



PONTIFICIA
UNIVERSIDAD
CATÓLICA DE
VALPARAÍSO



Rolando Javier Salazar Almonacid

Diseño e Implementación de Antenas Usando Impresión 3D

Informe Proyecto de Título de Ingeniero Civil Electrónico



**Escuela de Ingeniería Eléctrica
Facultad de Ingeniería**

Valparaíso, 04 de marzo de 2019



Diseño e Implementación de Antenas Usando Impresión 3D

Rolando Javier Salazar Almonacid

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

Sr. Francisco Guillermo Pizarro Torres
Profesor Guía

Sr. Mauricio Alejandro Rodríguez Guzmán
Segundo Revisor

Sr. Sebastián Fingerhuth Massmann
Secretario Académico

Valparaíso, 04 de marzo de 2019

Resumen

En este trabajo se presenta el diseño, la simulación y la implementación de distintas topologías de antenas, creadas mediante el proceso de fabricación por adición o actualmente también llamada impresión 3D, utilizando filamento conductor.

En primer lugar, se realiza un marco teórico con los parámetros fundamentales de antenas más relevantes para el desarrollo de este trabajo, en conjunto con el estado del arte de la impresión 3D, su evolución, los tipos de filamentos que existen en el mercado y los trabajos previamente realizados con esta tecnología enfocados al ámbito de las antenas.

La segunda parte de este trabajo consiste en el estudio del software Ultimaker Cura, el cual se utilizará para la configuración de las variables de impresión 3D, dando énfasis solamente en aquellas que afectan directamente a la estructura de la antena. Además se realizan experimentos para la caracterización de los materiales que se utilizarán en la construcción de las antenas. En este caso para caracterizar el filamento PLA, se emplea un método el cual utiliza un resonador de un cuarto de longitud de onda a circuito abierto, en combinación con ciertas consideraciones teóricas, para evaluar las constantes dieléctricas. Aprovechando la misma topología del resonador, se observa el límite de diseño del espesor de capa debido al efecto skin generado en el resonador impreso. Por otro lado, también se implementan líneas de transmisión para caracterizar las pérdidas por conducción generadas en el filamento conductor, haciendo un estudio paramétrico con variables de impresión.

Finalmente en el último capítulo, tomando en cuenta todas las consideraciones y reglas de diseño anteriormente señaladas, se realiza la elección de topologías de las antenas a implementar en la impresora 3D. Para ello, primeramente se diseña cada una de ellas, luego se simulan y se extraen los parámetros fundamentales (coeficiente de reflexión y patrón de radiación) para comprobar que el diseño está correcto. Por último se lleva a cabo la impresión 3D con el filamento conductor para poder realizar las mediciones necesarias con el VNA (Vector Network Analyzer) y así verificar el coeficiente de reflexión y comparar con la simulación correspondiente. Además con la realización de mediciones en una cámara anecoica se observan los patrones de radiación de cada una de ellas para verificar su correcto funcionamiento y contrastar con las simulaciones.

Palabras claves: antenas, impresión 3D, fabricación por adición, ácido poliláctico, filamento conductor.

Abstract

This work presents the design, simulation and implementation of different topologies of antennas, created through the process of additive manufacturing using conductive filament also known as 3D printing.

First, a theoretical framework is outlined, describing the most relevant antenna parameters regarding this work, the state of the art of 3D printing, its evolution, the types of filaments that exist in the market, and the previous works using this technology with antennas.

The second part of this work consists of the study of Ultimaker Cura software, which will be used in the configuration of 3D printing variables for the structure of the antenna. In addition, experiments are carried out to characterize the materials that will be used in the construction of the antennas. In this case, to characterize the polylactic acid filament, a method using a quarter-wavelength open circuit resonator is used. This is applied, in combination with certain theoretical considerations, in order to evaluate the dielectric constants. Taking advantage of the same resonator topology, the design limit of the layer thickness is observed due to the skin effect generated in the 3D printed resonator. On the other hand, transmission lines are also implemented to characterize the conduction losses generated in the conductive filament, making a parametric study with 3D printing variables.

Finally, in the last chapter, the antenna topologies to be printed are chosen by considering the previously-discussed points. For this, each of them is first designed; the fundamental parameters (reflection coefficient and radiation pattern) are simulated and extracted to verify that the design is correct. Finally the 3D models are printed in order to carry out the necessary measurements with the Vector Network Analyzer, and thus verify the reflection coefficient to be compared with the corresponding simulation. In addition, the radiation patterns of each model are measured in an anechoic chamber in order to verify their correct functioning, and to contrast with the simulations.

Key words: antennas, 3D printed, additive manufacturing, polylactic acid, conductive filament.

Índice general

Introducción	1
Objetivo general.....	3
1 Marco teórico y Estado del Arte.....	4
1.1 Parámetros relevantes de antenas.....	4
1.1.1 Impedancia de la antena.....	4
1.1.2 Coeficiente de reflexión.....	6
1.1.3 Rendimiento	7
1.1.4 Potencias	7
1.2 Impresión 3D.....	9
1.2.1 Prototipado rápido.....	9
1.2.2 Estereolitografía	9
1.2.3 Estereolitografía definitivo.....	10
1.2.4 Sinterizado Selectivo por Láser	11
1.2.5 Modelado por Deposición Fundida (FDM)	11
1.3 Filamentos	13
1.3.1 Proto-Pasta	13
1.3.2 BlackMagic 3D.....	15
1.3.3 Multi3D Electrifi Filament	16
1.3.4 Comparación entre los tres filamentos	16
1.4 Trabajos realizados.....	19
1.4.1 Antena impresa en 3D usando material dieléctrico biocompatible y grafeno.	19
1.4.2 Un modelo de impresión 3D de una línea de transmisión microstrip usando filamento conductivo Electrifi.....	20
1.4.3 Técnica de impresión 3D integrando material dieléctrico y conductivo para fabricar dispositivos RF.....	22
1.4.4 Técnica de impresión 3D integrando material dieléctrico y conductivo para fabricar una antena espiral cónica	23
1.4.5 Desarrollo de una antena flexible impresa en 3D con ABS conductivo.....	24
1.4.6 Antena con carga resistiva impresa en 3D para aplicaciones de GPR	25
1.4.7 Análisis del desempeño de una antena bocina piramidal en la banda Ka impresa en 3D con tinta conductora.	26

2 Software de impresión 3D y caracterización de materiales.	29
2.1 Parámetros configurables	29
2.1.1 Altura de capa	29
2.1.2 Perímetro	30
2.1.3 Relleno.....	30
2.1.4 Material	30
2.1.5 Velocidad	30
2.2 Estudio paramétrico	31
2.2.1 Porcentaje de relleno	31
2.2.2 Altura de capa	31
2.2.3 Patrón de relleno	31
2.2.4 Cantidad de paredes	32
2.3 Caracterización de materiales.	33
2.3.1 Diseño de línea de transmisión con resonador a 900 [GHz]	33
2.3.2 Impresión 3D y primeras pruebas.....	34
2.3.3 Resultados y análisis	37
2.3.4 Efecto Skin en resonadores.	38
2.3.5 Diseño resonador a 2,7 [GHz]	40
2.3.6 Implementación.....	41
2.3.7 Efecto del porcentaje de relleno en una línea de transmisión.....	42
3 Diseño, simulación e implementación de antenas.....	45
3.1 Elección de las topologías de antenas a diseñar	45
3.1.1 Dipolo	45
3.1.2 Bocina.....	47
3.1.3 Parche.....	49
3.2 Diseño y Simulación.....	50
3.2.1 Dipolo 2,4 [GHz].....	50
3.2.2 Antena parche 2,45 [GHz]	52
3.2.3 Bocina cónica cilíndrica 5,8 [GHz]	54
3.2.4 Bocina cónica piramidal 5,8 [GHz]	57
3.3 Implementación y resultados.....	60
3.3.1 Impresión 3D Dipolo.	60
3.3.2 Impresión 3D antena parche	62
3.3.3 Impresión 3D bocina cónica cilíndrica.	63
3.3.4 Impresión 3D bocina cónica piramidal.....	66
Discusión y conclusiones.....	70
Bibliografía.....	73

Introducción

Ante cualquier fabricación en masa o la producción de algún producto con una inversión de dinero y tiempo considerable, es siempre necesario realizar prototipos para testar el objeto antes de que comience su producción y así poder detectar errores, deficiencias, etcétera [1]. Cuando el prototipo está suficientemente perfeccionado en todos los sentidos requeridos y alcanza las metas para las que fue diseñado, el objeto puede empezar a producirse. Para esta clase de prototipos, la impresión 3D es una tecnología que viene creciendo de forma exponencial debido a la disminución de costos. Es por eso que actualmente se realizan bastantes estudios al respecto, ya que provee de una rápida y económica fabricación de algún producto que pueda llegar a ser muy difícil de conseguir, ya sea por tiempo o por costos de fabricación. Esto es lo que se buscará en primera instancia con el comienzo de este trabajo, diseñar detalladamente cuatro topologías de antenas las cuales luego se imprimirán en 3D como prototipo en plástico para finalmente utilizar el filamento conductor.

Dos de los mayores inconvenientes que surgen para la realización de algún proyecto de radiofrecuencia, en el cual se necesite algún tipo de antena especial que no se encuentre en el mercado, ya sea por su forma, tamaño, frecuencia de resonancia o ancho de banda, como también es el caso que se esté creando algún prototipo nuevo de antena, son: el costo y el tiempo de fabricación. La fabricación por adición de material (AM: Additive Manufacturing), en nuestro caso impresión 3D, es una tecnología emergente para la fabricación de antenas pequeñas y componentes de microondas, a medida que se requiere tecnología de fabricación de bajo costo, eficiente en el tiempo y respetuosa con el medio ambiente [2].

La impresión 3D ofrece un gran potencial para la fabricación de componentes de estructuras compactas de bajo costo y de peso reducido para aplicaciones inalámbricas y sistemas de comunicaciones móviles. Por esta razón, se han realizado trabajos con esta tecnología [3], utilizando otras técnicas de metalizado, obteniendo resultados favorables, lo cual es lo que se espera con este trabajo, considerando un mayor rango de diseños y sin proceso de metalización posterior, es decir, utilizando un filamento conductor [4] directamente.

Existe una gran cantidad de topologías de antenas, las cuales cada una de ellas tienen características particulares que las distinguen, por ejemplo, patrón de radiación, directividad, ganancia, polarización y frecuencia de operación. La selección de cualquiera de ellas dependerá de la aplicación para la cual se busque utilizar la antena y las necesidades que se desea satisfacer.

Las topologías mayormente utilizadas en el mundo de las telecomunicaciones son los dipolos, monopolos, bocinas (horn) y parches, en donde cada una de ellas se utiliza para aplicaciones diferentes. En este trabajo se abarcan todas los tipos de antenas antes mencionadas para lograr obtener una amplia variedad de resultados y poder observar el comportamiento electromagnético del filamento conductor en las diferentes topologías.

En trabajos anteriores documentados se han implementado distintas técnicas de fabricación por adición, como estereolitografía o impresión 3D con un proceso de metalización posterior [5,6], con esto se ha facilitado la fabricación rápida de antenas prototipo. Sin embargo, existen pocos registros de impresión 3D directamente con materiales conductivos. Es por esto que se hace necesario el estudio de esta técnica que está en constante crecimiento, analizando los resultados y comparando con antenas tradicionales de metal.

Además el filamento de ácido poliláctico común (PLA), también es posible utilizarlo para sustrato de antenas parches, líneas de transmisión o circuitos impresos, por lo tanto para usar este material como sustrato, es necesario caracterizar su permitividad relativa, para modelar y simular previamente el comportamiento del material en el diseño de la antena. Para ello se buscará la caracterización del filamento plástico PLA para su utilización como sustrato a través de un método que utiliza una línea de transmisión con un stub resonador de un cuarto de longitud de onda en circuito abierto [7], el cual permite cuantificar la permitividad relativa del dieléctrico y las pérdidas por conducción.

Uno de los principales factores que se desean optimizar en todo diseño es el ahorro de material, es decir, disminuir los costos de la materia prima, es por eso que se deben tomar ciertas consideraciones para llegar a los límites de diseño con materiales conductores, como por ejemplo el “efecto skin” en las antenas transparentes [8-10] o líneas de transmisión a frecuencias altas con conductores que no tienen una alta conductividad como el filamento Electrifi que se utilizará para comprobar ese efecto. Como se ha visto en los estudios antes citados una de las principales consideraciones a tener en cuenta en las reglas de diseño para la correcta conducción de la corriente eléctrica en superficies ultra delgadas es el espesor de la capa conductora, el llamado “efecto skin”. Para observar este efecto a través de las impresiones 3D con el filamento conductor, se estudiará la repercusión que tiene sobre el comportamiento de una línea de transmisión con un resonador de $\lambda/4$ @2.7 [GHz] en circuito abierto, buscando los límites de conducción realizando variaciones en el espesor (altura) de la línea de transmisión sobre el sustrato del PLA.

Lo anterior mencionado es una de las principales motivaciones de este trabajo, los costos por una antena bocina comercial pueden llegar a ser hasta veinticinco veces mayor que una impresa en 3D con el filamento Electrifi, además la optimización de este costo, puede ser incluso aún mayor modificando algunos parámetros de impresión que se verán en este informe, como por ejemplo el porcentaje de relleno interior y el porcentaje del soporte para estructuras en voladizo.

La creación de filamentos con especiales características como flexibilidad, dureza, luminosidad y a lo este trabajo se dedica, conductivos, abre un mundo especialmente amplio para aplicaciones de electrónica, ya sea creación de pistas en placas impresas, filtros, o en este caso antenas y cualquier elemento que necesite conductividad eléctrica con un límite de creatividad que impone

el propio usuario. El principal objetivo de este trabajo es poder verificar los límites a los cuales se puede llegar en la fabricación de antenas con la impresora 3D. Para lograr aquello se debe contar con un amplio repertorio de distintos tipos de antenas, midiendo sus características fundamentales experimentalmente y dependiendo de los resultados ir variando ciertas cualidades estructurales o técnicas que puedan mejorar los rendimientos que se puedan obtener en los primeros intentos.

Al ser un equipo nuevo no se tiene experiencia con estructuras radioeléctricas impresas con filamento conductor y trabajos de este tipo, es por eso que también se dejarán documentado todos los resultados obtenidos durante el transcurso de este trabajo, para que la experiencia ganada sirva para trabajos futuros que se deseen implementar por este medio, logrando así una suerte de catálogo con las antenas creadas, descripción de sus características principales, materiales y configuraciones de la impresora.

Objetivo general

- Diseñar, simular e implementar distintas topologías de antenas para llevar a cabo su impresión 3D con filamento conductor.

Objetivos Específicos

- Conocer con detalle las características de las impresoras 3D, analizar la resistividad que entregan los diferentes filamentos conductores disponibles en el mercado e investigar los trabajos realizados anteriormente con esta tecnología.
- Caracterizar la permitividad relativa del filamento PLA y las pérdidas asociadas a la conducción del filamento conductor.
- Identificar los parámetros configurables del software de impresión CURA, para lograr modificar características físicas de construcción de los diseños y comparar el desempeño electromagnético de ciertas topologías de líneas de transmisión con estas modificaciones.

1 Marco teórico y Estado del Arte

1.1 Parámetros relevantes de antenas.

Dentro de todos los parámetros que involucran las características principales de las antenas, ya sean propiedades radioeléctricas o atributos de radiación, se estudiarán los que tienen una mayor importancia en relación a cualidades que se ven mayormente afectadas por el proceso de impresión 3D.

1.1.1 Impedancia de la antena.

La antena se debe conectar a un transmisor e irradiar el máximo de potencia posible con un mínimo de pérdidas en ella. La antena y el transmisor se deben adaptar para una máxima transferencia de potencia en el sentido clásico de circuitos [11]. Habitualmente el transmisor se encuentra alejado de la antena y la conexión se hace mediante una línea de transmisión o guía de ondas, que participa también en esa adaptación, debiéndose considerar su impedancia característica, su atenuación y su longitud.

En la Figura 1-1 se puede observar el circuito equivalente de un sistema de transmisión, considerando una guía de onda y la antena.

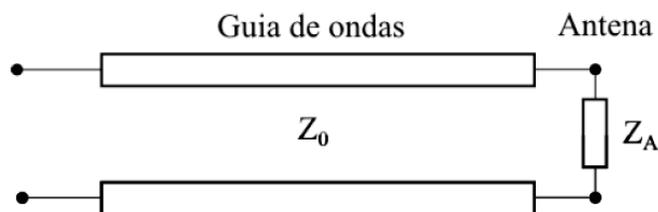


Figura 1-1: Circuito equivalente de guía de ondas y antena con sus respectivas impedancias

A la entrada de la antena puede definirse la *impedancia de entrada* Z_A mediante relaciones tensión-corriente en ese punto, la cual es compleja y dependiente de la frecuencia:

$$Z_A(\omega) = R_A(\omega) + jX_A(\omega) \quad (1-1)$$

En donde:

Z_A : Impedancia de entrada

R_A : Parte resistiva o real de la impedancia de entrada

X_A : Parte reactiva o imaginaria de la impedancia de entrada

Dado que la antena irradia energía, hay una pérdida neta de potencia hacia el espacio debida a radiación, que puede ser asignada a una resistencia de radiación R_r , definida como el valor de la resistencia que disiparía óhmicamente la misma potencia que la irradiada por la antena. Además de las pérdidas de radiación tendremos las pérdidas que puedan producirse en la antena, habitualmente óhmicas en los conductores, es decir, las pérdidas por el efecto Joule generado por las corrientes superficiales en la antena, tal como se muestra en la Figura 1-2 las corrientes superficiales en un monopolo simulado en el software HFSS.

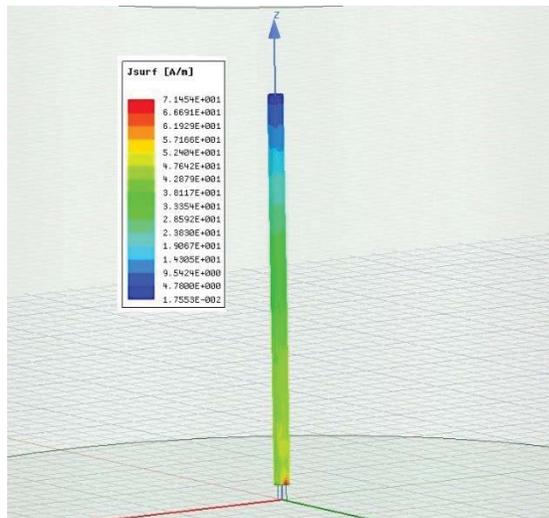


Figura 1-2: Corrientes superficiales en un monopolo.

Por lo tanto todas las pérdidas pueden globalizarse en una resistencia de pérdidas R_p y así la resistencia de entrada es la suma de la radiación y pérdidas.

$$R_A = R_r + R_p \quad (1-2)$$

Donde:

R_r : Resistencia de radiación

R_p : Resistencia de pérdidas

1.1.2 Coeficiente de reflexión.

Relacionado directamente con la impedancia y por consiguiente con la adaptación de la antena, se tiene el coeficiente de reflexión “ Γ ” que se define de la siguiente forma:

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (1-3)$$

En donde:

Γ : Coeficiente de reflexión

Z_0 : Impedancia característica de la línea de transmisión.

En otras palabras también se puede definir como la relación entre la amplitud de la onda reflejada con la amplitud de la onda incidente, por eso la magnitud $|\Gamma|$ toma valores entre 0 y 1.

En la Figura 1-3 se pueden ver las situaciones de adaptación y desadaptación en una antena.

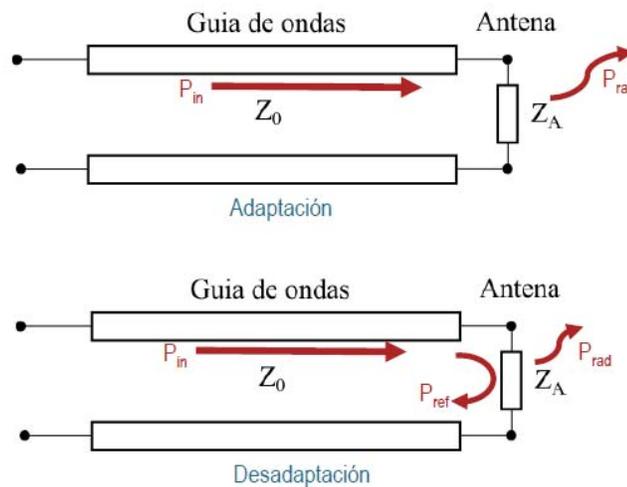


Figura 1-3: Adaptación y desadaptación de una antena.

Como la impedancia característica de la línea de transmisión Z_0 y además la impedancia de la antena Z_A son números complejos, el coeficiente de reflexión también lo es, pero para un mejor análisis del rendimiento de una antena se trabaja con la transformación logarítmica de la magnitud, por lo tanto el coeficiente de reflexión, o también llamado como parámetro de dispersión S_{11} , queda expresado en decibeles, es decir:

$$|S_{11}|_{dB} = 20 \log_{10} |\Gamma| \quad (1-4)$$

Así, con la expresión anterior se llega a una convención en el ámbito de las antenas el cual establece que una antena se encuentra adaptada cuando el factor $|S_{11}|_{dB} < -10dB$.

Por otro lado se pueden relacionar las potencias de incidencia y la potencia reflejada por medio de la siguiente expresión:

$$P_{reflejada} = |\Gamma|^2 P_{incidente} \quad (1-5)$$

Luego se puede concluir que la convención de adaptación implica que la potencia reflejada no debe ser mayor al 10% de la potencia incidente en la antena.

1.1.3 Rendimiento

La eficiencia total de la antena que se denotará como “ e_0 ”, es usada para tener en cuenta las pérdidas de los conectores de los terminales con la estructura de la antena. Estas pérdidas se pueden deber a desajustes entre la línea de transmisión y la antena y pérdidas del tipo I^2R en los conductores y dieléctricos. Considerando la potencia de radiación y la potencia incidente en la antena, se puede escribir la eficiencia con la siguiente ecuación:

$$e_0 = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (1-6)$$

En donde:

e_0 : Eficiencia total de la antena

P_{rad} : Potencia de radiación

P_{in} : Potencia incidente

En general la eficiencia se puede desglosar en los siguientes términos:

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (1-7)$$

En donde:

e_r : Eficiencia de la adaptación de la antena = $1 - |\Gamma|^2$

e_c : Eficiencia de los conductores

e_d : Eficiencia de los dieléctricos

Los factores de eficiencia de los conductores y dieléctricos son muy difíciles de calcular, pero se pueden determinar experimentalmente.

1.1.4 Potencias

Si se toma en consideración que la antena está en modo de transmisión, se puede representar la antena y el generador como el circuito equivalente que se muestra en la Figura 1-4.

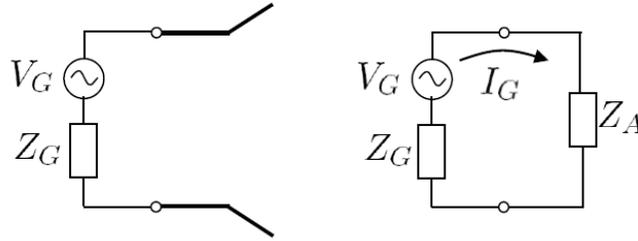


Figura 1-4: Antena en configuración de emisión.

Entonces las respectivas potencias medias son las siguientes:

- Potencia media de radiación:

$$P_R = \frac{1}{2} |I_G|^2 R_R = \frac{|V_G|^2}{2} \frac{R_R}{(R_R + R_P + R_G)^2 + (X_A + X_G)^2} \quad (1-8)$$

- Potencia media de pérdidas:

$$P_P = \frac{1}{2} |I_G|^2 R_P = \frac{|V_G|^2}{2} \frac{R_P}{(R_R + R_P + R_G)^2 + (X_A + X_G)^2} \quad (1-9)$$

- Potencia media entregada por el generador:

$$P_G = \frac{1}{2} |I_G|^2 R_G = \frac{|V_G|^2}{2} \frac{R_G}{(R_R + R_P + R_G)^2 + (X_A + X_G)^2} \quad (1-10)$$

En donde:

I_G : Corriente de salida del generador

V_G : Voltaje entregado por el generador

X_G : Parte reactiva o imaginaria de la impedancia interna del generador

R_G : Parte resistiva o real de la impedancia interna del generador

La condición para que exista una máxima transferencia de potencia hacia la antena ocurre cuando se tiene que las impedancias son las complejas conjugadas, es decir:

$$Z_A = Z_G^* \quad (1-11)$$

O idénticamente decir que:

$$R_G = R_R + R_P \quad (1-12)$$

$$X_G = -X_A \quad (1-13)$$

Con esta condición, se tiene que las potencias quedan de la siguiente forma:

$$P_R = \frac{|V_G|^2}{8} \frac{R_R}{(R_R + R_P)^2} \quad (1-14)$$

$$P_P = \frac{|V_G|^2}{8} \frac{R_P}{(R_R + R_P)^2} \quad (1-15)$$

$$P_G = \frac{|V_G|^2}{8R_G} \quad (1-16)$$

Así que como conclusión final se puede decir que la máxima potencia que la antena puede irradiar es la mitad de la potencia entregada por el generador, ya que la otra mitad se disipa en la resistencia interna del generador y esto solamente ocurre en la condición ideal cuando se tiene que las impedancias son el par perfecto de complejos conjugados, lo cual en la realidad es bastante difícil lograr. Además, de la potencia que llega a la antena, una parte es irradiada y la otra es disipada como calor dependiendo de los factores de eficiencia e_c y e_d , lo que afecta también el rendimiento de la antena.

1.2 Impresión 3D

La impresión 3D es la tecnología de fabricación por adición, es decir capa por capa, de objetos sólidos tridimensionales a partir de un modelo digital [12]. Las técnicas más comunes son: el modelado por deposición fundida, la compactación y la estereolitografía.

En esta sección se presentará la historia de la impresión 3D y sus distintas técnicas de fabricación.

1.2.1 Prototipado rápido

Los primeros registros de impresión 3D se tienen desde 1980 en donde Hideo Kodama (Figura 1-5), del Instituto Municipal de Investigaciones de Nogoya, Japón, presentó un proceso de fabricación por adición de un polímero fotoendurecible, en el cual la sección que tenía contacto con rayos UV se generaba con un laser de barrido controlado por un patrón de máscara. Lamentablemente, debido a un problema de financiamiento, la especificación completa de la patente no se cumplió dentro del plazo de un año después de la solicitud [13].

