BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA

FACULTAD DE CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA

“ANTENAS DE MICROCINTA EN PAPEL BOND COMO SUBSTRATO DIELÉCTRICO”

TESIS

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

LICENCIADO EN CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA

PRESENTA:

C. JUAN PABLO IPATLÁN GALINDO

BAJO LA ASESORÍA DE:

DR. RICHARD TORREALBA MELÉNDEZ

M.C. EDNA ILIANA TAMARIZ FLORES

PUEBLA, PUE., FEBRERO 2025

AGRADECIMIENTOS

Quiero comenzar agradeciendo a la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla por brindarme la oportunidad de ser parte de su comunidad y por formarme en un entorno académico de excelencia, el cual me ha permitido crecer tanto profesional como personalmente.

Mi gratitud también la extiendo a la Facultad de Ciencias de la Electrónica por ofrecerme el espacio, las herramientas y los recursos necesarios desde mi inicio como universitario hasta el punto de culminar mi proyecto de tesis.

A todos mis docentes, gracias por su dedicación y por compartir sus conocimientos en cada clase. A mis compañeros de la carrera, por su apoyo y por todas las experiencias que vivimos juntos como alumnos.

Hago una mención especial y agradezco al programa de Becas de Proyectos VIEP 2024 por aceptar la solicitud de mi investigación y por el apoyo económico que me otorgó.

De manera puntual quiero agradecer profundamente a mis asesores, el Dr. Richard Torrealba Meléndez y a la M.C. Edna Iliana Tamariz Flores por su tiempo, orientación y constante apoyo durante todo el proceso de investigación. Sin su guía, este trabajo no habría sido posible.

A los compañeros del laboratorio de microondas de la FCE (R, N, E y LD) por sus consejos, por realizarme correcciones y sobre todo por brindarme su ayuda y en todo lo que estuvo a su alcance, su apoyo fue clave para hacer más ameno el tiempo que pasé allí.

Finalmente, y no menos importante, mi más sincero agradecimiento a mi familia, que ha sido mi mayor soporte en esta travesía, en especial a mi mamá, Patricia, por su paciencia, comprensión, y por siempre darme el apoyo que necesitaba. Y aunque haya algunos que ya no estén con nosotros, han dejado recuerdos y huellas imborrables, también a ellos, gracias por creer en mí.

ÍNDICE

LISTA DE FIGURAS ____ *V*

LISTA DE TABLAS ____ *VIII*

RESUMEN ____ *IX*

CAPÍTULO I ____ *1*

INTRODUCCIÓN ____ **1**

1.1 JUSTIFICACIÓN ____ **3**

1.2 OBJETIVOS ____ **5**

1.2.1 Objetivo general ____ 5

1.2.2 Objetivos específicos ____ 5

1.3 DESCRIPCIÓN/METODOLOGÍA ____ **6**

1.4 DIAGRAMA A BLOQUES DE LA METODOLOGÍA ____ **7**

1.5 DESCRIPCIÓN DE LA TESIS ____ **7**

CAPÍTULO II ____ *9*

INTRODUCCION ____ **9**

2.1 ANTENAS ____ **9**

2.2 TIPOS DE ANTENA ____ **12**

2.2.1 Antenas de alambre ____ 12

2.2.2 Antenas de apertura ____ 13

2.2.3 Antenas reflectoras ____ 13

2.2.4 Antenas de lentes ____ 14

2.2.5 Antenas de microcinta ____ 15

2.3 PARÁMETROS FUNDAMENTALES DE LAS ANTENAS ____ **17**

2.3.1 Diagramas de radiación ____ 17

2.3.2 Directividad ____ 19

2.3.3 Polarización ____ 20

2.3.4 Ancho de banda ____ 21

2.3.5 Ganancia ____ 21

2.3.6 Eficiencia ____ 22

2.3.7 Parámetros S y Coeficiente de reflexión ____ 23

2.4 TÉCNICAS PARA MEDIR PROPIEDADES DIELÉCTRICAS ____ **25**

2.4.1 Sonda de prueba coaxial con terminación abierta ____ 25

CAPÍTULO III ____ *28*

INTRODUCCIÓN ____ **28**

3.1 PROPIEDADES DIELÉCTRICAS DEL PAPEL 28
3.2 MÉTODOS DE ANÁLISIS PARA ANTENAS DE PARCHE DE MICROCINTA 29
3.2.1 Parche rectangular 30
3.3 DISEÑO DEL MODELO DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN 30
3.3 DISEÑO 32
3.3.1 Procedimiento de diseño (Parche radiador) 33
3.3.2 Análisis de un primer diseño 34
3.3.3 Diseños finales; cálculo de valores para el parche radiador (sustituyendo en formulas) 42
3.3.4 Cálculo de valores para la línea de alimentación (sustituyendo en formulas) 43
3.3.5 Herramientas computacionales de diseño 47
3.4 SIMULACIÓNES FINALES EN HFSS 47
3.5 ANTENAS FABRICADAS CON VALORES FINALES DE DISEÑO 53
3.6 CONCLUSIÓN 53
CAPÍTULO IV 54
INTRODUCCIÓN 54
4.1 RESULTADOS 54
4.1.1 Resultados finales de antenas 1 y 2 diseñadas con: $\boldsymbol{fr = 2.45GHz, \epsilon r = 1.8, h = 1.0\ y\ 1.6\ mm}$ respectivamente 55
4.1.2 Resultados finales de antenas 3 y 4 diseñadas con: $\boldsymbol{fr = 3.5GHz, \epsilon r = 1.8, h = 1.0\ y\ 1.6\ mm}$ respectivamente 56
4.2 CARACTERIZACIÓN DE ANTENAS 57
4.2.1 Medición y captura de datos de las antenas dentro de la cámara de Faraday 58
4.2.2 Diagramas de radiación 59
4.2.3 Comparación de diagramas de radiación: Mediciones experimentales en espacio libre Vs. Simulaciones 62
4.3 CONCLUSIÓN 63
CAPÍTULO V 64
INTRODUCCIÓN 64
5.1 CONCLUSIONES 64
5.2 TRABAJO FUTURO 66
APENDICE A: EQUIPOS DE LABORATORIO OCUPADOS PARA MEDICIONES 67
REFERENCIAS 69

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 Antena como elemento transitorio (Balanis, 2005) 10

Figura 2.2 Acoplamiento de Antena transmisora y receptora (Hernández Limón, 2016) 11

Figura 2.3 Circuitos equivalentes de antena en modo de transmisión (Balanis, 2005) 12

Figura 2.4 Antenas de alambre (Balanis, 2005) 13

Figura 2.5 Configuraciones típicas de reflectores (Balanis, 2005) 14

Figure 2.6 Antenas de lentes (Balanis, 2005) 14

Figura 2.7 Geometrías del parche de microcinta (Balanis, 2005) 15

Figura 2.8 Antena parche de microcinta rectangular y circular (Balanis, 2005) 15

Figura 2.9 Diagrama de radiación tridimensional en coordenadas esféricas (Balanis, 2005) 18

Figura 2.10 Patrón de antena representado en coordenadas polares y cartesianas (Cardama Aznar, et al., 2002) 19

Figura 2.11 Polarización lineal, elíptica y circular (Balanis, 2005) 20

Figura 2.12 Gráfica de ancho de banda de una antena (dB vs. GHz) 21

Figura 2.13 Red lineal de dos puertos y sus cantidades asociadas de entrada y salida 24

Figura 2.14 Esquema de implementación de la técnica de sonda coaxial en materiales sólidos (Quechol Elías, 2020) 26

Figura 2.15 Esquema de implementación de la técnica de sonda coaxial en materiales líquidos (Quechol Elías, 2020) 26

Figura 3.1 Medición de la permitividad relativa del papel mediante la técnica de sonda coaxial abierta 29

Figura 3.2 Antena de parche rectangular con línea de transmisión de microcinta (Balanis, 2005) 30

Figura 3.3 Línea de microcinta, líneas de campo eléctrico y geometría de la constante dieléctrica efectiva 31

Figura 3.4 Parche rectangular microstrip, longitud física y efectiva. 32

Figura 3.5 Simulación de Parámetros $S11$ en HFSS del primer diseño de antena 35

Figura 3.6 Fabricación de antenas 36

Figura 3.7 Comparación del coeficiente de reflexión de la primera antena, simulado en HFSS y medido en el VNA 37

Figura 3.8 Comparación del coeficiente de reflexión de la segunda antena, simulado en HFSS y medido en el VNA 38

Figura 3.9 Comparación del coeficiente de reflexión de la tercera antena, simulado en HFSS y medido en el VNA 38

Figura 3.10 Comparación del coeficiente de reflexión simulado y medido de la tercera antena con valores modificados 41

Figura 3.11 Simulación del coeficiente de reflexión de la primera antena con diferentes valores de ϵr 41

Figura 3.12 Interfaz del sitio web EmTalk, calculadora de parche y línea de microstrip 47

Figura 3.13 Interfaz del simulador HFSS (Project manager, Properties, Model and Design) 48

Figura 3.14 Simulación final en software HFSS del coeficiente de reflexión de la antena 1; $fr = 2.45GHz$, $h = 1.0$mm y $\epsilon r = 1.8$ 48

Figura 3.15 Simulación final en software HFSS del coeficiente de reflexión de la antena 2; $fr = 2.45GHz$, $h = 1.6$mm y $\epsilon r = 1.8$ 49

Figura 3.16 Simulación final en software HFSS del coeficiente de reflexión de la antena 3; $fr = 3.5GHz$, $h = 1.0$mm y $\epsilon r = 1.8$ 49

Figura 3.17 Simulación final en software HFSS del coeficiente de reflexión de la antena 4; $fr = 3.5GHz$, $h = 1.6$mm y $\epsilon r = 1.8$ 50

Figura 3.18 Simulación en HFSS de la distribución del flujo de corriente en las cuatro antenas finales: (a)Fr=2.45GHz, h=1.0mm; (b)Fr=2.45GHz, h=1.6mm; (c)Fr=3.5GHz, h=1.0mm; (d)Fr=3.5GHz, h=1.6mm 52

Figura 3.19 Antenas finales (de izquierda a derecha Antena 1,2,3 y 4) 53

Figura 4.1 Gráfica de comparación de los coeficientes de reflexión SIM vs. MED de la Antena 1; $fr = 2.45GHz$, $h = 1.0$mm y $\epsilon r = 1.8$ 55

Figura 4.2 Gráfica de comparación de los coeficientes de reflexión SIM vs. MED de la Antena 2; $fr = 2.45GHz$, $h = 1.6$mm y $\epsilon r = 1.8$ 56

Figura 4.3 Gráfica de comparación de los coeficientes de reflexión SIM vs. MED de la Antena 3; $fr = 3.5GHz$, $h = 1.0$mm y $\epsilon r = 1.8$ 56

Figura 4.4 Gráfica de comparación de los coeficientes de reflexión SIM vs. MED de la Antena 4; $fr = 3.5GHz$, $h = 1.6mm$ y $\epsilon r = 1.8$ ___ *57*

Figura 4.5 Proceso de caracterización de antena mircrostrip en la cámara de Faraday dentro del laboratorio de microondas de la FCE-BUAP ___ *58*

Figura 4.6 Analizador y generador de señales ocupados para el proceso de caracterización ___ *58*

Figura 4.7 Antena en posición inicial de 0° para obtener diagramas de radiación 59

Figura 4.8 Caracterización de antena mircrostrip en espacio abierto en el laboratorio de microondas de la FCE-BUAP ___ *60*

Figura 4.9 Diagramas de radiación en 3D de las cuatro antenas finales simulados en HFSS: (a)Fr=2.45GHz, h=1.0mm; (b)Fr=2.45GHz, h=1.6mm; (c)Fr=3.5GHz, h=1.0mm; (d)Fr=3.5GHz, h=1.6mm ___ *61*

Figura 4.10 Comparación Simulado vs. Experimental de los diagramas de radiación de las cuatro antenas finales: (a)Fr=2.45GHz, h=1.0mm; (b)Fr=2.45GHz, h=1.6mm; (c)Fr=3.5GHz, h=1.0mm; (d)Fr=3.5GHz, h=1.6mm ___ *63*

Figura A.1 Generador de señales Anritsu modelo MG3692C ___ *67*

Figura A.2 Analizador de señales Anritsu modelo MS2830A ___ *68*

Figura A.3 Analizador de redes vectoriales Anritsu modelo MS2830A ___ *68*

LISTA DE TABLAS

Tabla 3.1 Valores obtenidos del procedimiento de diseño para primera antena 34

Tabla 3.2 Datos obtenidos de la simulación de la tercera antena haciendo un barrido modificando el valor de h desde 0.5 hasta 1.5; con valor fijo de $\epsilon r = 2.34$ 39

Tabla 3.3 Datos obtenidos de la simulación de la tercera antena haciendo un barrido modificando el valor de h desde 0.5 hasta 1.5; con valor fijo de $\epsilon r = 1.840$

Tabla 3.4 Valores definitivos de los parámetros de diseño para las 4 antenas finales (expresados en mm) 46

Tabla 3.5 Cálculo y comparación entre simulación y medición de los anchos de banda $\Delta B - 10dB$ de la Antena 1 51

Tabla 3.6 Cálculo y comparación entre simulación y medición de los anchos de banda $\Delta B - 10dB$ de la Antena 2 51

Tabla 3.7 Cálculo y comparación entre simulación y medición de los anchos de banda $\Delta B - 10dB$ de la Antena 3 51

Tabla 3.8 Cálculo y comparación entre simulación y medición de los anchos de banda $\Delta B - 10dB$ de la Antena 4 51

RESUMEN

Dentro de este trabajo de investigación se realizan los procesos de diseño, simulación, medición y caracterización de cuatro antenas de parche rectangular de microcinta ocupando el método de análisis de línea de alimentación. Lo característico de estas antenas es que se ocupará el papel bond como sustrato dieléctrico en cada una de ellas; también se logran fabricarlas en diferentes grosores y hacerlas resonar en distintas frecuencias, con esto se pretende ubicar a las antenas en diferentes bandas de trabajo como la ISM y la 5G. Al cumplir con los objetivos de la tesis, después de que se hayan fabricado las antenas, se realizan los análisis correspondientes para obtener comparaciones y conclusiones referentes a las gráficas generadas de los parámetros *S*, los diagramas de radiación, etc. Los valores iniciales de diseño de las antenas son: un espesor $h = 1.0\ mm$ y otro de $h = 1.6\ mm$; con una constante dieléctrica $\epsilon_r = 2.34$ la cual fue sustituida a medio proceso de diseño por el valor de $\epsilon_r = 1.8$, y se tienen como frecuencias centrales de operación los 2.45 GHz y 3.5 GHz.

CAPÍTULO I

"INTRODUCCIÓN"

INTRODUCCIÓN

A lo largo de los años hemos presenciado diversos avances principalmente en la creación e instauración de sistemas de comunicación tanto alámbricos como inalámbricos para procesar todo tipo de información, los cuales han ayudado y facilitado diversas tareas y propósitos a fin por los cuales fueron desarrollados.

Es importante mencionar que el uso de antenas en distintos sistemas y dispositivos ha otorgado un amplio desarrollo dentro del campo de las comunicaciones inalámbricas, de tal manera que con el paso del tiempo se han consolidado de manera rápida cuando se trata de transmisión, recepción y monitoreo de datos.

Desde la creación de la antena de microcinta, en el mundo de las telecomunicaciones la demanda de su uso ha experimentado un notable aumento debido a sus características y funcionalidades sobresalientes como su bajo perfil, ligereza, montaje compacto y facilidad de integración con otros dispositivos (Estévez-Hidalgo & Marante-Rizo, 2019). Estas cualidades contribuyen a la disminución de precio en la implementación y fácil fabricación.

Se pueden encontrar fácilmente en aplicaciones donde el tamaño reducido es relevante, como es el caso de la aviación, aeronáutica, sistemas de radar y navegación, satélites, teléfonos y dispositivos móviles, Wi-Fi y sistemas de comunicación inalámbricos que se encuentran en altas frecuencias, principalmente en los rangos de microondas (Hernández Aquino, 2008), a

lo que resulta un alto grado de popularidad en variedad de aplicaciones y el número de usuarios es cada día mayor y va en crecimiento por lo antes ya mencionado.

No obstante, a pesar de los múltiples beneficios que ofrecen las antenas de microcinta, también hay que tener en cuentas sus limitaciones, las cuales pueden afectar su rendimiento en ciertos escenarios y entornos específicos. Algunas problemáticas son: la capacidad de manejar altos niveles de potencia, una radiación no deseada y sobre todo la presencia de un estrecho ancho de banda.

Un punto clave en las antenas de microcinta es el tipo de material con los que son fabricadas, estructuradas por tres componentes principales: parche, substrato y plano de tierra. El parche es colocado sobre el sustrato y es el que se comporta como la antena en sí; se pueden encontrar de diferentes geometrías, las cuales rectangular y circular son las más comunes, generalmente son fabricados de materiales conductores como el oro o el cobre. El sustrato es lo que separa el parche del plano de tierra y está hecho de cualquier material dieléctrico ya sea solidos rígidos que son de alta demanda de uso, o solidos flexibles que son de baja demanda de uso; Avances recientes resaltan el uso de diversos materiales como sustratos flexibles entre ellos encontramos la mezclilla, el fieltro, la fibra de vidrio y el papel (Biçer & Aydin, 2021). Por último, tenemos el plano de tierra que se coloca debajo del sustrato, es un área metálica que actúa como conductor y hace reflejar las ondas provenientes desde los otros componentes de la antena, juega un rol importante en la ganancia y la radiación (Electricity-Magnetism, 2024).

El uso del papel en sus diversas presentaciones como es el caso del papel bond, el cartón, el papel encerado y papel fotográficos etc. se han utilizado últimamente como sustrato (Raval, Khatavkar, & Patel, 2018), (Singh, y otros, 2023), existen ya trabajos que hacen uso del papel como sustrato (Ahmad, et al., 2023); algunos más relacionados a Sistemas multipunto de distribución y aplicaciones WiMAX (Dogusgen Erbas, 2022), otros en relación a la comunicación y adquisición de datos por medios de sensores principalmente para aplicaciones en el cuerpo humano por ejemplo sensores biomédicos portátiles (Jattalwar, Balpande, & Shrawankar, 2020), también existen antenas con chips contactless en UHF RFID (Alimenti, et al., 2011), por mencionar algunos.

El desafío principal en el diseño de antenas de microcinta está enfocado en calcular de forma exacta las medidas tanto del parche como del material dieléctrico, incluyendo anchos, grosores, y las constantes asociadas con el sustrato. Esto es fundamental para lograr una óptima y precisa respuesta en las frecuencias deseadas tanto en las simulaciones como en las mediciones de dichas antenas.

1.1 JUSTIFICACIÓN

Las antenas de parche tienen un desempeño simple pero muy efectivo. Es un dispositivo que en su forma más fundamental se puede vislumbrar como un elemento con 2 materiales conductores paralelos separados por un tercer material dieléctrico. Según sea el caso, los sustratos con los que se fabrican este tipo de antenas tienen diferentes propiedades y características que resultan ser criterios que decretan que una antena al ser expuesta a ondas de microondas o de radiofrecuencia presente un buen acoplamiento y que la energía electromagnética fluya y se distribuya de buena forma. Los sustratos se definen mediante los valores de su constante dieléctrica, su perdida tangencial y el grosor o altura que éste pueda tener. Existen sustratos de bajas pérdidas y de bajos costos los cuales se pueden ocupar para producciones masivas. Ejemplos de estos materiales pueden ser el vidrio, madera, cerámica, papel, materiales sintéticos, etc. (Rosero, 2019).

Este trabajo de investigación se enfocará en el uso del papel (bond) como sustrato, sobre todo con la finalidad de sacar mayor provecho y explotar las ventajas que de por sí ya nos ofrecen este tipo de antenas de parche de microcinta como lo son: 1.-La reducción de costos, el precio que tiene una hoja blanca, un pliego de pale bond, incluso un paquete de 500 hojas se pueden encontrar por debajo de los 90 pesos, a comparación con materiales como la cerámica ($1m^2$) o el FR4 (placa de 20x30cm) pueden tener un precio mayor de 100 pesos mexicanos; esta ventaja se puede notar desde la fabricación unitaria o en producciones masivas. 2.- La fácil fabricación e implementación de las antenas, es decir, no es necesario contar con herramientas sofisticadas o materiales poco comunes ni estar en un lugar altamente equipado, puesto que no hay que hacer algún tipo de placas, ni ocupar procesos como impresiones o planchado de circuitos, en los antes mencionados se ocupa el cloruro férrico por consiguiente siempre habrá desechos en estos procesos, y al optar por el papel como sustrato solo es

cuestión de cortarlo a las medidas de diseño ocupando unas tijeras o un cutter, para los planos de tierra y los parches solamente necesitamos copper tape (cinta de cobre) y al igual que el papel solo con tijereas se puede cortar. 3.-Manejar un perfil bajo, con el uso del papel no llamaremos tanto la atención al momento de algún montaje o arreglos con varias antenas aquí podemos incluir la diferencia de peso entre el papel que es ligero contra otros materiales más robustos; por ejemplo, una antena (7x5cm) ya fabricada en papel esta entre los 4-5 gramos y una con material FR4 (mismas dimensiones) ronda en los 12 gramos. Se hace mención de que existen diferentes marcas y fabricantes del papel y estas pueden presentar variaciones tanto en el tamaño como en el precio de sus productos y se ven reflejados en un ambiente comercial.

Destacando más propiedades del papel como sustrato flexible tenemos: La durabilidad: es decir, que puede cumplir sus funciones un largo periodo de tiempo, no se deteriora; Es resiliente y flexible, capaz de regresar a su forma original después de haber sido curvado o deformado temporalmente; Es ecológico, amigable y compatible con el medio ambiente, se recicla; Amplia variedad en tipos de papel, existen muchas marcas y empresas que producen este tipo de sustrato y la mayoría tienen las mismas características en cuanto a peso y tamaño.

Dado todo lo mencionado anteriormente, el papel se convierte en uno de los sustratos más interesantes para el desarrollo de antenas de microcinta (Anta Félix, Cobo Rodríguez, & Gil Galí, 2020). Además, al igual que cualquier otro material dieléctrico, el papel posee características específicas como la constante dieléctrica y la pérdida tangencial, las cuales también respaldan la conclusión de que el papel bond es un sustrato idóneo para diseñar antenas sobre él. Y para tener un parámetro de referencia con respecto a la permitividad del papel, se opta por la caracterización de sus propiedades dieléctricas. Dentro de las investigaciones que se han encontrado demuestran que el papel mantiene sus propiedades y características y en caso de presentar alguna variación, ésta llega a ser mínima incluso en diferentes presentaciones como el papel fotográfico, laminado o el transparente (Kumari & Gupta, Super Ultrawideband Planar Inverted F Antenna, 2019), (Kumari & Gupta, Compact Ultra-Wideband Planar Inverted F Antenna on Laminated, 2023); al igual que cuando es expuesto con otros materiales como pegamento, cintas adhesivas, tinta, el papel mantiene su

forma y tamaño, hasta cuando se coloca en un ambiente húmedo o caluroso el papel puede tolerar a tal grado estas condiciones.

Finalmente, las frecuencias de diseño de las antenas en esta tesis serán la de 2.45 GHz y 3.5 GHz, son dos frecuencias atractivas para trabajar. La primera se encuentra en la banda ISM que está destinada a ser usada por dispositivos que no interfieran significativamente con otros servicios de radiodifusión y comunicación, no requieren licencias para su uso, lo que permite un acceso más libre a tecnologías que operan en estas frecuencias; además de ser una banda abierta y destinada para el uso industrial, científico y médico; en los últimos años esta banda se ha vuelto muy popular pues también podemos encontrar algunas otras frecuencias que hoy en día tienen una alta demanda de uso en los dispositivos más comunes como el Bluetooth (Gorla, Amirisetti, Teja, & Karthik, 2016). Por otro lado, en los tiempos que corren en México se está licitando la banda de los 3.5 GHz para la quinta generación de las comunicaciones mejor conocida como la 5G y será destinada a servicios móviles, servicios de banda ancha fija y servicios de telefonía fija (De León, 2022).

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivo general

- Diseñar dos antenas de microcinta usando papel bond como substrato en las frecuencias de 2.45 GHz y 3.5 GHz.

