



BUAP

BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA
FACULTAD DE CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA,
OPCIÓN INSTRUMENTACIÓN

TESIS:

“Análisis y diseño de una antena transparente para telefonía celular
de quinta generación”

Presenta:

Lic. Fernando López Marcos

Asesores:

Dr. Jesús Manuel Muñoz Pacheco (FCE-BUAP)

Dr. Richard Torrealba Meléndez (FCE-BUAP)

Dr. Marco Antonio Vásquez Agustín (FCE-BUAP)

Vo.Bo.
18/NOV/2020

Fecha: Noviembre de 2020

Dedicatorias

A Dios, por haberme traído a este mundo y porque nunca me ha dejado solo. Aún sin ser yo mismo abiertamente religioso, sé que está conmigo, guiándome en las buenas y en las malas.

A mi madre, la Sra. Josefina Marcos Sánchez. Ella ha sido todo: Madre, padre, mentora, amiga, confidente y ese pilar firme en que puedo recargarme cuando lo necesite. Con una moral incorruptible, ella ha vencido a la adversidad para salir adelante. Así como todas mis dificultades han sido suyas, también lo son mis logros.

A mis amigos *Fernando Cuanalo, Alejandra Díaz, Gilberto Bello, Gustavo Olivares, Carlos Betancourt y Julio San Salvador*. Su amistad es de mis mayores tesoros. También quiero mencionar a mis amigos de *la sede*, por todo su apoyo moral.

A la memoria de *Julio César Pérez García*. Descansa en paz, amigo.

Agradecimientos

A la *Benemérita Universidad Autónoma de Puebla*, institución a la que he pertenecido desde mi instrucción en la *Preparatoria "Emiliano Zapata"*. También a la *Facultad de Ciencias de la Electrónica*, que se convirtió en mi *alma mater* y de la que hoy egreso de estudios de maestría. Ahora que además formo parte de su personal académico, hago mi labor día tras día con mucho orgullo y dedicación.

A mis asesores, *el Dr. Jesús Manuel Muñoz Pacheco, el Dr. Richard Torrealba Meléndez y el Dr. Marco Antonio Vásquez Agustín*. En ellos he encontrado un ejemplo a seguir tanto a nivel profesional como personal. Gracias por su apoyo incondicional.

A estudiantes, prestadores de servicio social y tesistas del *Laboratorio de Sistemas Basados en Microondas* de la *FCE-BUAP*, por su apoyo durante la realización de esta tesis.

Al LVC-INAOE, por las facilidades prestadas durante mis estudios de maestría. A quienes fueron mis superiores y compañeros durante el tiempo que laboré con ellos, mi mayor agradecimiento.

A *Edgar Hernández Rodríguez, Juan Leonardo Hernández Escandón y Juan Carlos Roldán Piñataro*, compañeros míos durante la maestría.

Al *M.C. Rubén Flores Leal*, por su apoyo recibido en múltiples ocasiones.

Resumen

En este trabajo describe el análisis, diseño y fabricación de una antena plana transparente para su utilización en tecnologías de telefonía celular de quinta generación. Se propone el diseño como una antena de tipo monopolo, utilizando como elemento resonador un parche con forma octagonal, modificado a través de un método tipo fractal de Minkowsky.

En primer lugar, se diseña una antena utilizando vidrio como substrato y una película de cobre como material conductor. El coeficiente de reflexión medido de la antena (S_{11}) es inferior a -10 dB en el intervalo 3.7-6 GHz.

Posteriormente, se diseña la antena con materiales conductivos transparentes. Los materiales seleccionados para la fabricación de la antena son vidrio como substrato y óxido de estaño-indio (ITO) como película conductiva transparente. El ancho de banda de la antena, según mediciones del coeficiente de reflexión (S_{11}), es de 3-6 GHz, con un valor pico de -26 dB. Este intervalo de frecuencia cubre adecuadamente los canales asignados en el intervalo FR1, dispuesto por el estándar de telefonía de quinta generación (5G-NR) en múltiples segmentos de la banda C. Las mediciones de ganancia de la antena apuntan a un comportamiento omnidireccional, con una ganancia media de -6.9 dB.

El diseño de la antena transparente se replica a lo largo de una línea para generar una antena de dos puertos. Se miden los coeficientes de reflexión (S_{11} y S_{22}) y transmisión (S_{21} y S_{12}) de la antena, donde en los coeficientes de reflexión se obtienen valores inferiores a -10 dB en el intervalo 3-6 GHz, mientras que en los coeficientes de transmisión se obtienen valores inferiores a -20 dB en el intervalo de frecuencia 3-6 GHz. Por otra parte, para garantizar la operación independiente de los múltiples puertos de la antena, se caracterizan el coeficiente de correlación de envolvente (ECC) y la ganancia de diversidad (DG), a través de la simulación tridimensional del campo eléctrico emitido, obteniendo un valor de ECC máximo de 0.45 y una DG superior a 9 en el intervalo de frecuencia de 3 a 6 GHz.

Índice

| | | |
|-------|-------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 1. | Introducción..... | 10 |
| 1.1 | Objetivos..... | 12 |
| 1.1.1 | General | 12 |
| 1.1.2 | Específicos..... | 12 |
| 1.2 | Justificación | 12 |
| 1.3 | Estado del arte | 15 |
| 1.4 | Descripción | 16 |
| 1.5 | Organización del documento..... | 17 |
| 2. | Teoría de antenas y sus aplicaciones | 19 |
| 2.1 | Concepto de antena | 19 |
| 2.2 | Mecanismos de radiación de las antenas | 20 |
| 2.3 | Análisis de elementos y sistemas de radiofrecuencia para el diseño de antenas | 23 |
| 2.3.1 | Conceptos básicos de guías de onda | 24 |
| 2.3.2 | Mecanismo de alimentación por guía de onda coplanar | 26 |
| 2.3.3 | Diseño de elementos de radiación tipo parche..... | 28 |
| 2.3.4 | Concepto de fractales aplicados en antenas..... | 28 |
| 2.4 | Directrices de diseño y tendencias de 5G | 29 |
| 2.4.1 | Asignación espectral de 5G..... | 29 |
| 2.4.2 | Arquitecturas centradas en los dispositivos..... | 31 |
| 2.4.3 | Multicanalización física masiva | 32 |
| 2.5 | Criterios de evaluación de las prestaciones de las antenas | 34 |
| 2.5.1 | Coefficiente de reflexión..... | 34 |
| 2.5.2 | Coefficiente de transmisión entre puertos..... | 35 |
| 2.5.3 | Ganancia y patrón de radiación | 36 |
| 2.5.4 | Caracterización por medio del balance de enlace | 38 |
| 2.5.5 | Coefficiente de correlación de envolvente y ganancia de diversidad..... | 39 |
| 2.6 | Materiales conductores transparentes..... | 40 |
| 2.6.1 | Tipos de películas conductoras transparentes | 41 |
| 2.6.2 | Técnicas de depósito de películas | 41 |