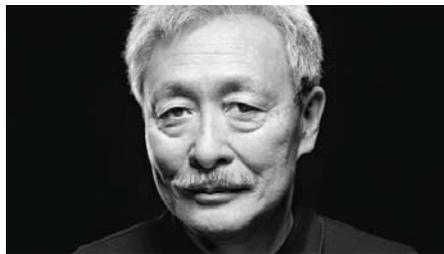


Figura 1-5: Hideo Kodama, precursor del prototipado rápido. (fuente: www.sculpteo.com)

1.2.2 Estereolitografía

Luego entre los años 1984 y 1986 un equipo de tres científicos franceses conformado por Jean-Claude André de French National Center for Scientific Research, Alain le Méhauté (Figura 1-6) de

General Electric, and Olivier de Wüite de CILAS (The Laser Consortium), trabajaron conjuntamente en un proceso de transformar un líquido (monómero) a un sólido (polímero) por medio de la intersección de dos láseres. Presentaron una patente para este proceso de fabricación llamado Estereolitografía en 1986. Sin embargo, este proyecto fue desestimado por el Centro Nacional de Investigación Científica de Francia (CNRS) en donde avanzaba esta investigación, debido a que ellos no identificaron los sectores en los cuales se podría aplicar esta nueva tecnología y por lo tanto no encontraron financiamiento. La razón aducida fue "por falta de perspectiva empresarial". Finalmente decidieron abandonar el proyecto [13].

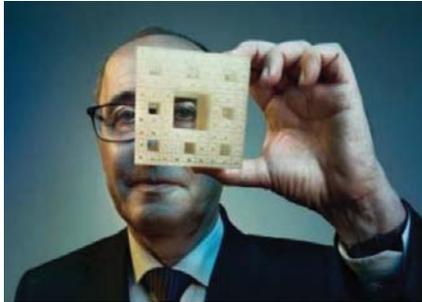


Figura 1-6: Alain le Méhauté y un objeto fractal creado por el proceso de Estereolitografía. (fuente: www.sculpteo.com)

1.2.3 Estereolitografía definitivo

Tres semanas después de la publicación de la patente de Jean-Claude André, Chuck Hull presenta su propia patente, desarrolló un sistema prototipo basado en el proceso conocido como estereolitografía, pero su verdadera contribución fue la creación del formato de archivo STL (STereoLithography). Hull (Figura 1-7) se graduó de Central High School en Grand Junction, Colorado y recibió una licenciatura en Ingeniería en Física de la Universidad de Colorado en 1961. Hoy en día, tiene 93 patentes en Estados Unidos y 20 en Europa. En 1983, Hull trabajaba para una empresa que fabrica revestimientos resistentes para tableros de mesa y muebles con lámparas ultravioletas [13].

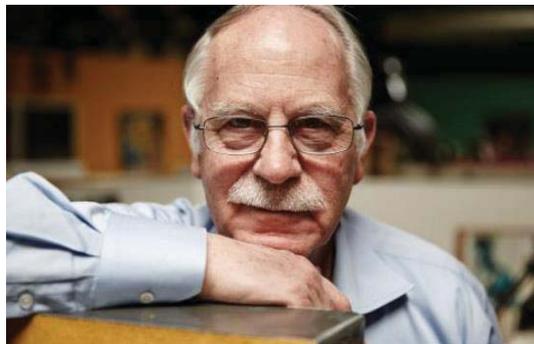


Figura 1-7: Chuck Hull creador del formato de archivo STL. (fuente: www.sculpteo.com)

Al igual que otros dentro de la industria, le frustró que la producción de pequeñas piezas de plástico para crear prototipos de nuevos diseños de productos pudiera tomar hasta dos meses. Para ir más allá de esta frustración, sugirió a la empresa que investiguen una nueva forma de utilizar la tecnología UV: colocando miles de capas delgadas de plástico una encima de la otra gracias a la tecnología UV. Afortunadamente, le dieron un pequeño laboratorio para experimentar su idea, lo que hizo durante sus noches y fines de semana.

Muy rápidamente después de que le otorgaran la patente para este nuevo método de producción, creó 3D Systems, con el fin de comercializar su nuevo descubrimiento: la estereolitografía. El primer producto comercial salió en 1988. Hull tenía la intuición de que la tecnología tardaría entre 25 y 30 años en encontrar su camino en la producción.

En términos de materiales de impresión 3D, utilizó materiales llamados 'fotopolímeros'. Basado en acrílico, son líquidos al comienzo del proceso y un golpe de luz ultravioleta hace que se vuelvan sólidos instantáneamente. Así es como funciona el proceso de estereolitografía (SLA).

1.2.4 Sinterizado Selectivo por Láser

Después, en el año 1988, Carl Deckard trabajó junto a el asesor Carl Beaman el proceso productivo llamado Sinterizado Selectivo por Láser, conocido en inglés bajo el nombre de SLS (selective laser sintering), permite imprimir objetos funcionales sin recurrir a un aglutinante intermediario o a una eventual etapa de ensamble. Antes de la impresión, la concepción del objeto es realizada a partir de un software de CAD (CATIA, SolidWorks, ProEngineer por ejemplo) para que este sea enviado a una impresora en formato numérico. Luego, la impresión se realiza capa por capa, a partir de polvos fusionados, gracias a la temperatura generada por un láser CO2 [14]. Este proceso se ilustra en la Figura 1-8.

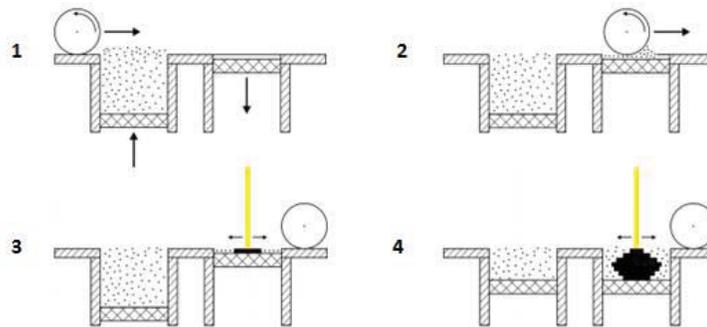


Figura 1-8: Proceso de Sinterizado Selectivo por laser.

1.2.5 Modelado por Deposición Fundida (FDM)

Finalmente el ingeniero mecánico Scott Crump (Figura 1-9) desarrolló a finales de la década de 1980, específicamente en el año 1988 (paralelamente al proceso de SLS), el proceso de fabricación llamado Modelado por Deposición Fundida (FDM por sus siglas en inglés "Fused Deposition

Modeling”), proceso en el cual se basan la mayoría de las impresoras 3D de hoy en día, es por esta razón que los análisis de costos, precisión y resultados de este trabajo se centrarán en esta tecnología.



Figura 1-9: Scott Crump, fundador de la empresa Stratasys. (fuente: www.sculpteo.com)

Toda la historia de FDM comenzó con una historia personal de Scott Crump: quería crear un juguete para su hija de 2 años. Como ingeniero mecánico, también quería experimentar una máquina que construyera automáticamente objetos 3D. En su cocina, intentó mezclar cera de vela con plástico (polietileno). Usando una pistola de pegamento caliente, se dio cuenta de que podía crear objetos en 3D. Su esposa lo convenció de trasladar su proyecto al garaje y continuar con los experimentos. Él quería automatizar el proceso. Pensó que si esa pistola de pegamento se conectara a un sistema robótico de pórtico XYZ, el proceso de modelado podría realizarse automáticamente, así nació la tecnología de modelado de deposición fundida, el proceso de impresión 3D en el que se basa la mayoría de las impresoras 3D (Figura 1-10). También trabajó en filamentos de plástico ABS que se usan en máquinas FDM.

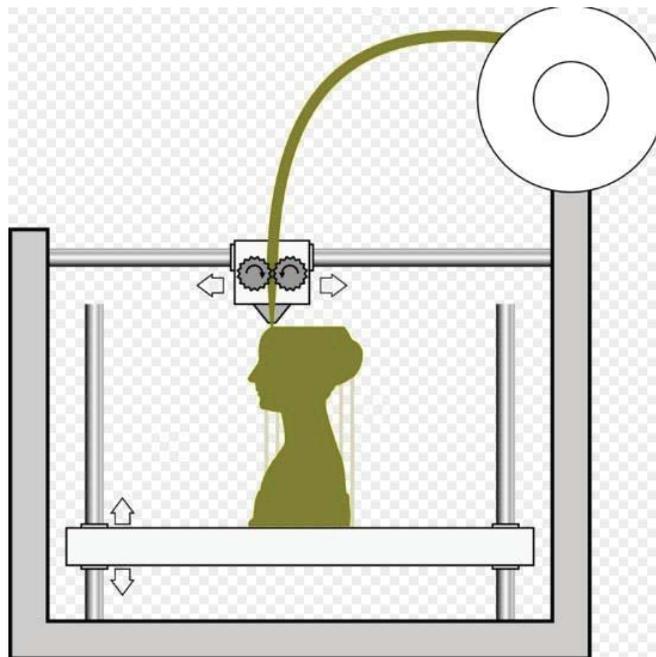


Figura 1-10: Esquema de impresora 3D de FDM. (www.sculpteo.com)

El FDM o Fusion Filament Fabrication (FFF) es probablemente el proceso de impresión más popular debido a la cantidad de impresoras disponibles en el mercado desde las versiones de “3D Printer Kit” hasta la impresora 3D profesional (o impresora 3D de alta calidad). FDM es un proceso de impresión 3D asequible frente a otras tecnologías de impresión 3D.

FDM es un proceso de fabricación aditiva que es ideal para piezas de concepto de prototipado rápido, modelos funcionales, herramientas y molduras de fabricación y piezas de uso final. Este proceso funciona mediante el material fundido y extruido a través de una boquilla para imprimir en 3D una sección transversal de un objeto de cada capa a la vez. La cama baja para cada nueva capa y se repite hasta que se completa el objeto. La altura de la capa determina la calidad de la impresión 3D. Algunas impresoras FDM 3D pueden tener dos o más cabezales de impresión que pueden imprimir en múltiples colores y usar soporte para las áreas sobresalientes de una impresión 3D compleja. El material de soporte y las balsas son a veces problemáticos para eliminar limpiamente del objeto en sí.

1.3 Filamentos

Existen muchos materiales diferentes para este tipo de proceso de impresión. Varía entre la versión industrial versus la versión para el consumidor. Sin embargo, los más comunes son ABS, PLA y policarbonato. A diferencia del ABS, el PLA es biodegradable y es popular debido a que no es tóxico. También hay materiales solubles tales como PVA (Acetato polivinilo, comúnmente llamada colafría) que se usan como soporte para un retiro rápido y fácil.

También se pueden clasificar los tipos de materiales con los cuales están hechos los filamentos utilizados para la impresión 3D que sirven para los distintos propósitos que se le desee dar a los modelos o estructuras impresas, ya sea, mayor resistencia, flexibilidad, colores, opacos, brillantes o en el caso de la presente investigación conductividad eléctrica.

Se analizarán tres filamentos con diferente resistividad eléctrica (de mayor a menor) y se compararán las propiedades que afectan para el desempeño de la construcción de volúmenes pensando en los objetivos a futuro de crear estructuras de antenas funcionales.

1.3.1 Proto-Pasta

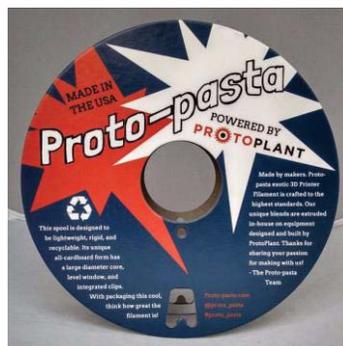


Figura 1-11: Filamento Proto-Pasta (fuente: www.proto-pasta.com)

Este filamento [15] que se muestra en la Figura 1-11 es del tipo PLA (ácido poliláctico) el cual es un termoplástico que se obtiene a partir de almidón de maíz, de yuca o de caña de azúcar, es biodegradable y se degrada fácilmente en agua y óxido de carbono. Tiene un valor de USD\$50 los 500[g] en su página oficial consultado el 1 de marzo de 2019.

Está compuesto de tres elementos:

- Compuesto PLA producido por la empresa Natureworks.
- Aditivo dispersante.
- Carbón conductor negro.

Sus características eléctricas se desglosan a continuación:

Resistividad de volumen de la resina moldeada (no impresa en 3d): 15 [Ω -cm]

Resistividad de volumen en pieza impresa perpendicular a las capas: 30 [Ω -cm]

Resistividad de volumen en pieza impresa a través de las capas: 115 [Ω -cm]

Resistencia del filamento de diámetro 1,75 [mm] y 10 [cm] de largo: 2-3 [k Ω]

Resistencia del filamento de diámetro 2,85 [mm] y 10 [cm] de largo: 800-1200 [Ω]

En la Figura 1-12 se ilustran algunos proyectos realizados con este filamento:

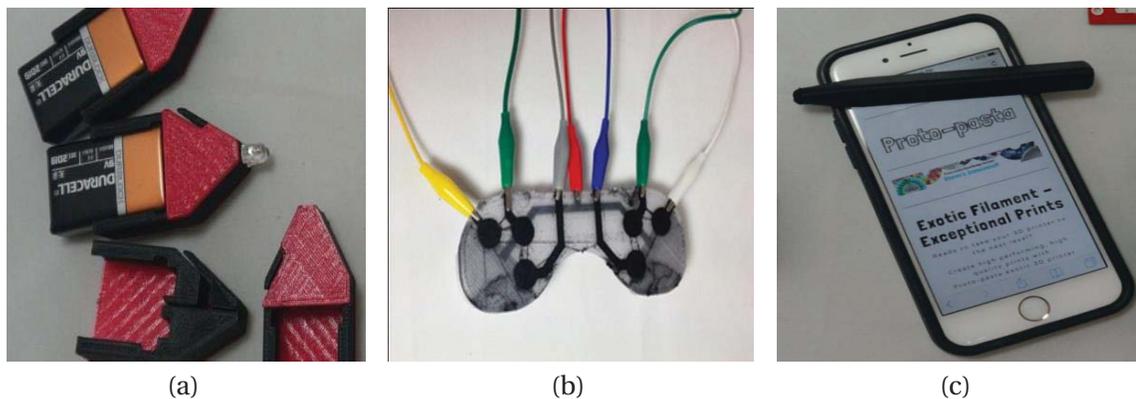


Figura 1-12: (a) Pequeña linterna led. (b) Joystick de videojuegos. (c) Lápiz para pantallas touch. (fuente: www.proto-pasta.com)

1.3.2 BlackMagic 3D



Figura 1-13: Filamento BlackMagic 3D. (fuente: www.blackmagic3d.com)

Este filamento [16] también está basado en un compuesto PLA, mejorado con grafeno para una conductividad superior y propiedades mecánicas superiores, se ilustra en la Figura 1-13.

El grafeno es una sustancia compuesta por carbono puro, con átomos dispuestos en un patrón regular hexagonal, similar al grafito. Es extremadamente duro, 100 veces más resistente que una hipotética lámina de acero del mismo espesor, es muy flexible y elástico, transparente, tiene la capacidad de autoenfriamiento y las características que principalmente importan en este trabajo: Conductividad térmica y eléctrica altas. Su valor comercial ronda los USD\$100 los 100[g] de material en su página oficial (consultado el 24 de febrero 2019).

Algunas características del filamento informadas por el fabricante son las siguientes:

- Resistividad de volumen: $0,6 \text{ } [\Omega \cdot \text{cm}]$
- Mecánicamente más fuerte que el plástico ABS y el PLA.
- Apto para crear sensores capacitivos (touch).
- Considerando su resistencia, es apto para trazados de circuitos de bajas corrientes.
- Buen blindaje electromagnético y radiofrecuencia.

Un proyecto realizado con BlackMagic 3D se exponen a continuación:

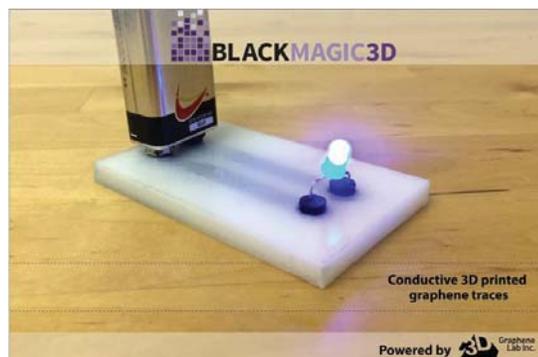


Figura 1-14: Proyecto de mini lámpara con BlackMagic 3D. (www.blackmagic3d.com)

1.3.3 Multi3D Electrifi Filament

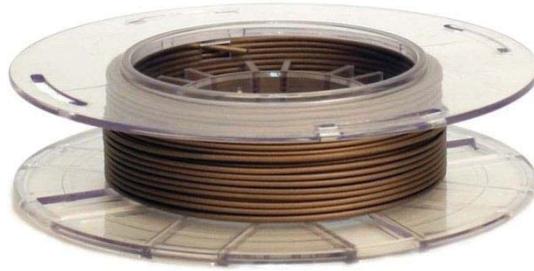


Figura 1-15: Filamento Electrifi. (fuente: www.multi3dllc.com)

Electrifi Filament es un compuesto de polímero de metal patentado y no peligroso que consta principalmente de un poliéster biodegradable y cobre. Se jacta de ser el mejor filamento conductor del mercado con una resistividad de $0,006 \text{ } [\Omega\text{-cm}]$, por lo tanto es apto para circuitos impresos en 3D y componentes RF. Su valor comercial es de USD\$196 los 100 [g] (consultado en su página oficial el 24 de febrero 2019).

Al tener partículas de cobre es bastante propenso a las condiciones atmosféricas como la humedad, es por eso que es enviado en un paquete sellado al vacío con un sobre desecante (antihumedad). El filamento debe almacenarse en un ambiente fresco y seco, y la exposición a la humedad debe reducirse al mínimo.

A continuación se muestra en la Figura 1-16 proyectos en los cuales se utilizó este filamento:



Figura 1-16: (a) Proyecto Terminator con leds. (b) Tarjeta con led personalizable. (fuente: www.multi3dllc.com)

1.3.4 Comparación entre los tres filamentos

La resistividad de los objetos impresos dependerá de una serie de variables, como los detalles de las capas impresas (grosor capa, patrón de relleno, etc.) y la dirección en que se midan las variables eléctricas (entre las capas impresas, a lo largo de ellas, etc.). En un estudio experimental

realizado por la empresa responsable de Electrifi realizaron trazas horizontales de 10 [cm] de largo y torres verticales de 10 [cm] de altura con los tres filamentos vistos: ProtoPasta, BlackMagic3D y Electrifi para comparar, la situación se ilustra en la Figura 1-17. Las líneas y las torres se imprimieron a una temperatura de 140 [°C] para Electrifi y 190 [°C] para ProtoPasta y Black Magic 3D, velocidad de 15 [mm/s], un tamaño de boquilla de 0,8 [mm] y un espesor de capa de 0,7 [mm].

Los resultados se muestran a continuación en la Tabla 1-1 y 1-2.

Como se esperaba, los resultados arrojan una tendencia tal cual se ha especificado en este trabajo, el filamento Proto-Pasta muestra una resistencia muy elevada, BlackMagic presenta una resistencia media y Electrifi muy pequeña. Comprobándose que existe una diferencia sustancial de la medición a través de las capas o a lo largo de las capas.

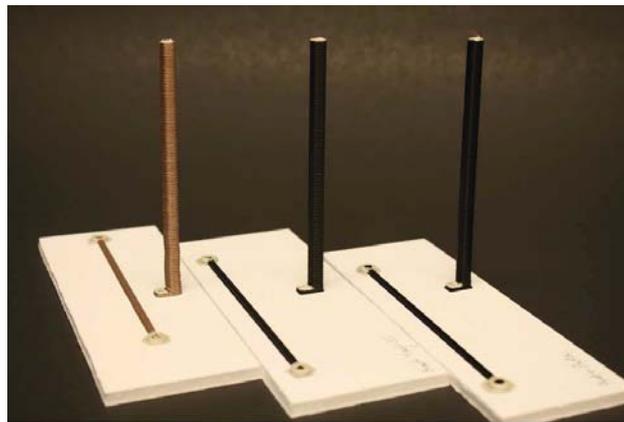


Figura 1-17: Líneas y torres de filamento Electrifi (izquierda), BlackMagic3D (centro) y ProtoPasta (derecha). (fuente: www.multi3dllc.com)

Tabla 1-1: Resultados experimento de trazas horizontales (ref: www.multi3dllc.com)

Trazas Horizontales	Dimensiones	Resistencia	Resistividad
	(X x Y x Z) [cm^3]	[Ω]	[Ω -cm]
Electrifi	0.2 x 10 x 0.2	3.0	0.012
Black Magic 3D	0.2 x 10 x 0.2	142.5	0.57
Proto-Pasta	0.2 x 10 x 0.2	1506.0	6.02

Tabla 1-2: Resultados Experimento de torres verticales (ref: www.multi3dllc.com)

Torres Verticales	Dimensiones	Resistencia	Resistividad
	(X x Y x Z) [cm^3]	[Ω]	[Ω -cm]
Electrifi	0.5 x 0.5 x 10	3.4	0.085
Black Magic 3D	0.5 x 0.5 x 10	103.6	2.59
Proto-Pasta	0.5 x 0.5 x 10	410	10.25

Otro punto importante para obtener buenos resultados en los valores eléctricos de los prototipos son las conexiones desde los modelos impresos a otros componentes, por ejemplo, cables, leds, integrados, etc. Para ver la influencia de aquello, se realizaron tres experimentos con diferentes conexiones a un cable y se midió la resistencia obtenida entre los extremos de una línea impresa conectada a cables en sus extremos. Las conexiones probadas fueron con una pasta conductora de plata, un terminal atornillado y Electrifi derretido, lo anterior se ilustra en la Figura 1-18.

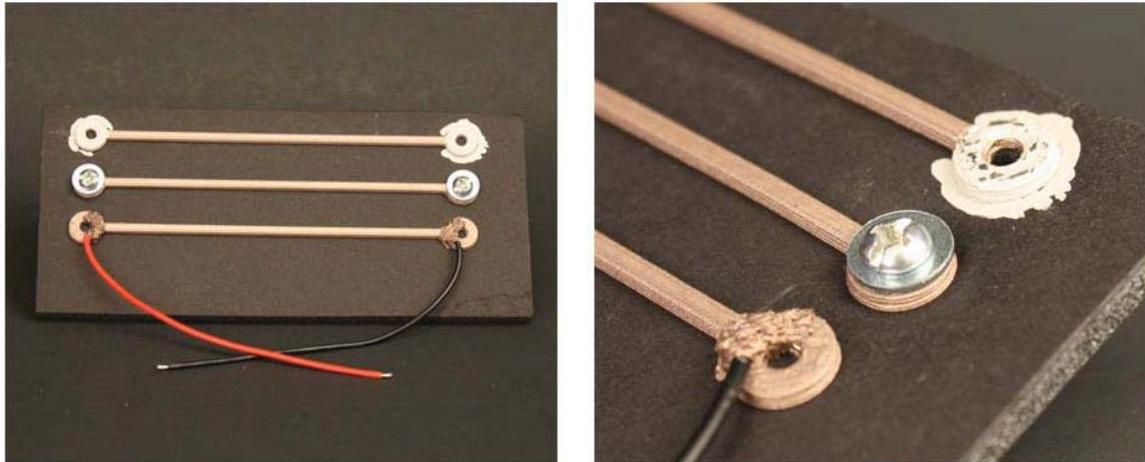


Figura 1-18: Tipos de conexiones: Filamento derretido (abajo), tornillo (centro), pasta conductora de plata (arriba). (fuente: www.multi3dllc.com)

Los resultados de las mediciones del experimento anterior se ilustran en la Tabla 1-3.

Tabla 1-3: Resultados en los diferentes tipos de contacto eléctrico (ref: www.multi3dllc.com)

Método de contacto	Dimensiones	Resistencia	Resistividad
	(X x Y x Z) [cm^3]	[Ω]	[Ω -cm]
Pasta de Plata	0.2 x 10 x 0.2	2.8	0.011
Terminal Atornillado	0.2 x 10 x 0.2	3.5	0.014
Electrifi Derretido	0.2 x 10 x 0.2	9.2	0.037

Otro factor importante en la resistividad de los modelos que se crean son la cantidad de capas y el grosor con el cual se imprimen. Para medir este factor se realizaron dos torres de 10 [cm] de alto con una base de 0,5 x 0,5 [cm], en donde una de ellas se imprimió con 500 capas de 0,2 [mm] de espesor y la otra se imprimió con 200 capas de 0,5 [mm]. La Figura 1-19 ilustra lo anteriormente descrito.

Conjuntamente a lo anterior, se muestran los resultados de las mediciones a continuación en la Tabla 1-4. Se puede observar que a mayor densidad de capas en dirección vertical mayor será la resistividad de la estructura.



Figura 1-19: Torre 500 capas de 0.2 [mm] (izquierda) y de 200 capas de 0.5 [mm] (derecha).
(fuente: www.multi3dllc.com)

Tabla 1-4: Resultado de mediciones de torres (ref: www.multi3dllc.com)

Torre XYZ [mm]	Tamaño Cabezal [mm]	Altura Capa [mm]	Número De Capas	Resistividad [Ω -cm]
5 x 5 x 10	0.8	0.5	200	0.085
5 x 5 x 10	0.4	0.2	500	0.160

1.4 Trabajos realizados

En esta sección se presentarán algunos trabajos realizados, documentados y publicados en los cuales se utiliza la técnica FDM para crear antenas de distintos tipos y materiales para analizar sus características principales como su coeficiente de reflexión, patrón de radiación, ganancia, etc.

1.4.1 Antena impresa en 3D usando material dieléctrico biocompatible y grafeno.

Este trabajo [2] realizado por Milad Mirzaee y Sima Noghianian del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Dakota del Norte, USA, consistió en el diseño e implementación de una antena dipolo diseñada para una frecuencia de 3.2 [GHz], la cual fue impresa en 3D conformada con un sustrato dieléctrico usando el filamento Nylon 680 que está aprobado por la FDA (Food and Drug Administration: Administración de Medicamentos y Alimentos). La parte conductora de la antena fue impresa usando el filamento PLA conductor de grafeno BlackMagic3D que se analizó anteriormente. En la Figura 1-20 se ilustra el diseño y las medidas y en la Figura 4-2 se muestra el dipolo ya impreso.

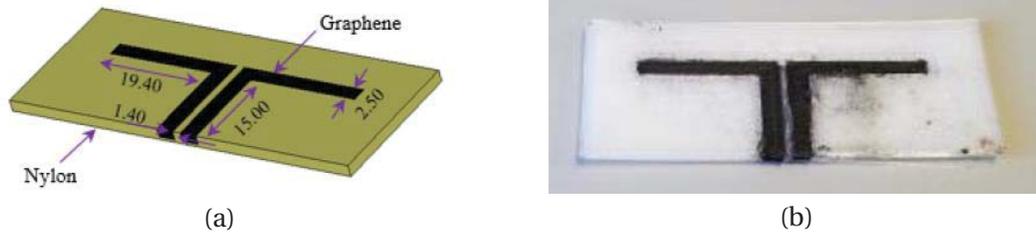


Figura 1-20: (a) Diseño dipolo impreso con sus medidas en milímetros. (b) Modelo terminado

La antena completa fue impresa con la impresora comercial MakerBot Dual, la cual está capacitada para imprimir con dos tipos de filamentos al mismo tiempo, por esa razón se pudo imprimir la antena de una sola vez ya que se ocuparon solo dos tipos de filamento, el de Nylon del sustrato y el PLA de grafeno para la sección conductora.

