0.00898 \left( \frac{a}{H} \right)^2 \right]$$

Modo TM<sub>01δ</sub> (válido para  $0,33 \leq a / H \leq 5$ )

Número de onda: 
$$K_0 a = \frac{\sqrt{3.83^2 + \left( \frac{\pi a}{2H} \right)^2}}{\sqrt{\epsilon_r + 2}}$$

O equivalentemente: 
$$f_{0(\text{TM}_{01\delta})} = \frac{c \sqrt{3.83^2 + \left( \frac{\pi a}{2H} \right)^2}}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r + 2}}$$

Modo TE<sub>011 + δ</sub> (válido para  $0,33 \leq a / H \leq 5$ )

Número de onda:

$$K_0 a = \frac{2.208}{\sqrt{\epsilon_r + 1}} \left[ 1.0 + 0.7013 \left( \frac{a}{H} \right) - 0.002713 \left( \frac{a}{H} \right)^2 \right]$$

O equivalentemente:

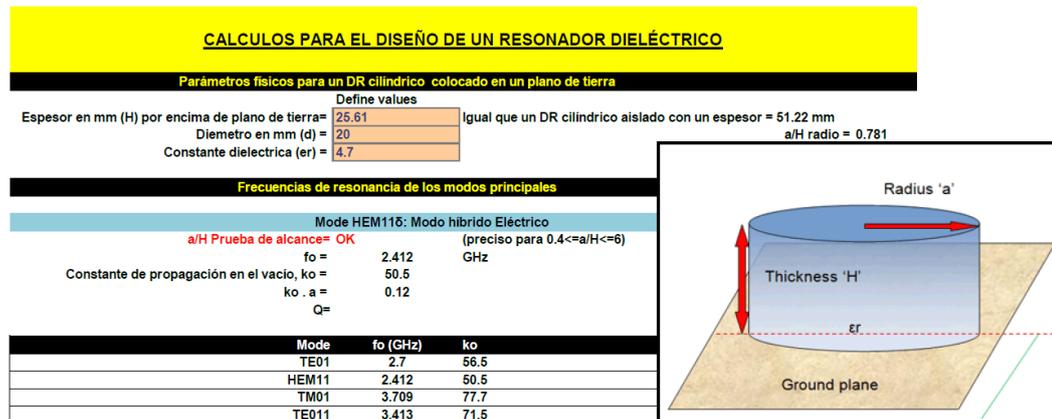
$$f_{0(\text{TE}_{011\delta})} = \frac{c \cdot 2.208}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r + 1}} \left[ 1.0 + 0.7013 \left(\frac{a}{H}\right) - 0.002713 \left(\frac{a}{H}\right)^2 \right]$$

Para el cálculo de los parámetros del resonador dieléctrico se ingresó sus fórmulas generales en una hoja de cálculo en Excel permitiendo así la manipulación únicamente de variables como su altura, radio y la permitividad del material que son modificables, para que el diseño a la frecuencia de resonancia pueda ser variado en los modos fundamentales del resonador.

La impedancia característica de los resonadores irá en función del diámetro d del cilindro resonador y de la separación entre planos paralelos de masa h. La impedancia característica  $Z_0$  vendrá determinada por la ecuación: extraída de (International Telephone and Telegraph Corp).

$$Z_0 = 138 \cdot \log \left[ \frac{4h}{\pi d} \right]$$

Donde al tener todos unos mismos diámetros y longitud, tendrá una misma  $Z_0$  para todos los resonadores.



**Figura 43:** Cálculo que determina los modos fundamentales del resonador dieléctrico.

**Fuente:** Diego Vizuete, Edgar Saca

En la figura 43 se muestra la hoja de cálculo en Excel basado en las ecuaciones anteriores de los modos fundamentales del resonador dieléctrico, con los

parámetros que requiere el resonador dieléctrico para el cálculo de su frecuencia de resonancia.

Ingresa valores en los parámetros de diámetro, altura y permitividad según el material el por el cuál está constituido el cilindro, hasta llegar al valor óptimo de oscilación del resonador dieléctrico. En este caso para la frecuencia del canal en el cual está trabajando el filtro es de 2.412 y sus valores son  $h=25.61$ ;  $r=10$  y su permitividad=4.7.

### **3.2.3. Cálculo del filtro.**

El orden del filtro se enfoca básicamente en el canal en el que se va a diseñar el filtro, por ende el canal asignado para el filtro es el canal 1 los mismos que tienen un rango de frecuencia que van desde 2,401 – 2,421 GHz. Además el orden permite que el filtrado de la señal sea más preciso, permitiendo que los picos de amortiguamiento de la señal sea manejable y con variables de cambio más ligeras. También la pendiente del filtro es más pronunciada cuando el filtro es de valor más alto, provocando que existe una atenuación menor en la frecuencia de corte, permitiendo definir mejor a la banda de rechazo. La frecuencia de corte es la frecuencia a la que se corta en la atenuación deseada.

Entonces se pasa a definir los requerimientos que debe tener el filtro en el trabajo, y son los siguientes:

- Frecuencia central: 2.4 GHz
- Ancho de banda BW = 22 MHz (Frecuencia de trabajo de Wi-Fi)
- Frecuencia suprimida:  $f_s$  = de acuerdo al canal a trabajar, por el BW de 22mhz, se trabajara en el canal 1.
- Atenuación máxima en la banda de paso = 3dB
- Atenuación mínima en la banda de rechazo = 20dB

Para calcular el orden del filtro se deben tomar en cuenta las atenuaciones características que define el usuario para este caso específico es la atenuación máxima de 20 dB y la mínima de 3 dB.

Una vez que se tiene el valor del rizado  $\epsilon$ , obtenido de la expresión:

$$\epsilon = \sqrt{10^{0.1\alpha} - 1}$$

Se tiene que la expresión se llega a la expresión del número de orden “n” del filtro cuya expresión es la siguiente:

$$n = \frac{\operatorname{arccosh}\left(\sqrt{(10^{0.1\alpha} - 1)/\epsilon^2}\right)}{\operatorname{arccosh}\left(\frac{w_a}{w_p}\right)}$$

Luego entonces se pasa a calcular el orden del filtro.

Donde para este caso se tienen los datos:

$\alpha_a = 3$  dB atenuación de banda de corte

$\alpha_p = 20$  dB atenuación de banda de paso

$\omega_a = 2\pi f = 2(\pi)(2421000000) = 15211591628$  rad/s

$f_p$  = frecuencia central.

$\omega_p = 2\pi f = 2(\pi)(2401000000) = 15085927922$  rad/s

$\epsilon$  = conductividad

$\omega_p$ : una frecuencia en la banda de paso

$\omega_a$ : una frecuencia en la banda rechazada

Donde la conductividad  $\epsilon$  se calcula de la expresión:

$$\epsilon = \sqrt{(10^{0.1\alpha_p} - 1)}$$

Resultando:

$$\epsilon = \sqrt{(10^{0.1(20)} - 1)} = 0,994987$$

Con esto se calcula el valor del número de orden del filtro como:

$$n = \frac{\operatorname{arccosh}\left(\sqrt{(10^{0.1\alpha_p} - 1)/\epsilon^2}\right)}{\operatorname{arccosh}\left(\frac{w_a}{w_p}\right)}$$

$$n = \frac{\operatorname{arccosh}\left(\sqrt{(10^{0.1(20)} - 1)/(9,94987)^2}\right)}{\operatorname{arccosh}\left(\frac{15211591628}{15085927922}\right)}$$

$$n = 2$$

Como se puede observar el filtro pasa banda que se requiere es un filtro de orden 2 y es el adecuado para su complemento con los resonadores dieléctricos.

El siguiente paso es utilizar los parámetros de aproximación de Chebyshev, para ello es necesario conocer los valores de  $g$  para cada línea acoplada. La tabla 2 muestra la tabla de aproximaciones de los valores de  $g$  para la construcción de filtros Chebyshev pasa banda de orden par, a una Frecuencia de corte superior de 2421 HZ, y una Frecuencia de corte inferior de 2401 HZ y la frecuencia central de 2412 Hz.

**Tabla 2:** Valores de  $g$  para filtros de orden  $n$

$n$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$
1	0.0063249	1	0	0	0	0	0
2	0.11265	0.11194	1.0063	0	0	0	0
3	1.5963	1.0967	1.5963	1	0	0	0
4	0.31789	0.7065	0.71099	0.31588	1.0063	0	0
5	0.36819	0.85864	1.0125	0.85864	0.36819	1	0
6	0.39996	0.9508	1.1849	1.1774	0.95683	0.39744	1.0063
7	0.42086	1.0094	1.2873	1.3534	1.2873	1.0094	0.42089
8	0.43527	1.0485	1.352	1.456	1.4653	1.3434	1.0551
9	0.44551	1.0757	1.3951	1.5201	1.5674	1.5201	1.3951

A partir de esta tabla se calcula los valores de  $J$ :

Primer valor:  $J_1 Z_0 = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_1}}$

Valores intermedios:  $J_2 Z_0 = \frac{\pi \Delta}{\sqrt{g_1 g_2}}$  ;  $J_3 Z_0 = \frac{\pi \Delta}{\sqrt{g_2 g_3}}$

Valor final: 
$$J_1 Z_0 = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_3 g_4}}$$

Con 
$$\Delta = \frac{f_{cs} - f_{ci}}{f_o}$$

Obsérvese que con estas ecuaciones, es posible diseñar cualquier filtro, especificado su ancho de banda  $\Delta$ .

Una vez que se tiene el valor de  $J_n Z_0$  se pueden hallar los valores de  $Z_o$  y  $Z_e$ , con las siguientes ecuaciones:

$$Z_{oe} = Z_o \sqrt{1 + (J_i Z_0)^2} + (J_i Z_0)$$

$$Z_{oo} = Z_o \sqrt{1 + (J_i Z_0)^2} - (J_i Z_0)$$

Estas ecuaciones relacionan el valor de la impedancia característica en función de las impedancias de modo par e impar.

**Tabla 3:** Valores calculados en excel

gn	J	Ze	Zo	Ze 50	Zo 50
g1	0.3400	1.3963	0.7162	69.8131	35.8099
g2	0.1160	1.1227	0.8907	56.1346	44.5358
g3	0.3400	1.3963	0.7162	69.8136	35.8096

En la tabla 3 se puede observar los resultados prácticos, que a través de las ecuaciones antes descritas se crear una hoja de cálculos en Excel donde se pueda obtener los valores de cada una de las ecuaciones generales del filtro.

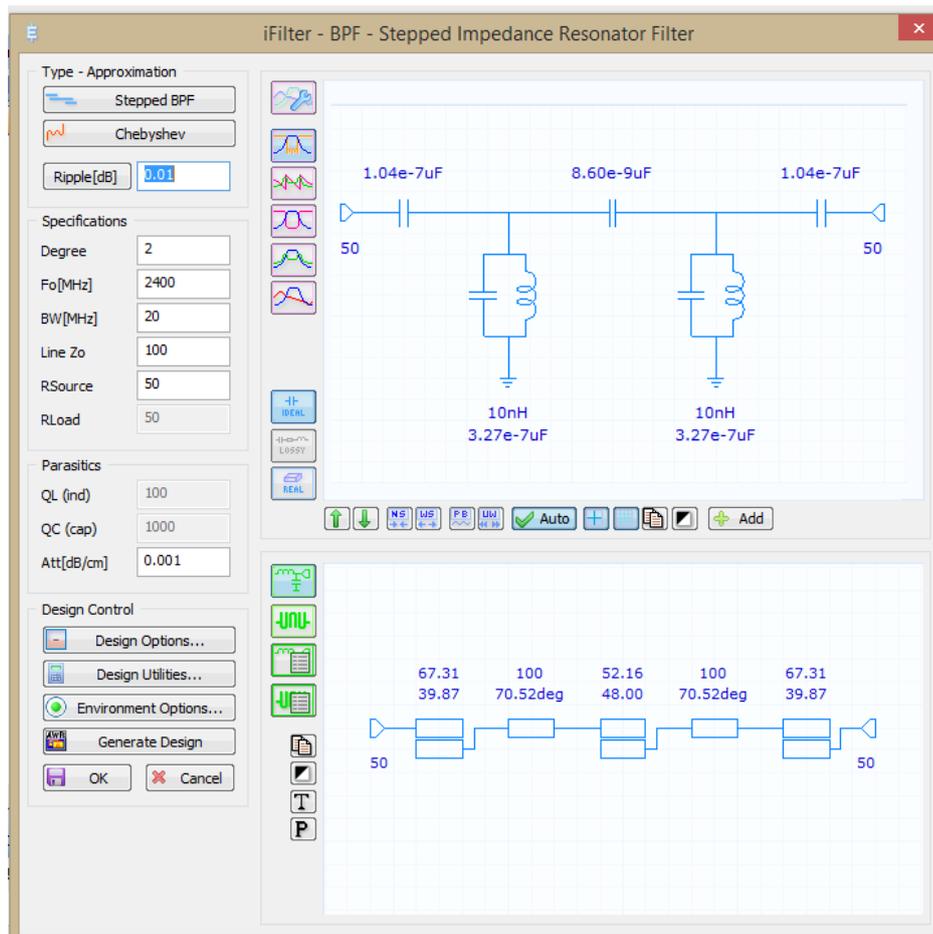
Con estos resultados se forma las líneas microstrip en AWR, que es un software para el diseño y la simulación de filtros, osciladores, amplificadores y antenas entre otros. Las herramientas que posee son: la captura del esquemático, la simulación

electromagnética y del circuito, diseño de filtros y líneas de transmisión impresa, osciladores, cálculo de los parámetros de las líneas de transmisión.

### 3.2.4. Cálculo de las líneas acopladas.

El programa TXLINE obtiene el valor de ancho y separación entre pistas que satisfagan los valores de  $Z_e$ ,  $Z_o$ , así como la longitud de cada segmento, que debe ser de  $\lambda/4$  a la frecuencia de diseño.

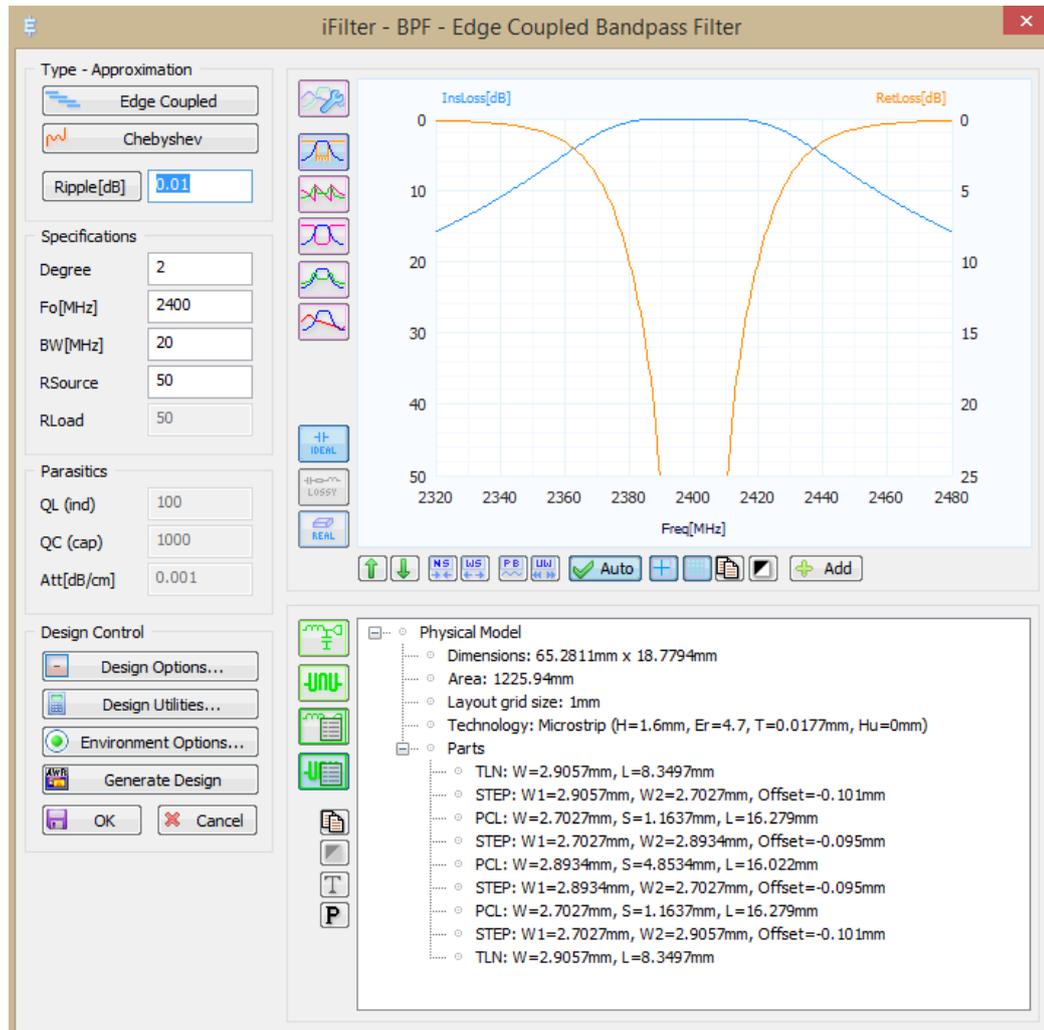
Como se trata de un filtro para frecuencias altas (2,4GHz) y un ancho de banda pequeño (22MHz), por lo tanto se observa que las microcintas tienen valores bastante pequeños, entonces se ha optado por realizar líneas acopladas, con el fin de realizar la implementación del mismo



**Figura 44:** Filtro PB ideal AWR  
**Fuente:** Diego Vizuite y Edgar Saca

Para esto se debe diseñar el esquema de un filtro ideal tomando como referencia un previo diseño del programa.