| | | |
|-------|---------------------------------------------------------------------------|----|
| 3. | Diseño y fabricación de la antena..... | 43 |
| 3.1 | Diseño de la antena con película conductiva metálica | 43 |
| 3.1.1 | Diseño de la línea de alimentación | 45 |
| 3.1.2 | Modificación de la geometría por medio de fractales..... | 46 |
| 3.1.3 | Diseño resultante | 47 |
| 3.2 | Diseño con película conductiva transparente. | 48 |
| 3.2.1 | Diseño de la línea de alimentación | 50 |
| 3.2.2 | Diseño del parche | 51 |
| 3.3 | Migración del diseño de la antena para soporte de tecnologías MIMO..... | 53 |
| 3.4 | Fabricación de la antena | 53 |
| 3.4.1 | Fabricación de la antena transparente | 54 |
| 3.4.2 | Fabricación de la antena de cobre..... | 57 |
| 3.4.3 | Proceso para colocación de conectores en las antenas..... | 57 |
| 3.5 | Metodología para la caracterización de las antenas..... | 58 |
| 3.5.1 | Medición de los coeficientes de reflexión y transmisión..... | 58 |
| 3.5.2 | Ganancia y patrón de radiación | 58 |
| 4. | Resultados experimentales..... | 61 |
| 4.1 | Antena fabricada con materiales conductivos metálicos..... | 61 |
| 4.1.1 | Coefficiente de reflexión de la antena con materiales metálicos | 61 |
| 4.2 | Antena fabricada con materiales conductivos transparentes..... | 62 |
| 4.2.1 | Coefficiente de reflexión de la antena con materiales transparentes | 62 |
| 4.2.2 | Patrones de radiación planares de ganancia..... | 63 |
| 4.3 | Antena transparente de dos puertos..... | 64 |
| 4.3.1 | Coefficientes de reflexión y transmisión de la antena de dos puertos..... | 64 |
| 4.3.2 | Patrones de radiación de campo eléctrico tridimensionales..... | 65 |
| 4.3.3 | Coefficiente de correlación de envolvente y diversidad de ganancia..... | 66 |
| 4.4 | Resumen de resultados de la antena..... | 68 |
| | Conclusiones..... | 70 |
| | Trabajo futuro..... | 72 |
| | Bibliografía..... | 74 |

Índice de figuras

| | |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 1.1 Integración de antenas transparentes. a) Vehículo. b) Autobús. | 13 |
| Figura 1.2 Integración de antena transparente en un panel solar..... | 13 |
| Figura 1.3 Sustitución de antena en radio-bases. a)Convencional. b)Transparente. | 14 |
| Figura 1.4 Ejemplo de integración de antena transparente en entorno urbano..... | 14 |
| Figura 1.5 Diagrama de flujo del proceso para la instrumentación de la antena transparente. .. | 16 |
| Figura 2.1 Modelo del dipolo Hertziano..... | 21 |
| Figura 2.2 Caracterización de las zonas de Fresnel. | 23 |
| Figura 2.3 Diagrama de ilustración de la CPW..... | 26 |
| Figura 2.4 Ejemplo de coeficiente de reflexión propuesto para la antena..... | 35 |
| Figura 2.5 Ejemplo de patrón de radiación para una antena isotrópica..... | 37 |
| Figura 2.6 Ejemplo de un patrón de radiación de una antena en coordenadas rectangulares. | 38 |
| Figura 2.7 Equipo para el depósito de películas por medio de sputtering. | 42 |
| Figura 2.8 Equipo para el depósito de películas por medio de beam epitaxy. | 42 |
| Figura 3.1 Corte transversal de la placa base con película de cobre. | 43 |
| Figura 3.2 Dimensiones de réplica de la estructura fractal en dos lados del octágono. | 46 |
| Figura 3.3 Comparación del coeficiente de reflexión, con iteraciones de la estructura fractal. ... | 47 |
| Figura 3.4 Diseño final de la antena con película de cobre..... | 47 |
| Figura 3.5 Acercamiento al resonador de la antena..... | 48 |
| Figura 3.6 Corte transversal del material empleado para la antena con ITO. | 48 |
| Figura 3.7 Representación de la guía de onda coplanar. | 49 |
| Figura 3.8 Diseño de la antena transparente realizada..... | 51 |
| Figura 3.9 Vista acercada del diseño de la antena transparente realizada. | 52 |
| Figura 3.10 Comparación entre simulaciones de la antena para diferentes materiales..... | 52 |
| Figura 3.11 Diseño de la antena transparente realizada, dos puertos..... | 53 |
| Figura 3.12 Muestra con película fotosensible adherida. | 54 |
| Figura 3.13 Muestra exponiéndose a la luz UV. | 54 |
| Figura 3.14 Muestra después de exponerse a la luz UV, sin revelar..... | 55 |
| Figura 3.15 Película fotosensible grabada en la muestra, después del revelado..... | 55 |
| Figura 3.16 Ataque químico con $\text{HCl} \cdot \text{H}_2\text{O}$ | 56 |
| Figura 3.17 Medidas de seguridad al realizarse el ataque químico. | 56 |
| Figura 3.18 Antena transparente fabricada | 56 |
| Figura 3.19 Antena de cobre fabricada. | 57 |
| Figura 3.20 Pintura conductiva. | 57 |
| Figura 3.23 Antena transparente fabricada, de dos puertos..... | 58 |
| Figura 3.24 Analizador vectorial de redes de la FCE-BUAP. | 58 |
| Figura 3.25 Arreglo experimental de mediciones de la ganancia. | 59 |
| Figura 4.1 Coeficiente de reflexión de la antena con materiales conductivos metálicos. | 62 |
| Figura 4.2 Comparación de la simulación y medición de la antena con película transparente.... | 63 |