Los resultados de las mediciones se ilustran a continuación en la Figura 1-21 en un diagrama donde se muestra el coeficiente de reflexión de la simulación y de la antena experimentalmente, en donde se puede comprobar que la resonancia se corrió levemente a 3.5 [GHz], pero que aún a la frecuencia de interés sigue adaptada.

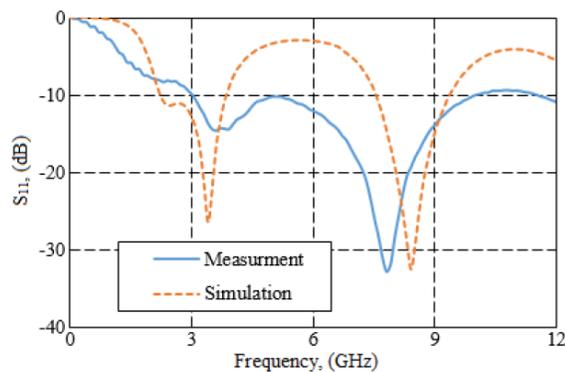
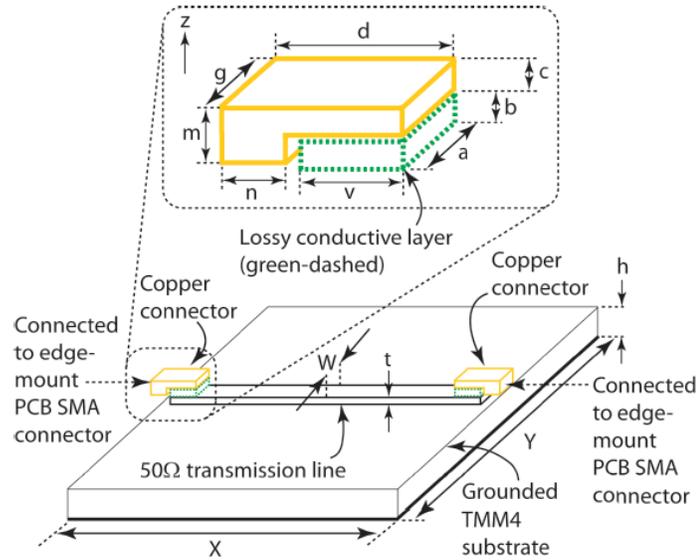


Figura 1-21: Resultados simulación y experimental.

1.4.2 Un modelo de impresión 3D de una línea de transmisión microstrip usando filamento conductivo Electrifi

Un equipo de la Universidad de Dakota del Norte conformado por Sayan Roy, M. Bilal Qureshi, Sajid Asif, y Benjamin D. Braaten del Departamento de Ingeniería Eléctrica y Computación, desarrollaron una línea de transmisión (LT) microstrip de $50 [\Omega]$ a partir de la impresión con filamento Electrifi [17], la cual sus propiedades también se describieron anteriormente.

La LT tenía un largo de 51 [mm] de largo y fue impresa sobre un sustrato TMM4 de la compañía Rogers que tiene una permitividad relativa de $\epsilon_r = 4.5$ y tangente de pérdidas $\tan \delta = 0.002$; en donde su parte inferior consta con una lámina de cobre de 35 [μm] la cual actuaba de plano tierra. El diseño se puede apreciar en la Figura 1-22.



Model of the printed TLs (Dimensions: $a = g = 0.898$, $b = 0.15$, $c = 0.213$, $d = 4$, $h = 1.57$, $m = 1.113$, $n = 1$, $t_{\text{Copper}} = 0.035$, $t_{\text{Electrifi}} = 1$, $v = 2.5$, $W = 2.71$, $X = Y = 53$, all in mm).

Figura 1-22: Diseño de la LT microstrip con sus medidas en milímetros.

Para hacerlo, una impresora 3-D MakerBot Replicator se ajustó a una temperatura de 145 [°C], una velocidad de impresión de 10 [mm/seg]. Y se alimentó con el nuevo filamento Electrifi conductor. La LT es de 2,71 [mm] de ancho, el trazo de 51 [mm] de largo y 1 [mm] de espesor con un relleno del 100%, se puede ver en la Figura 1-23.

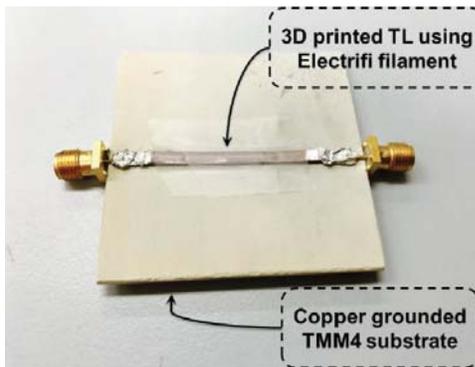


Figura 1-23: LT microstrip impresa con sus conectores SMA.

Los extremos de la LT fueron conectados por medio de un epoxi con partículas de plata a conectores SMA. Fue probada en un ancho de banda desde los 100 [MHz] hasta los 3 [GHz] y el factor $|S_{11}| < -20$ [dB] en toda la banda y el coeficiente de transmisión $|S_{21}|$ se ilustra en la Figura 4-6

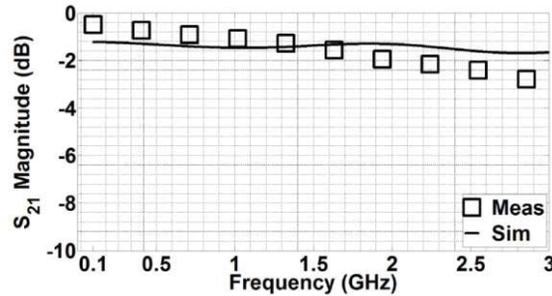


Figura 1-24: Magnitud del coeficiente de transmisión en la banda de medición.

1.4.3 Técnica de impresión 3D integrando material dieléctrico y conductor para fabricar dispositivos RF

Este trabajo [18] fue realizado en Canada dentro de TRTech en donde sus autores Majid Ahmadloo y Pedram Mousavi crearon una antena impresa en 3D con una impresora dual (Ultimaker), capaz de imprimir con dos materiales distintos que en este caso fue un sustrato dieléctrico creado con PLA y por otro lado tinta conductora de plata, logran crear un dipolo con forma de meandro sobre la superficie del sustrato que tiene forma “V”, dicha antena se puede ver en la Figura 1-25.

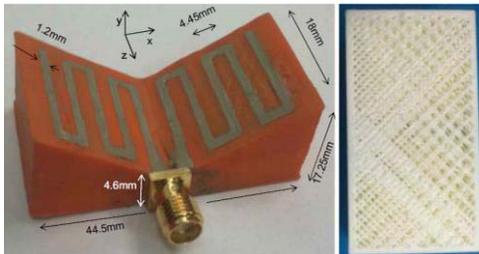


Figura 1-25: Dipolo con forma de meandro en sustrato en forma “V”.

Para los trazos conductores de la antena se utilizó tinta conductora de la familia IIMAK (www.iimak.com), es sabido que esta clase de tinta no sirve directamente para las impresoras ya que presenta problemas de atascamiento en el cabezal de impresión por sus características físicas, es por ello que a la tinta como viene de fábrica se le adicionaron agentes solventes Butanona and Glycol Ether PM para diluir su densidad de partículas conductoras y así no presentar problemas de atascamiento.

La antena fabricada fue diseñada para 1 [GHz] con un tamaño cercano a $\lambda/5$ y el ancho del trazado es de 1,2 [mm]. A continuación se pueden observar los resultados del coeficiente de reflexión en la Figura 1-26.

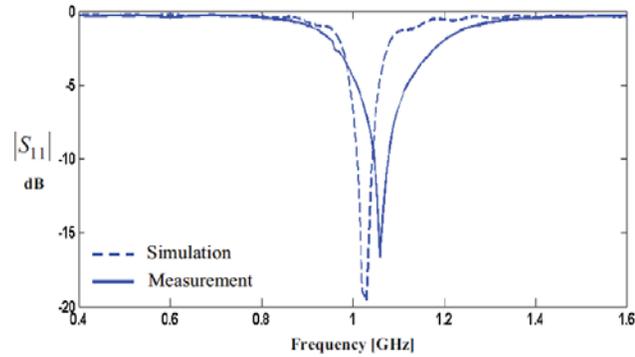


Figura 1-26: Resultado de la simulación y la medición experimental del coeficiente de reflexión

Como se puede observar, el peak de resonancia se corrió bastante poco con respecto a la simulación, lo cual es bastante bueno, por lo tanto el dipolo presenta una buena adaptación.

1.4.4 Técnica de impresión 3D integrando material dieléctrico y conductivo para fabricar una antena espiral cónica

Estos dispositivos [19] fueron creados por el mismo equipo conformado por Majid Ahmadloo y Pedram Mousavi de TRTech, Canada, que realizaron el trabajo antes mencionado del dipolo en forma de “V”

Estas antenas se utilizan principalmente para seguimiento, telemetría y comunicaciones por satélite debido a su patrón de radiación, polarización circular y ancho de banda relativamente ancha.

El método de fabricación fue exactamente el mismo que para el dipolo, es decir, la tinta IIMAK diluida con solventes y el sustrato dieléctrico con PLA, ambos materiales impresos de una sola vez a través de la Ultimaker 3D.

Las antenas fabricadas se ilustra en la Figura 1-27, y como se puede apreciar una de ellas presenta una forma más agudizada (tapered) que la otra.

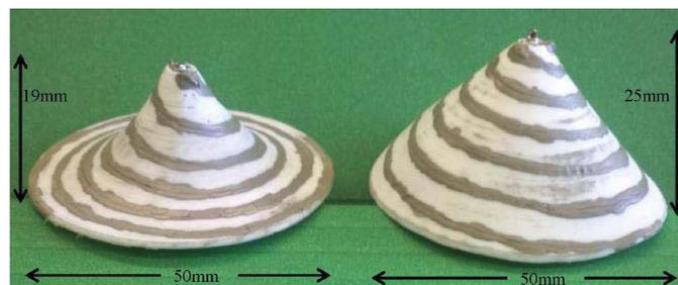


Figura 1-27: Antenas cónicas espirales diseñadas agudizada o “tapered” (izquierda) y regular (derecha).

Ambas antenas fueron diseñadas para operar en 5 [GHz], la ventaja de la antena cónica agudizada es que presenta el mismo desempeño que la regular y ocupa un menor espacio, por lo tanto es menos material, más económica y más liviana. Los resultados del desempeño de ambas antenas se muestran en las Figura 1-28.

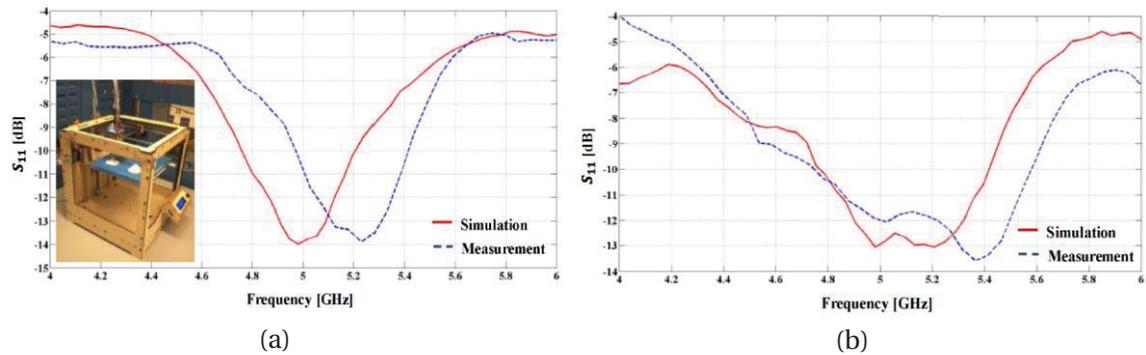


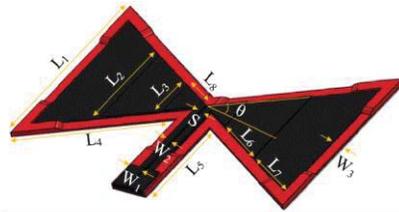
Figura 1-28: Coeficiente de reflexión simulado y medido. (a) Antena cónica regular. (b) Antena cónica agudizada

Como se puede observar en los gráficos anteriores la antena cónica agudizada presenta mejor respuesta a la frecuencia de interés 5 [GHz], incluso incorporando un ancho de banda mayor.

1.4.5 Desarrollo de una antena flexible impresa en 3D con ABS conductivo.

La antena con forma de corbata “humita” que se presenta en este documento [20] está desarrollada y fabricada por un equipo de trabajo de la Universidad de Dakota de Norte, USA, Milad Mirzaee y Sima Noghianian del Departamento de Ingeniería Eléctrica y Lindsey Wiest e Isaac Chang del Departamento de Tecnología.

El diseño y dimensiones de la antena se presentan en la Figura 1-29.



Prototype of the designed antenna: $L_1=36.63$, $L_2=18.16$,
 $L_3=6.8$, $L_4=29.22$, $L_5=19.85$, $L_6=11.74$, $L_7=12.34$,
 $L_8=7.5$, $W_1=3$, $W_2=1.37$, $W_3=2$, $S=0.4$ and $\theta=28.17^\circ$.
 (All dimensions are in millimeters)

Figura 1-29: Diseño de antena “humita” con sus respectivas dimensiones.

Este trabajo demuestra la factibilidad de crear una antena con características de flexibilidad impresa en 3D, en conjunto con una guía de onda coplanar con los materiales descritos a continuación: para las secciones no conductoras se ocupó un PLA flexible (rojo) y para la parte conductiva, antena y guía de onda, se utilizó un filamento de ABS conductor también flexible (negro).

En la Figura 1-30(a) se puede observar una fotografía de la antena fabricada demostrando su flexibilidad y en la Figura 1-30(b) se muestran los resultados medidos. Podemos ver una gran incongruencia entre los resultados simulados y los experimentales que se pueden visualizar en el gráfico, esto es porque el filamento ABS conductor que se utilizó tiene una resistividad bastante alta, alrededor de 10 [k Ω -cm] y además las simulaciones fueron realizadas con cobre como material conductor.

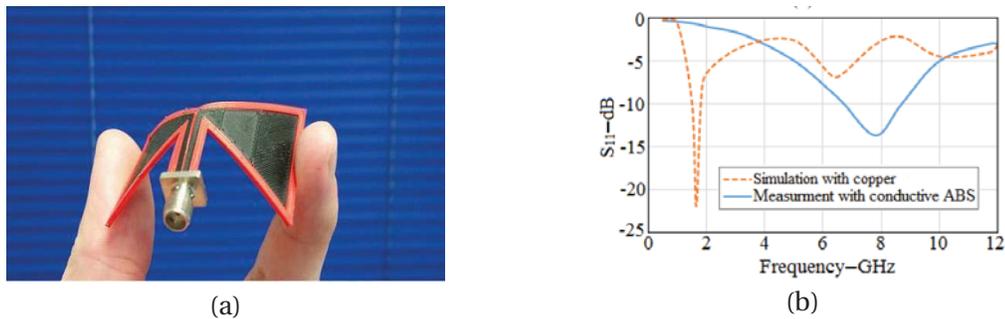


Figura 1-30: (a) Antena fabricada mostrando su flexibilidad. (b) Medición del coeficiente de reflexión.

1.4.6 Antena con carga resistiva impresa en 3D para aplicaciones de GPR

C. H. J. Jenks, de la Universidad de Bath, Claverton Down, UK, presenta este estudio [21] que consiste en la creación de dos antenas impresas en 3D con el filamento BlackMagic3D introducido anteriormente, para desarrollar antenas con cargas resistivas las cuales se utilizan para aplicación de Ground Penetrating Radar (Radar de penetración subterránea, GPR). El objetivo de la carga resistiva es aumentar el rango de la banda de trabajo de la antena, es decir, obtener una antena de banda ancha y además mitigar el efecto de los rebotes de las señales que podrían contaminar la respuesta de la señal.

Una de las antenas creadas es una de doble alimentación con forma de medio círculo con un radio de 60 [mm] y 5 [mm] de grosor, alimentado por los dos extremos, ilustrada en la Figura 1-31(a).

La otra antena está formada por tres trozos de un cuarto de círculo cada uno puestos en forma de estrella, como se observa en la Figura 1-31(b), y además se detalla su coeficiente de reflexión en la Figura 1-32.

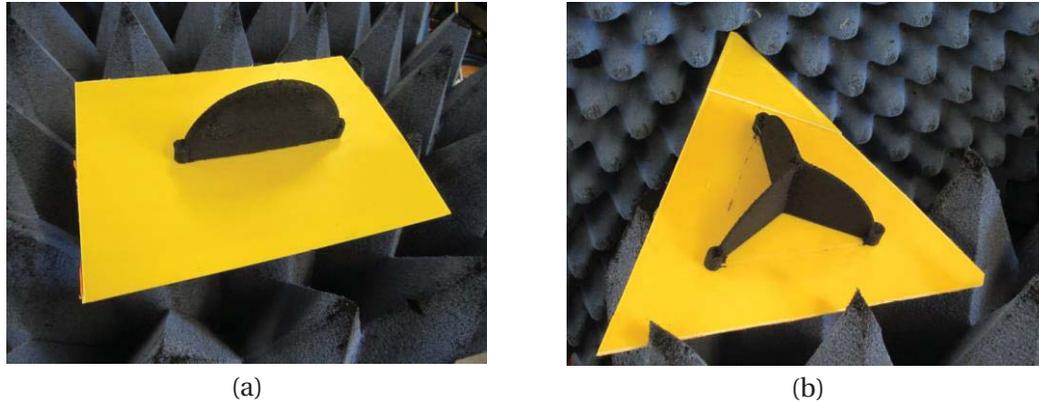


Figura 1-31: Antenas realizadas. (a) Doble alimentación. (b) Triple alimentación.

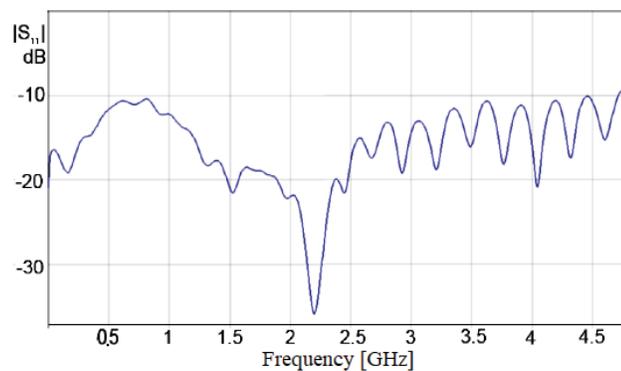


Figura 1-32: Coeficiente de reflexión de antena con triple alimentación.

Al ser una antena con carga resistiva lo que genera es sacrificar un poco la ganancia de la misma a beneficio de lograr un gran ancho de banda, como se puede observar en la figura anterior del coeficiente de reflexión. Logrando un ancho de banda desde los 20 [KHz] hasta los 4.8 [GHz].

1.4.7 Análisis del desempeño de una antena bocina piramidal en la banda Ka impresa en 3D con tinta conductora.

En el artículo referenciado [22] se hace una comparación de una antena comercial fabricada en aluminio de ganancia 20 [dBi] como referencia, funcionando en la banda Ka normada por la IEEE que comprende entre las frecuencias 26,5 [GHz] y 40 [GHz] con tres diferentes antenas que fueron creadas con una impresora 3D y que luego cada una fue tratada de una forma diferente para observar los rendimientos de los diferentes materiales y tratamientos. Una de las antenas fue impresa con un filamento PLA no conductor y luego el interior pintada con dos capas de tinta conductora Figura 1-33(A). Otra de las antenas fabricadas fue impresa con el mismo material PLA, pero esta vez la superficie interior fue pulida para eliminar la rugosidad superficial y después pintada con la tinta conductora anterior Figura 1-33(B). Finalmente la tercera antena fue impresa con el filamento conductor *ProtoPasta*[®] que se analizó en una sección previa de este informe sin ningún tratamiento posterior en la superficie Figura 1-33(C). El grosor de la capa de impresión para las tres antenas fue de 100[μm] y la tinta conductora empleada para las antenas no

conductoras es *BareConductive*[®]. Las tres antenas impresas y la antena comercial se ilustran en la Figura 1-33.

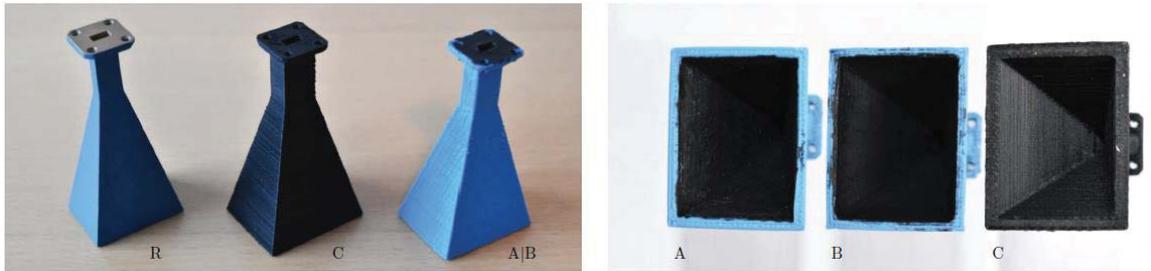


Figura 1-33: Antenas testeadas. (A) Impresa en PLA sin tratamiento superficial. (B) Impresa en PLA con tratamiento superficial. (C) Impresa con Proto-Pasta sin tratamiento superficial. (R) Antena de referencia.

A continuación se ilustran los resultados de uno de los primeros parámetros que se examinan para observar el rendimiento de una antena, que es el coeficiente de reflexión.

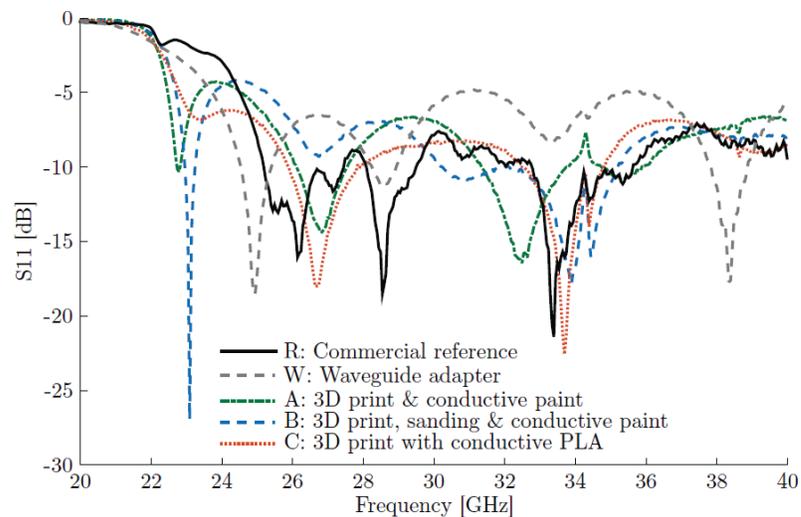


Figura 1-34: Coeficiente de reflexión de las 4 antenas.

Observando el gráfico de la figura se pueden apreciar grandes diferencias entre la antena de referencia y las impresas en 3D con y sin tratamiento de superficie. Por ejemplo, la antena de referencia está adaptada prácticamente en todo el rango de la banda Ka. La antena impresa y luego pintada con tinta conductora muestra adaptación solo en torno a 26 y 28 [GHz] y luego entre 30 y 36 [GHz]. Por otro lado la antena con la superficie pulida y luego pintada igual que la anterior muestra un buen comportamiento entre 29 y 35 [GHz], creándose además un peak de -27 [dB] en torno a los 23 [GHz], sin embargo esa frecuencia se encuentra fuera de la banda Ka. Finalmente la antena impresa con filamento conductor tiene una respuesta bastante aceptable entre los 25 y 35 [GHz].

El desempeño de transmisión se realizó con el esquema que se muestra en la Figura 1-35, en donde primero se posicionan 2 antenas de referencia frente a frente separadas por 75 [cm]. Luego de tener las mediciones de referencia con ambas antenas comerciales de transmisor y receptor, se intercambia la antena transmisora por cada una de las antenas impresas.

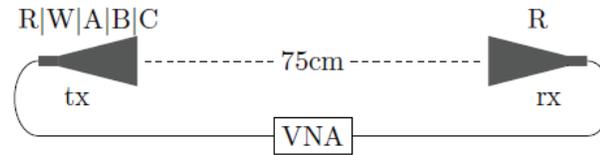


Figura 1-35: Circuito para medir el coeficiente de transmisión.

A partir de las mediciones del coeficiente S_{21} es posible observar la ganancia en el ancho de banda de las muestras de antena impresas en 3D como se muestra en la Tabla 5-1. De nuevo, la muestra A tiene el mejor rendimiento con un ancho de banda de 3 [dB] de 10 [GHz], mientras que las muestras B y C no llegan a los 2 [GHz] en ancho de banda de 3 [dB]. A través de la muestra A de la banda Ka, muestra una variación en la ganancia de 4.3 [dB] y tiene un ancho de banda de 6 [dB] por encima de 15 [GHz], demostrando nuevamente que es una antena de rendimiento aceptable a través de un gran ancho de banda.

Tabla 1-5: Ganancia y ancho de banda a 3dB, 6dB y 10dB. (ref: [22])

Sample	Gain [dB]	3 dB BW [GHz]	6 dB BW [GHz]	10 dB BW [GHz]
R	20	16.3	17.3	17.8
W	16	8.8	17.3	17.8
A	14	8.1	15.4	16.1
B	9	1.8	6.6	16.1
C	5	1.7	2.3	17.2

En esta sección se presentaron los estudios experimentales de la fabricación de antenas de banda Ka a través de la impresión 3D y se analizó el rendimiento de tres muestras manufacturadas. Los resultados experimentales muestran diferencias significativas entre las antenas producidas a partir de un filamento PLA de carbono (conductor) y PLA no conductor tratado con pintura conductiva, encontrando que esta última produce significativamente mejor rendimiento en términos de ganancia. Los valores de ganancia observados entre 5 [dB] y 14 [dB] confirman el potencial de la impresión 3D para la producción de antenas de ondas milimétricas y su acercamiento al desempeño a las antenas de bocina fabricadas a través de otros medios. Por lo tanto, la impresión 3D una vez más se demuestra que es una técnica de fabricación factible para el diseño rápido y la producción de diseño personalizado, antenas flexibles y de alto rendimiento para aplicaciones de RF.