La figura 44 muestra un filtro ideal tanto su esquema circuital como con líneas de transmisión con los parámetros que son requeridos.



**Figura 45:** Parámetros del Filtro PB ideal en AWR

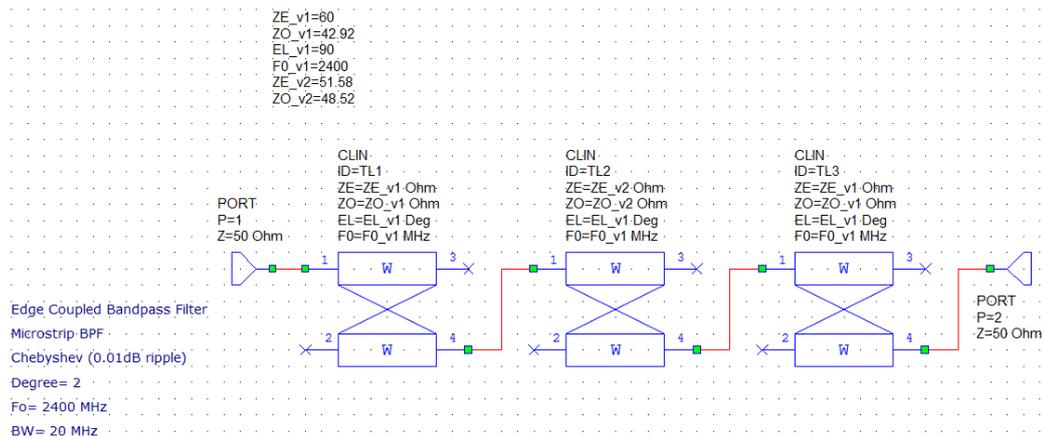
**Fuente:** Diego Vizquete y Edgar Saca

La figura 45 muestra el filtro ideal, su grafica de frecuencia y sus valores de cintas acopladas, su largo ancho y separación entre líneas de acople.

En la figura 46 muestra el diagrama de acoples del filtro pasa-banda ideal generado con AWR el cual se toma como referencia para la realización del acoples con los

datos obtenidos y señalados en la tabla 3, en esta parte de la simulación es posible generar el diseño previo según el tipo de filtro que se necesite o a su vez el tipo de dispositivos que quiera asignar a el circuito.

En este caso un filtro de orden dos únicamente con elementos pasivos es suficiente para generar las líneas de transmisión adecuadas para el acople del filtro con los resonadores.



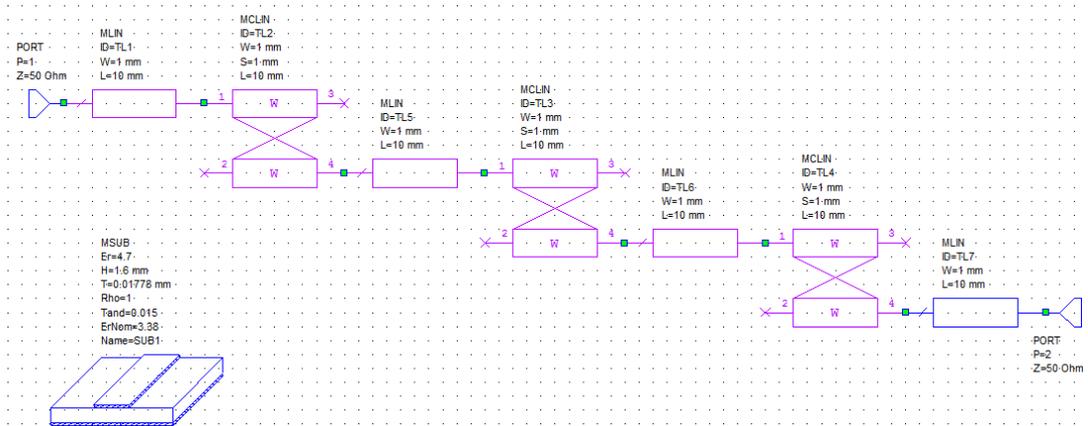
**Figura 46:** Acople de un filtro ideal  
**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

Con estas referencias creo un nuevo desing proyect y diseño el filtro con características similares a las indicadas anteriormente para posterior la realización de cálculos necesarios para el diseño del filtro pasa-banda a 2.4 GHz.

Colocar puertos de entrada y salida a 50 Ohm insertar 4 MLIN (microstrip) y 3 acoples de impedancias MCLine (líneas de acople) y MSUB(Substrato). Ingresar los datos del substrato de baquelita:

Los elementos ingresados en el proyecto de AWR se muestran en la figura 47 con los terminales a 50 ohmios, todo esto previo al ingreso de los valores que se obtendrá más adelante.

Cada elemento ingresado en el circuito tiene un valor asignado por defecto del programa.



**Figura 47:** Diagrama de conexión de líneas de TX en AWR

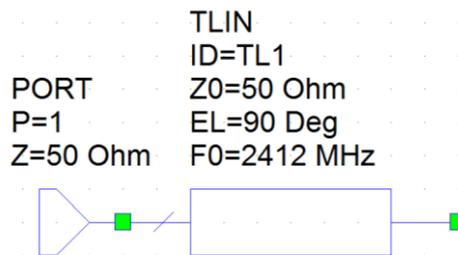
**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

En otro diseño ingreso los elementos de acople con únicamente 3 CLIN, 2 TLIN y 2 PORT todo esto para cálculos de líneas acopladas de la figura 47.

Una vez colocados los elementos se procede a ingresar los valores de la tabla 3. Se ingresa los valores en cada línea la que corresponde el diseño.

### TLIN 1 y 2

La figura 48 muestra la conexión de la línea de transmisión a un puerto de 50 ohmios con valores nominales y frecuencia central de 2.412 GHz. En el diagrama son ingresados dos TLIN y PORT uno como puerto de entrada y otro en el puerto de salida del diseño.



**Figura 48:** Símbolo TLINE y Port de AWR

**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

**CLIN 1, 2, 3 respectivamente.**

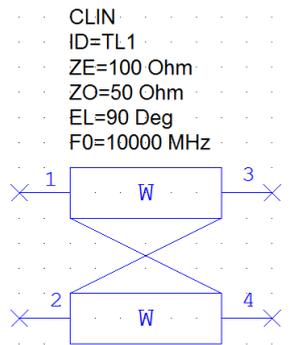
La figura 49 muestra el acople entre líneas para su posterior acoplo con valores nominales para la frecuencia de 2.412 GHz. Los valores a ser ingresados se muestran a continuación. Datos tomados de la tabla 3 respectivamente a cada acople CLIN.

$Z_e=69.8131$     $Z_o=35.8099$

$Z_e=56.1346$     $Z_o=44.5358$

$Z_e=69.8136$     $Z_o=35.8096$

Para que el acople sea mas exacto se realizaron los cálculos con la utilizacion de 4 díjitos de los valores de las impedancias características.

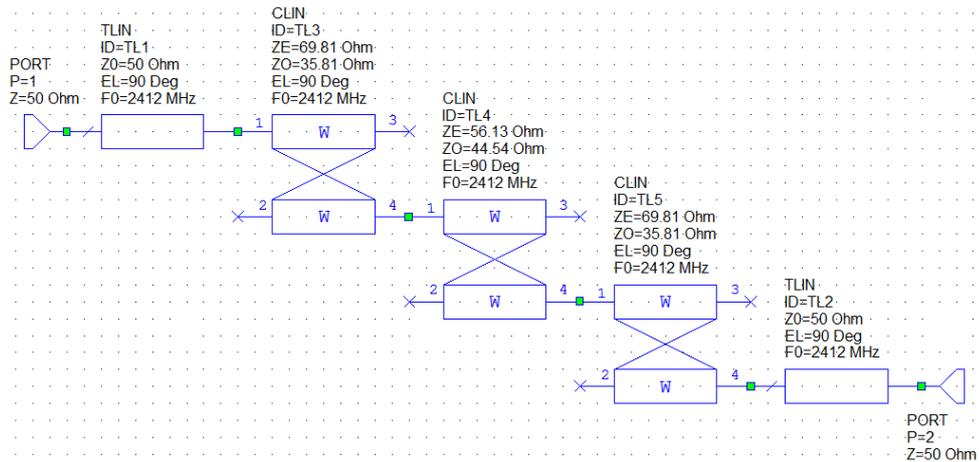


**Figura 49:** Símbolo CLINE de AWR con datos nominales del programa.

**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

Los valores mostrados en las figuras anteriores aún no son lo correspondientes al filtro el cuál se está diseñando ya que solamente se está dando forma a un filtro ideal de segundo orden con valores nominales asignados por el programa, los valores adecuados se ingresará más adelante con sus respectivos cálculos de acuerdo a los parámetros especificados para el diseño del filtro a 2.4 GHz.

En la Figura 50 se muestra el diagrama de acoples terminado con los valores calculados cuyos resultados se encuentran registrados en la tabla 3, con esto completo en AWR se corre la simulación del programa para visualizar los resultados obtenidos.

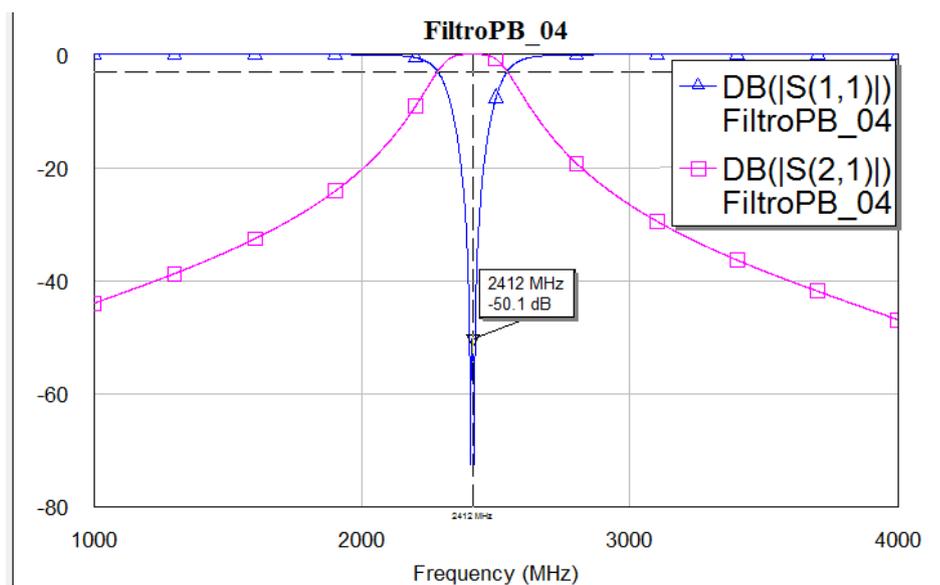


**Figura 50:** Diseño general de los acoples en AWR  
**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

En AWR se crea un NEW Graphs e ingreso los parámetros los cuales quiero graficar como son  $S(1,1)$  y  $S(2,1)$  en un rango de frecuencias de 1 a 10 GHz para poder visualizar si el filtro se encuentra en ese rango de frecuencias.

Teniendo los valores ingresados corro el programa para que se visualice la curva generada por los valores calculados del filtro.

La figura 52 muestra la curva emitida por el diagrama diseñado en AWR únicamente con los acoples ingresados de la tabla 3.



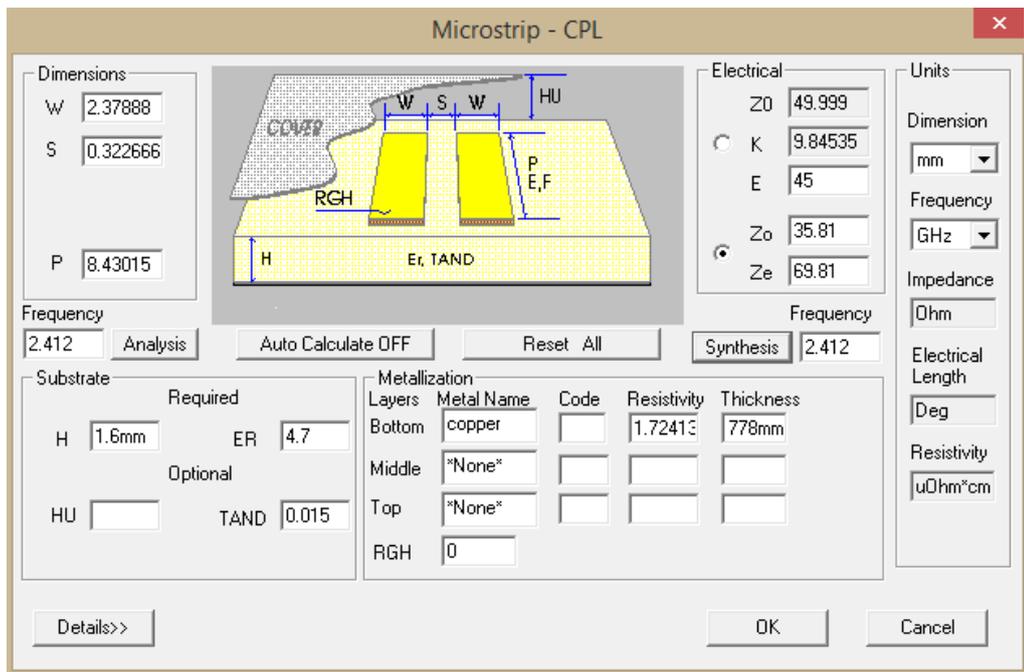
**Figura 51:** Curva del filtro pasa-banda a 2.412 GHz  
**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

Para el filtro de la figura 47 es necesario realizar más cálculos de acoplo entre las líneas de transmisión como son las cintas microstrip y las dimensiones que conformarán el filtro pasa-banda a 2.412 GHz. El cálculo de sus dimensiones tanto de largo como de ancho según los parámetros hallados del filtro en la tabla 3, para lo cual se apoyara en el programa Ansoft y su herramienta CPL.

Entonces en Ansoft abrir un documento y buscar:

Insert circuit desing ⇒FR4⇒circuit⇒TRL⇒microstrip⇒CPL⇒ok:

La figura 52 muestra la presentación de CPL de ansof en donde deben ser ingresados los datos característicos de la placa, la frecuencia del filtro y las impedancias de entrada y salida para el respectivo acople.



**Figura 52:** Cálculos de W, L y S en CPL Ansof  
**Fuente:** Diego Vizuete, Edgar Saca

El programa muestra los parámetros dimensionales que deben conformar las líneas de transmisión de los acoples que son:

- $Z_e = 69.8131$ ;  $Z_o = 35.8099$

$$W=2.37888; S=0.322666; P=8.43015$$

- $Z_e= 56.1346; Z_o=44.5358$

$$W=2.81963; S=1.79746; P=8.26538$$

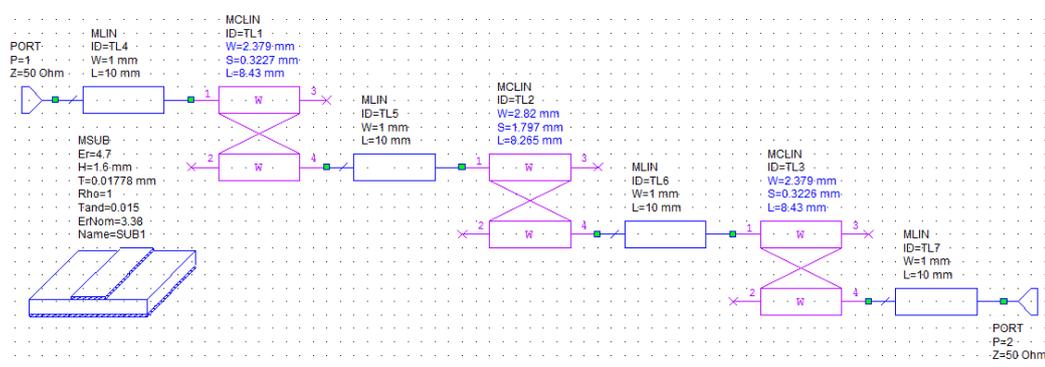
- $Z_e= 69.8136 ; Z_o=35.8096$

$$W=2.37872; S=0.322601; P=8.43018$$

Los valores obtenidos como ancho (W), separación (S), y largo (P) respectivamente deben ser ingresados en el diagrama del filtro creado al inicio en la figura 47.

### MCLIN 1, 2, 3 respectivamente.

En la figura 53 se muestra los datos obtenidos se encuentran ingresados en MCLIN y el diagrama se sigue completando con los datos que se van encontrando.