| | |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 4.3 Patrón de radiación de la antena de un puerto, plano E. | 64 |
| Figura 4.4 Patrón de radiación de la antena de un puerto, plano H. | 64 |
| Figura 4.5 Coeficientes de reflexión de la antena MIMO..... | 65 |
| Figura 4.6 Coeficientes de transmisión de la antena MIMO..... | 65 |
| Figura 4.7 Patrones de radiación, campo eléctrico, antena MIMO. a) Puerto 1 b) Puerto 2 | 66 |
| Figura 4.8 Coeficiente de correlación de envolvente. | 67 |
| Figura 4.9 Diversidad de ganancia..... | 68 |

Índice de tablas

| | |
|-------------------------------------------------------------------------------|----|
| Tabla 2.1 Clasificación de las antenas. | 20 |
| Tabla 2.2 Clasificación de las bandas de 5G de acuerdo con la aplicación..... | 30 |
| Tabla 2.3 Clasificación de las bandas de 5G de acuerdo con la región..... | 30 |
| Tabla 3.1 Dimensiones de la estructura fractal de la antena..... | 46 |
| Tabla 3.2 Dimensiones de la antena. | 52 |
| Tabla 4.1 Tabla comparativa de resultados de antenas transparentes..... | 68 |

1. Introducción

En los últimos años, los sistemas de telefonía celular han avanzado de forma acelerada. Diferentes tecnologías han emergido para dar solución a las diferentes necesidades de comunicación que tienen los usuarios, además de ofrecer nuevos servicios o mejoras en los servicios prestados para dar una experiencia mejorada.

Actualmente bajo el estándar de *Long Term Evolution* (LTE) y sus diferentes implementaciones, se encuentra en funcionamiento la cuarta generación de telefonía celular, también denominada 4G. El equipo de trabajo que conforma al Proyecto Asociación de Tercera Generación (3GPP), organismo que se encarga de la estandarización de la telefonía celular, creadores de los estándares *Universal Mobile Telecommunications System* (UMTS) y LTE junto con todas sus actualizaciones y mejoras, lanzó en Diciembre de 2017 el estándar de quinta generación de telefonía celular, el cual será denominado *New Radio* (NR) [1].

A partir de ese momento, se han realizado trabajos en la implementación de sistemas bajo dicho estándar, lo que implica cambios importantes con respecto a los esquemas de acceso, soporte a múltiples usuarios y bandas de frecuencia asignadas que siguen los estándares anteriores [1–4]. Es importante destacar que, hasta ahora, aunque ya existe una estandarización, no se encuentran en operación un sistema de telefonía celular 5G como producto terminado, a nivel de radio-base o en dispositivos móviles [1, 2].

Por otra parte, con frecuencia ocurre que uno de los criterios fundamentales de diseño en telefonía celular es el dimensional. Las funciones de los sistemas de telefonía celular deberán de ser implementadas con equipos que poseen restricciones en sus dimensiones físicas. Esta situación se vuelve crítica en el diseño de elementos para

radiofrecuencia, donde la frecuencia de operación de los dispositivos está estrechamente relacionada con las dimensiones físicas de los mismos. Por esta razón, se vuelve importante explotar al máximo cualquier recurso que lleve a la optimización de espacios.

Hoy en día, existen diferentes formas de aprovechamiento de espacios en la implementación de radio-bases. En cuanto a los entornos urbanos, buena parte de ellas suelen ubicarse en sitios que no representen una alteración a los estilos arquitectónicos, aunque esto puede repercutir en el desempeño del sistema. Con respecto a los entornos rurales, hay diseños de radio-bases tipo camuflaje para que la apreciación a simple vista combine con la vegetación, pero la presencia de objetos en el área cercana al transmisor tiene un impacto en su comportamiento.

Estas implementaciones podrían ser aún más discretas, proceso que puede llevarse a cabo incluso desde el diseño mismo de los componentes utilizados. Una forma de realizar una implementación que posea un menor impacto visual es a través de sistemas transparentes. Existen diferentes trabajos de investigación enfocados en el diseño de materiales transparentes con características conductoras y como película delgada, las cuales pueden ser depositadas sobre sustratos dieléctricos [5–9].

El depósito de películas delgadas sobre materiales dieléctricos es frecuentemente utilizada en la fabricación de diferentes dispositivos, como por ejemplo, *Thin-Film Transistors* (TFT) [10]. Alguna de estas técnicas se podría usar para el diseño y fabricación de antenas totalmente transparentes, ya sea tipo parche o guía de onda coplanar (CPW).

Debido a las necesidades que se tienen actualmente con el avance tecnológico en el área de las telecomunicaciones, en este trabajo de tesis se propone el diseño de una antena multibanda con frecuencias de resonancia compatibles con el estándar de telefonía celular 5G, su correspondiente instrumentación en sustrato dieléctrico convencional y el análisis para la migración a un sustrato transparente, con una película transparente conductiva.

Con este procedimiento se espera obtener una antena con coeficiente de reflexión y ganancia similar a las que posee una antena realizada con sustrato dieléctrico convencional y película metálica, pero con la ventaja que tiene el hecho de emplear

materiales transparentes para su fabricación, buscando principalmente enfocarse en la discretización.

1.1 Objetivos

1.1.1 General

- Diseñar, fabricar y caracterizar una antena usando substratos y óxidos conductores transparentes, compatible con sistemas de telefonía celular de quinta generación que operen en la banda C.