2 Software de impresión 3D y caracterización de materiales.

Ultimaker Cura es un software dedicado a la configuración de parámetros para impresoras 3D de código abierto. Fue creado por David Braam quien luego fue contratado por Ultimaker, una empresa de fabricación de impresoras 3D, con el objetivo de implementar el software dentro de la empresa. Ultimaker Cura es utilizado por más de un millón de usuarios en todo el mundo y es el software de impresión 3D preferido para las impresoras Ultimaker 3D, siendo también compatible con otras impresoras.

2.1 Parámetros configurables

Dentro de los cientos de parámetro que se pueden configurar dentro del software, existen algunos que son de mayor importancia y que pueden afectar en gran medida el comportamiento y rendimiento de los componentes de radiofrecuencia, como por ejemplo los efectos que podría causar en las líneas de transmisión con solo cambiar la forma del relleno.

2.1.1 Altura de capa

Esta es una de las cualidades con mayor importancia dentro de la definición superficial de los modelos a imprimir, es decir, su rugosidad.

Los valores más altos producen impresiones más rápidas, pero con una mayor rugosidad superficial. Los valores más bajos producen impresiones más lentas con una resolución mayor, es decir, con una superficie más lisa. Esto tiene que ver con el hecho que para rellenar una cierta altura se necesitarán una menor o mayor cantidad de capas según esté configurado. En otras palabras, entre menos capas, más rapidez y menor calidad. Por el contrario, entre más capas, menor rapidez y mayor calidad. Lo anterior explicado, se puede observar en la Figura 2-1.



Figura 2-1: Diferencia altura de capa (fuente: <http://www.creatu3d.com>)

2.1.2 Perímetro

Grosor de la Pared: Es el grosor de la pared en sentido horizontal, este valor dividido por el ancho de la línea de pared define el número de paredes.

Recuento de líneas de pared: Este valor es bastante importante en la construcción de volúmenes, ya que define que tan grueso es la pared, en el caso de la línea de transmisión se configuró con 5 líneas de pared, lo que generó el patrón paralelo en su totalidad.

Habilitar alisado: El alisado solamente se realiza en las capas horizontales superiores de los volúmenes, generando una superficie totalmente lisa. El cabezal pasa por la superficie una vez más a la misma altura de la última capa, pero extruyendo muy poco material, esto derrite levemente la capa superior generando una superficie más lisa.

2.1.3 Relleno

Porcentaje de relleno: Ajusta la densidad del relleno de la impresión.

Patrón de relleno: Existen los rellenos más comunes como el de líneas o ZigZag que cambian de dirección entre capa y capa. Otros patrones se mantienen constantes en todas las capas y otras que varían su posición para proporcionar una distribución equitativa de las fuerzas.

2.1.4 Material

Temperaturas: En esta sección de la configuración, se pueden preestablecer las temperaturas de inicio, final y durante las capas intermedias. Esto es fundamental configurarlo adecuadamente, ya que todos los filamentos tienen distintas temperaturas de trabajo, además los fabricantes entregan un rango de valores, por lo tanto según la aplicación y según el modelo que se desea imprimir, se deberán tener claro la temperatura correcta de fundición del material.

2.1.5 Velocidad

Las velocidades más importantes de esta configuración son la velocidad de impresión y la velocidad de relleno, ellas van de la mano también con la cantidad de material que se extruye durante la impresión. Una velocidad muy rápida puede generar que el material derramado sea muy poco al pasar tan rápido, o demasiado material que puede provocar una deformación en el modelo 3D.

2.2 Estudio paramétrico

Tomando en consideración los parámetros vistos en la sección anterior, se pueden realizar estudios paramétricos en distintos ámbitos en la construcción de antenas. Para demostrarlo, se realizaron algunos modelos de prueba para observar la variación que experimenta la misma forma geométrica, en este caso un cilindro, con distintas configuraciones del software cura.

2.2.1 Porcentaje de relleno

Tomando como parámetro el porcentaje de relleno, se pueden obtener los siguientes resultados ilustrados en la Figura 2-2. El patrón utilizado en esta ilustración corresponde a aquel llamado “Líneas” en donde se realizan alternadamente capas en dirección perpendiculares creando una malla que se hace más espesa a medida que se aumenta el porcentaje de relleno, llegando a una totalidad de volumen al 100%.

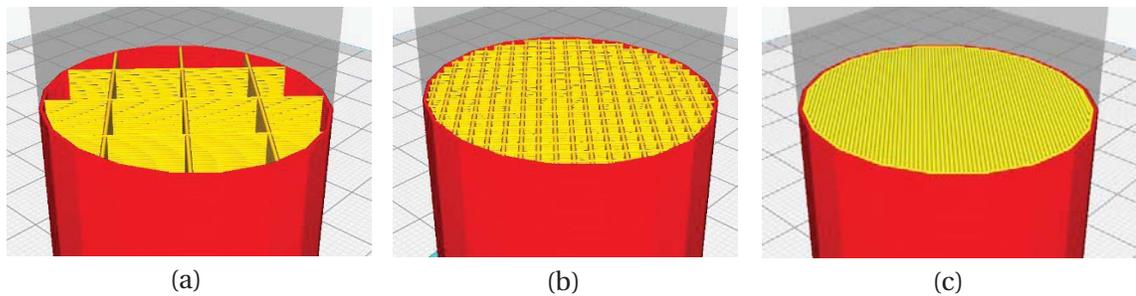


Figura 2-2: (a) Relleno 10%. (b) Relleno 50%. (c) Relleno 100%

2.2.2 Altura de capa

Como se vio en la sección anterior la altura de capa define la rugosidad de la impresión, así se puede observar en la Figura 2-3.

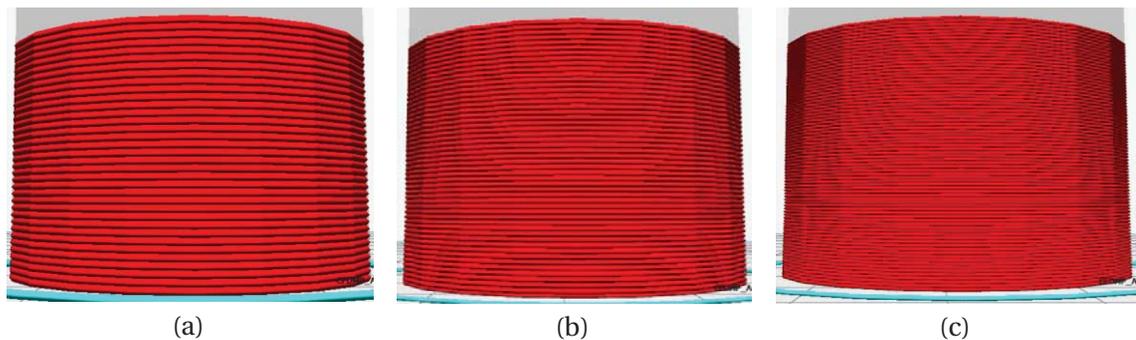


Figura 2-3: (a) Altura de capa 0,55 [mm]. (b) Altura de capa 0,4 [mm]. (c) Altura de capa 0,25 [mm]

2.2.3 Patrón de relleno

Existen diferentes formas de rellenar un volumen, entre ellas podemos observar los siguientes patrones que se ilustran en la Figura 2-4, que aportan en estabilidad, cantidad de material o

simplemente estética. La utilización de cada uno de ellos y los demás patrones disponibles en el software, dependerá de cada usuario y de la aplicación que se le quiera otorgar al modelo a imprimir. Por ejemplo si se requiere por algún motivo determinado que en el centro del diseño tenga al menos un soporte de relleno, se preferirá el patrón de triángulo que aporta un sustento fuerte en el centro, en vez del patrón de cruces que justamente en el centro no presenta ningún material.

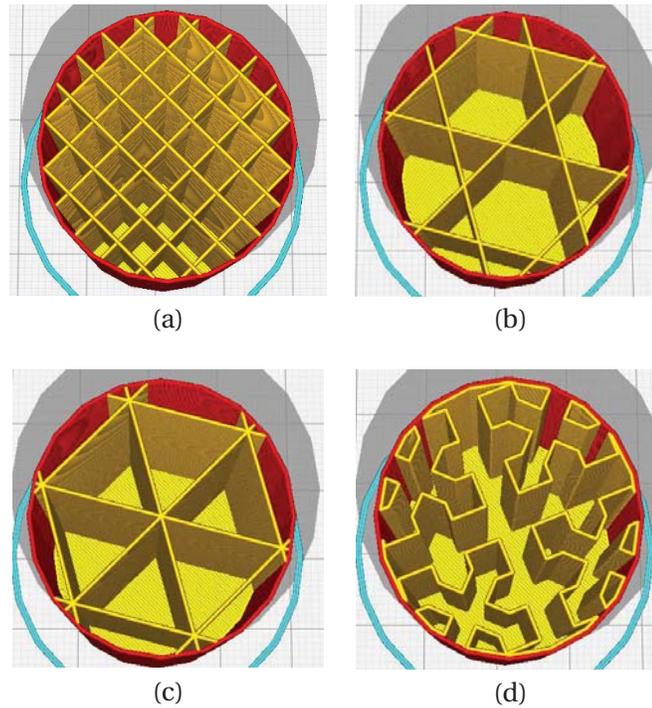


Figura 2-4: (a) Patrón de líneas. (b) Patrón hexagonal. (c) Patrón triangular. (d) Patrón cruz

2.2.4 Cantidad de paredes

La cantidad de paredes determina que tan grueso es el perímetro de la figura a imprimir, este parámetro se modificará en la línea de transmisión generando tal cantidad de paredes que no quedó espacio para relleno, así el relleno fue paralelo a los límites de la figura en todo momento. A continuación en la Figura 2-5 se puede ver la variación presentada en las paredes.

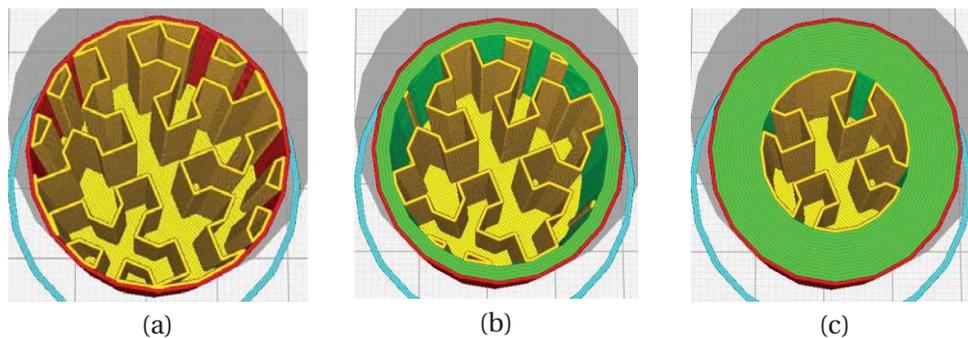


Figura 2-5: Perímetro de: (a) Una pared. (b) Cinco paredes. (c) Quince paredes

2.3 Caracterización de materiales.

El ácido poliláctico (PLA) es un polímero biológico y biodegradable que se utiliza actualmente en una amplia gama de envases, aplicaciones médicas e industriales. El PLA también está previsto para el desarrollo de productos sustentables para el público en general, incluidos los dispositivos electrónicos. Para estas aplicaciones, se requiere el conocimiento de las propiedades dieléctricas, en particular para los componentes electrónicos de alta frecuencia. En esta sección, una línea de transmisión con un stub resonador de $\lambda/4$ en circuito abierto se realiza en un sustrato de PLA para caracterizar su permitividad en el rango de 0 a 3 [GHz]. Para evitar poner el PLA en contacto con productos químicos o disolventes fuertes, se ha desarrollado esta técnica de analizar los datos [7]. Con este método se obtiene la constante dieléctrica del material bajo prueba mediante el uso de un filtro por medio de una línea de transmisión y un stub $\lambda/4$ en circuito abierto, lo que hace que el sistema resuene a una frecuencia que dependerá de la constante dieléctrica del sustrato.

2.3.1 Diseño de línea de transmisión con resonador a 900 [GHz]

El primer paso fue diseñar la línea de transmisión de 50 [Ω] electromagnéticos junto con el stub resonador para una frecuencia de 900 [MHz], la razón de esto es poder analizar sus características con el instrumento VNA (Vector Network Analyzer), que es un analizador capaz de analizar las propiedades de las redes eléctricas, especialmente aquellas propiedades asociadas con la reflexión y la transmisión de señales, conocidas como parámetros de dispersión (Parámetros-S). El que se tiene disponible es un analizador con frecuencia máxima de 3 [GHz], por lo tanto al diseñar la línea a 800 [GHz] se podrá ver la tercera armónica de resonancia.

A través de un calculador de impedancia de líneas microstrip online [23] se ingresaron los siguientes parámetros para su cálculo que se aprecian en la Figura 2-6, los cuales se fueron ajustando para lograr los 50 [Ω].

Los valores de “T”, “H” y “ E_r ” ya estaban predeterminados de la siguiente manera: “T” es la altura de capa de la impresora 3D, “H” es la altura de sustrato estándar para instalar un conector SMA de borde y el valor de “ E_r ” se determinó a través de un estudio previo que realizaron con PLA [23]. Por lo tanto el único valor que se ajustó para lograr llegar al valor de impedancia buscado fue el ancho “W” de la traza.

Luego se calculó el largo del stub con la ecuación 2-1 de longitud de onda guiada por el sustrato:

$$\lambda_g = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2-1)$$

En donde “c” es la velocidad de la luz, “f” es la frecuencia de resonancia y ϵ_{eff} es la permitividad efectiva del sustrato. Así la longitud del stub en circuito abierto es $L = \frac{\lambda_g}{4} = 58,48$ [mm].

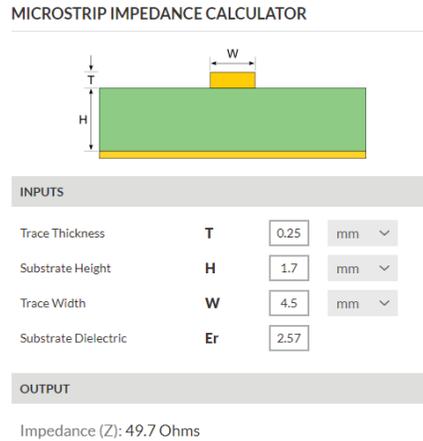


Figura 2-6: Parámetros de la línea de transmisión microstrip.

Finalmente con todas dimensiones descritas y el sustrato determinado en 100x100 [mm] se procede a simular en el software ANSYS Electromagnetics Desktop, arrojando los siguientes resultados. Primero podemos observar en la Figura 2-7(a) el modelo en 3D del software y en la Figura 2-7(b) el coeficiente de transmisión.

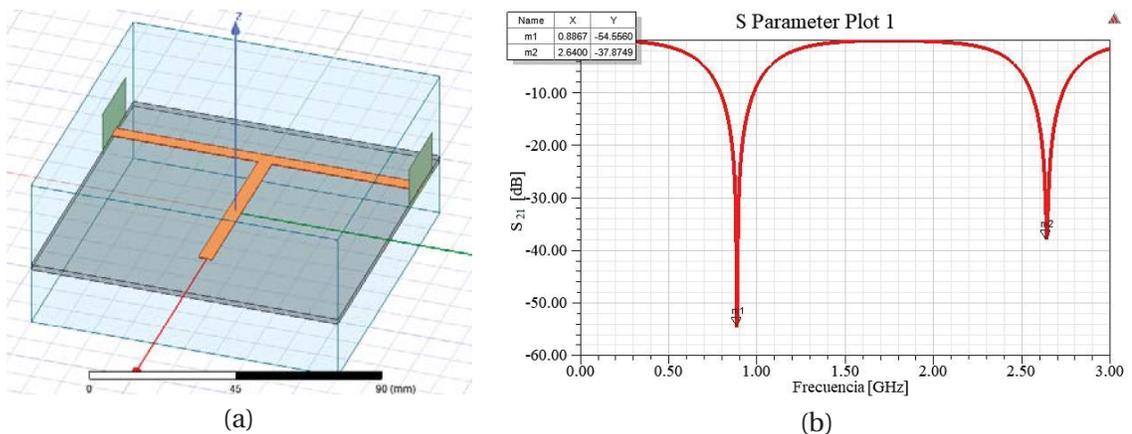


Figura 2-7: (a) Modelo 3D de la línea de transmisión con stub resonador. (b) Coeficiente de transmisión.

Como se puede apreciar en los marcadores puestos en los peaks de resonancia, la resonancia fundamental se encuentra en 887 [MHz] y la tercera armónica se ubica en 2,64 [GHz]

2.3.2 Impresión 3D y primeras pruebas

Al tener la simulación funcionando correctamente se procedió primero a imprimir el sustrato con el filamento de PLA, quedando como se puede apreciar en la Figura 2-8 (a). Al tener listo el sustrato, se procedió a imprimir la línea de transmisión con el stub resonador con el filamento conductor, quedando como se ilustra en la Figura 2-8(b).

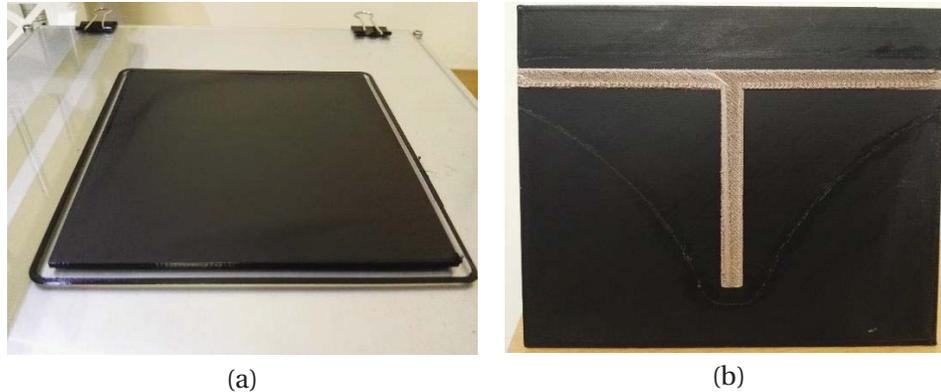


Figura 2-8: (a) Sustrato impreso. (b) Línea de transmisión con el stub resonador impreso en sustrato PLA.

Para realizar las pruebas de medición con el VNA, se pegó en la parte posterior del sustrato una placa de cobre como se puede ver en la Figura 2-9(a) y además se soldó en los extremos dos conectores SMA, la soldadura se realizó derritiendo el mismo material del filamento conductor encima del pin del conector SMA, el detalle de esto se observa en la Figura 2-9(b).

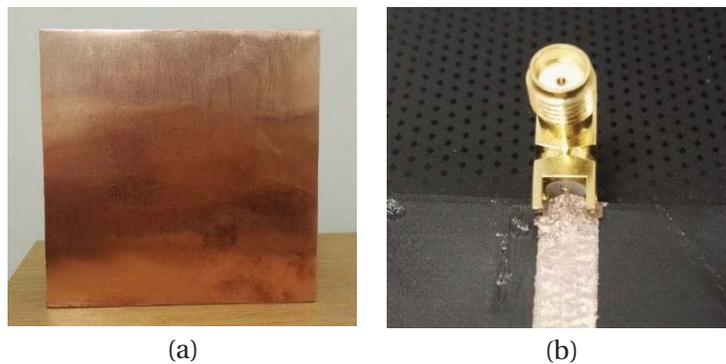


Figura 2-9: (a) Placa de cobre posterior (plano tierra). (b) Detalle conector SMA.

Al realizar las mediciones con el VNA, los resultados fueron erróneos, esto fue debido a que la capa de conductor fue demasiado delgada, menor a 0,25[mm], ya que el offset que se configuró al programa de impresión fue muy justo y la capa quedó presionada por el sustrato y el cabezal de la impresora. Al notar este error cometido, se procedió a realizar el mismo resonador pero de cobre, en el mismo sustrato y con las mismas medidas. Esto se puede apreciar en la Figura 2-10(a). Para la foto los conectores SMA ya habían sido retirados, es por eso que se aprecia soldadura de estaño en los extremos de la línea. Los resultados de la medición del coeficiente de transmisión fueron los ilustrados en la Figura 2-10(b).

Estos resultados se tendrán como referencia para todas las siguientes pruebas con el filamento conductor, ya que al ser de cobre es casi un conductor perfecto, por lo tanto sirve como modelo de comparación.

El siguiente paso fue conseguir arreglar el error de la altura de capa de la línea de transmisión y aumentar el offset de impresión. Con eso presente, se arreglaron esos parámetros y se utilizó una altura de traza de la línea de 1 [mm] para asegurar una correcta conducción.

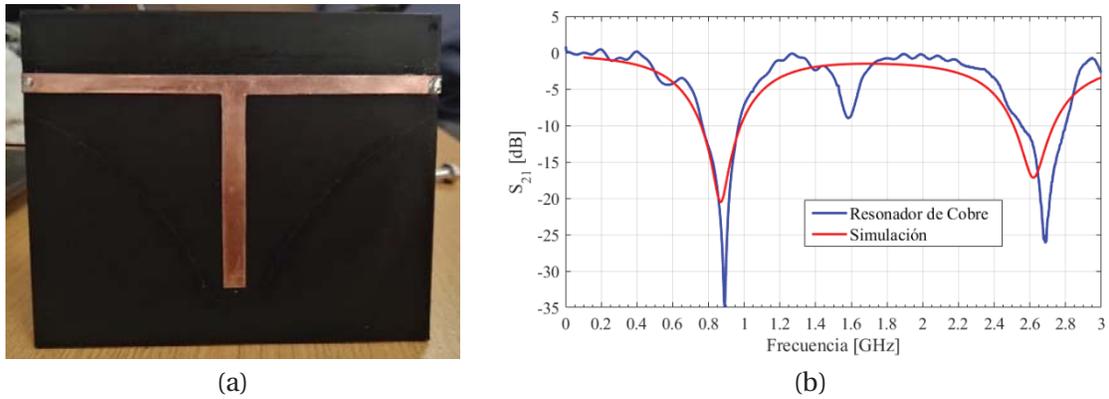


Figura 2-10: (a) Resonador hecho de cobre. (b) Coeficiente de transmisión en línea de cobre.

Analizando los resultados podemos apreciar con bastante presencia que la primera resonancia se tiene en 900 [MHz] y que su tercera armónica está correctamente en 2,7 [GHz]. Sin embargo se aprecia un leve peak de resonancia en 1,6 [GHz] aproximadamente, lo cual se considera algo que no debiera haber ocurrido, por lo tanto queda como una contaminación que no se tomará en cuenta por el momento, y quedará en investigación.

Con estas frecuencias de resonancia, se puede determinar la permitividad efectiva del sustrato con la siguiente ecuación:

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{n \cdot c}{4 \cdot f_0 \cdot L_r} \right)^2 \quad (2-2)$$

En donde: n : número de armónica (en este caso 1 y 3)

c : velocidad de la luz

f_0 : frecuencia de resonancia

L_r : Largo del resonador

Como se tienen todos los datos, al reemplazar simplemente en la ecuación 2-2 se obtienen los valores $\epsilon_{ff}(n = 1) = 2,07$; $\epsilon_{ff}(n = 2) = 2,05$. Luego con estos valores de permitividad efectiva, se utiliza la ecuación (2-3) para calcular la permitividad relativa:

$$\epsilon_{ff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h_{sub}}{W_{line}} \right)^{-1/2} \quad (2-3)$$

En donde: ϵ_r : Permitividad relativa

h_{sub} : Alto del sustrato

W_{Line} : Ancho de la línea

Para ambos valores de permitividad efectiva, se obtiene prácticamente el mismo resultado: $\epsilon_r = 2,5$. Por lo tanto esto quiere decir que este valor se mantiene constante para ambas frecuencias, o sea su valor no depende de la frecuencia en este rango de trabajo.

Continuando con lo anterior, ya con los nuevos parámetros corregidos de diseño, se realizan dos intentos más con diferentes patrones de relleno. El primer diseño consta de solo una capa de pared perimetral y el relleno tiene un patrón Zig-Zag, tal como se puede apreciar en la Figura 2-11(a). Los detalles del relleno y la soldadura del conector SMA se aprecian en la Figura 2-11 (b) y (c).

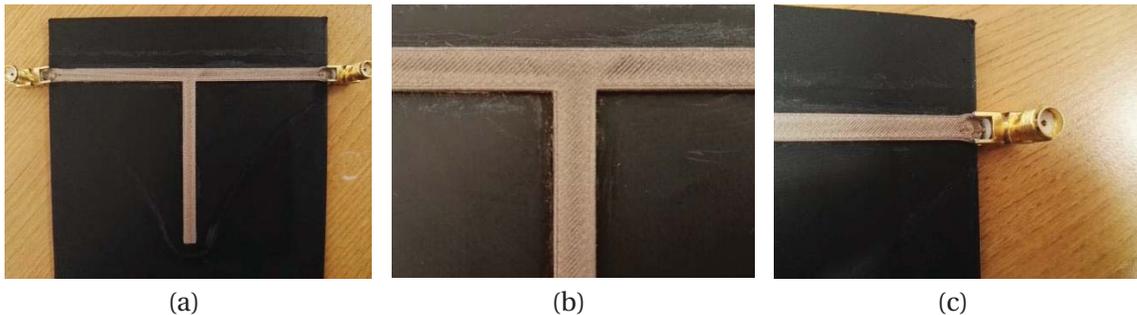


Figura 2-11: (a) Línea de transmisión con patrón Zig-Zag. (b) Detalle del relleno. (c) Soldadura del conector SMA.

Además se realizó un segundo diseño con otro patrón de relleno que consistió en solo líneas paralelas a las paredes. Este diseño se puede apreciar en la Figura 2-12.



Figura 2-12: (a) Línea de transmisión con patrón paralelo. (b) Detalle relleno

2.3.3 Resultados y análisis

Finalmente teniendo estos dos diseños de líneas de transmisión con diferente relleno, se procedió a realizar las mediciones con el VNA. Además se incorporaron al programa ANSYS los parámetros de conductividad del filamento conductor y también una caracterización previa del PLA como sustrato.

Con toda esta información y mediciones, se pudo realizar el gráfico que se observa en la Figura 2-13.

Sacando en limpio algunos valores de la primera resonancia notamos que el peak de la simulación se encuentra en 860 [MHz], mientras que el peak del resonador con patrón recto se encuentra en 820 [MHz] y el del resonador ZigZag en 950 [MHz].

Así se puede concluir que solo con cambiar el patrón de relleno de la línea de transmisión se puede variar la frecuencia del peak de resonancia.

Además si se hace un análisis comparando el nivel de atenuación que tienen las curvas en sus sección de conducción, también nos damos cuenta que existe una atenuación bastante importante.