**Figura 53:** Datos ingresados de los acoples en AWR

**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

Luego de haber ingresado todo lo que falta es el acople entre impedancias características de las líneas de transmisión y para esto se procede a calcular el acople de impedancias de las MLIN con la siguiente formula:

En la figura 54 muestra dos tipos de impedancias a ser acopladas  $Z_1$  y  $Z_2$  para lo cual la impedancia de acople viene dado por la fórmula de  $Z_A$ .



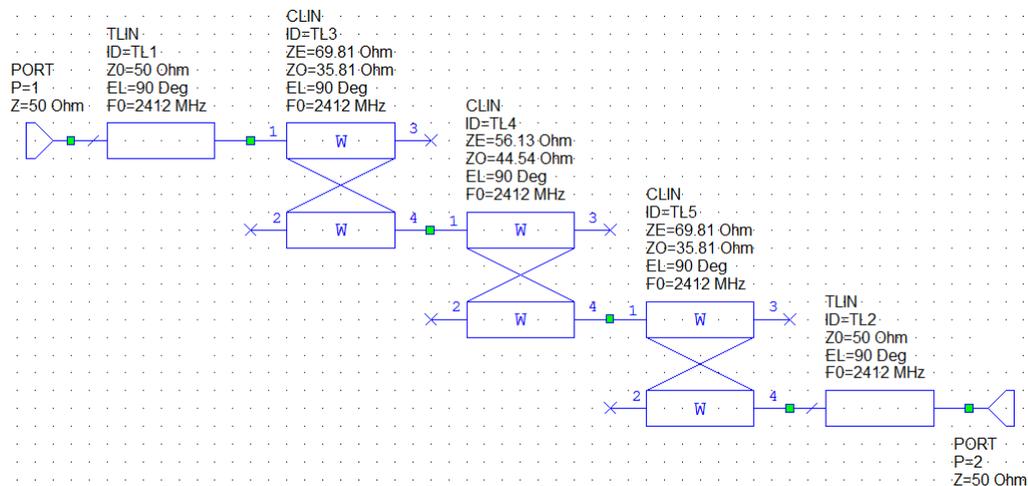
**Figura 54:** Esquema básico de acoplo.  
**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

Viene dada por la expresión:

$$Z_A = \sqrt{Z_1 * Z_2}$$

Con esto se obtiene el valor aproximado exacto de la impedancia característica que debe tener los acoples y poder hallar sus dimensiones con los datos de la tabla 3.

La figura 55 muestra los valores de impedancias para con ellos se calcule para cada acople un  $Z_A$  de acuerdo los valores preestablecidos anteriormente para los valores finales de los MLIN y los TLIN.



**Figura 55:** Diagrama de impedancias de cada CLIN en AWR  
**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

Los valores obtenidos deben ser utilizados nuevamente en otro proceso de cálculo ya que aún no se obtiene los valores dimensionales de las líneas microstrip.

Primer valor de  $Z_A = \sqrt{35.81 * 56.13} = 44.83$

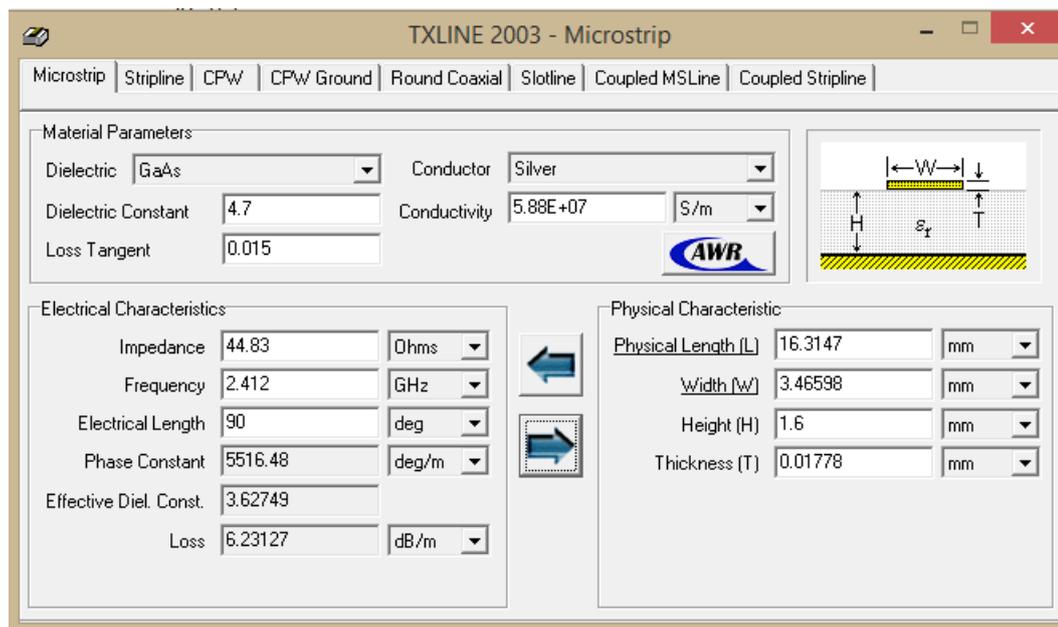
Segundo valor de  $Z_A = \sqrt{44.54 * 69.81} = 55.76$

Impedancia de entrada  $Z_A = \sqrt{50 * 69.81} = 59.08$

Impedancia de salida  $Z_A = \sqrt{35.81 * 50} = 42.31$

Calculadas las impedancias características del acople posterior en TXLINE ingreso estos valores para obtener el ancho (W) y largo (L) de la línea de transmisión.

La figura 56 muestra le herramienta de AWR TXLINE para el cálculo de los valores de ancho y largo de la línea de transmisión, en él está ya ingresado también las características del substrato de baquelita con la que se viene trabajando.



**Figura 56:** Plataforma de cálculo TXLINE

**Fuente:** Diego Vizuete, Edgar Saca

Los valores obtenidos de TXLINE son los necesarios para que las líneas de transmisión, brinden un filtro a una frecuencia central de 2.412 GHz.

$$Z_A = 44.83 \Rightarrow w = 3.46598; L = 16.3147$$

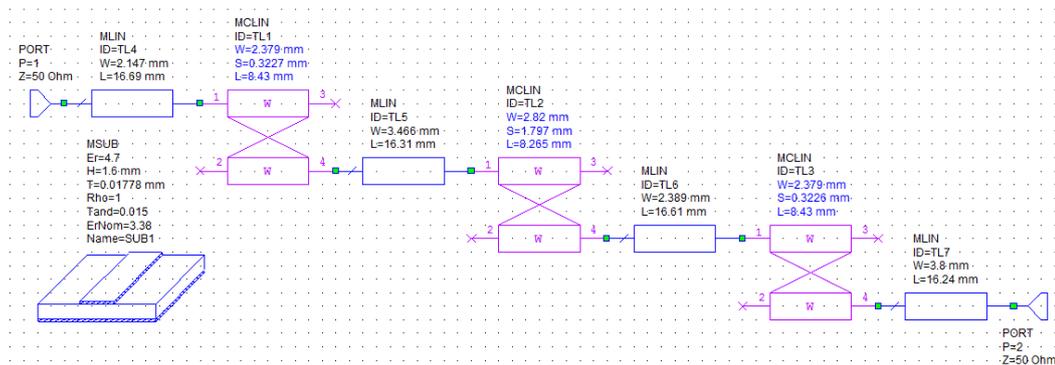
$$Z_A = 55.76 \Rightarrow w = 2.38904; L = 16.6094$$

$$Z_{in} = 59.08 \Rightarrow w = 2.14718; L = 16.6896$$

$$Z_{out} = 42.31 \Rightarrow w = 3.79978; L = 16.2393$$

Una vez obtenido los valores de ancho y largo de las líneas es necesario volver al diseño principal e ingresarlos para así seguir complementando el diseño del filtro.

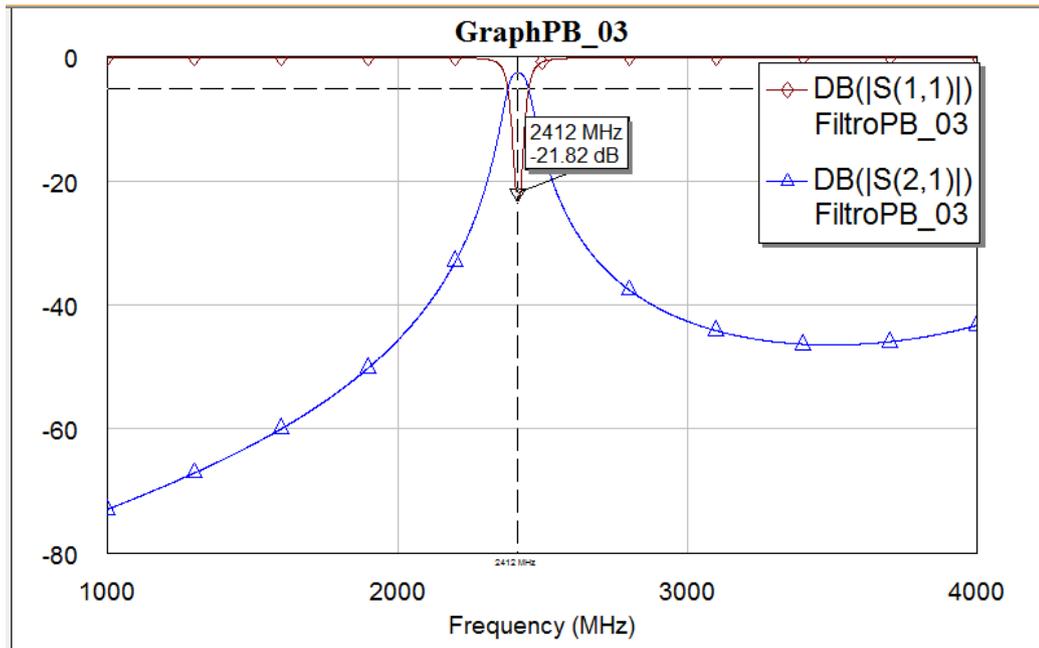
En la figura 57 se visualiza el diagrama principal del filtro con sus líneas de transmisión diseñadas a la frecuencia central de 2.412 GHz, aunque ya se encuentra con todos sus valores óptimos para la frecuencia nominal antes mencionada no se encuentra del todo completo ya que aún falta la optimización del filtro para su complemento con los resonadores dieléctricos.



**Figura 57:** Diagrama completo del filtro PB en AWR

**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

Con los valores completos en el diseño se procede a simular y así observar los resultados, en respuesta de frecuencia. Se obtiene la gráfica ingresando un rango menor al anterior, es decir el intervalo de gráfica de la curva del filtro será desde 1 a 4 GHz y los mismos parámetros de S (1,1) y S (2,1), el cual brinda mayor apreciación a los parámetros de la onda generada por el filtro en especial la frecuencia central.



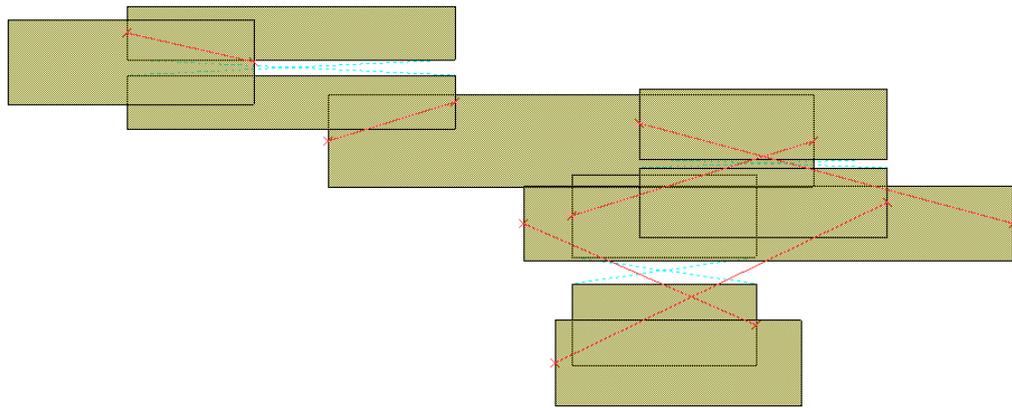
**Figura 58:** Respuesta del filtro con frecuencia central a 2.412 Ghz  
**Fuente:** Diego Vizquete, Edgar Saca

La figura 58 muestra el resultado del diseño de un filtro pasa-banda de orden 2 con valores obtenidos de la aproximación chebyshev y con su frecuencia central de 2.4 GHz.

Al obtener la gráfica de respuesta del filtro para los parámetros “S” que son 2. Los que se refieren a: El coeficientes de reflexión S11 y el de potencia S21. Los valores en las frecuencias de corte está cerca a los -3 db que es de un filtro ideal.

La plataforma del programa AWR también brinda la opción de poder generar el diagrama final del filtro en líneas de transmisión finales en el cual hay que ir complementando las líneas de trasmisión según lo asigne el programa ya que esté lo coloca a todas de manera aleatoria.

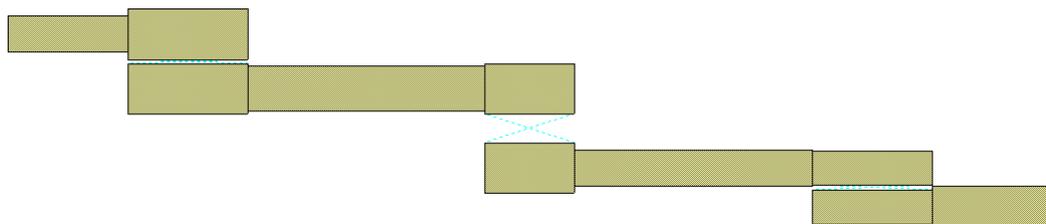
En la figura 59 muestra dichas líneas que deben ser arrastradas y reubicadas según correspondan el diagrama del filtro. No es dificultoso ya que el diagrama posee líneas guía de color rojo de donde tiene que ser colocada cada línea de transmisión



**Figura 59:** Líneas de Tx del filtro generado aleatoriamente.  
**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

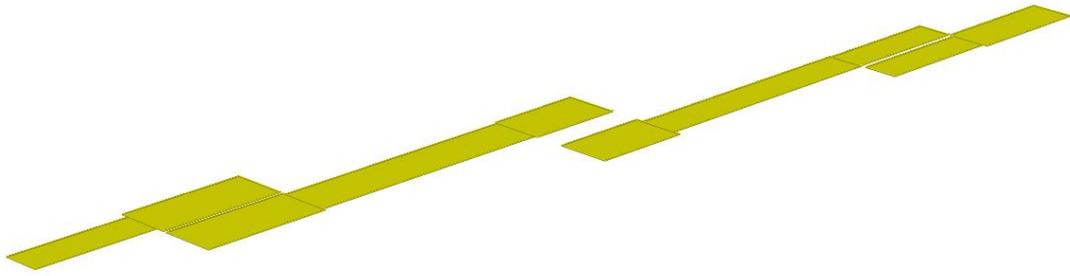
La figura 60 muestra el filtro con cada una de sus líneas microstrip ubicadas donde corresponden, obteniendo así el diagrama definitivo del filtro pasa-banda a 2.412 GHz.

En este punto del diseño el filtro está constituido de manera perfecta pero es imposible la colocación de los tres resonadores debido al poco espacio entre líneas de transmisión para lo cual optaremos por una alternativa de mejora del filtro con respecto a los resonadores.



**Figura 60:** Líneas de Tx del filtro reubicadas de forma correcta.  
**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca.

La figura 61 muestra el filtro en un plano 2D que permite una mejor apreciación de cómo va constituido encima de la placa de PCB FR-4/G10 previo a su implementación si el objetivo fuera únicamente la implementación de un filtro pasa banda a 2.4 GHz.



**Figura 61:** Plataforma de cálculo TXLINE  
**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

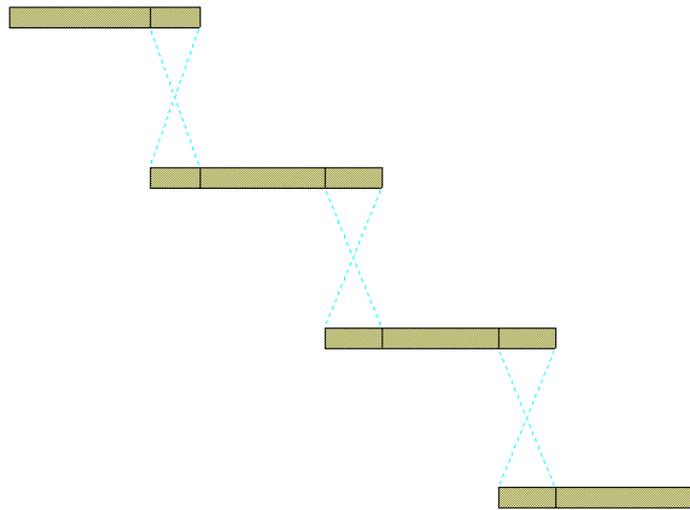
Aunque el diseño parece completo pues aún no está constituido en su totalidad ya que el propósito de este proyecto es que el filtro que ya está constituido y dado forma con las líneas microstrip además de sus características generales calculadas para su diseño posea varios resonadores dieléctricos, los cuales van a brindar una mayor ganancia en cada parte de las líneas acopladas y para esto el diseño obtenido debe ser optimizado a parámetros adecuados en sus líneas de transmisión, para hacer posible el acoplo del resonador dieléctrico sobre él filtro y así el proyecto pueda ser complementado y se obtenga mejores resultados de respuesta.