1.2.2 Objetivos específicos

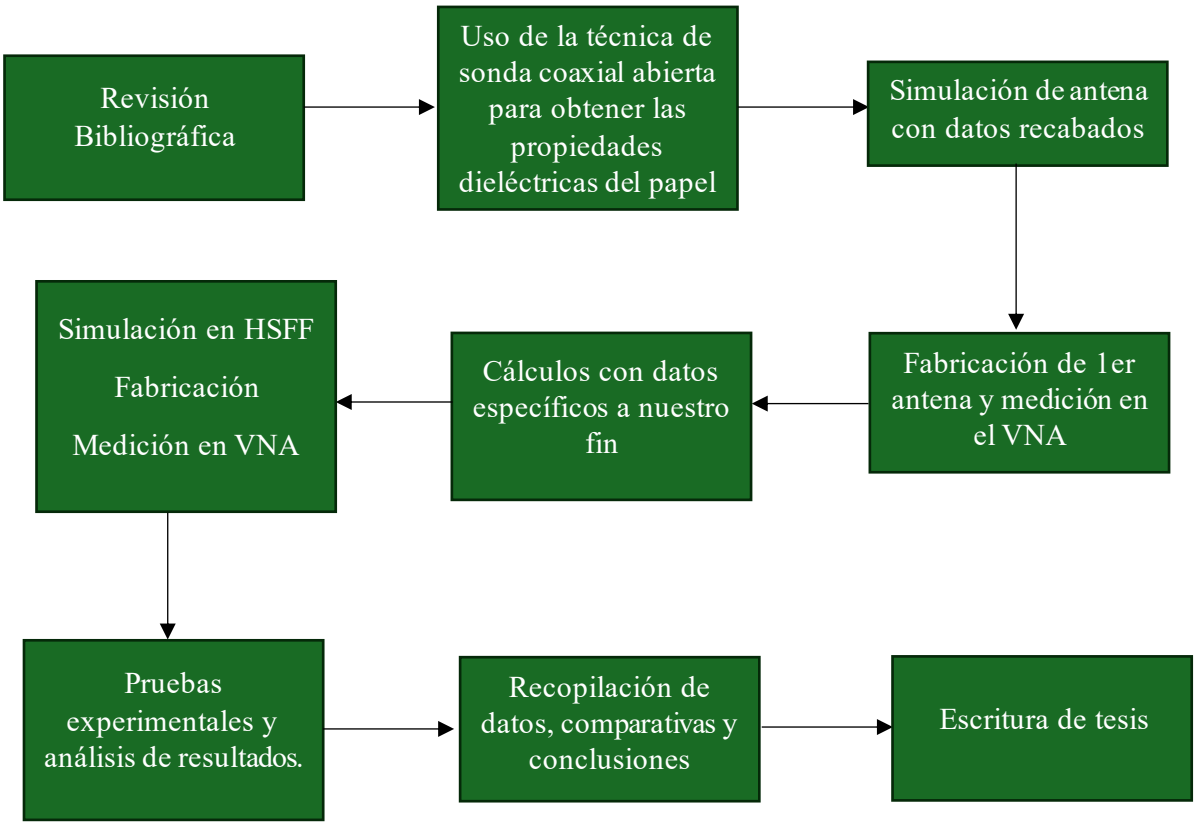
- Usar la técnica de sonda coaxial abierta para tener una aproximación de las propiedades dieléctricas del papel bond usado.
- Diseñar y fabricar una antena parche de microcinta usando el papel bond como substrato a una frecuencia de 2.45 GHz.
- Caracterizar la antena mediante la medición de su coeficiente de reflexión.
- Realizar un análisis paramétrico para ajustar el valor de la permitividad.

- Diseñar, simular y fabricar cuatro antenas de parche de microcinta con el valor parametrizado de la permitividad a 2.45 GHz y 3.5 GHz con un grosor del substrato de 1.0mm y 1.6mm.
- Caracterizar las antenas mediante la medición de su coeficiente de reflexión.

1.3 DESCRIPCIÓN/METODOLOGÍA

El presente trabajo dio inicio con una revisión bibliográfica de Antenas de parche de microcinta que utilizaban el papel como sustrato, su finalidad fue la de recopilar datos relevantes que aportaron de manera significativa en la investigación. La búsqueda se enfocó en artículos de antenas de parche rectangular diseñadas a trabajar a frecuencias centrales lo más cercanas a 2.4 o 2.45 GHz. Por medio de la técnica de sonda coaxial abierta se determinaron valores aproximados de las características dieléctricas del papel que se ocupó en esta tesis, de ese mismo modo se realizó una comparación de dichos resultados con los de las investigaciones previamente revisadas. Una vez que se comprendieron todos los parámetros que engloban el diseño y comportamiento de las antenas de parche, se utilizó la herramienta HFSS del software Ansys Electronics y se procedió a la simulación de una primera antena replicada con la información que se obtuvo de las primeras referencias, después, la antena se fabricó y se midió de manera física en el VNA (Vector Network Analyzers) del laboratorio de microondas de la FCE; con el único fin de validar los datos que contenían dichas referencias. Se hizo una comparación de los resultados, si estos eran los esperados entonces se continuaría de manera satisfecha con lo realizado hasta ese momento, de lo contrario se procedería a realizar los análisis paramétricos pertinentes tanto en las simulaciones como en las mediciones físicas. Posteriormente se revisó el libro Antenna Theory Analysis and Design 3rd edición, del cual se obtuvieron las ecuaciones que se ocuparon para los cálculos de las dimensiones que requirió nuestra antena en particular la cual se diseñó para trabajar en las frecuencias de 2.45 y 3.5GHz. Una vez que las simulaciones cumplieron con el comportamiento deseado, se fabricaron para corroborar y hacer una comparativa “simulación Vs. experimental” en las cuales se destacó la ganancia obtenida en los diseños, los anchos de banda, los diagramas de radiación, los flujos de corriente, etc. y así, se procedió a obtener conclusiones. Se caracterizaron las antenas y para finalizar se escribió la tesis.

1.4 DIAGRAMA A BLOQUES DE LA METODOLOGÍA



1.5 DESCRIPCIÓN DE LA TESIS

Esta tesis queda organizada de la siguiente manera:

El **Capítulo II** contiene en su mayoría la parte teórica de las antenas, se introducen conceptos básicos y ofrece una detallada descripción de las principales características y parámetros fundamentales de las antenas como ganancia, polarización, diagramas de radiación entre otros. Al final del capítulo se hace mención sobre las técnicas para medir propiedades dieléctricas.

El **Capítulo III** está enfocado en el diseño de una antena de parche rectangular de microcinta, se desglosa el procedimiento paso a paso para obtener los valores y dimensiones del parche, se detallan los cálculos realizados, también se realizan diversos análisis de lo encontrado en el proceso, por último, se determina las medidas para las simulaciones y la correspondiente fabricación de las antenas.

El **Capítulo IV** hace referencia al análisis de resultados experimentales que se obtuvieron después de haber fabricado las antenas de microcinta, al igual que comparaciones de simulaciones vs. mediciones. Se detalla el procedimiento para caracterizar una antena y de cómo obtener los diagramas de radiación. Posterior a eso, se realizan comparaciones con los resultados en un ambiente real vs. las simulaciones generadas.

Por último, dentro del **Capítulo V** se plantean las conclusiones generales que se obtuvieron a lo largo de esta tesis. De igual manera se proponen ideas para futuros trabajos relacionados a la investigación descrita en este artículo.

CAPÍTULO II

"TEORIA DE ANTENAS"

INTRODUCCION

Las antenas se han convertido en dispositivos indispensables cuándo se trata de los sistemas de comunicaciones inalámbricos. Mas allá de la transmisión y recepción de información, en la mayoría de los sistemas inalámbricos sofisticados, las antenas son requeridas con normalidad para realzar y enfatizar la energía que el sistema radiará en una dirección y reducirlas en otras. Por esta razón, una antena además de ser un dispositivo de sondeo también necesita funcionar como un elemento direccional. Para cubrir una necesidad en particular, es necesario que tomen diferentes formas físicas por ejemplo un pedazo de cable, una lente, un reflector, un parche, incluso juntar varios elementos en forma de arreglos o matrices.

2.1 ANTENAS

El Diccionario Webster (Merriam-Webster, n.d) define una antena como: "un dispositivo usualmente metálico (como una barra/varilla o cable) para irradiar o recibir ondas de radio" (Balanis, 2005). La definición estándar para el término antenas del Instituto de Ingenieros en Eléctrica y Electrónica (*Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE*) define a la antena como: "un medio para irradiar o recibir ondas de radio" (IEEE, 1983). En otras palabras, la antena se puede considerar como un elemento de cambio entre el espacio libre y una línea de transmisión, la Figura 2.1 ilustra lo antes mencionado (Balanis, 2005).

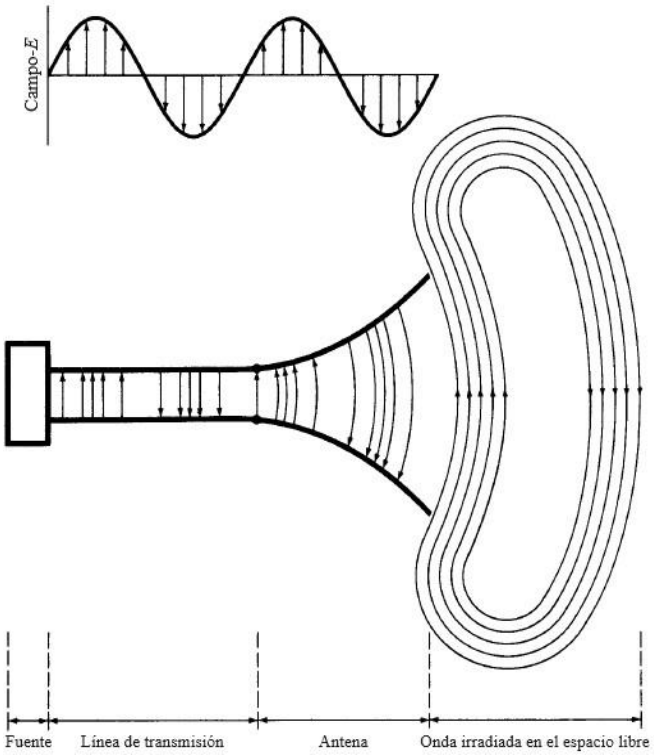


Figura 2.1 Antena como elemento transitorio (Balanis, 2005)

Una línea de transmisión logra adquirir la forma de una guía de onda y es ocupada para trasladar energía electromagnética de una fuente transmisora a la antena, o la que va de la antena al receptor.

Se observa en la Figura 2.2 como una señal que sale de un generador es llevada mediante una línea de transmisión hacia una antena la cual está a cargo de difundir la señal en forma de onda electromagnética para el espacio libre.

En las antenas receptoras, las ondas que llegan de diferentes direcciones como la energía eléctrica está destinada a ser transformada por la antena hacia el recetor en forma de datos.

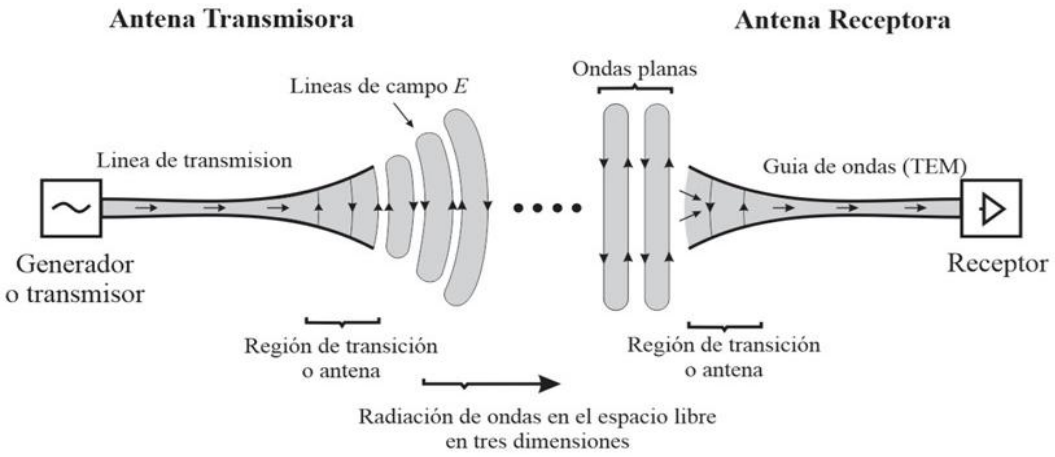


Figura 2.2 Acoplamiento de Antena transmisora y receptora (Hernández Limón, 2016)

El equivalente de Thevenin de la línea de transmisión del sistema de la Figura 2.1 es mostrado en la Figura 2.3 en el cual un generador ideal representa una fuente, la línea de transmisión es representada por una línea con impedancia característica Z_c, y la antena está representada por una carga Z_A $[Z_A = (R_L + R_r) + jX_A]$ conectada a la línea de transmisión, en la Figura 2.3 también se muestran los circuitos equivalentes de la antena de Thevenin y Norton (Balanis, 2005). R_L que es la resistencia de carga, es ocupada para expresar las pérdidas dieléctricas y de conducción relacionadas a la organización de la antena. Por otro lado, la *resistencia de radiación* R_r es ocupada para mostrar la radiación de la antena. La reactancia X_A muestra la parte imaginaria de la impedancia relacionada a la radiación de la antena (Balanis, 2005).

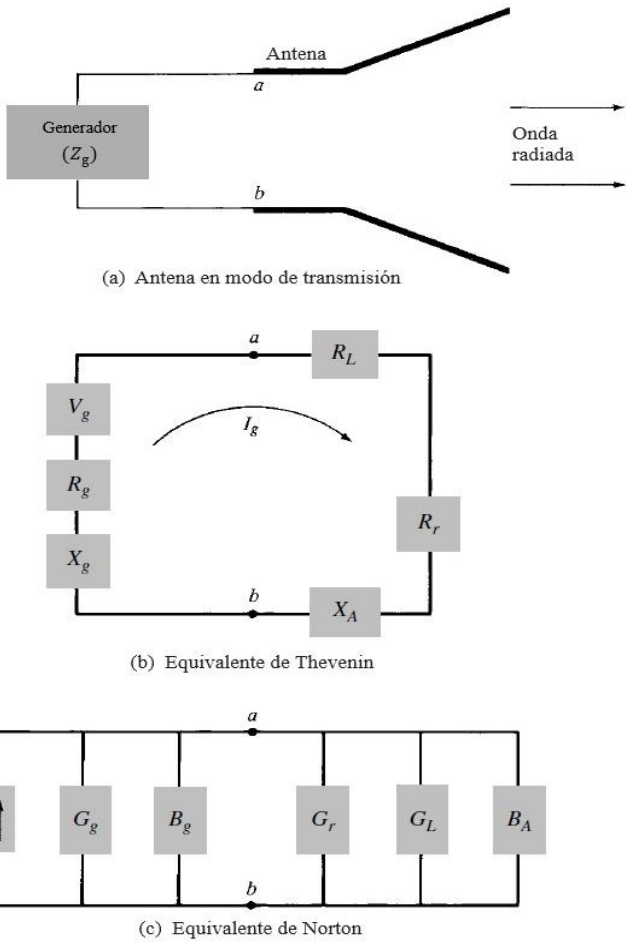


Figura 2.3 Circuitos equivalentes de antena en modo de transmisión (Balanis, 2005)

2.2 TIPOS DE ANTENA

A continuación, se introducen brevemente algunos modelos de antenas, todas ellas presentan cualidades distintas como formas, tamaños, procesos de fabricación y aplicaciones para las que son creadas.

2.2.1 Antenas de alambre

Distinguidas por su fabricación con hilos conductores tolerantes a la corriente, generando campos radiados. Se caracterizan por tener flujos y cargas variantes en el tiempo y con amplitudes diferentes (Cardama Aznar, et al., 2002).

Es común encontrar este tipo de antenas en: automóviles, edificios, barcos, aviones, naves espaciales, etc. La Figura 2.4 muestra las distintas configuraciones de antenas de alambre: dipolo, bucle (circular, rectángulo, cuadrado) y hélice (Balanis, 2005).

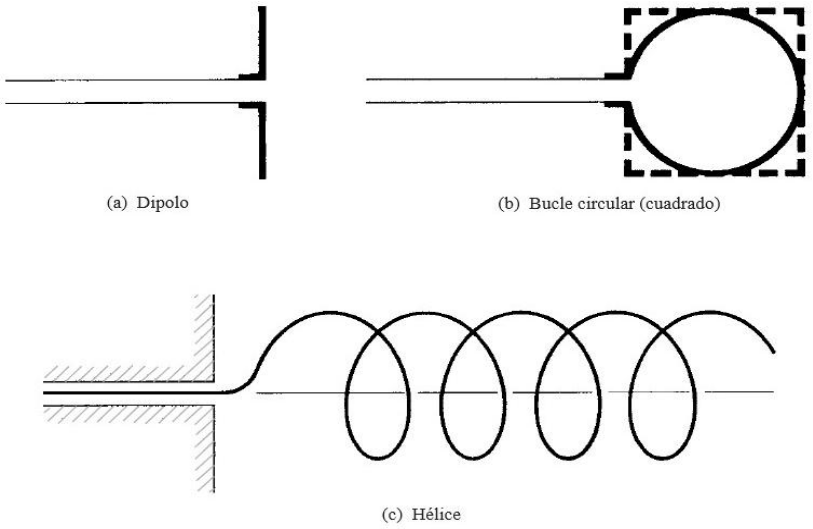


Figura 2.4 Antenas de alambre (Balanis, 2005)

2.2.2 Antenas de apertura

Hoy en día son populares por su alta demanda de uso y formas complejas. Ocupan aperturas para dirigir un haz electromagnético enfocando la emisión y recepción de su sistema radiante en una dirección. En ellas la onda emitida se obtiene a partir de una distribución de campos soportada por la antena; caracterizadas por poseer campos tanto eléctricos como magnéticos de apertura variables armónicamente en el tiempo (Cardama Aznar, et al., 2002).

2.2.3 Antenas reflectoras

La investigación espacial ha impulsado avances relacionados a la teoría de antenas. Se requieren diseños complejos de antenas para la emisión y recepción de señales que recorran bastantes kilómetros y así mantener una buena comunicación; la Figura 2.5 muestra un reflector parabólico que es ideal en situaciones donde obtener una ganancia elevada es necesaria para radiar y admitir señales a largas distancias (Balanis, 2005).

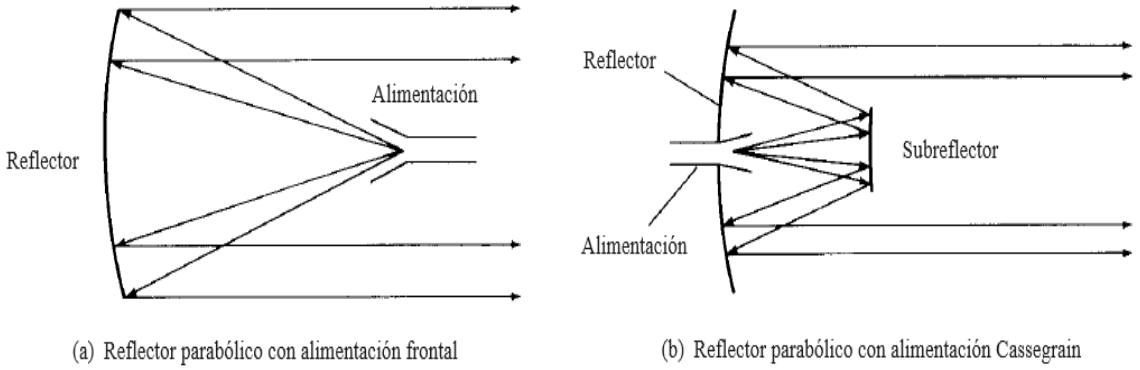


Figura 2.5 Configuraciones típicas de reflectores (Balanis, 2005)

2.2.4 Antenas de lentes

Las lentes son utilizadas para colimar la energía incidente e impedir que se disperse en una dirección no deseada; mediante la estructura geométrica precisa y el material correcto, estas son capaz de convertir la energía divergente en ondas planas (Balanis, 2005). Ocupadas en situaciones similares a los reflectores, particularmente a frecuencias elevadas; sin embargo, su peso y tamaño incrementan en frecuencias menores; la Figura 2.6 muestra algunas configuraciones de las antenas de lente que se catalogan de acuerdo con su forma geométrica (Balanis, 2005).

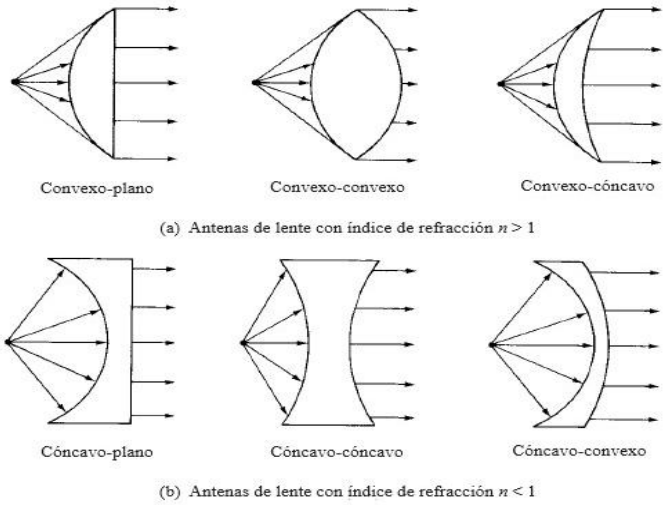


Figure 2.6 Antenas de lentes (Balanis, 2005)

2.2.5 Antenas de microcinta

Antenas que se hicieron famosas en los 70's enfocadas en aplicaciones espaciales. Hoy se utilizan para aplicaciones gubernamentales y comerciales. Consisten en un parche metálico sobre un sustrato conectado a tierra (Balanis, 2005). En la Figura 2.7 se muestran las distintas configuraciones que puede presentar el parche metálico

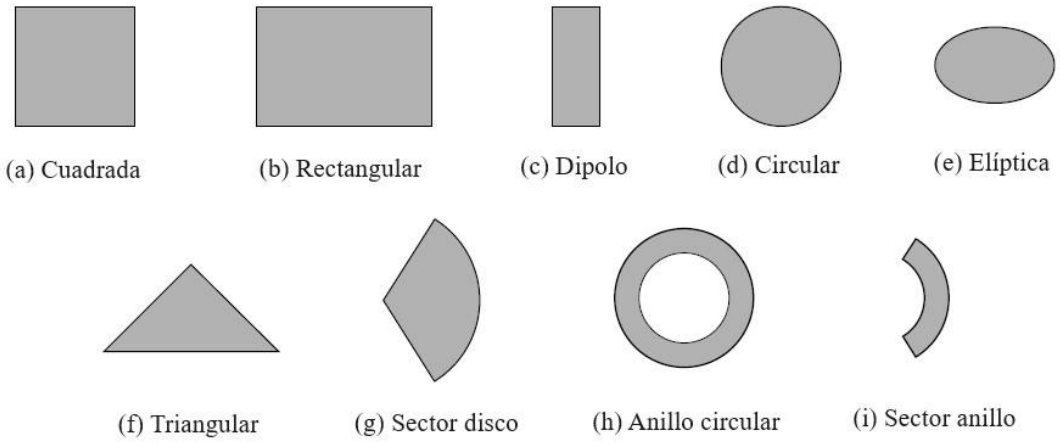


Figura 2.7 Geometrías del parche de microcinta (Balanis, 2005)

En cambio, como se muestra en la Figura 2.8, las geometrías rectangular y circular son las más habituales a causa de su sencilla fabricación y análisis, y sus características de radiación atractivas (Balanis, 2005).

