

## RAE

1. Tipo de documento: Trabajo de grado para optar por el título de INGENIERO DE TELECOMUNICACIONES.
2. Título: AMPLIACIÓN DEL ANCHO DE BANDA EN UNA ANTENA DE TECNOLOGÍA SIW ALTERANDO LA CAVIDAD
3. Autores: Laura Fernanda Ramírez Sánchez
4. Lugar: Bogotá D.C.
5. Fecha: Enero 2018
6. Palabras clave: antena, SIW, cavidad, ancho de banda, Bandwidth (BW), CPW, impedancia, acople de impedancias.
7. Descripción del trabajo: El proyecto presentado a continuación tenía como objetivo ampliar el ancho de banda de una antena de tecnología SIW modificando la cavidad, este proceso se realizó para tres modelos, los cuales fueron escogidos del estado del arte, se reprodujeron sus dimensiones y características de funcionamiento a fin de comprobar sus principios de operación.
8. Líneas de investigación: Línea de Investigación de la USB: Tecnologías actuales y Sociedad. Sub línea de Facultad de Ingeniería: Telecomunicaciones. Campo Temático del Programa: Diseño y parámetros de antenas.
9. Metodología: Empírico-analítico, con enfoque metodológico basado en el estudio y diseño de cavidades para antenas de tecnología SIW.
10. Conclusiones: Para lograr una adaptación adecuada se deben verificar no solo la línea microstrip y el gap, sino también las dimensiones de la antena, ya que con las dimensiones adecuadas la antena resuena a la frecuencia deseada y a la impedancia de  $50\Omega$ . Es importante verificar las condiciones físicas del sustrato a manejar.

AMPLIACIÓN DEL ANCHO DE BANDA EN UNA ANTENA DE  
TECNOLOGÍA SIW ALTERANDO LA CAVIDAD

Laura Fernanda Ramírez Sánchez

UNIVERSIDAD DE SAN BUENAVENTURA  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIONES

BOGOTÁ, D.C. – 2018

AMPLIACIÓN DEL ANCHO DE BANDA EN UNA ANTENA DE  
TECNOLOGÍA SIW ALTERANDO LA CAVIDAD

Laura Fernanda Ramírez Sánchez

Trabajo presentado como requisito parcial para optar por el título profesional en  
Ingeniería de Telecomunicaciones

Asesor: Ingeniero Mauricio Andrés Poloche Arango

UNIVERSIDAD DE SAN BUENAVENTURA  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIONES

BOGOTÁ, D.C. – 2018

**AMPLIACIÓN DEL ANCHO DE BANDA EN UNA ANTENA DE  
TECNOLOGÍA SIW ALTERANDO LAS CAVIDADES**

Autor

Laura Fernanda Ramírez Sánchez

Una tesis presentada para obtener el título de Ingeniera de Telecomunicaciones

Director de proyecto

Ing. Mauricio Andrés Poloche Arango

Universidad de San Buenaventura sede Bogotá.

Facultad de Ingeniería.

Bogotá, Enero 2018

## Dedicatoria y agradecimientos

*A **Dios**, Por haberme permitido llegar hasta este punto y haberme dado salud para lograr mis objetivos, además de su infinita bondad.*

*A **mis padres**, Doris Sánchez y Ricardo Ramírez, por haberme apoyado en todo momento, por sus consejos, sus valores, por la motivación constante que me ha permitido ser una persona de bien, pero más que nada, por su ejemplo constante de superación, persistencia y paciencia.*

*A **mis familiares**, Francisco Martínez, Gloria Fernández, Diana Sofía Martínez Fernández, Juan Alberto Torres Cortés, Emma Cortés Gómez, Luis María Forero Gil, Sixto A. Ramírez, Aurora Cortés, primos, tíos y demás seres queridos que ya no comparten con nosotros (especialmente a mi abuelita Lilia, a Bisabuelita Leonilde Gómez y mi tío Hernando).*

*A **mis maestros**. Ing. Mauricio Andrés Poloche por su apoyo y motivación para darle vía y cierre a esta etapa; al Ing. Félix Gutiérrez por su paciencia y determinación; al Ing. Héctor Guarnizo por impulsar el desarrollo de este Proyecto. Gracias a todos aquellos que me inspiraron en el conocimiento y que me continúan apoyando para obtener mayor crecimiento personal y profesional.*

*A mis amigos. Que me dieron voz de aliento en los momentos difíciles y siempre creyeron en mí: Diana Paola Canaval, Johny Cárdenas, Andrés Vargas, Andrés Perea, Enrique Luis Maldonado, María C y Edgar, Diana Gómez, Angie Danello. A mis jefes: Marcela López, Raúl Fernando Amado y Trino Sánchez.*

El proyecto presentado a continuación tenía como objetivo ampliar el ancho de banda de una antena de tecnología SIW modificando la cavidad, este proceso se realizó para tres modelos, los cuales fueron escogidos del estado del arte, se reprodujeron sus dimensiones y características de funcionamiento a fin de comprobar sus principios de operación. La ampliación del ancho de banda se realiza sobre la primera antena elegida empleando un modelo CPW y emulando los hoyos de la cavidad con paredes de cobre sólido.

En cuanto a la segunda antena se concluyó que tuvo resultados alterados en el artículo original; fue demostrado que no es funcional de la siguiente manera: simulando la misma antena con las dimensiones y características planteadas en el documento original, obteniendo como resultado un parámetro  $S_{11}$  que difiere del original. Posteriormente se modificó la longitud y ancho del Gap al igual que en la línea microstrip, también se reubicó el slot y se amplió, de igual forma se ubicó más centrada la vía metálica que es característica fundamental de este modelo para ampliar el ancho de banda. A pesar de los cambios efectuados, se evidencia que el parámetro  $S_{11}$  no es coherente ni cercano al propuesto por los autores originalmente.

El proceso que tuvo la tercera antena fue la reproducción de la original, sobre la cual se realizó una mejor adaptación y se mantuvieron los parámetros y las dimensiones originales, el cambio que se realizó fue de un Lumped Port a un Wave Port alimentado a la misma frecuencia.

1	Capítulo Preliminares.....	1
1.1	Introducción .....	1
1.2	Objetivo General.....	2
1.3	Objetivos Específicos.....	2
1.4	Justificación .....	2
1.5	Alcances y Limitaciones .....	4
2	Capítulo Marco Conceptual .....	5
2.1	Fundamentos matemáticos.....	5
2.2	Medios Guiados .....	7
2.2.1	Par trenzado .....	7
2.2.2	Cable coaxial.....	7
2.2.3	Fibra óptica .....	8
2.3	Medios No Guiados .....	10
2.3.1	Espectro electromagnético .....	10
2.3.2	Historia de las antenas .....	12
2.3.3	Antenas y tipos de antenas .....	13
2.3.4	Mecanismos de radiación.....	18
2.3.5	Corrientes de distribución.....	20
2.3.6	Diagrama de radiación .....	22
2.3.7	Eficiencia de la antena .....	25
2.3.8	Ganancia .....	27
2.3.9	Ancho de banda.....	27
2.3.10	Impedancia de entrada .....	29
2.3.11	Parámetros de dispersión .....	31
2.3.12	Matriz dispersión .....	32
2.3.13	Problemas de simulación .....	33
2.4	ANSYS HFSS.....	33
3	Capítulo Antecedentes .....	37
3.1	Historia y antecedentes internacionales .....	37
3.2	Antecedentes Nacionales .....	49
4	Capítulo Validaciones.....	50
4.1	Antena plana con ranura de respaldo en una cavidad SIW (sustrato integrado de guía de ondas).....	50
4.1.1	Antena original.....	50
4.1.2	Simulación antena original .....	55
4.1.3	Optimización antena .....	57
4.1.4	Costos de fabricación primer antena.....	65
4.2	Nuevo método de incremento de ancho de banda en sustrato de guía de onda integrado con ranura en FR4.....	66
4.2.1	Segunda antena original.....	66
4.2.2	Simulación segunda antena original .....	69
4.2.3	Optimización segunda antena .....	70



4.2.4	Costos fabricación segunda antena .....	77	vi
4.3	Antena SIW de ranura cuadrada de alta velocidad y banda ancha para las aplicaciones en la Banda X.....	78	
4.3.1	Tercer Antena Original .....	78	
4.3.2	Simulación y optimización tercer antena original .....	82	
4.3.3	Costos fabricación Tercer Antena.....	85	
5	Capítulo Resultados y Conclusiones.....	87	
6	Bibliografía .....	88	
7	Anexos .....	92	

Tabla 1	Subdivisión de frecuencias de las ondas electromagnéticas .....	11
Tabla 2	Subdivisión de las frecuencias del espectro radioeléctrico.....	12
Tabla 3	Clasificación de las antenas según su forma de radiación .....	14
Tabla 4	Clasificación de las antenas según su geometría y/o construcción.....	15
Tabla 5	Diferencias del ancho de banda para las partes OMT .....	45
Tabla 6	Parámetros geométricos propuestos por los autores originales primer antena elegida....	51
Tabla 7	Resultados parámetro S11 .....	57
Tabla 8	Mediciones de marcadores parámetro S11 modelo primer antena, mejora 4 .....	63
Tabla 9	Costos aproximados de fabricación primer antena .....	65
Tabla 10	Parámetros geométricos propuestos de la segunda antena elegida.....	66
Tabla 11	Marcadores parámetro S11 simulación segunda antena .....	70
Tabla 12	Mediciones de marcadores parámetro S11 modelo segunda antena, mejora 1 .....	72
Tabla 13	Mediciones de marcadores parámetro S11 modelo segunda antena, mejora 2 .....	75
Tabla 14	Costos aproximados de fabricación segunda antena.....	77
Tabla 15	Parámetros geométricos propuestos por los autores originales tercera antena elegida .	79
Tabla 16	Mediciones de marcadores parámetro S11 modelo tercera antena, simulación y optimización.....	83
Tabla 17	Costos aproximados de fabricación tercera antena.....	85

Figura 1 Cable UTP sin blindaje. (Aburto, 2016).....	7
Figura 2 Cable coaxial. (DAZA, 2011) .....	8
Figura 3 Núcleo y cubierta de la fibra óptica. (scastro, 2014).....	9
Figura 4 Atenuación en la fibra óptica. (Tanenbaum, 2003) .....	10
Figura 5 Configuraciones de antenas de abertura. (Quinstar, 2017).....	16
Figura 6 Partes de una antena microstrip. (R. Dakir, 2012) .....	17
Figura 7 Antena microstrip arreglo de 4x4. (Allen, 2017) .....	17
Figura 8 Líneas de campo para un dipolo. (Balanis, 2005) .....	19
Figura 9 Condiciones de contorno de un conductor perfecto. (OCW, 2004) .....	20
Figura 10 Línea de transmisión en dos hilos. (Balanis, 2005).....	20
Figura 11 Línea de transmisión acampanada. (Balanis, 2005).....	21
Figura 12 Dipolo lineal. (Balanis, 2005) .....	22
Figura 13 Sistema de coordenadas para análisis de antenas. (Artunduaga, 2008) .....	23
Figura 14 Lóbulos de radiación y ancho del haz del diagrama de la antena. (Balanis, 2005).....	24
Figura 15 Antena en modo de transmisión. (Balanis, 2005).....	30
Figura 16 Circuito equivalente en Thevenin. (Balanis, 2005) .....	30
Figura 17 Circuito equivalente en Norton. (Balanis, 2005).....	30
Figura 18 Definición gráfica de la matriz de dispersión. (Osipov & Tertyakov, 2017) .....	32
Figura 19 Entorno gráfico en Ansys HFSS. (Elaboración propia) .....	36
Figura 20 Estructura de guía de onda rectangular. (Wu, 2015).....	38
Figura 21 Distribución del campo electromagnético en el Modo TE. (Wu, 2015) .....	38
Figura 22 (a) Estructura SIW vista 3D, (b) Modo TE <sub>10</sub> en la sección transversal. (Wu, 2015)..	40
Figura 23 Unión GCPW y RSIW. (Robab Kazemi, 2014).....	44
Figura 24 (a) Estructura 3D. (b) Distribución del campo eléctrico modo TE <sub>20</sub> . (Jirong Liu, 2015)	46
.....	
Figura 25 Antena con filtro pasa bandas Chebyshev. (Augustine O. Nwajana, 2016).....	48
Figura 26 Antena con aumento triangular. (Yang Cai Z. Q., 2016) .....	49
Figura 27 (a) Geometría de la antena. (b) Diseño electrónico. (Quiroz, 2016) .....	49
Figura 28 Configuración de la antena original. (Guo Qing Luo Z. F., 2008).....	51
Figura 29 Eficiencia de radiación y parámetro S <sub>11</sub> . (Guo Qing Luo Z. F., 2008) .....	53
Figura 30 Comparación entre el parámetro S <sub>11</sub> y ganancia. (Guo Qing Luo Z. F., 2008) .....	53
Figura 31 Diagrama de radiación. (Guo Qing Luo Z. F., 2008).....	54
Figura 32 Antena propuesta originalmente fabricada. (Guo Qing Luo Z. F., 2008) .....	55
Figura 33 Simulación primera antena elegida con parámetros originales. (Elaboración propia). 56	
Figura 34 Parámetro S <sub>11</sub> de la primera antena elegida con parámetros originales. (Elaboración propia).....	56
Figura 35 Parámetro S <sub>11</sub> primera antena, mejora 1. (Elaboración propia) .....	58
Figura 36 Parámetro S <sub>11</sub> primera antena mejora 2. (Elaboración propia) .....	59
Figura 37 (a) vista superior modelo, (b) vista lateral modelo primer antena, mejora 3. (Elaboración propia).....	60
Figura 38 parámetro S <sub>11</sub> primera antena, mejora 3. (Elaboración propia) .....	60
Figura 39 (a) Modelo vista frontal, (b) Modelo vista superior 3D, (c) modelo vista posterior 3D mejora 4. (Elaboración propia) .....	61
Figura 40 Parámetro S <sub>11</sub> modelo primera antena, mejora 4. (Elaboración propia) .....	63

Figura 41 Impedancia modelo primera antena, mejora 4. (Elaboración propia) .....	64	ix
Figura 42 Diagrama de ganancia total modelo primera antena, mejora 4. (Elaboración propia) .....	64	
Figura 43 Diagrama de radiación modelo primera antena, mejora 4. (Elaboración propia) .....	65	
Figura 44 Diseño propuesto, segunda antena elegida. (Ying Huang, 2015).....	67	
Figura 45 Parámetro S11 con y sin vía metálica grande, segunda antena elegida. (Ying Huang, 2015) .....	68	
Figura 46 Antena fabricada, segunda antena elegida. (Ying Huang, 2015) .....	68	
Figura 47 Simulación segunda antena elegida. (Elaboración propia).....	69	
Figura 48 Parámetro S11, simulación de la segunda antena. (Elaboración propia) .....	69	
Figura 49 Modelo segunda antena, mejora 1. (Elaboración propia).....	71	
Figura 50 Parámetro S11 pérdidas de retorno, modelo segunda antena, mejora 1. (Elaboración propia) .....	71	
Figura 51 Impedancia modelo segunda antena, mejora 1. (Elaboración propia).....	72	
Figura 52 Diagrama de ganancia segunda antena, mejora 1. (Elaboración propia) .....	73	
Figura 53 Diagrama de radiación segunda antena, mejora 1. (Elaboración propia).....	73	
Figura 54 Modelo segunda antena, mejora 2. (Elaboración propia).....	74	
Figura 55 Parámetro S11 modelo segunda antena, mejora 2. (Elaboración propia).....	74	
Figura 56 Impedancia modelo segunda antena, mejora 2. (Elaboración propia).....	75	
Figura 57 Diagrama de radiación modelo segunda antena, mejora 2. (Elaboración propia).....	76	
Figura 58 Diagrama de ganancia modelo segunda antena, mejora 2. (Elaboración propia) .....	76	
Figura 59 Diseño de la tercera antena elegida. (Hany Taher, 2016).....	78	
Figura 60 Parámetros geométricos del diseño de la antena. (Hany Taher, 2016) .....	79	
Figura 61 Parámetro S11 modelo tercer antena elegida. (Hany Taher, 2016).....	80	
Figura 62 Campo eléctrico en la cavidad. (Hany Taher, 2016) .....	80	
Figura 63 Campo eléctrico en el parche. (Hany Taher, 2016).....	81	
Figura 64 Ganancia de la tercera antena elegida. (Hany Taher, 2016).....	81	
Figura 65 (a) Simulación tercera antena elegida vista frontal, (b) vista modelo 3D. (Elaboración propia).....	82	
Figura 66 Parámetro S11 pérdidas de retorno, modelo tercera antena elegida. (Elaboración propia) .....	83	
Figura 67 Impedancia modelo tercera antena, simulación y optimización. (Elaboración propia) .....	84	
Figura 68 Diagrama de radiación modelo tercera antena, simulación y optimización. (Elaboración propia) .....	84	
Figura 69 Diagrama de ganancia modelo tercera antena, simulación y optimización. (Elaboración propia).....	85	

## Preliminares

### 1.1 Introducción

En las comunicaciones modernas, los medios inalámbricos son los más importantes ya que por su naturaleza permiten servicios móviles de amplio rango, sin embargo son limitados debido a las pérdidas por atenuación, que se pueden dar por temperatura ambiente, humedad y presión barométrica. Además debido a ciertas tecnologías (antenas Parche, SIW) puede sufrir alteraciones tanto positivas como negativas, entre las cuales se encuentra el bajo ancho de banda que afecta el rendimiento de las antenas y restringe los enlaces. (Artunduaga, 2008)

Este proyecto tuvo como finalidad plantear tres soluciones diferentes para ampliar el ancho de banda de una antena de tecnología SIW, empleando los métodos elegidos de los tres artículos más representativos y comparándolos, a fin de obtener el modelo que más ventajas ofrece con miras a mejorar las comunicaciones en la banda de los 10 GHz (en el caso de la primer y segunda antena seleccionadas) y de 11.56 GHz para la tercera antena elegida, estas bandas en Colombia son empleadas para radiolocalización, servicios fijos por satélite y móvil como consta en el CNABF (Cuadro Nacional de Atribución de Bandas de Frecuencia). (ANE, 2016)

En el primer capítulo se aprecian los objetivos seguidos de la justificación, los alcances y limitaciones del proyecto. A lo largo del segundo capítulo, se puede observar el marco conceptual, en el que se profundiza en los fundamentos matemáticos, medios de transmisión, parámetros de dispersión, tipos de antena y software empleado para las simulaciones. En el tercer capítulo se analizan los antecedentes de la tecnología SIW y sus principales avances. Se continuará en el cuarto capítulo, con las validaciones de los modelos implementados comenzando por las

características físicas y electromagnéticas originales de cada antena (tomadas de los 2 documentos referenciados), basándome en esos artículos se realizaron simulaciones manteniendo los parámetros originales de las tres antenas elegidas a fin de validar los principios de funcionamiento del paso anterior. Análogamente se incrementaron y analizaron los resultados del segundo paso y se elaboraron las modificaciones necesarias para mejorar el comportamiento del parámetro  $S_{11}$  de las antenas que lo requieren, entre tanto se verificó su diagrama de radiación.

Llegado a este punto, en el capítulo quinto se enuncian las conclusiones de los modelos, mencionando las ventajas y desventajas de cada antena. A lo largo del sexto capítulo se pueden encontrar las referencias. En los apéndices se encuentra disponible la documentación relacionada con el proceso de desarrollo tales como los artículos elegidos y hojas de datos referidos en este texto.

## **1.2 Objetivo General**

Incrementar el ancho de banda de una antena SIW modificando la cavidad.

## **1.3 Objetivos Específicos**

- Realizar la simulación de tres antenas elegidas en los antecedentes.
- Implementar los cambios necesarios en la cavidad (tales como las dimensiones de los postes o paredes de cobre, ubicación de slot, dimensiones de la línea microstrip y del Gap), a fin de incrementar el ancho de banda en la antena.
- Simular los cambios realizados en la antena con el programa Ansys HFSS.
- Comparar las soluciones simuladas para las tres antenas.

## **1.4 Justificación**

Este proyecto pretende dar una respuesta a la pregunta ¿Cómo incrementar el ancho de banda de una antena SIW modificando la cavidad?, las ventajas de la guía de onda rectangular

tradicional resuelven exactamente las deficiencias de las líneas de transmisión impresas en 3 forma plana, como la guía de onda rectangular está rodeada por una gruesa pared de metal, toda la propagación de la señal tiene lugar dentro de la guía de onda. Por lo tanto, las guías de onda rectangulares tienen como beneficios: reducción de pérdidas y fugas, un factor de alta calidad, sin interferencias y una gran capacidad de manejo de potencia. Las guías de onda tradicionales tienen desventajas tales como: el tamaño engorroso, el procesamiento costoso y lento, además, cuando una guía de onda metálica necesita ser ensamblada con otros componentes del circuito, el proceso de integración podría ser complicado e ineficiente.

Al construir un sistema de radiofrecuencia completo, tanto las líneas de transmisión impresas planas como las guías de onda tradicionales encuentran el mismo problema de integración. Los componentes activos, los componentes pasivos y los componentes de transmisión, por lo general, se elaboran mediante diferentes métodos de fabricación, por lo que se incurre en pérdidas adicionales durante los procesos de inserción, transición y transmisión. Como consecuencia, no se puede lograr el rendimiento de diseño ideal para cada componente del sistema. Para optimizar la integración del sistema, se ha presentado una nueva estructura guiada llamada guía de onda integrada de sustrato (SIW). Además, las líneas de transmisión formadas por el SIW no solo tienen la característica física favorable de las líneas de transmisión impresas planas, sino que también poseen el excelente rendimiento de la guía de onda sólida.

Las antenas SIW planteadas en este proyecto, suplen necesidades inherentes al ancho de banda que se presentan por lo mencionado anteriormente, teniendo como aplicaciones principales las comunicaciones militares y telefonía móvil, ya que al aumentar el ancho de banda, se facilita la convergencia de tecnologías tales como: radiolocalización, servicios fijos por satélite y móvil que

para el caso de Colombia se ubican en las frecuencias de 10 GHz y 11.5 GHz, en dichas 4 frecuencias operan las antenas sugeridas en este documento.

Para tal fin, se empleó el software Ansys HFSS, dado que la Universidad San Buenaventura sede Bogotá tiene licenciamiento y facilita los equipos adecuados para generar las simulaciones que se muestran en el cuarto capítulo. Adicionalmente, provee beneficios en diseño ya que es compatible con otros programas CAD como son: CST, Matlab, entre otros.

### **1.5 Alcances y Limitaciones**

En cuanto a los alcances que se establecen para este proyecto, se encuentran los siguientes:

- No se pueden modificar las dimensiones geométricas de las antenas, solo las cavidades.
- Se deben comparar tres métodos para ampliar el ancho de banda en tecnología SIW.
- Realizar las simulaciones de los tres métodos en HFSS Ansys.
- Según lo estipulado en el documento de aprobación, se realizarán simulaciones exclusivamente.
- No habrá construcción.
- Los costos de fabricación se plantearon como ejercicio, para darle continuidad al proyecto por otros estudiantes.



### Marco Conceptual

En este capítulo se ahondará en los conceptos principales de las antenas y sus características, así como en los fundamentos matemáticos que son de interés en el momento de diseñar o modificar parámetros de una antena. También se realiza una descripción de los medios de transmisión y su clasificación, realizando un recuento de los medios guiados y no guiados al igual que su rendimiento, posteriormente se profundizará en los parámetros de dispersión, antenas tipo parche, cavidades, sus ventajas y desventajas. Este marco conceptual realiza una aclaración de los conceptos y facilita el manejo y entendimiento de la información que se encontrará en el siguiente capítulo.

#### 2.1 Fundamentos matemáticos

En cuanto a los fundamentos matemáticos que conciernen a este proyecto, se encuentran: la constante de atenuación que se determina en función de la velocidad de la luz y se correlaciona con la permitividad del medio de propagación (ver Ecuación 1), constante de propagación que involucra la permeabilidad magnética y permitividad dieléctrica del medio de propagación (Ver Ecuación 2) ya que estos son parámetros que determinan el funcionamiento y posible optimización de una antena en función de su entorno. De las dos ecuaciones mencionadas, se puede obtener la longitud de la onda guiada (ver Ecuación 3) y por tanto la longitud de la cavidad (ver Ecuación 4). (Artunduaga, 2008)

$$\alpha = \frac{c}{f c * 2 * \sqrt{\epsilon r}} \quad (1)$$

Dónde: c: Velocidad de la luz, Fc: Frecuencia de Corte, Er: Permitividad

$$\beta_{mn} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \quad (2)$$

Dónde:  $k = \omega * \sqrt{\mu\epsilon}$ ,  $\mu$ = permeabilidad del medio de propagación,  $\epsilon$ = permitividad del medio de propagación. 6

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta_m} \quad (3)$$

$$d = \frac{\lambda_g}{2} \quad (4)$$

Cabe mencionar que para analizar los campos variantes en el tiempo, se suelen utilizar las ecuaciones de Maxwell, las cuales establecen que se puede tener circulación de flujo eléctrico si está presente un campo magnético variable (ver ecuación 5 y 6), las cuatro ecuaciones principales de Maxwell son la base de la teoría electromagnética, son ecuaciones diferenciales parciales que correlacionan el campo eléctrico y magnético con sus fuentes (ver ecuación 7), cargas (ver ecuación 8) y densidades de carga y de corriente (ya sean de conducción o de convección, ver ecuación 9 y 10). (Hayt & Buck, 2006)

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (5)$$

$$\nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (6)$$

$$\nabla \cdot D = \rho_v \quad (7)$$

Dónde  $D = \epsilon E$ . Para involucrar la polarización se modifica D, quedando  $D = \epsilon_0 E + P$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (8)$$

Dónde  $B = \mu H$ . Para involucrar la magnetización se modifica B, quedando de la siguiente manera

$$B = \mu_0(H + M)$$

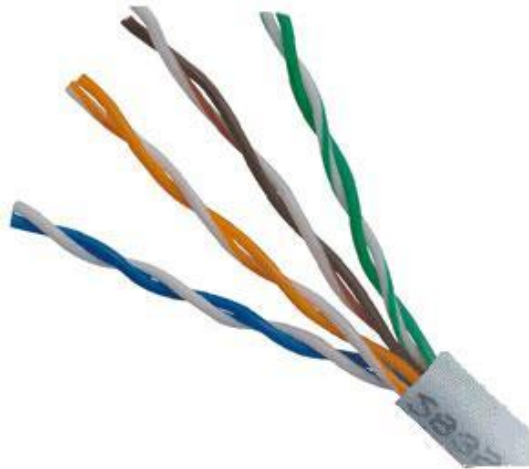
$$J = \sigma E \quad (9)$$

$$J = \rho_v V \quad (10)$$

En telecomunicaciones se pueden emplear diversos métodos de transmisión de datos, en esta sección se realiza un recuento de los medios guiados, ya que todos tienen características distintas en cuanto a su rendimiento que resulta conveniente tener presentes.

### 2.2.1 Par trenzado

Consiste en dos alambres de cobre aislados, normalmente de 1mm de grosor, se entrelazan debido a que los alambres paralelos actúan como antenas simples, cuando se entrelazan las ondas de diferentes vueltas se cancelan, lo que ocasiona una radiación menos efectiva. Se emplea para transmisión de datos analógicos o digitales, el ancho de banda se encuentra supeditado a la distancia que recorre, el diámetro del cable, la categoría a la que pertenece, ya que a mayor categoría más ventajas de transmisión y usos proveen (ver figura 1). (Tanenbaum, 2003)

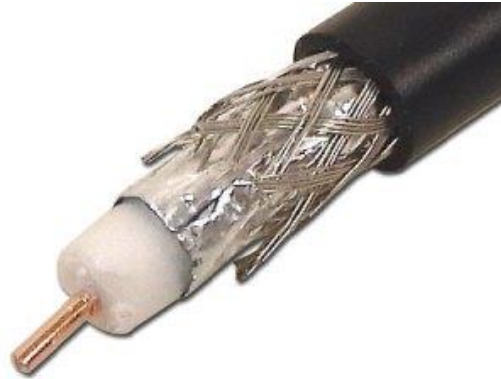


*Figura 1 Cable UTP sin blindaje. (Aburto, 2016)*

### 2.2.2 Cable coaxial

Este cable ofrece un mejor blindaje que el cable UTP, ya que permite mayores distancias y aumenta la velocidad de transmisión (10 Mbps), consiste en un alambre de cobre en el núcleo,

rodeado por un material aislante, revestido a su vez por un conductor cilíndrico, el conductor 8 externo se protege con una envoltura protectora de plástico (Ver figura 2). Manejan un ancho de banda entre 300 MHz a 1 GHz ya que su relación señal a ruido es baja debido a la inmunidad, maneja una impedancia de  $50\Omega$  a  $75\Omega$ , la distancia de operación es de 10-100 Km, actualmente se emplea en televisión por cable y en redes metropolitanas. (Tanenbaum, 2003)



*Figura 2 Cable coaxial. (DAZA, 2011)*

### 2.2.3 Fibra óptica

Un sistema de transmisión óptico tiene tres componentes: la fuente de luz, el medio de transmisión y el detector. Convencionalmente, un pulso de luz indica un bit 1 y la ausencia de luz indica un bit 0, el medio de transmisión es una fibra de vidrio ultra delgada, el detector genera un pulso eléctrico cuando la luz incide en él, al agregar una fuente de luz en un extremo de una fibra óptica y un detector en el otro, se tiene un sistema de transmisión de datos unidireccional que acepta una señal eléctrica, la convierte y transmite mediante pulsos de luz y, luego, reconvierte la salida a una señal eléctrica en el extremo receptor.

En estas comunicaciones se utilizan tres bandas de longitud de onda, las cuales se centran en 0.85, 1.30 y 1.55 micras, respectivamente. Las últimas dos tienen buenas propiedades de atenuación (una pérdida de menos de 5% por kilómetro). La banda de 0.85 micras tiene una

atenuación más alta, pero a esa longitud de onda, los láseres y los componentes electrónicos 9 se pueden fabricar con el mismo material (arseniuro de galio). Las tres bandas tienen un ancho de banda entre 25,000 y 30,000 GHz.

La figura 3 permite apreciar la composición de una fibra, se aprecia el núcleo de vidrio, a través del cual se propaga la luz. En las fibras multimodo el diámetro es de 50 micras, aproximadamente el grosor de un cabello humano. En las fibras monomodo el núcleo es de 8 a 10 micras. Entre tanto en la figura 4 se muestra la atenuación para la clase de vidrio que se usa en las fibras, en decibeles por kilómetro lineal de fibra. Los cables de fibra óptica son similares a los coaxiales, excepto por el trenzado. Su parte negativa consiste en que es una tecnología en la cual la transmisión óptica es unidireccional, la comunicación en ambos sentidos requiere ya sea dos fibras o dos bandas de frecuencia en una fibra. Por último, las interfaces de fibra cuestan más que las eléctricas. (Tanenbaum, 2003)

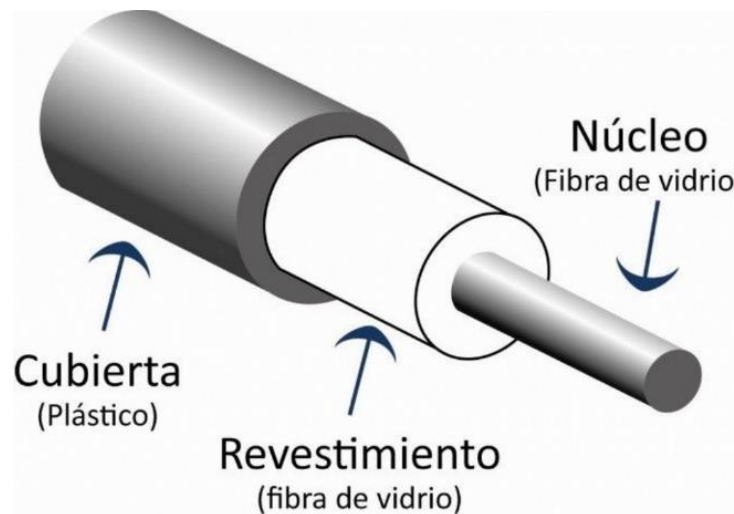


Figura 3 Núcleo y cubierta de la fibra óptica. (scastro, 2014)

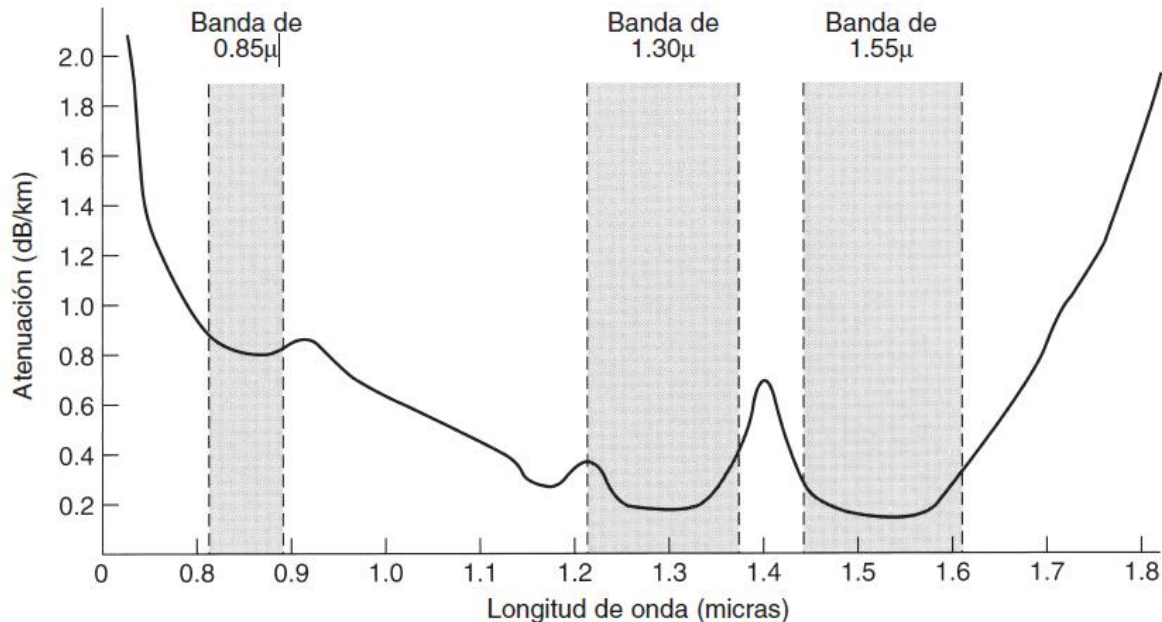


Figura 4 Atenuación en la fibra óptica. (Tanenbaum, 2003)

## 2.3 Medios No Guiados

Debido a la globalización de las comunicaciones y la constante necesidad de estar en línea, se requieren soluciones inalámbricas, ya sea para computadores, celulares, dispositivos de navegación, comunicaciones militares, etc. Esta sección del marco conceptual se dedica a generalizar las comunicaciones inalámbricas y su entorno en Colombia.