### **3.2.5. Optimización del filtro**

El programa AWR posee una característica particular la cual será útil para la optimización del filtro y es la opción optimizar (Tune) la cual permite variar los parámetros del filtro hasta que quede óptimo, con esta herramienta se modifica el parámetro s del filtro ya que es ahí donde será colocados los resonadores dieléctricos.

El valor adecuado de espacio entre el acople de la línea de transmisión es obtenido del diámetro del resonador con características de frecuencia a 2.412 GHz.

La figura 62 muestra el diseño final del filtro con el espaciado entre líneas de acople óptimo para el complemento con el resonador dieléctrico.



**Figura 62:** Lines de TX con parámetros del diseño modificado.

**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

Se debe tener en cuenta que existen varios tipos de conformaciones físicas de los filtros. Por facilidad en la construcción, ya que se trata de un filtro de altas frecuencias y un bajo ancho de banda, hace que los elementos reactivos que conforman en filtro sean muy pequeño en capacidades, por lo tanto deben desarrollarse por medio de la conjugación y aprovechamientos de las características de las microcintas. Estas pueden simular el trabajo de los elementos reactivos como capacitores e inductores.

## **CAPITULO IV.**

### **4. DISEÑO GENERAL E IMPLEMENTACIÓN**

Previo a la implementación del filtro con resonadores dieléctricos a una frecuencia de 2.4 este es simulado en HFSS (High Frequency Structure System) es un software de alto rendimiento para el diseño, modelación y simulación de estructuras en 3D creado para altas frecuencias. Permite el estudio electromagnético de modelos a través del método de elementos finitos y mallas adaptativas, facilitando además la visualización del comportamiento de las ondas electromagnéticas por medio de herramientas interactivas y dinámicas.

El objetivo de esta simulación es visualizar como sería el prototipo a implementar tanto el filtro como los resonadores y juntos en un solo sistema funcional en 3D para su mejor apreciación y su posterior implementación con los materiales escogidos en el proyecto.

Los parámetros los cuales el filtro va a ser conformado son:

- Pasa banda Chebyshev de segundo orden.
- Frecuencia central de 2.412 GHz.
- Frecuencia de corte inferior de 2.401 GHz
- Frecuencia de corte superior de 2.421 GHz
- Ancho de banda de 22 MHz.
- Atenuación de la banda de paso de 20 dB.

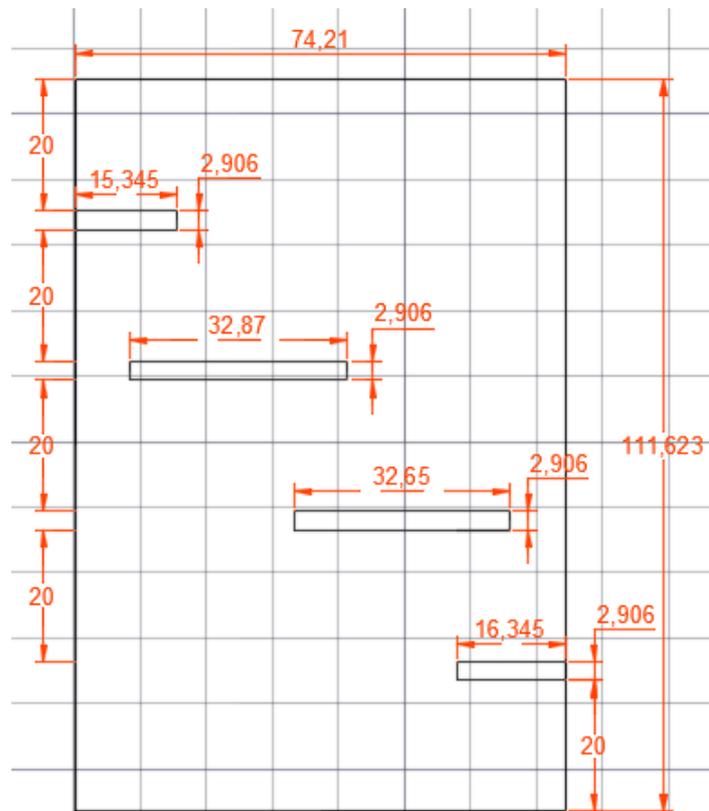
#### **4.1. DISEÑO GENERAL DEL FILTRO.**

Para el diseño general en HFSS se debe realizar un gráfico general con las medidas antes calculadas tanto de los resonadores dieléctricos como del filtro ya que este programa necesita de esos valores para poder simularlos. Y para estas se ingresó el

diseño en el entorno gráfico del programa AutoCAD el cual va a facilitar al momento que se daba implementar el filtro en la placa.

#### 4.1.1. Medidas del filtro.

En la figura 63 es mostrado cada uno de los valores de las líneas microstrip que conforman el filtro todo esto dentro de un cuadro cuyas medidas lleguen hasta el contorno de los puertos de 50 ohmios.

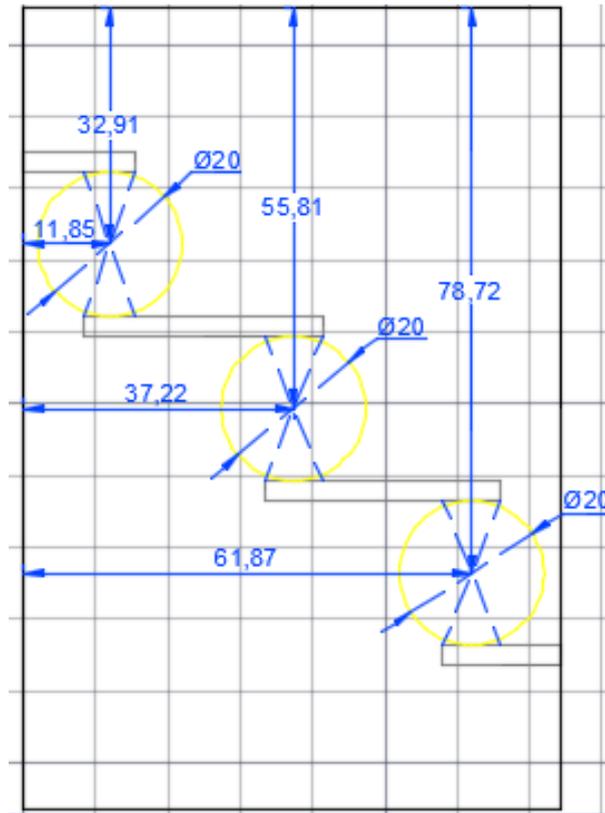


**Figura 63:** Magnitudes de líneas microstrip del filtro en AutoCAD.

**Fuente:** Diego Vizuetete, Edgar Saca

#### 4.1.2. Medidas del resonador.

En la figura 64 se observa las dimensiones de los resonadores dieléctricos, como todos están oscilando a la frecuencia de 2.412 GHz entonces poseen las mismas dimensiones, es por eso que los valores del gráfico son en referencia al centro de ellos y sus diámetros para una mejor referencia al momento de simularlos en HFSS.



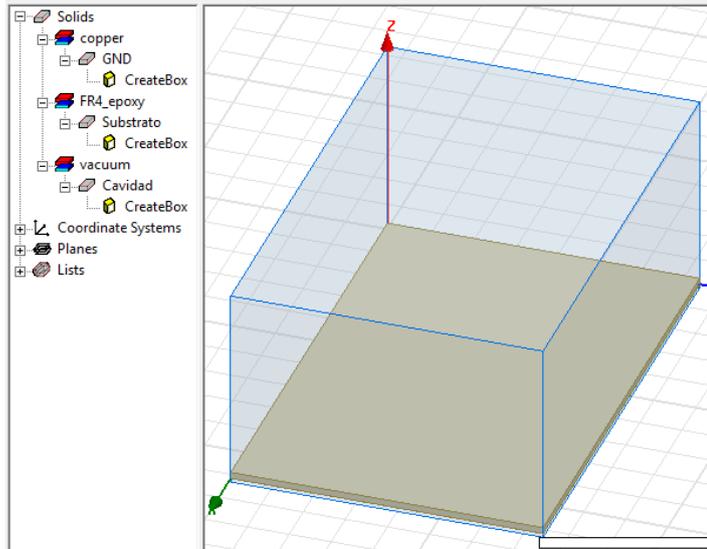
**Figura 64:** Magnitudes de los resonadores en AutoCAD.  
**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

El ingreso del diseño del filtro con resonadores en el entorno gráfico de AutoCAD facilita en gran manera al momento de la simulación en el programa HFSS y a su vez facilidad al momento de la impresión del diseño para la creación de la placa de circuito impreso.

#### 4.1.3. Simulación en HFSS

En HFSS lo primero a realizar es la creación de un proyecto con Insert HFSS Desing y empezar a ingresar las figuras según las medidas de la figura 63 asignando el material adecuado.

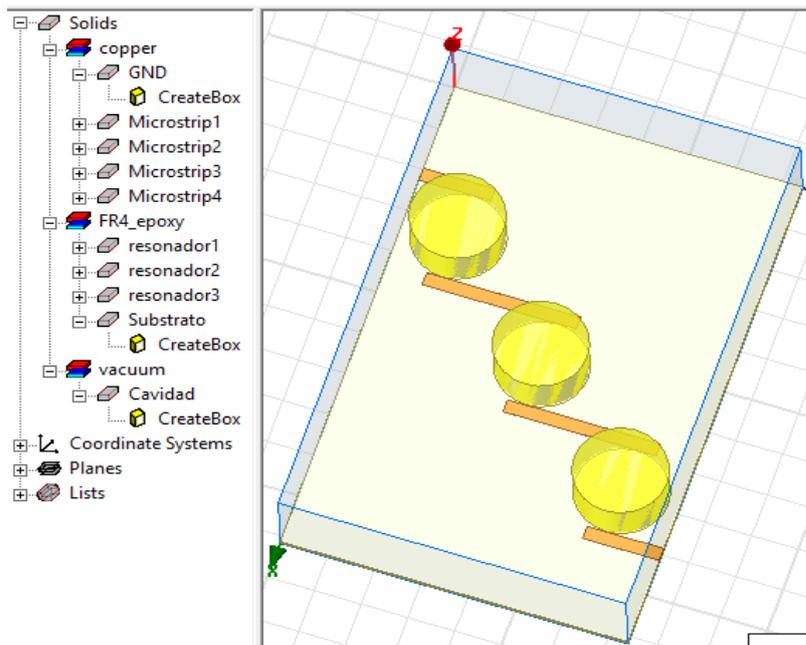
En la figura 65 muestra la primera parte de la simulación donde está conformada por la cavidad que representa la caja por la cual va a estar protegido el filtro con sus resonadores, en general todo el proyecto implementado se va hallar dentro de ella.



**Figura 65:** Cavidad, Sustrato, Y GND simulados en HFSS  
**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

En la parte izquierda de la figura 65 esta detalles de cada uno de los elementos ingresados en el programa como es la baquelita (FR4) cuyas características del material ya han sido configuradas y a su vez la parte inferior que está conformado por una capa de cobre la cuál es GND.

A cada una de estas es asignado un color para su mejor apreciación.



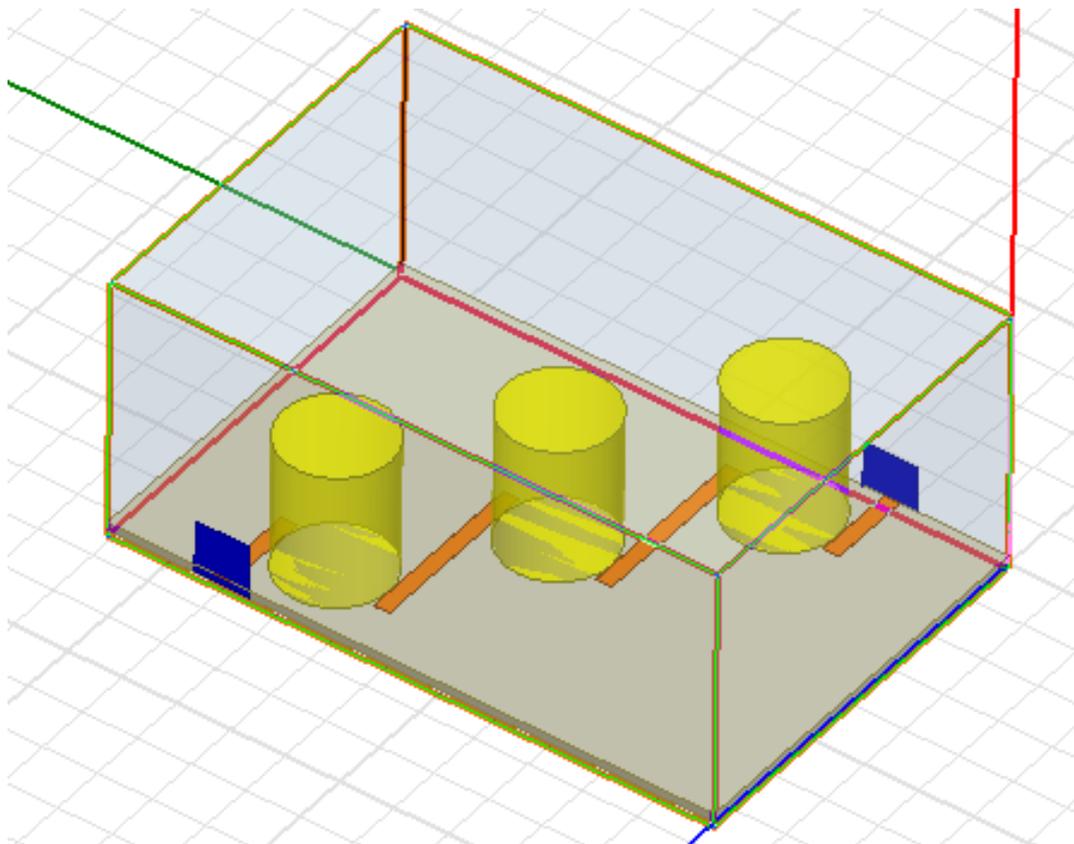
**Figura 66:** Resonador con líneas de Tx simulados en HFSS  
**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

En la figura 66 la simulación ya se encuentra conformado con las líneas de transmisión junto con los resonadores complementando el diseño.

En este caso para la frecuencia en la cual esta trabajando el filtro y los resonadores es de 2.412 y los valores del resonador son  $h=25.61$ ;  $r=10$ . El posicionamiento del resonador debe ser preciso tomando los valores de la figura 64.

Para la culminación del diseño el diagrama debe contar con puntos de excitación y para esto se debe ingresar dos WAVE PORT uno a cada extremo del filtro y configurarlos como puntos de excitación.

En la figura 67 muestra el diseño completo y listo para su implementación con las medidas optimas de cada uno de sus elementos.

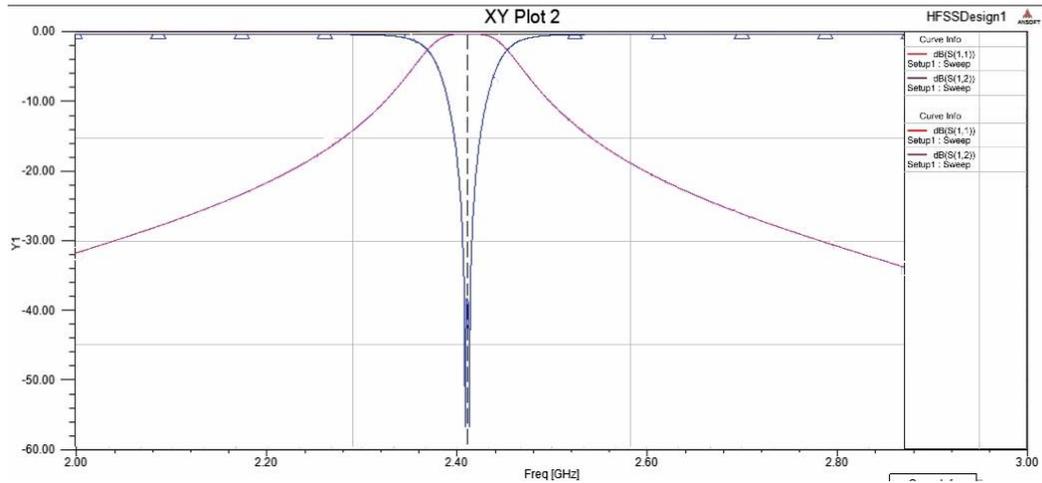


**Figura 67:** Resonador con líneas de Tx simulados en HFSS

**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

#### 4.1.4. Respuesta del filtro Simulado.

Al obtener las gráficas de respuesta del filtro simulado en HFSS para los parámetros “S” que son S (1,1) y S (2,1). Los que se refieren al coeficiente de reflexión y el de potencia, Para la simulación se asignan un intervalo de 2GHz a 3GHz, los valores en las frecuencias de corte está cerca a los -3 db que es de un filtro ideal.