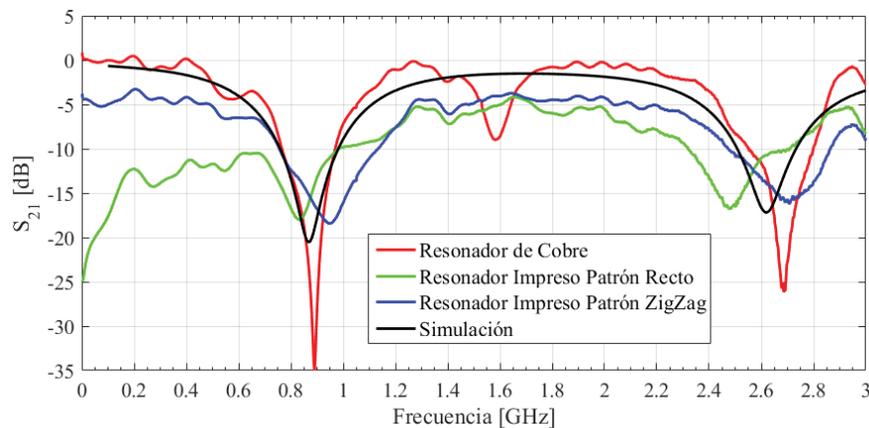


Figura 2-13: Coeficientes de transmisión de las líneas de transmisión impresas y simulación.

Se puede apreciar una clara tendencia a un valor de atenuación en particular, es decir, la diferencia entre la línea de cobre y patrón ZigZag se nota una clara tendencia a una de diferencia de 4 [dB] mientras que la línea de transmisión de cobre y patrón recto paralelo se observa una tendencia de 6 [dB] de diferencia.

2.3.4 Efecto Skin en resonadores.

El efecto “skin” o efecto piel es la tendencia de una corriente eléctrica alterna (AC) a distribirse dentro de un conductor de manera que la densidad de corriente es mayor cerca de la superficie del conductor, y disminuye a mayores profundidades en el conductor [25] como se puede observar en la Figura 2-14.

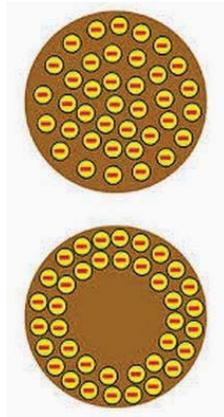


Figura 2-14: Efecto Skin en conductor cilíndrico. (fuente: factorelectrico.blogspot.com)

La corriente eléctrica fluye principalmente en la "piel" del conductor, entre la superficie exterior y un nivel llamado profundidad de piel o "Skin Depth" en inglés. El efecto piel hace que la resistencia efectiva del conductor aumente a frecuencias más altas donde la profundidad de la piel es más pequeña, reduciendo así la sección transversal efectiva del conductor. El efecto piel se debe a las corrientes de Foucault opuestas inducidas por el campo magnético cambiante resultante de la corriente alterna.

De acuerdo con las reglas de diseño, el espesor metálico que debe tener el material conductor debe ser igual o mayor a 3 veces la profundidad de la piel [10], la cual se puede apreciar en la Figura 2-15, para limitar las pérdidas de profundidad de la piel.

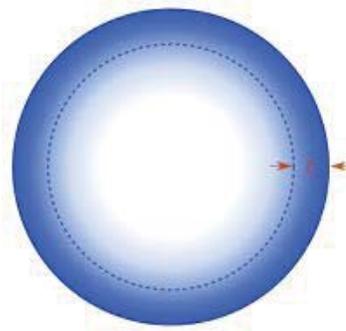


Figura 2-15: Espesor de piel en forma gráfica. (fuente: www.antennamagnus.com)

Se define la profundidad superficial de piel, o "skin depth" de los conductores como el área efectiva por la que circula corriente en el conductor. Depende de la frecuencia, permeabilidad magnética y conductividad del material; se da en metros y su fórmula es la siguiente:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\mu_0 \omega \sigma}} \quad (2-4)$$

En donde μ_0 es la permeabilidad del espacio libre, ω es la frecuencia angular del diseño y σ es la conductividad del material.

2.3.5 Diseño resonador a 2,7 [GHz]

Para visualizar el efecto piel y corroborar en forma empírica las reglas de diseño que ya se mencionaron, se diseñará una línea de transmisión con un resonador de $\lambda/4$ en circuito abierto, similar a los que ya se habían estudiado anteriormente, pero esta vez se harán los cálculos para un resonador de 2,7 [GHz], la razón de esto es simplemente para que el tamaño sea más pequeño, lo que permite ahorrar material y poder observar el peak de resonancia con el instrumento VNA que su rango de medición es hasta los 3 [GHz].

El primer paso es calcular la longitud de onda a esa frecuencia considerando la permitividad efectiva del sustrato que en este caso el material es PLA con un valor $\epsilon_{eff} = 2.05$, por lo tanto, la longitud de onda se calcula como se visualiza en la ecuación (2-5):

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{2.7 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{2.05} \text{ Hz}} = 77,6 \text{ [mm]} \quad (2-5)$$

Luego el largo del stub resonador es de:

$$L = \frac{\lambda}{4} = 19,4 \text{ [mm]} \quad (2-6)$$

Finalmente el diseño se simuló en el programa ANSYS, el tamaño del sustrato se fijó en 50x50x1,7 [mm], el ancho de la línea es igual a 4,5 [mm] y su estructura es igual a la ilustrada en la Figura 2-7(a).

La simulación arroja el resultado que se observa en la Figura 2-16 para el coeficiente de transmisión:

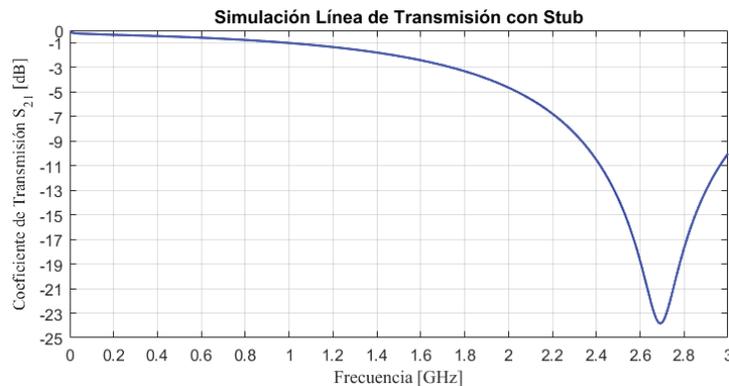


Figura 2-16: Coeficiente de Transmisión de la Línea de Transmisión diseñada

Como se puede apreciar, el diseño tiene una resonancia justamente en 2,7 [GHz], lo que indica que el diseño está correctamente calculado y es posible imprimirlo en 3D para poder verificar la diferencia de conducción que entrega, según el espesor de la línea.

Para calcular el "Skin Depth" o espesor de piel, como se dijo anteriormente se utiliza la ecuación (2-4). En donde μ_0 es la permeabilidad del espacio libre que es igual a $4\pi 10^{-7} \text{ [N/A}^2\text{]}$, ω es la

frecuencia angular del diseño que es igual a $1,6965$ [rad] y σ es la conductividad del material, en este caso, el fabricante del filamento Electrifi entrega un valor igual a 16.667 [S/m].

Por lo que reemplazando los valores, el espesor de piel del filamento Electrifi es de $\delta = 0,075$ [mm], lo que significa que para tener una buena conducción, como se dijo anteriormente, la recomendación de diseño es utilizar tres veces el tamaño del espesor de piel, es decir, $3\delta = 0,225$ [mm]. Valor cuya magnitud es bastante considerable tomando en cuenta que la altura de capa de impresión es de $0,25$ [mm]. Además se hace más crítico con una frecuencia levemente más baja como por ejemplo $2,4$ [GHz] que es la frecuencia más utilizada en este trabajo, en este caso el umbral de las tres capas de piel ronda los $0,24$ [mm], por lo tanto hay que tomar bastante en cuenta esta información para futuros diseños en el cual se requiera utilizar estructuras con este nivel de tamaños.

2.3.6 Implementación

Para comprobar los valores anteriormente calculados se imprimieron seis resonadores con distintos espesores de líneas: $0,1 - 0,2 - 0,3 - 0,4 - 0,5 - 1$ [mm], todos ellos se muestran en la Figura 2-17. Cabe mencionar que el resonador de 1 [mm] de espesor estaba anteriormente diseñado para 900 [MHz], es por eso que en la imagen se aprecia de mayor tamaño que los demás. Sin embargo sus resultados también son válidos ya que su tercera armónica se encuentra en los 2.7 [GHz] lo que calza perfectamente con los resonadores pequeños.

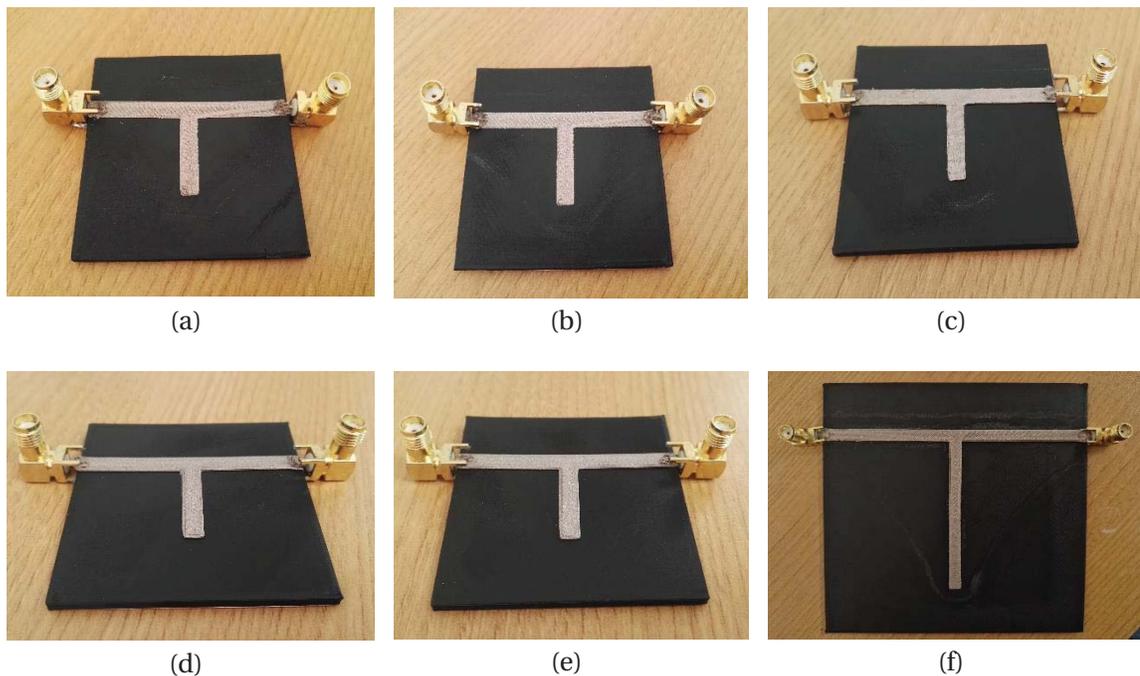


Figura 2-17: Líneas de transmisión impresas con: (a) $0,1$ [mm] de espesor; (b) $0,2$ [mm] de espesor; (c) $0,3$ [mm] de espesor; (d) $0,4$ [mm] de espesor; (e) $0,5$ [mm] de espesor; (f) 1 [mm] de espesor

Por último se realizaron las pruebas de rigor, en las cuales se midió el coeficiente de transmisión de cada una de ellas y los resultados se pueden observar en la Figura 2-18:

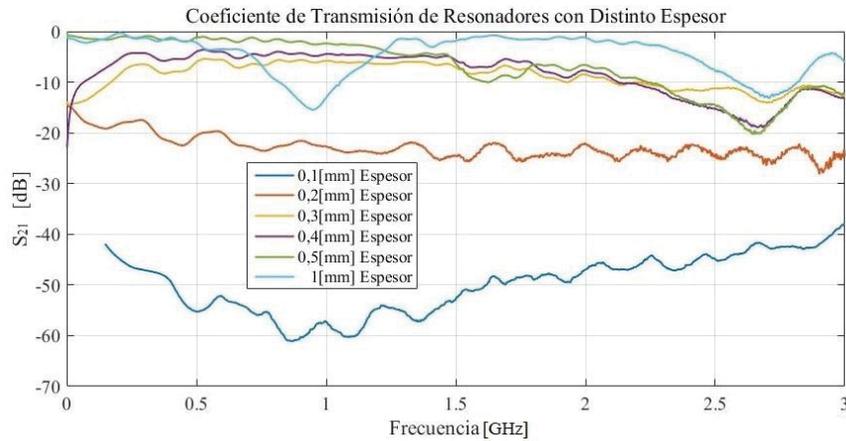


Figura 2-18: Coeficiente de Transmisión de Resonadores con distintos espesores.

Con esto se comprueba que los dos resonadores que se encuentran bajo el umbral de los tres espesores de piel, es decir, la línea azul y roja (0,1 y 0,2 [mm] respectivamente) tiene un mal desempeño como conductor eléctrico. Además, el resonador que está más cerca del umbral de los tres espesores de piel, es decir, el de altura 0,3 [mm] (línea anaranjada) tiene una atenuación por conducción bastante importante, alrededor de los -7 [dB] y la resonancia apenas aparece. Luego la línea con espesor 0,4 [mm] (línea morada) mejora el comportamiento y disminuye su atenuación favoreciendo la conducción, esta vez presenta un coeficiente de transmisión del orden de los -5 [dB] y su peak de resonancia es mayor a la frecuencia de diseño. Finalmente el de 0,5 [mm] con un coeficiente de transmisión de -2 [dB] en la banda de conducción es la que mejor respuesta tiene junto con la de 1 [mm] la que como se dijo fue diseñada para 900 [MHz], pero que su tercera armónica se encuentra bien definida y su banda de conducción aumenta con respecto a las demás. Cabe mencionar que la frecuencia de resonancia varió muy levemente, esto quiere decir que no se ve afectada por el efecto del “Skin Depth”

2.3.7 Efecto del porcentaje de relleno en una línea de transmisión.

El relleno de una estructura impresa en 3D es uno de los parámetros que más puede afectar el desempeño de esta, ya sea por su firmeza, por peso, para ahorrar material o en este caso probablemente afectar sus características eléctricas tratándose de un filamento conductor. En esta sección se comprobará empíricamente el efecto del porcentaje de relleno de una línea de transmisión de 50 [mm] de largo, 1 [mm] de espesor, el ancho será de 4,5 [mm] calculado en experimentos anteriores para lograr una impedancia de 50 [Ω] para un sustrato de PLA con una permitividad relativa de $\epsilon_r = 2,5$.

El experimento se realizará sobre un sustrato de PLA de 50x50x1,7 [mm], con un plano tierra de cobre en su cara inferior y la línea de transmisión se imprimirá en la mitad del sustrato con una altura fija de 1 [mm] y como ya se mencionó el análisis de la conductividad se realizará comparando con distintos rellenos de 100, 50 y 10%, los cuales se compararán con una línea de transmisión de cobre como referencia.

En la Figura 2-19 se pueden apreciar las capas intermedias de las diferentes líneas para los distintos porcentajes de relleno.

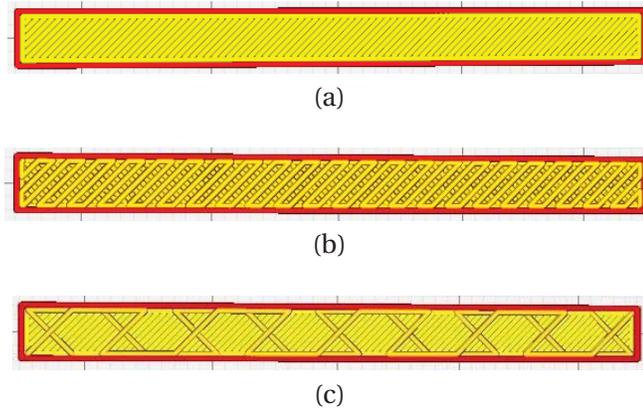


Figura 2-19: Línea de transmisión en software Cura (a) 100% de relleno; (b) 50% de relleno; (c) 10% de relleno

Luego con el diseño listo y los parámetros configurados en el software Cura, se realiza la impresión y los resultados se pueden apreciar en la Figura 2-20.

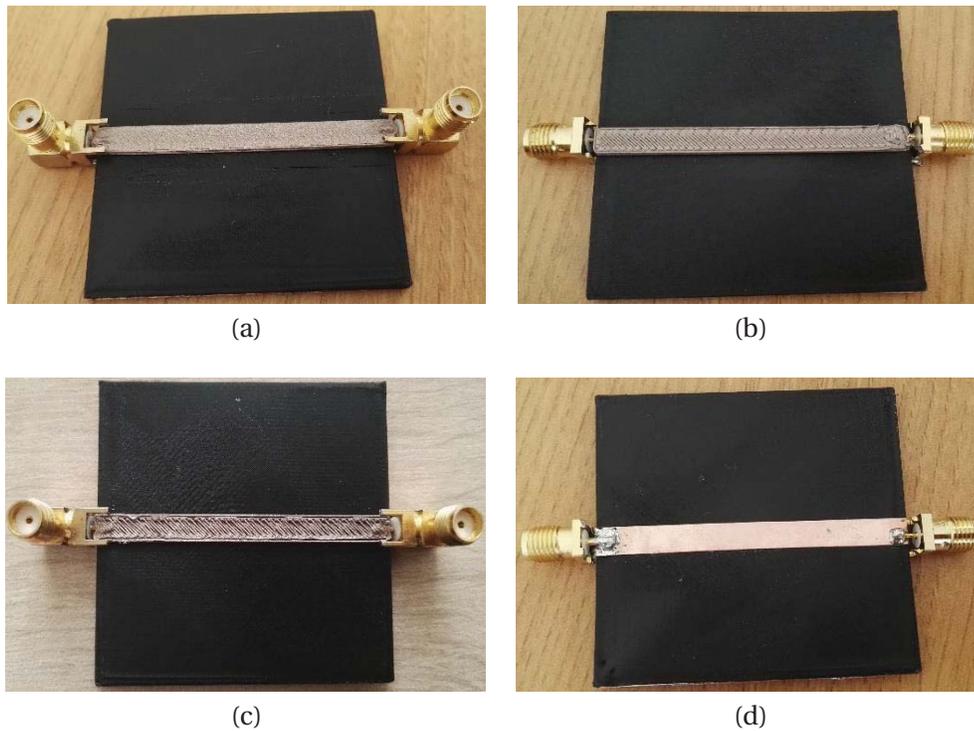


Figura 2-20: Líneas de transmisión impresas con diferentes porcentajes de relleno (a) 100%; (b) 50%; (c) 10%; (d) Cobre

A través de un VNA (Vector Network Analyzer) o analizador de redes vectorial, el cual es un instrumento capaz de analizar las propiedades de las redes eléctricas, especialmente aquellas propiedades asociadas con la reflexión y la transmisión de señales eléctricas, conocidas como

parámetros de dispersión (Parámetros-S). En este caso, interesa únicamente la magnitud del parámetro S_{21} el cual representa el coeficiente de transmisión entre los dos puertos, es por eso que en la Figura 2-21 se ilustran los resultados medidos de este coeficiente para las diferentes líneas.

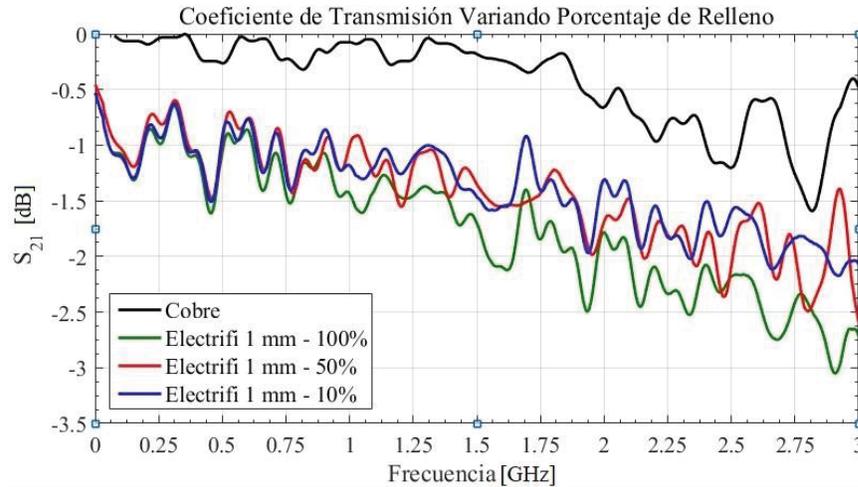


Figura 2-21: Parámetro S_{21} de líneas de transmisión con distinto porcentaje de relleno.

A pesar de que existe una diferencia apreciable y esperable entre la línea de cobre y las del filamento Electrifi, no se puede decir lo mismo de los resultados de los diferentes rellenos, ya que la diferencia es muy poca y prácticamente despreciable para efectos de cálculo.

Estos resultados son muy positivos, porque se podría tener un elemento ya sea con el 100% de relleno y otra con el 10% de relleno y ambos deberían comportarse prácticamente de la misma forma, lo que implica un ahorro de material y por lo tanto también económico significativo.

Para corroborar lo anteriormente dicho, en un trabajo futuro se podría realizar un estudio paramétrico de una antena cónica piramidal con diferentes porcentajes de relleno, al igual que esta línea, y se observará su comportamiento con esta variable como parámetro.

3 Diseño, simulación e implementación de antenas.

Existe una gran cantidad de topologías de antenas, las cuales cada una de ellas tienen características particulares que las distinguen, por ejemplo, patrón de radiación, directividad, ganancia, polarización y frecuencia. La selección de cualquiera de ellas dependerá de la aplicación para la cual se busque utilizar la antena y las necesidades que se desea satisfacer. Las topologías mayormente utilizadas en el mundo de las telecomunicaciones son los dipolos, monopolos, bocinas (horn) y parches, en donde cada una de ellas se utiliza para aplicaciones diferentes.

3.1 Elección de las topologías de antenas a diseñar

La topología es una rama o disciplina de la matemática que está vinculada con las propiedades y características que poseen los cuerpos geométricos. Por lo tanto en esta sección se estudiarán las geometrías de las distintas antenas mencionadas anteriormente para su elaboración en la impresora 3D. La fabricación de los elementos radiantes se enfocará en dos frecuencias de trabajo que serán 2,4 [GHz] y 5,8 [GHz]. Por lo tanto para efectos prácticos de este análisis se considerará solo el caso en que la geometría de la antena es de mayor tamaño para poder determinar si efectivamente el volumen de impresión alcanza a contener toda la geometría de ella.

3.1.1 Dipolo

Un mito se presentó en los círculos de radiocomunicaciones alguna vez. La gente llegó a creer que los arreglos de antenas grandes son absolutamente necesarias para comunicaciones efectivas, especialmente en largas distancias.

Pasaron por alto, casi hasta el punto de indiferencia, las antenas efectivas (pero simples) que pueden ser instaladas por personas inexpertas y hechas para funcionar bien. El dipolo simple, es un ejemplo de ello. Esta antena también se denomina a veces Hertz, o antena hertziana, porque el pionero de la radio Heinrich Hertz usó esta forma en sus experimentos [26].

El dipolo de media longitud de onda es una antena balanceada que consta de dos radiadores como se ilustra en la Figura 3-1 que tiene cada uno un cuarto de longitud de onda, formando un total de media longitud de onda.

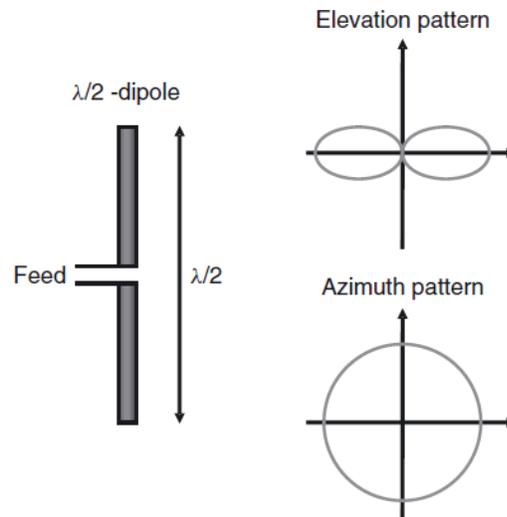


Figura 3-1: Estructura y patrón de radiación del dipolo de media longitud de onda. (fuente: Andreas F. Molisch. Wireless Communications, Second Edition)

La antena generalmente se instala horizontalmente con respecto a la superficie de la tierra, por lo que produce una señal polarizada horizontalmente. La longitud de la antena es de media longitud de onda, pero hay que tener en cuenta que la longitud física de la antena y la longitud eléctrica teórica a menudo son diferentes en aproximadamente un 5 por ciento.

El punto de alimentación del dipolo de $\lambda/2$ es en su parte central, por lo tanto se propone un diseño similar al que se ilustra en la Figura 3-2.



Figura 3-2: Dipolo comercial de 900 [MHz] (fuente: <https://hobbyking.com/>)

Pero tomando en consideración que el filamento conductor utilizado en la impresora es bastante frágil para quedar soldado a una placa lateralmente como se puede ver en la figura anterior, se sugiere un diseño de dos copias y enfrentando ambos monopolos pegándolos directamente al

conector SMA uno contra el otro. Así quedarán dos monopolos de $\lambda/4$ que al estar unidos darán la suma de $\lambda/2$, que en este caso particular será de $\lambda/2 \approx 62,4$ [mm], lo que tampoco representa un inconveniente con el volumen de impresión, ya que se imprimirían dos monopolos los cuales miden 31.2 [mm] aproximadamente.

3.1.2 Bocina

Una bocina electromagnética es una antena que se utiliza de forma generalizada a frecuencias de microondas, por sus características de gran ancho de banda y por su facilidad de construcción y diseño.

Se utiliza como antena individual, en forma de agrupaciones o como alimentador primario de reflectores o lentes.

Una bocina se alimenta a partir de una guía de onda que propaga uno o varios modos. Las dimensiones van aumentando progresivamente hasta que la apertura equivalente tenga unas dimensiones suficientes para conseguir la directividad deseada.

Las guías de onda rectangulares que propagan el modo fundamental TE₁₀, se pueden abrir en el plano horizontal, dando lugar a las denominadas bocinas de plano H; en el plano vertical, formando las bocinas de plano E; o bien en ambos planos simultáneamente dando lugar a bocinas piramidales, tal cual se ilustra en la Figura 3-3.