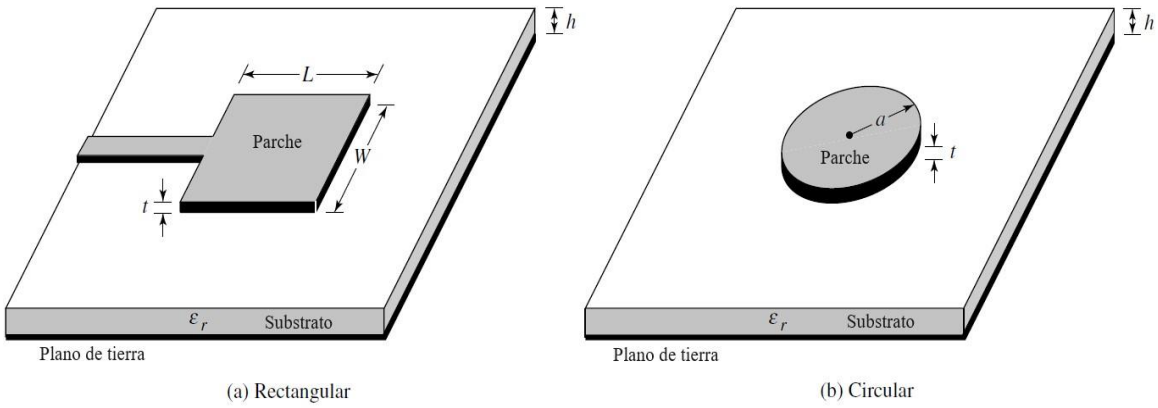


Figura 2.8 Antena parche de microcinta rectangular y circular (Balanis, 2005)

Las antenas de microcinta presentan un bajo perfil, fáciles de adaptar en superficies planas y no planas, son simples y económicas de elaborar utilizando tecnología de circuitos impresos, mecánicamente robustas cuando se montan en superficies firmes, tienen compatibilidad con diseños MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuits*) y son adaptables en términos de frecuencia resonante, polarización, patrón e impedancia. Estas antenas se pueden montar en algunas áreas de naves espaciales, aeronaves de alto rendimiento, satélites, misiles, automóviles e incluso teléfonos móviles (Balanis, 2005).

Algunas características que destacan y posicionan a las antenas de parche como uno de los dispositivos radiantes más utilizados en el área de las telecomunicaciones y de diferentes aplicaciones que se ocupan en el rango de frecuencias de microondas son:

-Fácil fabricación.

-Peso ligero, volumen reducido y bajo perfil (poca robustez).

-Reducción de costos reflejados en la producción.

-Se pueden fabricar con diferentes tipos de material (sustrato).

-Fácil integración y compatibilidad con otros sistemas.

-Capacidad de crear en arreglos.

-Se adaptan a superficies curvas (sustratos flexibles).

En conclusión, una antena ideal es aquella que irradiará toda la potencia entregada desde el transmisor en una dirección o direcciones deseadas, pero en la práctica, tales escenarios ideales no pueden lograrse, pero si pueden aproximarse bastante (Balanis, 2005). Existen diversos tipos de antenas y cada una puede adquirir distintas formas para obtener una radiación deseada destinada a cumplir una tarea en particular; en seguida, se abordan en detalle características como radiación, ganancia, parámetros de reflexión, etc. (Balanis, 2005).

2.3 PARÁMETROS FUNDAMENTALES DE LAS ANTENAS

Para comprender como se desempeña una antena, se requiere entender algunos criterios o parámetros, los cuales, algunos de ellos presentan una relación entre sí y no es necesario especificarlos todos para tener una descripción del comportamiento de una antena (Balanis, 2005).

Una antena será parte de un sistema de radiocomunicaciones por lo que caracterizarla con parámetros que le permitan evaluar el impacto donde será implementada y especificar el comportamiento deseado de la antena para incluirla en ese sistema resulta muy atractivo (Cardama Aznar, et al., 2002).

2.3.1 Diagramas de radiación

También conocido como patrón de radiación o patrón antena, se define como una función matemática o una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de las coordenadas espaciales, que en la mayoría de los casos, el patrón de radiación se determina en la región de campo lejano y se representa como una función de las coordenadas direccionales; las propiedades de radiación incluyen la densidad de flujo de potencia, la intensidad de radiación, la fuerza del campo, la directividad, la fase o la polarización (Balanis, 2005).

Por lo general se emplea un sistema de coordenadas esféricas. Posicionando a la antena en el origen y procurando mantener una distancia constante, el campo eléctrico se expresará en función de las variables angulares (θ, ϕ); como el campo es una magnitud vectorial, cada punto se determinará con el valor de los componentes ortogonales que habitualmente son $\hat{\theta}\ y\ \hat{\phi}$ (Cardama Aznar, et al., 2002).

Utilizando diferentes técnicas para graficar, los diagramas de radiación se pueden representar de manera tridimensional donde se aprecian las curvas de nivel y en general un dibujo en perspectiva (Cardama Aznar, et al., 2002). Un diagrama tridimensional de una antena en coordenadas esféricas se muestra en la Figura 2.9.

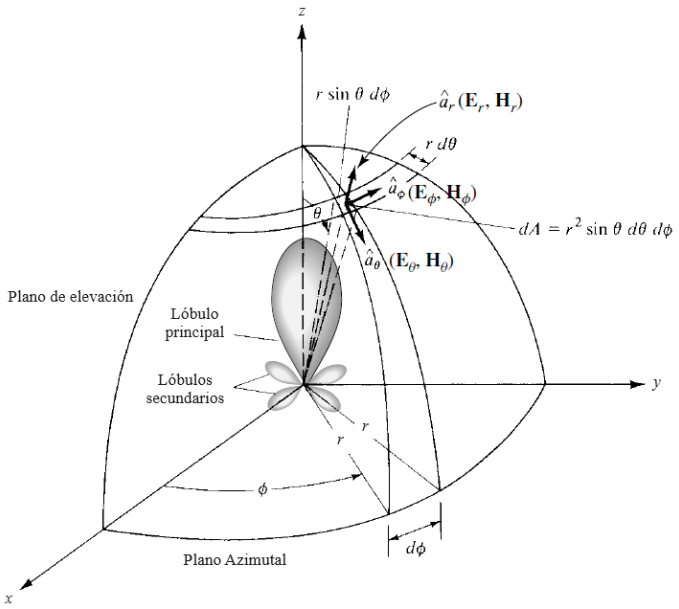
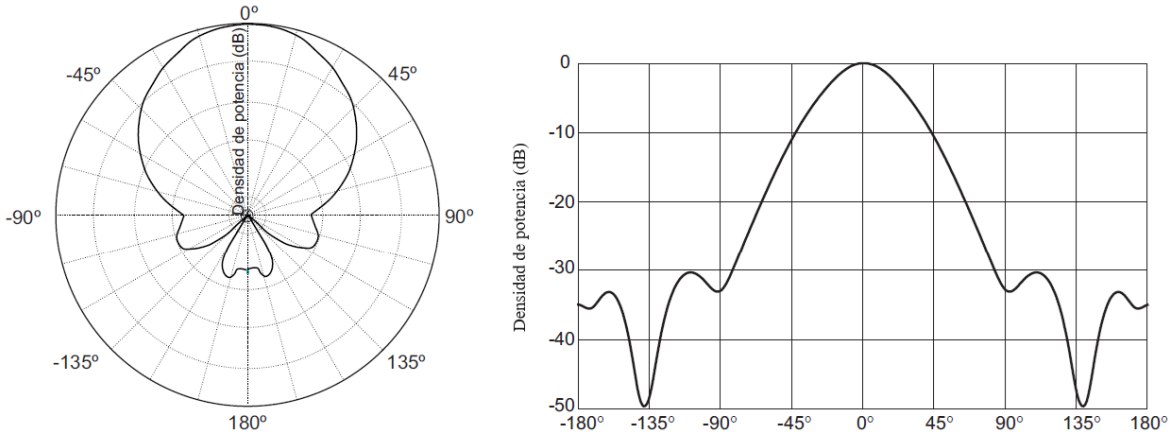


Figura 2.9 Diagrama de radiación tridimensional en coordenadas esféricas (Balanis, 2005)

La información de la radiación está representada tridimensionalmente, puede ser de interés, y en la mayoría de los casos suficiente, no obstante, se pueden realizar cortes de innumerables maneras para apreciar otras perspectivas, los más habituales son los perpendiculares (cortes para ϕ constante) y los paralelos (cortes con θ constante) (Cardama Aznar, et al., 2002).

Los cortes bidimensionales de un diagrama de radiación se pueden representar en coordenadas polares o cartesianas; para el primer caso el ángulo en el diagrama polar representa la dirección del espacio, mientras que el radio representa la intensidad del campo eléctrico o la densidad de potencia radiada, para el segundo caso, el ángulo se representa en las abscisas y la densidad de potencia en ordenadas (Cardama Aznar, et al., 2002).

En la Figura 2.10 se observa la interpretación de un diagrama en coordenadas cartesianas donde muestra detalles de la dirección de una antena, por otro lado, el diagrama en coordenadas polares provee información enfocada a la distribución espacial de la potencia en distintas direcciones (Cardama Aznar, et al., 2002).



(a) Coordenadas polares (b) Coordenadas cartesianas

Figura 2.10 Patrón de antena representado en coordenadas polares y cartesianas (Cardama Aznar, et al., 2002)

2.3.2 Directividad

La directividad de una antena (*D)*, expresada en la ecuación (2.1) se define como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección dada desde la antena y la intensidad de radiación promediada sobre todas las direcciones; la intensidad de radiación promedio es igual a la potencia total radiada por la antena dividida por 4π, es decir, la directividad de una fuente no isotrópica es igual a la relación entre su intensidad de radiación en una dirección dada y la de una fuente isotrópica (Balanis, 2005).

$$D\ (\theta, \phi) = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{\text{rad}}} \tag{2.1}$$

Si la dirección angular no se especificada, se entiende que la directividad se relaciona a la dirección de máxima radiación como lo expresa la ecuación (2.2) (Balanis, 2005).

$$D_{\max} = D_0 = \frac{4\pi U_{max}}{P_{\text{rad}}} \tag{2.2}$$

Donde:

$D =$ directividad $(adimensional)$

$D_0 =$ directividad máxima $(adimensional)$

$U =$ intensidad de radiación $(\text{W}/unidad\ de\ ángulo\ sólido)$

U_{max} = intensidad de radiación máxima (W/*unidad de ángulo sólido*)
U_0 = intensidad de radiación de una fuente isotrópica (W/*unidad de ángulo sólido*)
P_{rad} = potencia total radiada (W) (Balanis, 2005).

2.3.3 Polarización

Este parámetro se entiende como la dirección de los campos electromagnéticos generados por la antena cuando irradia energía, los campos determinan en que dirección entran o salen las ondas a la antena; es considerada una polarización de máxima ganancia cuando la dirección no se especifica (Balanis, 2005). En la práctica, la polarización de la energía radiada varía con la dirección desde el centro de la antena, de modo que diferentes partes del patrón pueden tener polarizaciones diferentes, entonces, la polarización de una onda radiada se define como "la propiedad de una onda electromagnética que describe la dirección y magnitud relativa que varía con el tiempo del vector del campo eléctrico" (Balanis, 2005).

Si el vector que describe el campo eléctrico en un punto del espacio en función del tiempo está siempre dirigido a lo largo de una línea, se dice que el campo está linealmente polarizado, sin embargo, la figura trazada por el campo eléctrico es una elipse, y se dice que está polarizado elípticamente; tanto la polarización lineal como la circular, son casos particulares de la polarización elíptica (Balanis, 2005). La Figura 2.11 muestra los diferentes modos de polarización.

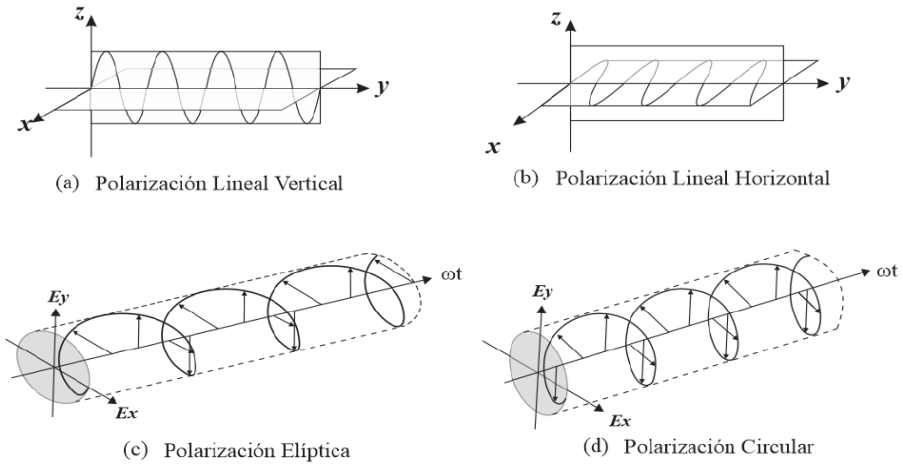


Figura 2.11 Polarización lineal, elíptica y circular (Balanis, 2005)

2.3.4 Ancho de banda

Debido a la geometría que todas las antenas presentan, se limitan a operar adecuadamente en una banda o margen de frecuencias, este intervalo en el que la antena no sobrepasa sus límites prefijados se conoce como ancho de banda de la antena (Cardama Aznar, et al., 2002). El ancho de banda (BW) se puede interpretar como la relación entre el margen de frecuencias en que se cumplen las especificaciones y la frecuencia central (Cardama Aznar, et al., 2002). La relación anterior normalmente se expresa en forma de porcentaje mediante la ecuación (2.3).

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_o} \tag{2.3}$$

Esta expresión resulta útil en sistemas de altas frecuencias, pues muestra un panorama del rango de frecuencias de operación de una antena. En términos de la impedancia de entrada, el ancho de banda está definido como el rango de frecuencias dentro del cual el coeficiente de reflexión a la entrada de la antena, dado en decibelios, se mantiene por debajo del valor de -10 dB (Hernández Limón, 2016). Tal como se puede visualizar en la Figura 2.12.

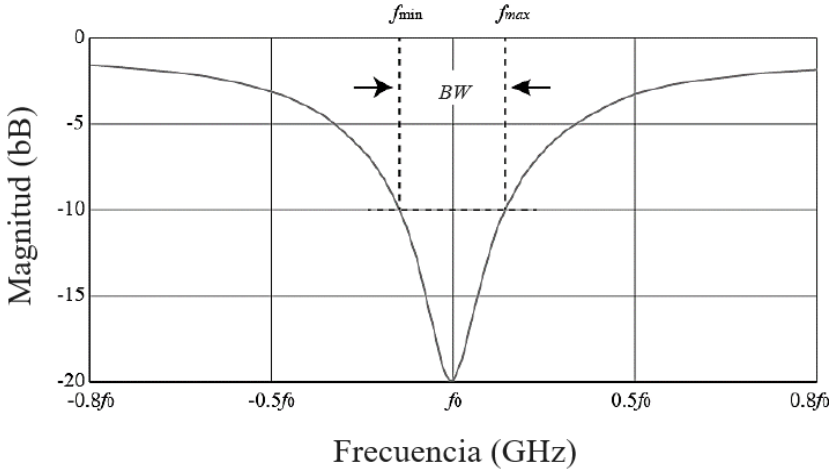


Figura 2.12 Gráfica de ancho de banda de una antena (dB vs. GHz)

2.3.5 Ganancia

Es un parámetro que describe el rendimiento de una antena. Está relacionado a la directividad de la antena (medida que describe únicamente las propiedades direccionales de la antena) y es una medida que tiene en cuenta la eficiencia de la antena.

Proporcionado una dirección, la ganancia de una antena está definida como: "la relación entre la intensidad, en una dirección dada, y la intensidad de radiación que se obtendría si la potencia aceptada por la antena se irradiara isotrópicamente; la intensidad de radiación correspondiente a la potencia radiada isotrópicamente es igual a la potencia aceptada (de entrada) por la antena dividida por 4π" (Balanis, 2005). Matemáticamente, esto se puede expresar como se ve en la ecuación (2.4).

$$\text{Gain} = 4\pi \frac{intensidad\ de\ radiacion}{potencia\ total\ de\ entrada\ (aceptada)} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{\mathrm{P}_{in}} \tag{2.4}$$

La ganancia es un parámetro adimensional, comúnmente se expresa en decibeles como lo muestra la ecuación (2.5), y la relación que tiene con la eficiencia "η" de una antena se expresa en la ecuación (2.6) (Balanis, 2005).

$$G[dB] = 10 \log G \tag{2.5}$$

$$G = \eta \cdot D_{ir} \tag{2.6}$$

2.3.6 Eficiencia

Es un parámetro relacionado con la calidad de transmisión de una antena es la eficiencia (η), esta muestra la capacidad que posee una antena para radiar, es interpretada como la razón de la potencia de salida deseada entre la potencia de entrada suministrada (Balanis, 2005).

$$\eta_{\text{rad}} = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{in}}} = \frac{P_{\text{in}} - P_{\text{loss}}}{P_{\text{in}}} = 1 - \frac{P_{\text{loss}}}{P_{\text{in}}} \tag{2.7}$$

De igual manera tiene relación con la conductancia de radiación G_{rad}, la conductancia de entrada G_{in} y con la resistencia de radiación R_{rad} (Gao, Sambell, & Zhong, 2006). Se calcula entonces con la ecuación (2.8).

$$\eta = \frac{G_{rad}}{G_{in}} = \frac{1}{G_{in} R_{rad}} \tag{2.8}$$

Las antenas son elaboradas por lo general con substratos que tienen un valor bajo de permitividad relativa, en cuestión con las líneas de microcinta, se recomiendan substratos con permitividad relativa alta ya que sirven para que el campo electromagnético se propague

dentro de él sin presentar fugas de radiación, por ende, cuando la permitividad del substrato sea aproximada a la permitividad relativa del vacío, radiará con mayor facilidad, ocasionando que la eficiencia de la antena aumente (Hernández Limón, 2016), (Carver & Mink, 1981).

2.3.7 Parámetros S y Coeficiente de reflexión

Cualquier red multi puerto lineal se puede caracterizar mediante un conjunto de coeficientes conocidos como *Parámetros S*. Estos coeficientes son elementos de la matriz de dispersión. Para una red de dos puertos, se reduce y se expresa como (2.9) y (2.10):

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \tag{2.9}$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \tag{2.10}$$

Donde las ondas incidentes (a) y reflejadas (b) se muestran en la Figura 2.13 y se definen en las ecuaciones (2.11) y (2.12)

$$a_k = \frac{V_k^+}{\sqrt{Z_0}} = \frac{1}{2}\left(\frac{V_k}{\sqrt{Z_0}} + \sqrt{Z_0}\mathrm{I}_k\right) \tag{2.11}$$

$$b_k = \frac{V_k^-}{\sqrt{Z_0}} = \frac{1}{2}\left(\frac{V_k}{\sqrt{Z_0}} - \sqrt{Z_0}\mathrm{I}_k\right) \tag{2.12}$$

Donde V_k y I_k representan el voltaje y la corriente terminal de un puerto k. V_k^+ y V_k^-, por otro lado, son las ondas de voltaje incidentes y dispersas en el puerto k. Los *Parámetros S* en la ecuación (2.8) y (2.9) representan los coeficientes de reflexión y transmisión cuando la red está terminada en coincidencia. Ellos están definidos como (2.13 - 2.16):

$$S_{11} = \left.\frac{b_1}{a_1}\right|_{a_{2=0}} = \begin{array}{l}\text{Coeficiente de reflexión de entrada}\\ \text{con } Z_L = Z_0\end{array} \tag{2.13}$$

$$S_{22} = \left.\frac{b_2}{a_2}\right|_{a_{1=0}} = \begin{array}{l}\text{Coeficiente de reflexión de salida}\\ \text{con } Z_G = Z_0 \text{ y } V_G{=}0\end{array} \tag{2.14}$$

$$S_{21} = \left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{a_{2=0}} = \begin{array}{l}\text{Coeficiente de transmisión directa}\\ \text{con } Z_L = Z_0\end{array} \tag{2.15}$$

$$S_{12} = \left.\frac{b_1}{a_2}\right|_{a_{1=0}} = \begin{array}{l}\text{Coeficiente de transmisión inversa} \\ \text{con } Z_G = Z_0 \text{ y } V_G{=}0\end{array} \tag{2.16}$$

(Rizzi, 1988)

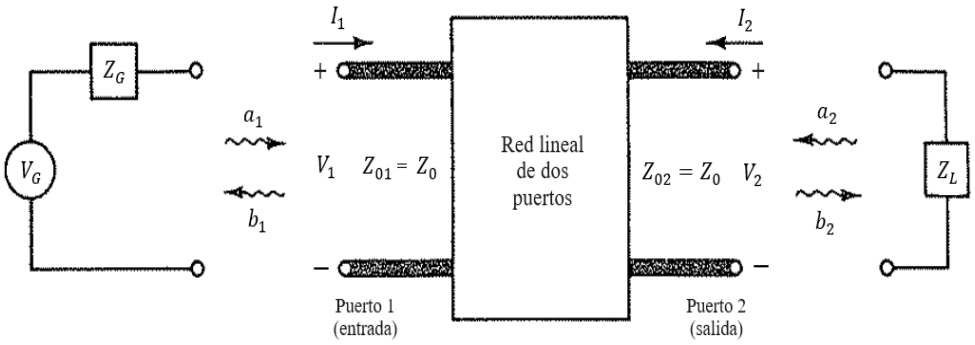


Figura 2.13 Red lineal de dos puertos y sus cantidades asociadas de entrada y salida

Las ecuaciones generales para el coeficiente de reflexión tanto de entrada como de salida en una red de dos puertos (referenciado para Z_0) son las siguientes:

Denotando el coeficiente de reflexión de entrada con una impedancia arbitraria Z_L como Γ_1,

$$\Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \tag{2.17}$$

Donde $\Gamma_L = (Z_L - Z_0)/(Z_L + Z_0)$.

Denotando el coeficiente de reflexión de salida con una impedancia arbitraria Z_G y $V_G = 0$ como Γ_2,

$$\Gamma_2 = \left.\frac{b_2}{a_2}\right|_{V_{G=0}} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_G}{1 - S_{11}\Gamma_G} \tag{2.18}$$

Donde $\Gamma_G = (Z_G - Z_0)/(Z_G + Z_0)$

(Rizzi, 1988).

2.4 TÉCNICAS PARA MEDIR PROPIEDADES DIELÉCTRICAS

Una herramienta importante para el desarrollo de dispositivos y sistemas basados en señales de microondas es la caracterización de materiales mediante la medición de sus propiedades dieléctricas ($\varepsilon = \varepsilon' - \varepsilon''$ donde ε' es la permitividad y ε'' el factor de pérdidas) (Quechol Elías, 2020). En el rango de frecuencias de microondas existen diversas técnicas que permiten, mediante mediciones experimentales obtener las propiedades dieléctricas de los materiales; la elección de la técnica depende principalmente del estado de agregación del material bajo inspección, y del ancho de banda de frecuencias donde se requieren obtener los valores de las propiedades dieléctricas (Chen, Ong, Neo, Varadan, & Varadan, 16 March 2004). Las técnicas de medición en frecuencias de microondas requieren del uso de un analizador vectorial de redes (VNA), para adquirir mediante mediciones de los coeficientes de reflexión o transmisión (dependiendo de la técnica), que se generan cuando las microondas interactúan con el material bajo inspección, destacan tres técnicas de medición de propiedades dieléctricas (Quechol Elías, 2020).

- Técnica de cavidad resonante
- Técnica del espacio libre
- Técnica de sonda de prueba coaxial de extremo abierto (open ended)

2.4.1 Sonda de prueba coaxial con terminación abierta

Esta técnica extrae las propiedades dieléctricas mediante la medición del coeficiente de reflexión de la sonda cuando está en interacción con el material bajo inspección (Liao, Wu, Qian, & Du, 2011). Se debe ocupar un VNA para la medición de los valores del coeficiente de reflexión. Algunas ventajas que presenta esta técnica, es que permite la operación en un amplio ancho de banda de frecuencias del orden de GHz, además, esta técnica no es destructiva y también es importante mencionar que los materiales bajo inspección pueden ser líquidos, semisólidos y sólidos (Quechol Elías, 2020).

Los esquemas de medición para implementar esta técnica se muestran en las Figuras 2.14 y 2.15 las cuales ilustran materiales sólidos y líquidos respectivamente.