**Figura 68:** Respuesta del filtro simulados en HFSS  
**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

Se debe de escoger bien el intervalo de frecuencias para el cual se debe hacer la simulación. Debido a que la frecuencia central del filtro pasa-banda es de 2.4 GHz, se tiene que el coeficiente de reflexión para esta frecuencia debe ser el menor posible.

Cuando se analizan los resultados de la simulación se comprueba que se han obtenido los parámetros fundamentales que se declaran para realizar el diseño del filtro y se recuerda que son los siguientes:

Frecuencia central: 2.4 GHz

Ancho de banda BW = 22 MHz (Frecuencia de trabajo de Wi-Fi)

Frecuencia suprimida:  $f_s$  = de acuerdo al canal a trabajar, por el BW de 22mhz, se trabajara en el canal 6.

Atenuación máxima en la banda de paso = 3dB

Atenuación mínima en la banda de rechazo = 20dB.

## 4.2. Montaje de los dispositivos.

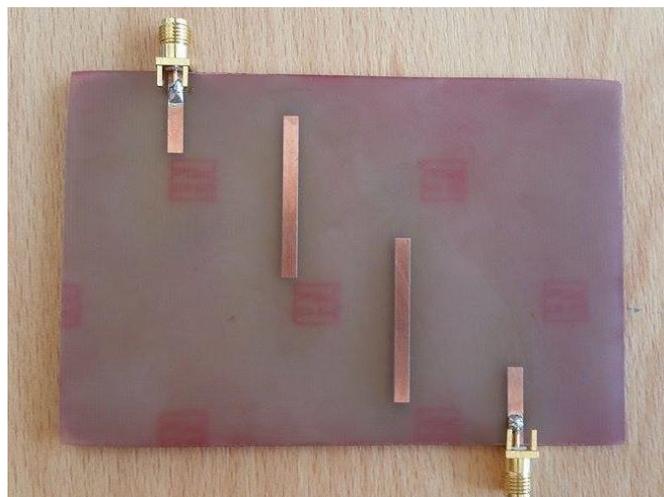
Cómo los dispositivos que conforman el proyecto fueron elaborados por separado de igual manera se empezará con la construcción del filtro y luego la del resonador dieléctrico y por último la unión de los dos elementos para la conformación del diseño final del proyecto.

Como ya se explicó en epígrafes anteriores para evitar interferencias electromagnéticas y tener una muy buena respuesta del filtro todo esto debe ir dentro de una caja de aluminio con una tapa del mismo material. El filtro debe ir sujeto a la parte inferior interna de la caja y sus conectores SMA deben sobresalir de las paredes laterales de la misma para las pruebas pertinentes.

### 4.2.1. Montaje del filtro

Una vez ya constituido el filtro e ingresado sus valores en AutoCAD es mucho más fácil imprimir el diagrama y colocarlo en el sustrato de baquelita. Colocar la placa en el ácido (cloruro férrico) el tiempo suficiente y debe ser retirada la placa con el debido cuidado para no dañar las líneas.

En la figura 69 muestra la placa con las líneas microstrip en las cuales debe ser colocado los resonadores dieléctricos.



**Figura 69:** Placa impresa

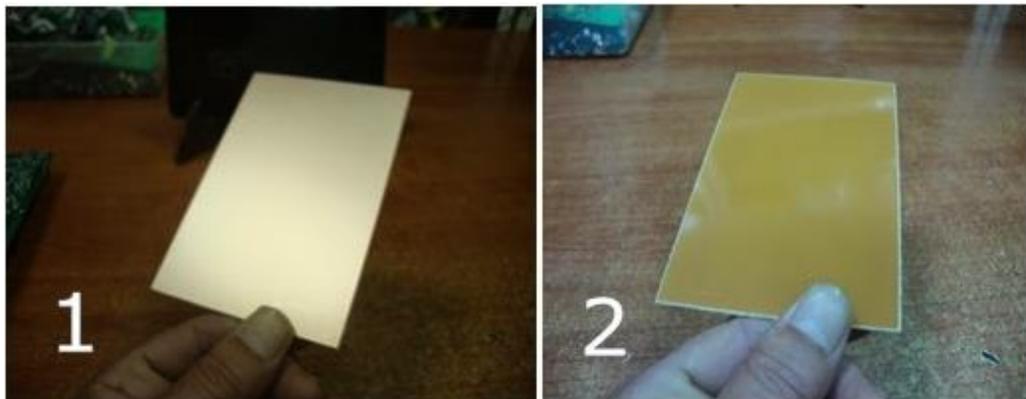
**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

En los puertos de entrada y salida del filtro deben ir soldados dos conectores SMA con su parte central del conductor en la línea de transmisión y los terminales de tierra a la parte inferior de GND de la placa.

#### 4.2.2. Implementación del resonador dieléctrico.

Para la elaboración del resonador dieléctrico se realizó con una placa de baquelita eliminada su recubrimiento de cobre porque lo que se va a utilizar en la implementación es el material dieléctrico que conforma este.

En la figura 70 muestra la placa del substrato de baquelita antes de la eliminación del cobre y posterior de haber sido introducida en el ácido simplemente queda el material dieléctrico constituido de fibra de vidrio.



**Figura 70:** PCB FR4/G10 1) con cobre 2) sin cobre

**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

Este material debido a sus propiedades dieléctricas es un excelente dieléctrico por lo cual es muy útil para que el filtro con los tres resonadores sea ideal.

La placa de fibra de vidrio debe ser sometida a cortes en forma circular para la formación de un cilindro deberá ser cortado los suficiente círculos hasta llegar a la altura calculada para la frecuencia de resonancia de 2.412 GHz.

Radio = 10mm

Altura del resonador = 25mm

En total deben ser cortados alrededor de 15 por cada resonador ya que al ser colocados uno encima del otro darán forma a un cilindro resonador dieléctrico.

Los círculos deben ir pegados uno tras otro alineadamente y para asegurar su uniformidad debe ser pulido con una lija para que unidos tomen una misma dimensión.

En la figura 71 muestra varios círculos que fueron cortados del material FR4 substrato de baquelita y la formación de los resonadores antes de ubicarlos en el filtro.



**Figura 71:** Cortes de círculos para formar un cilindro.

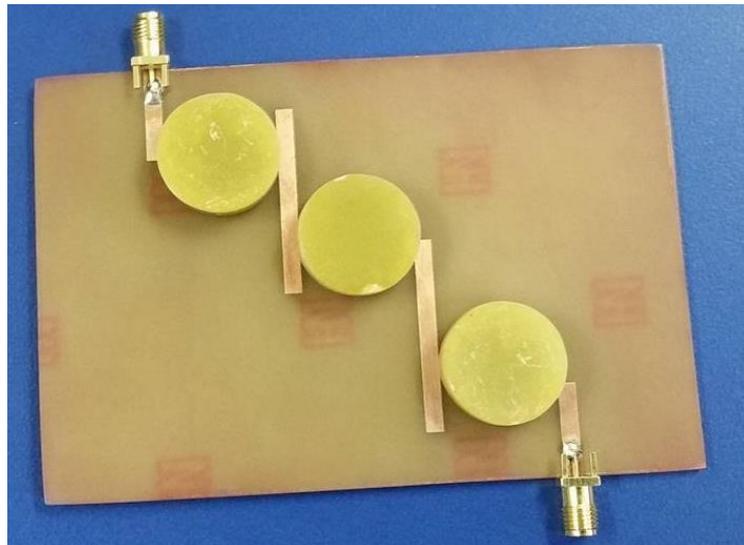
**Fuente:** Diego Vizuet, Edgar Saca

#### **4.2.3. Implementación de los resonadores con el filtro.**

Luego de la elaboración de los dos elementos que conforma el proyecto a continuación deben ser unidos de manera exacta con las medidas antes calculadas las cuales se encuentran en la figura 64 de no ser así la frecuencia puede variar no en gran cantidad pero esto puede llevar a que el filtro no sea el ideal el cual se ha calculado.

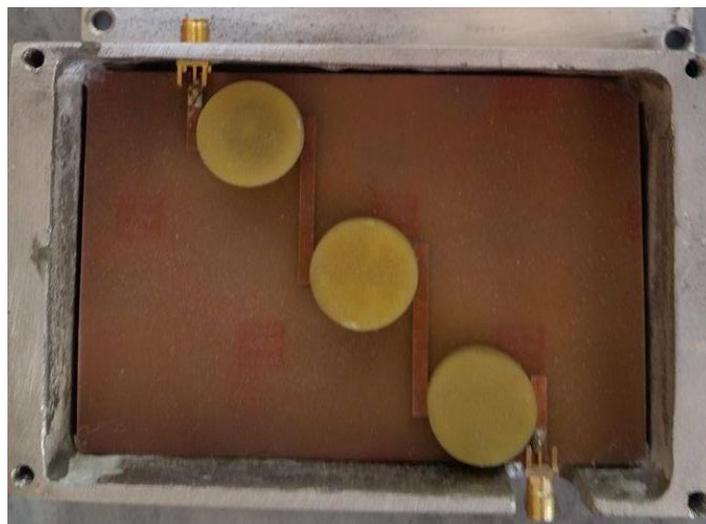
Respecto a la ubicación de cada resonador dieléctricos, debe colocarse el primer y tercer resonador en las líneas de entrada y salida respectivamente dichos medidas se fijaron en  $\lambda/4$ , mientras que los dos talones intermedios se fijaron en  $7\lambda/4$ , donde  $\lambda$  es la longitud de onda.

En la figura 72 y 73 muestra los elementos resonantes junto al filtro todo conformando un solo elemento con una frecuencia de oscilación de 2.4GHz dentro de una caja compuesta de aluminio.



**Figura 72:** Filtro junto con los resonadores dieléctricos.

**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca



**Figura 73:** Filtro junto con los resonadores dieléctricos.

**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

#### 4.2.4. Implementación de cable de conexión del filtro.

Para la realización de pruebas con el filtro es necesario la elaboración de un cable cuyos terminales puedan acoplarse a los terminales del filtro, para esto como en el filtro se utilizó conectores SMA macho y hembra respectivamente uno a cada lado el cable debe tener de igual manera estos dos elementos.

Para esto se utiliza un cable conductil RG-58 de 50 Ohmios con sus respectivos terminales y para la seguridad del conector deben ser sujetados con un pedazo de cinta termo contraíble en cada extremo del cable.

En la figura 74 se observa el cable realizado con sus respectivos terminales para el acoplo con el filtro.



**Figura 74:** Cable rg-58 con terminales SMA.

**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca

## CAPITULO V

### 5. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En el presente capítulo se procederá al análisis de los resultados obtenidos del filtro con resonadores dieléctricos. También se procederá hacer el análisis de los resultados alcanzados.

Se presentaran los resultados de las pruebas que se le realizaron al filtro con resonadores dieléctricos, con las características fundamentales como frecuencia central de 2.412 GHz, ancho de banda de 22 MHz (de comunicación del estándar Wifi), con atenuación de la banda de paso de 3 dB y atenuación mínima de la banda de rechazo de 20 dB.

#### 5.1. Pruebas de funcionamiento.

Con el filtro ya construido el paso siguiente es verificar su correcto funcionamiento a través de las pruebas correspondientes, esto se lo realiza conectando la entrada de la tarjeta de red a la PC 1, de la salida de la antenna al puerto 1 del filtro, del puerto 2 a la antenna de la red inalámbrica de recepción Wi-Fi, tal como indica la figura 75.

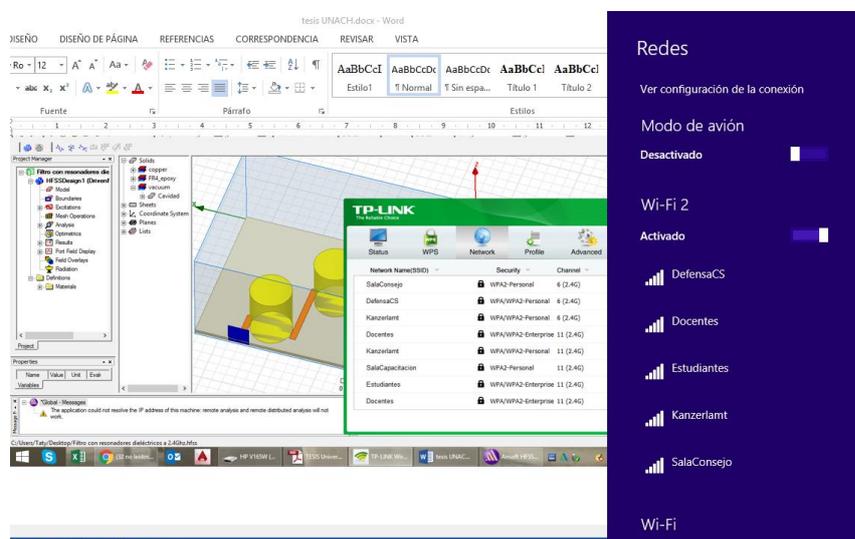


**Figura 75:** Conexión del filtro con DR y la tarjeta de red inalámbrica.

**Fuente:** Diego Vizúete, Edgar Saca.

El administrador de redes de la tarjeta inalámbrica ayudara a observar que redes son las que pasan por el filtro y cuales se eliminan. De establecerse la comunicación y el envío de datos quedaría demostrado que el filtro cumple con todos los requerimientos que se ha propuesto en los objetivos planteados.

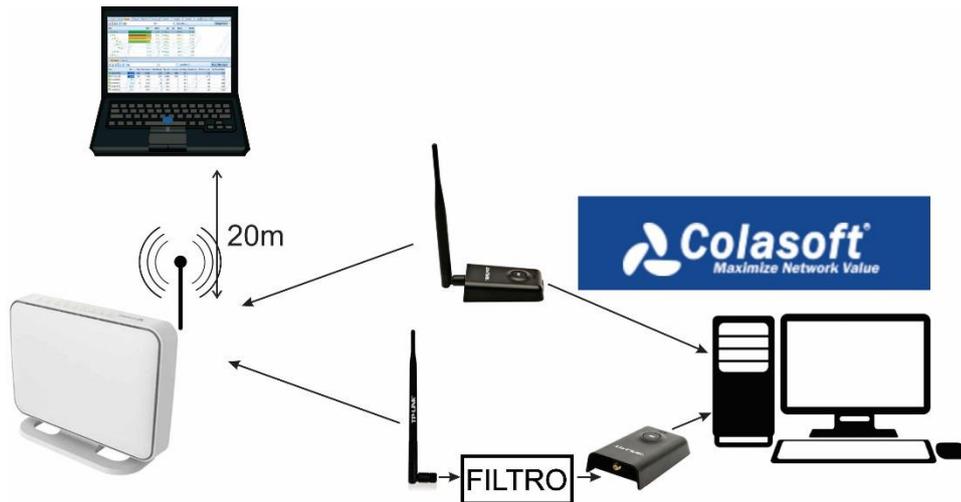
Al conectar la tarjeta de red inalámbrica junto con el filtro automáticamente se visualizan las redes que se encuentran disponibles para su conexión, En la figura 76 se muestra las redes que están listas a conectarse en WI-FI 2 que corresponde a la tarjeta TP-Link.



**Figura 76:** Red mostrada de la tarjeta de red inalámbrica con el filtro DR.  
**Fuente:** Diego Vizúete, Edgar Saca.

Para las primeras pruebas debe formarse una pequeña red para compartir archivos entre dos computadoras, cada una de ellas deberá estar configurada con una ip para que exista comunicación entre las dos, esto se comprueba en la línea de comandos CMD y haciendo ping se visualiza la transmisión de paquetes, de estar bien configurado no existirá inconvenientes de conexión.

La red está conformado con un modem particular el cual va a estar conectado mediante la tarjeta de red inalámbrica a un computador de escritorio en dos escenarios distintos una conexión con filtro y la otra sin filtro y de igual manera una laptop deberá conformar la red de manera inalámbrica a una distancia moderada como se muestra en la figura 77.



**Figura 77:** Conexión de la tarjeta de red inalámbrica con y sin filtro.  
**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca.

La pc de escritorio debe tener instalado el driver de la tarjeta de red inalámbrica para la visualización de las redes del entorno para una posterior conexión inalámbrica. También debe tener el programa Colasoft Analyzer para el monitoreo de los parámetros de transmisión y recepción de paquetes y a su vez la velocidad de transmisión.

También se configuró el modem con una red inalámbrica de nombre filtro para que esta pueda ser diferenciada con el resto y no tener problemas con identificarla.

## 5.2. Pruebas sin filtro y con filtro.

La conexión para realizar una prueba de funcionamiento sin filtro se muestra en la figura 76 con la conexión directa con la red creada previamente.

Para la prueba una vez que se encuentran conectadas las pc's se crea un grupo de trabajo para poder compartir archivos. La una Pc va a ser el transmisor y la Pc a la cual está vinculada la tarjeta de red inalámbrica va a ser el receptor.