1.1.2 Específicos

- Simular por computadora una antena para tecnología celular de quinta generación con operación en la banda C, considerando el uso de cobre como placa conductora.
- Fabricar y caracterizar una antena mediante el uso de placas de cobre, con base en los resultados obtenidos en la simulación, tanto en dimensiones como en geometría.
- Realizar un análisis y simulación de la antena, considerando las propiedades de una película conductora transparente.
- Fabricar y caracterizar la antena transparente, basándose en los resultados obtenidos por simulación, retomando dimensiones y geometría.

1.2 Justificación

La utilización de antenas transparentes posee una serie de ventajas con respecto a una realizada con materiales opacos, dada la facilidad de integración de estos dispositivos a una mayor variedad de entornos [5]. Una aplicación de este tipo de antenas es en la industria automotriz. Como sabemos, los sistemas automotrices cuentan con una gran cantidad de piezas de vidrio, donde es factible realizar la integración de antenas transparentes. La implementación de antenas en los medallones de los vehículos lleva a una mejor optimización de los espacios, además de la mejora de los perfiles aerodinámicos al no utilizar dispositivos montados al exterior de las carrocerías, implementación ejemplificada en la Figura 1.1.



Figura 1.1 Integración de antenas transparentes. a) Vehículo. b) Autobús.

Dentro de la generación de energía, es común que sistemas como paneles solares requieran estar dotados de medios de comunicación inalámbrica para el monitoreo de su estado. Por otro lado, estos sistemas suelen contar con una gran cantidad de componentes diseñados con materiales transparentes, tales como el vidrio. Con el procedimiento propuesto se pueden adaptar a los paneles solares las antenas transparentes del tal forma que estas no representen un impacto negativo en su desempeño, como se muestra en la Figura 1.2.



Figura 1.2 Integración de antena transparente en un panel solar.

Existen casos de implementación de radio-bases donde, dependiendo del entorno específico, resulta poco factible el empleo de antenas convencionales o estas son excesivamente invasivas. Ejemplo de estos casos se muestran en las Figuras 1.3, con un entorno urbano histórico (Figura 1.3a) en donde originalmente se encuentra montada una radio-base. En estos casos, la electrónica de radiofrecuencia puede ser alojada en una habitación de edificio y utilizar una de las ventanas como antena (Figura 1.3b), reduciendo el impacto visual de la radio-base.

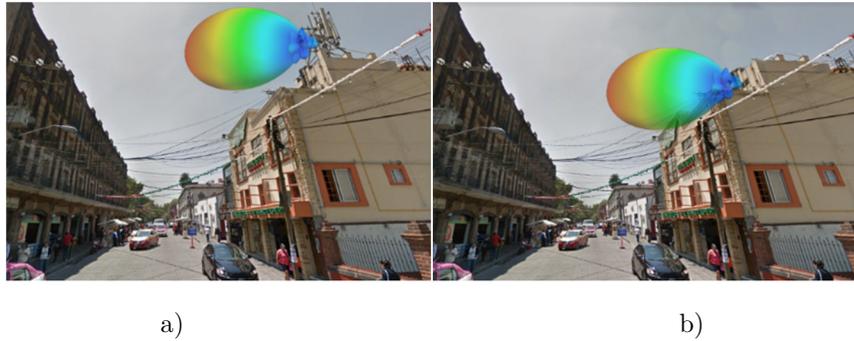


Figura 1.3 Sustitución de antena en radio-bases. a) Convencional. b) Transparente.

Los entornos urbanos de alta densidad de edificaciones son ambientes importantes dentro de los servicios de telefonía celular dado que en ellos se observa diferentes fenómenos, tales como propagación multirrayectoria, variaciones de canal dado el tráfico vehicular y de personas, además de un excesivo tráfico de datos y transferencias continuas de usuarios entre radio-bases adyacentes.

Como se enunciará posteriormente, una forma de establecer mejoras en el suministro de servicios de comunicación inalámbrica es por medio de la creación de micro y picoceldas, las cuales suelen proporcionar servicio en entornos tales como pisos de edificios, cruceros y en general sitios donde se espera una alta concentración de usuarios, siendo un objetivo primordial de la tecnología celular de quinta generación.

En algunos de estos sitios, la implementación de radio-bases resulta un reto a vencer dada la saturación de infraestructura con que se cuenta en ellos. Debido a que buena parte de las edificaciones de estos sitios cuentan con paredes de vidrio, estas pueden ser aprovechadas para montar antenas transparentes en ellas, como se muestra en la Figura 1.4.



Figura 1.4 Ejemplo de integración de antena transparente en entorno urbano.

1.3 Estado del arte

Dentro del diseño de antenas transparentes, existen varios trabajos de investigación donde se reportan diseños aplicados a diferentes tecnologías. Por ejemplo, Haraty *et al* [8], plantea la realización de una antena tipo guía de onda coplanar, donde su resonador consiste de un anillo y un plano de tierra de dimensiones reducidas. El material empleado como película conductiva es óxido de estaño-indio (ITO), al que le fue depositado encima una película adicional de oro. El objetivo de esta película es incrementar la conductividad, pero se debe tener especial cuidado porque al agregar un material opaco, puede impactar negativamente en la transparencia propia de la antena. Mediante este proceso, se obtiene una antena de banda ancha, útil para el rango de frecuencias de 2 a 20 GHz, con picos de resonancia en las frecuencias de 3, 8, 13 y 18 GHz.

Para antenas que operan en tecnologías de banda industrial científica y médica (ISM), Awalludin *et al* [11] presentan un trabajo de diseño de una antena tipo parche cuadrado, con frecuencia de resonancia en el rango de 2.4 GHz, ideal para su operación en sistemas Wi-Fi, Bluetooth, etc. La película conductiva transparente empleada consiste de óxido de zinc dopado con aluminio (AZO), con un espesor de 600 nm, depositada sobre un substrato de vidrio de 1 mm de ancho. Por otra parte, Li *et al* [12] realizaron una antena MIMO de banda dual, que opera en las dos bandas de los sistemas W-LAN (2.4 GHz y 5.8 GHz). La antena es de tipo microcinta, empleando una película conductiva de malla micro metálica (MMMC).