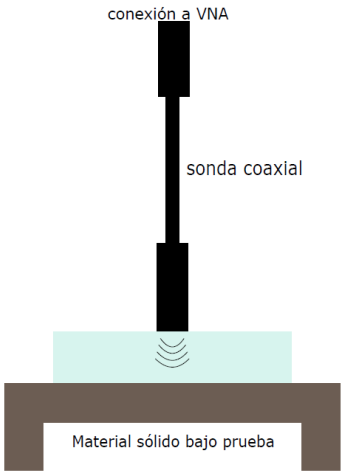


Figura 2.14 Esquema de implementación de la técnica de sonda coaxial en materiales sólidos (Quechol Elías, 2020)

Cada una de las técnicas posee un modo de trabajo propio para realizarse en usos específicos; la elección de qué técnica ocupar va a depender de: el rango de frecuencia de interés, la precisión de medición que se requiera y el material sometido a inspección (Quechol Elías, 2020). De acuerdo con lo mencionado, resulta que la técnica de sonda de prueba coaxial ofrece más ventajas sobre las dos restantes, puesto que permite realizar mediciones en materiales de diferentes estados de agregación y manejar anchos de banda en el orden de GHz, convirtiéndola así en la técnica más versátil (Quechol Elías, 2020).

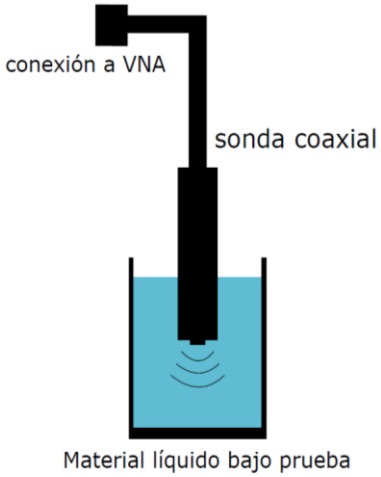


Figura 2.15 Esquema de implementación de la técnica de sonda coaxial en materiales líquidos (Quechol Elías, 2020)

Es relevante mencionar lo práctico que es implementar esta técnica y sobre todo el uso y la flexibilidad que tiene; a pesar de que existe un gran número de materiales caracterizados por sus propiedades dieléctricas, algunas de estas caracterizaciones son en frecuencias específicas o en rangos por debajo de frecuencias de microondas y con esta técnica resulta interesante la medición de las propiedades de los materiales pero ya en frecuencias de microondas (Quechol Elías, 2020) (AGILENT, USA 2006).

CAPÍTULO III

"DISEÑO, MODELADO Y SIMULACIÓN DE ANTENAS"

INTRODUCCIÓN

Para diseñar una antena de parche de microcinta es esencial saber las medidas que tendrán los elementos que se involucran para su fabricación, dicho eso, se procede a realizar el análisis y los cálculos correspondientes a las dimensiones físicas de las antenas que se proponen en este trabajo de tesis. El proceso a seguir se segmentará en dos: primero se requiere calcular las dimensiones del parche radiador y como segunda parte se realizarán los cálculos para las dimensiones de la línea de alimentación, incluyendo en esta parte el inset que ayudará a lograr un acoplamiento entre ambos elementos.

Al finalizar el proceso, se obtendrán las mediadas físicas reales de la antena y es en ese punto cuando se recurre al uso del software HFSS para realizar las simulaciones pertinentes y obtener un análisis detallado de la antena resultante.

3.1 PROPIEDADES DIELÉCTRICAS DEL PAPEL

Mediante la técnica de sonda coaxial abierta detallada en la sección 2.4.1, la cual fue implementada en el laboratorio de microondas de la FCE de la BUAP se realizó la medición de la permitividad relativa (ϵ_r) del papel en la frecuencia de 2.4 GHz la cual arrojó un valor

de $\epsilon_r = 2.34$ tal como se observa en la Figura 3.1. Este valor es el resultado del promedio de 10 mediciones ocupando esta técnica.

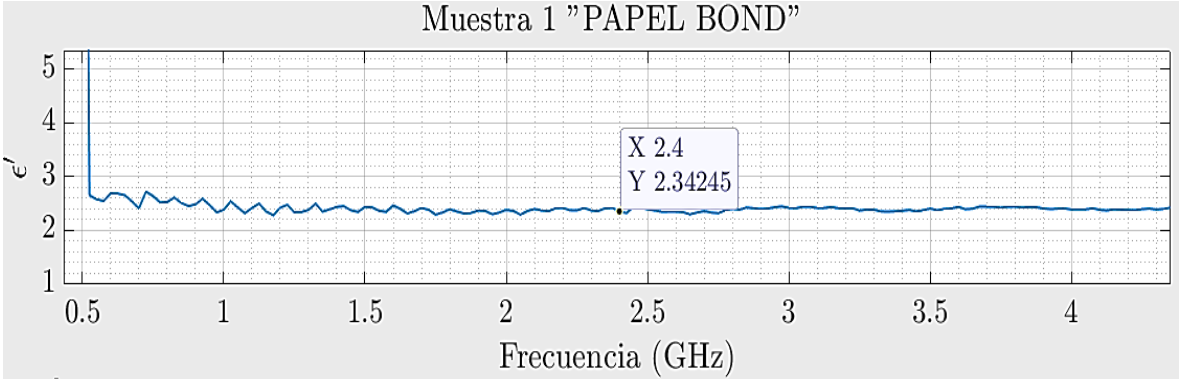


Figura 3.1 Medición de la permitividad relativa del papel mediante la técnica de sonda coaxial abierta

Si bien es cierto, esta técnica presenta varias ventajas al ser de medición directa, no destructiva y además una de las más precisas para la medición de propiedades dieléctricas, es importante mencionar que esta técnica de medición proporcionó solamente una aproximación del valor de la permitividad del material, esto debido a factores como que la sonda no realiza un buen contacto con el papel, o que existan indeseables huecos de aire entre las capas de papel medido, incluso una mala calibración de los puntos de prueba puede arrojar errores en las mediciones.

3.2 MÉTODOS DE ANÁLISIS PARA ANTENAS DE PARCHE DE MICROCINTA

Existen demasiados métodos para el análisis de antenas de parche de microcinta. Los modelos de mayor popularidad son el de onda completa, el de cavidad y el método de línea de transmisión (el cual se ocupa en esta tesis).

El modelo más sencillo de todos es el de línea de transmisión, este facilita una buena comprensión física, aunque es menos preciso y un punto a resaltar es el acoplamiento que se logra obtener; en comparación con el modelo de cavidad, éste es más preciso, pero a la vez, más complejo (Balanis, 2005).

3.2.1 Parche rectangular

La configuración más utilizada es por mucho la del parche rectangular. Fácil de analizar recurriendo tanto al modelo de línea de transmisión como al de cavidad, ya que destacan por ser los más precisos para sustratos de un mínimo grosor (Balanis, 2005), el sustrato que se ocupa es papel bond por lo que utilizar esta configuración resulta ser idónea. La Figura 3.2 representa el modelo de una antena de parche rectangular.

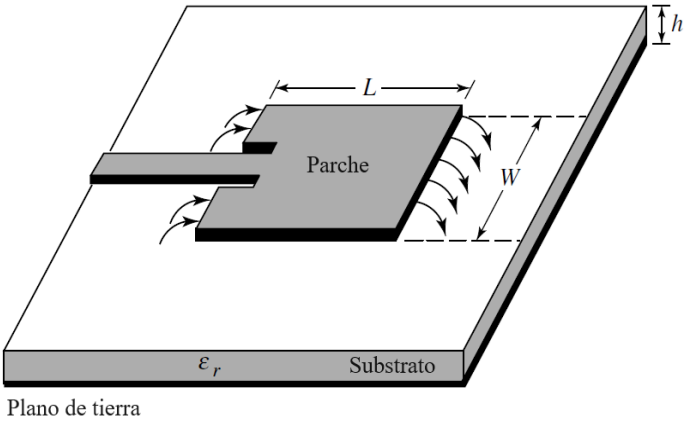


Figura 3.2 Antena de parche rectangular con línea de transmisión de microcinta (Balanis, 2005)

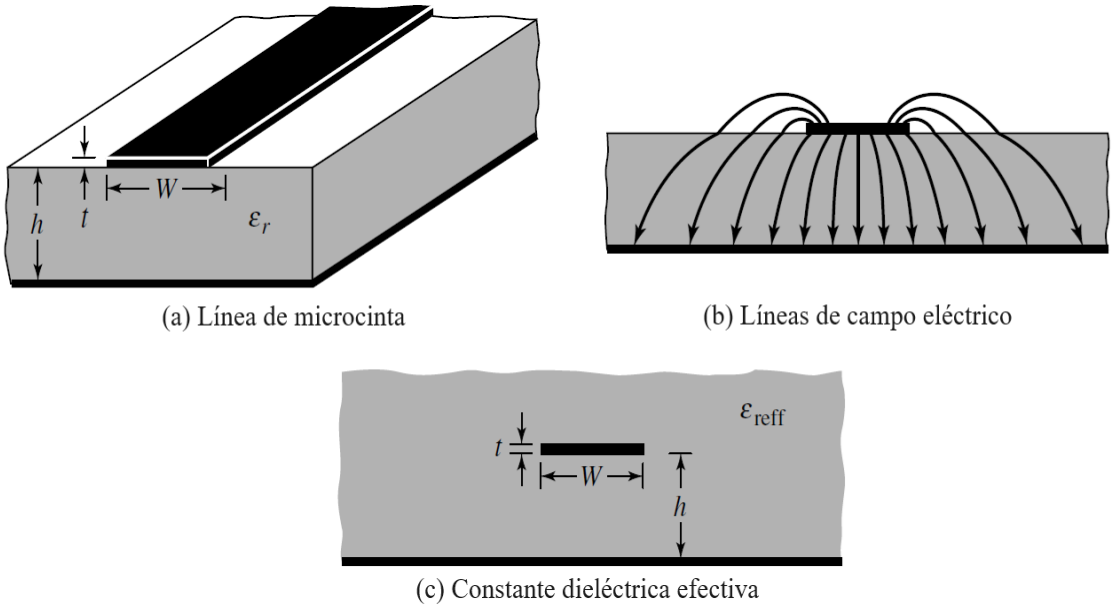
Una antena de microcinta rectangular se puede representar como un arreglo de dos ranuras radiantes estrechas, cada una de ellas con un ancho W y altura h, separadas por una distancia L. Básicamente, el modelo de línea de transmisión representa la antena microstrip mediante dos ranuras, separadas por una línea de transmisión de baja impedancia Z_c de longitud L (Balanis, 2005).

3.3 DISEÑO DEL MODELO DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN

Una línea microstrip se muestra en la Figura 3.3(a), mientras que en la Figura 3.3(b) se observan las típicas líneas de campo eléctrico; esta es una línea no homogénea de dos dieléctricos; típicamente el sustrato y el aire (Balanis, 2005). Como se puede ver, la mayor parte de las líneas de campo eléctrico residen en el sustrato y algunas partes de las líneas existen en el aire. Dado que $W/h \gg 1$ y $\epsilon_r \gg 1$, las líneas de campo eléctrico se concentran

principalmente en el sustrato; en este caso la franja hace que la línea microstrip parezca más ancha eléctricamente en comparación con sus dimensiones físicas (Balanis, 2005). Dado que algunas de las ondas viajan en el sustrato y otras en el aire, una constante dieléctrica efectiva ϵ_{reff} es introducida para tener en cuenta la franja y la propagación de ondas en la línea.

Para introducir la ϵ_{reff}, supongamos que el conductor central de la línea microstrip con sus dimensiones originales y altura sobre el plano de tierra está incrustado en un solo dieléctrico, como se muestra en la Figura 3.3(c) (Balanis, 2005). La constante dieléctrica efectiva se define como la constante dieléctrica del material dieléctrico uniforme de manera que la línea de la Figura 3.3(c) tenga características eléctricas idénticas, particularmente la constante de propagación, a la línea real de la Figura 3.3(a) (Balanis, 2005).



(a) Línea de microcinta

(b) Líneas de campo eléctrico

(c) Constante dieléctrica efectiva

Figura 3.3 Línea de microcinta, líneas de campo eléctrico y geometría de la constante dieléctrica efectiva

Cuando se trata de bajas frecuencias el valor de constante dieléctrica efectiva esencialmente es constante. A frecuencias intermedias, sus valores comienzan a aumentar de manera uniforme y eventualmente se aproximan a los valores de la constante dieléctrica del substrato (Balanis, 2005). Los valores iniciales (a bajas frecuencias) de la constante dieléctrica efectiva se denominan *valores estáticos,* y están dados por la siguiente expresión:

$$W/h > 1$$

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2}\left[1 + 12\frac{h}{W}\right]^{-1/2} \tag{3.1}$$

Los efectos de franja causan que el parche de la antena se vea eléctricamente mayor que sus dimensiones físicas para el plano xy, como se muestra en la Figura 3.4 (Balanis, 2005).

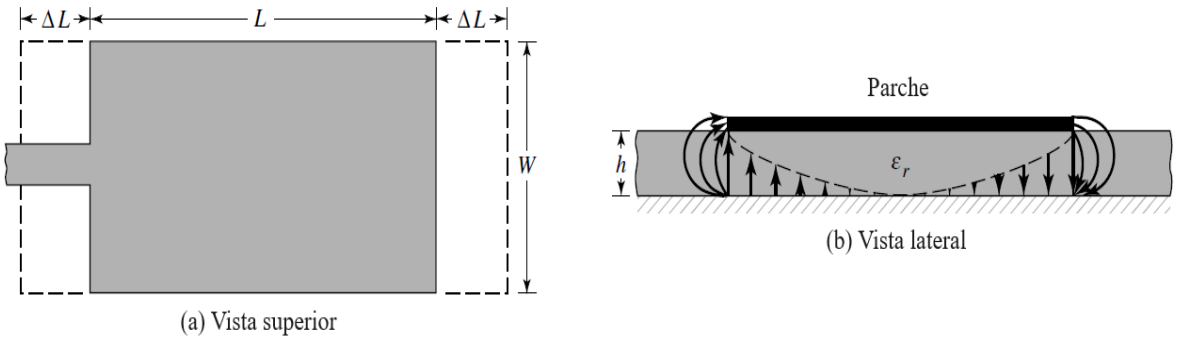


Figura 3.4 Parche rectangular microstrip, longitud física y efectiva.

Donde las dimensiones del parche en su longitud L, han sido extendidas en cada extremo por una distancia de ΔL, que es una función de la constante dieléctrica efectiva ϵ_{reff} y la relación ancho-altura (W/h). Una relación aproximada muy popular y práctica para la extensión normalizada de la longitud es (Balanis, 2005):

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412\frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \tag{3.2}$$

3.3 DISEÑO

Basándose en una formulación simplificada, se presenta un procedimiento que conduce a diseños prácticos de antenas de parche rectangular de microcinta.

El procedimiento de diseño a seguir es el propuesto por (Balanis, 2005), se replicará cada paso y se ocuparán las ecuaciones descritas en él, el cual asume información específica que incluye valores de la constante dieléctrica del sustrato (ϵ_r), la frecuencia resonante (f_r) y el grosor o la altura h del sustrato (material dieléctrico).

Entonces habrá que especificar valores iniciales de:

$$\epsilon_r, f_r(en\ Hz), y\ h$$

Para poder determinar valores de:

$$W, L$$

3.3.1 Procedimiento de diseño (Parche radiador)

1. Para un radiador eficiente, se debe considerar tener un ancho efectivo W que permite conducir una buena radiación eficiente y se obtendrá mediante la ecuación (3.3):

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\mu_0\epsilon_0}}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \tag{3.3}$$

Donde v_0 es la velocidad de la luz en el espacio libre

2. Se debe determinar la constante dieléctrica efectiva de la antena de microcinta ocupando la expresión (3.1)

3. Una vez que W sea encontrada. Se procede a determinar la extensión de la longitud usando (3.2) que derivará en la obtención de la longitud real de la antena considerando la longitud efectiva

4. De esta manera, se dice que la actual longitud del parche puede ahora ser determinada por:

$$L = \frac{1}{2f_r\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} - 2\Delta L \tag{3.4}$$

También se puede obtener el valor de L de la siguiente manera:

$$L = L_{eff} - 2\Delta L \tag{3.5}$$

Tal cual se puede encontrar en (Balanis, 2005), estos son los cuatro primeros pasos para seguir, los cuales sirven para determinar los valores finales del parche radiador.

3.3.2 Análisis de un primer diseño

Tomando de partida los resultados analizados previamente en las primeras investigaciones, se llevó a cabo un primer diseño (solo simulación) para corroborar que estos respondían y arrojaban resultados similares, fue entonces cuando se optó por comenzar a variar los valores iniciales de diseño para la obtención de una primera antena.

Se estableció que el substrato a ocupar (papel bond) debería tener un $h = 1.6\ mm$, otro valor a considerar fue el que se obtuvo en el VNA cuando se recurrió al uso de la técnica de sonda coaxial abierta para obtener las propiedades dieléctricas del papel bond y que dio como resultado un $\epsilon_r = 2.34$; La frecuencia de resonancia que se ocupó para este primer diseño fue la de 2.4 GHz.

Se siguieron los pasos del procedimiento antes mencionado, de donde se obtuvieron los valores que se muestran en la Tabla 3.1:

Tabla 3.1 Valores obtenidos del procedimiento de diseño para primera antena

VALORES DE PRIMERA ANTENA
Ancho del parche: $W = 47.37mm$
Largo del parche: $L = 40.192mm$
Ancho de la línea: $W_0 = 4.799mm$
Largo de la línea: $L_{line} = 20.42mm$
Inset: $y_0 = 7.162$

Al tener las dimensiones, se procede a realizar una simulación en HFSS del software Ansys Electronics para visualizar si estos valores arrojan la curva esperada y obtener el pico en la frecuencia de diseño. Fue necesario realizar un análisis paramétrico adecuando para que así, dichos valores lograran la gráfica que se ve en la Figura 3.5, la cual muestra la respuesta de la simulación de los Parámetros S_{11} realizada en HFSS.

Como se puede observar en la Figura 3.5, se logró que la simulación arrojara una caída por debajo de los -10dB y un pico en la frecuencia de 2.4 GHz, esto permitió continuar con el siguiente paso, es decir, la fabricación de la antena y por ende la medición de esta en el VNA para poder comprobar que la antena funcionara de la manear esperada y que los valores tanto iniciales como los que se obtuvieron con los cálculos fueran los correctos.

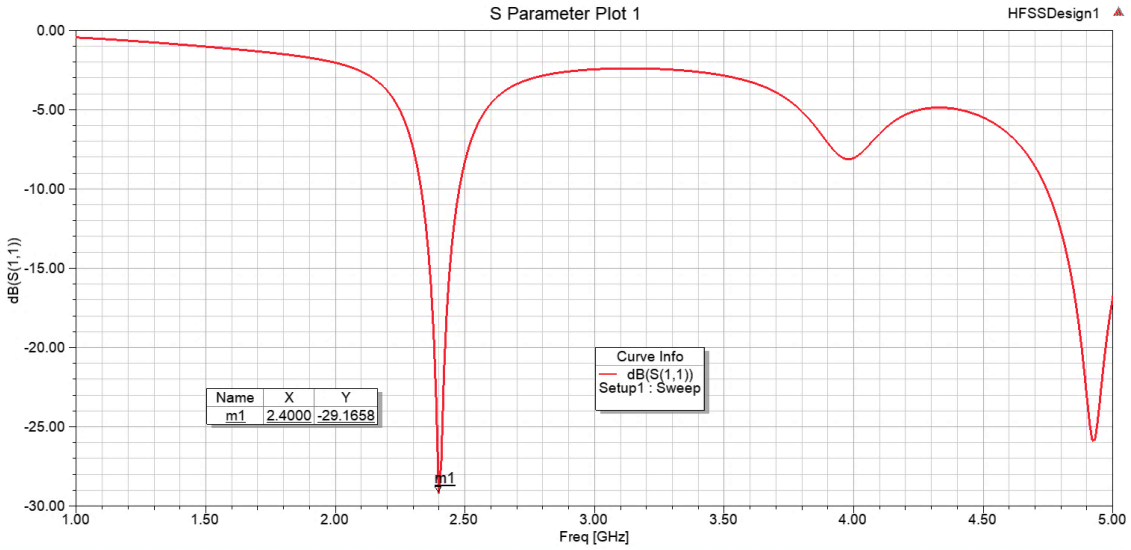


Figura 3.5 Simulación de Parámetros S_{11} en HFSS del primer diseño de antena

3.3.2.1 Proceso de fabricación de la antena

Al llegar a este punto, fue necesario plantear un par de ideas del proceso a seguir para la fabricación de las antenas puesto que los métodos convencionales que implican impresiones o planchados de circuitos no serían óptimos por la cuestión de ocupar líquidos como el cloruro férrico y de ese modo mojar el papel que se ocuparía como sustrato.

Se decidió ocupar materiales comunes y ordinarios pero que resultaron ser prácticos y funcionales. De entrada, se ocuparon hojas de papel bond para el substrato, se eligió copper tape (cinta de cobre) para el plano de tierra, el parche y la línea de alimentación puesto que es de fácil adherencia con el papel y tiene un grosor despreciable; también se ocuparía un conector coaxial SMA hembra. Para las medir y cortar de los materiales se ocuparon herramientas comunes como regla, vernier digital para lograr mediciones precisas, tijeras y cutter; para ensamblar/pegar y soldar se pensó en ocupar pegamento blanco (Resistol) o lápiz adhesivo y cautín para soldar la antena con el conector coaxial.

La fabricación dio inicio cortando varias hojas de papel hasta obtener 10 y 16 pedazos de papel para apilarlos y de esta manera obtener los grosores de 1.0 y 1.6 mm respectivamente. Después fueron pegadas en un primer intento con Resistol, pero este provocó ondulaciones en el papel, arrugándolo y no dejándolo plano y firme para un mejor trato. Se recurrió entonces a la opción del lápiz adhesivo que después de probar algunas marcas, "*Pritt*" fue la

que menos grumos y bordes dejó en las zonas aplicadas, fue necesario cubrir todo el perímetro de los pedazos de papel ya apilados para asegurar que estuvieran bien juntos uno del otro y también se tomó en cuenta sacar los excesos de aire atrapados entre cada pedazo de papel para evitar que ese aire influyera y afectara de cierto modo en las mediciones experimentales. Con el vernier se volvió a medir los trozos de papel apilados y pegados, donde se observó que el pegamento no aumentó el grosor ya conseguido de 1.0 y 1.6 mm.

Para el parche y la línea de transmisión se marcó y se cortó el copper tape de acuerdo con los valores que se obtuvieron en el proceso de diseño, lo cual resultó ser algo minucioso puesto que las medidas son del rango de *mm* y se tenía que cuidar cada detalle. En cuanto al plano de tierra, este se cortó del mismo tamaño que las placas de papel.

Después de eso solo se retira la lámina que tiene el copper tape para adherir cada elemento a las placas de papel teniendo en cuenta que debe de quedar bien centrado tal cual como se realzó en la simulación; por eso había que ser preciso en cada *mm* para evitar algún error.

Para finalizar se soldó el conector coaxial de modo que sus terminales hicieran contacto con la línea de alimentación por la parte superior y con el plano de tierra por la parte inferior. De igual manera se realizó cuidadosamente para evitar que la punta del cautín quemara el papel.

Parte del proceso de fabricación de antenas se puede apreciar en la Figura 3.6.

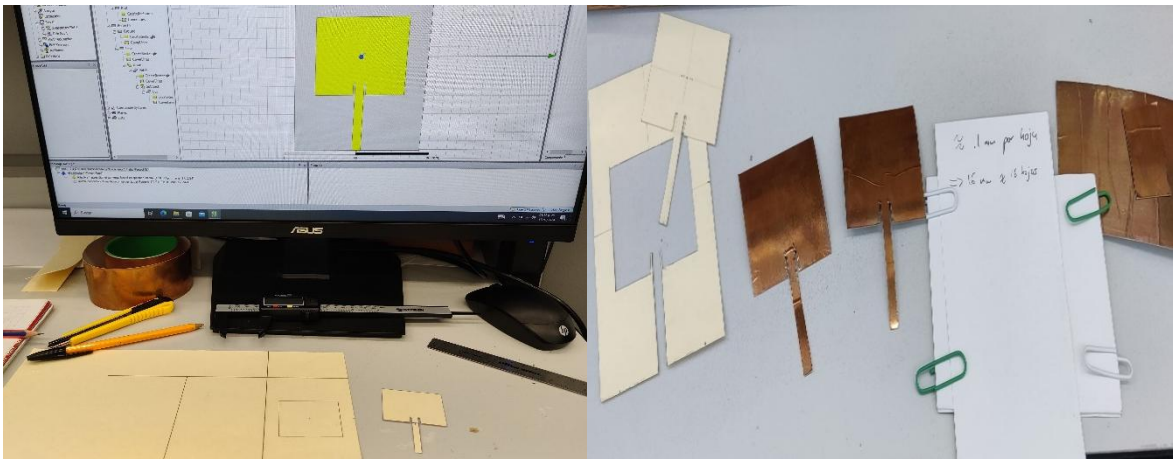


Figura 3.6 Fabricación de antenas

3.3.2.2 Comparación entre la Simulación y la Medición; análisis, detección y corrección del error

La antena se fabricó, y por medio de un cable de prueba se conectó al VNA para obtener las mediciones experimentales, las cuales, idealmente deben de coincidir con los resultados de la simulación, se entiende también que pueden existir diferencias mínimas dentro de los rangos permitidos, pero estas mediciones no fueron así. Se detecta que, en la medición realizada en el VNA arroja una caída en la frecuencia de 2.79 GHz en vez de la esperada en 2.4 GHz como se muestra a continuación en la Figura 3.7.