La prueba que se realiza es solo utilizando la tarjeta de red inalámbrica sin la implementación del filtro. A través del software COLASOFT se puede visualizar principalmente el tiempo, y la velocidad de transmisión de paquetes de datos

transmitidos. Y posterior a eso se va a visualizar la variación que van a tener todas estas transmisiones, cuando se le conecte el filtro a la tarjeta de red. En general los efectos que se observan con la conexión del filtro es que, tanto la velocidad y el tiempo de transmisión deben de sufrir cambios. En este caso se conecta el filtro con resonadores dieléctricos, respectivamente propuesto en el trabajo.

### 5.2.1. Pruebas con y sin filtro trasmitiendo de PC a PC.

La prueba siguiente consiste en realizar una transmisión de datos a través de la red Wifi entre las dos PC's, en el grupo de trabajo creada previamente, donde inalámbricamente se va a transmitir datos por la red FILTRO, la una PC es el transmisor y la otra receptor, el receptor va a estar unida a la tarjeta inalámbrica TP-LINK, el filtro estará conectado entre la antena y el TP-LINK para lograr la comunicación entre las PC's y así poder medir los diferentes parámetros como son: velocidad de Tx y Rx, tiempo, paquetes de Tx y Rx.

Como ya se mencionó se utiliza el software COLASOFT. Para comparar las transmisiones de datos ya sean estas sin filtro y con el filtro, de esta prueba se destacan algunos valores.

En la tabla 4 se presentan los parámetros significativos de las señales que establecen la transmisión de datos entre las dos PC.

**Tabla 4:** Tabla de valores de la transmisión de datos con y sin filtro.

<b>Pruebas</b>	<b>Tiempo (s)</b>	<b>Paquetes Tx (MB)</b>	<b>Paquetes Rx (MB)</b>	<b>Velocidad de Tx (bps)</b>	<b>Velocidad de Rx (bps)</b>
<b>Escenario A</b>	06:28,8	57.696	67.22	432.000	432.000
<b>Escenario B</b>	01:36,1	54.305	64.43	512.00	512.00

Para esta tabla se creó un escenario de prueba A que es sin filtro, y un escenario de prueba B que es con filtro.

La velocidad de transmisión con el filtro es mayor que la que se tiene sin el filtro. Debido a que se eliminan o neutralizan los canales que pueden causar interferencia en una transmisión normal, ya que el filtro solo deja pasar el canal 1 entonces se reduce la interferencia, y por lo tanto la velocidad de transmisión aumenta.

El tiempo de transmisión de datos es menor con el filtro, porque el receptor ya no tiene que hacer la gestión de calificación del canal, pues solo va a pasar el canal 1.

### 5.2.2. Pruebas a través del software COLASOFT.

En la figura 78 se muestra un enlace punto a punto, donde permite conectar dos redes remotas como si fuera una misma, mediante un canal de comunicación inalámbrica.



**Figura 78:** Enlace punto a punto a una distancia de 100 mts.

**Fuente:** Diego Vizuite, Edgar Saca.

Esto permite la interconexión de las redes de dos ubicaciones o la extensión de la red de una ubicación a otra, permitiendo así el intercambio de archivos, videos.

En la tabla 5, se observa el tráfico total de un tiempo de 20 minutos, navegando en la red, descargas múltiples de videos en tiempo real.

**Tabla 5:** Datos del tráfico total del enlace punto a punto a 100 mts.

Nombre	Bytes (MB)	Packets	Bits/Seg (Mbps)	Bytes. Rec (MB)	Packets. Rec	Bytes Env (MB)	Packets Env	Bytes S/R	Packets S/R
<b>Escenario A</b>	738.834	756,804	3.049	720.995	512,213	15.839	224,591	0.02	0.4
<b>Escenario B</b>	375.497	380,838	1.085	365.617	247,079	7.880	113,759	0.02	0.39

### 5.3. Comparación de hipótesis.

Para la comprobación de la hipótesis se utilizó el método estadístico **CHI-CUADRADO**, para verificar el cumplimiento de la hipótesis que fue:

“El diseño e implementación de un filtro con resonadores dieléctricos a una frecuencia de 2.4 GHZ, permitirá la optimización del filtro con las características necesarias y los valores de frecuencia y el ancho de banda seleccionados”

#### **Hipótesis Nula:**

“El diseño e implementación de un filtro con resonadores dieléctricos a una frecuencia de 2.4 GHZ no significa que esto le ofrecerá mayor optimización del filtro”

#### **Variables.**

##### **Variable independiente.**

El diseño e implementación de un filtro con resonadores dieléctricos.

##### **Variable dependiente.**

Optimización del filtro.

Para aceptar o rechazar esta hipótesis se tomaron en cuenta dos escenarios, un escenario A, que es la medición de datos transmitidos sin filtro y un escenario B, que es la medición de datos transmitidos con la implementación del filtro.

En la tabla 6 muestra los valores obtenidos en cada uno de los escenarios en las cuales se realizaron las pruebas.

**Tabla 6:** Variables obtenidas en las pruebas.

	<b>Tiempo</b>	<b>Paquetes</b>	<b>Velocidad</b>	<b>Proporción Muestral (%)</b>
<b>Escenario A</b>	92,42	106,31	84,38	0,49
<b>escenario B</b>	100,00	100,00	100,00	0,51
<b>Total</b>	192,42	206,31	184,38	

Para obtener las frecuencias esperadas se multiplica el total de cada columna total de cada fila entre el total de fila y columna, dichos valores calculados se muestran en la tabla 7.

**Tabla 7:** Frecuencias esperadas.

	<b>Tiempo</b>	<b>Paquetes</b>	<b>Velocidad</b>
<b>Ambiente A</b>	93,43	100,17	89,52
<b>Ambiente B</b>	99,00	106,14	94,86

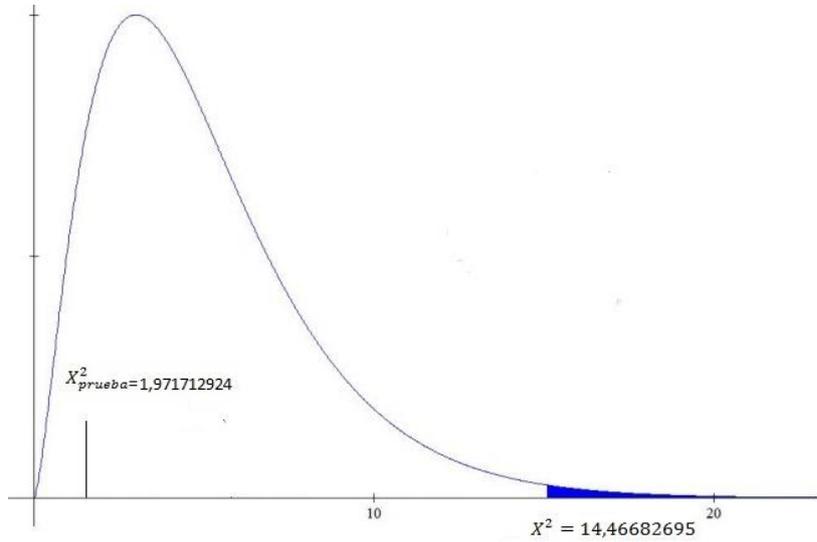
La tabla 8 muestra los valores obtenidos para nuestra comprobación de hipótesis a través del método de chi-cuadrado.

**Tabla 8:** Resultados del método estadístico chi-cuadrado.

	r	3
	k	3
<b>Grados de Libertad</b>	$(r-1)(k-1)$	4
<b>Nivel de significación</b>	$\alpha$	0,005
<b>ji Cuadrado</b>	X <sup>2</sup>	14,46682695
<b>Probabilidad</b>	P	0,0740961824
<b>X<sup>2</sup>Prueba</b>		1,971712924

### Grafica de aceptación del chi-cuadrado

En la figura 79 se muestra la prueba ji cuadrado requiere la comparación del  $X^2_{prueba}$  con el  $X^2_{tabla}$ . Si el valor estadístico de prueba es menor que el valor tabular, la hipótesis aceptada, caso contrario, es rechazada.



	0,995	0,990	0,975	0,950	0,900	0,750	0,500	0,250	0,100	<b>0,050</b>	0,025	0,010	0,005
1	0,000	0,000	0,001	0,004	0,016	0,102	0,455	1,323	2,706	3,841	5,024	6,635	7,879
2	0,010	0,020	0,051	0,103	0,211	0,575	1,386	2,773	4,605	5,991	7,378	9,210	10,597
3	0,072	0,115	0,216	0,352	0,584	1,213	2,366	4,108	6,251	7,815	9,348	11,345	12,838
4	0,207	0,297	0,484	0,711	1,064	1,923	3,357	5,385	7,779	9,488	11,143	13,277	14,860
5	0,412	0,554	0,831	1,145	1,610	2,675	4,351	6,626	9,236	11,070	12,833	15,086	16,750
6	0,676	0,872	1,237	1,635	2,204	3,455	5,348	7,841	10,645	12,592	14,449	16,812	18,548
7	0,989	1,239	1,690	2,167	2,833	4,255	6,346	9,037	12,017	14,067	16,013	18,475	20,278
8	1,344	1,646	2,180	2,733	3,490	5,071	7,344	10,219	13,362	15,507	17,535	20,090	21,955
9	1,735	2,088	2,700	3,325	4,168	5,899	8,343	11,389	14,684	16,919	19,023	21,666	23,589
10	2,156	2,558	3,247	3,940	4,865	6,737	9,342	12,549	15,987	18,307	20,483	23,209	25,188
11	2,603	3,053	3,816	4,575	5,578	7,584	10,341	13,701	17,275	19,675	21,920	24,725	26,757
12	3,074	3,571	4,404	5,226	6,304	8,438	11,340	14,845	18,549	<b>21,026</b>	23,337	26,217	28,300

**Figura 79:** Método estadístico chi-cuadrado

**Fuente:** Diego Vizuet, Edgar Saca

De acuerdo a este resultado se obtuvo que el  $X^2_{tabla}$  es mayor que el  $X^2_{prueba}$  lo cual lleva a aceptar la hipótesis de trabajo y rechazar la hipótesis nula; es decir: “El diseño e implementación de un filtro con resonadores dieléctricos a una frecuencia de 2.4 GHZ no significa que esto le ofrecerá mayor optimización del filtro.

## CAPITULO VI

### 6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Para concluir este Proyecto Fin de Carrera se exponen las conclusiones y recomendaciones obtenidas a lo largo de todo el trabajo.

#### 6.1. CONCLUSIONES

- Se diseñó e implemento un filtro con resonadores dieléctricos a una frecuencia de 2.4GHz para el laboratorio de microondas de la Universidad Nacional de Chimborazo utilizando.
- Para la elaboración de los diseños se han utilizado distintos métodos analíticos y numéricos con el fin de obtener una visión lo más completa posible del comportamiento del filtro con DR.
- El primer diseño ha consistido en la construcción del filtro paso banda destinado a operar en la banda de frecuencias del sistema WI-FI. A partir de las especificaciones se pretendía conseguir un filtro con respuesta Chebyshev, de orden 2, con un ancho de banda de 2.412 GHZ.
- El segundo diseño ha constituido en la construcción del resonador dieléctrico en el modo HE11 para una misma frecuencias de resonancia como es la de 2.412 GHZ.
- El estudio de circuito final buscaba tanto el diseño como la implementación física del filtro, acompañada de una evaluación práctica.
- Dependiendo de las características del material dieléctrico en especial de la constante dieléctrica se da el tamaño del resonador.

- Si aumenta la constante dieléctrica, aumenta la impedancia de entrada; por el contrario, la frecuencia de resonancia disminuye. Es importante saber que el ancho de banda es inversamente proporcional a la constante dieléctrica.

## **6.2. RECOMENDACIONES.**

- Es de mucha importancia realizar el diseño del filtro y resonador por separado ya que cada uno posee características particulares las cuales son muy importantes para cada sistema
- El software COLASOFT es muy bueno a la hora de realizar pruebas de transmisión y recepción de paquetes pero también es recomendable realizar más pruebas con otro software o sistema para así llegar a resultados más definidos.
- El material elegido con el cuál se da forma al resonador dieléctrico es muy importante ya que cada uno tiene propiedades diferentes como la permitividad con la cual puede las dimensiones del resonador pueden variar mucho.
- El filtro con resonadores dieléctrico es un dispositivo con muy buena respuesta y no es la única manera por el cual se lo puede conformar y queda a disposición de una futura generación la investigación exhaustiva para así lleguen a nuevos modelados con mejores características.
- Continuar con la investigación de sistemas de filtrado de señales de forma que se puedan agregar nuevas funciones a este prototipo de filtro y poder crear un sistema más complejo y de mayores alcances.

## **CAPÍTULO VII**

### **7. PROPUESTA**

#### **7.1. Título de la Propuesta**

Implementación de un filtro con resonadores dieléctricos a una frecuencia de 2.4 GHz.

#### **7.2. Introducción**

El prototipo de filtro debe ser capaz de suprimir señales que no estén dentro del rango de frecuencias establecido por su frecuencia central en el cual se encuentra trabajando.

El resultado final del proyecto con su diseño que está enfocado específicamente a un filtro de aproximación chebyshev de orden 2 implementado con líneas de transmisión, con resonadores dieléctricos, estos tienen como particularidad la frecuencia de resonancia de 2.412 GHz, debido al canal de trabajo seleccionado.

#### **7.3. OBJETIVOS**

##### **7.3.1. General**

- Diseñar un filtro con resonadores dieléctricos a una frecuencia de 2.4 GHz.

##### **7.3.2. Específicos**

- Diseñar y simular un Filtro con resonadores dieléctricos para la frecuencia de 2.4 Ghz.

- Implementar el filtro con los materiales adecuados y con las dimensiones y características concluidas en los cálculos.
- Realizar las pruebas pertinentes para comprobar el buen funcionamiento del filtro.

### **7.3.3. Fundamentación Científica – Técnica**

Para el diseño y posteriormente la implementación del filtro con resonadores dieléctricos hay que tener en cuenta los elementos que intervendrán en el desarrollo del mismo, los cuales deberán ser detallados específicamente como se describe a continuación:

#### **PCB FR-4/G10**

Es un elemento utilizado generalmente en industrias eléctricas y electrónicas debido a su alta resistencia no sólo a la electricidad, sino también al calor y la acción química. Su constante dieléctrica es su propiedad principal cuyo valor es de  $\epsilon_r = 4.7$  el cual es útil al momento de realizar los cálculos tanto del filtro como del resonador.

#### **Resonador dieléctrico**

El diseño también constituye un resonador de tipo cilíndrico, establecido de un material dieléctrico que trabajará a una frecuencia de resonancia, gracias a esta frecuencia y a la constante dieléctrica del material se obtiene sus dimensiones como es su altura y radio.

#### **Microstrip**

Es un tipo de línea de transmisión eléctrica que puede ser fabricada utilizando placa de circuito impreso y se utiliza para transmitir señales de microondas. Consiste en una franja de conducción separada de la franja de masa por una capa de sustrato dieléctrico su longitud de onda es hallada según sea la necesidad del diseño del

filtro. En el proyecto es utilizada también en acoples de impedancias para la formación del filtro.

### **Filtro**

Es un elemento que discrimina una determinada frecuencia o gama de frecuencias de una señal eléctrica que pasa a través de él, pudiendo modificar tanto su amplitud como su fase. El filtro diseñado conforma líneas microstrip acopladas y tiene como característica principal varios resonadores dieléctricos, todo el sistema en conjunto tiene una frecuencia central de 2.4 GHz.

#### **7.3.4. Descripción de la Propuesta**

El objetivo es desarrollar e implementar un filtro con resonadores dieléctricos a una frecuencia de 2.4GHz, para cumplir este objetivo principal se debe seguir el siguiente orden establecido por las siguientes etapas:

- 1) Selección de material dieléctrico para el resonador.
- 2) Cálculos del resonador dieléctrico cilíndrico a 2.4GHz.
- 3) Cálculos del filtro pasa-banda a 2.4GHz.
- 4) Implementación del resonador dieléctrico cilíndrico
- 5) Implementación del filtro pasa-banda.
- 6) Montaje de los dos elementos en un solo circuito.
- 7) Adquisición de la caja de aluminio.
- 8) Montaje del circuito sobre la caja.

#### **7.3.5. Diseño Organizacional**

El diseño organizacional de las personas que se involucraran y ejecutaran la propuesta se describe a continuación en la siguiente figura 80.



**Figura 80:** Diseño Organizacional  
Fuente: Autor

Como presidente el Msc. Carlos Peñafiel, director del proyecto la Ing. Deysi Inca B, miembro de tribunal Ing. Fabián Gunsha y tesistas los alumnos Diego Vizúete y Edgar Saca.

### **7.3.6. Evaluación de la propuesta.**

La evaluación del filtro con resonadores dieléctricos a una frecuencia de 2.4 GHz se lo realizará en las pruebas de funcionamiento, para lo cual se compartirá archivos de distinto formato entre dos PC's y se verificará le respuesta del filtro en dos ambientes con y sin filtro.