Otros trabajos se enfocan en la caracterización en miras de experimentar con diversas películas conductivas o substratos con el fin de optimizar el diseño de antenas transparentes [7, 13, 14]. Song *et al* [13] obtienen conclusiones interesantes tras haber realizado el diseño de una antena tipo guía de onda coplanar (CPW), a una frecuencia de 2.2 GHz. Ahí se utilizó una película de poliéster recubierto de plata (AgTH), sobre un substrato de vidrio de 3 mm de ancho. En ese sentido, Green *et al* [7] describen la instrumentación de una antena transparente y un filtro transparentes, realizada con película de óxido de zinc-galio (GZO) de espesor menor a 1 μm , sobre un substrato de Zafiro de 375 μm y opera en la banda cercana a los 2.4 GHz. Por su parte, Desai *et al* [14], realizan la simulación de una antena MIMO

transparente de banda dual, que opera en 2.4 y 3.7 GHz. El sustrato empleado fue Plexiglass, mientras que se seleccionó una película conductiva de AgTH.

Si bien existen diferentes desarrollos de antenas transparentes para tecnologías de microondas y ondas milimétricas, aún no existen diseños que se encuentren enfocados en la tecnología de 5G, donde la estandarización apunta a intervalos de frecuencia y características de operación particulares. Este trabajo retomó aquellos requerimientos que especifica el estándar de 5G-NR y los aplica para el diseño de una antena que sea adecuada para su operación en sistemas de dicha tecnología.

1.4 Descripción

Este trabajo se desarrolló en tres etapas, descritas en la Figura 1.5. De acuerdo con la experiencia obtenida previamente con el diseño de antenas planas con películas metálicas [15, 16], se consideró realizar una antena con películas conductoras metálicas y posteriormente trasladar el diseño usando películas transparentes.

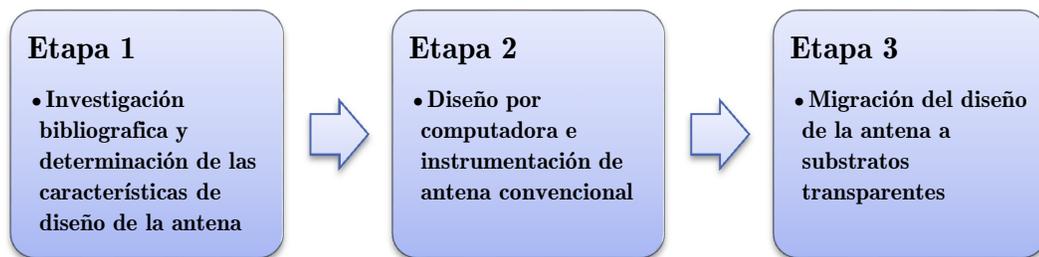


Figura 1.5 Diagrama de flujo del proceso para la instrumentación de la antena transparente.

Las bandas seleccionadas para el diseño de la antena son aquellas por debajo de 6 GHz que ya se encuentran reservadas en la estandarización para el caso norteamericano, es decir para las bandas de 3.7-4.2 GHz, las cuales se convirtieron en las frecuencias de resonancia de las antenas.

Durante la realización de la tesis fueron determinadas las características de las películas conductoras a utilizar, tales como: material semiconductor, material para el depósito y grosor. El diseño de la antena fue puesto a prueba, desde un principio, para estudiar su comportamiento en el caso de una disminución en la conductividad de la película metálica, resultado que se retomó en la etapa de migración de la antena a sustratos y películas semiconductoras transparentes.

En la FCE-BUAP, se cuenta con el equipo suficiente para el desarrollo del trabajo. Para la validación de la antena, está disponible en el Laboratorio de Caracterización de Sistemas Basados en Microondas, un analizador de redes vectoriales (VNA, por sus siglas en inglés). Este equipo permite realizar las mediciones de coeficientes de transmisión y de reflexión hasta 40 GHz. El diseño de sistemas en frecuencias por arriba de 6 GHz, como se ha mencionado previamente, representa un desafío mayor en cuestión de que se debe garantizar un enlace sin línea de vista a pesar de que, dada la longitud de onda corta de estas señales, cualquier objeto cercano, por muy pequeño que sea, representa una obstrucción al enlace.

Dado que las dimensiones físicas de los elementos que componen a antenas con frecuencias bajas de resonancia (por debajo de 1 GHz) podrían ser lo suficientemente largas para que el material conductor posea un comportamiento resistivo, se ha excluido la frecuencia de resonancia de 600 MHz del diseño de la antena [5].

1.5 Organización del documento

El presente trabajo se encuentra organizado de la siguiente manera. En el capítulo 2, se realizó una revisión de los fundamentos teóricos más importantes, relacionados con antenas. Se partió desde la descripción de los fenómenos físicos relacionados con la radiación y propagación de ondas en el espacio, para posteriormente realizar una clasificación de antenas de acuerdo con sus propiedades. Así mismo, se realizó un estudio de las propiedades de películas semiconductoras para su aplicación en la fabricación de antenas. También se incluyen los diferentes parámetros que permiten evaluar el comportamiento de las antenas.

El diseño descriptivo de la antena a instrumentar se muestra en el capítulo 3. Esto incluye, en primera instancia, el sustento teórico que derivó en el diseño de la antena con materiales opacos. Como fue presentado en el apartado de descripción, se enlistan además los parámetros que fueron modificados para realizar la migración del diseño hacia uno que emplee películas transparentes. Los diseños obtenidos se presentan con sus respectivas simulaciones, esto para tener mayor certeza al momento de fabricar las antenas. Las técnicas empleadas en el proceso de instrumentación de la antena, que considera la utilización de fotolitografía y ataque químico con soluciones ácidas, además de los arreglos experimentales para la medición y caracterización de las antenas, se describen también en este capítulo.

En el capítulo 4, se muestran los resultados obtenidos de la fabricación y caracterización de la antena, además de realizar una comparativa con lo observado en la simulación. Esto se realiza tanto para la antena fabricada con cobre como para la antena fabricada con película conductiva transparente.