### 2.3.1 Espectro electromagnético

La finalidad de un sistema de comunicación es emitir información a dos o más estaciones, para lograrlo se convierte la información en energía electromagnética, luego se radia o transmite a su destino para finalmente transformarla a su forma original. Para las comunicaciones se emplean las ondas de radio ubicadas en la subsección A (ver tabla 1). (Artunduaga, 2008)

*Tabla 1*  
*Subdivisión de frecuencias de las ondas electromagnéticas*

Letra	Nombre	Rango
	Audio	$3\text{---}3 \times 10^3$
A	Radiofrecuencia	$3 \times 10^3\text{---} 3 \times 10^{11}$
B	Ondas caloríficas	$3 \times 10^{11}\text{---} 3 \times 10^{13}$
C	Rayos infrarrojos	$3 \times 10^{13}\text{---} 3 \times 10^{14.2}$
D	Luz visible	$3 \times 10^{14.2}\text{---} 3 \times 10^{14.8}$
E	Rayos ultravioleta	$3 \times 10^{14.8}\text{---} 3 \times 10^{16}$
F	Rayos X	$3 \times 10^{16}\text{---} 3 \times 10^{19.2}$
G	Rayos gamma	$3 \times 10^{19.2}\text{---} 3 \times 10^{22}$
H	Rayos cósmicos	$3 \times 10^{22}\text{---} 3 \times 10^{24}$

---

Datos obtenidos de la tabla 1.1 (Artunduaga, 2008)

La banda de radiofrecuencia se utiliza principalmente en las siguientes radiocomunicaciones: comunicaciones marinas, radiofaros, radiodifusión sonora AM y FM, radioaficionados, radiodifusión de televisión, telefonía celular, radionavegación, radiolocalización, móvil marítimo, móvil aeronáutico, móvil terrestre, móvil por satélite, radioastronomía, meteorología, radar, enlaces de microondas, comunicaciones personales, comunicaciones satelitales, comunicaciones

militares (ANE, 2016). La UIT dentro de su reglamento estableció la distribución del espectro radioeléctrico como se puede apreciar en la tabla 2. Para el caso de este proyecto se emplea la banda SHF ya que las antenas operan entre 10 y 11.5 GHz.

*Tabla 2*  
*Subdivisión de las frecuencias del espectro radioeléctrico*

Sigla	Nombre	Rango de frecuencia	Longitud de onda
VLF	Very Low Frequency	3 - 30 KHz	100 - 10 Km
LF	Low Frequency	30 - 300 KHz	10 - 1 Km
MF	Medium Frequency	300 - 3000 KHz	1 - 0.1 Km
HF	High Frequency	3 - 30 MHz	100 - 10 Km
VHF	Very High Frequency	30 - 300 MHz	10 - 1 m
UHF	Ultra-High Frequency	300 - 3.000 MHz	1 - 0.1m
SHF	Super High Frequency	3 - 30 GHz	10 - 1 Cm
EHF	Extremely High Frequency	30 - 300 GHz	10 - 1 mm

Tomado de CNABF. (ANE, 2016)

### 2.3.2 Historia de las antenas

La historia de las antenas se remonta a James Clerk Maxwell, que unificó las teorías de la electricidad y el magnetismo, y elocuentemente representaron sus relaciones a través de un conjunto de ecuaciones profundas más conocidas como Ecuaciones de Maxwell, También mostró que la luz era electromagnética y que tanto la luz como las ondas electromagnéticas viajan por perturbaciones de la misma velocidad (Kraus, 1985). En 1886, Heinrich Rudolph Hertz logró producir en su laboratorio a una longitud de onda de 4 m una chispa en el espacio de un dipolo  $\lambda / 2$  transmisor que luego se detectó como una chispa en el espacio de un circuito cercano. En 1901 que Guglielmo Marconi transmitió señales a grandes distancias, la primera transmisión



transatlántica de Poldhu en Cornwall, Inglaterra, a St. John's Newfoundland. Su antena de 13 transmisión consistía en 50 cables verticales en forma de un ventilador conectado a tierra a través de un transmisor, los cables fueron sostenidos horizontalmente por un cable entre dos postes de madera de 60 m. La antena de recepción en St. John's era un cable de 200 metros tirado y sostenido por una cometa. Desde los inicios de Marconi hasta la década de 1940, la tecnología de antenas se centró principalmente en elementos radiantes relacionados con cables y frecuencias hasta aproximadamente UHF.

En la Segunda Guerra Mundial, se introdujeron principalmente nuevos elementos como aperturas de guías de ondas, cuernos, reflectores, junto a la novedad de fuentes de microondas (como el klystron y el magnetrón) con frecuencias de 1 GHz y superiores. De manera análoga, los avances en arquitectura y tecnología de computadoras durante la década de 1960 hasta la década de 1990 han tenido un gran impacto en el avance de la tecnología de antena moderna, y se espera que tengan una influencia aún mayor en la ingeniería de antenas en el siglo XXI (S.Stutzman, 1990).

### 2.3.3 Antenas y tipos de antenas

La IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) define una antena como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñado específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas (Engineers, 1983). Una antena en principio, puede ser cualquier conductor de dimensiones comparables a la longitud de onda de cierta señal, la teoría de antena trata de obtener las mejores características de radiación de estos aparatos; para ello se debe optimizar la geometría, dimensiones y propiedades dieléctricas de la estructura radiante. Con frecuencia se considera a las antenas como transductores de energía electromagnética a corriente eléctrica y viceversa, en el proceso sucede que la onda viaja en el espacio y se encuentra a su paso con el conductor de

dimensión y dirección apropiada y resuena en el conductor, al pasar por esa etapa queda 14 atrapada produciendo una corriente de distribución de corriente en el conductor, corriente que puede ser recolectada en las terminales de la antena (de la misma manera en que una onda sonora de cierta frecuencia produce vibraciones mecánicas en un diapasón). Por supuesto que toda clase de señales llega a una antena receptora, pero solo aquellas cuya longitud de onda coincida con las dimensiones de la antena. En la tabla 3 se aprecia la clasificación de las antenas en función de la forma de radiación. (Rueda, 1998)

*Tabla 3*  
*Clasificación de las antenas según su forma de radiación*

Tipo de Antena	Características
Antenas omnidireccionales	Dipolos eléctricos y magnéticos (loops), antenas de parche
Antenas direccionales	Yagi-Uda, reflectores parabólicos, helicoidales, arreglos dipolares. A su vez, pueden ser endfire o broadside; es decir, radiar en dirección del eje de la antena o en dirección perpendicular a ella
Antenas independientes de la frecuencia (de gran ancho de banda)	Logarítmicas, espirales, espirales cónicas.
Antenas electrónicamente direccionales y adaptivas	Arreglos de antenas de fase controlada (AAFC) y arreglos de antenas activas de fase controlada (AAAF). Sus elementos pueden ser dipolos, antenas de parche, hélices.

Tomado de la sección clasificación de las antenas. (Rueda, 1998)

Es significativa la importancia que tiene la tabla 4 ya que presenta una clasificación en 15 función de su geometría o construcción, en las cuales se destacan las antenas parche que son el fundamento para este proyecto.

*Tabla 4*  
*Clasificación de las antenas según su geometría y/o construcción*

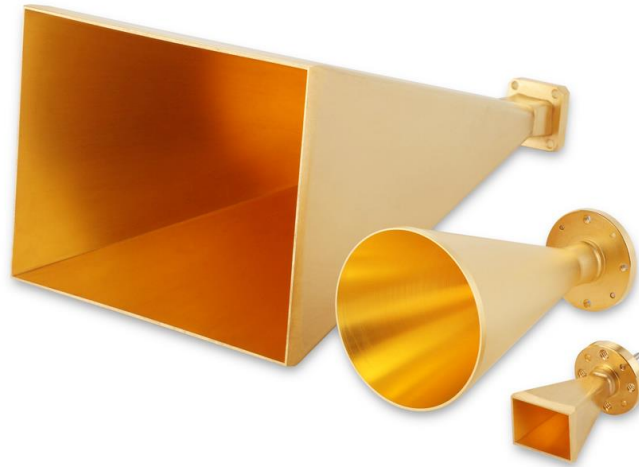
Tipo de antena	Características
Antenas delgadas (wire antennas)	Dipolos eléctricos y magnéticos, logarítmica, Yagi-Uda, helicoidal, arreglo de dipolos.
Antenas de abertura	Guía de onda, corneta, reflectores parabólicos e hiperbólicos.
Antenas autodefinidas	Logarítmicas, espirales, espirales cónicas
Antenas planares	Antenas de parche (diversas geométricas), espirales.
Antenas cuasi-ópticas	Aberturas (slots), antenas de Fresnel.

Tomado de la sección clasificación de las antenas. (Rueda, 1998)

Las antenas delgadas, son familiares debido a su uso continuo en automóviles, edificios, tiendas, aviones, cohetes, dispositivos electrónicos diversos. Como se puede apreciar en el primer ítem de la tabla 4, entre sus características de diseño se encuentran los dipolos eléctricos, Yagi-Uda y arreglos como principales exponentes de este tipo de antena. Las antenas loop son más apetecidas, debido a que su construcción es común y simple de realizar. (Balanis, 2005)

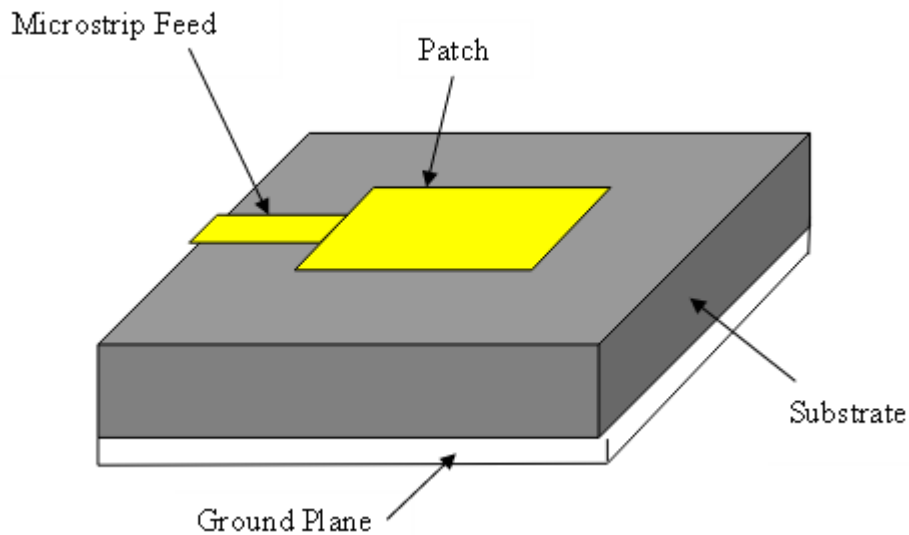
Las antenas abertura son más familiares para el hombre de hoy debido al incremento de demanda para formas más sofisticadas de antenas para emplearlas en altas frecuencias. Algunas configuraciones de antenas se muestran en la figura 5, las antenas de este tipo son implementadas principalmente en aviones y aplicaciones aeroespaciales porque son convenientes para

resguardarlas en el fuselaje del avión y se pueden cubrir con un material dieléctrico para protegerlas de las duras condiciones del entorno. 16



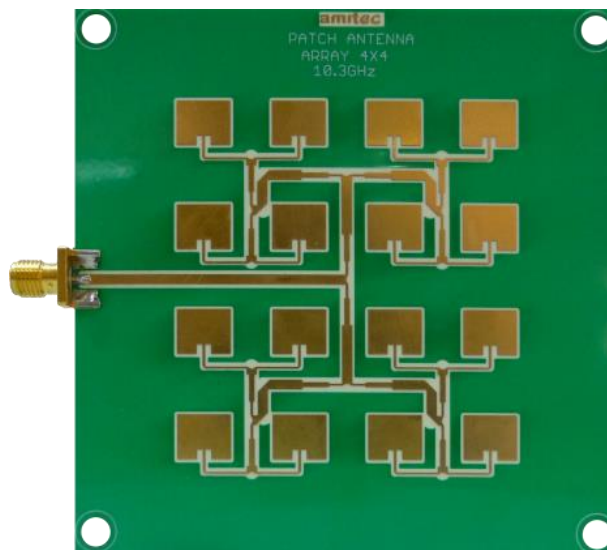
*Figura 5 Configuraciones de antenas de abertura. (Quinstar, 2017)*

Las antenas microstrip que se mencionan en la tabla 4, comienzan su popularidad en los años 70' principalmente en aplicaciones espaciales hoy en día son empleadas con fines militares y comerciales, estas antenas consisten en un parche metálico en el plano tierra del sustrato. El parche metálico puede tener diferentes configuraciones, ya sea de forma circular o rectangular. Las antenas microstrip son de bajo perfil, compatibles con superficies planas y no planas, simples y económicas de fabricar utilizando tecnología moderna de circuito impreso, mecánicamente robustas cuando se montan en superficies rígidas y muy versátiles en términos de frecuencia resonante, polarización, diagrama e impedancia. Estas antenas pueden montarse en la superficie de aeronaves de alto rendimiento, naves espaciales, satélites, misiles, automóviles e incluso teléfonos móviles de mano. Este tipo de antena es la implementada en este proyecto, ya que por su versatilidad y características físicas son de gran interés en la industria de las telecomunicaciones.



*Figura 6 Partes de una antena microstrip. (R. Dakir, 2012)*

Dentro de este marco conceptual, ha de considerarse también los arreglos de antenas, debido a que muchas aplicaciones requieren características de radiación que no son posibles de lograr con un solo elemento, sin embargo agregando varios elementos radiantes en una matriz se obtengan los resultados de radiación esperados.



*Figura 7 Antena microstrip arreglo de 4x4. (Allen, 2017)*

La función ganancia (o su valor pico) permite comparar unas antenas con otras y sobre todo con las ventajas deseadas. A este respecto es importante notar que un enlace podrá tener tanto mayor alcance cuando mayores sean los valores de ganancia de las dos antenas en la dirección que las une, pero este concepto es razonable solo en caso de un enlace punto a punto y no si hay multiplicidad de usuarios en direcciones dispersas; en otras palabras, los valores de ganancia y cobertura son inversamente proporcionales. La cobertura suele medirse con el ancho del haz, que delimita el margen de direcciones en que la ganancia es superior a la mitad de su valor máximo. Frecuentemente se cita como característica principal de una antena su cobertura, usando términos como omnidireccional, omniazimutal, directiva (para hablar de gran ganancia). Los mecanismos de radiación para producir antenas de media y baja ganancia son: radiación de hilos, radiación de rendijas, radiación de pequeñas aberturas, radiación por placas metálicas (conocidas como parches). (Vidal, 2002)

La generación de las líneas de campo para un dipolo

– Durante el primer cuarto de periodo la corriente acumula carga positiva en el semibrazo superior y negativa en el inferior, cerrándose el circuito a través de las corrientes de desplazamiento que siguen las líneas de campo (ver figura 8a).

– En el siguiente cuarto de periodo la corriente se invierte generando corrientes de desplazamiento (líneas de campo) de sentido contrario que empujan a las anteriores hacia fuera (ver figura 8b).

– Finalizado el primer semiperiodo la carga es nula sobre todo el dipolo y las líneas de campo se cierran sobre sí mismas (ver figura 8c).

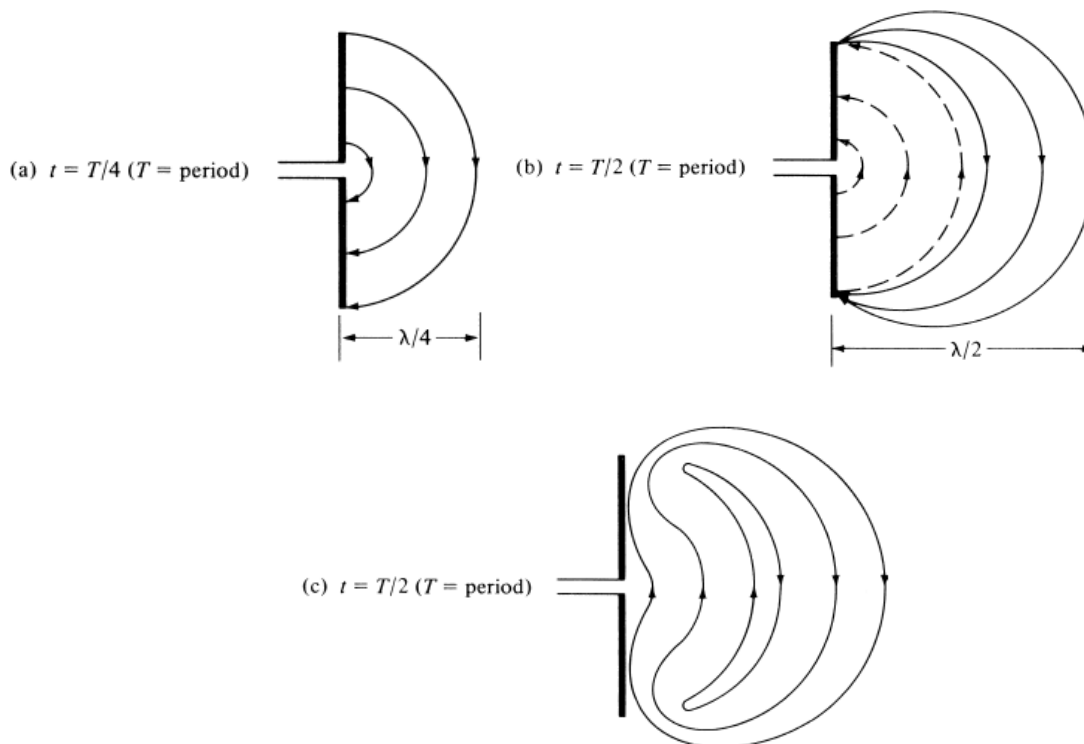


Figura 8 Líneas de campo para un dipolo. (Balanis, 2005)

La resolución de los problemas de radiación electromagnética normalmente se hace mediante la resolución numérica de sistemas de ecuaciones lineales que surgen de la aplicación de las condiciones de contorno de la antena. En las condiciones de contorno aparecen los campos eléctrico y magnético, y sus correspondientes fuentes, que como se ha dicho se relacionan a través de las ecuaciones de Maxwell anteriores (ecuaciones 5 a 8, fundamentos matemáticos). El objetivo del problema es encontrar las distribuciones de corriente  $J$  sobre los conductores de la estructura, y a partir de ellas obtener los campos radiados. A las frecuencias de radio, la profundidad de penetración ( $1/\pi f\mu\sigma$ ) de la corriente y los campos en el interior de los conductores que definen la antena es tan pequeña (del orden de  $\mu\text{m}$ ), que los conductores reales pueden sustituirse por conductores perfectos ( $\sigma=\infty$ ), y asumir que las corrientes son superficiales. (Balanis, 2005)

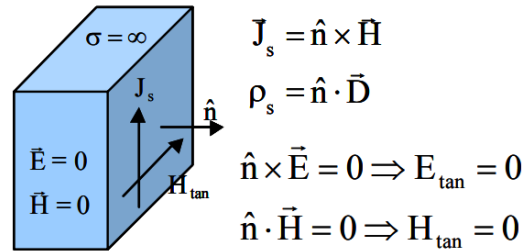


Figura 9 Condiciones de contorno de un conductor perfecto. (OCW, 2004)

### 2.3.5 Corrientes de distribución

Antes de continuar, cabe considerar el movimiento de electrones libres en los conductores, representando la línea de transmisión y la antena, primero se debe revisar la creación de corrientes de distribución en un dipolo lineal y su radiación posterior, en la figura 10 se observa una línea de transmisión a dos hilos sin pérdidas; el movimiento de las cargas crea una corriente de onda progresiva, de magnitud  $I_0/2$ , a lo largo de cada uno de los cables, cuando la corriente llega al final de cada uno de los cables se somete a una reflexión completa de igual magnitud y  $180^\circ$  de fase de inversión, la onda de desplazamiento reflejada al combinarse con la onda incidente de desplazamiento forma en cada cable un patrón de ondas estacionarias de forma sinusoidal (ver figura 10).

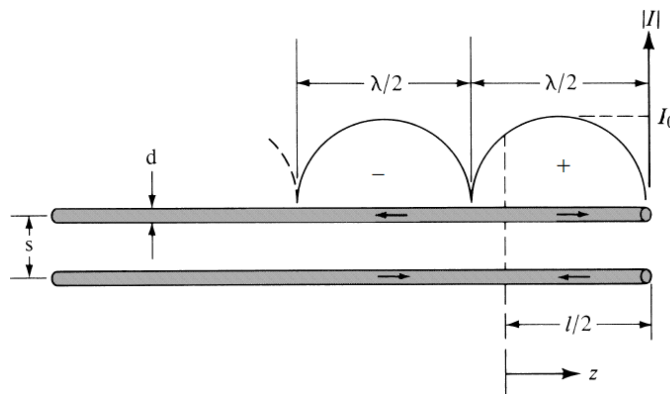
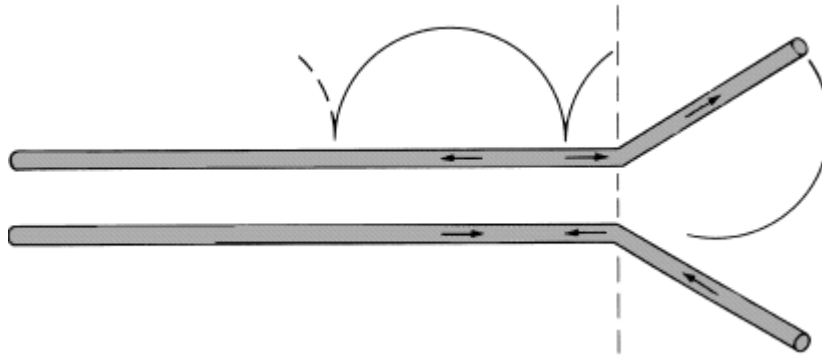


Figura 10 Línea de transmisión en dos hilos. (Balanis, 2005)



A medida que la sección de la línea de transmisión entre  $0 \leq z \leq l/2$  comienza a destellar, 21 como se muestra en la Figura 11, se puede suponer que la distribución de corriente no se altera esencialmente en ninguno de los cables. Sin embargo, debido a que los dos alambres de la sección abocinada no están necesariamente cerca el uno del otro, los campos radiados por uno no necesariamente cancelan los del otro. Por lo tanto, idealmente hay una radiación neta por el sistema de línea de transmisión.



*Figura 11 Línea de transmisión acampanada. (Balanis, 2005)*

Esta es la geometría de la antena dipolo ampliamente utilizada. Debido al patrón de corriente de onda estacionaria, también se clasifica como una antena de onda estacionaria. Si  $l \ll \lambda$ , la fase del patrón de onda estacionaria actual en cada brazo es la misma en toda su longitud. Además, espacialmente se orienta en la misma dirección que la del otro brazo, como se muestra en la figura 12. Así, los campos irradiados por los dos brazos del dipolo (partes verticales de una línea de transmisión acampanada) se reforzarán principalmente hacia la mayoría de las direcciones de observación (la fase debida a la posición relativa de cada parte pequeña de cada brazo también debe incluirse para una descripción completa de la formación del diagrama de radiación).

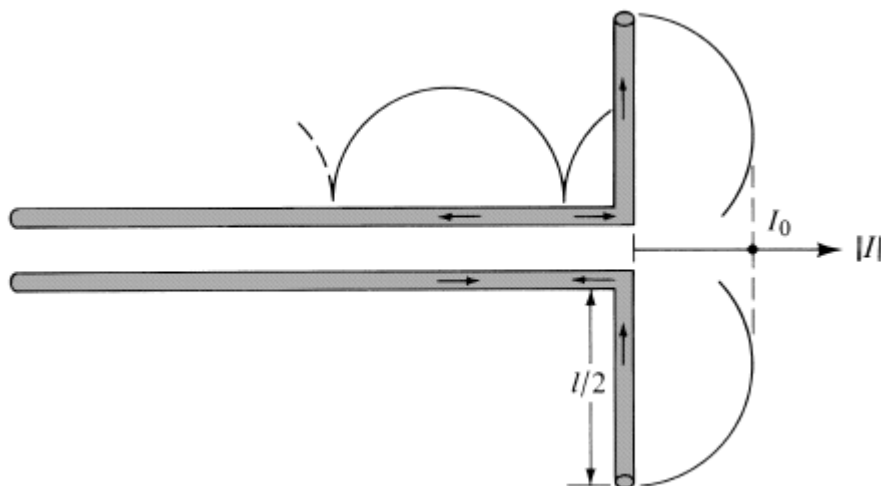


Figura 12 Dipolo lineal. (Balanis, 2005)

### 2.3.6 Diagrama de radiación

Un diagrama de radiación de la antena está definido como “una función matemática o representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena como una función de coordenadas espaciales. En la mayoría de los casos, el diagrama de radiación se determina en la región de campo lejano y se representa como una función de las coordenadas direccionales. Las propiedades de radiación incluyen densidad de flujo de potencia, intensidad de radiación, intensidad de campo, directividad, fase o polarización” (IEEE, 1974). La propiedad de radiación más crítica es la distribución espacial bidimensional o tridimensional de la energía irradiada en función de la posición deseada a lo largo de una trayectoria o superficie de radio constante. En la figura 13 se aprecia un conjunto de coordenadas, un trazado del campo eléctrico (magnético) recibido en un radio constante se llama diagrama de campo de amplitud. Por otro lado, un gráfico de la variación espacial de la densidad de potencia a lo largo de un radio constante se denomina diagrama de potencia de amplitud, los patrones de campo y potencia se normalizan con respecto a su valor máximo, produciendo patrones de energía y campo normalizados y se traza en una escala logarítmica o más comúnmente en decibelios (dB). (Balanis, 2005)

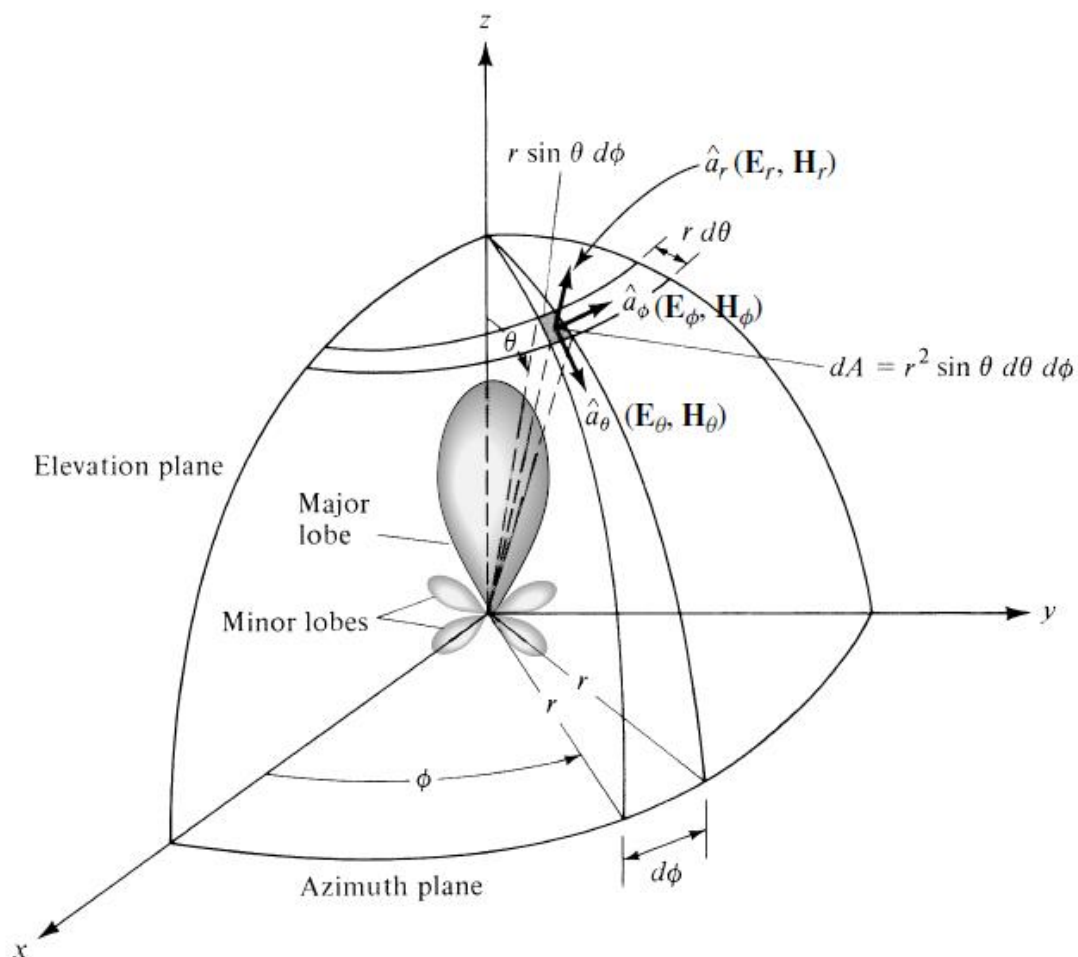


Figura 13 Sistema de coordenadas para análisis de antenas. (Artunduaga, 2008)

Los principales parámetros de las antenas son: el diagrama de campo (en escala lineal) típicamente representa un diagrama de la magnitud del campo eléctrico o magnético en función del espacio angular. En segundo lugar se encuentra el diagrama de potencia (en escala lineal) típicamente representa un diagrama del cuadrado de la magnitud del campo eléctrico o magnético en función del espacio angular. Para finalizar el diagrama de potencia (en dB) representa la magnitud del campo eléctrico o magnético, en decibelios, en función del espacio angular. En el diagrama de radiación se resaltan los lóbulos, los cuales se clasifican en mayor, menor, lateral y

posteriores. Los lóbulos son una porción del diagrama de radiación delimitada por regiones de intensidad de radiación, en la figura 14 se aprecian los lóbulos según su clasificación. (Pérez, 1998)

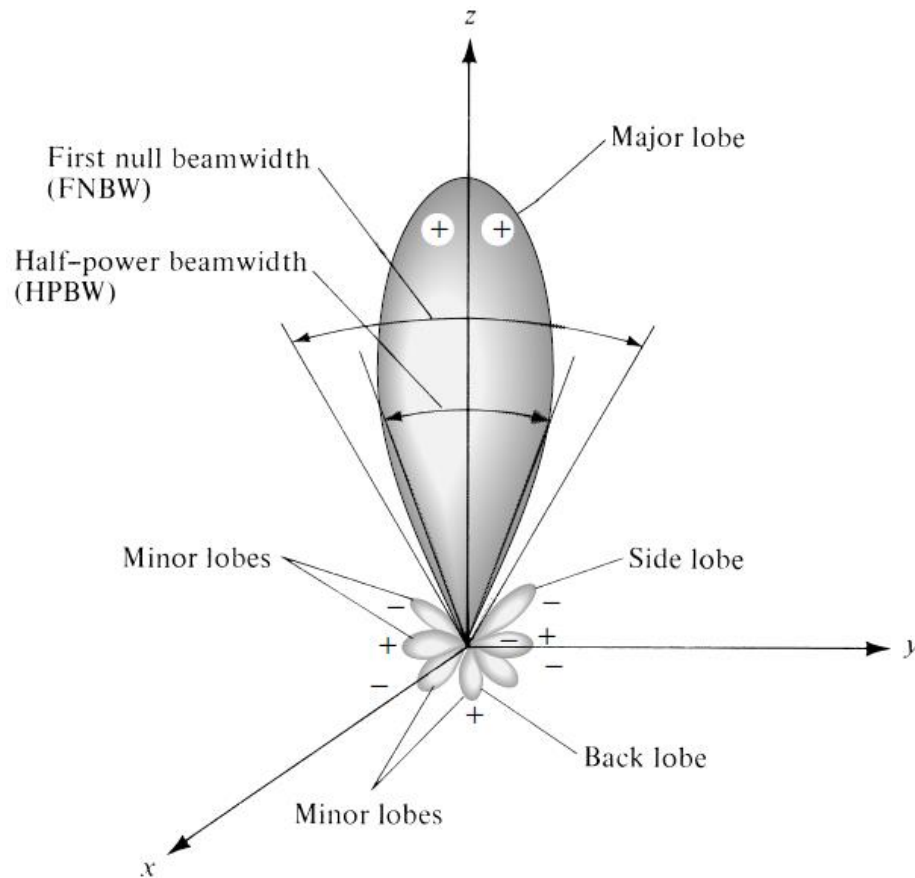


Figura 14 Lóbulos de radiación y ancho del haz del diagrama de la antena. (Balanis, 2005)

El ancho del haz está definido como la separación angular entre dos puntos idénticos en el lado opuesto del máximo del diagrama de radiación, uno de los anchos más utilizados en antenas es el ancho del haz de media potencia (HPBW, por sus siglas en inglés) IEEE lo define como “En un plano que contiene la dirección de la máxima de un haz, el ángulo entre las dos direcciones en las que la intensidad de radiación es la mitad del valor del haz” (IEEE, Comment on the definition of

antenna half-power and impedance-matching bandwidths, 2014). El ancho de haz nulo inicial 25 o FNBW por sus siglas en inglés, es el tamaño angular del lóbulo principal.