## CAPITULO VII

### 8. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Andalucía. (2005). *Filtros Pasivos de primer orden*. Obtenido de [http://www.juntadeandalucia.es/averroes/~11000381/spip/IMG/pdf/Tema\\_2\\_Filtros\\_pasivos.pdf](http://www.juntadeandalucia.es/averroes/~11000381/spip/IMG/pdf/Tema_2_Filtros_pasivos.pdf)
- Córdova, G. Q. (2007). *Colección de Tesis Digitales UNIVERSIDAD DE LAS AMERICAS PUEBLA (Teoría de filtros)*. Obtenido de [http://catarina.udlap.mx/u\\_dl\\_a/tales/documentos/lem/quiroz\\_c\\_g/capitulo\\_2.html#](http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/quiroz_c_g/capitulo_2.html#)
- Hernandez, M. (2012). *GOUMH Electronics*. Obtenido de <https://sites.google.com/a/goumh.umh.es/circuitos-electronicos-analogicos/transparencias/tema-2#TOC-Filtros-paso—bajo>
- Ingeniatic. (2006). Obtenido de <http://ingeniatic.euitt.upm.es/index.php/tecnologias/item/456-filtro-electr%C3%B3nico?tmpl=component&print=1>
- International Telephone and Telegraph Corp. (s.f.). *Reference Data for Radio Engineers* (4th Ed ed.). New York: American Book-Stratford Press.
- Lucelly, R. (2009). *Scribd Introduccion filtros*. Obtenido de <http://es.scribd.com/doc/247211692/2009-Filtros-introduccion-pdf#scribd>
- M.Martinez, L. S. (2010). *Filtros digitales*. . Recuperado el 22 de diciembre de 2014 de [http://ocw.uv.es/ingenieria-y-arquitectura/filtros-digitales/tema\\_3.\\_diseno\\_de\\_filt](http://ocw.uv.es/ingenieria-y-arquitectura/filtros-digitales/tema_3._diseno_de_filt): Universidad de Valencia, Departamento de Ingeniería Electrónica.
- M.Martinez, L.Gomez, Serrano, A. J., & J. Villa, J. G. (2010). *Open Course Ware. Universidad de Valencia*. Recuperado el 22 de Diciembre de 2014, de [http://ocw.uv.es/ingenieria-y-arquitectura/filtros-digitales/tema\\_3.\\_diseno\\_de\\_filtros\\_fir.pdf](http://ocw.uv.es/ingenieria-y-arquitectura/filtros-digitales/tema_3._diseno_de_filtros_fir.pdf)
- Mogia, R. K., and P. Bartia. (1966). *Dielectric Resonator Antennas - A Review and General Design Relations for Resonant Frequency and Bandwidth* (Vol. 14 ). International Journal of Microwave and Milimeter-Wave Computer .

- Pozar, D. M. (2011). *Microwave Engineering*. USA.
- Puebla, U. (2011). *Realización activa en matlab (Aproximación de filtros)*.  
Obtenido de  
[http://catarina.udlap.mx/u\\_dl\\_a/tales/documentos/lem/torres\\_d\\_ld/capitulo2.pdf](http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/torres_d_ld/capitulo2.pdf)
- Reyes, L. (2011). *UDLAP, Filtros*. Obtenido de  
[http://catarina.udlap.mx/u\\_dl\\_a/tales/documentos/lem/rufino\\_a\\_j/capitulo2.pdf](http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/rufino_a_j/capitulo2.pdf)
- Rodenas, E. M. (2011). *ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR DE GANDIA*.  
Obtenido de  
[https://riunet.upv.es/bitstream/handle/10251/12299/PROYECTO\\_DEFINITIVO.pdf?sequence=1](https://riunet.upv.es/bitstream/handle/10251/12299/PROYECTO_DEFINITIVO.pdf?sequence=1)
- Sindreu, M. (15 de 6 de 2007). *Universidad Autonoma de Barcelona*. Obtenido de  
<http://www.recercat.cat/bitstream/handle/2072/5340/PFCDuran.pdf?sequence=1>
- Universitas, A. (2005). *Filtros*. Obtenido de  
[http://catarina.udlap.mx/u\\_dl\\_a/tales/documentos/lem/rufino\\_a\\_j/capitulo2.pdf](http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/rufino_a_j/capitulo2.pdf)
- Velasco, I. M. (2005). *Area de Tecnología Electrónica Universidad de Burgos*.  
Obtenido de <http://www.unet.edu.ve/~ielectro/6-Filtrado.pdf>
- Velasco, I. M. (2010). *Área en tecnología Electrónica*. Obtenido de  
<http://www.unet.edu.ve/~ielectro/6-Filtrado.pdf>

## CAPITULO VIII

### 9. ANEXOS

#### ANEXO 1

#### Características de la placa

KIT REPLACEMENT ITEM

PCB

FAB  
-IN-A-  
BOX



---

SINGLE-Sided PCB

**RATING: FR-4/G10**

**MATERIAL: FIBERGLASS**

**QUANTITY: 2 PANELS**

**THICKNESS: .032"**

**PANEL SIZE: 8"x10"**

**COPPER WT: 1/2oz**

Material Characteristics: Difunctional FR-4/G-10 rigid laminates are manufactured from high reliability epoxy resin and woven glass fabrics used for multi-layer copper clad one or two sided boards.

**General Information:**

MIL P-13949C Type Designation	GF
U.L. Designation - ANSI Grade	FR-4
U.L. File Number	E38534
Flammability Rating	94V-0
Maximum Operating Temperature	130°C
Copper Weight	1/2 oz.

**Electrical Properties:**

Dielectric Constant	5.2 @ 1MHz
Dielectric Strength	400 v/mil
Dissipation Factor	0.025 @ 1MHz
ARC Resistance	80 sec.

**Difunctional Properties:**

Permittivity, 1MHz	4.7 max.
Loss Tangent, 1MHz	0.15 max.
Water Absorption	.15 max.
Volume Resistivity (Coord. F)	1.0 x 10 <sup>15</sup> min.
Surface Resistivity (Coord. F)	1.0 x 10 <sup>12</sup> min.
Volume Resistivity E-24/125	5 x 10 <sup>15</sup> min.
Surface Resistivity E-24/125	1 x 10 <sup>12</sup> min.
Chemical Resistance	1.5%
Standard Tolerance	+/- .0050
Class 3 Tolerance	+/- .0035

**Mechanical Properties:**

Bond Strength	2,500 lbs
Compressive Strength	60,000 psi
Flexural Strength	55,000 psi
Shear Strength	19,000 psi
Tensile Strength	40,000 psi
Impact Strength, IZOD (notched)	7 ft-lbs/inch
Specific Gravity	1.82

Pulsar

PROFESSIONAL fx

1622 Roy Heights, Colorado Springs, CO 80918-1593  
 PHONE: (303) 926-2009 FAX: (303) 280-7570  
[www.PulsarProFX.com](http://www.PulsarProFX.com) / [mail@pulsarprofx.com](mailto:mail@pulsarprofx.com)



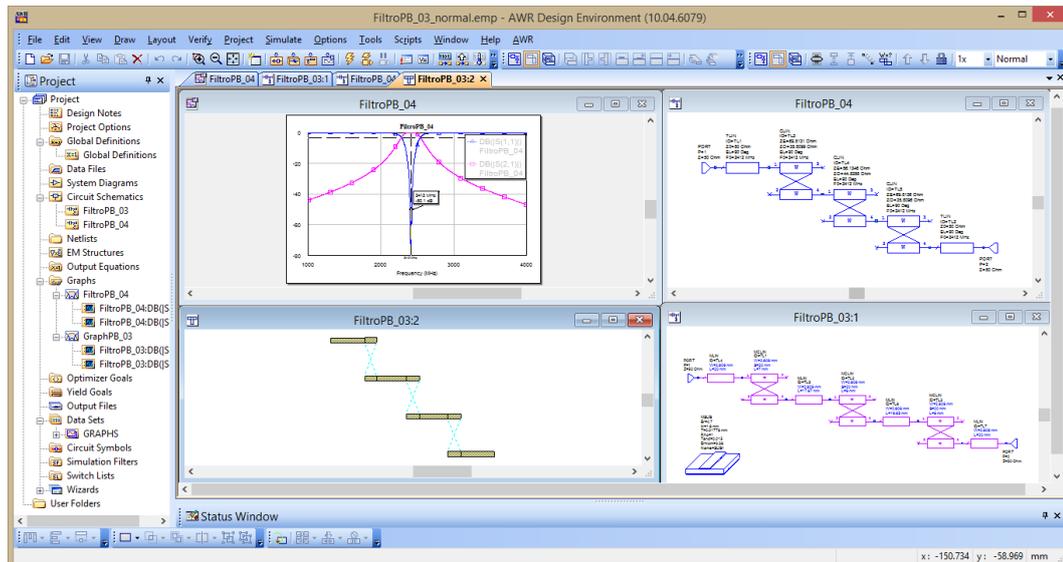
• 36210 01501 •

Made in U.S.A. / Tech Support in U.S.A.

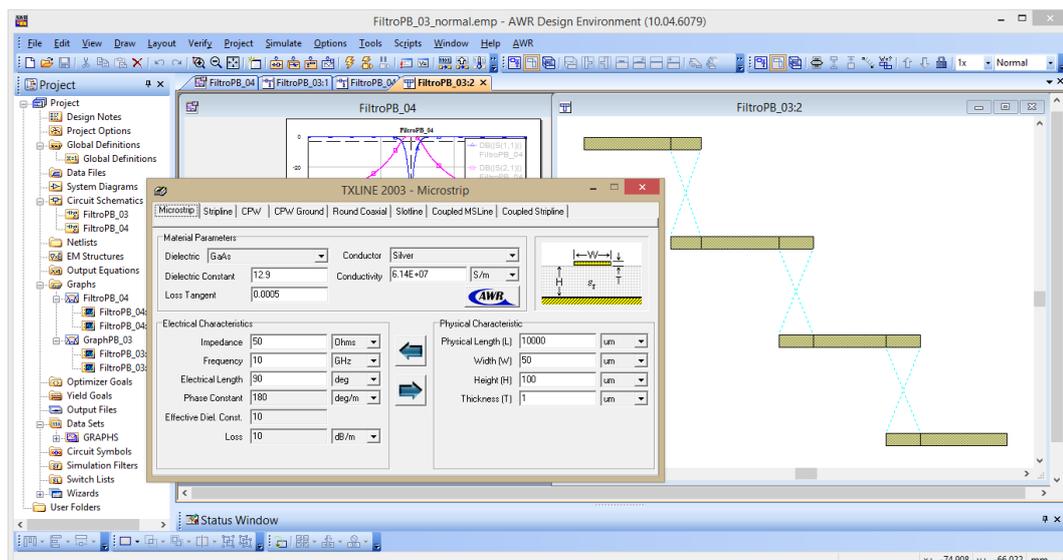
## ANEXO 2

### Entorno del programa AWR.

Simulación en el entorno de armado del programa AWR con líneas microstrip TLIN junto con sus acoples CLIN y sus puertos de entrada y salida.



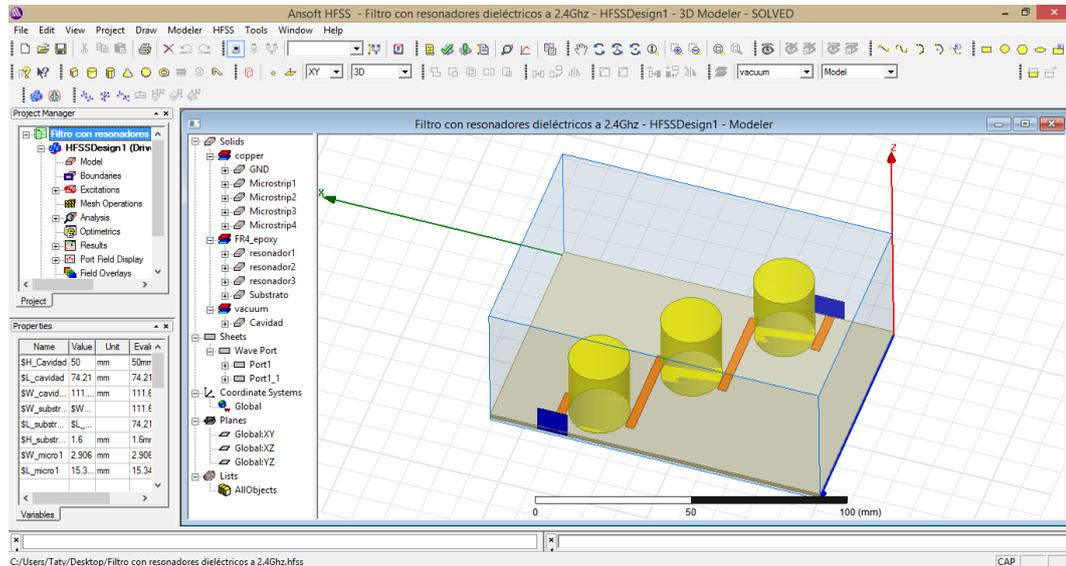
Cálculo del acople de impedancias realizado para la formación de las líneas microstrip en la extensión del programa AWR.



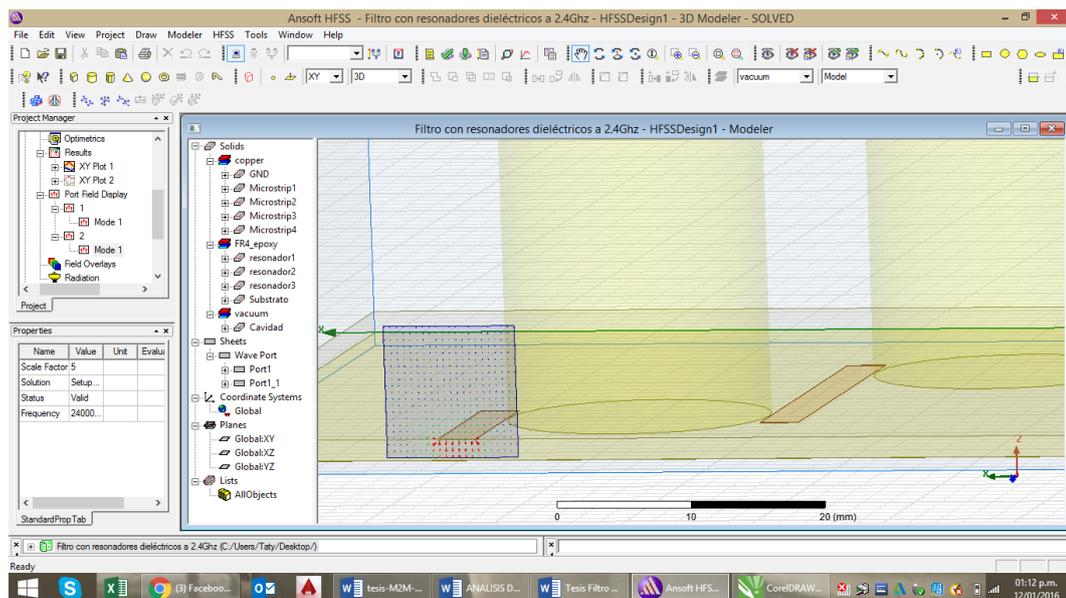
## ANEXO 3

### Entorno del programa HFSS.

Pantalla correspondiente al entorno gráfico del programa HFSS con la simulación completa del filtro y todos sus parámetros de diseño.