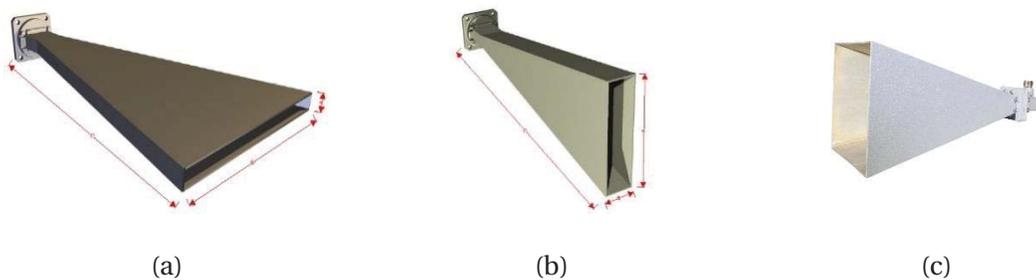


Figura 3-3: (a) Bocina Plano H (b) Bocina Plano E (c) Bocina Piramidal.
(fuentes: atmmicrowave.com, bhphotovideo.com)

Las guías de onda circulares, que propagan el modo fundamental TE₁₁, alimentan a las bocinas cónicas como se ilustra en la Figura 3-4. Estas antenas se pueden analizar como aperturas, suponiendo que la distribución de los campos es aproximadamente la misma que los modos de las guías rectangulares o circulares.



Figura 3-4: Antenas Cónicas (fuente: <http://www.elva-1.com>)

Si tomamos como ejemplo las ecuaciones de diseño de una antena bocina piramidal [27] a una frecuencia de operación de 5,8 [GHz] y una ganancia de 14 [dB]. Sus dimensiones según la Figura 3-5, son las que podemos apreciar en la Tabla 3-1:

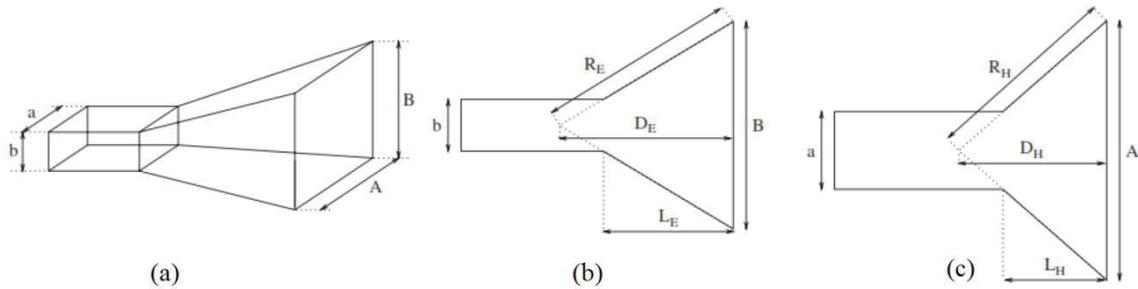


Figura 3-5: Dimensiones físicas de la antena de apertura. (a) Vista diagonal. (b) Vista lateral. (c) Vista superior.

Tabla 3-1: Dimensiones antena de apertura piramidal

Dimensión	Cónica piramidal	
	Medida	Unidad
A	121,1	mm
B	91,4	mm
R_E	92,8	mm
D_E	80,7	mm
L_E	62,9	mm
R_H	112,1	mm
D_H	94,4	mm
L_H	62,9	mm

En donde “a” y “b” representan las dimensiones de una guía de onda estándar [28] a esa frecuencia de trabajo. Como se puede observar todas las dimensiones están dentro del rango posible de impresión, sin embargo, no dejan de ser menores y los límites habilitados de la impresora están cercanos, es posible que el diseño de una antena con frecuencia de operación de 2,4 [GHz] el volumen de impresión no sea lo suficientemente grande para tamaño de esta.

Por esta razón es necesario contar con algún modelo distinto al presentado en esta ocasión con una ganancia menor o sin considerar la guía de onda en el extremo.

3.1.3 Parche

La topología de las antenas parche son las que menos volumen ocupan dentro del espacio definido para impresión 3D. Ya que consta solo de un sustrato, que en este caso será el filamento PLA de un espesor de 1,7 [mm] y sobre aquello irá impreso el parche de material conductor, con un espesor que puede variar según los parámetros del estudio entre 0.5 y 1 [mm].

Las dimensiones del parche radiante dependen primeramente de la forma del parche y del tipo de sustrato. Nuevamente en la posición del caso de las dimensiones mayores, observamos por un calculador online [29] que las medidas aproximadas del parche resonante rectangular a la frecuencia de trabajo de 2,4 [GHz], son de 44,55 [mm] de largo y 38,04 [mm] de ancho, por lo tanto no habría problemas en imprimir una antena de parche de estas características.

En la Figura 3-6 se puede visualizar la topología de esta antena y las dimensiones de las cuales se habló anteriormente, donde “L” representa el largo, “W” el ancho y “h” es la altura del sustrato:

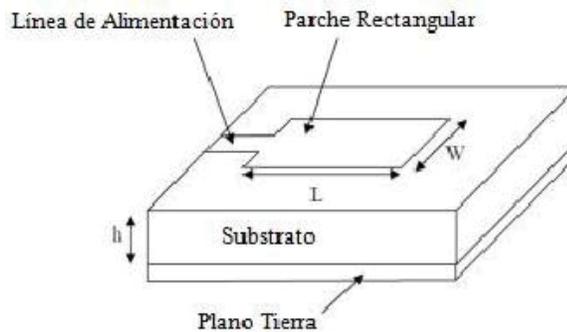


Figura 3-6: Topología antena de parche. (fuente: researchgate.net)

La alimentación se puede efectuar lateralmente por una línea de transmisión microstrip de 50 [Ω] como se aprecia en la figura anterior o también inferiormente con un cable coaxial como se ilustra en la Figura 3-7. Además para el plano tierra se utilizará una lámina de cobre adherida al sustrato.

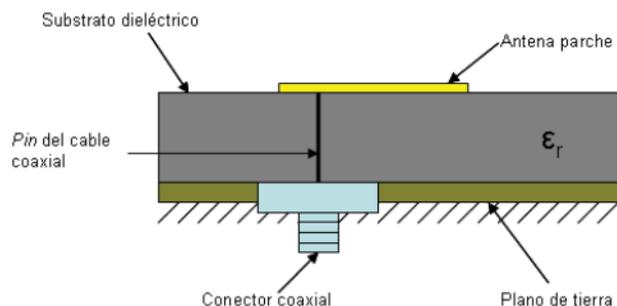


Figura 3-7: Alimentación por cable coaxial. (fuente: <http://catarina.udlap.mx>)

3.2 Diseño y Simulación

La simulación es una parte fundamental de todo estudio referente a fenómenos de sistemas reales, ya sea para analizar su comportamiento más detalladamente o para realizar investigaciones respecto a algún nuevo elemento que se necesita testear previamente. Una definición más formal de la simulación según Robert Shannon [30] “es el proceso de diseñar un modelo de un sistema real y llevar a término experiencias con él, con la finalidad de comprender el comportamiento del sistema o evaluar nuevas estrategias -dentro de los límites impuestos por un cierto criterio o un conjunto de ellos - para el funcionamiento del sistema”.

En la siguiente sección se diseñarán en detalle y simularán cuatro topologías de antenas, un dipolo y una antena parche de 2,4 [GHz] ambas, y dos antenas de apertura cónica, una cilíndrica y otra piramidal, ambas de 5,8 [GHz].

Cabe mencionar que para todas las simulaciones se utilizaron los parámetros correspondientes a los materiales que se usarán para la fabricación de las antenas. Para ello se creó un material personalizado en el software ANSYS Electronics Desktop con las características del filamento Electrifi el cual se configuró con una conductividad $\sigma = 16667 [S/m]$.

3.2.1 Dipolo 2,4 [GHz]

Las antenas dipolo son las más simples, económicas y prácticas en términos teóricos y de construcción, basta con un conductor, de un largo específico dependiendo de la frecuencia que se quiera transmitir y una corriente de excitación. Es por esto, que son altamente utilizadas en una gran cantidad de aplicaciones de la vida cotidiana, por ejemplo, radiodifusión, televisión, comunicaciones, etc.

Para poder simular el dipolo de $\lambda/2$ en una frecuencia de solución de 2,4 [GHz], obtener el patrón de radiación en 3D (Ganancia en decibeles) de la antena y las corrientes de superficie en los conductores del dipolo, primero se debe obtener el valor de λ para saber el largo del dipolo. Como la onda se transporta por el aire, se considera $\epsilon_r = 1$, por lo tanto el cálculo es el siguiente:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{2.4 \cdot 10^9 \text{ Hz}} = 0.1249 \text{ [m]} \quad (3-1)$$

Luego el largo del dipolo es de:

$$L = \frac{\lambda}{2} = 62.45 \text{ [mm]} \quad (3-2)$$

Entonces ocupando un “lumped port” como puerto de alimentación se construyó y simuló el siguiente dipolo mostrado en la Figura 3-8. Como se puede apreciar el máximo de la intensidad se encuentra en el centro del dipolo, observándose los mínimos en cada extremo, esto da cuenta que se trata de media longitud de onda.

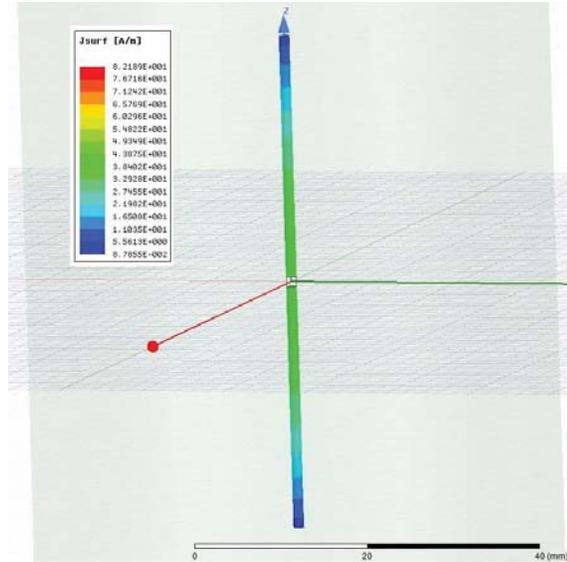


Figura 3-8: Modelo 3D del dipolo simulado, ilustrando la magnitud de las corrientes de superficie.

También por otro lado en la Figura 3-9, se observa el patrón de radiación en tres dimensiones. Se distingue claramente el patrón omnidireccional que se estaba esperando, al ser una antena de estas características, con un máximo en el centro de la antena y con nulos en los extremos.

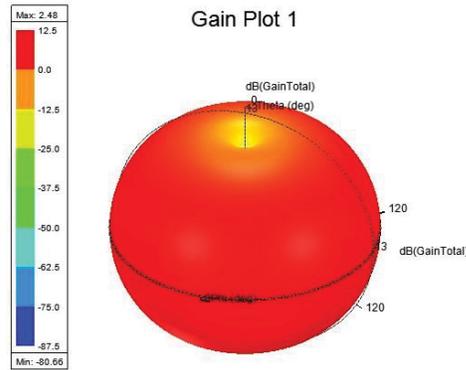


Figura 3-9: Patrón de radiación 3D del dipolo de largo $\lambda/2$.

Finalmente utilizando la herramienta que nos entrega HFSS se puede fácilmente crear el gráfico del parámetro S_{11} , o coeficiente de reflexión correspondiente a este dipolo, el cual queda ilustrado en la Figura 3-10.

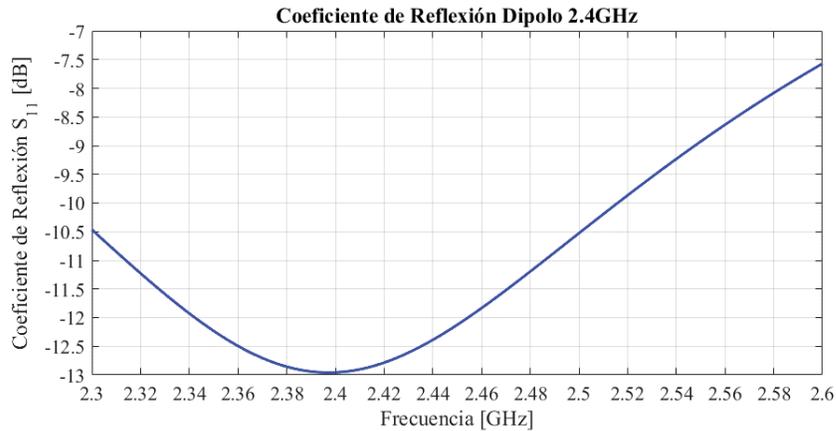


Figura 3-10: Coeficiente de reflexión dipolo.

Por ende, se concluye observando el coeficiente de reflexión (parámetro S_{11}) que la antena dipolo está adaptada para la frecuencia de operación de 2,4 [GHz] dado que se logra un valor de -13 [dB] a dicha frecuencia.

3.2.2 Antena parche 2,45 [GHz]

La tecnología microstrip está bastante presente en los tiempos actuales donde se busca llevar todo a una mínima expresión, ya sea de espacio, costo y sencillez. Muy utilizadas en aplicaciones donde se requiere que la antena ocupe el menor espacio posible, ya sea para utilización en la aviación, dispositivos móviles, satélites, aeronáutica, etc. Además al ser de tamaño pequeño permite trabajar a frecuencias elevadas del orden de las microondas y longitudes de ondas en torno a los milímetros.

En esta sección se simulará una antena de 2,45 [GHz] en el software ANSYS y así se podrán observar y comparar las distintas características de ella con la que se realizó en impresión 3D.

Para el diseño de las dimensiones de la antena, se recurre a la herramienta online de la empresa Pasternack ya mencionada anteriormente, dedicada a la fabricación de antenas, la cual permite ingresar los parámetros fundamentales del parche. El calculador arroja las dimensiones de la superficie conductora radiante correspondiente a la frecuencia de operación que también se ingresa como dato. En la Figura 3-11 podemos observar la herramienta entregada por la marca:

Microstrip Patch Antenna Calculator

Pasternack's **Microstrip Patch Antenna Calculator** determines the length and width (in millimeters) of a rectangular patch antenna.

Bookmark or "Favorite" this page by pressing CTRL + D.

Dielectric Constant	2.6	
Dielectric Height:	1.7	Millimeters
Operation Frequency:	2.4	GHz
Calculate		

Result:

Width: 46.55 mm
Length: 38.04 mm

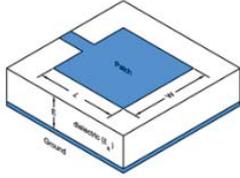


Figura 3-11: Calculador online de antenas parche de la marca Pasternack

Con la constante dieléctrica del plástico PLA utilizado como sustrato, la altura del mismo y la frecuencia de operación, el software nos entrega las dimensiones que debe tener el parche conductor.

Por otro lado, la alimentación de la antena parche se realiza por medio de una línea microstrip la cual entra frontalmente por la arista de mayor tamaño y se le otorga una profundidad de 10 [mm] para obtener una impedancia de 50 [Ω] y así lograr que la antena quede correctamente adaptada.

Teniendo las dimensiones ya definidas, se procede a realizar el modelo en tres dimensiones en el software de simulación ANSYS Electronics Desktop, el cual se puede ver en la Figura 3-12.

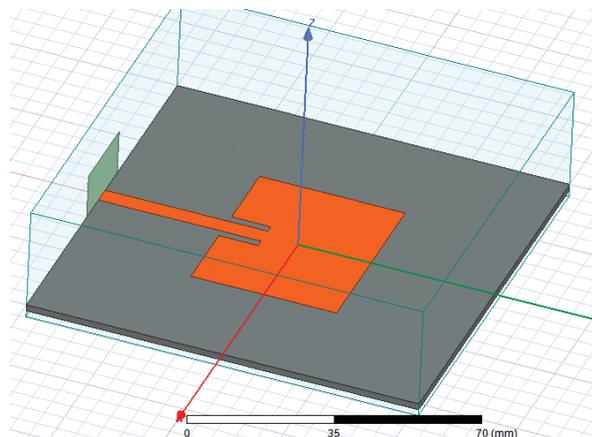


Figura 3-12: Modelo en 3D de la antena parche en la simulación.

Con este modelo en tres dimensiones correctamente diseñado, se simula el coeficiente de reflexión de la antena, el cual podemos observar en la Figura 2-3(a) como también el patrón de radiación Figura 2-3(b) en tres dimensiones como en los casos anteriores.

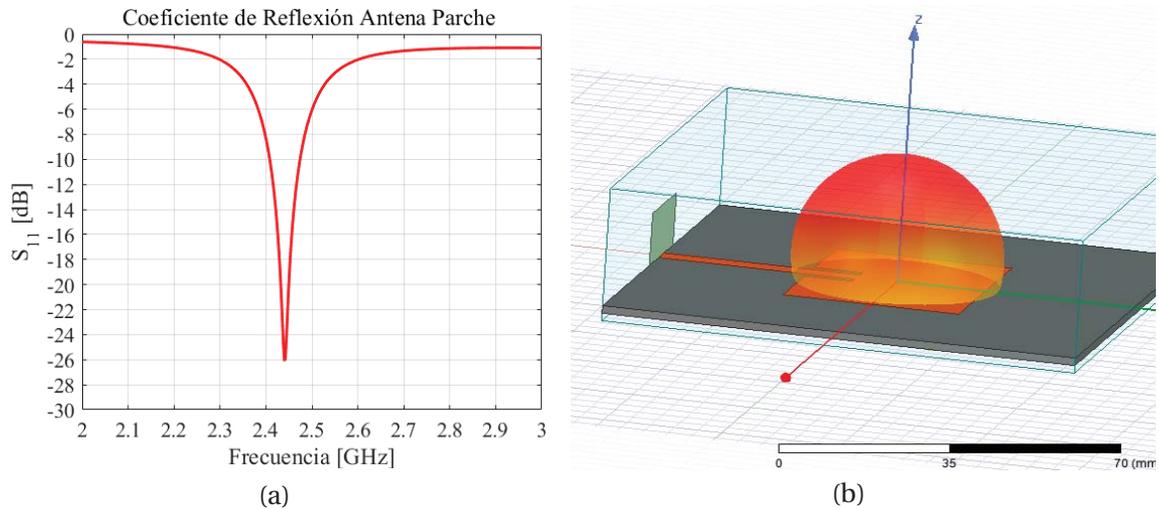


Figura 3-13: (a) Coeficiente de reflexión antena parche. (b) Patrón de radiación en 3D

También se pueden analizar los planos E y H en la Figura 3-14 como en los casos anteriores, así se pueden obtener los siguientes cortes en el espacio, para poder observar más claramente el patrón de radiación:

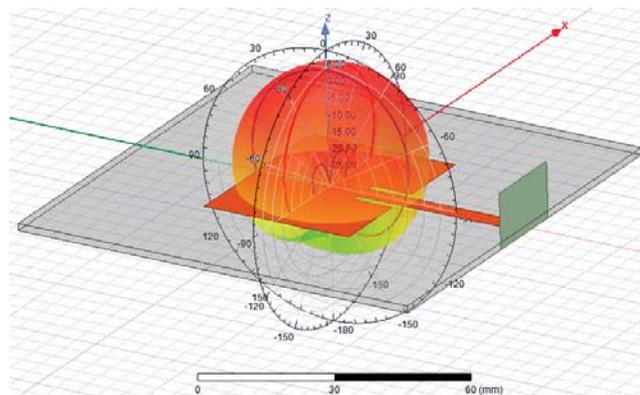


Figura 3-14: Cortes para obtener los plano E y H del patrón de radiación de la antena parche.

3.2.3 Bocina cónica cilíndrica 5,8 [GHz]

Las antenas de apertura se utilizaron de una manera amplia a partir de la segunda guerra mundial, con el desarrollo de los sistemas de radar y los sistemas de comunicaciones de microondas y actualmente las antenas cónicas cilíndricas en particular, se utilizan mayoritariamente en las antenas con reflectores. Las bocinas en el extremo de las guías de onda permite aumentar la directividad de la antena, esto es lo que se tratará en este trabajo y se analizarán los factores de dimensión de fabricación de una antena cónica cilíndrica.

Se diseñará en el software ANSYS Electronics Desktop una antena tipo cónica cilíndrica alimentada con una guía de ondas que transmitirá en una frecuencia de 5,8 [GHz] con una ganancia de $G = 12[dB]$.

Para el diseño de la antena cónica cilíndrica hay que tener en cuenta los siguientes parámetros físicos de construcción que se ilustran en la Figura 3-15.

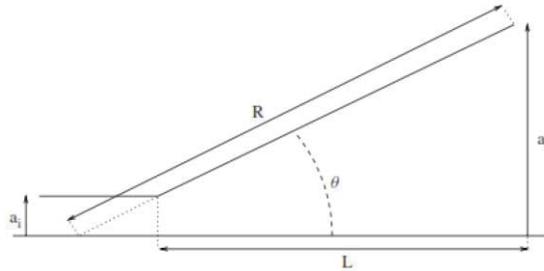


Figura 3-15: Dimensiones físicas de la antena de apertura.

Cada una de las dimensiones de la antena depende de la frecuencia de operación y de la ganancia con la cual se quiera diseñar. Teniendo en cuenta una ganancia de $G = 12 \text{ dB}$ y una longitud de onda de $\lambda_g = 51,69 \text{ [mm]}$, se calculan las dimensiones de la antena según las siguientes fórmulas, las cuales se extrajeron del mismo libro enunciado en la sección anterior para la antena cónica piramidal:

$$a_i = \frac{3 \cdot \lambda}{2 \cdot \pi} = 24,68 \text{ [mm]} \quad (3-3)$$

$$a_0 = \frac{\lambda}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\sqrt{10^{(G_{abi} + 2.91)/10}} \right] = 45,75 \text{ [mm]} \quad (3-4)$$

$$R = \frac{4 \cdot a_0^2}{3 \cdot \lambda} = 54,06 \text{ [mm]} \quad (3-5)$$

$$\theta = \arcsin\left(\frac{a_0}{R}\right) = 57,87 \text{ [}^\circ\text{]} \quad (3-6)$$

$$L = \frac{a_0 - a_i}{\tan \theta} = 13,25 \text{ [mm]} \quad (3-7)$$

Teniendo estas medidas ya se puede determinar las dimensiones de la antena para simularla, por lo tanto el diseño en tres dimensiones, con un corte en su eje de simetría por el plano ZY queda de la siguiente manera, ilustrada en la Figura 3-16:

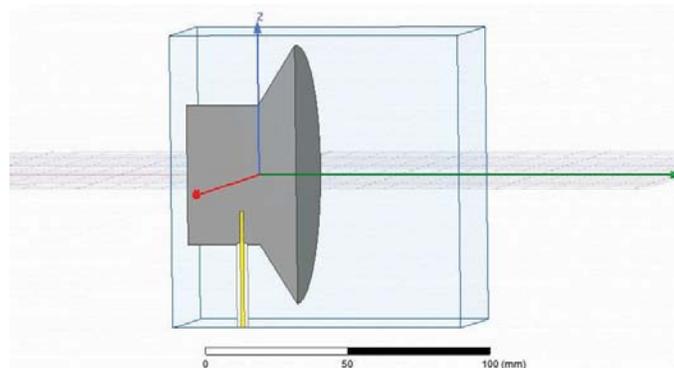


Figura 3-16: Vista en tres dimensiones de la antena diseñada, corte plano ZY.

Entonces ya teniendo la antena correctamente construida en el software, se pasa a simular con la excitación a la frecuencia de operación de 5,8 [GHz] a través de un cable coaxial cuya posición y tamaño del conductor de la alimentación se analizó exhaustivamente a lo largo de la guía de onda circular previa al cono, esto se debe a que modificando estos dos parámetros se logra una mejor o peor adaptación de la antena. Por otro lado el corte con el plano ZY se genera para efectos de la simulación, ya que como la antena es simétrica con respecto a ese plano, la simulación solo calcula el comportamiento electromagnético en ese volumen de la antena y luego lo replica simétricamente hacia el otro lado, optimizando así el tiempo de simulación.

Con todo esto definido se puede graficar el parámetro S_{11} , o coeficiente de reflexión en toda la banda de frecuencias de la guía de onda, se ilustra en la Figura 3-17:

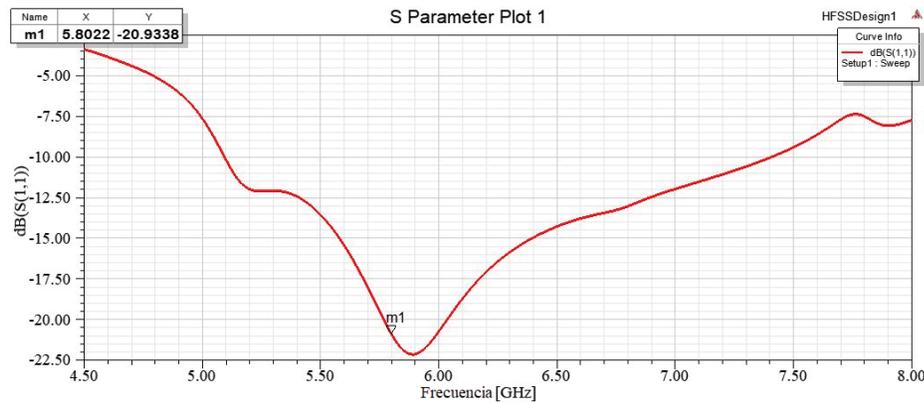


Figura 3-17: Coeficiente de reflexión de la antena simulada.

Como podemos observar, el parámetro S_{11} se encuentra bajo los -20 [dB] en la frecuencia de interés, esto quiere decir que se encuentra bien adaptada para la frecuencia a la que se diseñó y además presenta un ancho de banda que va desde los 5,1 [GHz] hasta los 7,4 [GHz] bajo la condición de adaptación de los -10 [dB].

El patrón de radiación en tres dimensiones que resulta de la antena simulada se ilustra en la Figura 3-18(a) y también podemos observar en la Figura 3-18(b) el mismo patrón de radiación pero en el plano polar con un corte transversal, así se aprecia de mejor forma la directividad de la antena.

Por los gráficos expuestos se concluye que la directividad es bastante direccional y solo irradia hacia la parte delantera de la apertura como era de esperarse. Se observan también pequeños lóbulos laterales y traseros, pero de mucha menor intensidad, por lo cual afectan en un muy bajo porcentaje a la potencia irradiada frontalmente.

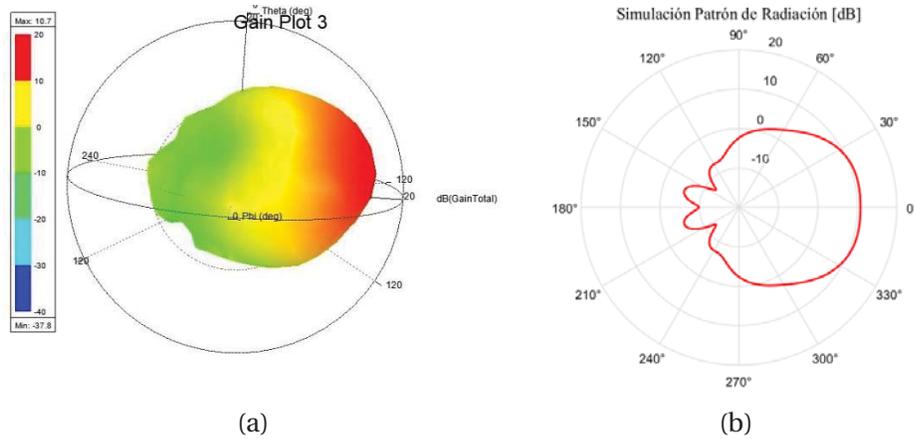


Figura 3-18: Patrón de radiación (a) En tres dimensiones; (b) Plano E (polar).