### 2.3.7 Eficiencia de la antena

Prosiguiendo con el tema, la eficiencia total de la antena  $e_0$  se usa para tener en cuenta las pérdidas en los terminales de entrada y dentro de la estructura de la antena. Dichas pérdidas pueden deberse a reflexiones debido a la falta de correspondencia entre la línea de transmisión y la antena, además pueden ocasionarse por pérdidas de conducción y dieléctrico ( $I^2R$ ); en general la eficiencia de la antena se expresa como se aprecia en la ecuación 11:

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (11)$$

Donde  $e_0$  es la eficiencia total (adimensional),  $e_r$  es la eficiencia de reflexión (falta de coincidencia, adimensional),  $e_c$  es la eficiencia de conducción (adimensional),  $e_d$  eficiencia dieléctrica (adimensional).

El coeficiente de reflexión  $\Gamma$  de una onda estacionaria se define como el cociente entre la intensidad de señal  $I_a$  de la onda reflejada ( $V_r$ ) y la de la onda incidente ( $V_f$ ) (ver ecuación 12). Su valor máximo es 1, que coincide con la línea de transmisión en circuito abierto; el mínimo es -1, que tiene lugar con la línea de transmisión en cortocircuito; y la situación óptima tiene lugar cuando toma el valor 0, que es cuando no hay reflexión alguna, es decir que toda la potencia entregada se transmite. La magnitud del coeficiente de reflexión se conoce como  $\rho$  (ver ecuación 13). La relación de onda estacionaria (ROE o VSWR), se define como la relación entre el máximo de intensidad de la señal bajo estudio y el mínimo (ver ecuación 14). (Fernandez, 2016)

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_f} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (12) \quad 26$$

Donde  $Z_{in}$  es la impedancia de entrada de la antena,  $Z_0$  es la impedancia característica de la línea de transmisión. (Balanis, 2005)

$$\rho = |\Gamma| \quad (13)$$

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1+\rho}{1-\rho} \quad (14)$$

### 2.3.8 Ganancia

La ganancia directiva en una dirección particular, se define como la relación de la intensidad, en una dirección dada, con la intensidad de radiación que se obtendría si la potencia aceptada por la antena se irradiara isotrópicamente. La intensidad de radiación correspondiente a la potencia isotrópicamente radiada es igual a la potencia aceptada (entrada) por la antena dividida por  $4\pi$ . En la mayoría de los casos tratamos con la ganancia relativa, que se define como "la relación entre la ganancia de potencia en una dirección dada y la ganancia de potencia de una antena de referencia en su dirección de referencia". La entrada de potencia debe ser la misma para ambas antenas. La antena de referencia suele ser un dipolo, un claxon o cualquier otra antena cuya ganancia se pueda calcular o se conozca. En la mayoría de los casos, sin embargo, la antena de referencia es una fuente isotrópica sin pérdidas (ver ecuación 15). (Balanis, 2005) De acuerdo con los Estándares IEEE, "la ganancia no incluye las pérdidas que surgen de los desajustes de impedancia (pérdidas por reflexión) y los desajustes (pérdidas) de polarización".

$$G = \frac{4\pi * \text{intensidad de radiación}}{\text{fuente isotrópica sin pérdidas}} = \frac{4\pi U_{\theta}}{P_{in}} \quad (15)$$

### 2.3.9 Ancho de banda

El ancho de banda de una antena se define como "el rango de frecuencias dentro del cual el rendimiento de la antena, con respecto a alguna característica, se ajusta a un estándar específico. "El ancho de banda se puede considerar como el rango de frecuencias, a cada lado de una frecuencia central (generalmente la frecuencia de resonancia para un dipolo), donde las características de la antena (como la impedancia de entrada, diagrama, ancho del haz, polarización, lóbulo lateral, ganancia, dirección del haz, eficiencia de radiación) están dentro de un valor

aceptable de aquellos en la frecuencia central. Para las antenas de banda ancha, el ancho de banda se expresa generalmente como la relación de las frecuencias superiores a inferiores de la operación aceptable. Por ejemplo, un ancho de banda de 10: 1 indica que la frecuencia superior es 10 veces mayor que la inferior. Para las antenas de banda estrecha, el ancho de banda se expresa como un porcentaje de la diferencia de frecuencia (superior menos inferior) sobre la frecuencia central del ancho de banda. Por ejemplo, un ancho de banda del 5% indica que la diferencia de frecuencia de la operación aceptable es del 5% de la frecuencia central del ancho de banda.

Debido a que las características (impedancia de entrada, diagrama, ganancia, polarización, etc.) de una antena no varían necesariamente de la misma manera o incluso son críticamente afectadas por la frecuencia, no existe una caracterización única del ancho de banda. Las especificaciones se establecen en cada caso para satisfacer las necesidades de la aplicación en particular. Por lo general, se hace una distinción entre las variaciones de impedancia de diagrama y de entrada. Por consiguiente, el ancho de banda del diagrama y el ancho de banda de la impedancia se utilizan para enfatizar esta distinción. Asociado con el ancho de banda del diagrama se encuentran la ganancia, el nivel del lóbulo lateral, el ancho del haz, la polarización y la dirección del haz, mientras que la impedancia de entrada y la eficiencia de la radiación se relacionan con el ancho de banda de la impedancia. Por ejemplo, el diagrama de un dipolo lineal con una longitud total inferior a media longitud de onda ( $l < \lambda / 2$ ) es insensible a la frecuencia. El factor limitante para la antena es su impedancia, y su ancho de banda puede formularse en términos de  $Q$ . La  $Q$  de antenas o matrices con dimensiones grandes en comparación con la longitud de onda, excluidos los diseños súper directivos, está cerca de la unidad. Por lo tanto, el ancho de banda generalmente se formula en términos de ancho de haz, nivel del lóbulo lateral y características del diagrama. Para antenas de longitud intermedia, el ancho de banda puede estar limitado por variaciones de diagrama o de



impedancia, dependiendo de la aplicación particular. Para estas antenas, un ancho de banda de 2: 1 indica un buen diseño. Para otros, se necesitan grandes anchos de banda. Las antenas con anchos de banda muy grandes (como 40: 1 o más) se han diseñado en los últimos años. Estas se conocen como antenas independientes de frecuencia. La discusión anterior supone que las redes de acoplamiento, transformadores, etc.) Y / o las dimensiones de la antena no se modifican de ninguna manera a medida que se cambia la frecuencia. . Es posible aumentar el rango de frecuencia aceptable de una antena de banda estrecha si se pueden hacer los ajustes adecuados en las dimensiones críticas de la antena y / o en las redes de acoplamiento a medida que se cambia la frecuencia. Aunque no es una tarea fácil o posible en general, hay aplicaciones donde esto se puede lograr.

Los ejemplos más comunes son la antena de una radio de automóvil y las "orejas de conejo" de un televisor. Ambos suelen tener longitudes ajustables que se pueden utilizar para sintonizar la antena para una mejor recepción.

### 2.3.10 Impedancia de entrada

Es la impedancia presentada por una antena en sus terminales o la relación de la tensión a la corriente en un par de terminales o la relación de los componentes apropiados de los campos eléctricos a los magnéticos en un punto. Conviene concentrarse en la impedancia de entrada en un par de terminales que son los terminales de entrada de la antena (ver figura 15). La relación de la tensión a la corriente en estos terminales, sin carga conectada, define la impedancia de la antena como se aprecia en la ecuación 16. (Balanis, 2005)

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (16)$$

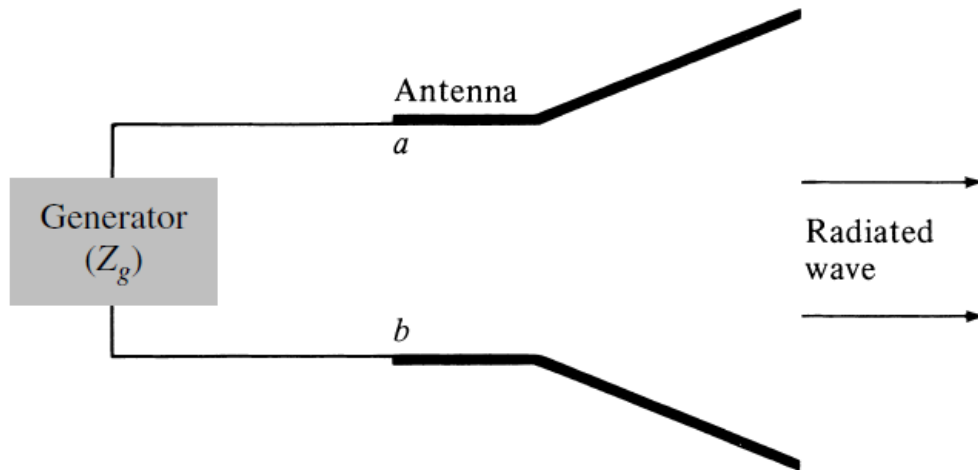


Figura 15 Antena en modo de transmisión. (Balanis, 2005)

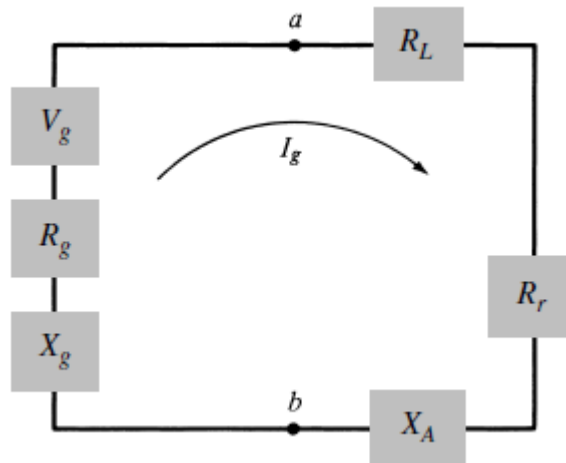


Figura 16 Circuito equivalente en Thevenin. (Balanis, 2005)

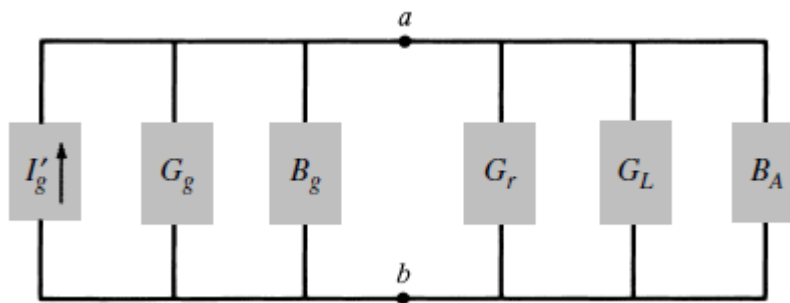


Figura 17 Circuito equivalente en Norton. (Balanis, 2005)

Donde  $Z_A$  es la impedancia,  $R_A$  resistencia de la antena (ver ecuación 17),  $X_A$  reactancia en los terminales a-b. 31

$$R_A = R_r + R_L \quad (17)$$

Donde  $R_r$  es la resistencia de radiación de la antena,  $R_L$  resistencia de pérdidas de la antena.

### 2.3.11 Parámetros de dispersión

La mayoría de las aplicaciones prácticas de la dispersión electromagnética (por ejemplo, radar o teledetección) implican objetivos que están ubicados muy lejos del transmisor y el receptor. A tales distancias, el objetivo parece ser un punto dispersor y el campo disperso en la posición del receptor se parece a una onda esférica que emana del dispersor. La ubicación de la región de campo lejano, el comportamiento del campo disperso y la elección de los métodos de análisis dependen de la relación entre la longitud de onda  $\lambda$ , el tamaño característico  $D$  del dispersor y la distancia  $R$  entre el dispersor y el punto de observación. (Osipov & Tertyakov, 2017)

Los parámetros de dispersión son los coeficientes de reflexión y transmisión entre la onda incidente y la reflejada. Estos parámetros describen completamente el comportamiento de un dispositivo bajo condiciones lineales en determinado rango de frecuencia. Cada parámetro es caracterizado por magnitud, ganancias o pérdidas en decibeles y fase. A pesar de ser aplicables a cualquier frecuencia, los parámetros  $S$  son usados principalmente para redes que operan en radiofrecuencia (RF) y frecuencias de microondas. En general, para redes prácticas, los parámetros  $S$  cambian con la frecuencia a la que se miden, razón por la cual se debe especificar la frecuencia para cualquier medición de parámetros  $S$ , junto con la impedancia característica o la impedancia del sistema. En el contexto de los parámetros- $S$ , dispersión se refiere a la forma en que las corrientes y tensiones que se desplazan en una línea de transmisión son afectadas cuando se encuentran con una discontinuidad debido a la introducción de una red en una línea de transmisión.

Esto equivale a la onda encontrándose con una impedancia diferente de la impedancia 32 característica de la línea (Colombo, 2012). La descripción de los parámetros es la siguiente: S11: Coeficiente de reflexión a la entrada o coeficiente de reflexión directa. S21: Coeficiente de transmisión directa o ganancia con la tensión directa. S22: Coeficiente de reflexión a la salida o coeficiente de reflexión inversa. S12: Coeficiente de transmisión o ganancia con la tensión inversa.

### 2.3.12 Matriz dispersión

Considerando la dispersión de objetos excitados por ondas transversales (objetos ubicados lejos de la antena iluminadora), se puede escribir el campo eléctrico incidente como una suma de dos componentes ortogonales (ver ecuación 18), donde se contemplan los parámetros mencionados en la figura 18. Los vectores unitarios son en general diferentes porque dos sistemas de coordenadas están ligados a las posiciones de las antenas transmisora y receptora que pueden ser arbitrarias. Suponiendo que la dispersión es un proceso lineal, podemos escribir relaciones lineales entre los componentes de campo dispersos e incidentes en forma matricial (ver ecuación 19) (Osipov & Tertyakov, 2017)

$$E_{inc} = E_x^{inc} \hat{x}_{inc} + E_y^{inc} \hat{y}_{inc} \quad (18)$$

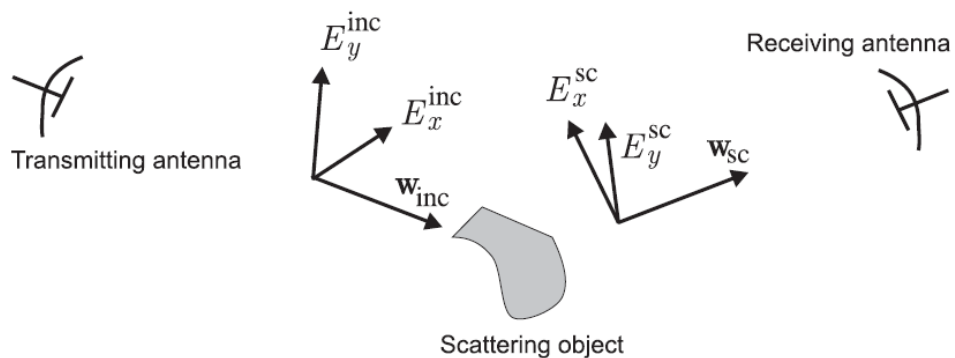


Figura 18 Definición gráfica de la matriz de dispersión. (Osipov & Tertyakov, 2017)

$$\begin{pmatrix} E_x^{sc} \\ E_y^{sc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_x^{inc} \\ E_y^{inc} \end{pmatrix} \quad (19)$$

### 2.3.13 Problemas de simulación

Una dificultad que los estudiantes generalmente enfrentan es que el tema de electromagnetismo es bastante abstracto, y es difícil visualizar la propagación e interacción de ondas electromagnéticas. Con los métodos numéricos y computacionales avanzados de la actualidad y el software y hardware de animación y visualización, este dilema puede, en gran medida, minimizarse. Cada problema se resuelve usando el método del Dominio de Diferencia Finita, un método que resuelve las ecuaciones de Maxwell como una función del tiempo discreto en pasos de tiempo en puntos discretos en el espacio. Luego, se puede tomar una imagen de los campos en cada paso del tiempo para crear una película que se puede ver como una función del tiempo (Balanis, 2005). En el siguiente segmento se ahondará en el programa que se seleccionó para validar los modelos que se presentan en el cuarto capítulo.

## 2.4 ANSYS HFSS

Ansoft surgió de una investigación realizada en la Universidad Carnegie Mellon por Zoltan J. Cendes, Ph.D., y sus colegas. La investigación inicial del Dr. Cendes se centró en cálculos de campos magnéticos y electrostáticos de baja frecuencia. El software original desarrollado por el Dr. Cendes y sus colegas, Maxwell, estaba equipado con un poderoso algoritmo de generación de malla Delaunay que automatizaba el proceso de mallado y hacía que el software fuera muy fácil de usar. En 1984, con la tecnología desarrollada hasta el punto en que los directores creían que se podía convertir en un negocio y el Dr. Cendes que estaba convencido de que el electromagnetismo se estaba infrutilizando, se formó Ansoft. En la década de 1980, Ansoft comenzó a realizar investigaciones de vanguardia en campos de microondas de alta frecuencia. Ansoft desarrolló nuevos tipos de elementos, llamados elementos de borde, que finalmente resolvieron el problema

de los "modos espurios" que había estado plagando a los investigadores en el modelado de 34 elementos finitos de dispositivos electromagnéticos (EM). Este desarrollo abrió la puerta para que el método de elementos finitos (FEM) se emplee en aplicaciones de ingeniería eléctrica. En 1990, Ansoft envió la primera versión de la tecnología HFSS (High-Frequency Structure Simulator), que se ha convertido en el estándar de la industria para el cálculo de propiedades electromagnéticas de componentes y estructuras arbitrarios en 3-D. A continuación, los ingresos de HFSS y otros productos desarrollados por Ansoft para el análisis de la integridad de la señal y la simulación del sistema electromecánico crecieron a una tasa de promedio del 25 por ciento. Impulsado por la fuerza de HFSS, Ansoft creció hasta convertirse en un desarrollador líder de software de automatización de diseño electrónico (EDA) de alto rendimiento.

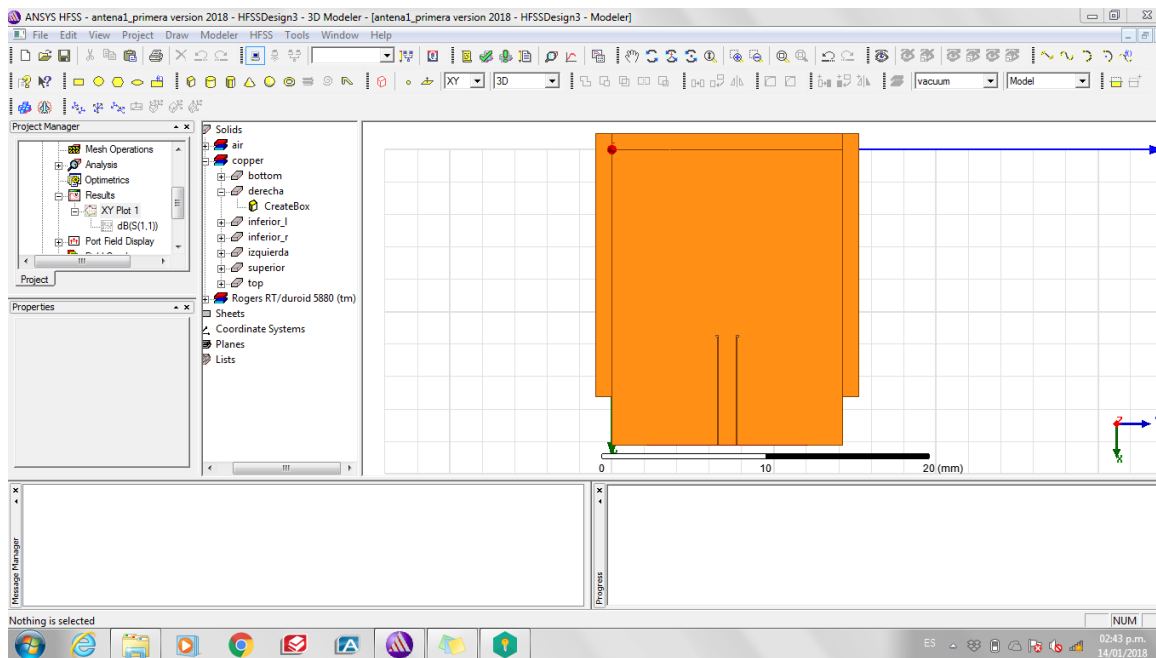
La capacidad única de los productos de Ansoft de aprovechar el electromagnetismo en el diseño de componentes, circuitos y sistemas ha permitido a las empresas de todo el mundo diseñar comunicaciones móviles, acceso a Internet, componentes y sistemas de redes de banda ancha, circuitos integrados y tarjetas de circuitos impresos (PCB), así como sistemas electromecánicos tales como componentes automotrices y sistemas de electrónica de potencia. (HFSS, 2016)

En abril de 1996, Ansoft completó su oferta pública inicial y comenzó a cotizar en la bolsa NASDAQ bajo el símbolo "ANST". En 2008, el Dr. Cendes recibió el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) Antenas y Sociedad de Propagación (AP-S) Distinguished Achievement Award por sus contribuciones al uso generalizado de herramientas de software fáciles de usar para el análisis y el diseño electromagnéticos. Las aplicaciones de radiofrecuencia (RF) y microondas son un segmento principal del mercado de productos electrónicos de alto rendimiento. Estas aplicaciones incluyen componentes y circuitos de alta frecuencia que se encuentran en las porciones de transmisor y receptor de sistemas de comunicación, sistemas de

radar, satélites y teléfonos celulares. Las demandas del mercado de costo reducido, tamaño, peso y consumo de batería obligan a los desarrolladores de componentes y sistemas a considerar los efectos electromagnéticos dentro del proceso de diseño. Los modernos módulos de RF de alto rendimiento aumentan continuamente la complejidad del diseño, la densidad, los parásitos del paquete y las interacciones de chip a chip. La solución de microondas y RF de alto rendimiento Ansoft se enfoca en estos desafíos con la verificación de todo el sistema, la simulación multi-chip y la extracción parásita de interconexión de paquetes, asegurando el desarrollo exitoso de los diseños de RF y microondas de próxima generación. (Ravenstahl, 2008)

HFSS ofrece precisión de onda completa 3-D para componentes que permiten RF y diseño de alta velocidad. Al aprovechar simuladores avanzados de campo electromagnético vinculados dinámicamente a una potente simulación de balance de armónicos y circuitos transitorios, HFSS rompe el ciclo de repetidas iteraciones de diseño y largos prototipos físicos. Con HFSS, los equipos de ingeniería logran consistentemente el mejor diseño en su clase en una amplia gama de aplicaciones que incluyen antenas, matrices en fase, componentes pasivos de RF / mW, interconexiones de alta velocidad, conectores, empaquetado de circuitos integrados y PC. (HFSS, 2016)

En la figura 19 se aprecia la pantalla general del software HFSS, algunas de las funciones que resaltan son: animaciones de campos electromagnéticos, diagrama de radiación, carta Smith, los modelos se pueden realizar en 3D, la visualización se puede generar desde varios puntos de vista, entre otras ventajas.



*Figura 19 Entorno gráfico en Ansys HFSS. (Elaboración propia).*

De este capítulo se puede concluir que el adelanto en tecnología sobretodo inalámbrica ha sido fundamental para incrementar el uso de acuerdo a las aplicaciones cada vez más enfocadas a la convergencia en dispositivos tales como celulares, tabletas, a la vez que se busca mejorar el rendimiento de los radioenlaces para aplicaciones de aviónica, militares, radiolocalización y de índole ocasional como es el caso de los radioaficionados. Estos avances tecnológicos han sido apoyados en gran medida por grupos de investigación dedicados a evaluar el comportamiento real y simulado de los campos electromagnéticos y sus usos generales, al igual que se han planteado los fundamentos matemáticos que permiten sustentar y conocer el entorno de los dispositivos de radiación tales como las antenas y sus campos electromagnéticos.



**Antecedentes**

Este punto se puede destacar observando de cerca la historia de las antenas SIW, lo cual implica revisar brevemente la historia de la guía de onda y la tecnología microstrip ya que son los fundamentos del proyecto que se plantea, se realiza una revisión de los avances en tecnología SIW a nivel internacional y finalmente antecedentes de índole nacional, con miras a una mejor comprensión del funcionamiento de las antenas y los adelantos que han tenido para determinar así cuales son los artículos que se emplearán en el capítulo 4.

**3.1 Historia y antecedentes internacionales**

La idea de una guía de onda en sustrato integrado se origina de la combinación de la guía de onda y microstrip, aquí conviene detenerse un momento a fin de conocer la estructura e historia de estas dos tecnologías, para comenzar la historia de la guía de onda, el ancho y la altura de la dimensión de la guía de ondas rectangular se representan con la letra "a" y "b", respectivamente, como se muestra en la Figura 20. Tradicionalmente, el ancho debe ser mayor que la altura. La sección transversal de la guía de ondas en una intersección arbitraria se muestra en un plano x-y. La longitud de la guía de onda se extiende a lo largo del eje z. El espacio hueco en la guía de ondas central se puede llenar con material dieléctrico. La guía de onda está rodeada por paredes de metal. Al verse reflejado en la superficie interna del metal, la onda electromagnética dentro de la guía de ondas se propaga en una trayectoria en zigzag. La dirección de propagación de la onda electromagnética solo apunta hacia el eje z. El modo de propagación más frecuentemente utilizado en las guías de ondas rectangulares es el modo eléctrico transversal (TE), en el que todos los componentes del campo eléctrico son perpendiculares a la dirección de propagación, el primer modo TE es TE<sub>10</sub> como se muestra en la figura 21. En este modo TE<sub>10</sub>, solo varían los

componentes del campo eléctrico en la dirección del eje  $y$ . Las líneas continuas verticales en 38 el plano  $x$ - $y$  representan los componentes del campo  $E$  del eje  $y$ . Los bucles del tablero dentro de la guía de ondas muestran el campo magnético. Las cruces representan los componentes del campo  $E$  con una dirección descendente, y los puntos representan los que tienen una dirección ascendente.

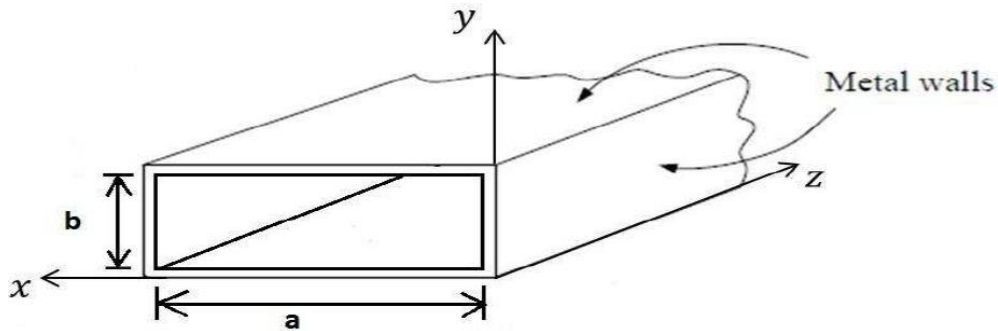


Figura 20 Estructura de guía de onda rectangular. (Wu, 2015)

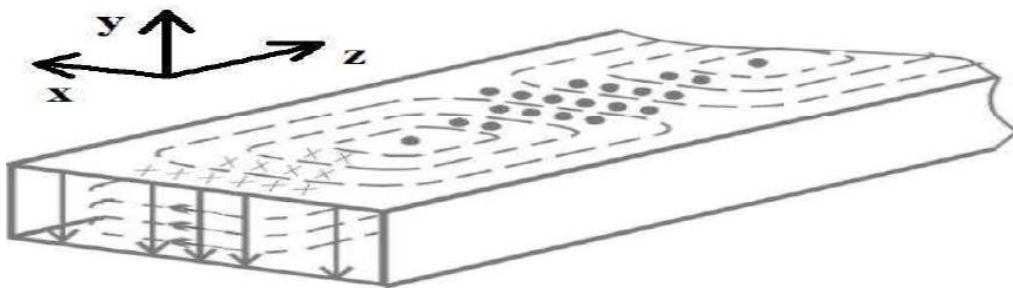


Figura 21 Distribución del campo electromagnético en el Modo TE. (Wu, 2015)

El registro oficial más antiguo de la guía de ondas muestra que Lord Rayleigh es el primer fundador que construyó el prototipo de tubería hueca conductora interna resolviendo el problema de límite matemático y descubriendo el modo de transmisión (Rayleigh, 1897). En 1936, dos científicos estadounidenses, Barrow y Southworth, obtuvieron evidencias experimentales de la viabilidad de la guía de onda (Southworth, 1936), posteriormente, el grupo de investigación telefónica Bell elaboró la prueba teórica de la guía de onda en matemáticas, cada vez más artículos

de publicación demostraron que el tubo hueco metálico puede usarse no solo como línea de 39 transmisión cerrada de onda electromagnética sino también como un radiador de antena. La ranura resonante de la guía de ondas rectangular, ha hecho una profunda contribución a la derivación de la fórmula de la guía de ondas y se atribuye al trabajo de Watson (Watson, 1946).

Para optimizar la integración del sistema, se ha presentado una nueva estructura guiada llamada guía de onda integrada de sustrato (SIW), como se muestra en la figura 22 a, la estructura de SIW es similar a una estructura de guía de onda llena de dieléctrico rectangular. Al adoptar el método de fabricación de PCB de Microstrip, SIW, sin embargo, reduce la altura original al grosor de la PCB. El sustrato de PCB, en este sentido, puede considerarse como el dieléctrico lleno interno de una guía de ondas. Las dos hojas de cobre de PCB son equivalentes a las dos paredes metálicas anchas de la guía de ondas, las dos filas de orificios recubiertos de cobre taladrados a igual distancia en la PCB, reemplazan las paredes angostas de la guía de ondas. Por lo tanto, las hojas de cobre y los orificios forman un bucle de corriente, que es similar al caso de la sección transversal de la guía de ondas de metal sólido tradicional. De forma similar a la característica de propagación en la guía de onda voluminosa, la onda electromagnética comprimida en SIW también se mueve hacia adelante a lo largo de una ruta en zigzag entre las dos filas de orificios de paso al reflejarse. Por lo tanto, cada SIW tiene una frecuencia de transmisión más baja específica. Y la longitud de onda de la frecuencia de corte debe ser proporcional al ancho de la SIW particular. Como el grosor de la PCB es bastante delgado, la altura "b" de la SIW suele ser inferior a 2 mm. Además, la disposición de los orificios de paso es densa, lo que significa que la distancia "p" entre dos postes es pequeña y el diámetro del poste "d" también es pequeño. Por lo tanto, SIW tiene una pérdida insignificante y una atenuación pequeña. Cabe señalar aquí que la marca más distintiva de SIW es la distribución de corriente en los orificios de paso. La corriente de superficie en una guía de onda

tradicional puede fluir hacia cualquier dirección. Pero la corriente en la superficie de los 40 orificios de paso está limitada a la dirección vertical. Como los orificios de paso individuales son discretos, la corriente de la pared lateral no puede fluir longitudinalmente a través de los intervalos regulares. Por lo tanto, la propagación en SIW solo puede realizar los modos  $TE_{m0}$  de la guía de onda rectangular tradicional, en la cual el campo  $E$  es perpendicular a la dirección de propagación y no cambiará a través del eje  $Y$ . Por lo tanto, el primer modo de SIW es el modo  $TE_{10}$ , como se muestra en la figura 22 b.