Finalmente, se muestra un condensado de las conclusiones obtenidas con la realización de este trabajo de tesis. Además, se presenta el trabajo futuro a realizar en los campos de investigación relacionados con el desarrollo de antenas transparentes.

2. Teoría de antenas y sus aplicaciones

En este capítulo se enuncian los fundamentos teóricos esenciales para el diseño de antenas transparentes. En estas directrices de diseño se incluyen la asignación de bandas para 5G, características de los enlaces en la nueva generación de telefonía celular y la aplicación de películas semiconductoras transparentes en antenas. Además, se realiza un análisis de las características a seguir para poder cumplir con tales directrices, junto con la mención de los retos que conlleva el apegarse a tales directrices de diseño.

Por otra parte, se enlistan algunas definiciones importantes para posteriormente describir su aplicación en el diseño de la antena y en la evaluación de los parámetros que determinan su funcionamiento. Además, se presenta una lista de conceptos básicos relacionados con las películas transparentes.

2.1 Concepto de antena

De acuerdo con el estándar IEEE 145-2013, una antena es definida como un elemento de un sistema de transmisión o recepción, que se encarga de radiar y recibir ondas electromagnéticas [17].

Otra definición adecuada de antena es aquella donde es concebida como un componente que irradia y recibe energía en forma de radiofrecuencia o microondas [18]. La antena es un dispositivo recíproco, por lo que la misma antena puede emplearse como dispositivo de transmisión y recepción. Las antenas son estructuras que permiten la transición entre las ondas guiadas y las de espacio libre, donde en el primer caso las ondas están confinadas entre los extremos de una línea de transmisión, mientras que en el espacio libre las ondas son irradiadas sin límites. Las antenas son dispositivos opuestos a las guías de onda, debido a que la meta de diseño en las guías de onda es precisamente que no posean pérdidas por radiación, mientras que las antenas son diseñadas para que estas irradien la mayor cantidad de energía posible. La Tabla 2.1 muestra una forma sencilla de clasificar a las antenas.

Las ondas reflejadas y transmitidas crean patrones de interferencia constructivos y destructivos dentro de la línea de transmisión, que representan secciones de almacenamiento de energía, siendo este un comportamiento típico de dispositivos resonantes. A las ondas que se rigen bajo este fenómeno se les denominan como ondas estacionarias [19].

Una representación útil del modelo de una antena es el que consiste en una carga conectada a una línea de transmisión con una impedancia característica, que a su vez se encuentra alimentada por un generador [19]. El acoplamiento de la impedancia de salida del generador con la impedancia de la línea de transmisión y esta a su vez con la impedancia de la antena es lo que garantizará su comportamiento adecuado.

Tabla 2.1 Clasificación de las antenas.

| Por geometría: | Por ganancia: | Por patrón de radiación: |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Alambradas: <ul style="list-style-type: none"> • Dipolo • Lazo • Hélice De apertura: <ul style="list-style-type: none"> • Bocina • Ranura Impresas: <ul style="list-style-type: none"> • Parche • Dipolo impreso • Espiral | Alta ganancia: <ul style="list-style-type: none"> • Plato Media ganancia <ul style="list-style-type: none"> • Bocina Baja ganancia: <ul style="list-style-type: none"> • Dipolo • Lazo • Ranura • Parche | Omnidireccional: <ul style="list-style-type: none"> • Dipolo Direccional: <ul style="list-style-type: none"> • Plato Forma de hélice: <ul style="list-style-type: none"> • Arreglo |

2.2 Mecanismos de radiación de las antenas

El modelo más fundamental para el análisis de estructuras de radiación es el dipolo Hertziano, que consta de un elemento portador de corriente con una longitud infinitesimal l . El modelo descrito se encuentra ilustrado en la Figura 2.1. El momento dipolar, entonces es Il , mientras que la densidad de corriente $\vec{J}(\vec{r})$ de un dipolo Hertziano, en la dirección \hat{z} , con centro en el origen es [20]:

$$\vec{J}(\vec{r}') = \hat{z}Il\delta(\vec{r}') \quad (2.1)$$

El dipolo Hertziano puede modelarse como dos elementos de carga opuestos, con la misma magnitud q , separados por una distancia infinitesimal l . Este modelo puede concebirse como dos esferas conductoras o un capacitor conectado a una fuente de

corriente constante. El momento del dipolo es $p = ql$ y oscila en el tiempo con una frecuencia angular ω .

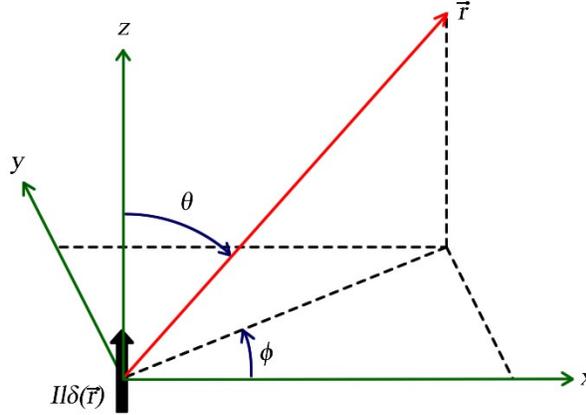


Figura 2.1 Modelo del dipolo Hertziano.

Siendo j el número imaginario, el momento instantáneo del dipolo es:

$$Il = -j\omega p \quad (2.2)$$

Ahora bien, considerando las funciones escalares de Green $g(r) = e^{jk r} / 4\pi r$, mientras que $\partial g(r) / \partial z = (jk - 1/r)(\cos\theta)(g(r))$. Con esto, el campo eléctrico dado un dipolo Hertziano es:

$$\vec{E}(\vec{r}) = j\omega\mu\vec{I} \iiint dV \frac{e^{jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{4\pi|\vec{r}-\vec{r}'|} \hat{z} Il\delta(\vec{r}') + \frac{j\omega\mu}{k^2} \left(\nabla \times \nabla \times \iiint dV \frac{e^{jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{4\pi|\vec{r}-\vec{r}'|} \hat{z} Il\delta(\vec{r}') \right) \quad (2.3)$$