3.2.4 Bocina cónica piramidal 5,8 [GHz]

Como se vio en la sección 3.1.2, las dimensiones de la Tabla 3-1 se consiguen a través de las fórmulas que se enlistan a continuación desde la 3-8 hasta la 3-16.

Cada una de las dimensiones de la antena depende de la frecuencia de operación y de la ganancia con la cual se quiera diseñar. También como se dijo las medidas “a” y “b” representan la elección de la guía de onda rectangular escogida para la frecuencia a transmitir, en este caso 5,8 [GHz]. Según el rango estándar de bandas de frecuencias de guías de onda (www.microwaves101.com) la frecuencia utilizada en esta ocasión pertenece a la Banda F, que tiene un rango de frecuencia entre 4,9 y 7,05 [GHz], y los valores de “a” y “b” para esta banda son: $a = 40,386 [mm]$ y $b = 20,193 [mm]$. Luego teniendo en cuenta una ganancia de $G = 14,5 [dB]$ y una longitud de onda de $\lambda_g = 51,724 [mm]$, las dimensiones de la antena que aparecen en la Tabla 3-1 se calcularon de la siguiente forma:

$$G_l = 10^{G_{abi}/10} = 28,124 \quad (3-8)$$

$$A = 0.096 \cdot a \cdot G_l^{0.232} + 0.42 \cdot \lambda \cdot G_l^{0.503} - 0.93 \cdot b = 121,1 [mm] \quad (3-9)$$

$$R_H = A \cdot \sqrt{\frac{1}{4} + \left(\frac{A}{3 \cdot \lambda}\right)^2} = 112,1 [mm] \quad (3-10)$$

$$L_H = (A - a) \cdot \sqrt{-\frac{1}{4} + \left(\frac{R_H}{A}\right)^2} = 62,9 [mm] \quad (3-11)$$

$$D_H = \sqrt{R_H^2 + \left(\frac{A}{2}\right)^2} = 94,4 [mm] \quad (3-12)$$

$$B = \frac{1}{2} \cdot \left[b \cdot \sqrt{b^2 + 8 \cdot L_H \cdot \lambda} \right] = 91,4 [mm] \quad (3-13)$$

$$R_E = \frac{B}{2} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{B}{\lambda}\right)^2} = 92,8 \text{ [mm]} \quad (3-14)$$

$$L_E = (B - b) \cdot \sqrt{\left(\frac{R_E}{B}\right)^2 - \frac{1}{4}} = 62,9 \text{ [mm]} \quad (3-15)$$

$$D_E = \sqrt{R_E^2 - \left(\frac{B}{2}\right)^2} = 80,7 \text{ [mm]} \quad (3-16)$$

Teniendo estas medidas ya se puede realizar la simulación de la antena. Con las dimensiones anteriormente calculadas se realiza el modelo en 3D en el software ANSYS Electronics Desktop, la cual se puede observar en la Figura 3-19:

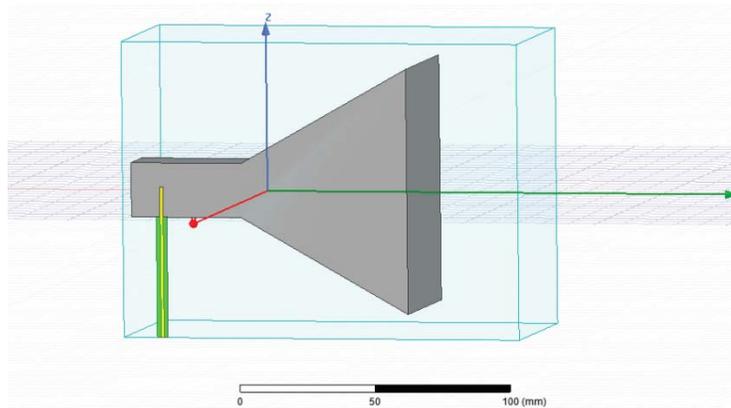


Figura 3-19: Modelo en tres dimensiones en el software de simulación.

Entonces ya teniendo la antena correctamente construida en el software, se pasa a simular con la excitación a la frecuencia de operación de 5,8 [GHz] a través de un cable coaxial cuya posición y tamaño del conductor de la alimentación, llamado alma, se analizó exhaustivamente a lo largo de la guía de onda rectangular previa al cono, esto se debe a que modificando estos dos parámetros se logra una mejor o peor adaptación de la antena a la frecuencia de operación. Por otro lado el corte con el plano ZY se genera para efectos de la simulación, ya que como la antena es simétrica con respecto a ese plano, la simulación solo calcula el comportamiento electromagnético en ese volumen de la antena y luego lo replica simétricamente hacia el otro lado, optimizando así el tiempo de simulación.

Con todo esto definido se puede graficar el parámetro S_{11} , o coeficiente de reflexión en toda la banda de frecuencias de la guía de onda, se ilustra en la Figura 3-20.

Como se puede observar, la antena se encuentra adaptada en toda la banda de la guía de onda.

Por otro lado también se puede observar el patrón de radiación en tres dimensiones, el cual se ilustra en la Figura 3-21.

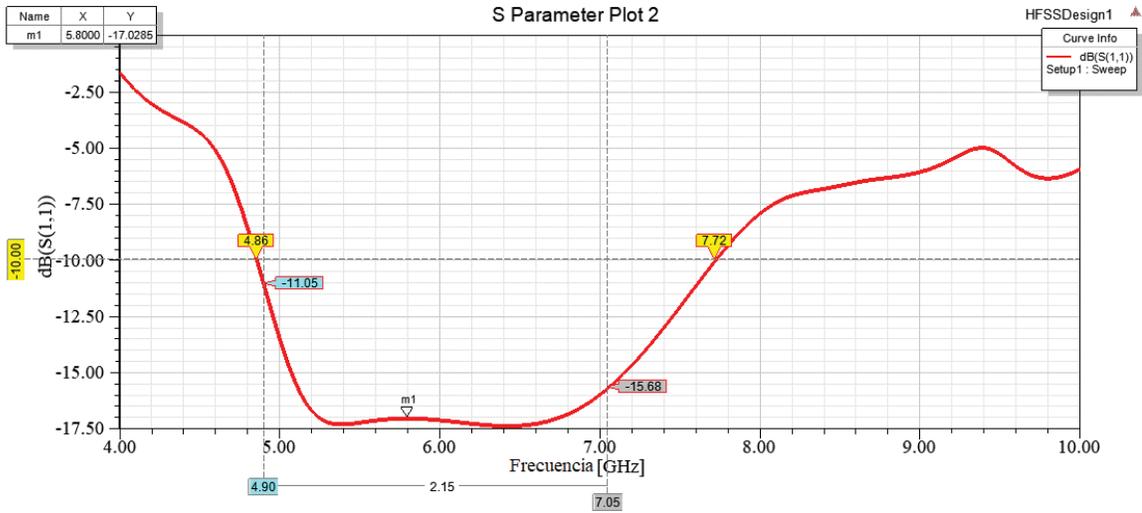


Figura 3-20: Coeficiente de reflexión de la antena cónica piramidal.

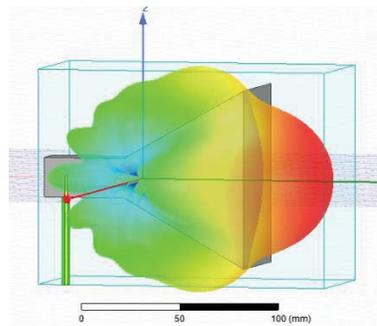


Figura 3-21: Patrón de radiación en 3D

Con este resultado se puede observar perfectamente que el patrón de radiación tiene una forma regular y directiva, tal como se espera que sea, pero además también se pueden realizar cortes con planos a este patrón de radiación, obteniéndose así los llamados planos E y plano H, sus nombres de deben a que las componentes de campo eléctrico y magnético se mueven en el espacio de los planos de corte. A continuación en la Figura 3-22 se ilustran los cortes perpendiculares entre sí, que dan origen a los ya mencionados plano.

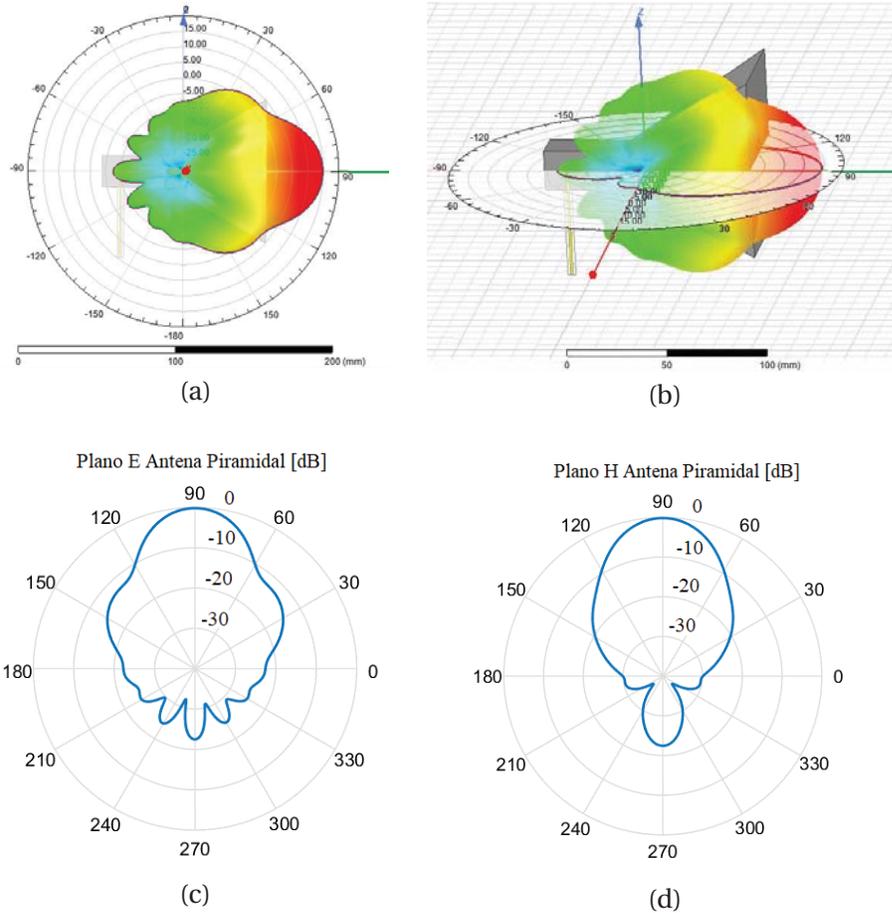


Figura 3-22: Planos de corte E (a) y H (b) del patrón de radiación. Intersección del plano E (c) y el plano H (d) con el patrón 3D.

Los resultados de ambos patrones son los que correctamente se esperaban, por lo tanto el diseño se da por aprobado y se preparará para la impresión 3D.

3.3 Implementación y resultados.

Al tener las medidas precisas de la construcción de las antenas diseñadas en la sección anterior de este trabajo, se procedió a imprimirlas obteniendo los siguientes resultados.

3.3.1 Impresión 3D Dipolo.

Cada varilla del dipolo se imprimió por separado, primero se intentó varias veces con PLA común (no conductor) para ajustar y calibrar parámetros de impresión. Dados los tres primeros intentos fallidos por imprimir el dipolo en forma vertical, se optó por imprimirlo en forma horizontal, así se lograron resultados bastante buenos. Por lo tanto se procedió a la impresión con el filamento conductor, el cual presentó prácticamente los mismos resultados superficiales que con PLA. El resultado final se puede apreciar en la Figura 3-23.



Figura 3-23: Dipolo impreso con Electrifi y montado en conector SMA.

Como se puede apreciar, en los extremos centrales del dipolo se crearon paralelepípedos en 90° para la correcta instalación al conector hembra SMA.

Para lograr una buena conexión eléctrica entre las varillas del dipolo y el conector, se calentaron los pines del SMA con el caudín lo que produjo una buena inserción en el filamento y por consiguiente una buena conexión eléctrica.

Luego de que el dipolo y el conector se enfriaran, se realizó la medición del coeficiente de reflexión con el VNA, los resultados se ilustran en la Figura 3-24:

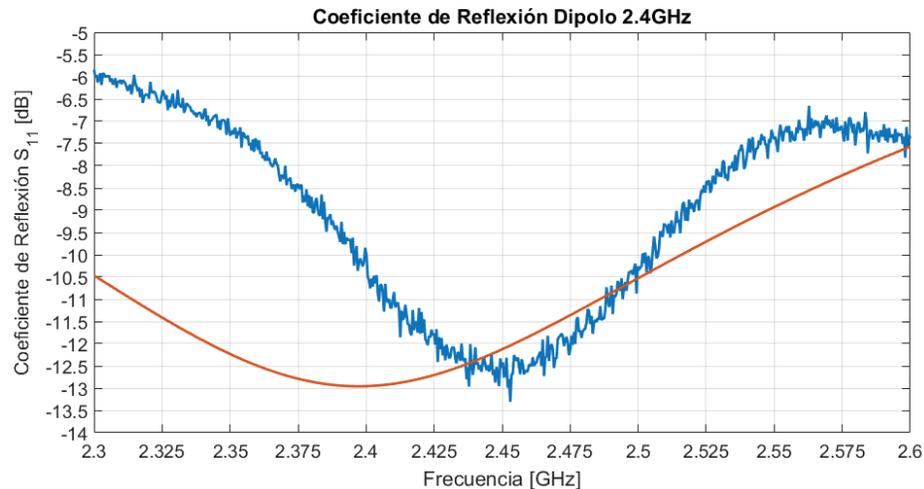


Figura 3-24: Coeficiente de reflexión dipolo impreso y simulación

Como se puede apreciar existe un pequeño corrimiento en la frecuencia de operación a la cual fue diseñado de 2,4 [GHz] como se ve en la simulación. El dipolo impreso quedó centrado en 2,45[GHz] es decir tuvo un corrimiento de 50 [MHz]. Pero aun así, no es lo suficiente para quedar desadaptada, ya que a la frecuencia de diseño, el coeficiente de reflexión tiene un valor de -10,5[dB], lo cual por los convenios de las antenas, a pesar del “frequency shift” obtenido la antena sigue adaptada.

3.3.2 Impresión 3D antena parche.

Se realiza el proceso de impresión de esta antena primeramente creando el sustrato con PLA plástico y luego dando un offset adecuado al eje Z de la impresora, se imprime sobre el mismo, la antena parche diseñada. Los resultados de la impresión quedan evidenciados en la Figura 3-25:

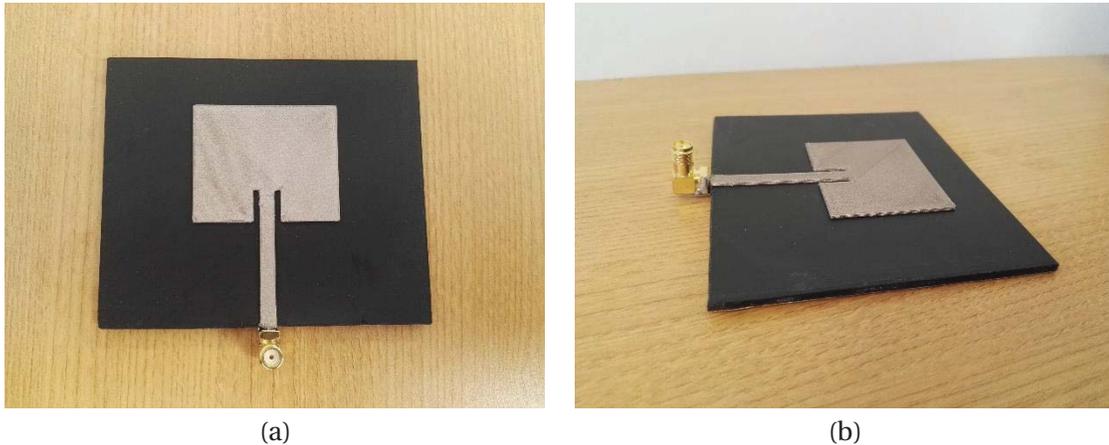


Figura 3-25: Resultado de la impresión 3D. (a) Vista Superior (b) Vista Lateral

Cabe señalar que se configuró el software Ultimaker Cura con la opción de desplazamiento llamada “Peinada, sobre todo”, este modo entrega mejores resultados de impresión, ya que genera el volumen con desplazamientos de un lado a otro y sin realizar movimientos extras que generen una contaminación en la impresión por las características del filamento.

Primeramente se pueden observar los resultados de la medición del coeficiente de reflexión, el cual se realizó con un VNA, éstos se ilustran en la siguiente Figura 3-26:

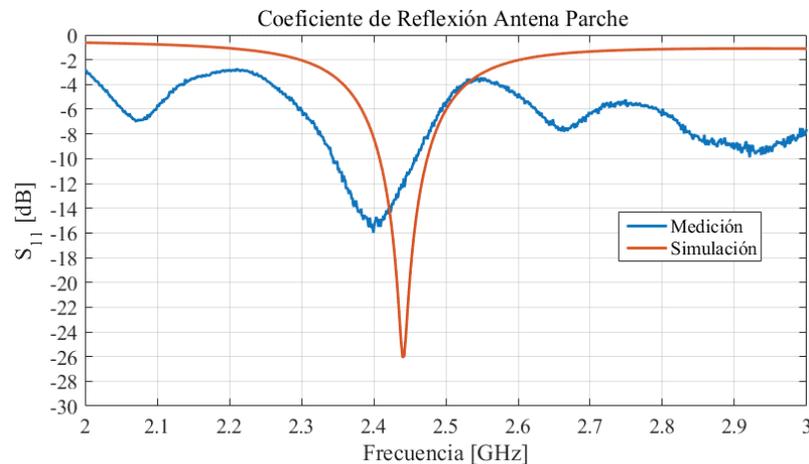


Figura 3-26: Coeficiente de reflexión de antena parche

Si bien el peak del S_{11} se corrió levemente hacia frecuencias más bajas, el valor del coeficiente de reflexión en la frecuencia de diseño sigue siendo menor a -10 [dB] por lo tanto, aún se concluye

que la antena está adaptada y funciona correctamente. Además también se observa un nivel de pérdidas considerablemente mayor que en la simulación, esto se puede deber a la composición física del filamento conductor, el cual se podría considerar que varía considerablemente con las diferentes impresiones 3D que se realizan.

Por otro lado, a esta antena se le realizaron mediciones de radiación en una cámara anecoica, la cual se encuentra en la Universidad Técnica Federico Santa María. Es una sala diseñada para absorber en su totalidad las reflexiones producidas por ondas acústicas o electromagnéticas en cualquiera de las superficies que la conforman (suelo, techo y paredes laterales). A su vez, la cámara se encuentra aislada del exterior de cualquier fuente de ruido o influencia sonora externa y además las cámaras anecoicas de radiofrecuencia son recintos con un blindaje metálico en sus paredes, emulando una jaula de Faraday. Así la sala emula las condiciones electromagnéticas que se darían en un campo libre, ajeno a cualquier tipo de efecto o influencia de la habitación fruto de dichas reflexiones y contaminación externa. Los resultados son bastante buenos con respecto a la simulación, con un error bastante bajo, por ejemplo, se tiene en la Figura 3-27, que los patrones de radiación de los distintos planos, son muy parecidos a los reales.

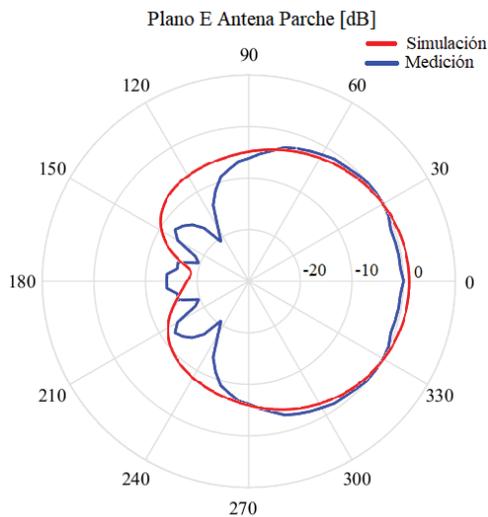


Figura 3-27: Comparación entre simulación y medición del plano E de antena parche.

Salvo por los lóbulos secundarios que difieren levemente en su magnitud, la forma general del patrón de radiación de la antena simulada es bastante similar al patrón de radiación medido en la cámara anecoica. Con esto también se concluye que la antena parche funciona correctamente y es completamente viable realizar cualquier otra con este medio de fabricación.

3.3.3 Impresión 3D bocina cónica cilíndrica.

Teniendo en cuenta el diseño anteriormente presentado, viene el proceso de adecuar la estructura y los parámetros de impresión para una correcta realización. Primero que todo se tiene que adecuar la estructura en la posición que se imprimirá teniendo en cuenta la geometría de ella y si se necesita un soporte adicional para secciones del cuerpo que presenten algún ángulo con

dificultad de impresión. En este caso como primer intento, se realizó la impresión con la antena hacia abajo y sin la tapa posterior para ahorrar el material de soporte interior, por lo tanto del modelo realizado en ANSYS se le retiró el sistema de alimentación quedando solo el agujero para insertarlo posteriormente y también se retiró la tapa trasera para imprimirla luego y adherirla al cuerpo de la antena después con pegamento, todo esto se puede observar en la Figura 3-28.

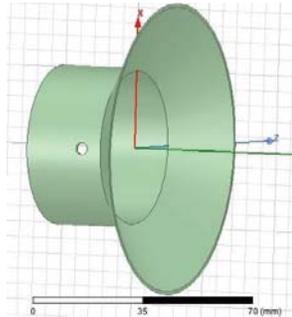


Figura 3-28: Modelo adecuado para la impresión.

Luego de tener el modelo adecuado, el archivo se pasa a formato “*.stl” para trabajarlo en el software de impresión Ultimaker Cura. Para esta antena, los parámetros relevantes que se utilizaron para la impresión de ella fueron los siguientes: la altura de capa se configuró en 0,25 [mm] que es la que viene por defecto para trabajar con Electrifi; la densidad del relleno quedó en 100% como primer intento; la densidad del soporte para la parte cónica de la antena se dispuso en un 20% y en patrón ZigZag. Con toda esta configuración, se dio paso a la impresión dando como resultado lo expuesto en la Figura 3-29.

Luego de tener la antena totalmente lista, se realizaron pruebas para corroborar que su desempeño se asemejara a las simulaciones con el software ANSYS Electronics Desktop, para ello primeramente se utilizó un VNA para medir su coeficiente de reflexión (S_{11}), cuyo resultado de la medición se observa en la Figura 3-30 junto con la simulación. Ambas gráficas son muy similares entre sí, incluso se puede observar un ancho de banda mayor en la antena impresa que en la simulación, corroborando el correcto diseño de la antena y como conclusión más importante se rescata la factibilidad de realización de antenas con un buen desempeño con el filamento Electrifi.

El siguiente paso para obtener el patrón de radiación es realizar pruebas en una cámara anecoica, en su interior, en un extremo de la sala, se instala la antena que se desea medir en una plataforma rotativa que gira en su propio eje vertical y también hace girar a la antena en su eje horizontal longitudinal a ella, este montaje se puede ver en la Figura 3-31(a). Y en el otro extremo de la cámara anecoica se posiciona una antena de referencia, Figura 3-31(b), la cual recibirá las señales emitidas por la otra.

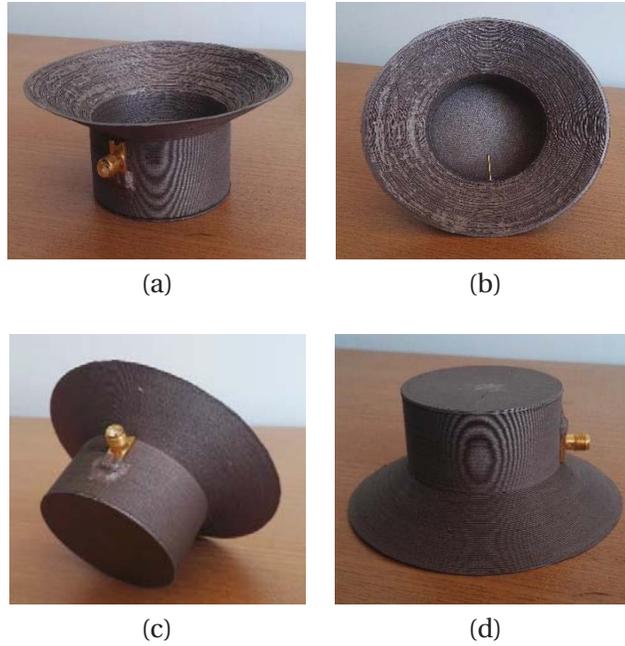


Figura 3-29: Vista (a) Diagonal; (b) Superior; (c) Trasera; (d) Invertida, de la antena impresa con Electrifi

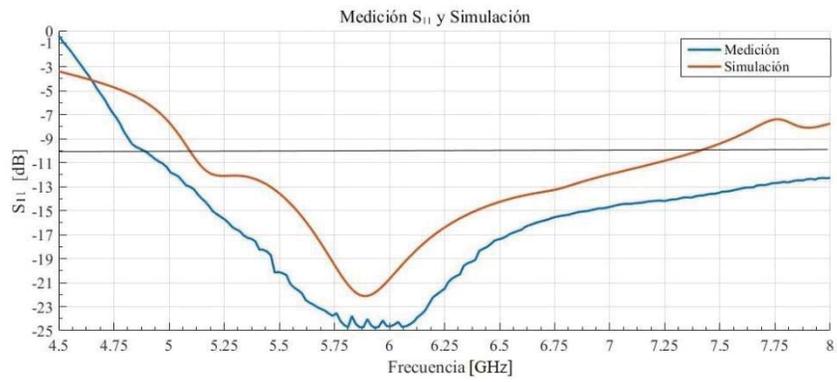


Figura 3-30: Medición S_{11} y simulación.