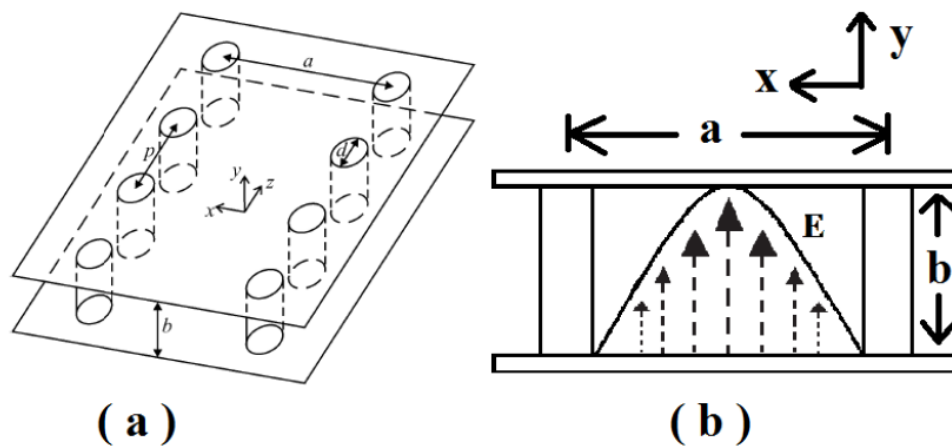


Figura 22 (a) Estructura SIW vista 3D, (b) Modo  $TE_{10}$  en la sección transversal. (Wu, 2015)

Sin embargo, los orificios de paso metalizados se han utilizado ampliamente en la fabricación de PCB hace mucho tiempo para reducir el acoplamiento entre elementos electrónicos. La idea de la guía de ondas de agujeros viables fue propuesta por primera vez por Shigeki en 1994 (Shigeki, 1994). El desarrollo de la pared posterior a los orificios de la SIW se limita a la precisión del cálculo del campo electromagnético, que además depende del método de análisis numérico y la capacidad de procesamiento de la computadora disponible en ese momento.

Recientemente se han desarrollado modificaciones sobre las antenas SIW tales como ranuras ubicadas en la parte posterior de la antena que altera el campo electromagnético generando una

ampliación del ancho de banda, dependiendo de la ubicación de dicha ranura como se puede 41 observar en el documento “Antena plana con ranura de respaldo en una cavidad SIW” cuyo desarrollo se originó en China en el año 2008, se ahondará en este documento a lo largo del capítulo cuarto (Guo Qing Luo Z. F., 2008). En el año 2010 en Puebla, México, se propone un filtro pasa banda tipo túnel con características SIW, con modo  $TE_{10}$  (el cual que tiene características intrínsecas de pasa altas), los autores emplean una excitación de tres modos de bandas resonantes desde la alimentación de guía de onda. Cabe señalar que en las simulaciones aumentó el 75% el ancho de banda y en físico aumentó el 70% (Alonso Corona, 2010).

En el año 2011, se realizaron investigaciones por parte de Wael M. Abdel mostrando técnicas de alimentación centralizadas (conocidas como FED) las cuales son empleadas comúnmente para ampliar el ancho de banda y mejorar la eficiencia de las antenas, Abdel presentó una antena parche en banda V (60 GHz), que se encuentra acoplada con tecnología SIW a un MPA (Microstrip Patch Antenna) diseñado para usar dos configuraciones de ranura diferentes con una impedancia simulada, que incrementa en 22% el ancho de banda (Wael M. Abdel-Wahab, 2011). Durante el 2011 Mohamed Awida, propuso un arreglo de las antenas, que combina las cavidades convencionales con una antena tipo parche (con cavidades de respaldo), como supresor de onda en superficie. Esto provee alta eficiencia de radiación, mayor ancho de banda y bajos costos de fabricación. (Mohamed H. Awida, 2011). Por su parte Min Chen, en ese mismo año, realizó dos investigaciones en la Universidad de Ciencia y Tecnología de Nanjing – China, el primer planteamiento que investigó se ocupó de las técnicas de alimentación centralizadas y las ventajas que tiene las guías de onda con forma rectangular a la cual se le insertan slots para modificar el ancho de banda, en el diseño que plantean se amplía el ancho de banda en 145%, (originalmente es del 9.8%) el cual se comprueba con el prototipo mediante mediciones y simulaciones aunque se

modifica levemente la frecuencia debido a la falta de precisión y errores en los parámetros del substrato (Min Chen, 2011). El segundo escrito de Chen en compañía de Wenquan Che, describe un método de incremento ancho de banda implementando un dipolo parasito, con ese método se amplía el BW sin afectar la estabilidad del diagrama de radiación, se logra mediante un arreglo lineal 1X3, luego de realizar las mediciones aumentaron el 19% el ancho de banda relativo (Wenquan Che, 2011).

Ahora bien, en el año 2012 se realizaron varios estudios en tecnología SIW, dentro de los cuales se destacan los siguientes: en Teherán – Irán, los estudiosos Sarbandi, Salmani y Tarayani, plantearon el incremento del ancho de banda en función de fractales en forma de slots, esto también reduce las pérdidas por ruido de -10DB a la vez que incrementa el BW en 12.1%, la antena propuesta por los investigadores tiene un rango de operación de 10.850 GHz – 12.250 GHz (banda X), una de las principales aplicaciones es en radares de apertura sintética, ya que la tecnología SIW usa eficientemente la alimentación de los slots (H. Sarbandi Farahni, 2012). Por su parte Guo Qing Luo, presenta un método de incremento ancho de banda con bajo perfil de cavidad respaldada con tecnología SIW, en este caso operan dos modos híbridos que son excitados simultáneamente (resonancias  $TE_{120}$  y  $TE_{110}$ ), con este método logran un incremento en el BW del 6.3% junto a otras ventajas tales como 6.0dBi en la ganancia pico y 90% en la eficiencia de radiación, además se reduce en un 30% el tamaño total (Guo Qing Luo, 2012). En Mashhad – Irán Sara Sadat y Amir Reza, se basan en tres ideas diferentes: un proyecto que realiza una cuadratura híbrida para ondas milimétricas SIW, un proyecto que crea una estructura similar con un ancho de banda fraccionado, y el tercero que crea una antena de tamaño compacto que tiene el ancho de banda reducido, Sadat y Reza, plantearon una solución que crea un acoplador ramificado para realizar una unión híbrida que incrementa el Bw, a lo largo del documento mencionan un cambio en la

frecuencia central, ya que ese cambio produce un mayor ancho de banda y con características más estables (Sara Sadat Karimabadi, 2012). 43

Nuevamente en el año 2013, Guo Qing Luo desarrolla una investigación en busca de mejoras sobre las antenas mencionadas anteriormente, en esta oportunidad menciona que las antenas de respaldo de cavidad SIW de perfil bajo no sólo pueden alimentarse con líneas de transmisión planas como la línea microstrip, guías de ondas coplanares (CPW) y guías de ondas coplanares conectadas a tierra (GCPW), sino también alimentadas por líneas de transmisión no planas como sonda y guía de ondas. En este trabajo se revisan las antenas de apoyo de la cavidad SIW, con las siguientes diferencias: configuraciones, estructuras de alimentación e interpretaciones, presentadas por investigadores internacionales, analizando también sus métodos de mejora del rendimiento (Guo Qing Luo, 2013). En el mismo año, en Kanpur – India, Soumava Mukherjee desarrolló un proyecto en el cual muestra una ampliación del ancho de banda mediante cavidades de respaldo, la cual modifican para tener un offset en la alimentación de la línea microstrip con transición coplanar que excitan con el modo  $TE_{120}$  en la cavidad y también tienen una mejoría en la impedancia. La ampliación del Bw es de 4.2% y la ganancia se incrementa en 10 dB. (Soumava Mukherjee, 2013)

A lo largo del año 2014, tuvieron lugar un gran número de proyectos relacionados con antenas SIW, principalmente en China, India e Irán. Como es el caso de Sai Wai Wong que plantea un filtro en función de la teoría del mecanismo de acoplamiento eléctrico empleando BPF (Filtro Pasabandas) operando a 140 GHz es fabricado usando una capa sencilla en el circuito con tecnología LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramic), lo cual produce un incremento del 13.03% en el ancho de banda fraccional (Sai Wai Wong, 2014). Por su parte Yong Mao Huang plantea una guía de onda integrada, con una estructura celular de tierra y una implementación de un filtro doublet simétrico. Amplia el ancho de banda en 8.02% (Yong Mao Huang, 2014). De otro lado

Robab Kazemi, utiliza pérdidas bajas GCPW y RSIW para las transiciones en la estructura, 44 el diseño es suficientemente extendido para realizar el splitter, la mejora del ancho de banda es del 75% ya que el splitter demuestra excelente amplitud (Robab Kazemi, 2014). Yang Cai, empleó la reflexión de la antena Horn (Bocina), que puede ser generada en la apertura en caso de no modificar la estructura del sustrato. Se basan en la impedancia característica de los bloques dieléctricos perforados en vias aéreas (Yang Cai Z.-P. Q.-S.-Q., 2014). En contraste con Yang Cai, Peng Kai Li propuso un arreglo de 4 x 4 con cavidades que se ajustan en ciertas posiciones de inductividad metalizada en las cavidades, lo cual permite una ampliación del 12%. De forma paralela plantean un arreglo de 1 x 4, el cual incrementó el ancho de banda en un 37% (Peng Kai Li, 2014). Marc Esquiús crea una propuesta con un esquema de excitación con modo ortogonal de TE<sub>10</sub> y TE<sub>01</sub> polarizando de forma dual una antena tipo bocina, requiriendo solo dos capas de sustrato, por tanto propone un diseño de OMT (transductor ortomodal) que amplía el ancho de banda el 8.6% (13.9 – 15.15 GHz) y que al tener los dos modos iguala < -10dB y aísla >28 DB (ver tabla 5). (Marc Esquiús-Morote, 2014)

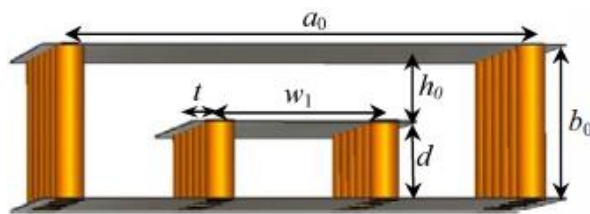


Figura 23 Unión GCPW y RSIW. (Robab Kazemi, 2014)



*Tabla 5*  
*Diferencias del ancho de banda para las partes OMT*

Parte OMT (transductor ortomodal)	BW (ancho de banda %)
OMT para el modo TE10	8.3
Alimentación centralizada modo TE10	11.4
OMT para el modo TE01	14.2
Alimentación centralizada modo TE01	17.8

Tomado de (Marc Esquius-Morote, 2014)

Conviene distinguir lo ocurrido en el año 2015 que tiene como inicio el proyecto de Yijin Shen, en el cual se emplea un filtro pasa bandas diferencial de dos bandas, y también realiza pruebas con un nodo común, los filtros propuestos tienen control en los dos componentes (DM y CM), el CM provee un ancho de banda mayor a 40 dB en dos pasa bandas DM (Yijin Shen, 2015). El estudiante Rui Sen Chen, diseñó en compañía del Ing. Lei Zhu un filtro pasabanda Chebyshev de quinto orden que emplea tecnología SIW usando el slot en U, empleando una cavidad individual para cada orden del filtro también recurre al modo de múltiples resonancias (MMR), con este método los autores lograron ampliar un 42% el ancho de banda fraccional (Rui Sen Chen, 2015). De otra parte en la Universidad Sorbonne de París – Francia, desarrollaron una radiación con una polarización normal, y muestra un bajo perfil, su ancho de banda original es de 6.1GHz ( $s_{11} < -10\text{dB}$ ) este parámetro se incrementa en 7.7 GHz, se diseñó en RT duroid 5880, debido a su bajo costo, y se incrementó el tamaño de la antena tipo bocina a 7.5 mm (Solofo Razafimahatratra, 2015). En la universidad King Saud (KSU), se propuso un prototipo para aplicaciones 5G que opera en la banda Ka con doble frecuencia, emplea una cavidad con una longitudinal de dos slots en uno de los planos conductores (a 28 y 38 GHz), la impedancia del ancho de banda es 0.32 GHz y 1.9 GHz teniendo la máxima ganancia de 11.9 dBi y 11.2 dBi, manejando un ancho de banda

acumulativo de 0.9 GHz (Nadeem Ashraf, 2015). En China análogamente, se desarrolló un 46 proyecto con dos prototipos diferentes, el primero lo disponen con la mitad de la línea longitudinal que convierte el patrón del campo electromagnético detrás de la línea de slot en el modo TE<sub>20</sub>. La segunda estructura (ver figura 24 a), se basa en una apertura del acople que puede realizar mediante una transición directa entre el modo TE<sub>20</sub> y la línea microstrip (ver figura 24). Ambas transiciones tiene una estructura simple y compacta con un banda ancha característica. Estos cambios producen un aumento en el ancho de banda de 50.2%, pérdidas por retorno un desbalance de amplitud de 0.45 dB y 3.8 de desfase. (Jirong Liu, 2015).

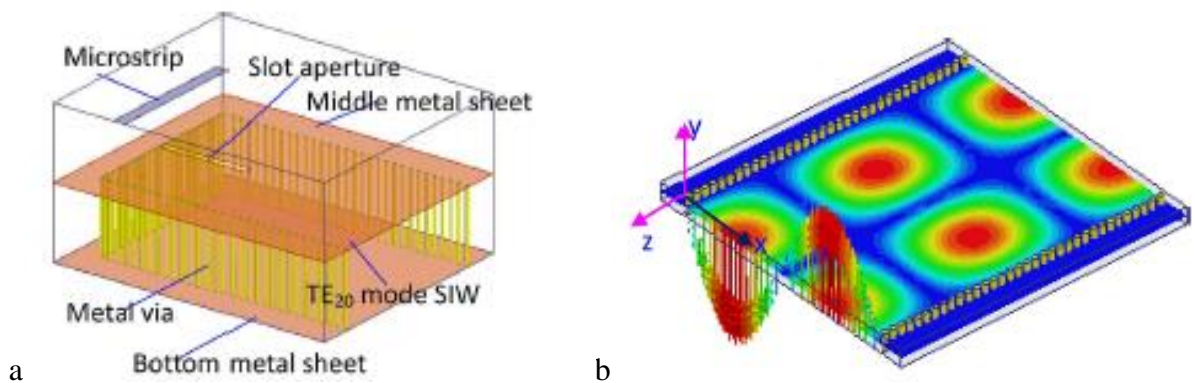


Figura 24 (a) Estructura 3D. (b) Distribución del campo eléctrico modo TE<sub>20</sub>. (Jirong Liu, 2015)

Durante el 2015 también tuvieron desarrollo cuatro proyectos que se resaltan por sus técnicas de ampliación de ancho de banda los cuales fueron: Shaowei Liao que esbozó un arreglo de 4X1 el cual amplía el ancho de banda en un 16.6% mediante, las distancias entre cavidad y cavidad ya que son desiguales, con diferentes frecuencias de resonancia, para así ampliar el ancho de banda y la ganancia. La resonancia variable de los slots se optimiza mediante la posición y tamaño de los arreglos de slots (Shaowei Liao, 2015). Entre tanto Jung Dong emplea en la transmisión una conexión asimétrica. Las mediciones muestran un incremento del 52% con pérdidas por retorno

de 15 dB y las pérdidas por inserción de 0.74 dB, para satisfacer los requerimientos de 47 potencia combinada de una antena SIW de una banda ancha (en la banda K), propone cuatro divisiones de potencia, esto consiste en la guía de onda rectangular con pruebas asimétricas en el puerto de la línea microstrip (Jun Dong, 2015). Otro investigador de origen Chino, llamado Ying Huang, desarrolló un diseño de antena que emplea el substrato FR4 y consiste en una vía metálica de gran tamaño en la cual resuena la onda electromagnética y que amplía su ancho de banda en conjunto con un slot ubicado en la tapa superior, este planteamiento se apreciará más a fondo en el cuarto capítulo (Ying Huang, 2015). Paralelamente, Tao Huang empleó un filtro DGS (Defected Ground Structure) sobre una antena SIW, con dos arreglos lineales de vías metalizadas, creando así un filtro pasabandas de tercer orden con un ancho de banda fraccional para aplicaciones de radar en la banda X (8.8 – 10.1 GHz). Las mediciones resultantes, demuestran que el propósito de ampliar el ancho de banda se cumple en un porcentaje de 10.5% (Tao Huang, 2015).

Quedan por aclarar los proyectos del 2016, dentro de los cuales se destacan cuatro principalmente. En el caso de Londres se encuentra el planteamiento de Augustine O. Nwajana que presenta un filtro pasabanda Chebyshev de bajo costo (ver figura 25), que optimiza el ancho de banda fraccional en un 4%, adicionalmente reducen las pérdidas por inserción y retorno de ruido (de 15 dB a 16 dB), este filtro fue diseñado para resonar en el modo TE<sub>101</sub> a 1.6 GHz sobre el substrato RT Duroid 6010, las simulaciones se realizaron con métodos de elementos finitos (FEM, por sus siglas en inglés) (Augustine O. Nwajana, 2016). Regresando a China, en el mismo año Shao Yong Zheng realizó una antena SIW en una formación circular con 8 slots dispuestos de forma simétrica, las ranuras las utilizan para controlar uno de los dos modos posibles, manteniendo el tamaño ultracompacto. Las mediciones demuestran que la radiación mejora a 18 dB, las pérdidas por retorno mejoran a 14 dB y el ancho de banda se incrementó en un 16.7% (Sho Yong Zheng,

2016). Ahora bien, Yang Cai promueve la intención de extender el substrato en una forma 48 triangular dielectrica de la antena (ver figura 26), que opera de 17.6 a 26.7 GHz con una ganancia picio de 8.3 dBi, el diseño que plantean resulta ventajoso para configuraciones simples y estructuras compactas, las cuales proveen un método de diseño de banda ancha con un patron de radiación end-fire (La disposición física de matriz final del lado angosto es el mismo que el de la matriz de lado ancho. La magnitud de las corrientes en cada elemento es igual, pero hay una diferencia de fase entre estas corrientes. Esta inducción de la energía es diferente en cada elemento, que puede ser entendido (Yang Cai Z. Q., 2016). Para finalizar, el diseño para redes BAN (Body Area Networks) que sugiere Carlos Mulero empleó la modalidad ACMPA (Aperture Coupled Microstrip Patch Antenna) con cavidad para aplicaciones de red de área personal. Ampliando así el Bw en 14.25%. El diseño inicial proviene de otro artículo, y lo modifican, también ajustan las dimensiones en función de las necesidades de la antena (Carlos A. Mulero, 2016).

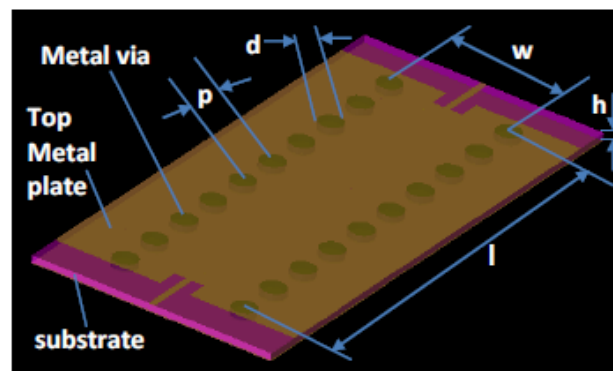


Figura 25 Antena con filtro pasa bandas Chebyshev. (Augustine O. Nwajana, 2016)

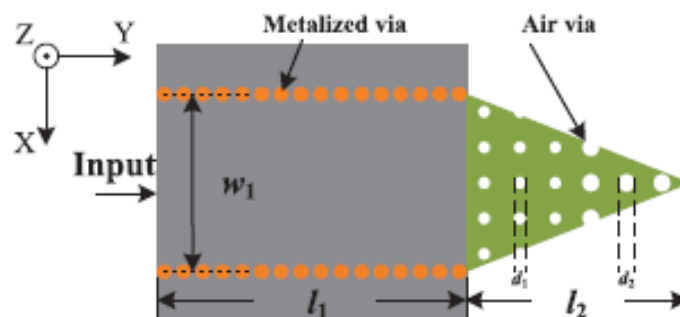


Figura 26 Antena con aumento triangular. (Yang Cai Z. Q., 2016)

### 3.2 Antecedentes Nacionales

En cuanto a los antecedentes nacionales se encuentra una tesis desarrollada por Luis Alejandro Quiroz en la Universidad Distrital Francisco José de Caldas, se centró en el diseño, simulación y optimización de diferentes prototipos de antenas microstrip con polarización lineal y circular para aplicaciones generales en la frecuencia de 2.45 GHz, tales como Wi-Fi o bluetooth. Los diseños desarrollados están soportados sobre una base teórica que caracteriza el estado del arte de estas estructuras y fueron automatizados mediante herramientas computacionales (ver figura 27 b). En una primera aproximación Matlab y en la medida que la geometría de la antena se tornó más compleja se hizo necesario el uso de software especializado (ver figura 27 a), en ese caso fue Ansoft. (Quiroz, 2016)

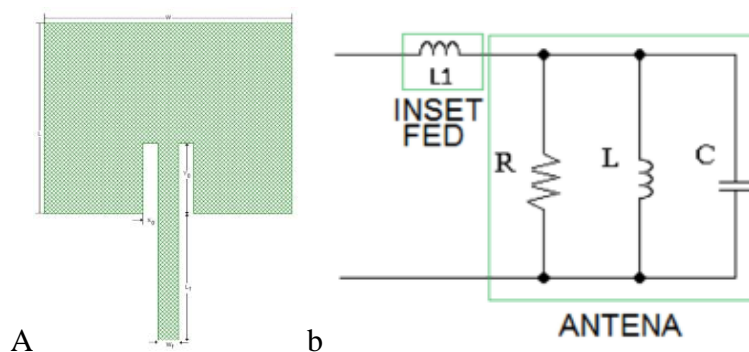


Figura 27 (a) Geometría de la antena. (b) Diseño electrónico. (Quiroz, 2016)

## 4 Capítulo

### Validaciones

En este capítulo se recopilan los tres documentos elegidos de la sección anterior. Tomando como referencia esos tres artículos y sus parámetros geométricos y de funcionamiento, se realiza una simulación para verificar los datos obtenidos por los autores principales. La etapa de mejoras aplica para el primer y segundo modelo, ya que en la tercera antena se logra una mejoría en la adaptación sin requerir mayores cambios. Cada antena presenta cuatro etapas, el planteamiento original, la simulación de mi parte, optimizaciones y costos de fabricación.

#### 4.1 Antena plana con ranura de respaldo en una cavidad SIW (sustrato integrado de guía de ondas)

##### 4.1.1 Antena original

Los autores de este documento, utilizaron una técnica de ubicación de slot central en la cavidad cuadrada SIW para aumentar el ancho de banda de la antena ranurada de la cavidad acoplada a una cavidad. Las estructuras de antena propuestas se fabrican en un sustrato de una sola capa utilizando un proceso ordinario de bajo costo de placas de circuito impreso (PCB). El diseño y simulación de la antena propuesta se realiza utilizando estructuras de simulador de alta frecuencia de software de onda completa (HFSS). Las vías metalizadas del arreglo son adaptadas para construir el metal de guía de onda convencional, sobre un solo sustrato. Las condiciones para el diseño  $d/d_p \geq 0.5$  y  $d/\lambda_0 \leq 0.1$  donde  $\lambda_0$  es la longitud de onda en el espacio libre, la adaptación GCPW de  $50\Omega$  es adoptada como elemento de alimentación para estimular la cavidad, al igual que la línea microstrip igualmente es de  $50\Omega$  (ver figura 28), las medidas de la estructura se pueden evidenciar en la tabla 6. (Guo Qing Luo Z. F., 2008)

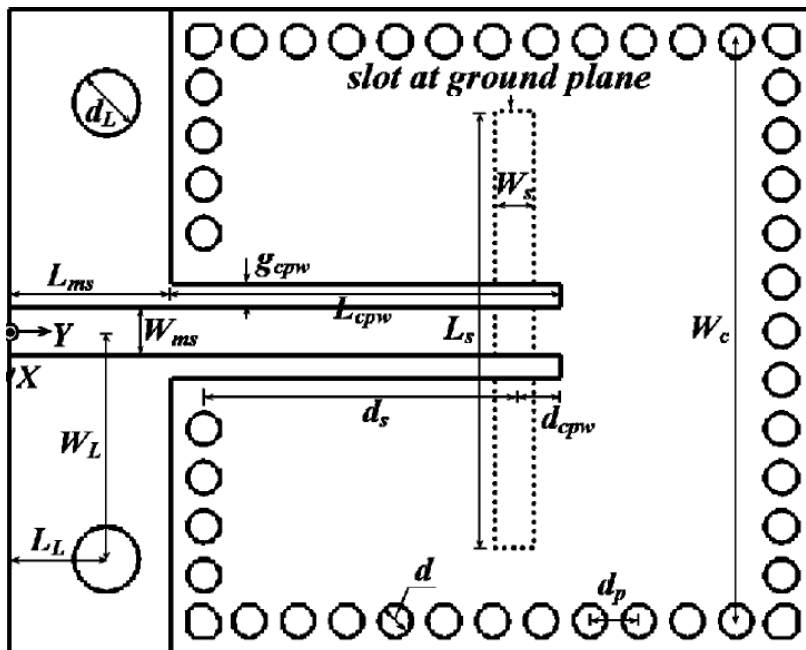


Figura 28 Configuración de la antena original. (Guo Qing Luo Z. F., 2008)

Tabla 6

Parámetros geométricos propuestos por los autores originales primer antena elegida

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
$L_{ms}$	5.0	$W_{ms}$	1.45
$L_{cpw}$	11.0	$g_{cpw}$	0.7
$L_s$	11.3	$W_s$	1.0
$d_s$	10.0	$d_{cpw}$	1.0
$d$	1.0	$d_p$	1.5
$L_L$	3.0	$W_L$	7.0
$d_L$	2.0	$W_c$	17.8

Tomado de (Guo Qing Luo Z. F., 2008)

La ranura es un elemento de ajuste importante de la antena propuesta. El ancho de la ranura se puede usar para mejorar ligeramente el ancho de banda de la impedancia. Pero su efecto sobre el ancho de banda de impedancia es mucho menor que el grosor del sustrato. La longitud de la ranura tiene efectos notables sobre la frecuencia de operación y la eficiencia de la radiación. Aunque la frecuencia de funcionamiento de la antena propuesta se determina principalmente por el tamaño de la cavidad, puede ajustarse por la longitud de la ranura hasta cierto punto. En la figura 29 se puede observar que la frecuencia operativa de la antena propuesta es inversamente proporcional a su longitud de ranura. La longitud de la ranura tiene un gran efecto sobre la eficiencia de la radiación. Cuando la ranura está en resonancia, la energía puede irradiar en el espacio en la mayor medida posible por la ranura. Para obtener un alto rendimiento de radiación, incluida la eficiencia y la ganancia de la radiación, es mejor configurar la longitud de la ranura a la mitad de la longitud de onda en la frecuencia requerida en que se genera el modo de cavidad. En la figura 29 también se puede encontrar que la máxima eficiencia de radiación se obtiene cuando la ranura está en resonancia. Dentro del rango de frecuencias de adaptación de impedancia, la eficacia de la radiación es superior al 75%. La mayor eficiencia de radiación de la antena propuesta se puede alcanzar es de aproximadamente 86%.

Una vez que se determinan la longitud de la ranura y el tamaño de la cavidad, la impedancia de entrada puede ajustarse ligeramente ajustando la longitud de GCPW. Con el fin de estimular la resonancia en la cavidad SIW por completo, GCPW debe establecerse a través de la ranura. La longitud de sintonización se establece desde la ranura hasta el final de GCPW, que está en la figura 28. Su efecto en  $S_{11}$  se demuestra en la figura 30. La variación de  $S_{11}$  tiene poca influencia en la frecuencia de operación, pero evidentemente puede afectar la adaptación de impedancias. Grande o pequeño conduciría a una disminución del ancho de banda de la impedancia coincidente.



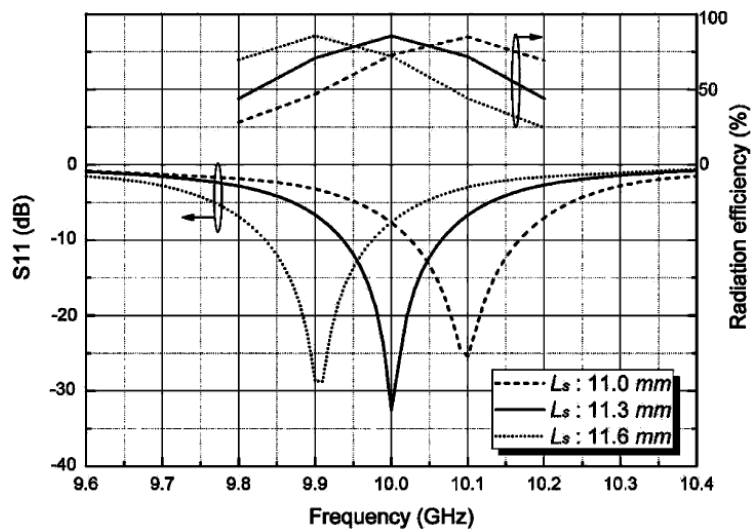


Figura 29 Eficiencia de radiación y parámetro  $S_{11}$ . (Guo Qing Luo Z. F., 2008)

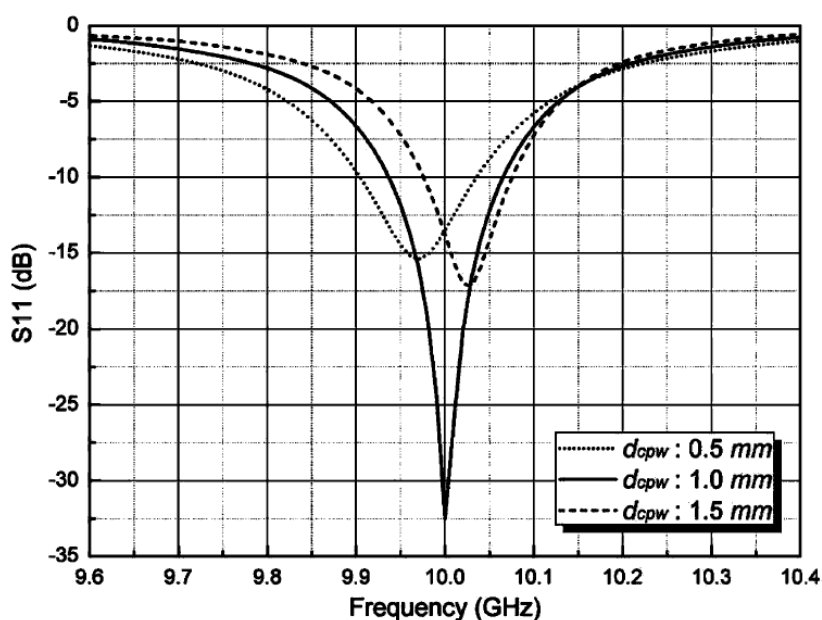


Figura 30 Comparación entre el parámetro  $S_{11}$  y ganancia. (Guo Qing Luo Z. F., 2008)

Los diagramas de radiación copolarizada y polarizada de campo lejano de la antena de ranura planar con cavidad SIW propuesta han sido medidos a 10 GHz en tres planos de corte diferentes, que corresponden al plano E ( $y - z$  plano,  $\phi = 90^\circ$ ), plano H ( $x - z$  plano,  $\phi = 0^\circ$ ) y  $45^\circ$  - plano (plano diagonal,  $\phi = 45^\circ$ ) respectivamente. Los patrones de radiación medidos se muestran en la

figura 9. Se puede observar que la antena propuesta tiene patrones de radiación copolarizados casi idénticos en la dirección de radiación positiva ( $\theta$ ) en estos tres planos de corte. La dirección de radiación más grande de la antena propuesta está desviada de la dirección del eje en  $10^\circ$  para su asimetría de estructura en la dirección  $y$ . Los resultados medidos muestran que la antena propuesta tiene radiación de polarización cruzada de muy bajo nivel. En la dirección de radiación positiva ( $\theta$ ), la radiación polarizada cruzada más grande emerge a ( $240^\circ$ ) en un plano de  $45^\circ$ , cuyo valor normalizado es  $-19$  dB. La radiación con polarización cruzada en dos planos principales es muy baja, especialmente en el plano E por su estructura simetría en la dirección  $x$ . La relación entre el frente y el respaldo medida (FTBR) de la antena es de aproximadamente  $16.1$  dB, la antena propuesta que fue fabricada en RT Duroid 5880 (ver anexo 1) se puede apreciar en la figura 32.