Resolviendo las integrales indicadas y el rotacional la ecuación 2.3, obtenemos lo siguiente:

$$\vec{E}(\vec{r}) = -j\omega\mu Il \frac{e^{jk r}}{4\pi r} \left(\hat{r} \left(\frac{j}{kr} + \left(\frac{j}{kr} \right)^2 \right) 2\cos\theta + \hat{\theta} \left(1 + \frac{j}{kr} + \left(\frac{j}{kr} \right)^2 \right) \sin\theta \right) \quad (2.4)$$

El campo magnético puede ser obtenido, por medio de la ley de Faraday, utilizando el resultado de la ecuación 2.4:

$$\vec{H} = \frac{1}{j\omega\mu} \nabla \times \vec{E} = -\varphi jk Il \frac{e^{jk r}}{4\pi r} \left(1 + \frac{j}{kr} \right) \sin\theta \quad (2.5)$$

La densidad de potencia de Poynting es calculada en la ecuación 2.6, tomando el producto cruz del campo eléctrico \vec{E} y el complejo conjugado de campo magnético \vec{H}^* , obtenidos desde las ecuaciones 2.4 y 2.5.

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}^* = \eta \left(\frac{kIl}{4\pi r} \right)^2 \left(\hat{r} \left(1 - \left(\frac{j}{kr} \right)^3 \right) \right) \text{sen}^2\theta - \hat{\theta} \left(\left(\frac{j}{kr} \right) - \left(\frac{j}{kr} \right)^3 \text{sen}2\theta \right) \quad (2.6)$$

La densidad de potencia de Poynting promedio es:

$$\langle \vec{S} \rangle = \frac{1}{2} \Re \{ \vec{S} \} = \hat{r} \frac{\eta}{2} \left(\frac{kIl}{4\pi r} \right)^2 \text{sen}^2\theta \quad (2.7)$$

La potencia total radiada P_r es calculada con la integral de $\vec{r} \cdot \langle \vec{S} \rangle$ sobre una esfera de radio r , con $r \rightarrow \infty$. Esto es:

$$P_r = \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^\pi d\theta r^2 \text{sen}\theta \langle S_r \rangle = \frac{4\pi}{3} \eta \left(\frac{kIl}{4\pi} \right)^2 \quad (2.8)$$

La ganancia directiva $G(\theta, \varphi)$ es definida como la densidad de potencia $S_r(\theta, \varphi)$ en el ángulo de observación (θ, φ) dividido por el total de potencia promedio radiada en todos los ángulos. Esto es:

$$G(\theta, \varphi) = \frac{\langle S_r(\theta, \varphi) \rangle}{P_r / 4\pi r^2} \quad (2.9)$$

Para el caso del dipolo Hertziano:

$$G(\theta, \varphi) = \frac{3}{2} \text{sen}^2\theta \quad (2.10)$$

Por otra parte, la directividad de una antena consiste en la ganancia en el ángulo donde toma un valor máximo. Para el caso del dipolo Hertziano, tenemos que:

$$D = G(\theta, \varphi)_{max} = \frac{3}{2} \quad (2.11)$$

Esta situación ocurre en $\theta = \pi/2$, donde el ángulo es perpendicular al eje del dipolo. Es común realizar la caracterización de los sistemas de comunicaciones asumiendo que el punto de referencia esté ubicado lo suficientemente lejos del transmisor. Una separación adecuada está determinada por la primera zona de Fresnel. El cálculo de la n -ésima de Fresnel está dado por la siguiente ecuación:

$$r_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \quad (2.12)$$

donde λ es la longitud de onda de las señal a emitir, mientras que d_1 y d_2 son las distancias desde el punto de transmisión hasta punto de referencia y la distancia desde el punto de referencia hasta punto de recepción, respectivamente. La caracterización de las zonas de Fresnel se muestra en la Figura 2.2 [21].

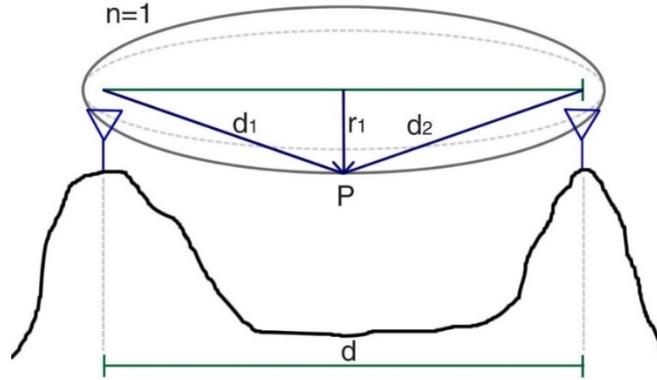


Figura 2.2 Caracterización de las zonas de Fresnel.

Cumpliendo el criterio antes mencionado, nos encontramos en la región de campo lejano, donde ocurre que $kr \gg 1$, y retomando las ecuaciones 2.4 y 2.5, podemos determinar que los campos eléctricos y magnéticos utilizando las siguientes ecuaciones:

$$\vec{E} = -\hat{\theta} j\omega\mu I l \frac{e^{jkr}}{4\pi r} \text{sen}\theta = \hat{\theta} E_{\theta} \quad (2.13)$$

$$\vec{H} = -\hat{\varphi} jk I l \frac{e^{jkr}}{4\pi r} \text{sen}\theta = \hat{\varphi} E_{\theta} \quad (2.14)$$

Los patrones de radiación pueden ser caracterizados a través de las ecuaciones 2.13 y 2.14, tomando las magnitudes de \vec{E} y \vec{H} , como una función de la posición angular θ y tomando r constante.

2.3 Análisis de elementos y sistemas de radiofrecuencia para el diseño de antenas

La antena, por sí misma, consta de dos elementos de radiofrecuencia. El primero de ellos, modelado como una guía de onda, permite la transmisión de energía desde el transmisor hacia el elemento de radiación, que es el segundo elemento de la antena y permite la emisión de energía hacia el medio. En los posteriores apartados de este capítulo abordaremos con detalle el mecanismo de radiación de las antenas, además del análisis matemático de los elementos de la antena, tanto las guías de onda (temas del apartado 2.3.1 y 2.3.2) como de los elementos de radiación (tema del apartado 2.3.3).