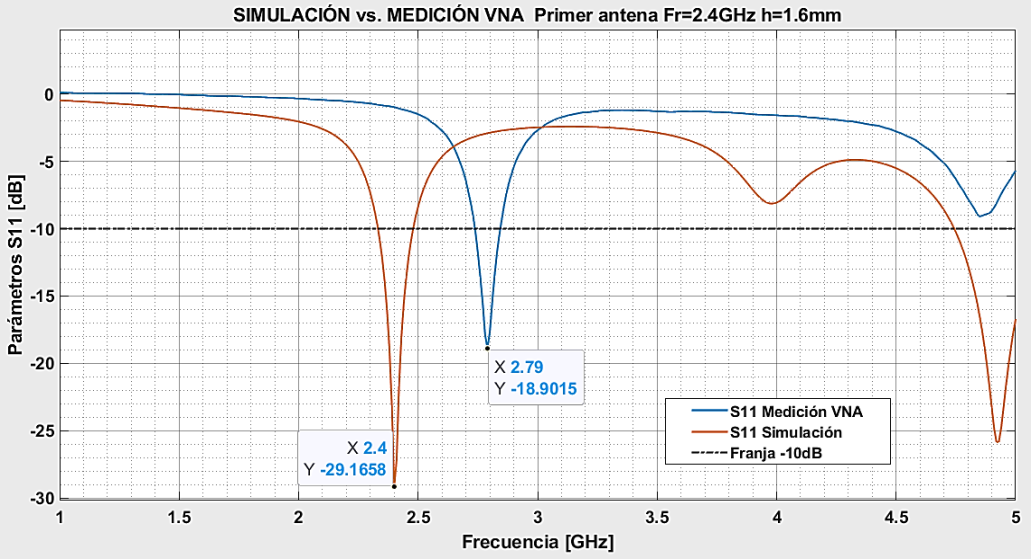


Figura 3.7 Comparación del coeficiente de reflexión de la primera antena, simulado en HFSS y medido en el VNA

Es un punto crucial, pues evidentemente en alguna parte del proceso existía un error, se revisó todo desde el comienzo como valores iniciales, se corroboraron y repitieron los cálculos, se volvió a realizar la simulación obteniendo hasta ahí los mismos resultados. Fue entonces que se atribuyó el error a la fabricación haciendo referencia a las dimensiones exactas del parche. Se optó por fabricar una segunda antena teniendo ahora más cuidado y precisando los cortes y medidas tanto del parche, la línea de alimentación y el papel, para lograr de esta manera la mayor similitud a los valores obtenidos en los cálculos.

La Figura 3.8 muestra un resultado similar de la medición de la segunda antena respecto a la primera, ahora con una caída en la frecuencia de 2.73 GHz.

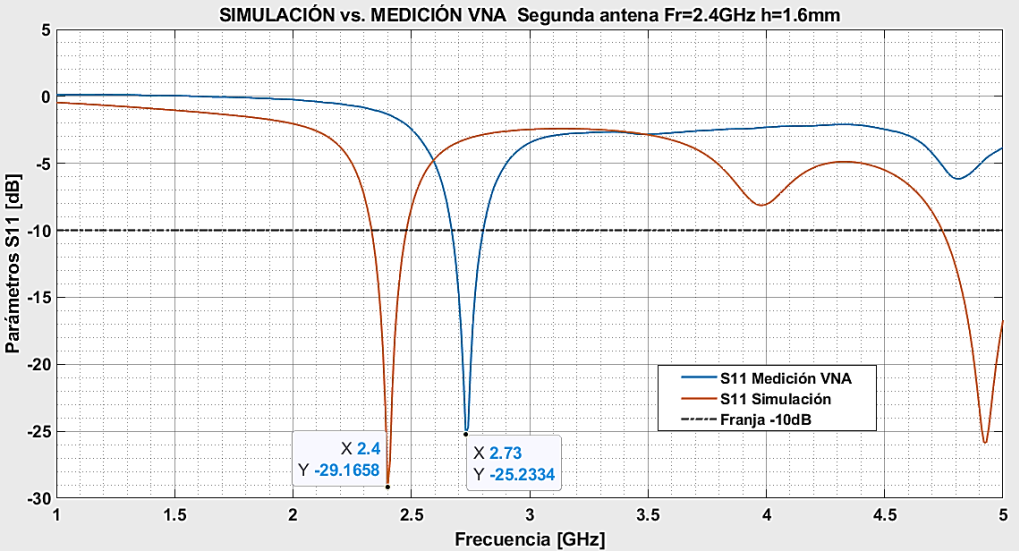


Figura 3.8 Comparación del coeficiente de reflexión de la segunda antena, simulado en HFSS y medido en el VNA

Se nota que ambas mediciones se encuentran desplazadas a la derecha por más de 390 y 330 MHz respectivamente. Entonces se decide cambiar los valores iniciales ahora con una frecuencia de resonancia a 2.45 GHz y un $h = 1.0\,mm$, manteniendo el $\epsilon_r = 2.34$; comenzando así un nuevo proceso de diseño.

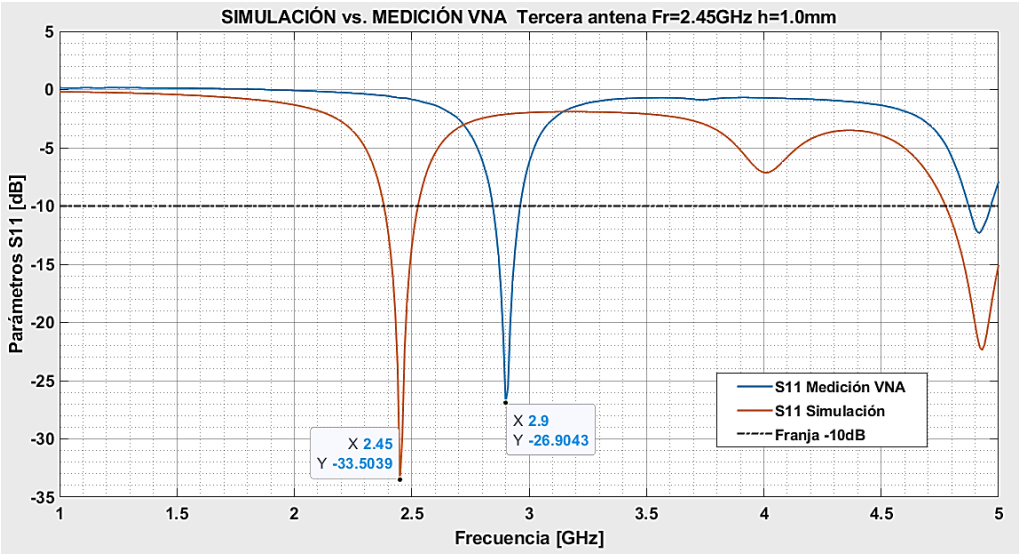


Figura 3.9 Comparación del coeficiente de reflexión de la tercera antena, simulado en HFSS y medido en el VNA

Nuevamente se obtienen resultados diferentes entre la simulación y los generados por la medición, cayendo estos ahora en la frecuencia de 2.9 GHz como se muestra en la Figura 3.9.

Después de realizar 3 diseños diferentes, simularlos, medirlos y sobre todo analizar los resultados que arrojó cada antena, tanto visualmente apoyados por las gráficas como matemáticamente apoyados en los cálculos, ayudó a encontrar un patrón entre las mediciones el cuál era que todas estaban recorridas a la derecha, tenían la curva esperada pero no resonaban en la frecuencia deseada, también se destacó en este análisis que en los tres casos se variaron los valores iniciales, pero siempre se mantuvo el valor de $\epsilon_r = 2.34$.

Fue entonces cuando se sugirió realizar un análisis diferente desde el software de simulación, el cual consistía en cambiar ciertos valores en un intervalo pequeño haciendo un barrido de ellos, y así poder visualizar el comportamiento de la antena; con una hipótesis inicial la cual fue: "*si al modificar el valor de h no existe gran diferencia en las simulaciones, todo indicaría que el valor de* ϵ_r *es incorrecto*".

De esa manera se procedió a realizar el primer análisis paramétrico en la simulación variando los parámetros de diseño h y ϵ_r con el fin de observar cómo estos afectan al comportamiento de la antena reflejado en las simulaciones, del cual se obtuvieron los datos de la Tabla 3.2, donde se presentan los datos recopilados de las simulaciones haciendo un barrido del valor de h comenzando en 0.5mm hasta 1.5mm con pasos de 0.1mm. Se observa que la frecuencia cambia al variar el valor de h, esa respuesta se consideró normal y aun así la caída máxima seguía siendo en la frecuencia de 2.45 GHz.

Tabla 3.2 Datos obtenidos de la simulación de la tercera antena haciendo un barrido modificando el valor de h desde 0.5 hasta 1.5; con valor fijo de $\epsilon_r = 2.34$

Barrido: Inicio en h=0.5			**➔➔➔**			**Valor min. en dB**		**➔➔➔**			**Final en h=1.5**
ϵ_r	2.34	2.34	2.34	2.34	2.34	**2.34**	2.34	2.34	2.34	2.34	2.34
***h* (mm)**	**0.5**	**0.6**	**0.7**	**0.8**	**0.9**	**1.0**	**1.1**	**1.2**	**1.3**	**1.4**	**1.5**
***Frec* (GHz)**	2.49	2.48	2.47	2.46	2.46	**2.45**	2.45	2.44	2.43	2.43	2.43
dB	-13.69	-15.76	-18.46	-21.56	-27.07	**-37.39**	-34.48	-26.83	-23.01	-20.58	-20.30

Con la idea de realiza un proceso inverso al habitual, es decir, hacer lograr que las simulaciones arrojen respuestas similares a lo que se mostraba en las lecturas de las mediciones experimentales, se procede a tener al mismo tiempo la simulación en el HFSS y la medición en tiempo real en el VNA.

Entonces, se decide modificar el valor de ϵ_r y hacer que la frecuencia en la simulación sea lo más cercana a 2.9 GHz que fue lo que arrojaba la medición en el VNA, procurando también no perder la caída máxima de dB, se ingresaron diferentes valores y se pudo observar que si el valor de ϵ_r aumentaba, la frecuencia disminuía; y, por el contrario, si el valor de ϵ_r disminuía, la frecuencia aumentaba.

El valor que sirvió para comprobar el procedimiento inverso planteado en este análisis fue el de $\epsilon_r = 1.8$; en ese momento se infirió que el valor de $\epsilon_r = 2.34$ podía ser erróneo. Por supuesto para este caso, nuevamente se realizó el mismo análisis paramétrico haciendo un barrido del valor de h comenzando en 0.5mm hasta 1.5mm con pasos de 0.1mm, pero ahora con el nuevo valor de ϵ_r para de esta manera seguir comprobando y asegurar que la hipótesis fuera cierta. Los datos de la fila "dB" en las Tablas 3.2 y 3.3 corresponden a los valores del coeficiente de reflexión que arrojan las simulaciones realizadas en HFSS de la tercera antena.

Tabla 3.3 Datos obtenidos de la simulación de la tercera antena haciendo un barrido modificando el valor de h desde 0.5 hasta 1.5; con valor fijo de $\epsilon_r = 1.8$

Barrido: Inicio en h=0.5	**➔➔➔**			**Valor min en dB**			**➔➔➔**			**Final en h=1.5**
ϵ_r	1.8	1.8	1.8	**1.8**	1.8	1.8	1.8	1.8	1.8	1.8	1.8
h (mm)	**0.5**	**0.6**	**0.7**	**0.8**	**0.9**	**1.0**	**1.1**	**1.2**	**1.3**	**1.4**	**1.5**
Frec (GHz)	2.83	2.81	2.81	**2.79**	2.79	2.78	2.78	2.77	2.76	2.75	2.75
dB	-16.46	-20.43	-25.22	**-38.79**	-32.56	-25.11	-21.87	-19.69	-18.09	-16.86	-16.20

De la Tabla 3.3 se observa que, en efecto, existe una variación de frecuencia en cada valor de h simulado, pero el punto donde alcanza una caída máxima es en 2.79 GHz. De tal modo que se procede a realizar una simulación con valores iniciales de: $h = 1.0mm$, $\epsilon_r = 1.8$ y una frecuencia de operación de 2.79 GHz. Tal y como se observa en la Figura 3.10, la

simulación se compara con la medición y estas presentan cierta similitud, coincidiendo en forma, presentando aun un ligero desfase, pero dentro de los rangos permitidos.

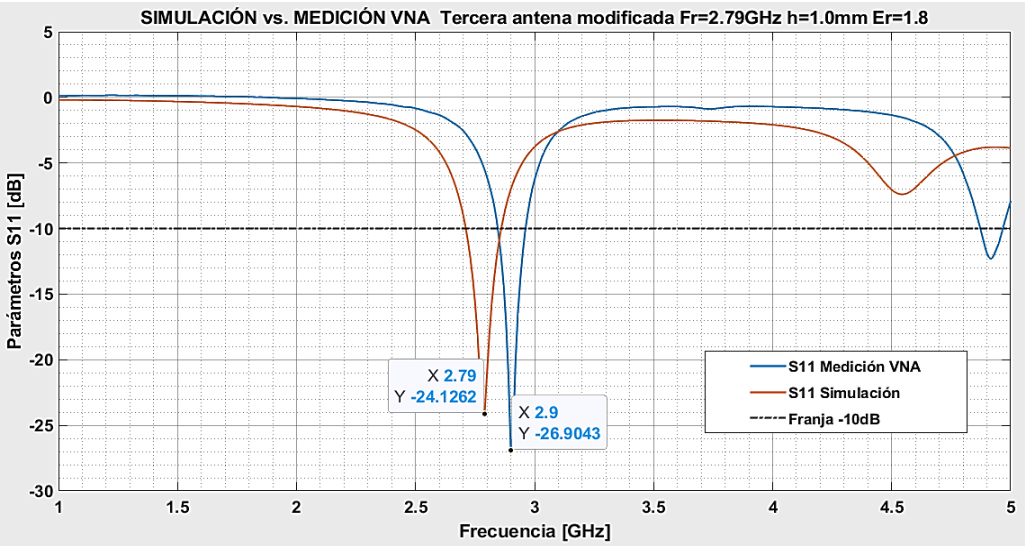


Figura 3.10 Comparación del coeficiente de reflexión simulado y medido de la tercera antena con valores modificados

Para corroborar una vez más que el nuevo valor de ϵ_r fuera el ideal, se probó en la simulación de la primera antena.

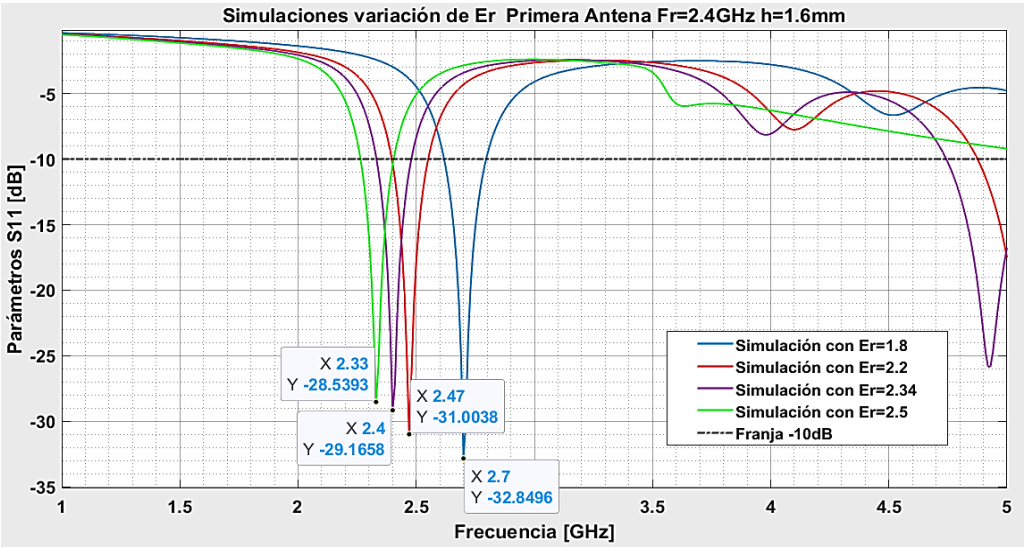


Figura 3.11 Simulación del coeficiente de reflexión de la primera antena con diferentes valores de ϵ_r

De igual manera como se puede observar en la Figura 3.11, se insertaron diferentes valores de ϵ_r para observar el comportamiento y después de analizar las gráficas, se concluyó y se decidió utilizar en esta tesis el valor de $\epsilon_r = 1.8$ para asignarlo a la constante dieléctrica del papel bond que se emplearía para los diseños finales.

3.3.3 Diseños finales; cálculo de valores para el parche radiador (sustituyendo en formulas)

Teniendo en cuenta los valores iniciales, se ocuparán entonces lo siguiente:

$$\epsilon_r = 1.8 \quad , \qquad f_r = 2.45\ GHz \quad y \quad h = 1.0\ mm$$

Siguiendo el procedimiento mencionado con anterioridad, como primer paso se debe obtener W (ancho del parche) de la siguiente manera:

$$W = \frac{3 \times 10^8}{2(2.45 \times 10^9)} \sqrt{\frac{2}{1.8 + 1}}$$

$$W = 51.744\ mm$$

Como segundo paso se debe obtener el valor de la constante dieléctrica efectiva ϵ_{reff}

$$\epsilon_{reff} = \frac{1.8 + 1}{2} + \frac{1.8 - 1}{2}\left[1 + 12\left(\frac{1.0}{51.744}\right)\right]^{-1/2}$$

$$\epsilon_{reff} = 1.760$$

Una vez se tengan esos valores, se procede a determinar el valor de la extensión de la longitud ΔL

$$\Delta L = 1.0 \times 0.412 \frac{(1.760 + 0.3\ )\left(\frac{51.744}{1.0} + 0.264\right)}{(1.760 - 0.258\ )\left(\frac{51.744}{1.0} + 0.8\right)}$$

$$\Delta L = 0.55929\ mm$$

Antes de pasar al punto donde se obtiene L (largo del parche) utilizando la ecuación (3.5), se debe tener en cuenta algunas anotaciones que se ocuparan a la hora de hacer los cálculos y sustituciones. Las cuales son:

Lambda es la longitud de onda en el material dieléctrico, es decir en el substrato y está definida como:

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \tag{3.6}$$

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{2.45 \times 10^9 \sqrt{1.760}}$$

$$\lambda = 92.299\ mm$$

De ahi, se puede decir que: $\lambda/2 = 46.149\ mm$

Se sabe y se debe tener en cuenta también que $\lambda/2$ es ahora la longitud efectiva L_{eff}

Retomando el procedimiento, para obtener el valor de L (largo del parche) se ocupará la ecuación (3.5)

Por lo dicho anteriormente, se tomará a $\lambda/2 = 46.149\ mm$ como la longitud efectiva, cambiando las variables y sustituyendo los valores en la ecuación (3.5) tendremos lo siguiente:

$$L = \frac{\lambda}{2} - 2\Delta L$$

$$L = 46.149 - 2(055929)$$

$$L = 45.0304\ mm$$

3.3.4 Cálculo de valores para la línea de alimentación (sustituyendo en formulas)

Al finalizar con la parte del parche radiador, se procede ahora a realizar los cálculos para obtener lo valores de las longitudes de la línea de transmisión, las cuales se obtendrán de la siguiente manera. A continuación, se desglosa el procedimiento y se muestran las ecuaciones que (Balanis, 2005) propone para obtener los valores requeridos en esta parte del diseño.

Se propone un par de expresiones las cuales involucran la incógnita W_0 (ancho de la línea). Cada una está ligada a una condición de igualdad que determina cual expresión ocupar para el cálculo de W_0, entonces se tiene:

$$a)\ \frac{W_0}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A}-2};\quad \frac{W_0}{h} \leq 2$$

$$\text{b)}\ \frac{W_0}{h} = \frac{2}{\pi}\left[B - 1 - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r}\left\{\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r}\right\}\right];\quad \frac{W_0}{h} > 2 \qquad (3.7)$$

(Balanis, 2005)

Donde A y B son:

$$A = \frac{Z_0}{60}\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1}\left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r}\right) \qquad (3.8)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \qquad (3.9)$$

(Balanis, 2005)

Tomando en cuenta que Z_0 es la impedancia característica, y su valor es de 50; se obtiene el valor de A dado por (3.8), el cual da como resultado A=1.06918; se sustituye en el inciso *a)* de la ecuación (3.7) dando como resultado $W_0 = 3.59322$, realizando $\frac{W_0}{h} = 3.59322$, se puede concluir que la condición no se cumple, por lo tanto, se descarta y se procede a intentar con la alternativa *b)* de la ecuación (3.7).

De igual manera, sustituyendo los valores de ϵ_r y Z_0 ahora en (3.9) y obtener B,

$$B = \frac{377\pi}{2(50)\sqrt{1.8}} \qquad ===> \qquad B = 8.827$$

Es importante mencionar que tanto A como B, no poseen algún significado intrínseco. Dichas variables simplemente son un valor utilizado para el cálculo de las dimensiones del ancho de la línea de transmisión.

Sustituyendo el valor de B en el inciso *b)* de la ecuación (3.7), se tiene entonces:

$$W_0 = \frac{1.0(2)}{\pi}\left[8.827 - 1 - \ln(2(8.827) - 1) + \frac{1.8 - 1}{2(1.8)}\left\{\ln(8.827 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{1.8}\right\}\right]$$

$$W_0 = 3.491mm$$

Entonces se comprueba que $\frac{W_0}{h} = 3.491$ es mayor que 2 y se da por hecho que la condición si se cumple y se procede a ocupar el valor obtenido de W_0.

La expresión para calcular el valor de L_{line} (largo de la línea de transmisión) es:

$$L_{line} = \frac{c}{4f_r\sqrt{\epsilon_r}} \tag{3.10}$$

Sustituyendo los valores se tiene entonces:

$$L_{line} = \frac{3 \times 10^8}{4(2.45 \times 10^9)\sqrt{2.34}}$$

$$L_{line} = 22.817\ mm$$

Para calcular la distancia en la que se introducirá la línea de microcinta al parche radiador, conocido como *inset* (Yo), se tiene que obtener primero el valor de la impedancia en la orilla radiadora, la cual se denomina como Z_A, y se logra a través de la siguiente ecuación:

$$Z_A = 90\frac{{\epsilon_r}^2}{\epsilon_r - 1}\left(\frac{L}{W}\right)^2 \tag{3.11}$$

Tomando en cuenta que L y W deben ser los de la superficie radiadora (el parche) sustituyendo los valores en la ecuación (3.11) se tiene:

$$Z_A = 90\frac{1.8^2}{1.8 - 1}\left(\frac{45.0304}{51.744}\right)^2$$

$$Z_A = 276.0508$$

Para obtener el valor del inset (Yo), se ocupa la siguiente ecuación:

$$Z_0 = Z_A cos^2\left(\frac{\pi y_0}{L}\right) \tag{3.12}$$

De la cual, primero se debe despejar y_0 y con el valor que se obtuvo anteriormente para Z_A, se sustituirá, teniendo en cuenta que para este caso L será entonces la longitud de la línea.

$$y_0 = \frac{L_{line}}{\pi}\cos^{-1}\left(\sqrt{\frac{Z_0}{Z_A}}\right)$$

$$y_0 = \frac{22.817}{\pi}\cos^{-1}\left(\sqrt{\frac{50}{276.0508}}\right)$$

$$y_0 = 8.215mm$$

Esta técnica de inserción se puede utilizar eficazmente para hacer coincidir y lograr un acoplamiento entre el de parche rectangular haciendo unos de una alimentación por medio de una línea microstrip cuyas impedancias características son Z_A y Z_0 respectivamente.