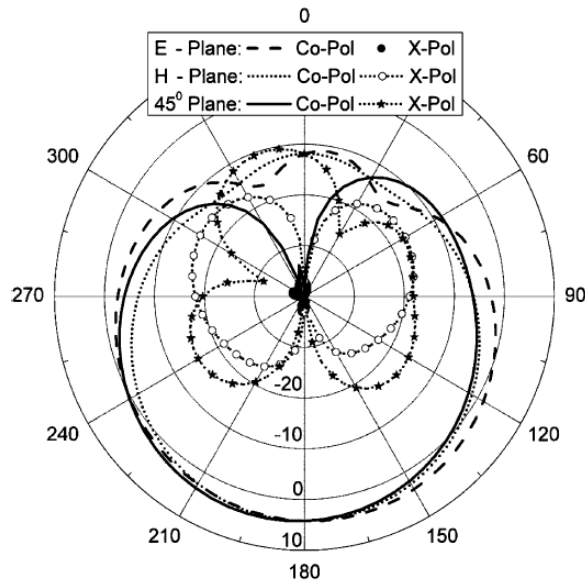
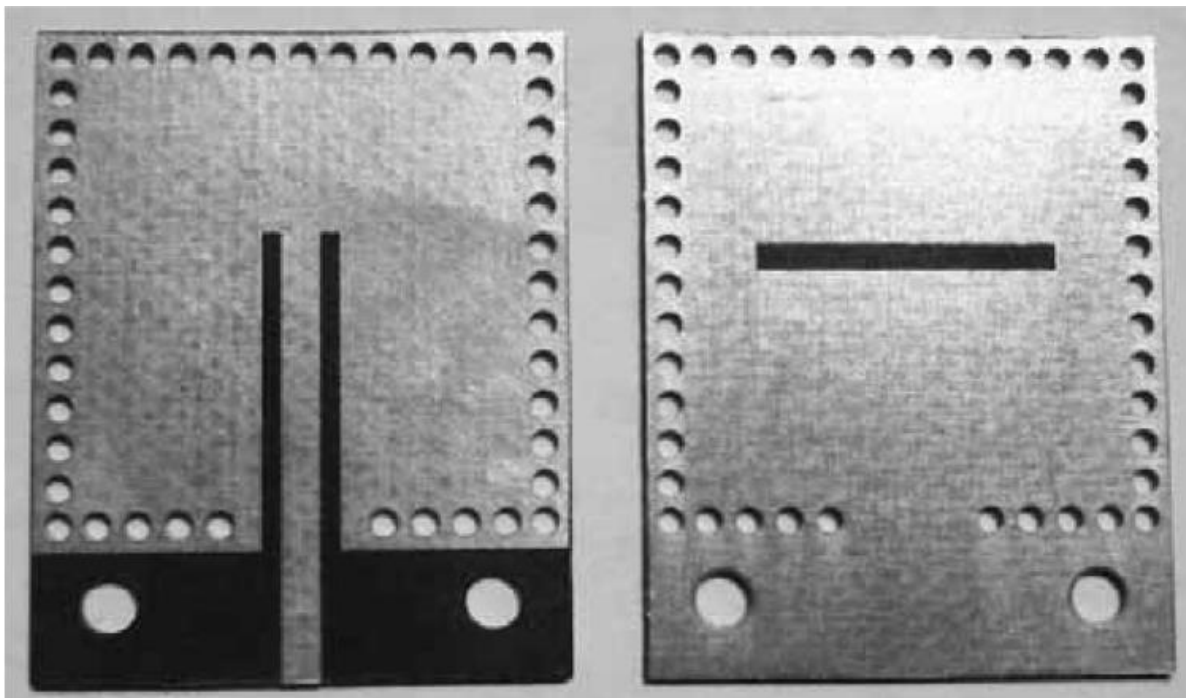


Figura 31 Diagrama de radiación. (Guo Qing Luo Z. F., 2008)



*Figura 32 Antena propuesta originalmente fabricada. (Guo Qing Luo Z. F., 2008)*

#### 4.1.2 Simulación antena original

De acuerdo a lo anterior, se tomó como referencia el modelo de la antena rectangular, esto con el fin de verificar el funcionamiento que proponen los autores y validar el modelo. Los resultados obtenidos se aprecian a continuación: En la figura 33 se puede observar el diagrama de la primera simulación de la antena mencionada en la sección anterior (4.1.1). Al realizar la simulación y graficar el parámetro S11 arroja el resultado que se puede evidenciar en la figura 34, del cual se observan los resultados en la tabla 7. En el parámetro S11 de este modelo se contrapone al observado del original planteado por Guo Qing Luo que se aprecia en las figuras 29 y 30, donde se plantea un ancho de banda mayor con una adaptación por debajo de los -30 dB. Dejando aparte por un momento la validación original de Guo Qing Luo, vale la pena concentrarse en el modelo simulado que se expone en este punto, el modelo propuesto para validar es una antena CPW, que

tiene las mismas características de funcionamiento planteadas por Guo Qing Luo 56 originalmente y un Waveport alimentado a 10 GHz.

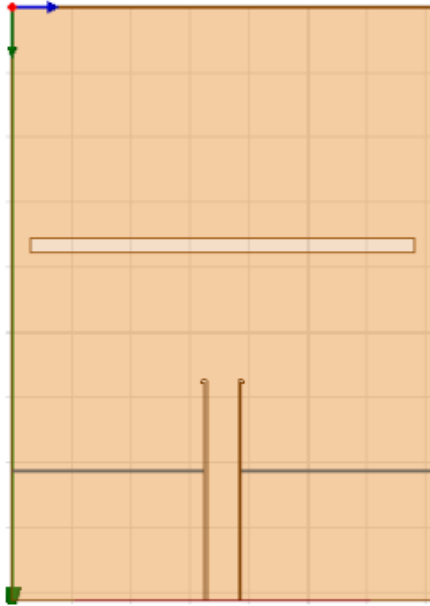


Figura 33 Simulación primera antena elegida con parámetros originales. (Elaboración propia)

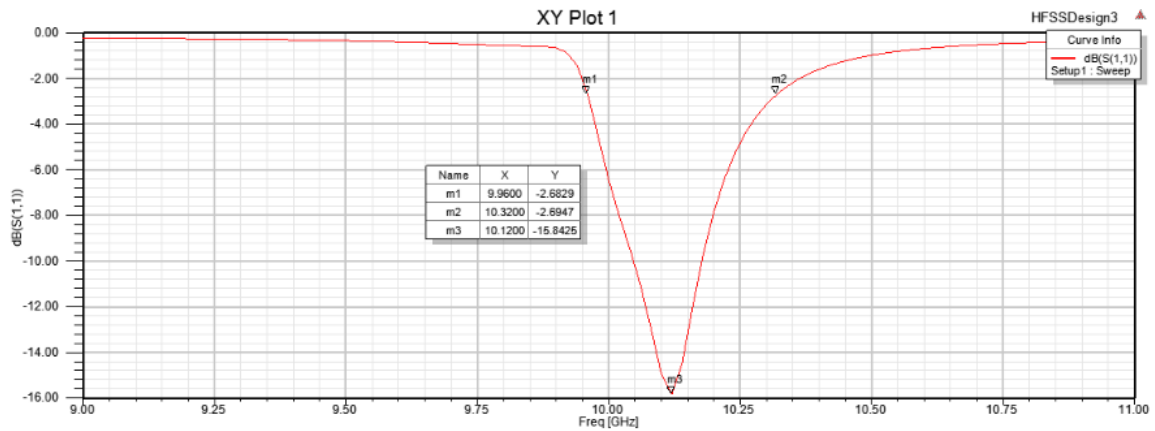


Figura 34 Parámetro S11 de la primera antena elegida con parámetros originales. (Elaboración propia)

*Tabla 7*  
*Resultados parámetro S11*

Nombre	X	Y
M1	9.9600	-2.6829
M2	10.3200	-2.6947
M3	10.12	-15.8425

Datos tomados de los marcadores de la figura 34, M1 límite inferior, M2 límite superior de la banda, M3 frecuencia central. (Elaboración propia)

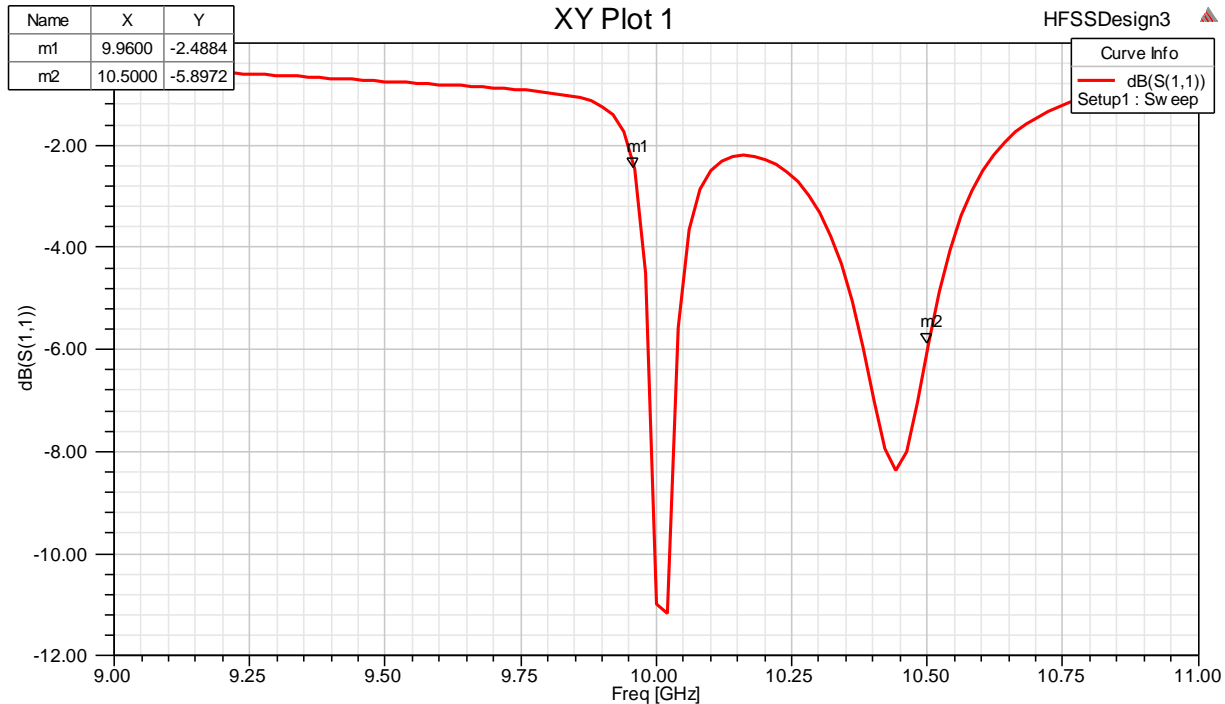
Debido a que los resultados obtenidos no son los esperados, en el numeral 4.1.3 se realiza la optimización esta antena.

#### 4.1.3 Optimización antena

Antes de continuar, conviene saber que se realizaron varios modelos de esta antena, cada uno con alteraciones en varios parámetros de la misma, en el último numeral de esta sección se expone la mejor adaptación de la antena y su proceso de cambio para lograrlo.

##### 4.1.3.1 Mejora 1: Paredes de cobre a 1mm de grosor

En este modelo se presenta alteraciones en el grosor de las paredes de cobre que toman el valor de altura desde la capa inferior de cobre hasta la tapa superior, esto con el fin de alterar la resonancia de la antena que se alimenta con un waveport a 10GHz. En la figura 35, se observa el parámetro S11, que no es el deseado debido a que la curva del ancho de banda debe estar por debajo de los -10dB (de acuerdo a lo visto en el capítulo 2, ver VSWR), con esto en mente se realizaron las pruebas de los siguientes numerales, a fin de revisar y proponer otros valores en los parámetros de operación de la cavidad.



*Figura 35 Parámetro S11 primera antena, mejora 1. (Elaboración propia)*

Para no perderse en este semillero de datos, se prescinde de la información relacionada a este modelo ya que basta conocer el parámetro S11 en pérdidas de retorno para concluir que el modelo no satisface los criterios fundamentales de la operación de las antenas.

#### 4.1.3.2 Mejora 2: Reducción de las paredes laterales a la altura del sustrato

Dejando aparte por un momento el modelo anterior, se reducen la altura de las paredes de cobre laterales manteniendo el grosor de 1mm y estableciendo una altura igual a la del sustrato, esto con el fin de permitir un espacio de resonancia conocido como Gap. En la figura 36, se aprecia el resultado del parámetro S11, el cual mejora la adaptación en contraste con el modelo anterior, pero su ancho de banda continúa muy limitado comparándolo con el ancho de banda de la antena propuesta por Guo Qing Luo.

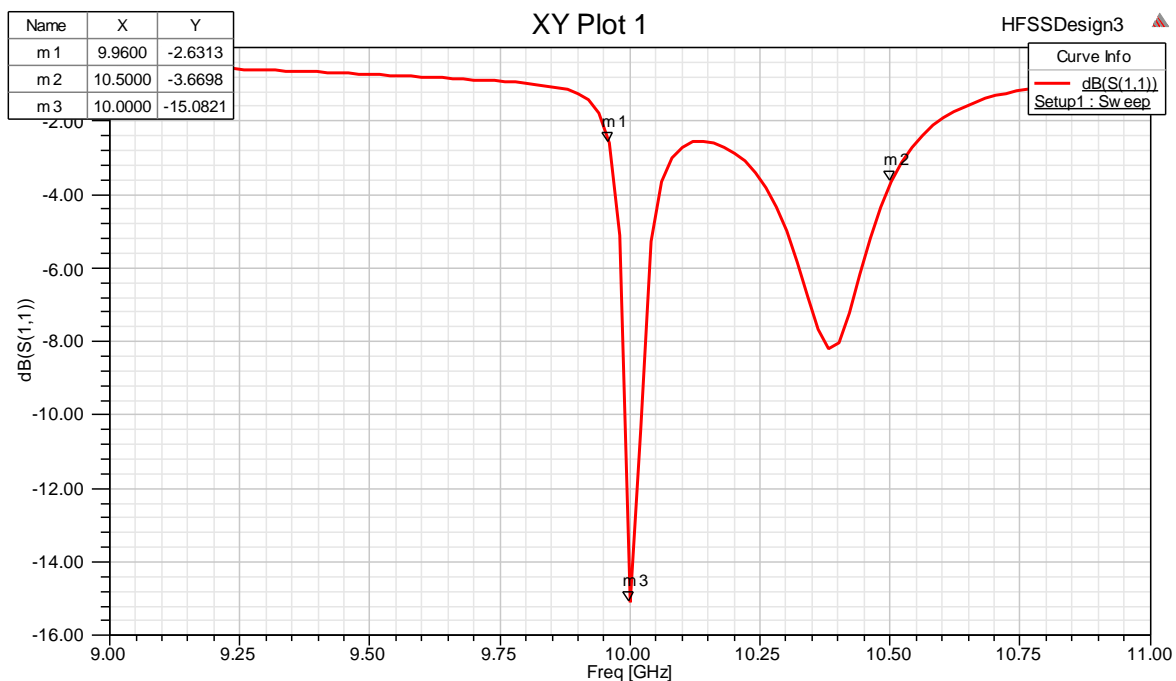


Figura 36 Parámetro S11 primera antena mejora 2. (Elaboración propia)

#### 4.1.3.3 Mejora 3: Cambio de paredes de cobre sólido a postes, con gap=0.065mm

En esta etapa del proceso se realizó el cambio de las paredes de cobre sólido por postes de cobre sólido de 0.5mm de diámetro y altura= altura\_substrato - gap, distancia de 0.6mm entre poste y poste, como se aprecia en la figura 37 (a), el gap se aprecia en la figura 37 (b) con vista lateral que muestra el espacio entre el poste y la tapa superior.

Sin embargo, el parámetro S11 baja su adaptación sobre los -8dB (ver figura 38), demostrando que este modelo tampoco es funcional para esta antena, aunque cabe resaltar, que es un modo efectivo de ampliar el ancho de banda. Sin embargo, no es el momento de analizar el motivo principal por el cual el modelo de esta antena no satisface los parámetros, al final de este numeral 4.1.3.3, se puede validar la explicación.

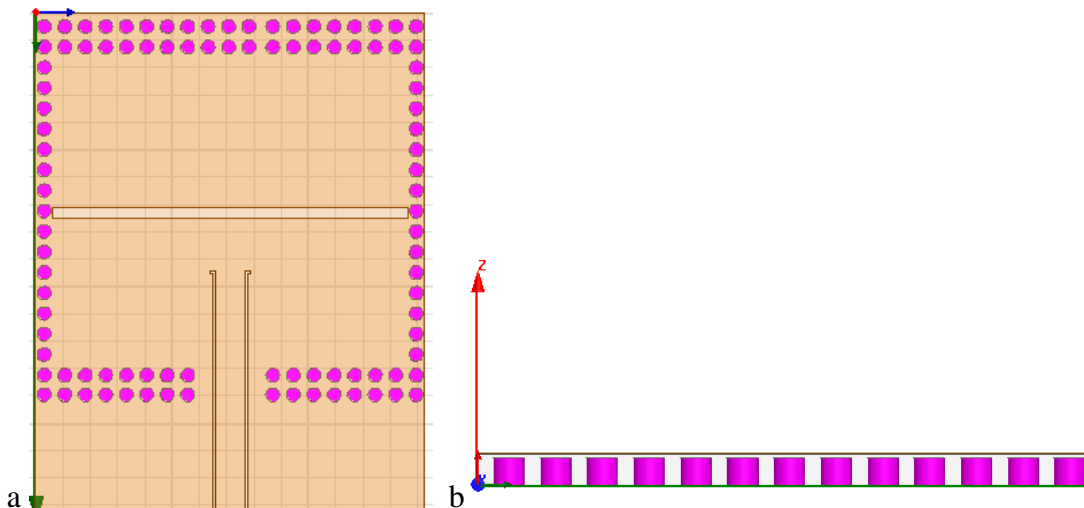


Figura 37 (a) vista superior modelo,

(b) vista lateral modelo primer antena, mejora 3. (Elaboración propia)

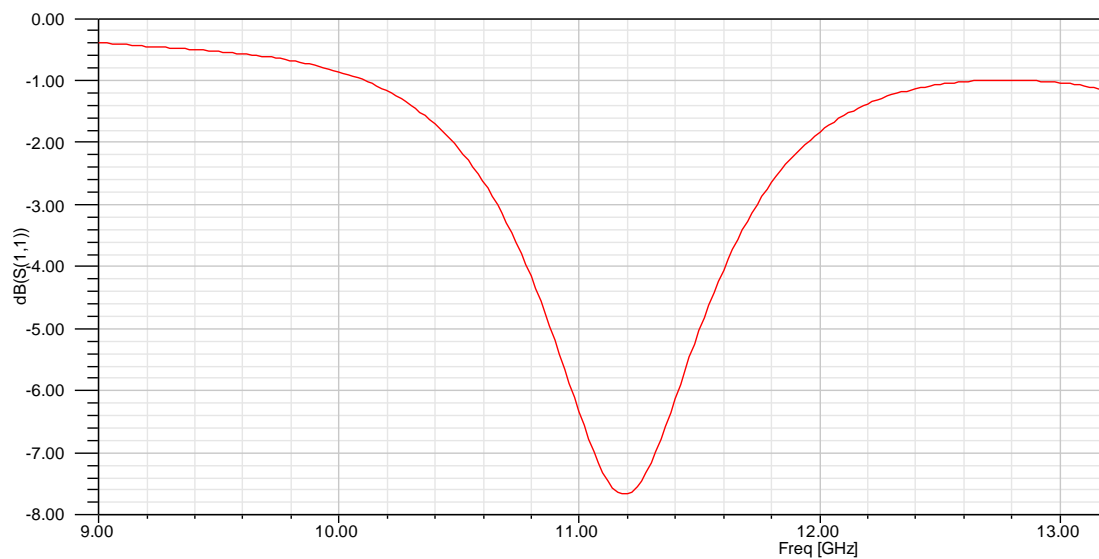


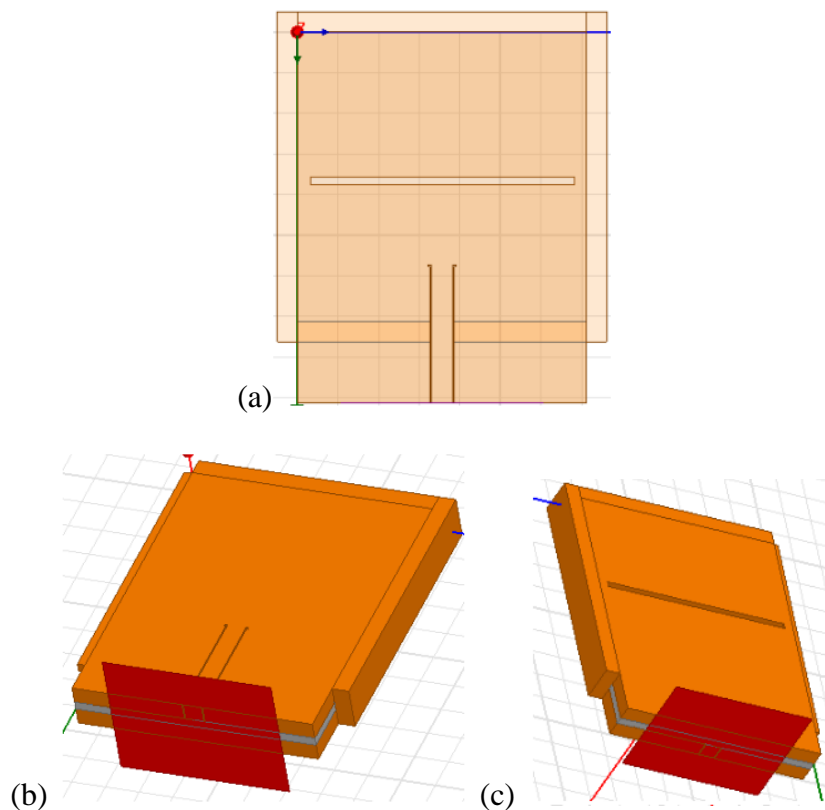
Figura 38 parámetro  $S_{11}$  primera antena, mejora 3. (Elaboración propia)

#### 4.1.3.4 Mejora 4: Ampliación paredes de cobre y ranura en la tapa inferior

Tomando como punto de partida el modelo presentado en la simulación de la antena original (4.1.2), se realizaron modificaciones sobre las dimensiones de la pared sólida de cobre que



originalmente tiene un valor de 16 $\mu$ m y en esta simulación se amplía a 1mm (emulando el 61 diámetro de los postes de cobre, ver figura 39 (a, b, c), dichos cambios se originan ya que se evidenció que existen inconsistencias en el modelo original y los resultados que exponen los autores del artículo al realizar su comprobación no tienen correspondencia, como se evidenció anteriormente. Vale la pena resaltar que la constante del dieléctrico es Duroid 5880 es 2.2 y la altura del sustrato es de 0.5mm (como mencionan en el artículo original), operando a una frecuencia de 10 GHz y con una longitud eléctrica de 90°. En la tapa inferior de cobre, se tiene una ranura originalmente, en esta ocasión se modifica el ancho  $W_s=1.5$ mm (originalmente estaba a 1mm), se mantiene la ubicación original, es decir en el centro de la antena.



*Figura 39 (a) Modelo vista frontal, (b) Modelo vista superior 3D, (c) modelo vista posterior 3D mejora 4. (Elaboración propia)*

En la figura 40, se evidencia el parámetro S11 resultante de los cambios realizados en la 62 figura 39, mencionados anteriormente. Este S11 presenta una mejor adaptación pese a que el ancho de banda continúa reducido. Los marcadores de la figura 39, se evidencian en la tabla 8 donde M1 es el límite inferior del ancho de banda ideal del espectro analizado ubicado en la frecuencia 9.96 GHz y -2.72 dB, M2 es el límite superior del BW ideal que se encuentra en la frecuencia 10.50 GHz y a -2.77 dB, la frecuencia central se encuentra en el marcador M3 en 10 GHz con el pico en -20.48 dB.

Dado que el VSWR indica que los principios de funcionamiento de la antena deben estar por debajo de los -10dB y que esto aplica para el ancho de banda, se realiza la medición sobre ese valor con los marcadores M4 siendo el límite inferior (9.98 GHz) y M5 siendo el límite superior (10.02 GHz), por lo cual el verdadero ancho de banda manejado por este modelo está entre M4 y M5 con un rango de 0,04 GHz, esto último genera una inquietud sobre el acople de impedancias y su importante rol en el óptimo desempeño de esta simulación.

Adviértase que, a pesar de las modificaciones realizadas aún se presentan discrepancias con el modelo original, por lo cual se procede a revisar el diagrama de impedancias que se puede ver en la figura 41, donde se evidencia que el pico máximo de la impedancia se produce en la frecuencia 9.8 GHz cuando alcanza el valor cercano a 60 dB, posteriormente se genera una caída de la impedancia por debajo de los 35dB en la frecuencia de 10GHz. Esto parece claro, pero conviene explicar que en el artículo de Guo Qing Luo se maneja una impedancia de  $50\Omega$ , para la frecuencia de 10 GHz, lo cual no se cumple en este modelo, pese a los cambios y a la revisión del Sweep y el Setup en el momento de crear el análisis del modelo en el software Ansys HFSS. En la figura 42 se aprecia el diagrama de la ganancia en coordenadas polares con tendencia negativa, en la figura 43 se observa el diagrama de radiación en coordenadas polares con ángulo horizontal comenzando

su radiación en -20 dB, por su ángulo horizontal de radiación se considera de baja 63 directividad, ya que prácticamente es omnidireccional como se aprecia en la figura 42 en el diagrama de ganancia.

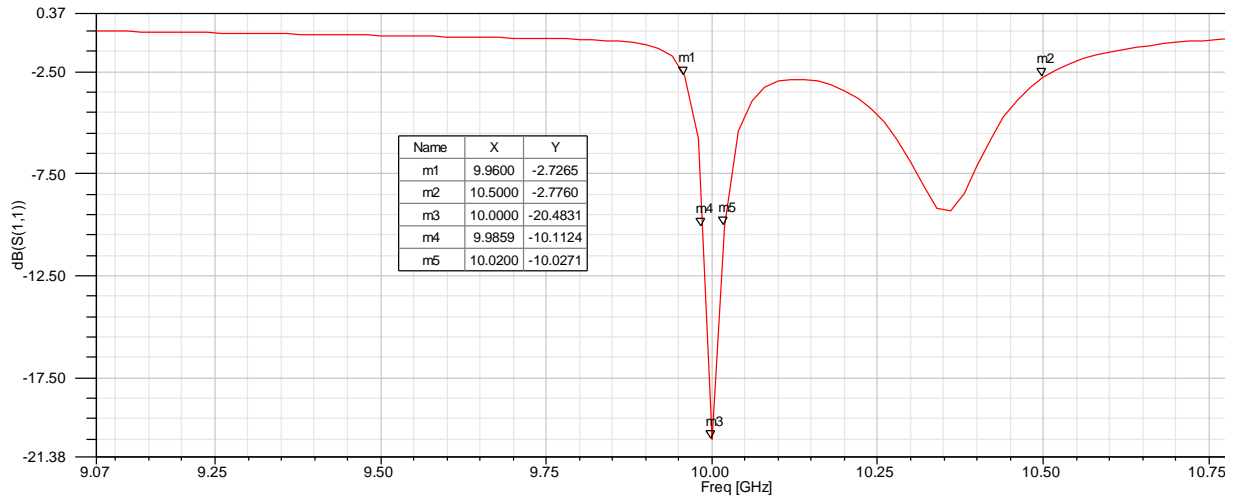


Figura 40 Parámetro S11 modelo primera antena, mejora 4. (Elaboración propia)

Tabla 8

Mediciones de marcadores parámetro S11 modelo primer antena, mejora 4

Nombre	X	Y
M1	9.9600	-2.7265
M2	10.5000	-2.7760
M3	10.0000	-20.4831
M4	9.9859	-10.1124
M5	10.0200	-19.0271

Tomado de mediciones de marcadores S11 mejora 4 (figura 37). (Elaboración propia)

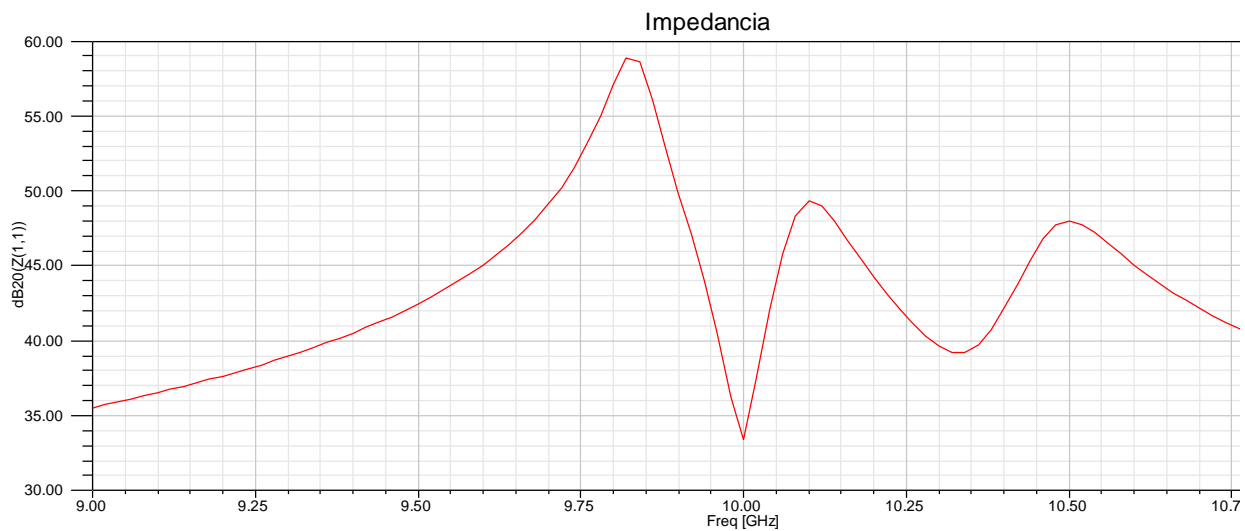


Figura 41 Impedancia modelo primera antena, mejora 4. (Elaboración propia)

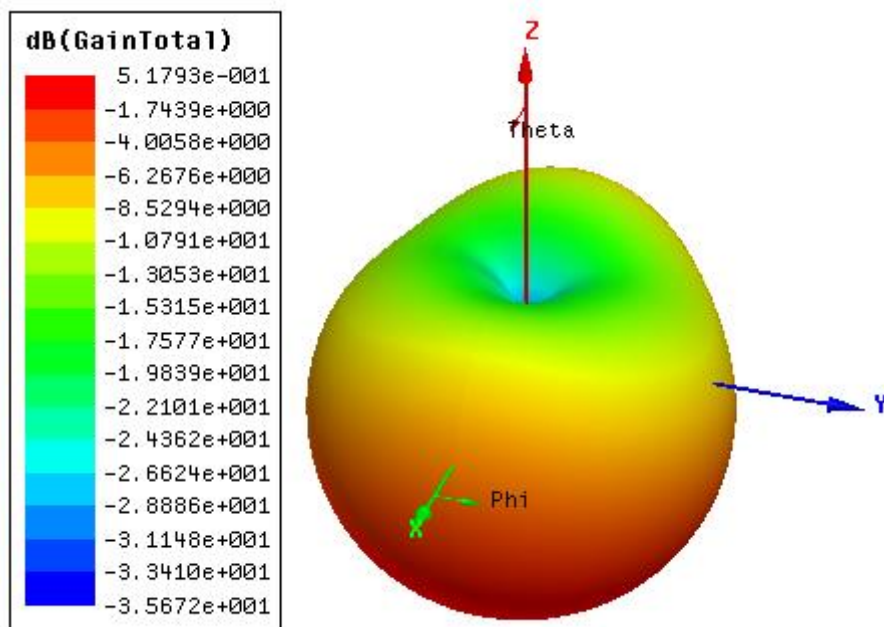
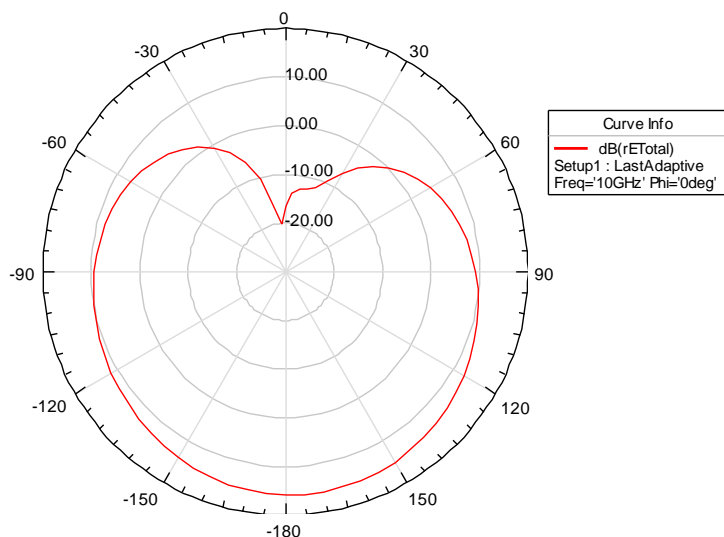


Figura 42 Diagrama de ganancia total modelo primera antena, mejora 4. (Elaboración propia)



*Figura 43 Diagrama de radiación modelo primera antena, mejora 4. (Elaboración propia)*

Hechas las salvedades aclaratorias, es necesario continuar con la conclusión de este modelo de antena, el cual tiene como falla el acople de impedancias como se pudo evidenciar en la figura 39 y su soporte teórico (VSWR) del capítulo 2. Dado que no corresponde exponer los cambios físicos de la geometría de la antena, se continúa con los costos aproximados de fabricación.