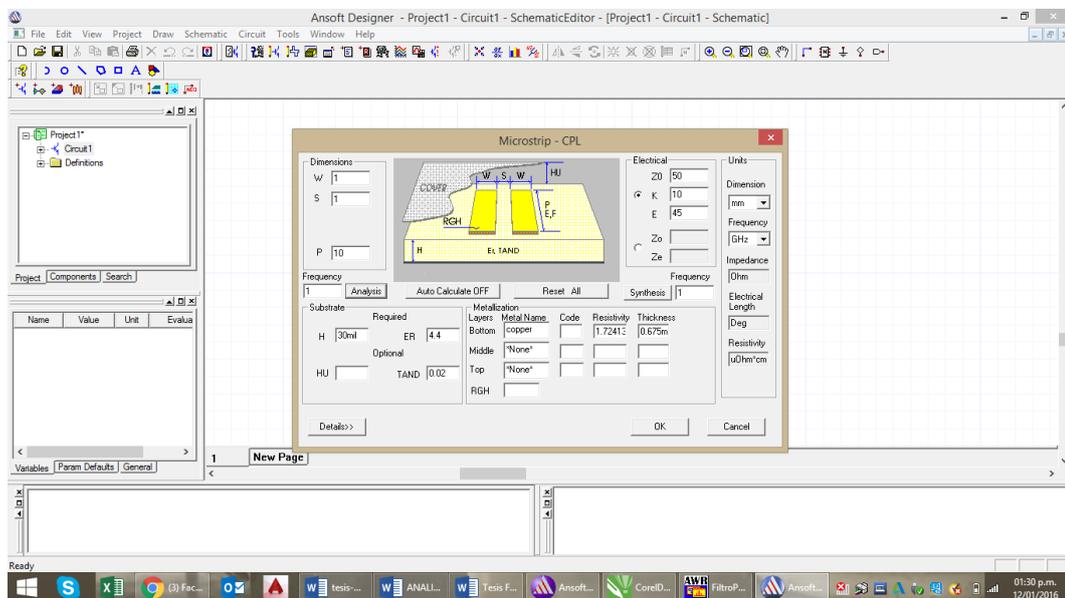
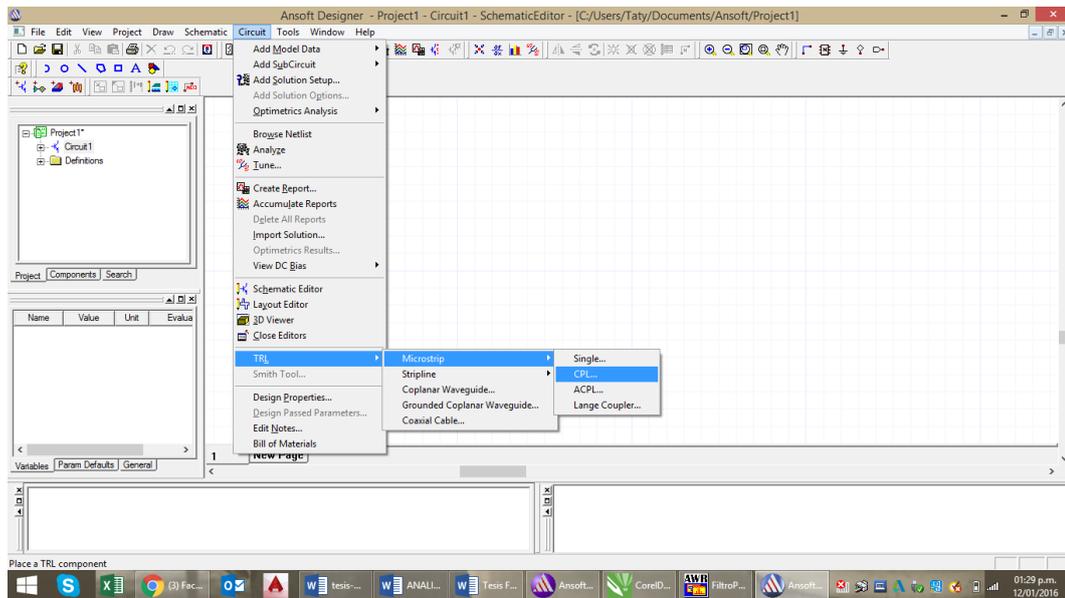
Alimentación del filtro con resonadores dieléctricos simulados en 3D en el programa HFSS



## ANEXO 4

### Entorno del programa Ansoft Designer

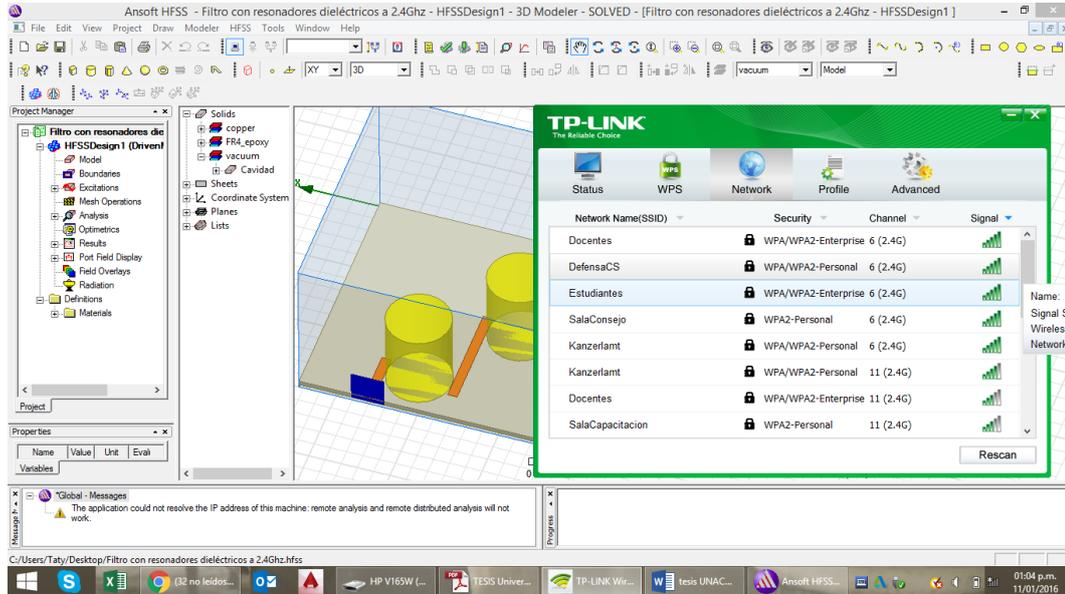
Ingreso de los parámetros de impedancia para realizar los acoples entre impedancias características de las líneas de transmisión simuladas en AWR y hallar los valores de ancho y largo que conforman cada una.



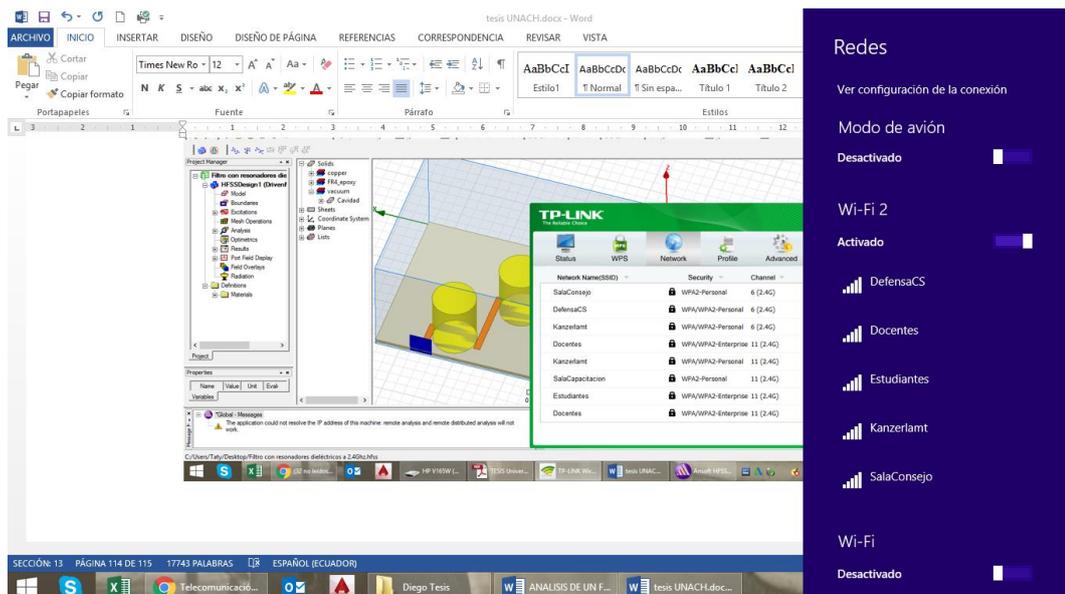
## ANEXO 5

### Entorno del administrados de la tarjeta TP-LINK

Pantalla correspondiente al administrador de la tarjeta inalámbrica TP-LINK mostrando las redes Wi-Fi del entorno sin el filtro



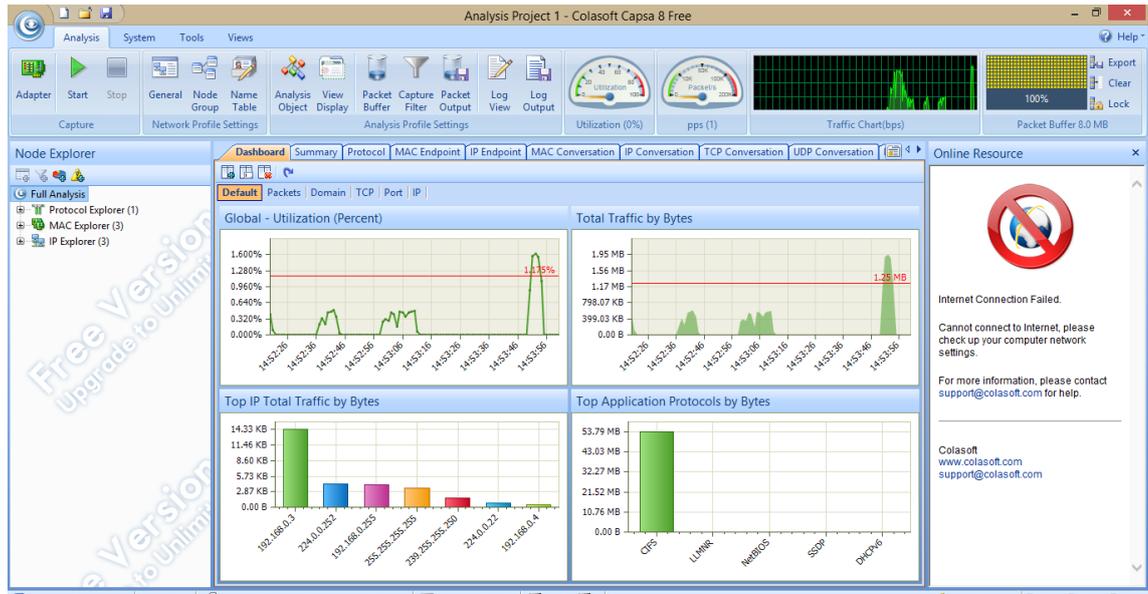
Pantalla correspondiente al administrador de la tarjeta inalámbrica TP-LINK mostrando las redes Wi-Fi del entorno con el filtro con resonadores dieléctricos.



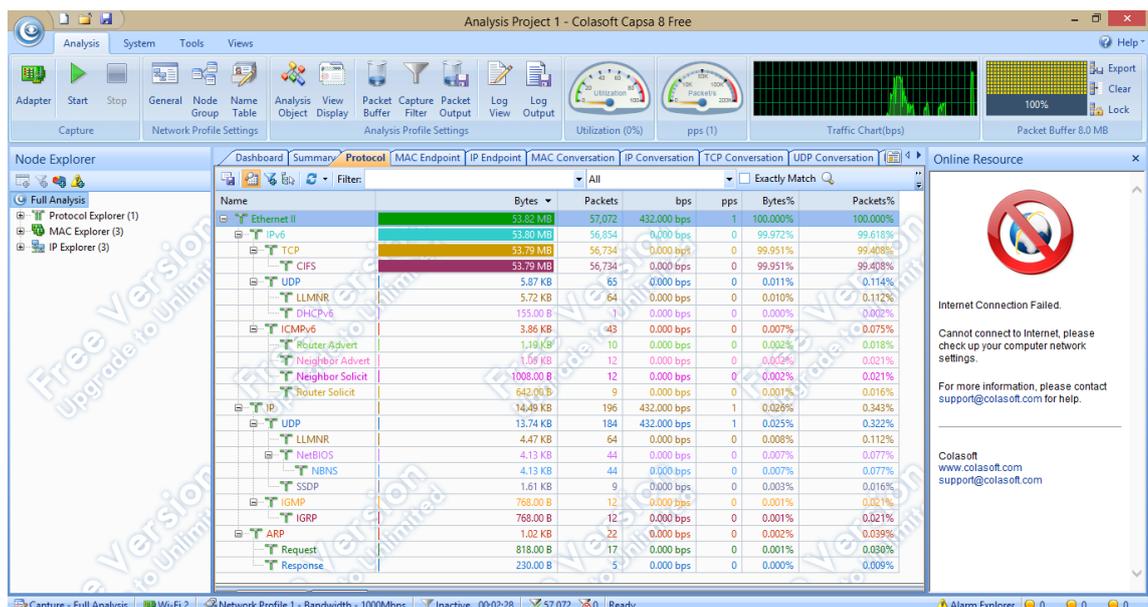
## ANEXO 6

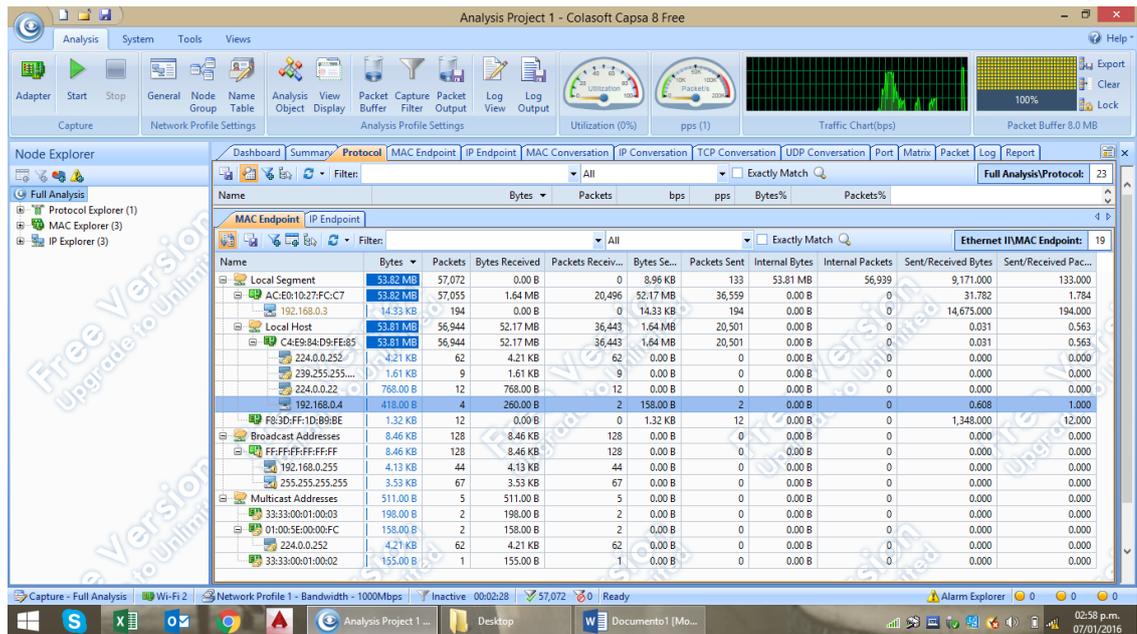
### Entorno Grafico del programa COLASOFT CAPSA 8.1.

Pruebas en Colasoft descargando un archivo de video desde la segunda PC del grupo de trabajo donde se compartió información a toda la red.



Protocolos de transmisión en la red que está utilizando la transferencia de archivos en las pruebas.





En las gráficas de este anexo se puede visualizar todos los parámetros que el programa analiza como son:

- Cantidad de bits que transmite
- Velocidad de transmisión
- Paquetes transmitidos
- Bits enviados, bits recibidos
- Paquetes enviados, Paquetes recibidos
- Paquetes internos
- Bits enviados recibidos
- Paquetes enviados recibidos.
- El tiempo de duración de la transmisión

Y se observa que la velocidad de transmisión mejora al realizar la transferencia de archivos.

## ANEXO 7

### Tablas en Excel

Hoja creada en Excel con los parámetro y características de un resonador dieléctrico, está hoja tiene ingresadas todas las fórmulas para hallar una frecuencia, la constante de propagación ingresando valores que se debe obtener de características del material como su permitividad y variar la altura y radio del resonados. Se tiene varias respuestas de frecuencia según sea el modo de radiación y cada modo tiene un valor nominal en la relación radio altura.

<b>CALCULOS PARA EL DISEÑO DE UN RESONADOR DIELECTRICO</b>		
<b>Parámetros físicos para un DR cilindrico colocado en un plano de tierra</b>		
	Define valores	
Espesor en mm (H) por encima de plano de tierra=	25.61	Igual que un DR cilindrico aislado con un espesor = 51.22 mm
Diámetro en mm (d) =	20	a/H radio = 0.781
Constante dielectrica (er) =	4.7	
<b>Frecuencias de resonancia de los modos principales</b>		
<b>Modo TE01δ: Modo Eléctrico Transversal</b>		
a/H Prueba de alcance= OK		(preciso para $0.33 \leq a/H \leq 5$ )
fo =	2.700	GHz
free space wavenumber, ko =	56.5	
ko . a =	0.15	
<b>Mode HEM11δ: Modo híbrido Eléctrico</b>		
a/H Prueba de alcance= OK		(preciso para $0.4 \leq a/H \leq 6$ )
fo =	2.412	GHz
Constante de propagación en el vacío, ko =	50.5	
ko . a =	0.12	
Q=		
<b>Mode TM01δ: Modo Magnético transversal</b>		
a/H Prueba de alcance= OK		(preciso para $0.33 \leq a/H \leq 5$ )
fo =	3.709	GHz
Constante de propagación en el vacío, ko =	77.7	
ko . a =	0.29	
<b>Modo TE011+δ:</b>		
a/H Prueba de alcance= OK		(preciso para $0.33 \leq a/H \leq 5$ )
fo =	3.413	GHz
Constante de propagación en el vacío, ko =	71.5	
ko . a =	0.24	
<b>Resultados - Formato de tabla</b>		
Modo	fo (GHz)	ko
TE01	2.7	56.5
HEM11	2.412	50.5
TM01	3.709	77.7
TE011	3.413	71.5

## ANEXO 8

### Conformación física del filtro.



### Conexión del filtro para pruebas con el programa colasoft.