Es así, que con este proceso se obtuvieron todos los valores de diseño para las 4 antenas finales. De igual manera como sucedió en las primeras pruebas de diseño y simulación fue necesario realizar mínimos ajustes paramétricos de los valores para obtener mejores caídas en dB y lograr resonar en la frecuencia deseada; dichos valores finales son mostrados en la Tabla 3.4 que aparece a continuación.

Tabla 3.4 Valores definitivos de los parámetros de diseño para las 4 antenas finales (expresados en mm)

VALORES FINALES DE DISEÑO PARA LAS 4 ANTENAS					
Valores iniciales de diseño	**Ancho del parche (W)**	**Largo del parche (L)**	**Ancho de la línea (W_0)**	**Largo de la línea (L_{line})**	**Inset (y_0)**
ANTENA 1 $f_r = 2.45GHz$ $h = 1.0mm$ $\epsilon_r = 1.8$	$51.74mm$	$45.02mm$	$5mm$	$12.13mm$	$7.76mm$
ANTENA 2 $f_r = 2.45GHz$ $h = 1.6mm$ $\epsilon_r = 1.8$	$51.74mm$	$44.60mm$	$5.5mm$	$12.13mm$	$7.77mm$
ANTENA 3 $f_r = 3.5GHz$ $h = 1.0mm$ $\epsilon_r = 1.8$	$36.22mm$	$31.31mm$	$3.99mm$	$8.49mm$	$5.44mm$
ANTENA 4 $f_r = 3.5GHz$ $h = 1.6mm$ $\epsilon_r = 1.8$	$36.22mm$	$30.86mm$	$5mm$	$8.49mm$	$5.46mm$

3.3.5 Herramientas computacionales de diseño

En la actualidad existen herramientas del tipo software a las cuales recurrir en cualquier momento es una opción, ya que se encuentran disponibles online y su función principal recae en facilitar la obtención los cálculos, ya que con solo ingresar algunos datos pueden arrojan inmediatamente los valores de las variables que son de nuestro interés en el diseño de antenas.

Un claro y popular ejemplo es el sitio web "*EM Talk Electromagnetics & Microwave Engineering"* (EM Talk, 2006) el cual se dedica a proporcionar consejos y tutoriales sobre temas relacionados con electromagnetismo y la ingeniería de microondas. A demás podemos encontrar calculadoras de valores tanto para el parche como para la línea de microstrip.

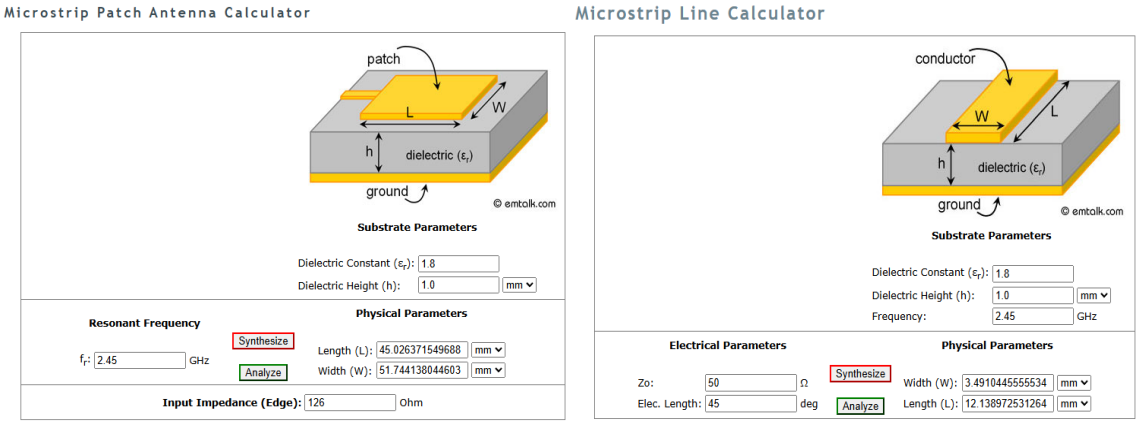


Figura 3.12 Interfaz del sitio web EmTalk, calculadora de parche y línea de microstrip

En la Figura 3.12 se observa cómo se han ingresado los valores de ϵ_r, f_r y h en particular para el diseño que se ha detallado anteriormente en la sección 3.3.3. Por lo tanto, esta parte nos ayuda a corroborar y comparar los valores que se obtuvieron al momento de hacer los cálculos a mano con los que nos arroja la calculadora. Cabe destacar que es normal encontrar errores o algunas diferencias en los valores obtenidos en ambas modalidades.

3.4 SIMULACIÓNES FINALES EN HFSS

Concluido el proceso del cálculo de los valores, el siguiente paso es el diseño de las antenas en el software de simulación tal como se muestra en la Figura 3.13, específicamente se ocupó el simulador *HFSS* del software *ANSYS Electrtonics Desktop* (Ansys,Inc., 2019).

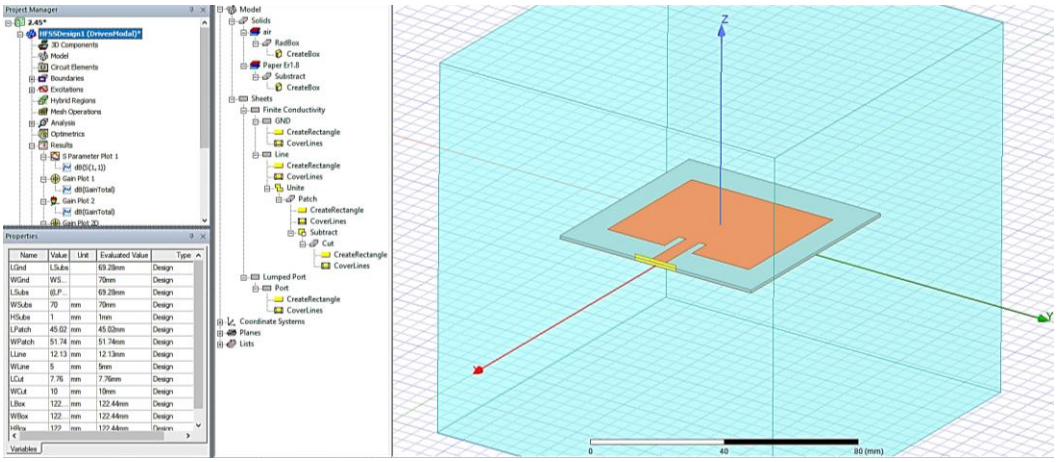


Figura 3.13 Interfaz del simulador HFSS (Project manager, Properties, Model and Design)

Después de finalizar el diseño y modelado de las antenas, se realizan las simulaciones para genera las gráficas correspondientes al coeficiente de reflexión, se corren en el intervalo de 1 a 5 GHz y se indica al simulador graficar el Parámetro S_{11} en unidades de dB. Las simulaciones generadas se muestran en las Figuras 3.14 - 3.17.

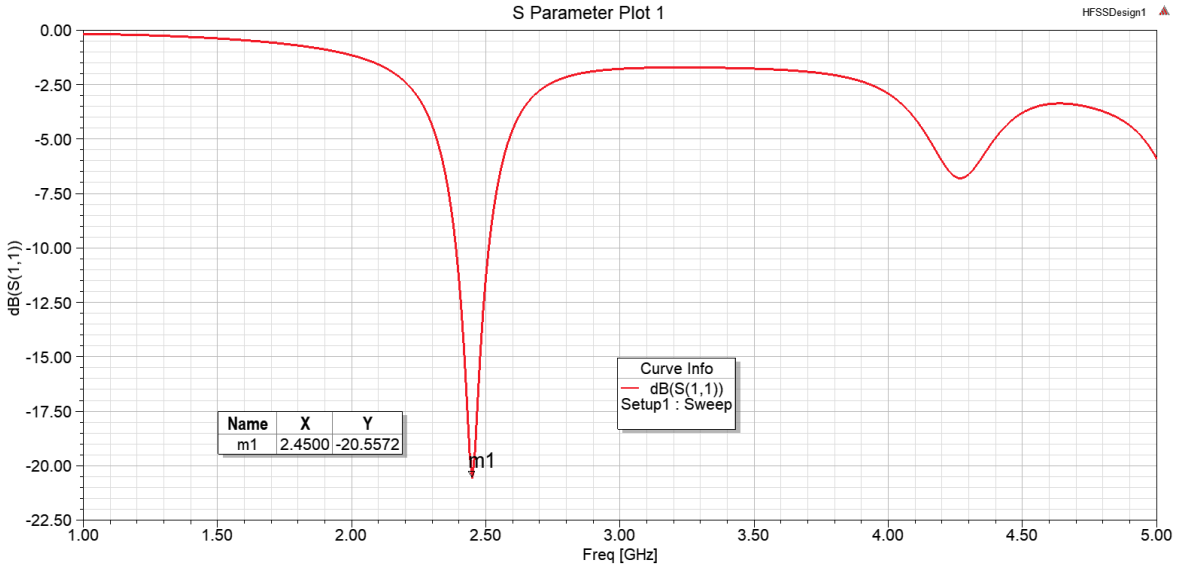


Figura 3.14 Simulación final en software HFSS del coeficiente de reflexión de la antena 1; $f_r = 2.45GHz$, $h = 1.0$mm y $\epsilon_r = 1.8$

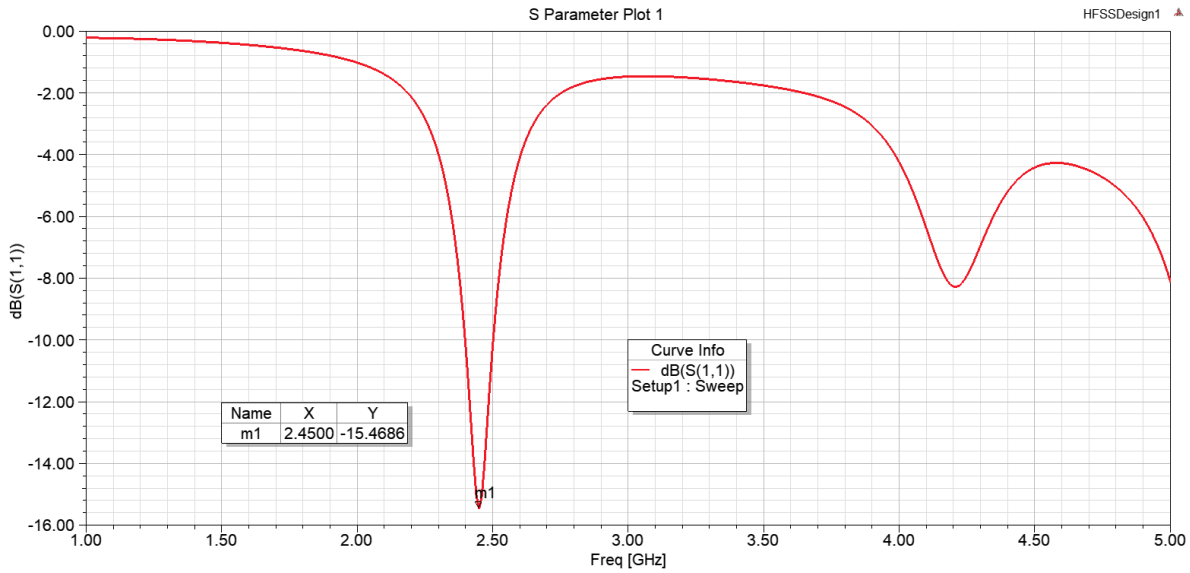


Figura 3.15 Simulación final en software HFSS del coeficiente de reflexión de la antena 2; $f_r = 2.45GHz$, $h = 1.6$mm y $\epsilon_r = 1.8$

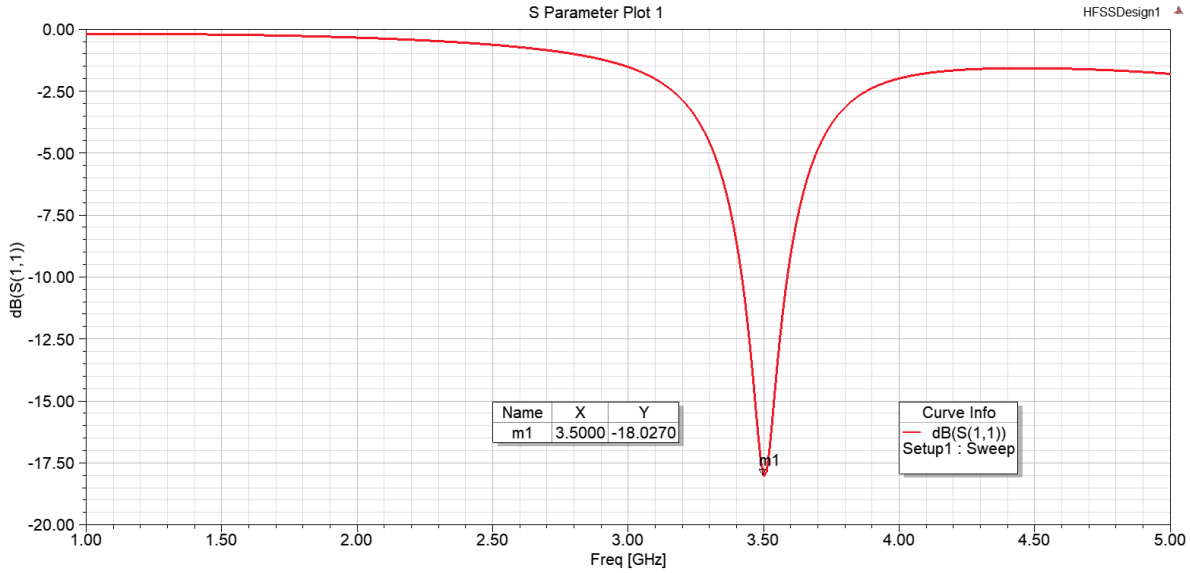


Figura 3.16 Simulación final en software HFSS del coeficiente de reflexión de la antena 3; $f_r = 3.5GHz$, $h = 1.0$mm y $\epsilon_r = 1.8$

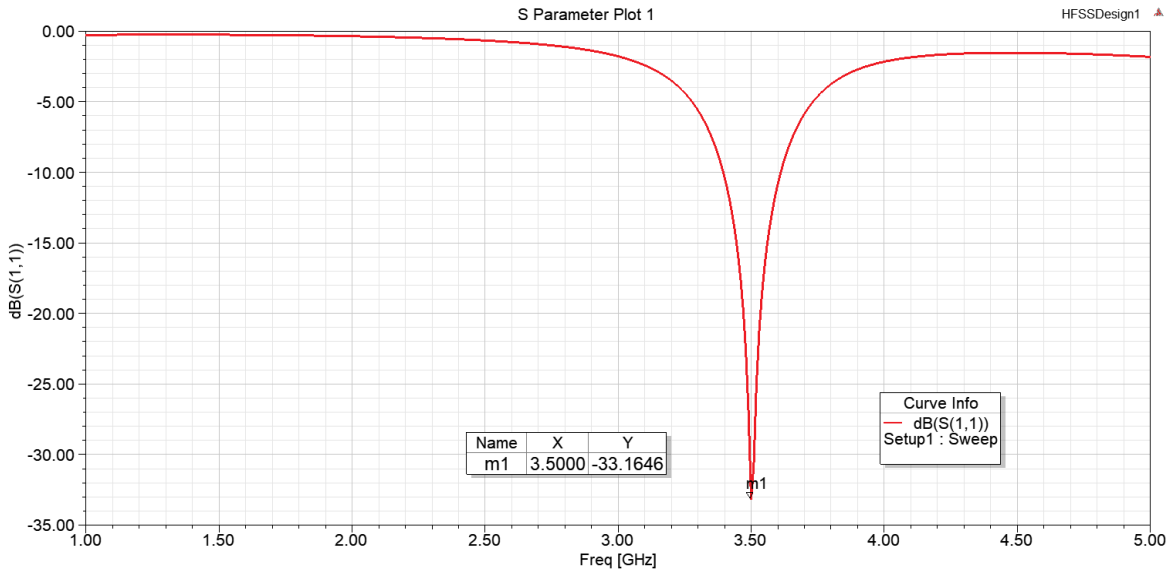


Figura 3.17 Simulación final en software HFSS del coeficiente de reflexión de la antena 4; $f_r = 3.5GHz$, $h = 1.6$mm y $\epsilon_r = 1.8$

A partir de los diseños y simulaciones generadas, se pueden visualizar y obtener algunos parámetros mencionados en el Capítulo II, tal es el caso de los anchos de banda, ocupando la fórmula $(f_s - f_i) = \Delta B_{-10dB}$; donde f_i es el primer punto donde la curva cruza la franja de los -10dB y f_s el segundo punto; Estableciendo una frecuencia central de referencia f_c que en si es la frecuencia de diseño. Dentro de las Tablas 3.5 - 3.8 se presentan los valores de los distintos anchos de banda de las 4 antenas finales; los valores de las frecuencias de estas tablas se obtienen a partir de las simulaciones y mediciones experimentales.

*Para poder visualizar a mayor detalle los anchos de banda y hacer una comparación entre lo simulado y lo real, solo para estas tablas se tomaron datos que se obtendrán en la siguiente parte (medición de antenas en VNA) la comparación de los datos se graficó y procesó en MATLAB para la obtención directa de los valores (Capitulo IV sección 4.1.1).

Tabla 3.5 Cálculo y comparación entre simulación y medición de los anchos de banda ΔB_{-10dB} de la Antena 1

VALORES DE ANCHO DE BANDA PARA LA ANTENA 1				
	$f_i\,[GHz]$ **En -10dB**	$f_c[GHz]$ **Frecuencia central**	$f_s[GHz]$ **En -10dB**	$(f_s - f_i)$ ΔB_{-10dB}
Simulación	2.38	2.45 en -20.55dB	2.51	0.130
Medición	2.41	2.47 en -22.37dB	2.51	0.100

Tabla 3.6 Cálculo y comparación entre simulación y medición de los anchos de banda ΔB_{-10dB} de la Antena 2

VALORES DE ANCHO DE BANDA PARA LA ANTENA 2				
	$f_i\,[GHz]$ **En -10dB**	$f_c[GHz]$ **Frecuencia central**	$f_s[GHz]$ **En -10dB**	$(f_s - f_i)$ ΔB_{-10dB}
Simulación	2.35	2.45 en -15.46dB	2.50	0.150
Medición	2.39	2.42 en -27.46dB	2.48	0.090

Tabla 3.7 Cálculo y comparación entre simulación y medición de los anchos de banda ΔB_{-10dB} de la Antena 3

VALORES DE ANCHO DE BANDA PARA LA ANTENA 3				
	$f_i\,[GHz]$ **En -10dB**	$f_c[GHz]$ **Frecuencia central**	$f_s[GHz]$ **En -10dB**	$(f_s - f_i)$ ΔB_{-10dB}
Simulación	3.41	3.5 en -18.20dB	3.58	0.170
Medición	3.47	3.54 en -30.42dB	3.61	0.140

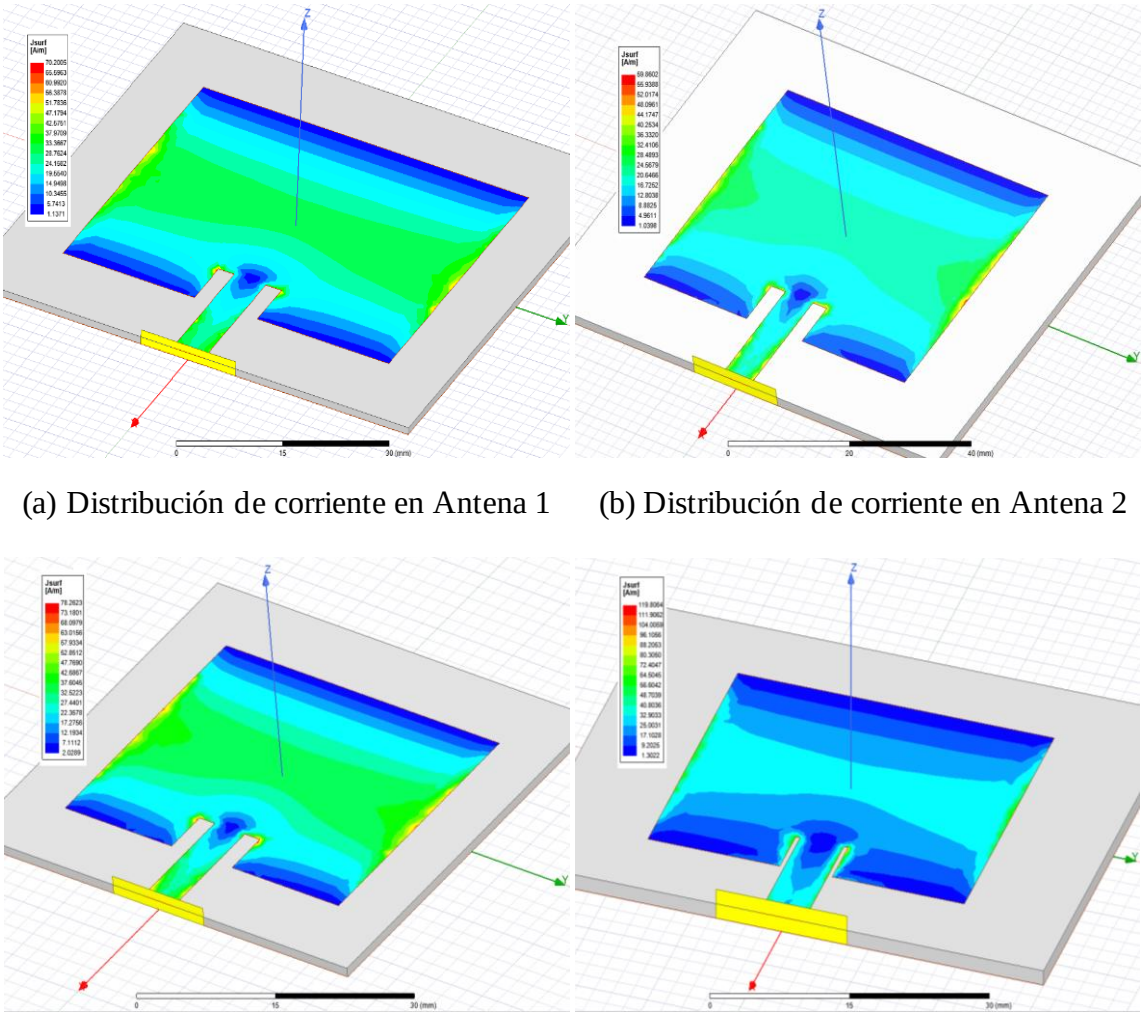
Tabla 3.8 Cálculo y comparación entre simulación y medición de los anchos de banda ΔB_{-10dB} de la Antena 4

VALORES DE ANCHO DE BANDA PARA LA ANTENA 4				
	$f_i\,[GHz]$ **En -10dB**	$f_c[GHz]$ **Frecuencia central**	$f_s[GHz]$ **En -10dB**	$(f_s - f_i)$ ΔB_{-10dB}
Simulación	3.39	3.5 en -33.16dB	3.61	0.220
Medición	3.40	3.5 en -20.42dB	3.58	0.180

Algunos otros parámetros y características más específicas se pueden generar desde las múltiples opciones y herramientas que el simulador HFSS ofrece, tal como la de poder

visualizar el flujo de la corriente a través de la antena, así como se puede apreciar en los incisos (a-d) de la Figura 3.18.

También está la posibilidad de la visualizar la distribución que presentan los campos eléctricos y magnéticos, esto solo por mencionar algunos ejemplos de lo mucho que se puede realizar en el simulador.



(a) Distribución de corriente en Antena 1 (b) Distribución de corriente en Antena 2

(c) Distribución de corriente en Antena 3 (d) Distribución de corriente en Antena 4

Figura 3.18 Simulación en HFSS de la distribución del flujo de corriente en las cuatro antenas finales: (a)*Fr=2.45GHz, h=1.0mm*; (b)*Fr=2.45GHz, h=1.6mm;* (c)*Fr=3.5GHz, h=1.0mm;* (d)*Fr=3.5GHz, h=1.6mm*

3.5 ANTENAS FABRICADAS CON VALORES FINALES DE DISEÑO

A esta altura ya se tiene certeza de que las simulaciones generadas con los valores obtenidos en el proceso de diseño son los correctos, por lo que solo queda realizar la fabricación de cada una de ellas y corroborar con las mediciones experimentales. Para esto se sigue el mismo proceso de fabricación descrito en el apartado 3.3.2.1, de modo que las antenas finales se presentan en la Figura 3.19.