#### 4.1.4 Costos de fabricación primer antena

El costo total se calculó con la TRM del día 19 de Enero de 2018, se puede apreciar en la tabla 9.

*Tabla 9  
Costos aproximados de fabricación primer antena*

Etapa	Costo
Substrato RT Duroid 5880	USD \$123 (COP\$ 350.765)
Costos de envío	COP \$ 274.125
Mano de obra en Colombia	COP \$ 500.000
Total	COP \$ 1'124.890

Tomados de: (Department, 2018) (ver anexo 2), (fedex.com, 2018) (ver anexo 3).

**integrado con ranura en FR4**

4.2.1 Segunda antena original

En este documento, los autores proponen una nueva antena de ranura SIW con ancho de banda mejorado, la antena se fabrica sobre un sustrato FR4 de una sola capa, el principal método de ampliación del ancho de banda es una vía metálica grande en la cavidad. Cuatro filas de vía componen la cavidad rectangular cuyo tamaño es W y L, respectivamente. La distensión (S) entre cada vía vecina y el diámetro (d) de la vía debe satisfacer la fórmula  $\frac{d}{s} \geq 0.5$  y  $\frac{d}{\lambda} \leq 0.1$  esto a fin de restringir la fuga de energía. Ellos disponen una ranura en la capa superior que es el mismo plano que la línea de alimentación mientras que la capa inferior es plano de masa. En los lados opuestos de la ranura, las corrientes están en fase de modo que pueda radiar eficazmente.

*Tabla 10*  
*Parámetros geométricos propuestos de la segunda antena elegida*

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
W	26.25	l1	9.1	s_y	17
L	19.8	g_w	4	c_d	2
D	1	via_d	2.2	s_w	1
S	1.8	via_y	19.4	s_l1	18
ms_w	2	ms_l	5	s_l2	9

Tomados de (Ying Huang, 2015)

La línea de guía de onda coplanar puesta a tierra se utiliza como un elemento de alimentación que está conectado por una línea de microstrip de 50 Ω. La antena propuesta (ver figura 44) se

fabrica sobre un sustrato FR4 (ver anexo 4) con permitividad de 4,4 y tangente de pérdida de 0,02, cuyo tamaño total es de 26.8mm x 28.25mm x 1.6mm, las medidas propuestas por los autores se puede apreciar en la tabla 10. (Ying Huang, 2015)

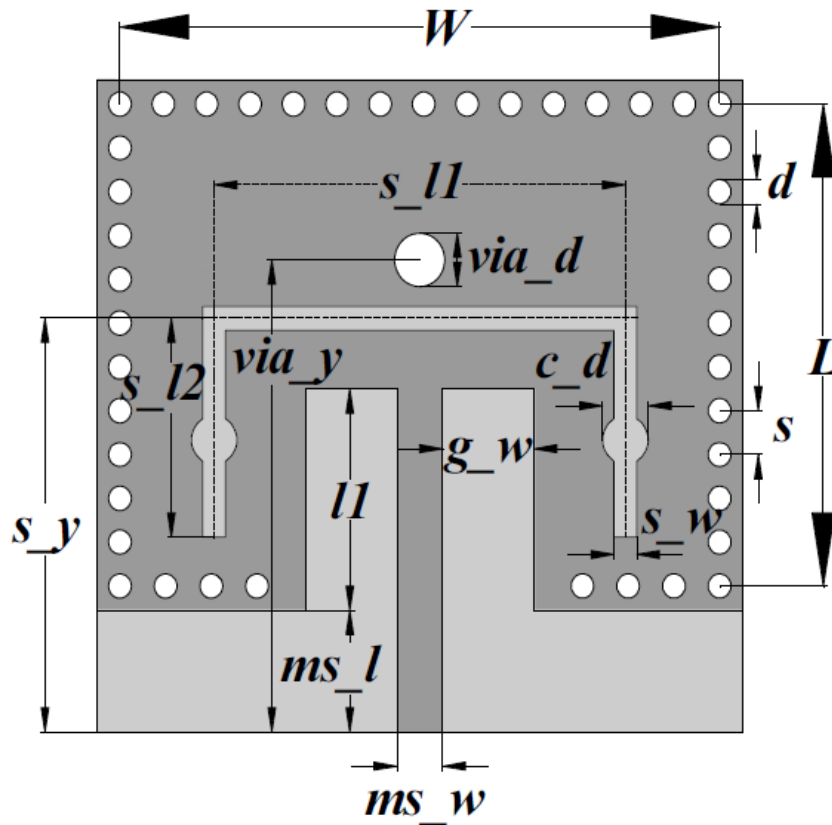
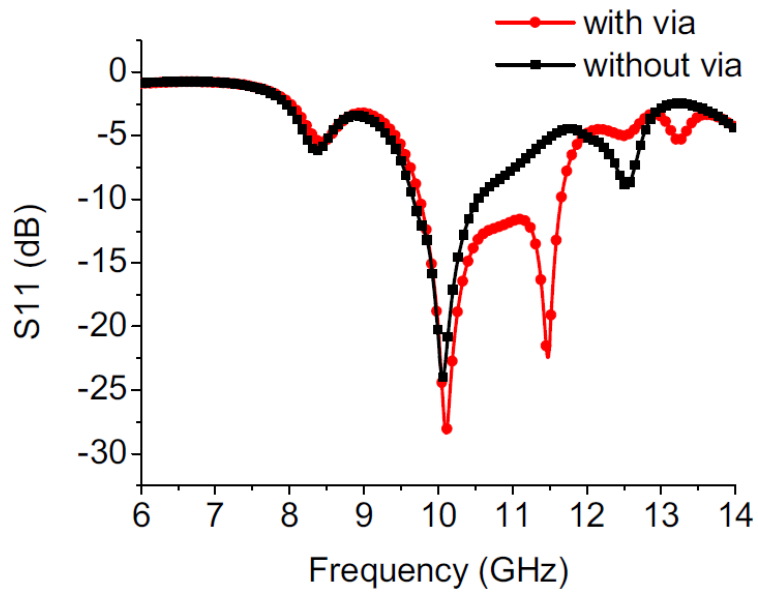
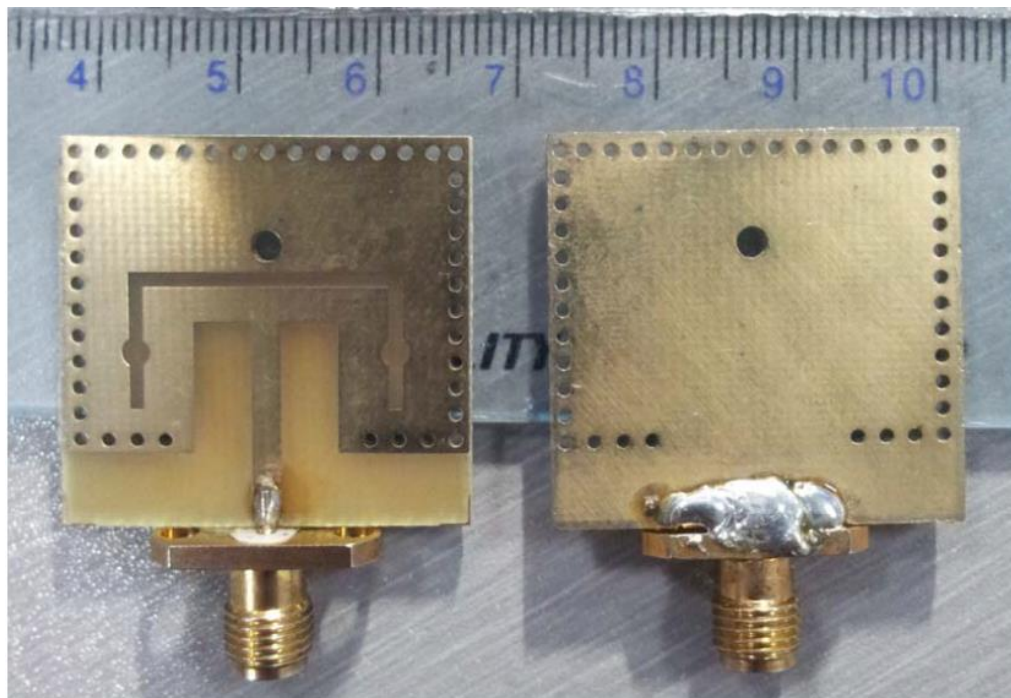


Figura 44 Diseño propuesto, segunda antena elegida. (Ying Huang, 2015)

Como se puede apreciar en la figura 45, la vía metálica es de vital importancia para ampliar el rango de frecuencias de la antena, ya que permite una mayor resonancia y duplica el ancho de banda con respecto a la antena sin vía metálica grande. Otro parámetro a tener en cuenta para el diseño es la magnitud de la corriente. Para este caso la antena opera a 10 GHz y 11.47 GHz, realizan una comparación de estas dos frecuencias tanto con vía como sin vía metálica. En la figura 46 se aprecia la antena fabricada, operando a 10 GHz.



*Figura 45 Parámetro  $S_{11}$  con y sin vía metálica grande, segunda antena elegida. (Ying Huang, 2015)*



*Figura 46 Antena fabricada, segunda antena elegida. (Ying Huang, 2015)*



En la figura 47 se puede evidenciar el diagrama de la segunda antena simulada, la cual tiene un sustrato FR4 (con permitividad de 4.4 y 1.6mm de altura), con 43 cilindros y una vía metálica de mayor tamaño, junto a un slot en la tapa superior, se mantienen las dimensiones de la antena original, excepto por el ancho de la línea microstrip que aumenta en 0.7mm.

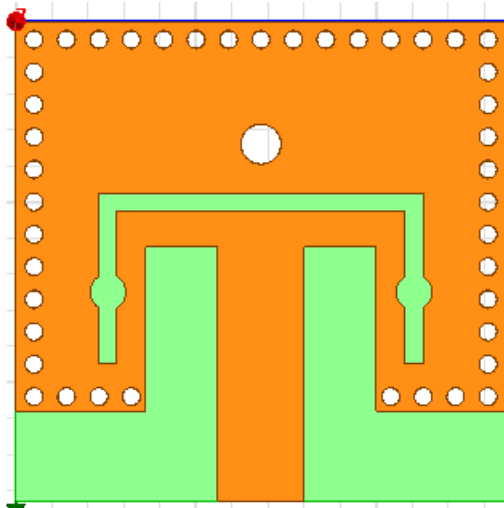


Figura 47 Simulación segunda antena elegida. (Elaboración propia)

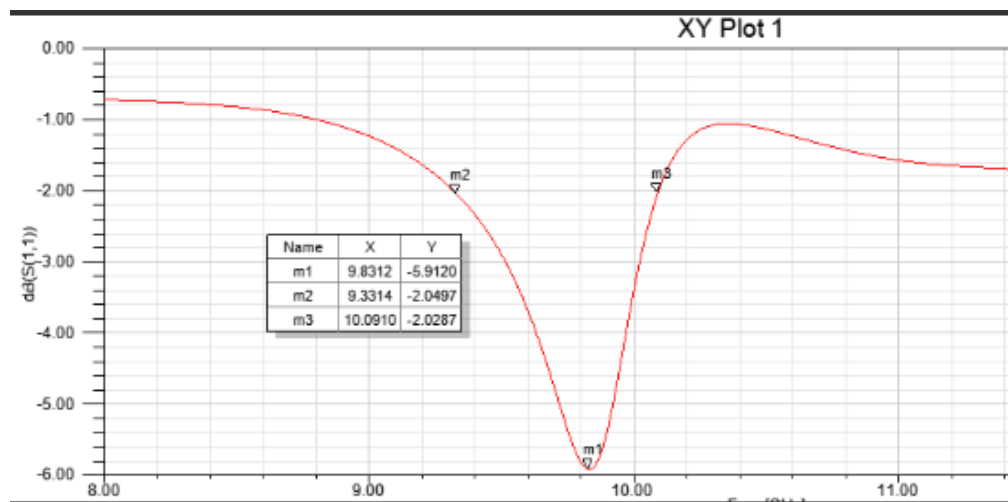


Figura 48 Parámetro S11, simulación de la segunda antena. (Elaboración propia)

En la figura 48 se aprecia el parámetro S11, resultante de la simulación de la figura 47, la 70 cual opera a 10 GHz, de acuerdo a los ítems ingresados al momento de crear el Setup en Ansys HFSS, sin embargo, al momento de la simulación, se corre la frecuencia central, tal como se observa en la tabla 11, donde M1 es la frecuencia central, M2 el valor mínimo del rango de frecuencias y M3 el valor máximo del BW del espectro analizado.

*Tabla 11  
Marcadores parámetro S11 simulación segunda antena*

Nombre	X	Y
M1	9.8312	-5.91
M2	9.3314	-2.04
M3	10.0910	-2.02

Tomado de figura 48 (Elaboración propia)

De acuerdo a esta primera simulación de la antena planteada originalmente por Ying Huang, se encuentran divergencias entre el modelo original y los resultados de la simulación, por lo cual en el numeral 4.2.3 se ahondará en la optimización de este modelo para lograr el mejor efecto posible en el ancho de banda sin afectar la adaptación.

#### 4.2.3 Optimización segunda antena

##### 4.2.3.1 Mejora 1: Mayor ancho en línea microstrip y Gap, mayor diámetro en terminales redondos de la ranura de la tapa superior

En esta mejora del modelo (ver figura 49), se realizaron modificaciones en el ancho de la línea microstrip a 1mm, es decir 0.3 mm más que en la simulación anterior (variable ms\_w, ver tabla 10), se incrementó el ancho del gap en 0.8mm por cada lado hacia los postes laterales, es decir 1,6mm (variable g\_w=4.8mm, ver tabla 10). Además se profundizó 1mm más la línea microstrip

(acople) hacia la ranura de la tapa superior (variable  $l_1 = 10.1\text{mm}$ , ver tabla 10). Maneja un waveport alimentado a 10GHz, al simular estas modificaciones se observa en el parámetro S11 (ver figura 50) que la antenna mejora su adaptación, sin embargo el ancho de banda es reducido, en la tabla 12 se pueden ver los marcadores de Ansys HFSS, M1 (11.37 GHz) es la frecuencia central, M2 la frecuencia del límite inferior (11.28 GHz), M3 (11.46 GHz) frecuencia del límite superior, el ancho de banda o BW para este caso es de 0,18 GHz.

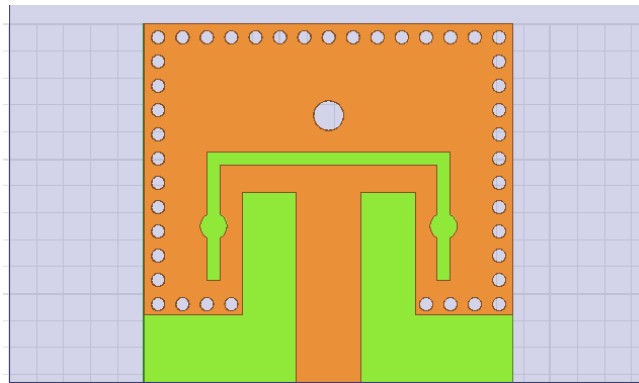


Figura 49 Modelo segunda antena, mejora 1. (Elaboración propia)

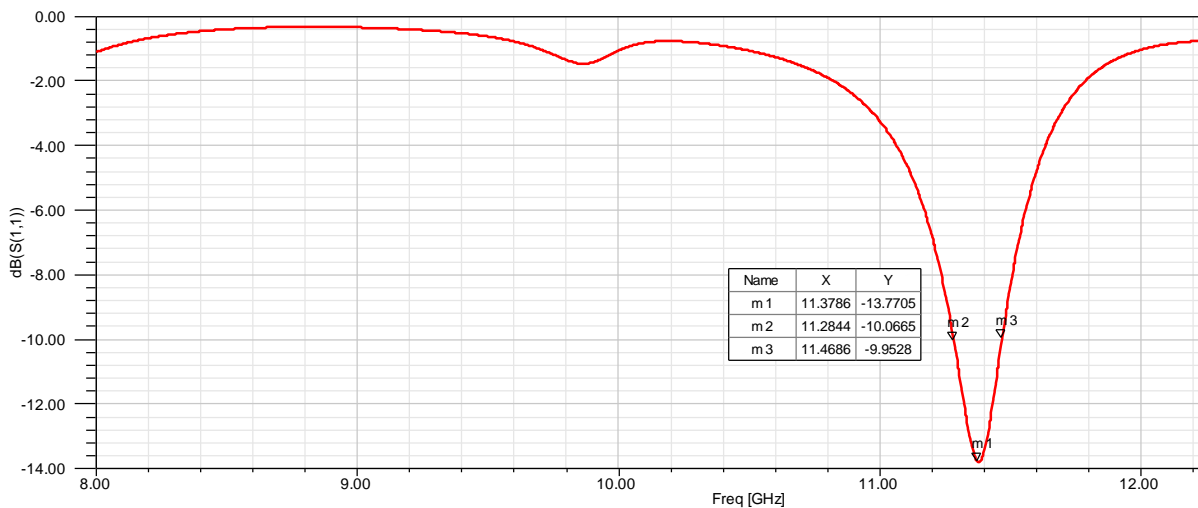


Figura 50 Parámetro S11 perdidas de retorno, modelo segunda antena, mejora 1.

(Elaboración propia)

Tabla 12

Mediciones de marcadores parámetro S11 modelo segunda antena, mejora 1

Nombre	X	Y
M1	11.3786	-13.7705
M2	11.2844	-10.0665
M3	11.4686	-9.9528

Tomado de mediciones de marcadores S11 mejora 1 (figura 50). (Elaboración propia)

En la figura 51 se puede evidenciar que la impedancia alcanza su pico máximo cerca de 50 dB en 11 GHz, luego baja a 40 dB por lo cual afecta la adaptación ya que el descenso de la curva se genera en 11.25 GHz hasta llegar a su valle cerca de los 25 dB. En las figuras 52 y 53, se observan los diagramas de ganancia y radiación, los cuales demuestran que es una antena de baja directividad, cercana a la omnidireccionalidad, tiene dos lóbulos el mayor entre 135 y -160° y el lóbulo negativo está ubicado entre -175 y 150°. En la figura 53 se aprecia el patrón de forma horizontal, que comienza por debajo de los 13 dB, lo que se corrobora al revisar la figura 50.

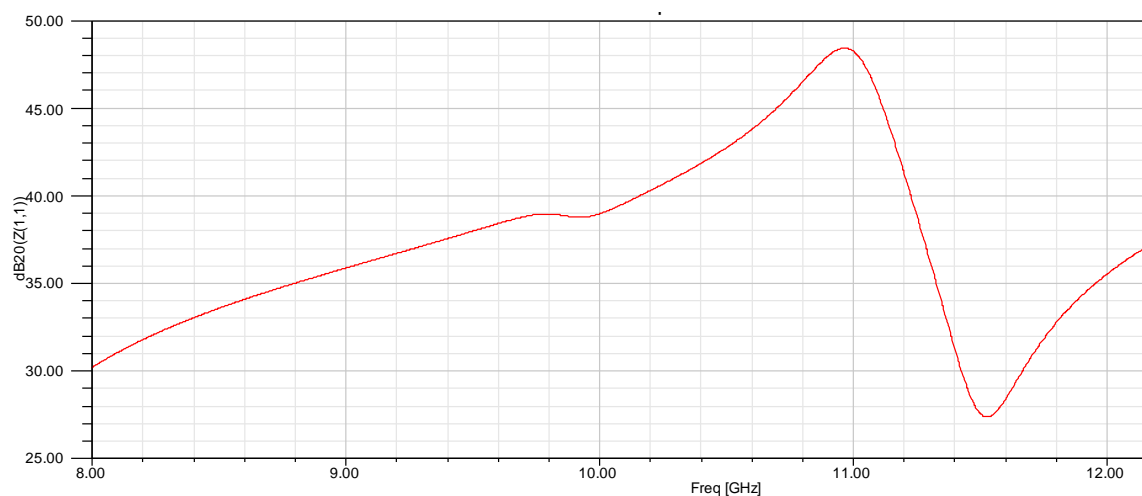


Figura 51 Impedancia modelo segunda antena, mejora 1. (Elaboración propia)

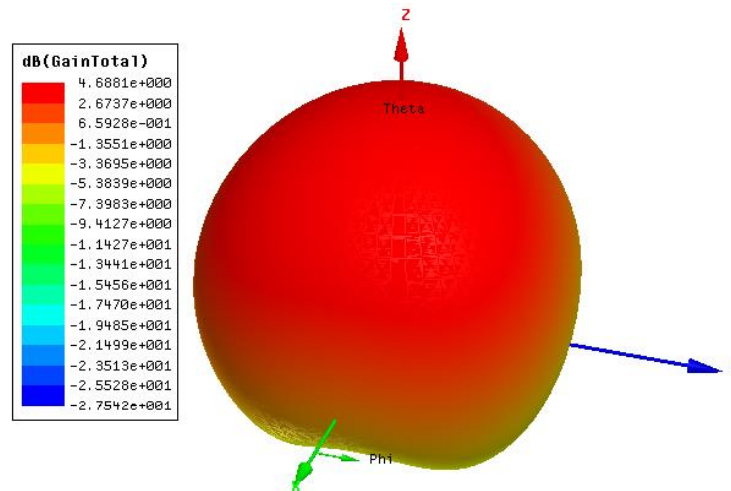


Figura 52 Diagrama de ganancia segunda antena, mejora 1. (Elaboración propia)

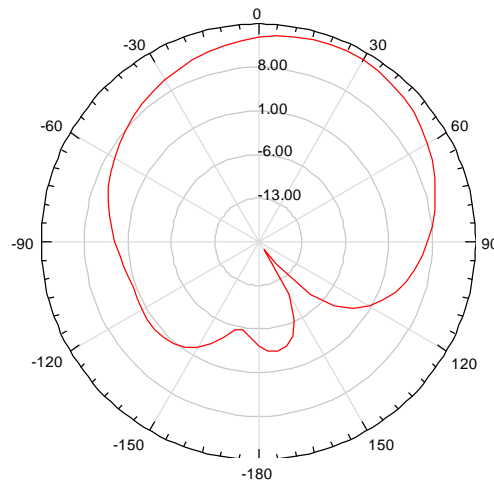


Figura 53 Diagrama de radiación segunda antena, mejora 1. (Elaboración propia)

4.2.3.2 Mejora 2: Mayor ancho en la línea de la ranura, mayor profundidad y grosor del gap, vía metálica aumentada

Dejando de lado el modelo de la mejora 1, se ahondará en la mejora 2. En este modelo (ver figura 54) se realizaron cambios tales como una ampliación de 0.5mm en el ancho de la ranura (variable  $s_w=1.5\text{mm}$  ver tabla 10), la profundidad del gap ( $l_1=10.8\text{mm}$ , ver tabla 10), grosor del

gap  $g_w=5\text{mm}$  (ver tabla 10), vía metálica aumenta el valor  $0.2\text{mm}$  respecto al valor original quedando en  $2.4\text{mm}$  (ver tabla 10). Adicionalmente se modificó de sweep y Setup en Ansys HFSS, puerto waveport a  $10\text{GHz}$ .

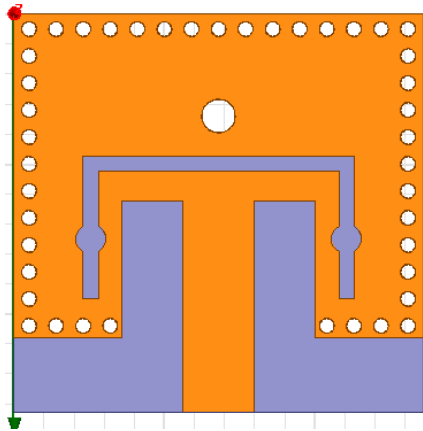


Figura 54 Modelo segunda antena, mejora 2. (Elaboración propia)

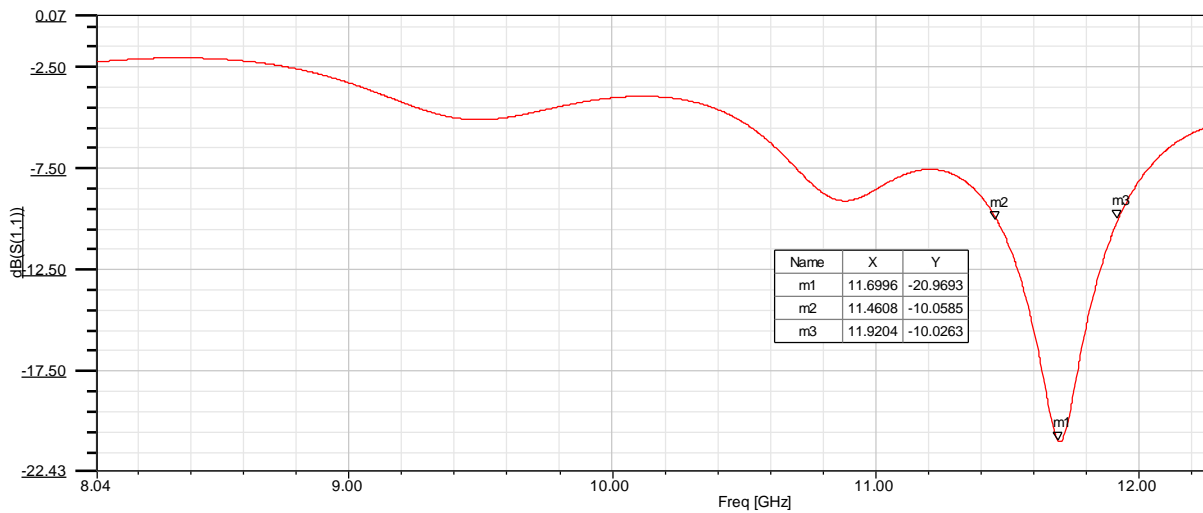


Figura 55 Parámetro S11 modelo segunda antena, mejora 2. (Elaboración propia)

Los resultados de estas alteraciones en el modelo se pueden evidenciar en el parámetro S11 de la figura 55, en definitiva presenta un aumento respecto al S11 de la mejora 1 (figura 50), en este caso en la tabla 13, se tiene la frecuencia central en M1 ( $11.69\text{GHz}$ ), el límite inferior del ancho

de banda es M2 (11.46GHz), el límite superior es M3 (11.92 GHz). Por lo tanto el BW para 75 esta mejora es de 0.46 GHz. La impedancia (ver figura 56) aumenta a 36 dB en el rango de frecuencias de M2 a M3, por lo que se infiere que la impedancia afectó negativamente la mejora 1 y en esta, la mejora 2, permite aumentar el ancho de banda sin afectar la adaptación que llega a -20.96 dB para este caso. A pesar que se corre la frecuencia central (originalmente a 10 GHz), el desempeño de este modelo es mejor debido a lo mencionado anteriormente.

Tabla 13

Mediciones de marcadores parámetro S11 modelo segunda antena, mejora 2

Nombre	X	Y
M1	11.6996	-20.9693
M2	11.4608	-10.0585
M3	11.9204	-10.0263

Tomado de mediciones de marcadores S11 mejora 2 (figura 55). (Elaboración propia)

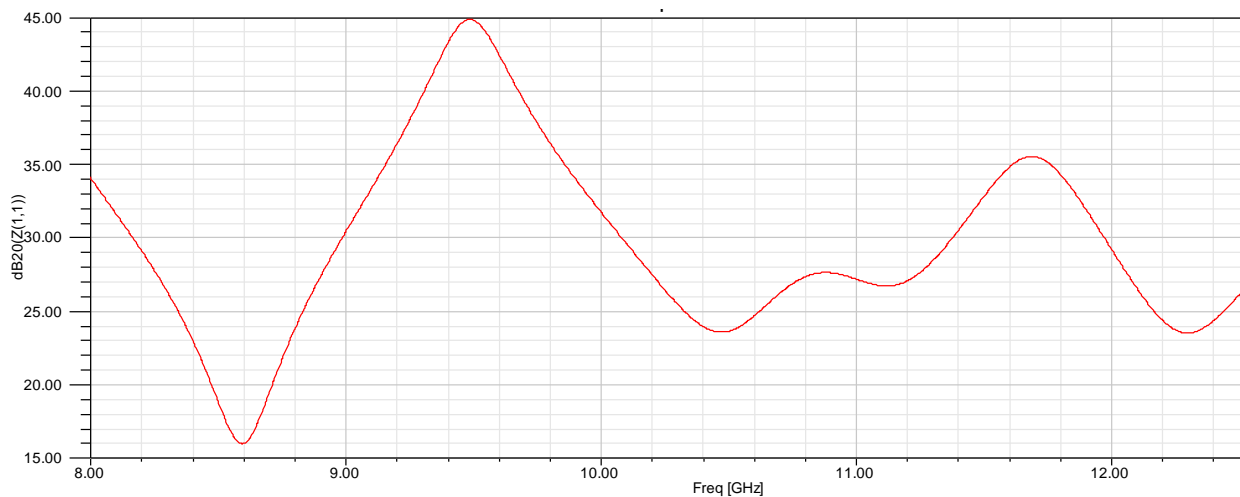


Figura 56 Impedancia modelo segunda antena, mejora 2. (Elaboración propia)

En la figura 57 se encuentra el diagrama de radiación, el cual muestra el lóbulo principal 76 entre  $-170$  y  $125^\circ$  y el negativo o lóbulo lateral, está ubicado en  $-180$  a  $135^\circ$ , presenta baja directividad, en cuanto a la figura 58 se evidencia el diagrama que permite percibir la doble ganancia de esta antena.

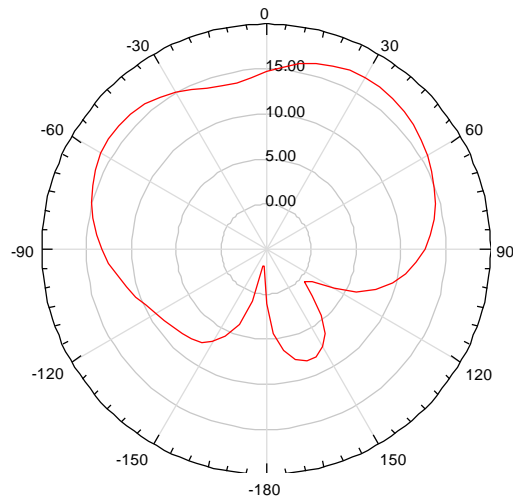


Figura 57 Diagrama de radiación modelo segunda antena, mejora 2. (Elaboración propia)

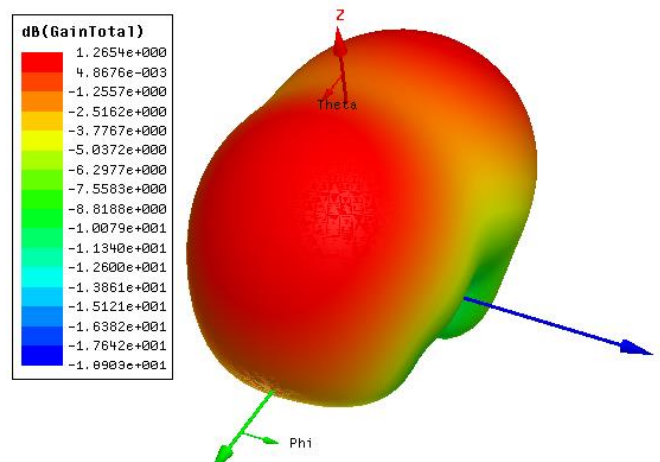


Figura 58 Diagrama de ganancia modelo segunda antena, mejora 2. (Elaboración propia)



Dado que los resultados no son los esperados pese a los cambios realizados en este 77 proyecto, se contactó a los autores del documento original sin tener respuesta por parte de ellos, por lo cual no se puede validar si es falla del diseño original o del acople de impedancia de las simulaciones realizadas. En caso de ser la segunda opción, se debería modificar el tamaño de la antena en función del acople y por tanto el largo de la línea microstrip ( $ms\_l$  y  $ms\_w$ ) de la tabla 10 (numeral 4.2.1). Como se mencionó en el capítulo 1, este proyecto tiene la limitación de modificar el tamaño de las antenas, por lo cual se recomienda para posteriores estudios analizar primero el tamaño de la antena.