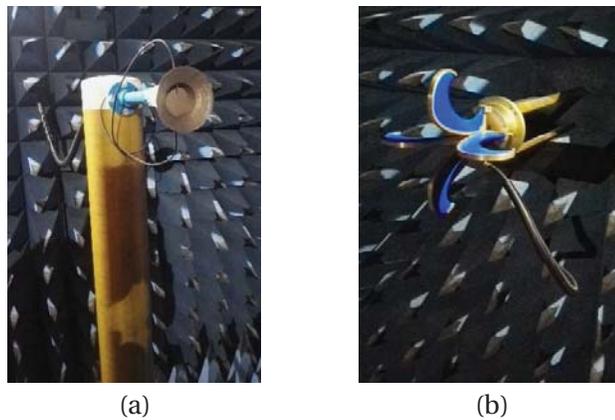


Figura 3-31: (a) Antena Cónica Cilíndrica instalada para medición de radiación; (b) Antena de referencia receptora

Cuando todo se encuentra en su lugar bien posicionado, la cámara anecoica configurada y calibrada se comienzan las mediciones. Primero se realiza la medición del patrón de radiación en el plano E, la cual se puede apreciar en la Figura 3-32(a) donde también se encuentra superpuesto el patrón de radiación obtenido en la simulación. Luego la antena se rota 90° con respecto a su eje longitudinal para medir la polarización cruzada que se puede apreciar en la Figura 3-32(b).

Se concluye del primer gráfico que el patrón de radiación de la simulación es muy similar al real medido en la cámara anecoica salvo por algunos lóbulos secundarios traseros casi despreciables y además la ganancia máxima es mayor en la medición llegando a 12 [dB] en contraste a la simulación que llega a los 10 [dB].

Por otro lado el máximo de la polarización cruzada se acerca a los -6 [dB] lo que implica que su potencia es un cuarto de la potencia irradiada frontalmente y en promedio aproximadamente se encuentra dentro de los -10 [dB] lo que implica un décimo de la potencia.

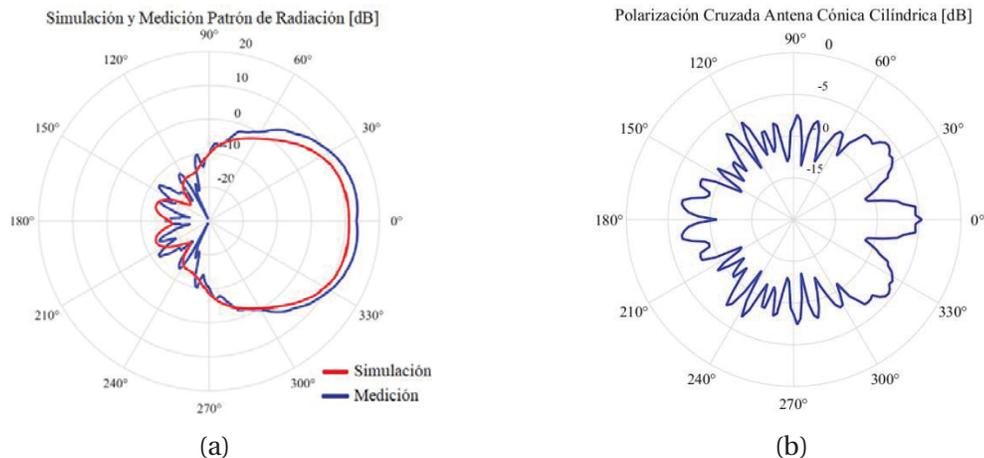


Figura 3-32: (a) Patrón de radiación (b) Polarización cruzada

3.3.4 Impresión 3D bocina cónica piramidal.

Al ser una antena de tamaño considerable para la impresora y para los rollos de filamento, se decidió hacer un pequeño análisis de algunas opciones de impresión como el espesor de la pared, el porcentaje de relleno y la cantidad de material que se utilizará con esa configuración. Para ello se consideró un espesor de pared de 1; 1,5 y 2 [mm] y un porcentaje de relleno de 100; 50 y 10%.

Con las configuraciones recién descritas se imprimió unas figuras de prueba para observar el comportamiento de estas variables, a continuación en la Figura 3-33 los resultados.

En función a los parámetros anteriores, se realizó un análisis con el programa de impresión Ultimaker Cura para observar la cantidad de material que se implementaría con cada configuración, así se tiene los resultados que podemos ver en la Tabla 3-2.

Como se puede observar, no existe diferenciación entre los espesores de 1 [mm] con distinta cantidad de relleno y además es muy similar a 1,5 [mm] de espesor con 10% de relleno al igual que 2 [mm] con la misma cantidad de relleno. Esto nos entrega un criterio de diseño con el cual se decidió optar por la primera opción como primer prototipo de la antena que es el que contiene menos material, por lo tanto será la peor condición que se podría lograr.

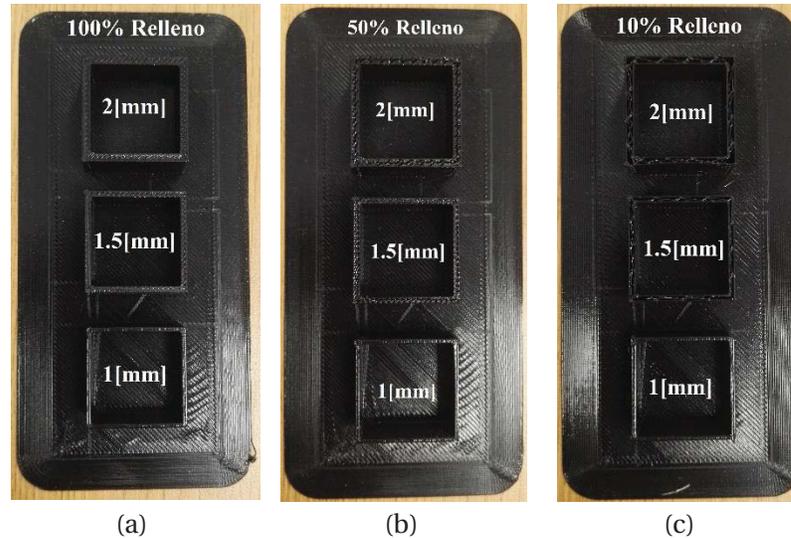


Figura 3-33: (a) 100% de Relleno. (b) 50% de Relleno. (c) 10% de Relleno.
De arriba a abajo pared de 2; 1,5 y 1 [mm]

Tabla 3-2: Cantidad de material empleado en la fabricación de la antena cónica piramidal

Espesor [mm]	% Relleno	Transición [g]	Cono [g]	Total Antena [g]
1	100	10	27	37
1	50	10	27	37
1	10	10	27	37
1,5	100	15	42	57
1,5	50	12	37	49
1,5	10	9	32	41
2	100	20	55	75
2	50	14	45	59
2	10	11	34	45

Finalmente se imprimió con esos parámetros y los resultados son los siguientes que se observan en la Figura 3-34.

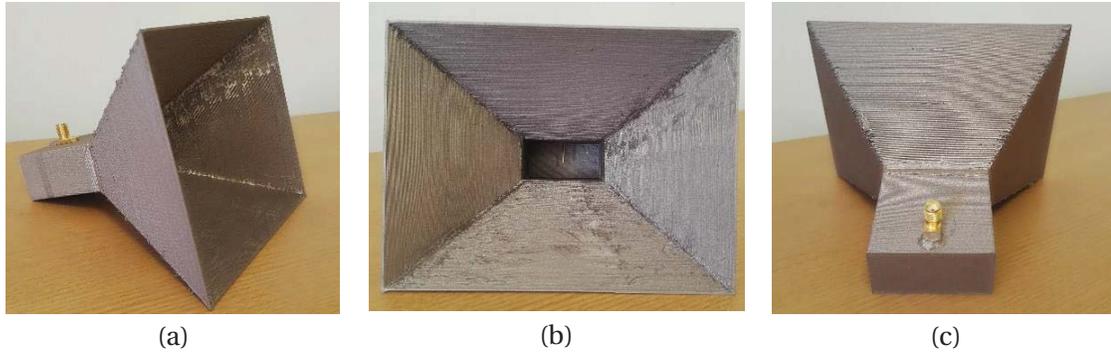


Figura 3-34: Antena cónica piramidal impresa (a) Vista Lateral (b) Vista Frontal (c) Vista Trasera

Teniendo la antena ya impresa y lista, se procedió a realizar mediciones en la cámara anecoica como se puede observar en la Figura 3-35.

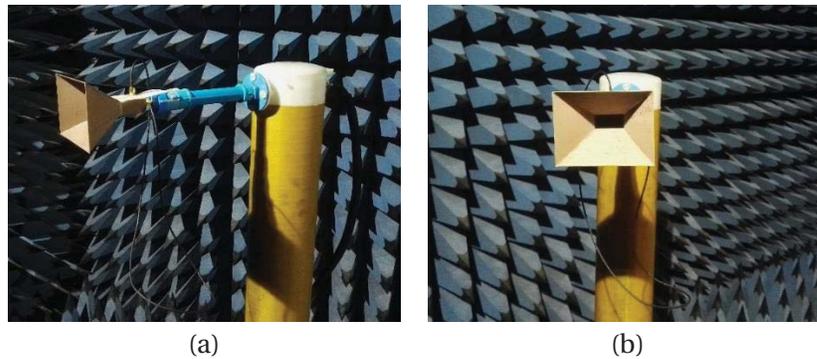


Figura 3-35: Montaje de la antena en la cámara anecoica. (a) Vista Lateral. (b) Vista Frontal.

Las mediciones que se le realizaron fueron para medir el patrón de radiación en dos dimensiones, es decir, el plano E y el plano H que se vieron anteriormente en la Figura 3-22. Los resultados son los siguientes que se pueden observar en la Figura 3-36.

Como observación se puede analizar la comparación entre ambas gráficas que se solapan en forma casi perfecta, es decir que los resultados son los esperados y se concluye que la antena funciona correctamente igual a la simulación realizada.

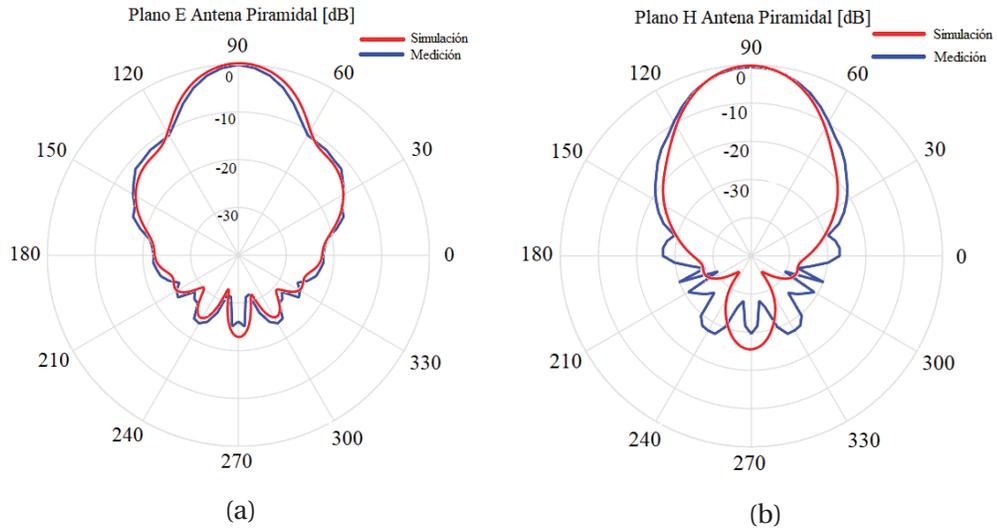


Figura 3-36: Comparación de simulación con medición (a) Plano E. (b) Plano H

Queda pendiente para una ocasión posterior la realización de la medición del coeficiente de reflexión por problemas de disponibilidad del instrumento VNA (Vectorial Network Analyzer), pero se estima que los resultados son buenos ya que la ganancia obtenida es prácticamente igual a la del diseño de la simulación.

Discusión y conclusiones

En la investigación previa se pudo comprobar que no existía documentación de trabajos anteriores realizados a través de la técnica de impresión 3D con el filamento conductor que se utilizaría en este trabajo, por lo tanto, eso implicó un primer desafío en términos de la validación de los resultados, ya que no se tiene un punto de comparación como referencia. Sin embargo, los artículos que presentaban realizaciones de antenas con otros tipos de filamento, dieron una base para tener en cuenta a la hora de analizar los resultados.

Se pudo apreciar con el método de resonancia del stub $\lambda/4$ que en el rango de medición al cual se puso a prueba la línea de transmisión con resonador, es decir, desde 0 hasta 3 [GHz] la permitividad relativa del material PLA se comporta de forma regular, es decir, no presenta una dependencia con la frecuencia significativa. Se calculó que para la componente fundamental y la tercera armónica el valor fue constante e igual a 2,5.

También con las mediciones obtenidas con el VNA del coeficiente S_{21} en las líneas de transmisión con el resonador, se pudo apreciar las pérdidas de conducción que agrega el uso del filamento conductor tomando como referencia una línea de cobre, observando una atenuación de -4 [dB] para el patrón ZigZag y -6 [dB] para el patrón de líneas paralelas. Esto quiere decir que los resultados obtenidos con el resonador, se concluye que el patrón del relleno en las líneas de transmisión si tiene una influencia en el comportamiento eléctrico.

Una de las conclusiones más importantes de este experimento es la casi independencia del porcentaje de relleno con respecto a la conductividad de la línea de transmisión. Este resultado implica un potencial ahorro de material para futuras impresiones 3D con el filamento Electrifi sin sacrificar rendimiento de conductividad.

Como se analizó en el capítulo 2, siempre se debe tener en cuenta la regla de diseño de los tres espesores de piel [10], ya que este parámetro afecta significativamente el rendimiento de la estructura eléctricamente hablando, como se pudo apreciar con las líneas de transmisión. Esta consideración toma mucha relevancia especialmente para el diseño de una antena parche, líneas de transmisión o circuitos impresos, es decir, todos aquellos modelos cuyo diseño presente alguna estructura plana en la cual sea del orden de magnitud del espesor de piel, que además también depende del tipo de material y la frecuencia de trabajo.

Analizando los resultados del dipolo, se puede concluir una justificación al corrimiento en frecuencia debido a alguna pequeña diferencia en el largo del dipolo, ya sea por característica intrínseca de la impresora o porque los extremos de las varillas del dipolo no eran perfectamente cilíndricas sino que quedaron levemente redondeadas. Esto pudo generar que el largo efectivo del dipolo haya sido afectado disminuyendo su largo milimétricamente, lo que generó que aumentara la frecuencia de radiación. Para contrarrestar esto, se propone para trabajos futuros agregar un 5% adicional de tolerancia en el largo del dipolo, con el objetivo de que la frecuencia resulte más baja que la diseñada, en esta situación es posible desgastar el largo del dipolo con algún elemento abrasivo como una lima, con el objetivo de acortar el largo de las varillas y así poder encontrar el tamaño adecuado para la frecuencia deseada. El monopolo no se implementó por motivo de que los resultados hubiesen sido los mismos que el dipolo en términos de radiación.

La antena parche resultó con un pequeño corrimiento en frecuencia contrario al dipolo, es decir, hacia las frecuencias bajas. La razón física de esto, se debe a que las dimensiones del rectángulo son levemente mayores a las que deberían haber sido. Lo anterior se origina debido a que el filamento se deposita en el sustrato directamente de la boquilla de la impresora, por lo tanto esto implica a que el offset del eje Z que se debe configurar debe ser el adecuado para que no exista una expansión lateral muy grande. Al contrario de la recomendación del dipolo, se recomienda disminuir las dimensiones en un 2% para contrarrestar el efecto de la expansión lateral al imprimir.

Los resultados de la antena cónica cilíndrica impresa 3D también fueron muy importantes, ya que se concluye que el material del filamento conductor es totalmente utilizable para realizar antenas sin sacrificar ningún tipo de rendimiento con respecto al comportamiento electromagnético en comparación a una de metal como la simulada en el software. Esto quiere decir que la impresión 3D de una antena de estas características, o como la piramidal, reduce significativamente los costos de fabricación o adquisición de una antena como estas. A continuación, se realizará un análisis cuantitativo con los costos de implementación de la antena piramidal con una antena que se puede encontrar en el mercado de las mismas características.

Como análisis de costos en referencia a la antena piramidal, se puede decir lo siguiente: si se ingresa al catálogo online de la marca Pasternack [31] una antena de similares características a la que se realizó con la impresora 3D cuesta alrededor de USD\$1.582, si se convierte a pesos chilenos son CLP\$1.099.490 (Dólar observado con fecha 02/01/2019). Por el otro lado, si se considera solo los materiales de construcción de la antena piramidal se llega a un valor de CLP\$40.000. Este es uno de los mayores motivos por los cuales se realizó este trabajo, el prototipado de antenas por medio de la impresión 3D es una de las mejores alternativas de bajo costo que existen para este tipo de propósito, ya que los costos de la antena implementada en este trabajo alcanza menos de un 4% del costo de la antena Pasternack, conjuntamente generando resultados a un nivel comparable a las antenas de metal que se encuentran en el mercado. Por otro lado, una característica no menor a considerar, es el peso de la misma. Si se tiene como referencia el mismo modelo de antena de la marca Pasternack mencionada anteriormente, se observa que en el Datasheet se declara un peso de 771,11 [g]. En cambio, como se observa en la Tabla 3-2, para la

antena piramidal impresa en 3D se utilizó 37 [g] de material y considerando el conector SMA la versión final tiene un peso menor a 50 [g], es decir un 6,48% del peso de la antena del catálogo. Por lo tanto, es importante destacar que el bajo peso, crea una gran oportunidad para ciertas aplicaciones en las cuales se necesite una antena de alta ganancia y muy bajo peso. Por ejemplo, en el área del aeromodelismo o en drones para el sistema de comunicación inalámbrica, ya sea para el control del mismo o para el envío de información la cual esté recopilando desde las alturas. Además por ser antenas personalizadas según el diseño que se quiera, se pueden crear formas convenientes para el montaje de las mismas.

En relación a los parámetros configurados en el software Ultimaker Cura, se puede concluir que la altura de capa con la cual se imprimieron los dispositivos de este trabajo (0,25 [mm]) genera una rugosidad superficial que no brinda ningún tipo de influencia sobre los resultados a las frecuencias de operación, ya que la menor longitud de onda con la cual se trabajó fue de 51,69 [mm] que corresponden a 5,8 [GHz], por lo tanto 0,25 [mm] se hacen despreciables para tal longitud de onda. Sin embargo al aumentar la frecuencia esta rugosidad si puede influenciar en el comportamiento electromagnético.

Dos de las variables que se analizaron en el capítulo 3 con respecto a la impresión de la antena cónica piramidal fueron el porcentaje de relleno y el ancho de la pared. Se decidió optar por la opción que presentara peores condiciones, es decir, con solo 1 [mm] de pared y 10% de relleno, el cual no tenía diferencia con el relleno al 100%. Los resultados como se vieron fueron bastante buenos, sin embargo, el punto en contra que podemos observar en esta estructura es su fragilidad y su facilidad con la cual se deforma. Es por esto que queda pendiente para trabajos futuros, realizar una antena similar con mayor firmeza estructural, agrandando el ancho de las paredes y modificando el porcentaje de relleno para poder comparar ambos resultados.

Como recomendaciones finales con la experiencia ganada en este trabajo, en el software CURA se sugiere el uso de la opción de desplazamiento llamada “Peinada” seleccionando el modo “En todo”. La opción de peinada mantiene el cabezal dentro de las áreas ya impresas al desplazarse. Esto ocasiona movimientos de desplazamiento ligeramente más largos, pero reduce la necesidad de realizar retracciones de filamento, ya que para el material Electrifi al generar una retracción el material continúa cayendo por el extrusor de forma indefinida, esto genera contaminación en las estructuras con el filamento que cae. Si se desactiva la opción de “Peinada”, el material se retraerá y el cabezal se desplazará en forma recta hasta el siguiente punto. Otra posibilidad es evitar la “Peinada” en áreas de perímetro superiores o inferiores peinando solo dentro del relleno.

Finalmente para una mejor adherencia a la placa de impresión se recomienda la opción “Borde” ya que esta opción genera un tipo de plataforma pequeña en la base de la estructura, la cual entrega una mayor adherencia y estabilidad de la estructura a imprimir. Además es muy fácil de retirar, por lo cual no entrega mayor problema.

Bibliografía

- [1] Frank W.Liou. "Rapid Prototyping and Engineering Applications. A Toolbox for Prototype Development." *CRC Press Taylor & Francis Group (2008). P 19 - 25.*
- [2] Milad Mirzaee, and Sima Noghianian. "3D Printed Antenna Using Biocompatible Dielectric Material and Graphene", Department of Electrical Engineering, University of North Dakota, USA. 2017 IEEE. 2543-2544.
- [3] Unai Armendariz, Simon Rommel, Sebastian Rodriguez, Idelfonso Tafur Monroy, Juan José Vegas Olmos. "Evaluation and Performance Analysis of 3D Printing Technique for Ka-Band Antenna Production". *2016 EuMa. 1259-1262.*
- [4] <https://www.multi3dllc.com/>
- [5] Alejandro T. Castro, Behrouz Babakhani, Satish K. Sharma. "Design and development of a multimode waveguide corrugated horn antenna using 3D printing technology and its comparison with aluminium-based prototype." *Antenna and Microwave Laboratory (AML), Department of Electrical and Computer Engineering, San Diego State University, USA.*
- [6] Qun Lou and Rui-xin Wu. Integrated printing stereo antenna with dual materials 3D printing technology. *ELECTRONICS LETTERS 8th February 2018 Vol. 54 No. 3 pp. 118–120*
- [7] Y.-H. Chou, M.-J. Jeng, Y.-H. Lee and Y.-G. Jan. "Measurement of RF PCB dielectric properties and losses. *St. John's University 499, Sec. 4, Tam King Road, Tamsui Taipei County, Taiwan 25137, R.O.C.*
- [8] Julien Hautcoeur, Franck Colombel, Mohamed Himdi, Xavier Castel, and Eduardo Motta Cruz. "Large and Optically Transparent Multilayer for Broadband H-Shaped Slot Antenna." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, VOL. 12, 2013. 1536-1225*

-
- [9] Jason R. Saberlin, Cynthia Furse. "Challenges with Optically Transparent Patch Antennas for Small Satellites". University of Utah, Salt Lake City, UT, 84112. ©2010 IEEE
- [10] Julien Hautcoeur, Larbi Talbi, Khelifa Hettak. "Feasibility Study of Optically Transparent CPW-Fed Monopole Antenna at 60-GHz ISM Bands". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, VOL. 61, NO. 4, April 2013.
- [11] Balanis C.A. "Antenna Theory, Analysis and Design" (1996).
- [12] Leal, Silvia (11 de noviembre de 2015). "*E-Renovarse o morir: 7 Tendencias tecnológicas para convertirte en un líder digital.*" LID Editorial. ISBN 9788483562703.
- [13] <https://www.sculpteo.com/blog/2017/03/01/whos-behind-the-three-main-3d-printing-technologies/>
- [14] <https://www.3dnatives.com/es/sinterizado-selectivo-por-laser-les-explicamos-todo>
- [15] <https://www.proto-pasta.com/collections/new-releases-favorites/products/conductive-pla>
- [16] <http://www.blackmagic3d.com/>
- [17] Sayan Roy, M. Bilal Qureshi, Sajid Asif, and Benjamin D. Braaten. "A Model for 3D-Printed Microstrip Transmission Lines using Conductive Electrifi Filament". *Department of Electrical and Computer Engineering North Dakota State University, USA*. 2017 IEEE. 1099-1100.
- [18] Majid Ahmadloo, and Pedram Mousavi. "A Novel Integrated Dielectric-and-Conductive Ink 3D Printing Technique for Fabrication of Microwave Devices". *TRTech, Edmonton, Alberta, T5K 2M5, Canada*. 2013 IEEE.
- [19] Majid Ahmadloo, and Pedram Mousavi. "Application of Novel Integrated Dielectric and Conductive Ink 3D Printing Technique for Fabrication of Conical Spiral Antennas" *TRTech, Edmonton, Alberta, T5K 2M5, Canada*. 2013 IEEE. 780-781.
- [20] Milad Mirzaee, Sima Noghianian, Lindsey Wiest and Isaac Chang. "Developing Flexible 3D Printed Antenna Using Conductive ABS Materials". *Department of Electrical Engineering and Technology. University of North Dakota, Grand Forks, ND, USA*. 2015 IEEE. 1308-1309.
- [21] C. H. J. Jenks, "Resistively Loaded 3D Printed Antenna for GPR Applications". *University of Bath, Claverton Down, Bath, BA2 7AY*. 2017 IEEE. 3444-3446

-
- [22] Unai Armendariz, Simon Rommel, Sebastian Rodriguez, Idelfonso Tafur Monroy, Juan José Vegas Olmos. "Evaluation and Performance Analysis of 3D Printing Technique for Ka-Band Antenna Production". *2016 EuMa*. 1259-1262.
- [23] <https://www.eeweb.com/tools/microstrip-impedance>.
- [24] G. Boussatour, P.-Y. Cresson, B. Genestie, N. Joly, and T. Lasri. "Dielectric Characterization of Polylactic Acid Substrate in the Frequency Band 0.5–67 GHz". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2018. 1531-1309.
- [25] Hayt, William H. (1989), *Engineering Electromagnetics* (5th ed.), McGraw-Hill, ISBN 0070274061.
- [26] Joseph Carr. "Practical antenna handbook". *McGraw-Hill* (2001). P 141
- [27] John L. Volakis. "Antenna Engineering Handbook". *4th Edition McGraw-Hill* (2007). P 14-18
- [28] <http://planetamaxwell.com/dimensiones-de-guias-de-onda-estandarizadas/>
- [29] <https://www.pasternack.com/t-calculator-microstrip-ant.aspx>.
- [30] Shannon, Robert; Johannes, James D. (1976). "Systems simulation: the art and science". *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*. 6(10). pp. 723-724.
- [31] <https://www.pasternack.com/standard-gain-horn-waveguide-size-wr159-15-db-gain-n-female-pe9860nf-15-p.aspx>

A Bocina Estandar Pasternack WR-159

En el siguiente apéndice se ilustra parte de la hoja de datos referente a la antena comercial de la marca Pasternack. En ella se puede apreciar que el rango de la frecuencia de operación es la misma que la impresa en 3D, su ganancia es prácticamente la misma y el peso es mayor a 10 veces al peso de la impresa en 3D.



WR-159 Waveguide Standard Gain Horn Antenna Operating From 4.9 GHz to 7.05 GHz With a Nominal 15 dB Gain N Female Input

Gain Horns with Waveguide to Coax Adapters Tech- PE9860/NF-15

Configuration

Design	WR-159 Standard Gain Horn
Pattern	Directional
Polarization	Linear
Coaxial Interface	N Female

Electrical Specifications

Description	Minimum	Typical	Maximum	Units
Frequency Range	4.9		7.05	GHz
Impedance		50		Ohms
Waveguide Standard Gain Horn				
Gain		15		dB
Horizontal Half Power Beam Width		30.8		Degrees
Vertical Half Power Beam Width		31.3		Degrees
Waveguide to Coaxial Adapter				
Input VSWR			1.25:1	

Mechanical Specifications

Size	
Weight	1.7 lbs [771.11 g]
RF Connector	
Type	N Female
Waveguide Interface	
Waveguide Size	WR-159

Figura A-1: Hoja de datos antena Pasternack