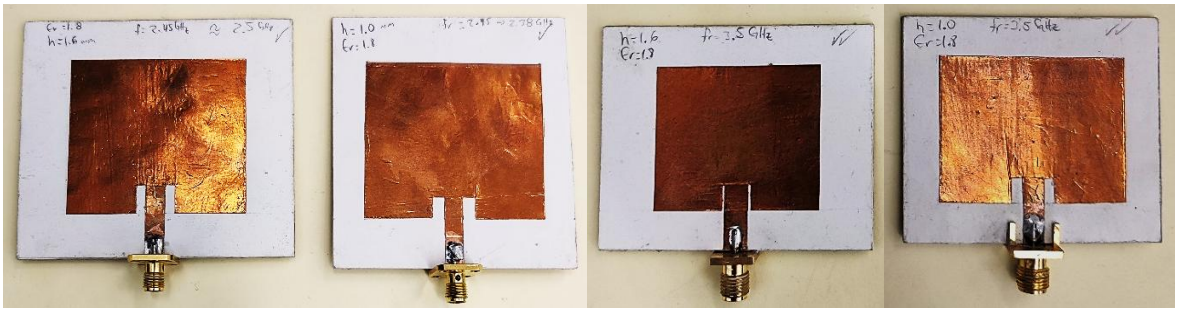


Figura 3.19 Antenas finales (de izquierda a derecha Antena 1,2,3 y 4)

3.6 CONCLUSIÓN

El simulador HFSS de Ansys resulta ser en todos los sentidos una herramienta completa que facilita el diseño, el estudio y el análisis de dispositivos como es el caso de las antenas, el software también sirve para poder visualizar la distribución de los campos eléctricos y magnéticos, al igual que el flujo de la corriente en la antena sometida a una simulación. También es capaz de generar diagramas de radiación en dos y tres dimensiones los cuales serán analizados dentro del Capítulo IV de esta tesis.

Se debe dejar en claro que para proceder a la fabricación de los diseños finales de las antenas, es decir, los dispositivos en su forma física, debe uno de estar certero de que el funcionamiento de estas sean lo más apegado a lo ideal, o en su defecto, que no presenten mucha variación en lo esperado; es por eso que previo a este proceso se deben de realizar las simulaciones pertinentes con variaciones en los parámetros de diseño y los análisis paramétricos necesarios para con ello, asegurar que caigan en las frecuencias deseadas a las que fueron diseñadas, que el análisis de los Parámetros *S* sea el adecuado, y más cosas por el estilo que se debe tener en consideración.

CAPÍTULO IV

"ANÁLISIS DE RESULTADOS EXPERIMENTALES"

INTRODUCCIÓN

Después del proceso de fabricación se procede a realizar comparaciones y detectar coincidencias entre las simulaciones y las mediciones experimentales de la antena, es por lo que en este capítulo se presentan los análisis que se obtuvieron de las simulaciones y las mediciones experimentales de las antenas propuestas en la tesis, se mostrarán tanto simulaciones de los Parámetros S, como los diagramas de radiación generados, entre otras cosas. Al igual se realizan comparaciones entre simulaciones y mediciones.

4.1 RESULTADOS

En este apartado se muestran las respuestas que arrojan las simulaciones de las antenas propuestas en esta tesis, las cuales finalmente fueron diseñadas para las frecuencias de 2.45 y 3.5 GHz, con un $\epsilon_r = 1.8$ y un $h = 1.0\ y\ 1.6\ mm$ en ambos casos. Cabe mencionar que las simulaciones se realizaron en el *HFSS* del Software *Ansys Electronics Desktop* (Ansys,Inc., 2019), el cual ayudó a visualizar las gráficas de los coeficientes de reflexión, también se puede visualizar las pérdidas de retorno que, esencialmente es la relación entre la potencia reflejada y la potencia directa medida en decibeles (dB). Una pérdida de retorno más baja significa que la carga refleja menos energía y suele ser un resultado deseable. Es esencial que estas pérdidas adquieran un valor por debajo de los -10dB, ya que de esta manera

la antena asegura una radiación de la energía de entrada en condiciones ideales de al menos el 70%.

Otro factor que se puede apreciar en las gráficas es la caída en la frecuencia a la que operan las antenas, que idealmente debe corresponder o en su defecto ser muy simular a la frecuencia de diseño especificada en los objetivos, esas curvas servirán también para detectar los anchos de banda de operación de las antenas.

4.1.1 Resultados finales de antenas 1 y 2 diseñadas con: $f_r = 2.45GHz$, $\epsilon_r = 1.8$, $h = 1.0$ y 1.6 mm respectivamente

En este apartado se muestran los resultados de las gráficas de los Parámetros S_{11} correspondientes tanto a las mediciones experimentales realizadas en el VNA como a las simulaciones generadas en el HFSS realizando una comparación en una misma gráfica procesada y generada en el software MATLAB (MathWorks., 2023).

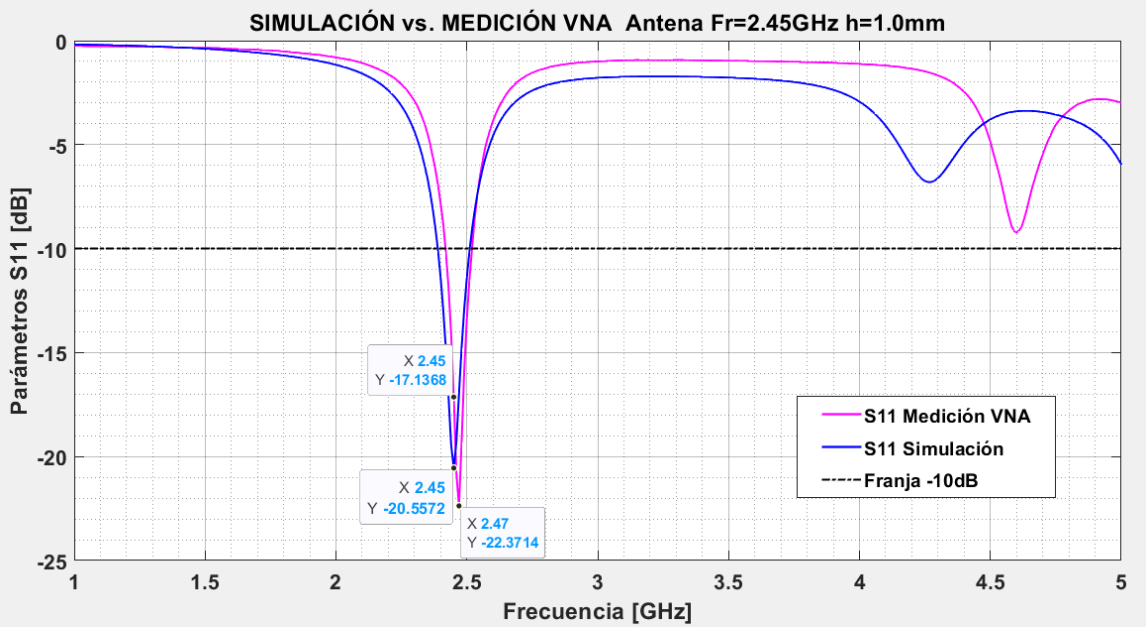


Figura 4.1 Gráfica de comparación de los coeficientes de reflexión SIM vs. MED de la Antena 1; $f_r = 2.45GHz$, $h = 1.0$mm y $\epsilon_r = 1.8$

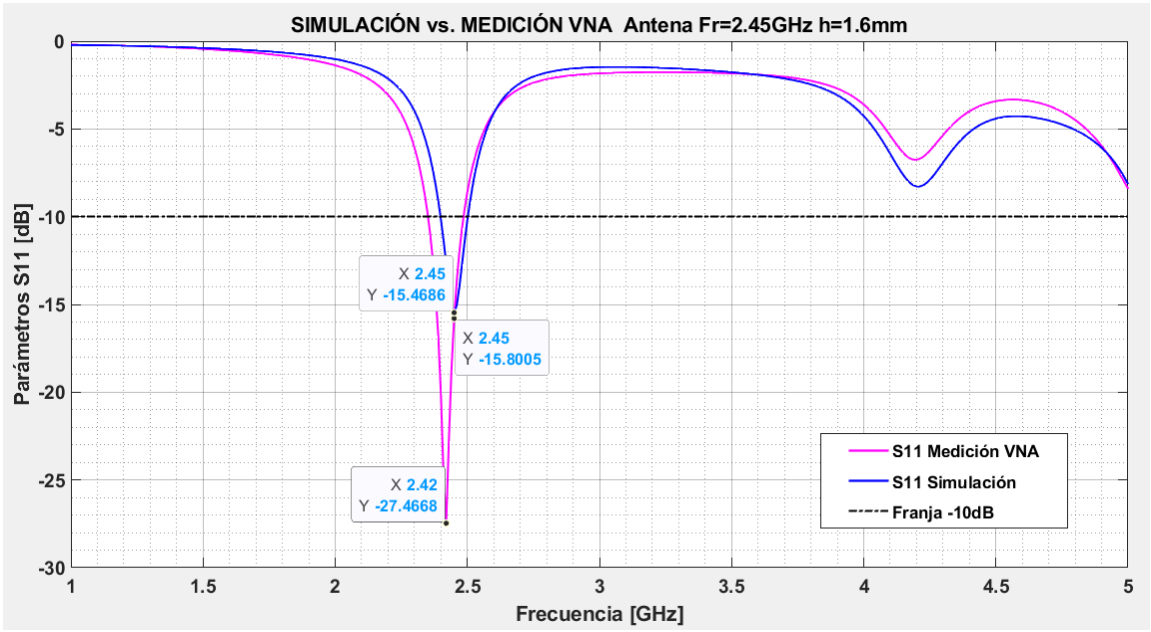


Figura 4.2 Gráfica de comparación de los coeficientes de reflexión SIM vs. MED de la Antena 2; $f_r = 2.45GHz$, $h = 1.6$mm y $\epsilon_r = 1.8$

4.1.2 Resultados finales de antenas 3 y 4 diseñadas con: $f_r = 3.5GHz$, $\epsilon_r = 1.8$, $h = 1.0$ y 1.6 mm respectivamente

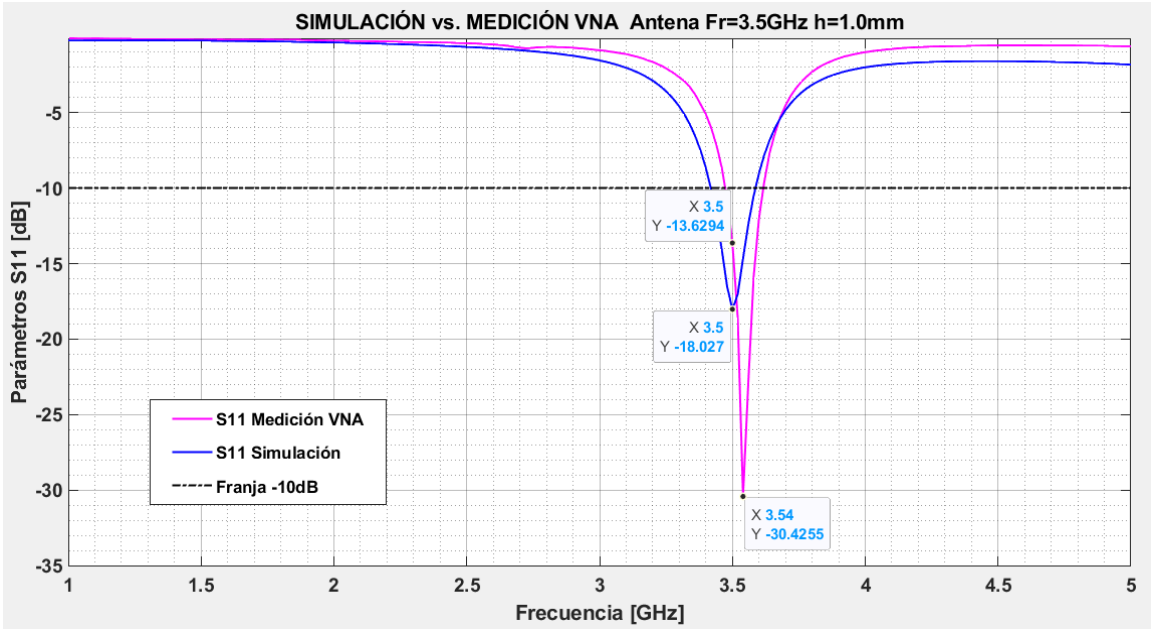


Figura 4.3 Gráfica de comparación de los coeficientes de reflexión SIM vs. MED de la Antena 3; $f_r = 3.5GHz$, $h = 1.0$mm y $\epsilon_r = 1.8$

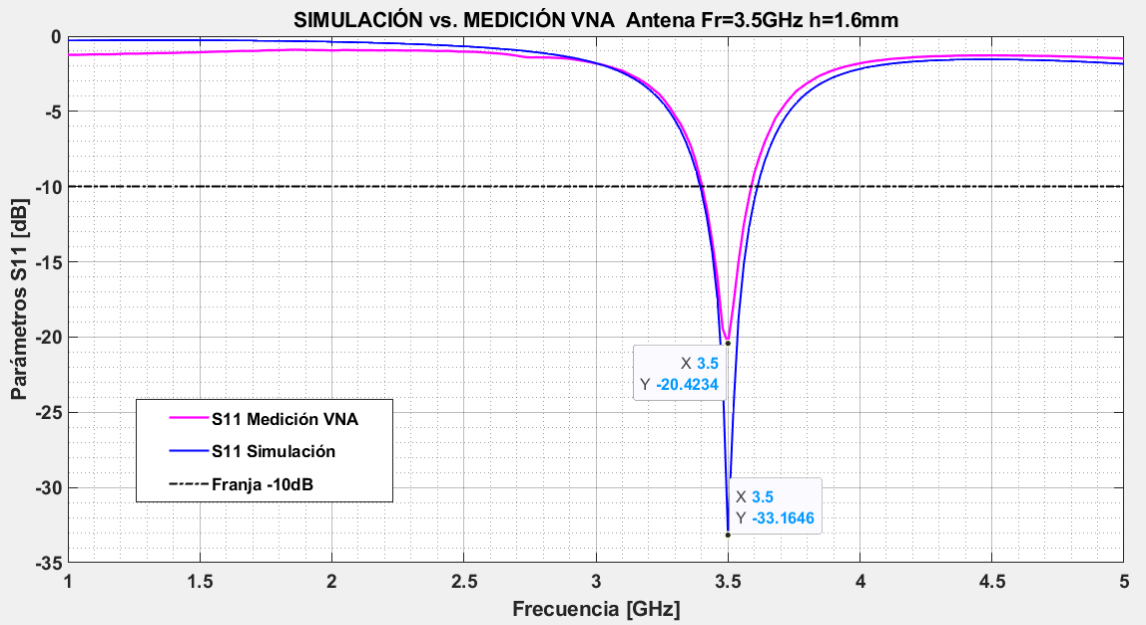


Figura 4.4 Gráfica de comparación de los coeficientes de reflexión SIM vs. MED de la Antena 4; $f_r = 3.5GHz$, $h = 1.6$mm y $\epsilon_r = 1.8$

De las Figuras 4.1 - 4.4, se analiza la parte de los coeficientes de reflexión o Parámetro S_{11}, el cual mide la cantidad de señal reflejada desde el puerto 1 cuando una señal es enviada a ese mismo puerto, de igual manera representa la potencia de la señal reflejada y la potencia de la señal incidente. Se concluye también que las antenas presentan un S_{11} bajo (por menos de los -10dB) esto indica que la mayor parte de la señal está siendo transmitida a través de las antenas lo que sugiere ser un resultado positivo en este análisis.

4.2 CARACTERIZACIÓN DE ANTENAS

El proceso de caracterización de una antena se refiere a medir y analizar las propiedades de esta, tales como la ganancia, el patrón de radiación, la directividad, el ancho de banda, etc. Esencialmente, se trata de evaluar que tan bueno es el rendimiento de una antena para asegurarse de que cumpla con las especificaciones y requisitos en la aplicación para la que fue diseñada. Es fundamental para garantizar que una antena funcione correctamente.

4.2.1 Medición y captura de datos de las antenas dentro de la cámara de Faraday

En particular, este proceso de caracterización sirvió para obtener el patrón y los diagramas de radiación de las antenas propuestas en esta tesis, el cual nos indica cómo se distribuye la energía radiada por la antena en el espacio. Parte del proceso es mostrado en la Figura 4.5.

Figura 4.5 Proceso de caracterización de antena mircrostrip en la cámara de Faraday dentro del laboratorio de microondas de la FCE-BUAP

Durante la caracterización, se utilizaron equipos especializados como el analizador de redes y el generador de señales, cámara de Faraday (espacio diseñado para minimizar interferencias de radiación de campos y señales electromagnéticas). También herramientas y accesorios como cables y conectores, absorbedores híbridos a base de espuma que sirvieron para evitar un poco la interferencia y rebote de las señales, un trípode que permitió a medida de lo posible colocar y estabilizar las antenas para evitar el movimiento propio de estas. Estos instrumentos y medios ayudan a obtener datos del comportamiento de la antena en diversas condiciones.

Figura 4.6 Analizador y generador de señales ocupados para el proceso de caracterización

Para la medición de las antenas como se visualiza en la Figura 4.7, lo primero fue adaptar dos trasportadores al trípode para tener así una referencia en el cambio de los ángulos de medición, acto seguido, la antena se colocó en la base del trípode, el cual fungió ser nuestro posicionador y permitió un control semi preciso sobre la orientación de la antena.

Fue de este modo que las antenas se midieron en diferentes ángulos desde 0° a 360°, haciendo un barrido en sentido opuesto a las manecillas del reloj con el objetivo de recopilar datos, analizarlos y entender cómo se propaga la señal desde las antenas. Ayudó también a determinar la cobertura y la dirección de las antenas.

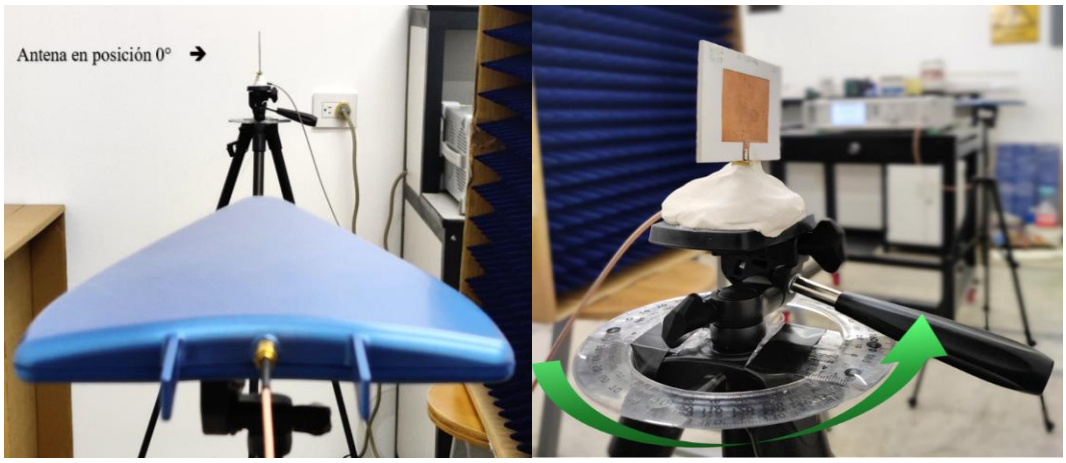


Figura 4.7 Antena en posición inicial de 0° para obtener diagramas de radiación

El diagrama y el patrón de radiación tienen una apreciación similar. Ambos se relacionan a la interpretación gráfica de cómo es distribuida la energía radiada por una antena en el espacio. Un patrón expone la magnitud de la señal radiada en diferentes direcciones, y el diagrama lo ejemplifica visualmente ese patrón, comúnmente graficados en 2D o 3D.

4.2.2 Diagramas de radiación

Las mediciones experimentales de la antena ayudan a generar los diagramas de radiación, se recurre al uso del software MATLAB, donde se procesan los datos recopilados durante la caracterización cargados en una tabla, se normalizan y por último con la ayuda de la función *dirplot* se grafican los diagramas.

Al término de este proceso se observó que a pesar de tener una forma esperada, no fue la mejor que se pudo obtener en estos diagramas debido a que no presentaban demasiada similitud con las simulaciones, por ende, se propone realizar un segundo proceso de caracterización, pero ahora en un entorno de "*espacio abierto*" y no dentro de una cámara como se observa en la Figura 4.8, esperando así, los resultados se puedan apreciar de mejor manera ya sin demasiados picos pronunciados con repentinos altos y bajos, evitar que en 0° y 360° exista una gran variación en la medición pues idealmente debería arrojar el mismo valor, y por ultimo lograr una forma más armónica en las curvas de los diagramas.

Figura 4.8 Caracterización de antena mircrostrip en espacio abierto en el laboratorio de microondas de la FCE-BUAP

Se vuelve a recopilar los datos de las mediciones y nuevamente se recurre al software MATLAB para procesar los datos y generar las gráficas de los diagramas correspondientes a las segundas mediciones.

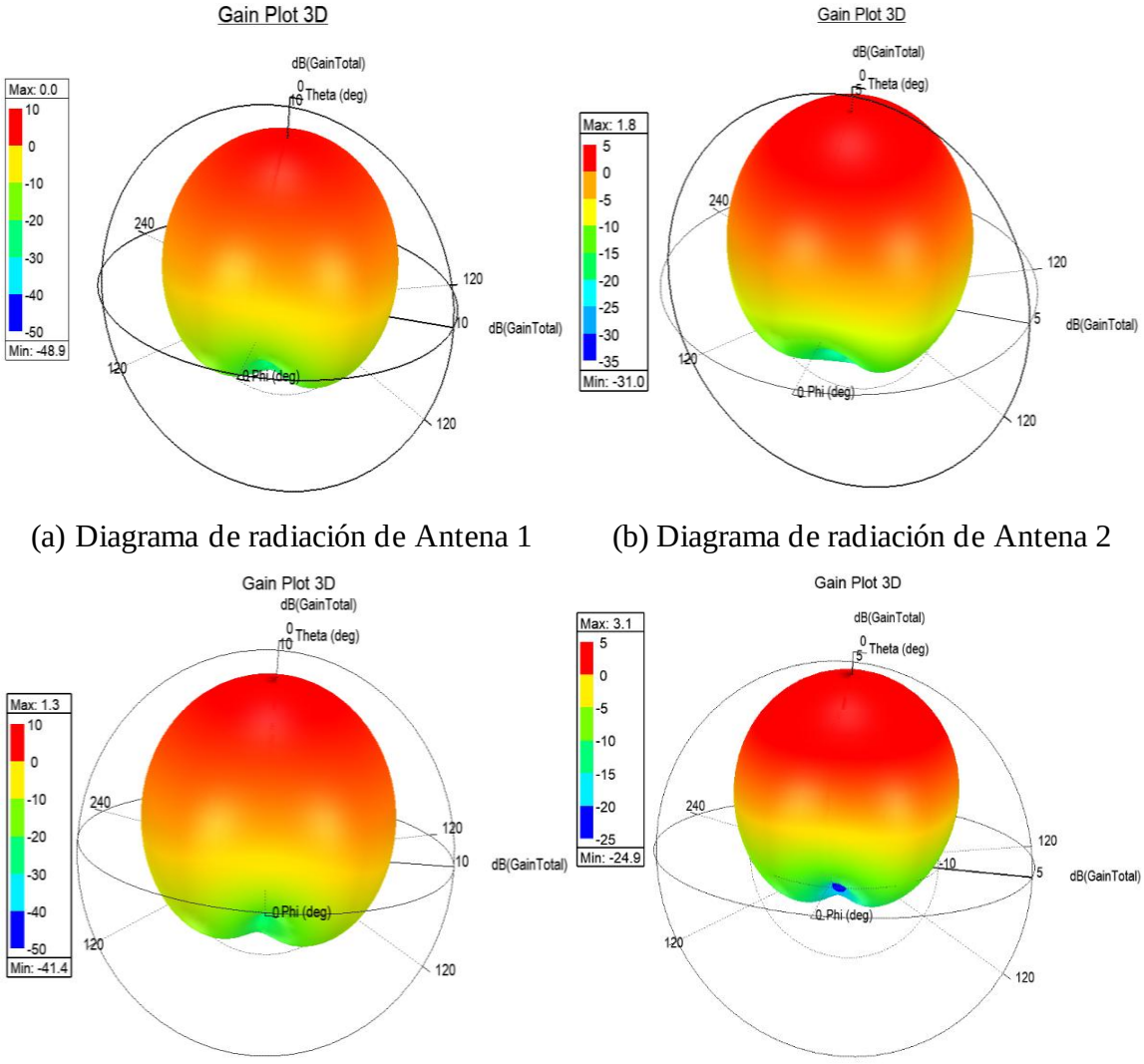
Cabe resaltar que dentro de las tantas funciones del simulador HFSS del software Ansys Electronics, se encuentra la de generar diagramas de radiación, los cuales se obtuvieron para el análisis y comparación con los datos medidos y que se presentan más adelante.