#### 4.2.4 Costos fabricación segunda antena

Es oportuno ahora, establecer los costos aproximados de fabricación de esta segunda antena elegida, ya que a futuro puede retomarse este breve estudio para validar lo sustentado en este escrito.

*Tabla 14*  
*Costos aproximados de fabricación segunda antena*

Etapa	Costo
Substrato FR4	USD \$ 3.50 (COP\$ 9.971)
Costos de envío	USD \$26.41 (COP \$ 75.242)
Mano de obra en Colombia	COP \$ 180.000
Total	COP \$ 265.213

Tomados de: (ebay.com, 2018) (ver anexo 5 incluye cotización y costos de envío).

Esta antena resulta más económica que las realizadas en Duroid 5880, debido a que el PCB viene con cubierta de cobre por una sola cara, adicionalmente el tamaño es de 4" X 8", en centímetros 10.16 x 20.32cm. En el caso del substrato RT Duroid 5880 envían una placa de 50mm x 50mm.

### 4.3 Antena SIW de ranura cuadrada de alta velocidad y banda ancha para las aplicaciones en la Banda X 78

#### 4.3.1 Tercer Antena Original

La configuración de la antena se puede apreciar en la figura 59 y sus dimensiones se encuentran en la tabla 15, la estructura de alimentación es de línea de microcirculación de  $50 \Omega$  y tiene ancho (W50). El recuadro que se usa para unir la línea de alimentación a la antena tiene una longitud (Linset), mientras que el espacio entre éste y el metal superior de SIW es (Winset). Con respecto al SS, está grabado en un parche cuadrado de metal que tiene una longitud lateral (W). Además, tiene la longitud del lado (Wslot) y el ancho del espacio (g) respectivamente. Se crea una cavidad cuadrada al desplegar vías metálicas de manera uniforme alrededor del parche cuadrado. El diámetro de la (s) vía (s) individual (es) y la distancia entre cada pareja de vías es igual. Las vías conectan el parche al suelo del sustrato RT / Duroid 5880 ( $\epsilon_r = 2.22$  y el grosor del sustrato (h) = 1.575 mm). (Hany Taher, 2016)

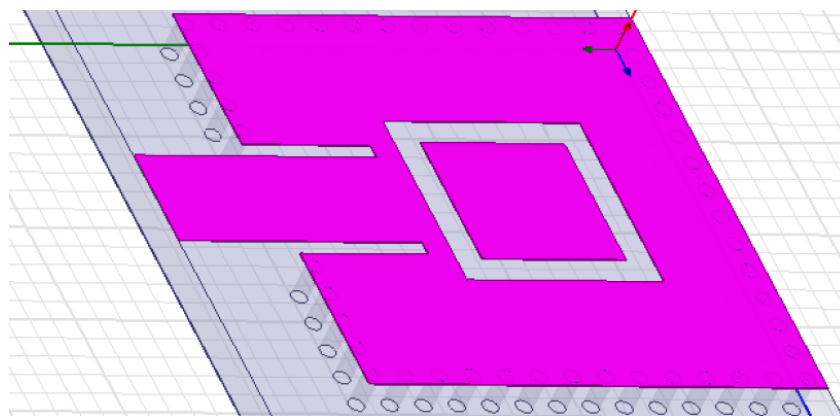


Figura 59 Diseño de la tercera antena elegida. (Hany Taher, 2016)

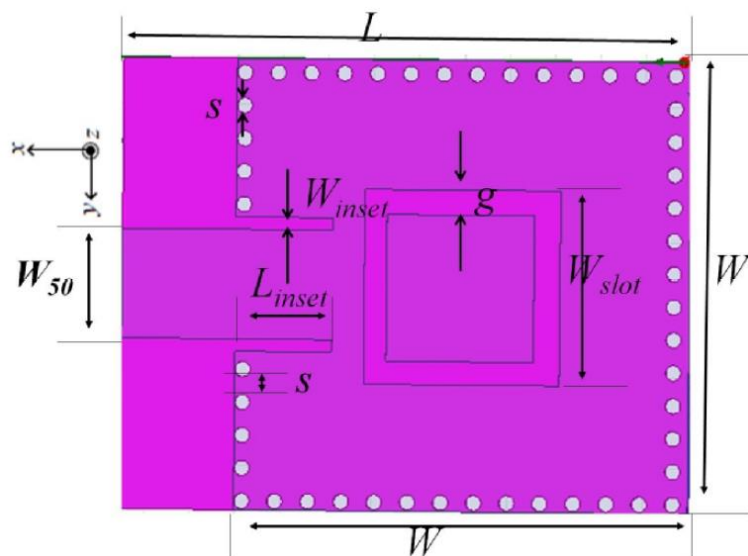


Figura 60 Parámetros geométricos del diseño de la antena. (Hany Taher, 2016)

Tabla 15

Parámetros geométricos propuestos por los autores originales tercera antena elegida

Parámetro	Valor (mm)
L	25
W	20
W50	4.6
S	0.65
Linst	5.6
Winst	0.651
Wslot	8.6
g	2.3

Tomado de tabla de parámetros. (Hany Taher, 2016)

El parámetro S11 se encuentra en la Figura 61. El ancho de banda de -10 dB se extiende de 11.10 GHz a 12.9 GHz. En relación con la frecuencia central, la antena tiene 15% de ancho de banda.

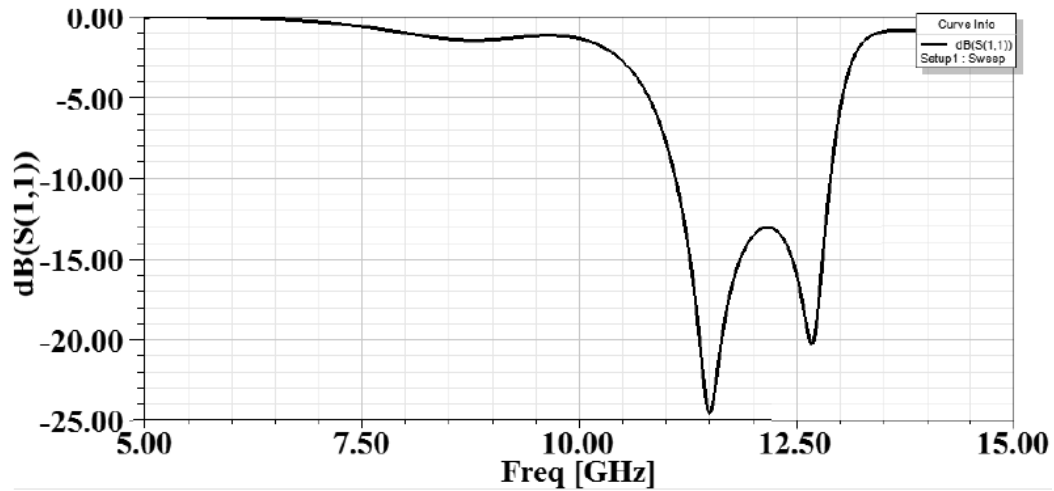


Figura 61 Parámetro S11 modelo tercer antena elegida. (Hany Taher, 2016)

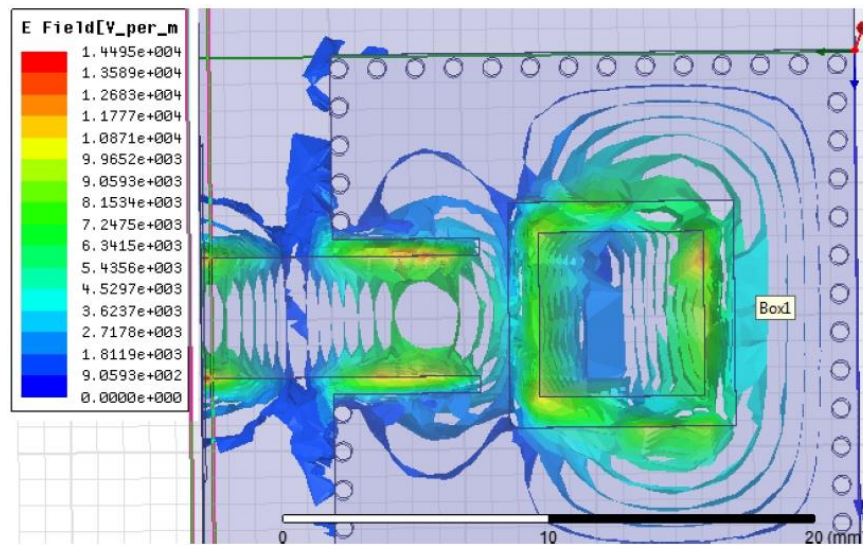


Figura 62 Campo eléctrico en la cavidad. (Hany Taher, 2016)

Por otro lado, la distribución del campo eléctrico dentro de la cavidad se representa en la Figura 62, permite comprender visualmente el mecanismo de radiación dentro de la antena. El máximo de TE<sub>102</sub> coincide bastante bien con todos los lados de la ranura. Sin embargo, las ranuras

orientadas al eje Y se suman constructivamente a la radiación de costado. Mientras, la radiación de la ranura orientada al eje X se cancela entre sí, como se muestra en la Figura 63. En otras palabras, dos monopolos magnéticos se generan de manera equivalente y causan la fuerte radiación. El diagrama de radiación se muestra en la Figura 64, la antena tiene una radiación lateral con una ganancia muy alta de 8,5 dB a una frecuencia de 11,5 GHz.

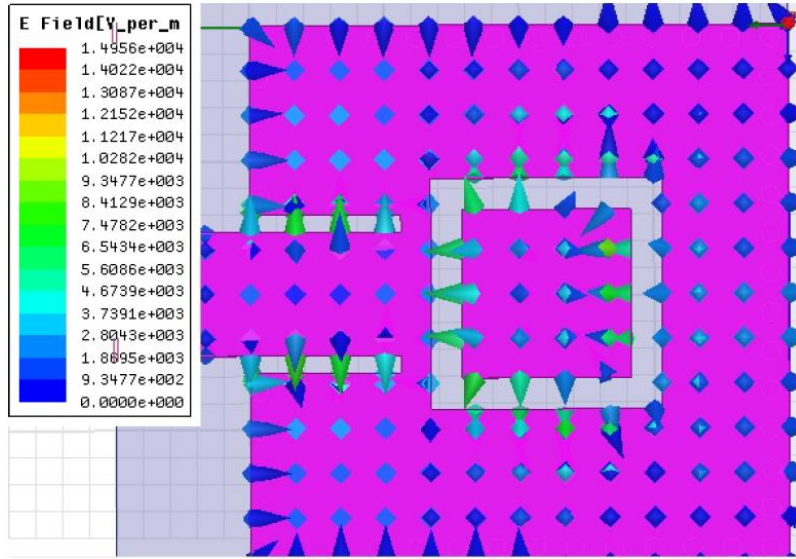


Figura 63 Campo eléctrico en el parche. (Hany Taher, 2016)

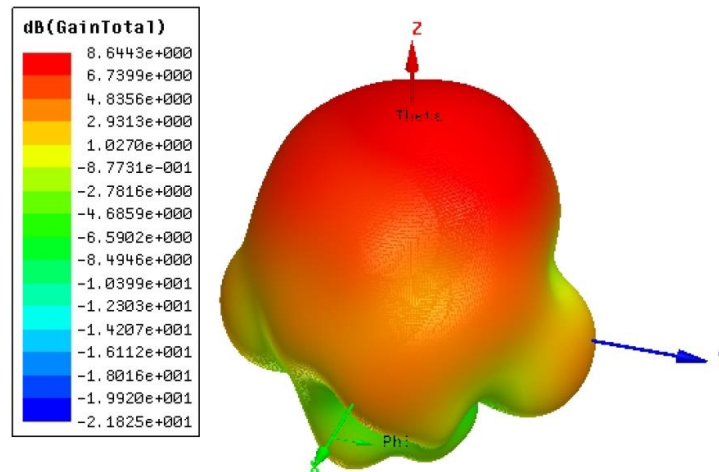


Figura 64 Ganancia de la tercera antena elegida. (Hany Taher, 2016)

En la simulación de la tercer antenna elegida (ver figura 65) se aprecia el diagrama esquemático y el slot cuadrado del modelo original, se mantienen las dimensiones y se mejora la adaptación que llega a -30 dB, en el modelo original era de -23 dB (ver figura 61). Se evidencia que este modelo es consistente entre la simulación y el artículo, dado que se confirma la adaptación propuesta por los autores originales y el modelo tiene el tamaño adecuado para la frecuencia central.

Para esta simulación se corrige el espacio entre los postes, se agrega un poste a los laterales, se cambia el waveport por un lumped port operando a 11GHz, al realizar la simulación la frecuencia central se ubica en 13.12 GHz (ver tabla 16).

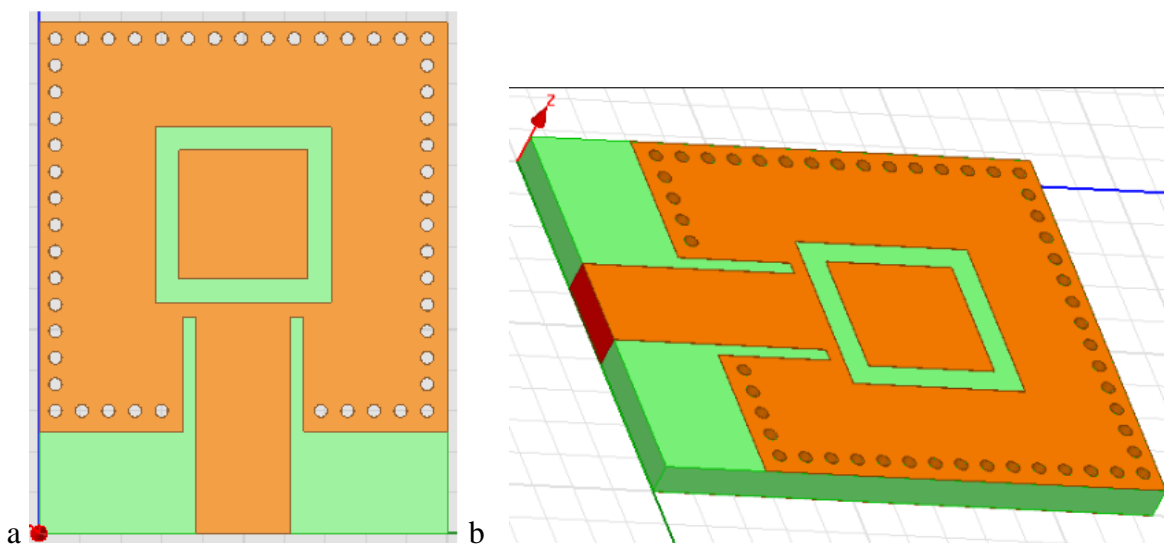


Figura 65 (a) Simulación tercera antenna elegida vista frontal, (b) vista modelo 3D.

(Elaboración propia)

El parámetro S11 (ver figura 66), cumple y supera los planteados en el artículo, realizando modificaciones al modelo original. Para observar los resultados en frecuencia y ancho de banda se puede revisar la tabla 16. M1 es la frecuencia central (13.12 GHz), M2 es el límite inferior en

11.70 GHz, M3 es el límite superior del ancho de banda ubicado en 13.40 GHz, por lo cual 83 el ancho de banda es de 1.7 GHz, siendo más eficiente este modelo de antena que el planteado originalmente (figura 61), ya que no solo logra un buen ancho de banda sino una mejor adaptación a -30.50 dB (ver figura 66).

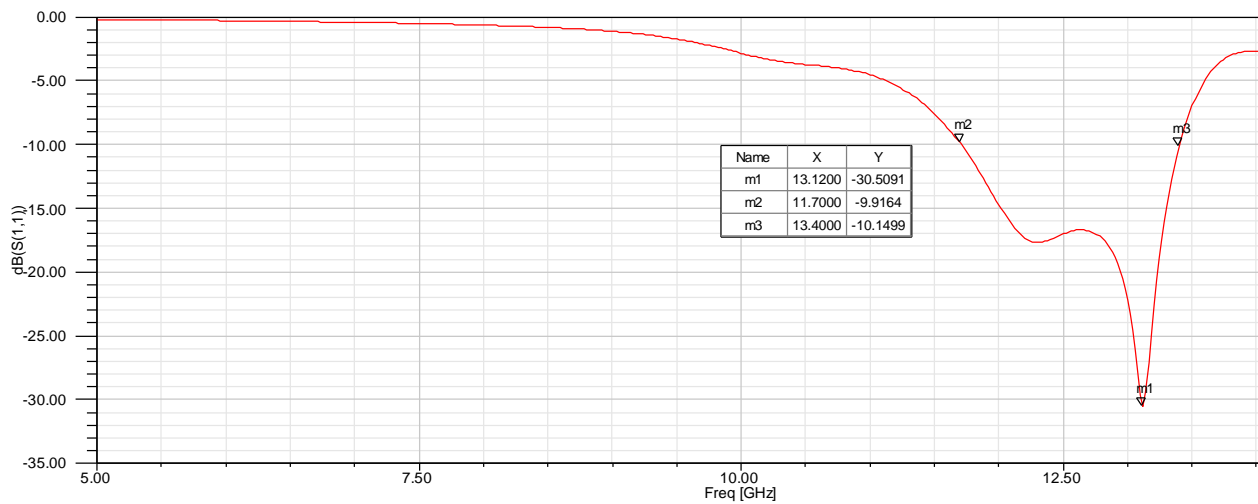


Figura 66 Parámetro S11 pérdidas de retorno, modelo tercera antena elegida. (Elaboración propia)

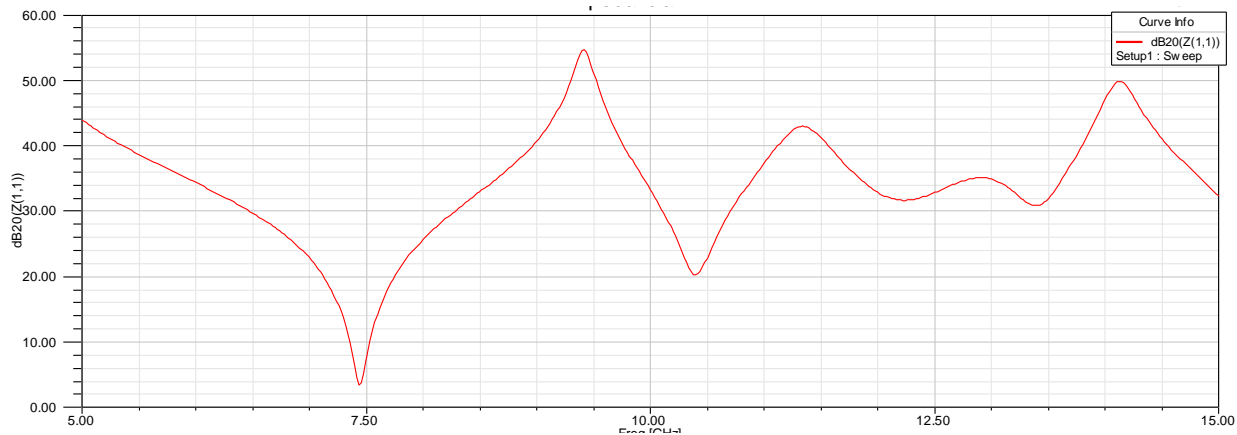
Tabla 16

Mediciones de marcadores parámetro S11 modelo tercera antena, simulación y optimización

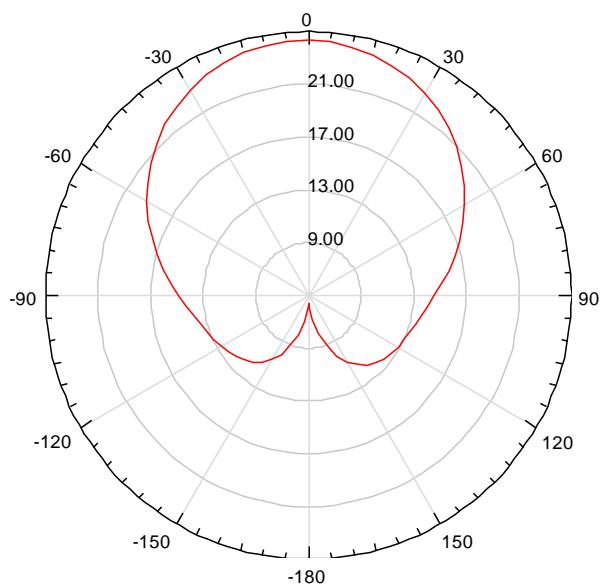
Nombre	X	Y
M1	13.12	-30.50
M2	11.72	-10.19
M3	13.40	-10.14

Tomado de parámetro S11, figura 66. (Elaboración propia)

La impedancia en las frecuencias 11 y 13.6 GHz, es variable pero mantiene un rango de 30 a 50 dB, por lo cual se comprueba que si la impedancia es correcta y la antena está bien diseñada, la simulación debe ser satisfactoria, como lo fue en este caso. El diagrama de radiación



*Figura 67 Impedancia modelo tercera antena, simulación y optimización. (Elaboración propia)*



*Figura 68 Diagrama de radiación modelo tercera antena, simulación y optimización.*

*(Elaboración propia)*

En la figura 68 el diagrama de radiación indica máxima cobertura, con un solo lóbulo de radiación horizontal con mínimas pérdidas, en la figura 69 se aprecia el diagrama de la ganancia, en el cual queda en evidencia que para la frecuencia central de 11.12 GHz, la ganancia máxima está en los 7.61 dB.



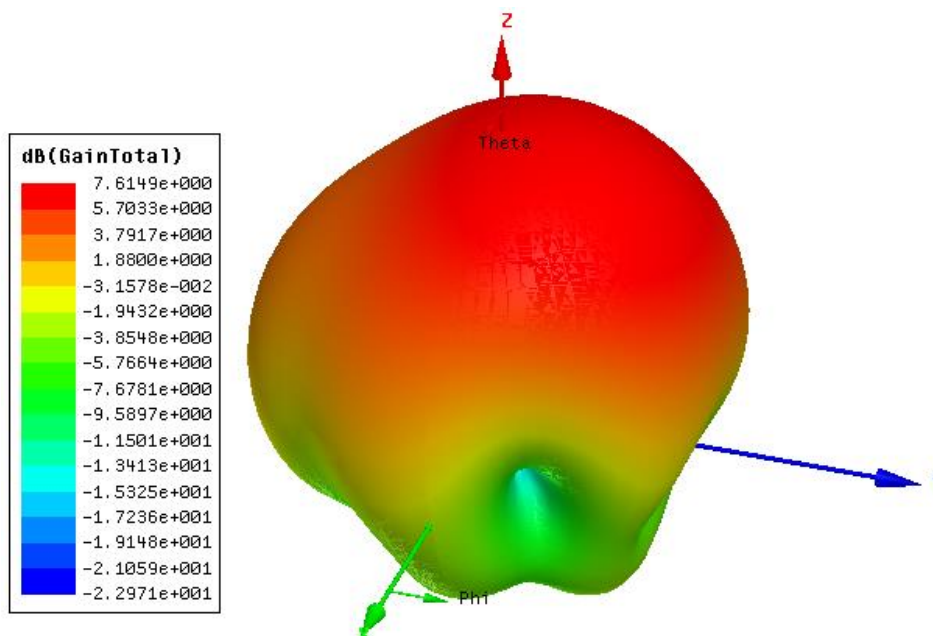


Figura 69 Diagrama de ganancia modelo tercera antena, simulación y optimización.

(Elaboración propia)

Durante la creación de este modelo se evidenció que los parámetros de diseño que los autores proponen son correctos, al revisar los resultados de la simulación se corrobora que coinciden con los originales y el principio de operación funciona adecuadamente. Además permite realizar mejoras sin sufrir cambios negativos la adaptación de la antena.

#### 4.3.3 Costos fabricación Tercer Antena

Tabla 17

Costos aproximados de fabricación tercera antena

Etapa	Costo
Substrato RT Duroid 5880	USD \$123 (COP\$ 350.765)
Costos de envío	COP \$ 274.125
Mano de obra en Colombia	COP \$ 500.000
Total	COP \$ 1'124.890

Tomados de: (Department, 2018) (ver anexo 2), (fedex.com, 2018) (ver anexo 3).

Los costos de esta antena son los mismos de la tabla 9, debido a que es el mismo material 86 y el mismo proveedor, por lo cual se puede asumir el costo de un solo envío por los dos substratos, lo que reduciría costos en el caso de llegar a fabricar las antenas.

En este capítulo se realizó la retroalimentación de cada antena original y simulada, permitiendo conocer los beneficios y mejoras que se deberían hacer en los modelos para optimizar el funcionamiento. Adicionalmente se plantearon costos aproximados de fabricación que permite conocer cuál es el presupuesto que se debería tener para realizar los modelos propuestos en este proyecto.

**Resultados y Conclusiones.**

Dadas las simulaciones de los tres modelos de antenas, se concluye lo siguiente:

- Para lograr una adaptación adecuada se deben verificar no solo la línea microstrip y el gap, sino también las dimensiones de la antena, ya que por acoples de impedancia principalmente se producen fallas que requieren modificar la geometría de la antena.
- Para ampliar el ancho de banda de una antena es importante tener en cuenta la ubicación del slot, entre más cercano a la línea media de la antena, más amplía el ancho de banda y menos afecta la adaptación y el desempeño de la antena.
- Las antenas que se diseñan actúan como filtros por lo cual es importante tener en cuenta la frecuencia de resonancia original y contrarrestar con la que se consigue en la simulación, dado que si varía se puede deber al tipo de puerto que se está empleando y ajustes que se deben realizar en la línea microstrip, en el Gap o en el tamaño que se debe utilizar en función de la frecuencia central y parámetros intrínsecos de la antena tales como el substrato (permitividad, grosor, pérdidas tangenciales) y el medio de propagación (permitividad y permeabilidad).
- Al encontrar errores en algunos artículos mencionados en el tercer capítulo, se evidencia que el material elegido para el estado del arte se debe depurar, a fin de contar con datos verídicos que permitan realizar un análisis certero en menor tiempo y con mejores resultados.

- Aburto, C. (23 de Marzo de 2016). *Network Cables Types*. Obtenido de Sites.google.com: <https://sites.google.com/site/networkcablestypes/linkers/tiposdecablesdepartrenzado>
- Allen, M. (14 de 08 de 2017). *quora.com*. Obtenido de quora.com: <https://www.quora.com/Is-a-microstrip-patch-antenna-handheld>
- Alonso Corona, T. I. (2010). *Bandwidth Enhancement of Substrate Integrated Waveguide Tunnels by Longitudinal Resonances*. Los Angeles, CA, Estados Unidos, Estados Unidos.
- ANE, A. N. (28 de Julio de 2016). *www.ane.gov.co*. Obtenido de [www.ane.gov.co](http://www.ane.gov.co): <https://www.ane.gov.co/images/ArchivosDescargables/Planeacion/cnabf/CNABF.pdf>
- Artunduaga, J. R. (2008). *Medios y métodos de propagación de las ondas de radio*. Bogota: Universidad San Buenaventura.
- Augustine O. Nwajana, K. S. (16 de Febrero de 2016). *ieee.org*. Obtenido de [iee.org](http://iee.org): [iee.org](http://iee.org)
- Balanis, C. A. (2005). *Antenna Theory Analysis and design*. New Jersey: John Wiley & Sons.
- Carlos A. Mulero, R. A. (2016). Design of V-Band SIW Fed Cavity Backed Aperture Coupled Microstrip Patch Array Element for Applications in Body Area Networks. *IEEE*, 1235-1236.
- Colombo, J. C. (2012). *Medición de parámetros de dispersión "S"*. Tucumán, Argentina: UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL.
- DAZA, R. (13 de 01 de 2011). *Communications-1*. Obtenido de Communications-1: <https://comunicationsone.wordpress.com/2011/01/13/%C2%BFcuantos-canales-van-por-un-cable-coaxial/>
- Department, K.-S. (16 de 01 de 2018). Cotización Xinchenger Electronics. *Cotización Xinchenger Electronics*. ShenZhen, ShenZhen, China: Xinchenger Electornics.
- ebay.com. (18 de 01 de 2018). *www.ebay.com*. Obtenido de [www.ebay.com](http://www.ebay.com): <https://www.ebay.com/itm/FR4-Copper-Clad-Laminate-PCB-Circuit-Board-Material-4-x-8-single-sided-/273016922983>
- Engineers, I. E. (1983). *ieee.org*. Obtenido de [http://ocw.upm.es/teoria-de-la-senal-y-comunicaciones-1/radiacion-y-propagacion/contenidos/apuntes/tema1\\_2004.pdf](http://ocw.upm.es/teoria-de-la-senal-y-comunicaciones-1/radiacion-y-propagacion/contenidos/apuntes/tema1_2004.pdf)
- fedex.com. (18 de 01 de 2018). *www.fedex.com*. Obtenido de [www.fedex.com](http://www.fedex.com): <https://www.fedex.com/ratefinder/standalone?method=getQuickQuote>
- Fernandez, J. A. (1 de 10 de 2016). *uvigo.es*. Obtenido de [uvigo.es](http://jagfernandez.webs.uvigo.es/ETTST/COMO/pr1/guia2.pdf): <http://jagfernandez.webs.uvigo.es/ETTST/COMO/pr1/guia2.pdf>
- Guo Qing Luo, T. Y. (2013). Revisión de las antenas integradas de la guía de ondas integradas de sustrato de bajo perfil . *Hindawi Publishing Corporation*, 1-8.
- Guo Qing Luo, Z. F. (2008). *Planar slot antenna backed by substrate integrated waveguide cavity*. IEEE.
- Guo Quing Luo, Z. F. (2012). Bandwidth Enhanced Low Profile Cavity backed Slot Antenna by Using Hybrid SIW Cavity Modes. *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, VOL. 60.
- H. Sarbandi Farahni, A. K.-S. (28 de Octubre de 2012). *A Novel Approach for Bandwidth Enhancement of SIW-based Slot Array Antenna*. Obtenido de [iee.org](http://iee.org): Universidad de ciencia y tecnología de Irán
- Hany Taher, R. F. (2016). Broadband High Gain SIW Cavity Square Slot Antenna for X-Band Applications. *Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC)*, 16.

- Hayt, W. H., & Buck, J. A. (2006). *Teoría Electromagnética Séptima Edición*. McGraw-Hill. 89
- HFSS, A. (2016). [www.ansys.com](http://www.ansys.com). Obtenido de [www.ansys.com](http://www.ansys.com):  
<http://www.ansys.com/Products/Electronics/ANSYS-HFSS>
- IEEE. (1974). Transactions on Antennas and propagation. *Transactions on antennas and propagation*, 22.
- IEEE. (29 de Mayo de 2014). *Comment on the definition of antenna half-power and impedance-matching bandwidths*. Obtenido de [ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org/document/6821769/): <http://ieeexplore.ieee.org/document/6821769/>
- Jirong Liu, Q. X. (2015). Wideband Excitation Technology of TE<sub>20</sub> Mode Substrate Integrated Waveguide (SIW) and its Applications. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 63.
- Jun Dong, Y. L. (2015). Broadband Millimeter-Wave Power Combiner Using Compact SIW to Waveguide Transition. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 567-510.
- Kraus, J. (1985). *Antennas since Hertz and Marconi*. IEEE.
- Marc Esquiús-Morote, M. M. (10 de OCTUBRE de 2014). Orthomode Transducer and Dual-Polarized Horn Antenna in Substrate Integrated Technology. *IEEE TRANSACTIONS OF ANTENNAS AND PROPAGATION*, pág. Vol. 62.
- Min Chen, W. C. (07 de Febrero de 2011). Bandwidth Enhancement of Substrate Integrated Waveguide (SIW) Slot Antenna with Center-Fed Techniques. Nanjing, Nanjing, China.
- Mohamed H. Awida, S. H. (4 de ABRIL de 2011). Substrate - Integrated Cavity-Backed Patch Arrays: A Low-Cost Approach for bandwidth Enhancement. *IEEE TRANSACTION ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, pág. VOL. 59.
- Nadeem Ashraf, O. H. (2015). 28/38 GHz Dual-Band Millimeter Wave SIW Array Antenna with EBG Structures for 5G Applications. *ICTRC*, 6-8.
- OCW. (2004). *Radiación y propagación: definición y fundamentos de antenas*. Madrid, España: Universidad Politécnica de Madrid.
- Osipov, A., & Tertyakov, S. (2017). *Modern electromagnetic scattering theory with applications*. Chichester, Reino Unido: John Wiley & Sons.
- Peng Kai Li, Z. H. (2014). *A single Layer Wideband Differential-Fed Patch Antenna Array with SIW Feeding Networks*. Obtenido de [ieeexplore.ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org)
- Pérez, E. H. (1998). *Introducción a las telecomunicaciones modernas*. México D.F, México: Limusa.
- Quinstar. (12 de 08 de 2017). [quinstar.com](http://quinstar.com). Obtenido de [quinstar.com](http://quinstar.com):  
<http://quinstar.com/shop/antenna-products/horn-antennas/standard-gain-horn-antennas-qwh/>
- Quiroz, L. A. (2016). *Propuesta para un modelo de antena microstrip basada en perturbaciones geométricas*. Bogotá: Universidad Distrital Francisco José de Caldas.
- R. Dakir, J. Z. (2012). *Rectangular Planar Antenna Using U-Slot for Bandwidth Improvement*. Settat, Marruecos: Scientific & Academic Publishing.
- Ravenstahl, M. (29 de Junio de 2008). [www.ansys.com](http://www.ansys.com). Obtenido de [www.ansys.com](http://www.ansys.com):  
<http://www.ansys.com/-/media/ansys/corporate/resourcelibrary/article/aa-v2-i4-history-of-innovation.pdf>
- Rayleigh, L. (1897). *On the passage of electric waves through tubes, or the vibrations of dielectric cylinders*. Philadelphia: Phil.
- Robab Kazemi, A. E. (2014). *Design of Single-Ridge SIW Power Dividers with Over 75% Bandwidth*. Obtenido de [ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org): [ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org)

- Rueda, J. A. (1998). *Antenas y principios básicos, análisis y diseño*. California, EE.UU: 90 Universidad Autónoma de Baja California.
- Rui Sen Chen, S.-W. W.-X. (2015). Wideband Bandpass Filter Using U-Slotted Substrate Integrated Waveguide (SIW) Cavities. *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, VOL 25.
- S.Stutzman. (1990). *Bibliography for antennas*. IEEE.
- Sai Wai Wong, K. W.-N.-X. (2014). Design of Millimeter-Wave Bandpass Filter Using Electric Coppling of Substrate Integrated Waveguide (SIW). *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, Vol 24.
- Sara Sadat Karimabadi, A. R. (15 de Mayo de 2012). *Bandwidth Enhancement of Substrate Integrated Waveguide Quadrature Hybrid*. Obtenido de [iee.org](http://iee.org): [iee.org](http://iee.org)
- scaastro. (17 de Mayo de 2014). [cetys.edu.mx](http://cetys.edu.mx). Obtenido de [elvigia.net](http://www.elvigia.net): <http://www.elvigia.net/c-t/2014/5/17/fibra-optica-voces-region-158481.html>
- Shaowei Liao, P. C. (7 de Julio de 2015). *Substrate- Integrated Waveguide- Based 60GHz Resonante Slotted Waveguide Arrays with Wide Impedance Bandwidth and High gain*. Obtenido de [iee.org](http://iee.org): [iee.org](http://iee.org)
- Shigeki, F. (1994). *Waveguide line*. Japón: Patente Japonesa.
- Sho Yong Zheng, X. F. (2016). Ultra-compact wideband millimeter-wave crossover using slotted SIW structure. *IEEE*, 16.
- Solofo Razafimahatratra, T. M. (2015). On-Body Propagation Characterization With an H-plane Substrate Integrated Waveguide (SIW) horn antenna at 60 GHz. *Proceedings of the 45th European Microave Conference*, 39.
- Soumava Mukherjee, A. B. (2013). *Bandwidth Enhancement of Substrate Integrated Waveguide Cavity Backed Slot Antenna by Offset Feeding Technique*. Obtenido de [iee.org](http://iee.org): [iee.org](http://iee.org)
- Southworth, G. (1936). *Hyper-frequency wave guides general considerations and experimental results*. The Bell System Technical Journal.
- Tanenbaum, A. (2003). *Redes de computadores 4º Edición*. Amsterdam: Pearson.
- Tao Huang, X. Y. (2015). An X-Band SIW-DGS Bandpass Filter with Improved Stopband Performance. *IEEE*, 473-474.
- Vidal, A. R. (2002). *Una panorámica de las telecomunicaciones*. Madrid, España: Pearson Educación.
- Wael M. Abdel-Wahab, S. S.-N. (2011). Wide-Bandwidth 60GHZ Aperture-Coupled Microstrip Patch Antennas (MPAs) Fed by Substrate Integrated Waveguide (SIW). *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, VOL 10.
- Watson, W. (1946). *Resonant Slots*. IEEE.
- Wenquan Che, M. C. (9 de octubre de 2011). *Bandwidth Enhancement of Substrate Integrated Waveguide (SIW) Slot Antenna with Parasitic Dipole*. Obtenido de [iee.org](http://iee.org): [iee.org](http://iee.org)
- Wu, L. (2015). *Substrate Integrated Waveguide Antenna Applications*. Kent: University of Kent.
- Yang Cai, Z. Q. (2016). A Compact Wideband SIW-Fed Dielectric Antenna With End-Fire Radiation Pattern. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 18.
- Yang Cai, Z.-P. Q.-S.-Q. (2014). *Bandwidth Enhancement of SIW Horn Antenna Loaded with air-via perforated dielectric slab*. Obtenido de [iee.org](http://iee.org): [iee.org](http://iee.org)
- Yijin Shen, H. W. (2015). Dual-Band SIW Differential Bandpass Filter With Improved Common-Mode Suppression. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 100-102.

Ying Huang, P. G. (2015). A Novel Bandwidth-Enhanced Substrate Integrated Waveguide Cavity-Backed Slot Antenna on FR4. *8th International Symposium on Computational Intelligence and Design*, 486-489. 91

Yong Mao Huang, Z. S. (2014). *A modified Doublet bandpass filter with substrate integrated waveguide - to- defected ground structure cell for bandwidth enhancement and source-load coupling*. Obtenido de [iee.org](http://iee.org): [iee.org](http://iee.org)

Anexo 1. Datasheet Duroid 5880

Anexo 2. Cotización Duroid 5880

Anexo 3. Costos de envío (Fedex)

Anexo 4. Datasheet FR4

Anexo 5. Costos FR4



# RT/duroid® 5870 /5880

## High Frequency Laminates



RT/duroid® 5870 and 5880 glass microfiber reinforced PTFE composites are designed for exacting stripline and microstrip circuit applications.

The randomly oriented microfibers result in exceptional dielectric constant uniformity.

The dielectric constant of RT/duroid 5870 and 5880 laminates is uniform from panel to panel and is constant over a wide frequency range.

Its low dissipation factor extends the usefulness of RT/duroid 5870 and 5880 laminates to Ku-band and above.

RT/duroid 5870 and 5880 laminates are easily cut, sheared and machined to shape. They are resistant to all solvents and reagents, hot or cold, normally used in etching printed circuits or in plating edges and holes.

Normally supplied as a laminate with electrodeposited copper of  $\frac{1}{2}$  to 2 ounces/ft.<sup>2</sup> (8 to 70 $\mu$ m) or reverse treated EDC on both sides, RT/duroid 5870 and 5880 composites can also be clad with rolled copper foil for more critical electrical applications. Cladding with aluminum, copper or brass plate may also be specified.

When ordering RT/duroid 5870 and 5880 laminates, it is important to specify dielectric thickness, tolerance, rolled, electrodeposited or reverse treated copper foil, and weight of copper foil required.

## Data Sheet



### Features:

- Lowest electrical loss for reinforced PTFE material
- Low moisture absorption
- Isotropic
- Uniform electrical properties over frequency
- Excellent chemical resistance

### Some Typical Applications:

- Commercial Airline Broadband Antennas
- Microstrip and Stripline Circuits
- Millimeter Wave Applications
- Military Radar Systems
- Missile Guidance Systems
- Point to Point Digital Radio Antennas

PROPERTY	TYPICAL VALUES				DIRECTION	UNITS <sup>[3]</sup>	CONDITION	TEST METHOD
	RT/duroid 5870		RT/duroid 5880					
<sup>[1]</sup> Dielectric Constant, $\epsilon_r$ Process	2.33 2.33 ± 0.02 spec.		2.20 2.20 ± 0.02 spec.		Z Z	N/A	C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM 2.5.5.5
<sup>[1]</sup> Dielectric Constant, $\epsilon_r$ Design	2.33		2.20		Z	N/A	8 GHz - 40 GHz	Differential Phase Length Method
Dissipation Factor, tan $\delta$	0.0005 0.0012		0.0004 0.0009		Z Z	N/A	C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650, 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM-2.5.5.5
Thermal Coefficient of $\epsilon_r$	-115		-125		Z	ppm/°C	-50 - 150°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Volume Resistivity	2 X 10 <sup>7</sup>		2 X 10 <sup>7</sup>		Z	Mohm cm	C96/35/90	ASTM D257
Surface Resistivity	2 X 10 <sup>7</sup>		3 X 10 <sup>7</sup>		Z	Mohm	C/96/35/90	ASTM D257
Specific Heat	0.96 (0.23)		0.96 (0.23)		N/A	J/g/K (cal/g/C)	N/A	Calculated
Tensile Modulus	Test at 23 °C	Test at 100 °C	Test at 23 °C	Test at 100 °C	N/A	MPa (kpsi)	A	ASTM D638
	1300 (189)	490 (71)	1070 (156)	450 (65)	X			
	1280 (185)	430 (63)	860 (125)	380 (55)	Y			
ultimate stress	50 (7.3)	34 (4.8)	29 (4.2)	20 (2.9)	X			
	42 (6.1)	34 (4.8)	27 (3.9)	18 (2.6)	Y			
ultimate strain	9.8	8.7	6.0	7.2	X	%		
	9.8	8.6	4.9	5.8	Y			
Compressive Modulus	1210 (176)	680 (99)	710 (103)	500 (73)	X	MPa (kpsi)	A	ASTM D695
	1360 (198)	860 (125)	710 (103)	500 (73)	Y			
	803 (120)	520 (76)	940 (136)	670 (97)	Z			
ultimate stress	30 (4.4)	23 (3.4)	27 (3.9)	22 (3.2)	X			
	37 (5.3)	25 (3.7)	29 (5.3)	21 (3.1)	Y			
	54 (7.8)	37 (5.3)	52 (7.5)	43 (6.3)	Z			
ultimate strain	4.0	4.3	8.5	8.4	X	%		
	3.3	3.3	7.7	7.8	Y			
	8.7	8.5	12.5	17.6	Z			
Moisture Absorption	0.02		0.02		N/A	%	.062" (1.6mm) D48/50	ASTM D570
Thermal Conductivity	0.22		0.20		Z	W/m/K	80°C	ASTM C518
Coefficient of Thermal Expansion	22 28 173		31 48 237		X Y Z	ppm/°C	0-100°C	IPC-TM-650, 2.4.41
Td	500		500		N/A	°C TGA	N/A	ASTM D3850
Density	2.2		2.2		N/A	gm/cm <sup>3</sup>	N/A	ASTM D792
Copper Peel	27.2 (4.8)		31.2 (5.5)		N/A	pli (N/ mm)	1 oz (35mm) EDC foil after solder float	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	V-0		V-0		N/A	N/A	N/A	UL94
Lead-Free Process Compatible	Yes		Yes		N/A	N/A	N/A	N/A

[1] Specification values are measured per IPC-TM-650, method 2.5.5.5 @ ~10GHz, 23°C. Testing based on 1 oz. electrodeposited copper foil.  $\epsilon_r$  values and tolerance reported by IPC-TM-650 method 2.5.5.5 are the basis for quality acceptance, but for some products these values may be incorrect for design purposes, especially microstrip designs. We recommend that prototype boards for new designs be verified for desired electrical performance.

[2] Typical values should not be used for specification limits, except where noted.

[3] SI unit given first with other frequently used units in parentheses.

[4] The design Dk is an average number from several different tested lots of material and on the most common thickness/s. If more detailed information is required, please contact Rogers Corporation. Refer to Rogers' technical paper "Dielectric Properties of High Frequency Materials" available at <http://www.rogerscorp.com>.




Standard Thickness		Standard Panel Size	Standard Copper Cladding	Non-Standard Copper Cladding
0.005" (0.127mm)	0.031" (0.787mm)	18" X 12" (457 X 305mm)	½ oz. (18µm) and 1 oz. (35µm) electrodeposited and rolled copper foil	¼ oz. (9 µm) electrodeposited copper foil ½ oz. (18µm), 1 oz. (35µm) and 2 oz. (70µm) reverse treat copper foil 2 oz. (70µm) electrodeposited and rolled copper foil
0.010" (0.254mm)	0.062" (1.575mm)	18" X 24" (457 X 610mm)		
0.015" (0.381mm)	0.125" (3.175mm)	Non-standard sizes are available up to 18" X 48" (457 X 1219 mm)	Thick metal claddings may be available based on dielectric and plate thickness. Contact customer service for more information on available non-standard and custom thicknesses, claddings and panel sizes	
0.020" (0.508mm)				
Non-standard thicknesses are available				

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit materials. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit materials for each application.

These commodities, technology and software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations. Diversion contrary to U.S. law prohibited. RT/duroid, Helping power, protect, connect our world and the Rogers' logo are trademarks of Rogers Corporation or one of its subsidiaries.

## Correo de Outlook

Buscar en Correo y Conta... 🔍

 Nuevo | 
  Eliminar | 
  Archivar | 
 Correo no deseado | 
 Limpiar | 
 Mover a | 
 Categorías | 
 ...

^ Carpetas

**Bandeja de entra** 6

Correo no desea 90

Borradores 3

Elementos enviados

Elementos elimina 2

Archivo

Conversation History


Deleted Items 1726

Estudio

Personal

Trabajo

## Re:Hi laura ramirez,RT Duroid 5880

 sales3@xcepcb.com  
 mar 16/01, 5:58 a.m.  
 Usted

Dear Laura

Rogers5880,1.575mm, 50\*50mm, price is 123USD/pc 😊

Have any question,pls let me know,thanks

Look forward to your reply soon

Best regards



Karen-Sales Department  
 ShenZhen Xinchenger Electronics Co.,Ltd  
 Email:sales3@xcepcb.com  
 Tel: 0755-26055813  
 Fax:0755-26055946  
 Skype:karen-xcepcb  
 URL:www.fr4-pcb.com  
 URL:www.xce-pcb.com

...

---

**From:** [Laura Fernanda Ramirez Sánchez](#)  
**Date:** 2018-01-16 12:17  
**To:** [sales3@xcepcb.com](mailto:sales3@xcepcb.com)  
**Subject:** Re: Re:Hi laura ramirez,RT Duroid 5880

Hi Karen,

the substrate RT/Duroid 5880 (er = 2.22 and substrate thickness (h) = 1.575 mm). or 0.508mm 1.575mm,

Thank you for your time,

*Laura Fernanda Ram??rez S??nchez*  
*Estudiante Ingenieria de Telecomunicaciones*  
*Cel.: 3204116468*

---

**De:** sales3@xcepcb.com <sales3@xcepcb.com>  
**Enviado:** martes, 16 de enero de 2018 3:50:18 a. m.  
**Para:** ing.lauraframirez  
**Asunto:** Re: Re:Hi laura ramirez,RT Duroid 5880

Hi Laura

Thanks for your kind reply 😊

What is thickness you need?0.254mm or 0.508mm?

Look forward to your reply soon

Best regards



Actualizar a Premium




[Enviar](#)
[Rastrear](#)
[Administrar Mi cuenta](#)
[Herramientas de aduana](#)

## Obtener tarifas y tiempos de tránsito

[Ayuda](#)

Utilice esta sencilla herramienta para obtener una estimación de la tarifa y determinar la fecha y la hora de entrega esperada para su envío.

\* Denota campo obligatorio.

[Borrar todos los campos](#)

### 1. Enviar de / a

[Ayuda](#) [Editar](#)

De: Shenzhen, 518003, China | Para: Bogotá, 111166, Colombia en 22 enero, 2018.

### 2. Detalles del paquete y del envío

[Ayuda](#) [Editar](#)

Detalles del paquete 1 paquete, .5 kg, Su embalaje, 0.00 COP.

### 3. Tarifas y tiempos de tránsito

[Ayuda](#)

Las cantidades se muestran en COP

Seleccionar	Fecha / hora de entrega	Servicio	Tarifas
<input type="radio"/>	mié 24 ene, 2018 por 18:00	FedEx International Priority®	<a href="#">274125.00</a>
<input type="radio"/>	vie 26 ene, 2018 por 21:00	FedEx International Economy®	<a href="#">227062.00</a>

#### Cálculo de aranceles e impuestos

- Ciertos países poseen exenciones de impuestos y aranceles que podrían aplicarse tomando como base el valor en aduanas declarado. Su cálculo de impuestos y tarifas no tiene en cuenta estas exenciones. [Saber más.](#)

#### Más información sobre sus resultados:

- Importante para Aduana:** Para evitar retrasos su envío debe contar con los siguientes documentos de aduana adjuntos: Factura comercial, certificado de origen, declaración de exportaciones del Expedidor. También se pueden requerir documentos de liberación aduanal adicionales. Para obtener más información, visite nuestro [international tools](#) sitio.
- En el caso de países para los cuales se pueda ingresar el código postal o el nombre de la ciudad, se recomienda ingresar el código postal para que la cantidad de servicios disponibles sea la más ajustada.

#### Herramientas de medida FedEx

[Convertidor de divisas](#)
[Obtener tarifa de otro paquete](#)
[Visualice / imprima detalles de las tarifas](#)
[Programar una recogida](#)
[Enviar](#)

#### At your convenience.

Schedule your package's delivery time with FedEx Delivery Manager<sup>SM</sup>.

[Get started >](#)

#### Leave delivery instructions online.

Not on your door.

Get started with FedEx Delivery Manager<sup>SM</sup> >

#### Por favor, tenga en cuenta que

- Las tarifas que aparecen aquí pueden ser diferentes a los cargos reales de su envío. Las diferencias se pueden deber al peso y dimensiones verdaderas, así como a otros factores. Consulte la Guía de Servicios FedEx para obtener más información.
- Consulte el acuerdo de fijación de precios para el recargo específico a su número de cuenta.
- La solicitud de tarifas y tiempo de tránsito sólo utiliza el nombre de la ciudad o código postal para definir el tiempo de tránsito.
- Algunas mercancías y envíos de valor alto pueden requerir tiempo de tránsito adicional para el despacho.
- La solicitud de tarifas y tiempo de tránsito basa su tiempo de tránsito en el código postal en lugar de la ciudad, cuando se proporcionan ambas opciones.
- "Fin del día" significa el término del día hábil de FedEx para entregas en el huso horario de destino. La hora exacta puede variar según el destino.
- Si selecciona que su envío contiene una carta, los resultados de tiempo de tránsito que aparecen arriba se basan en un envío de carta que contiene una carta personal o comercial sin valor comercial. Los reportes anuales, folletos y periódicos se encuentran entre una variedad de documentos que algunos gobiernos consideran que tienen un valor comercial. La aduana los considera productos en lugar de documentos o cartas y pueden requerir despachos de importación/exportación adicionales. Si piensa que es posible que se considere que el documento tiene un valor comercial, solicite una nueva tarifa de tiempo de tránsito y busque el tipo de documento entre las categorías de productos.
- El producto o categoría de documento que seleccionó sólo se usa para determinar el tiempo de tránsito de su envío. Para despachos de importación/exportación, defina en detalle el producto en la guía aérea y documentación de la aduana que acompaña al envío.
- Los resultados de tiempo de tránsito que se muestran se basan en la fecha de envío que proporcionó. Los resultados son válidos sólo si el envío se prepara y proporciona a FedEx en la última hora límite publicada en la ciudad de origen de la fecha de envío que se indica y toda la información que se ingrese en la solicitud de tarifa y tiempo de tránsito coincide con el envío real propuesto.
- Las opciones de servicio y hora de entrega que se muestran suponen que no hay demoras en el despacho y dependen de la fecha de envío, peso, dimensiones, valor declarado, descripciones de productos, embalaje o direcciones que se ingresen para el envío. Cualquier diferencia entre los datos ingresados y los datos reales del envío puede afectar la disponibilidad de las distintas opciones de servicio y dar como resultado una hora y fecha de entrega diferentes. Compruebe que su envío cumple los términos y condiciones del servicio que solicitó. Para obtener más información sobre los términos y condiciones de FedEx, incluyendo la Política de garantía de devolución de dinero, consulte la [Guía de Servicios FedEx](#).
- Si necesita un tiempo de tránsito para un servicio con opciones de manejo especiales, comuníquese con el [servicio de atención al cliente](#).


- Las fechas y horas de entrega se proporcionan sólo para envíos de una sola mercancía. La información del tiempo de tránsito para envíos de varias mercancías no se admite en esta solicitud en este momento. Comuníquese con el [servicio de atención al cliente](#).
- La información del tiempo de tránsito de fedex.com está sujeta a cambio sin aviso. Consulte la [Guía de Servicios FedEx](#) para conocer los términos de envío. En caso de que surja un conflicto entre el tiempo de tránsito de fedex.com y la Guía de Servicios FedEx, prevalecerán los términos y condiciones de ésta última.
- El servicio de 8:00 a.m. u 8:30 a.m. puede estar disponible para algunos códigos postales de destino en EE.UU. desde cualquier parte del mundo, y en Europa desde EE.UU., Canadá o Puerto Rico. Puede ingresar un código postal de destino en la página De/Para a fin de comprobar si FedEx International First está disponible en su código postal.
- Si su envío contiene un producto peligroso, debe cumplir las normas aéreas para los envíos FedEx Express, independientemente del trayecto o el modo, y un cargador capacitado debe identificar, clasificar, marcar, etiquetar, embalar y llenar la documentación necesaria. Si necesita asistencia, comuníquese con el servicio de atención al cliente. Para obtener más información consulte la [Guía de Servicios FedEx](#).

**Información de la compañía**

Acerca de FedEx  
Guía de Servicios

**Ayuda al Cliente**

Escribir a FedEx

**Seguir a FedEx** Colombia - Español

Este sitio está protegido por las leyes internacionales y de los Estados Unidos de derechos de autor y marca registrada. Todos los derechos reservados.©  
FedEx 1995-2018

[Página principal global](#) | [fedex.com](#) [Condiciones de uso](#) | [Carreras](#)



## FR4 Data Sheet :-

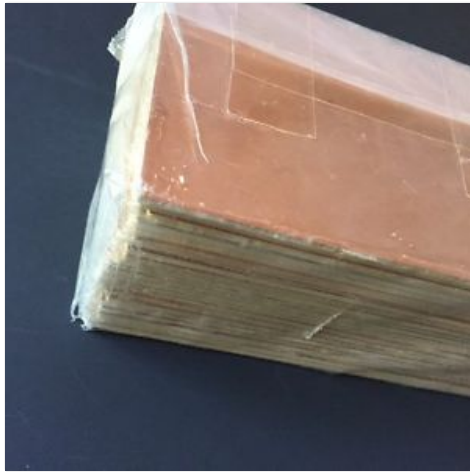
<b>Test/Specification</b>	<b>FR4 Laminate Typical Values</b>
Thermal Stress, Solder bath 288 deg. C	>60
Dimensional Stability, E-2/150	<0.04% Warp/fill <1.00% Bow/Twist
Flammability, Classification UL94	V0
Water Absorption E-1/105	0.10%
Peel Strength After Thermal Stress	11 lb./in After 10s/288 Deg. C
Flexural Strength	100,000 lbf/in <sup>2</sup> Lengthwise 75,000 lbf/in <sup>2</sup> Crosswise
Resistivity After Damp Heat Volume	10 <sup>8</sup> M ohms cm
Resistivity After Damp Heat Surface	10 <sup>8</sup> M ohms
Dielectric Breakdown. Parallel to laminate	>60KV
Dielectric Constant @ 1MHz	4.7
Dissipation Factor @ 1MHz	0.014
Q-Resonance @ 1 MHz	>75
Q-Resonance @ 50 MHz	>95
Arc Resistance	125 s
Glass Transition Temperature	135 Deg. C
Temperature Index	130 Deg. C
<b><u>A Few Other Relevant Facts from other Sources</u></b>	
Specific Gravity	1.8-1.9
Rockwell Hardness (M scale)	110
Coefficient of Thermal Expansion	11 microns/m/Deg.C Lengthwise 15 microns/m/Deg.C Crosswise
Thermal Conductivity	2.2-2.5 cal/h. cm Deg C



Buscar artículos

Todas las categorías

[Volver a la página anterior](#) | Anunciado en la categoría: [Equipo y maquinaria industrial](#) > [Equipo eléctrico y de prueba](#) > [Componentes electrónicos](#) > [Prototipos y placas de pruebas](#)



## FR4 Laminado Revestido de Cobre PCB placa de circuito material 4 "X 8" sola cara - mostrar título original

[Agregar a Lista de favoritos](#)

Vendedor: **piot-jaru (259)** ) **100% Comentarios positivos** **Vendedor excelente**  
[Guardar este vendedor](#) | [Contactar al vendedor](#) | [Ver otros artículos](#)

Estado del artículo: **Nuevo**

Tiempo restante: 16d 12h 27, 5:09p. m.

Cantidad:  Más de 10 disponibles / 4 vendido(s)

Precio: **US \$3.50**  
 Aproximadamente  
**COP \$9 971.51**

[¡Cómpralo ahora!](#)

[Agregar al carro de compras](#)

3 lo marcaron como favorito [Agregar a Lista de favoritos](#)  
[Agregar a colección](#)

**Nuevo**

Usuario antiguo

Envío rápido y seguro



Envío: **USD26.41 (aprox. COP \$75 242.17)** International Priority Shipping a Colombia mediante el Programa de envíos globales | [Ver detalles](#)  
 Ubicación del artículo: Hilton Head Island, South Carolina, Estados Unidos  
 Realiza envíos a: Estados Unidos y muchos otros países | [Ver detalles](#)

Entrega: Previsto entre el **mar. 30 ene. y el sáb. 3 feb.**  
 Incluye seguimiento internacional

Pagos: |   
 Procesado por PayPal

Los costos de envío internacional y de importación se pagan en parte a Pitney Bowes Inc.  
[Más información](#)

Devoluciones: El vendedor no acepta devoluciones | [Ver detalles](#)

Garantía: [Ver detalles](#)

Recibe el artículo que compraste o te devolvemos tu dinero.

### La gente interesada en este artículo también ha visto

Comentarios sobre nuestras sugerencias



PATROCINADO  
 copper clad board,  
 single sided, 12" x  
**COP \$62 364.67**  
 + COP \$65 384.62



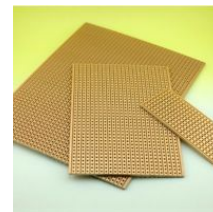
PATROCINADO  
 a15091800ux0037  
 fr4 copper clad  
**COP \$37 008.55**  
 + COP \$65 071.23



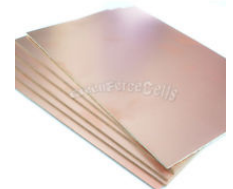
PATROCINADO  
 10pcs One-Side  
 Copper Clad  
**COP \$10 028.49**  
~~COP \$10 541.31~~  
 Envío gratuito



PATROCINADO  
 a15091800ux0023  
 diy double sided  
**COP \$45 242.17**  
 + COP \$65 185.19



Strip Board Printed  
 Circuit PCB Vero  
**COP \$9 309.90**  
 + COP \$7 850.29  
**Lo más popular**



1x Copper Clad  
 Laminate Circuit  
**COP \$5 641.03**  
 Envío gratuito

Descripción

Envíos y pagos

[Informar acerca de un artículo](#)

Inglés

Número de artículo de eBay: 273016922983

El vendedor asume toda la responsabilidad de este anuncio.

Última actualización el 13 ene 2018 21:18:19 COT [Ver todas las actualizaciones](#)

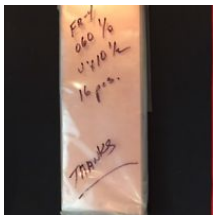
### Características del artículo

Estado:	Nuevo: Un artículo totalmente nuevo, sin usar, sin abrir y sin daños, en su envase original (en los casos ... <a href="#">Más información</a>	Estado del artículo:	Nuevo
Marca:	Copper	MPN:	Does Not Apply
UPC:	Does not apply		

Copper Clad Laminate PCB Circuit Board, size 4 "x 8" (105 mm x 204 mm x 1.5mm). Single sided copper. Price per delivery.

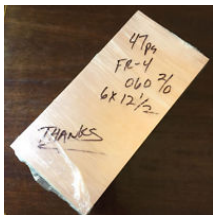
### Más artículos de este vendedor

[Comentarios sobre nuestras sugerencias](#)



FR4 Copper Clad Laminate PCB Circuit

COP \$9 971.51  
+ COP \$79 259.26



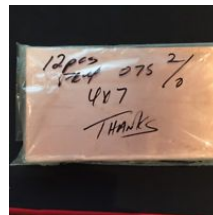
FR4 Copper Clad Laminate PCB Circuit

COP \$9 971.51  
+ COP \$77 663.82



FR4 Copper Clad Laminate PCB Circuit

COP \$9 971.51  
+ Envío



FR4 Copper Clad Laminate PCB Circuit

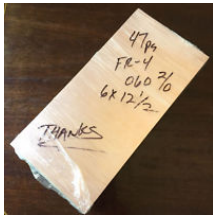
COP \$9 971.51  
+ COP \$73 760.68

A otros usuarios también les interesó ver





FR4 Blanks PCB  
Circuit Board Material  
COP \$2 849.00  
+ Envío



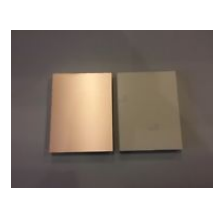
FR4 Copper Clad  
Laminate PCB Circuit  
COP \$9 971.51  
+ COP \$77 663.82



FR4 Copper Clad  
Laminate PCB Circuit  
COP \$9 971.51  
+ Envío



12pc DIY Prototyping  
Board PCB Printed  
COP \$16 951.57  
+ COP \$64 843.30



12 pcs. Single Sided  
Copper Clad  
COP \$25 641.03  
+ COP \$64 928.77



FR4 Copper Clad  
Laminate PCB Circuit  
COP \$9 971.51  
+ COP \$79 259.26

Artículos similares patrocinados

Comentarios sobre nuestras sugerencias



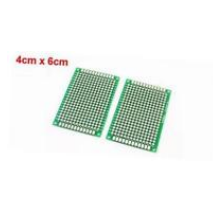
a15091800ux0023  
diy double sided  
COP \$45 242.17  
+ COP \$65 185.19



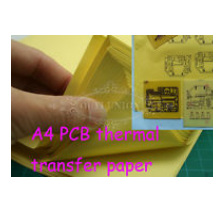
1/5pcs One-Side  
Copper Clad  
COP \$4 159.54  
COP \$4 445.95  
Envío gratuito



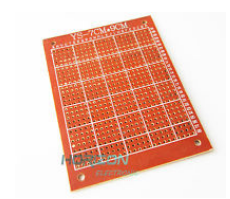
DIY Double Sided  
Copper Clad  
COP \$43 903.13  
+ COP \$84 358.97



20pcs pcb board 4cm  
x 6cm double sided  
COP \$44 159.54  
+ COP \$65 156.70



100 Sheets A4  
~Transfer Thermal  
COP \$74 045.58  
Envío gratuito



100pcs DIY  
Breadboard  
COP \$82 621.08  
Envío gratuito

Compra sin tarjeta de crédito.

Pon tu dinero plástico a un lado y vincula tu cuenta bancaria a PayPal.

Conocer más



[Volver a la página anterior](#)

[Subir](#)

[Acerca de eBay](#) [Avisos](#) [Comunidad](#) [Centro de seguridad](#) [Centro de resoluciones](#) [Políticas](#) [Traducciones](#) [Ayuda y contacto](#) [Mapa del Sitio](#)

Copyright © 1995-2018 eBay Inc. Todos los derechos reservados. [Accesibilidad](#), [Condiciones de uso](#), [Aviso de privacidad](#), [cookies](#) y [AdChoice](#)