Las gráficas de los diagramas en 2D representan la intensidad de radiación (dB) en función del ángulo del plano vertical (*theta* θ), también se debe observa un mismo patón y las formas esperadas sin anomalías o resultados raros.

Las líneas en los diagramas muestran como la radiación varía en diferentes direcciones.

Las figuras muestran los lóbulos principales en las que se observa la dirección en la que las antenas emiten más energía y presentan su máxima radiación; y los lóbulos menores muestran las zonas donde la antena presenta una menor intensidad de potencia de radiación.

De igual manera complementando esta sección se corren las simulaciones en HFSS de las 4 antenas finales para obtener los diagramas de radiación en 3D mostrados en los incisos (a-d) de la Figura 4.9.



(a) Diagrama de radiación de Antena 1 (b) Diagrama de radiación de Antena 2

(c) Diagrama de radiación de Antena 3 (d) Diagrama de radiación de Antena 4

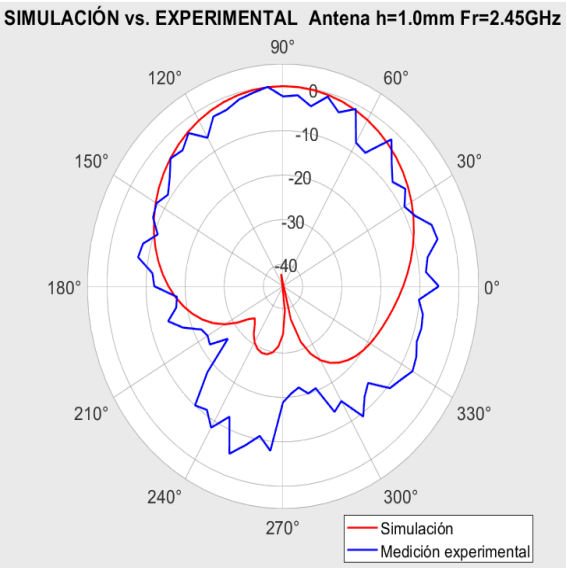
Figura 4.9 Diagramas de radiación en 3D de las cuatro antenas finales simulados en HFSS: (a)*Fr=2.45GHz, h=1.0mm*; (b)*Fr=2.45GHz, h=1.6mm;* (c)*Fr=3.5GHz, h=1.0mm;* (d)*Fr=3.5GHz, h=1.6mm*

La interpretación de los diagramas 3D es similar a los 2D, solo que, en estos, se puede apreciar una variación de la distribución y emisión de la radiación de las antenas en el espacio y no solo en un plano. De igual manera se aprecian los máximos y mínimos con valores dentro de lo normal.

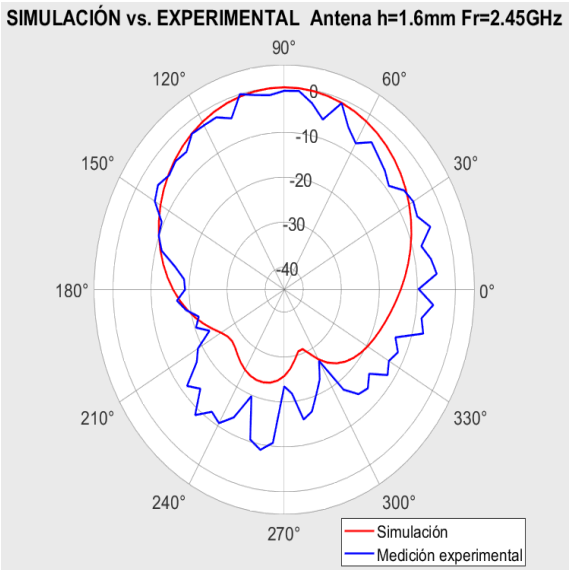
4.2.3 Comparación de diagramas de radiación: Mediciones experimentales en espacio libre Vs. Simulaciones

Después de realizar una segunda medición se observa y se determina que ciertamente al estar en un entorno de "*espacio abierto*" no existe demasiada interferencia ni rebote o choque de señales y los diagramas que se obtiene ahora son más limpios y estos presentan una mejor forma.

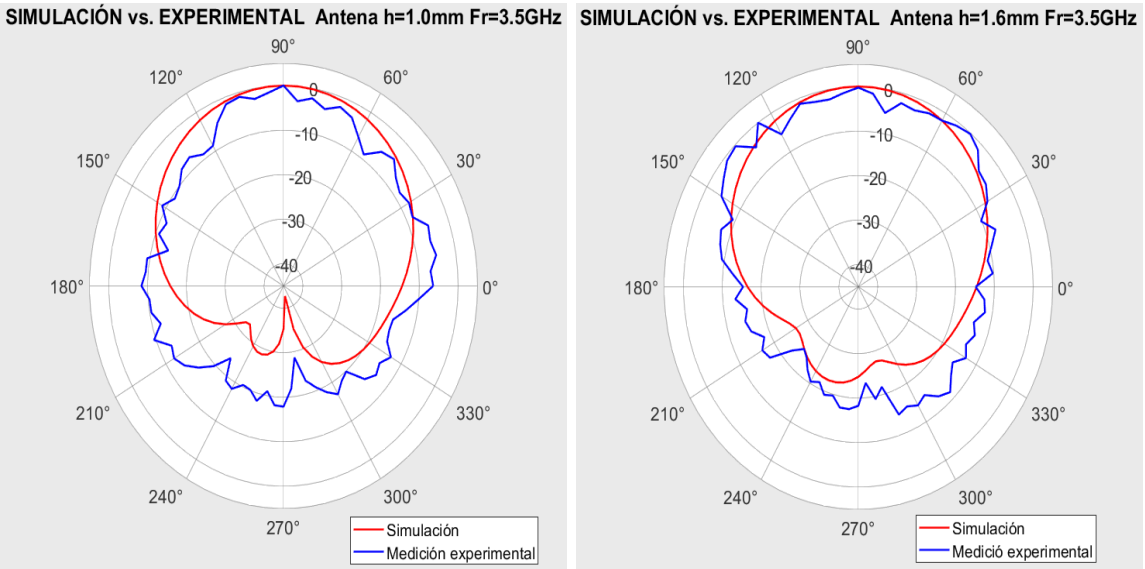
Ahora entonces, para realizar una comparación entre los diagramas de radiación de las antenas y hacer un análisis de las coincidencias y diferencias entre lo simulado y lo real medido en un entorno de "*espacio abierto*", nuevamente se acude al software MATLAB para lograr que nos muestre los dos diagramas al mismo tiempo, los cuales se pueden apreciar en los incisos (a-d) de la Figura 4.10.



(a) Comparación de diagramas (Antena 1)



(b) Comparación de diagramas (Antena 2)



(c) Comparación de diagramas (Antena 3) (d) Comparación de diagramas (Antena 4)

Figura 4.10 Comparación *Simulado vs. Experimental* de los diagramas de radiación de las cuatro antenas finales: (a)*Fr=2.45GHz, h=1.0mm*; (b)*Fr=2.45GHz, h=1.6mm;* (c)*Fr=3.5GHz, h=1.0mm; (*d)*Fr=3.5GHz, h=1.6mm*

En las gráficas mostradas de los incisos de la Figura 4.10, se puede observar que en los 4 casos existe una gran similitud tanto en el patrón de forma como en la respuesta de los valores arrojados. Las mediciones manifiestan un comportamiento semejante a las simulaciones. Las variaciones que presentan se deben a factores como que la caracterización de las antenas no se realizó en un ambiente completamente controlado en el cual el arie y otras cosas como rebotes de señal incluso mínimas interferencias ocasionan perdidas y esto afecta a las lecturas tomadas alterando de cierta manera los valores que deberían de ser los ideales.

4.3 CONCLUSIÓN

Las antenas reportadas dentro de este trabajo fueron elaboradas paso a paso como lo indica la teoría, sin embargo, no hay que olvidar que en algún punto fue necesario hacer diversos análisis y adecuaciones tanto en los valores que arrojaron los cálculos, como en las simulaciones realizadas en este proceso. De manera general se obtuvieron resultados de gran similitud para ambas frecuencias y para los diferentes anchos del sustrato que se utilizaron.

CAPÍTULO V

"CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO"

INTRODUCCIÓN

Este capítulo expresa las conclusiones derivadas a lo largo del progreso de esta investigación con el fin de alcanzar los objetivos planteados al inicio de la presente tesis. Asimismo, se introducen algunas propuestas para futuras investigaciones, con el fin de continuar y profundizar en lo ya elaborado.

5.1 CONCLUSIONES

Dentro de la presente investigación fueron desarrolladas cuatro antenas de parche rectangular de microcinta empleando papel bond como substrato. Las diferencias entre las antenas radican en los grosores utilizados (h=1.0mm y h=1.6 mm) y en las frecuencias de diseño para las cuales fueron creadas (2.45GHz y 3.5GHz).

Después de todo el proceso desde la investigación, continuando con el diseño, la simulación, la fabricación, la medición y la caracterización de las antenas realizadas en esta tesis, los resultados indican que, si existe una coherencia y relación tanto en los diagramas de radiación, como en las gráficas de los Parámetros S y también en las mediciones reales que se lograron obtener correspondientes a cada antena.

Este alineamiento de información y coincidencias dan validez y sugieren que los métodos empleados en esta tesis son efectivos y fiables arrojando buenos resultados para el estudio, la investigación y el desarrollo de antenas.

Se puede destacar la importancia de integrar diversos enfoques experimentales y simulaciones que ayudaron de manera significativa en la investigación, permitiendo una comprensión más profunda y completa del tema; adquiriendo también experiencia en el diseño, modelado y fabricación de antenas.

Esto involucra entonces que, haber elegido el papel bond como material para el sustrato en una antena de parche de microcinta, su funcionamiento es sino el ideal, si uno óptimo y operable y se ha logrado verificar con las pruebas y comparaciones realizadas, pues se lograron resultados en común y similares a lo esperado.

Recapitulando y haciendo énfasis en los puntos más destacados que requirieron especial atención para que se pudiera avanzar a lo largo de la investigación, se enlista lo siguiente:

-En la web se pueden encontrar varias tablas con distintos valores asociados a la constante dieléctrica de diferentes materiales, se recomienda hacer una caracterización del material dieléctrico a utilizar, esto con la finalidad de obtener un valor más aproximado al real en caso de no tener el dato correcto.

-Durante el proceso del cálculo de los valores para las dimensiones físicas de la antena (parche, línea de alimentación e inset) se debe recordar que algunas formulas y expresiones son empíricas y resultan ser solo aproximaciones estandarizadas lo que significa que en algún punto se deben realizar distintos análisis paramétricos hasta lograr los objetivos deseados.

-En cuanto a los resultados de las simulaciones en HFSS muestran que las antenas responden de buena manera cayendo en las frecuencias deseadas, en cuanto al coeficiente de reflexión arroja valores óptimos para el funcionamiento y referente a los diagramas de radiación son los esperados. No obstante, se recuerda que la simulación se realizó en un entorno ideal, es decir, factores de diseño como el de una caja de radiación de aire para resonar en la frecuencia de operación de cada antena, o la precisión en milímetros de las longitudes de las antenas, entre otros, son un indicativo que las mediciones en un ambiente real pueden variar y arrojar distintos resultados.

-Sobre las mediciones de las antenas en el VNA se obtuvieron resultados similares a las de las simulaciones. En el punto de caída de la frecuencia de diseño no fueron exactas y se recorrieron algunos Hertz en el caso de las antenas de 2.45GHz, pero no afecto demasiado puesto que se encontraba dentro de un rango permitido y sobre todo por debajo de los -10dB. Estas diferencias son causas de errores menores en las mediciones físicas de las antenas debido a las condiciones bastas de fabricación de éstas y el ambiente del lugar donde fueron medidas.

-Por lo que respecta a la caracterización y con referencia a los resultados de los diagramas de radiación se observa concordancia dentro de lo normal, las figuras no son del todo iguales a las simulaciones debido a que en las mediciones no se contaba con un ambiente controlado ni era el ideal, también recae peso en los instrumentos utilizados para las mediciones y esas son razones por lo que existe incertidumbre en las mediciones. Es recomendable también precisar el barrido para el cambio de los ángulos, y sobre todo al hacer una lectura de datos de 1 en 1 o en su defecto de 2 en 2, se obtendrán más valores para ser graficados y así generar una curva más uniforme y detallada.

5.2 TRABAJO FUTURO

A continuación, se mencionan algunas sugerencias y propuestas en general para futuros proyectos de investigación con relación a esta tesis:

1. Ocupando varias antenas diseñadas en esta tesis, modelar y construir un arreglo matricial multibanda o resonando en frecuencias diferentes a las de 2.45GHz y 3.5GHz.
2. Siguiendo la misma línea de diseño de ocupar el papel como sustrato, implementar antenas de parche rectangular pero ahora con alguna de las diferentes presentaciones que tiene el papel como lo pudiera ser el encerado, el fotográfico, el opalina, el vegetal, etc.
3. Adentrando en la parte ecológica y el cuidado del medio ambiente, materiales como el PET, el papel reciclado, incluso el cartón son candidatos para utilizar como materiales en la ingeniería, desarrollo y elaboración de dispositivos como las antenas.

APENDICE A: EQUIPOS DE LABORATORIO OCUPADOS PARA MEDICIONES

Este apéndice proporciona un resumen de funciones y características clave de los equipos utilizados para la medición y análisis fundamentales en el desarrollo, prueba y validación de los datos que se plantean a lo largo de esta tesis.

GENERADOR DE SEÑALES *ANRITSU MG3692C 20GHz*

La generación de las señales durante el proceso de caracterización de las antenas fue por medio del Generador de señales *Anritzu* modelo *MG3692C* mostrado en la Figura A.1. Este equipo es fundamental para pruebas de aplicaciones en sistemas electrónicos y de telecomunicaciones. Algunas de sus principales características son: Un rango de frecuencias de 10 MHz a 20 GHz; Soporta modulaciones en AM, FM, PM, y modulación de pulso; La potencia de salida es ajustable y va de -140 dBm a +13 dBm; Es de alta precisión, muy estable en la frecuencia generada y tiene bajas distorsiones armónicas.

Figura A.1 Generador de señales *Anritsu* modelo *MG3692C*

ANALIZADOR DE SEÑALES *ANRITSU MS2830A 5KHZ - 26.5GHZ*

Equipo de medición que realiza un análisis espectral en un amplio rango de frecuencias, verifica la calidad de las señales e identifica problemas de interferencia y distorsión en sistemas de comunicación. Las lecturas del proceso de caracterización fueron realizadas con el Analizador de señales Anritsu *MS2830A* mostrado en la Figura A.2. Datos que posteriormente sirvieron para generar los diagramas de radiación. Este analizador tiene

características como: Un rango de frecuencias de los 5 KHz a 26.5 GHz; Su análisis espectral permite observar la distribución de potencia de señales en el dominio de la frecuencia; Cuenta con alta resolución y capacidad para detectar señales débiles en ambientes ruidosos; Incluye análisis de espectro en tiempo real, medición de potencia y análisis de modulación.

Figura A.2 Analizador de señales *Anritsu* modelo *MS2830A*

ANALIZADOR DE REDES VECTORIALES *ANRITSU MS4644B 40GHz*

Principalmente se ocupa para la caracterización de componentes y dispositivos de RF como antenas, filtros, amplificadores y sistemas de radar. El VNA *Anritsu* modelo *MS4644B* mostrado en la Figura A.3 se utilizó para la caracterización de las propiedades dieléctricas del papel y las mediciones experimentales de los Coeficientes de reflexión de las antenas. Cuenta con características principales como: Un amplio rango de frecuencias (70 kHz a 40 GHz); Realiza mediciones de Parámetros *S* para analizar el comportamiento de redes y componentes pasivos; Ofrece una excelente precisión y estabilidad en la medición.

Figura A.3 Analizador de redes vectoriales *Anritsu* modelo *MS2830A*

REFERENCIAS

AGILENT. (26 de Junio de USA 2006). *AGILENT Basics of measuring the dielectric, properties of materials. Aplication note.* (I. Agilent Technologies, Ed.) Obtenido de https://academy.cba.mit.edu/classes/input_devices/meas.pdf

Ahmad, M., Costa Angeli, M. A., Ibba, P., Vasquez, S., Shkodra, B., Lugli, P., & Petti, L. (2023, Mayo 26). *Paper-Based Printed Antenna: Investigation of Process-Induced and Climatic-Induced Performance Variability.* doi:https://doi.org/10.1002/adem.202201703

Alimenti, F., Virili, M., Orecchini, G., Mezzanotte, P., Palazzari, V., Tentzeris, M., & Roselli, L. (2011, Marzo). *A New Contactless Assembly Method for Paper Substrate Antennas and UHF RFID Chips.* doi:10.1109/TMTT.2010.2103210

Ansys,Inc. (2019). HFSS Ansys Electronics [Software de simulación de ingeniería]. *Versión 2019*. Obtenido de https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss

Anta Félix, Á., Cobo Rodríguez, G., & Gil Galí, I. (Enero de 2020). *Diseño de antenas RFID en sustratos de papel.* Obtenido de Repositori Institucional (O2), Universitat Oberta de Catalunya: http://hdl.handle.net/10609/107126

Balanis, C. (2005). *Antenna theory: Analysis and design.* (I. John Wiley & Sons, Ed.) New Jersy: Wiley-Interscience.

Biçer, M. B., & Aydin, E. A. (04 de Noviembre de 2021). *Design and Fabrication of Rectangular Microstrip Antenna with Various Flexible Substrates.* doi: 10.1109/3ICT53449.2021.9581451

Cardama Aznar, Á., Jofre Roca, L., Rius Casals, J. M., Romeu Robert, J., Blanch Boris, S., & Ferrando Bataller, M. (2002). *Antenas* (2a. Edición ed.). Alfaomega.

Carver, K. R., & Mink, J. W. (Enero de 1981). *Microstrip antenna technology.* Obtenido de IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 29, pp. 2-24.

Chen, L. F., Ong, C. K., Neo, C. P., Varadan, V. V., & Varadan, V. K. (16 March 2004). *Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization* (ISBN 0-470-84492-2 ed.). John Wiley & Sons Ltd. doi:10.1002/0470020466

De León, O. (16 de Noviembre de 2022). *Redes 5G en América Latina: desarrollo y potencialidades.* doi:https://hdl.handle.net/11362/48485

Dogusgen Erbas, C. (2 de Diciembre de 2022). *SUSTAINABLE DUAL-BAND MICROSTRIP PATCH ANTENNA WITH PAPER-BASED SUBSTRATE AND ALUMINUM FOR*

MULTIPOINT DISTRIBUTION SYSTEMS AND WiMAX APPLICATION. doi:https://doi.org/10.2298/TSCI22S2753D

Electricity- Magnetism. (2024). *Antena microstrip*. Obtenido de Electricity and Magnetism simply and easily: https://www.electricity-magnetism.org/es/antena-microstrip/

EM Talk. (2006). Retrieved 2024, from EM Talk Electromagnetics & Microwave Engineering: https://www.emtalk.com/index.htm

Estévez-Hidalgo, A., & Marante-Rizo, F. (2019). *Antena de microcinta con estructura híbrida metamaterial para 2.4 GHz.* Obtenido de Ingeniare. Revista chilena de ingenieria, 27(1), 22-23: https://dx.doi.org/10.4067/S0718-33052019000100022

Gao, S., Sambell, A., & Zhong, S. S. (Junio de 2006). *Polarization-agile antennas.* Obtenido de IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 48, no. 3, pp. 28-37.

Gorla, P., Amirisetti, S., Teja, R. S., & Karthik, K. (Diciembre de 2016). *An Integrated Design of GSM and Bluetooth Ultra Wide-Band (UWB) Monopole Antenna for Wireless applications.* doi:https://osf.io/preprints/indiarxiv/d5nxp

Hernández Aquino, R. (Mayo de 2008). *Diseño, simulación y construcción de antenas tipo parche para bluetooth y WI-FI, bandas 2.4 ghz y 5.8 ghz.* Obtenido de Colección de Tesis Digitales, Universidad de las Américas Puebla: http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/hernandez_a_r/capitulo3.pdf

Hernández Limón, E. (Julio de 2016). *Diseño de una antena de microcinta con polarización dual a 4 GHz.* Obtenido de Repositorio Institucional de Acceso Abierto de la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (RAA-BUAP): https://repositorioinstitucional.buap.mx/items/0c2cec04-e4de-4e6d-94e9-7fae4e6306a4

IEEE. (1983). *IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas* (Vols. from Std 145-1983). doi:10.1109/IEEESTD.2014.6758443

Jattalwar, N., Balpande, S., & Shrawankar, J. A. (5 de Agosto de 2020). *Assessment of Denim and Photo Paper Substrate-Based Microstrip Antennas for Wearable Biomedical Sensing.* doi:https://doi.org/10.1007/s11277-020-07665-9

Kumari, S., & Gupta, V. (31 de August de 2019). *Super Ultrawideband Planar Inverted F Antenna.* doi:https://doi.org/10.37936/ecti-eec.2019172.225337

Kumari, S., & Gupta, V. R. (June de 2023). *Compact Ultra-Wideband Planar Inverted F Antenna on Laminated.* Obtenido de Electronics/Elektronika vol. 27, no. 1.

Liao, K. M., Wu, Y. Q., Qian, C., & Du, G. P. (2011). *An Accurate Equivalent Circuit Method of Open Ended Coaxial Probe for Measuring the Permittivity of Materials.* (X. Wan, Ed.) doi:https://doi.org/10.1007/978-3-642-21747-0_100

MathWorks. (2023). MATLAB (R2023b) [Software de cálculo numérico, programación y simulación]. Obtenido de https://www.mathworks.com/products/matlab.html

Merriam-Webster. (n.d). *Antenna*. Retrieved from Merriam-Webster.com dictionary: https://www.merriam-webster.com/dictionary/antenna

Pozar, D. M. (2012). *MICROWAVE ENGINEERING* (Fourth Edition ed.). Hoboken, NJ: JohnWiley & Sons, Inc.

Quechol Elías, R. (Noviembre de 2020). *Sonda coaxial para medir propiedades dieléctricas en materiales en el rango de las microondas.* Obtenido de Repositorio Institucional de Acceso Abierto de la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (RAA-BUAP): https://repositorioinstitucional.buap.mx/items/feb0394e-7829-4c27-b42b-7c413cba0600

Raval, F., Khatavkar, Y., & Patel, K. (Enero de 2018). *Patch Antenna Array using Paper as Substrate.* Obtenido de INTERNATIONAL JOURNAL OF MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY vol.13 no.1.

Rizzi, P. A. (1988). *Microwave Engineering: Passive Circuits* (Vol. 449). New Jersey: Prentice-Hall International, Inc.

Rosero, E. (2019). *Antenas microstrip y su diseño.* Obtenido de STUDOCU: https://www.studocu.com/ec/document/universidad-de-las-americas-ecuador/sistemas-de-comunicacion-radiante/antenas-microstrip-y-su-diseno/5297147

Singh, A., Mahto, S., Sinha, R., Alibakhshikenari, M., Al-Gburi, A., Ahmad, A., . . . Dalarsson, M. (6 de November de 2023). *Low-Loss Paper-Substrate Triple-Band-Frequency.* doi: https://doi.org/10.3390/s23218996