2.3.1 Conceptos básicos de guías de onda

En los sistemas electrónicos que operan con corriente directa o con corriente alterna a bajas frecuencias, basta un alambre o una pista en un circuito impreso para conectar dos o más componentes. Un hecho fundamental es que, al tener frecuencias más altas de operación, las propiedades finitas de los materiales empleados en circuitos electrónicos, comienzan a tener efectos notorios que van en detrimento de sus capacidades observables en análisis de CD o en CA con frecuencias bajas de operación.

La frecuencia de la señal portadora suele estar íntegramente relacionada con diferentes parámetros de desempeño. Si se desea transmitir una cantidad amplia de datos, es importante considerar una apropiada relación entre la frecuencia en banda base y la frecuencia de la señal portadora, lo que conlleva a que altas frecuencias de la señal portadora mejoren las capacidades de canal [22]. Por otro lado, los sistemas en frecuencia de operación baja, aunque son menos susceptibles a las limitaciones de los elementos empleados, poseen capacidades bajas de canal.

En general, los sistemas de comunicaciones operen en el segmento del espectro electromagnético comprendido entre los 300 KHz y los 300 GHz. En este intervalo de frecuencias, la operación de circuitos y sistemas electrónicos suele estar condicionada a la relación entre la longitud de onda y las longitudes físicas de los componentes empleados.

Dentro del análisis de sistemas de radiofrecuencia, existen tres parámetros fundamentales de diseño: la impedancia característica, la longitud de onda y la constante de atenuación. De acuerdo con la ley de inducción de Faraday, cuando un campo eléctrico espacialmente variable se propaga en el espacio libre, se genera un campo magnético variable con el tiempo. Particularmente, si el campo eléctrico se comporta de forma sinusoidal, el campo magnético también lo hará, pero con amplitud equivalente y fase ortogonal.

A diferencia de la energía mecánica, que no sufre atenuación alguna en el espacio libre, la energía electromagnética si experimenta una disminución de intensidad al moverse por un medio, incluido el vacío. La razón entre la intensidad del campo

eléctrico y el campo magnético es conocida como impedancia en espacio libre (o impedancia de onda).

Si recordamos, la unidad de campo eléctrico (\vec{E}) se expresa en V/m , mientras que las de campo magnético es A/m . Por lo tanto, el cociente de estas magnitudes tiene unidades de impedancia, es decir, ohms. A este se le denomina como impedancia característica Z_0 , que condensa toda la oposición al flujo de corriente en sistemas de corriente alterna o corriente directa de alta velocidad de conmutación. La oposición al flujo de corriente eléctrica se da por el comportamiento predominantemente lineal de la impedancia resistiva, además de las reactancias capacitiva e inductiva.

El impacto dimensional en el análisis de redes que operan en altas frecuencias es tal que la caracterización mediante corriente y voltaje termina por no tener sentido alguno. Esto no quiere decir que se contravengan fundamentos conocidos, tales como la Ley de Ohm o las leyes de Kirchoff, sino más bien se trata de que buena parte de estos principios son aproximaciones asumidas bajo el supuesto de que, además de tener componentes de parámetros concentrados (resistores, capacitores e inductores), se emplean materiales con propiedades perfectas, tales como conductividad infinita, impedancia y reactancia puras, etc.

Uno de los fenómenos que es observable en altas frecuencias es el conocido como efecto piel, el cual desplaza la conducción de electrones hacia la superficie, formando un dipolo entre el centro y las orillas del material conductor. El efecto piel se encuentra en función de la frecuencia y la conductividad de los materiales y puede ser caracterizado por la siguiente ecuación:

$$\delta_s = \sqrt{\frac{1}{2\pi f\mu\sigma}} \quad (2.15)$$

donde f es la frecuencia de operación, μ es la permeabilidad magnética y σ es la conductividad del material. De acuerdo con la geometría propia de cada guía de onda, es posible distinguir diferentes tipos de estructuras, las cuales conllevan a un análisis detallado de su comportamiento cuando son excitadas con energía electromagnética.

2.3.2 Mecanismo de alimentación por guía de onda coplanar

Una de las formas más empleadas para la alimentación de antenas tipo parche, es a través de guías de onda coplanar. La guía de onda coplanar (CPW) consiste en un arreglo plano de guía de onda, donde la guía de onda y el plano de tierra se encuentran colocados sobre el mismo plano. Ambos elementos están localizados sobre un substrato compuesto por material dieléctrico. La estructura de la CPW se muestra en la Figura 2.3.

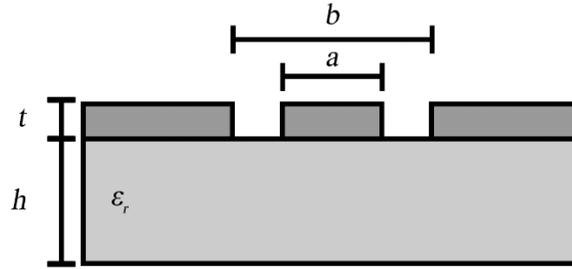


Figura 2.3 Diagrama de ilustración de la CPW.

En contraste con la tecnología de microcintas, en las guías de onda coplanar los campos están principalmente distribuidos entre el substrato y el aire, además de quedar confinados en las ranuras de separación entre la línea de transmisión y la tierra, por lo que el valor de separación entre ellos resulta vital. Otra ventaja con respecto a las microcintas radican en su baja dispersión y poca sensibilidad al substrato seleccionado [23].

Las siguientes ecuaciones sirven para realizar el análisis de las guías de onda coplanar. La impedancia de la línea puede calcularse con la siguiente ecuación [24]:

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff,t}}} \left(\frac{K(k_1')}{K(k_1)} \right) \quad (2.16)$$

donde el parámetro $\varepsilon_{eff,t}$ se refiere a la permitividad dieléctrica efectiva del substrato, dadas las dimensiones físicas de los materiales (espesor del dieléctrico y de la película conductiva), mientras que la función K se refiere a la constante de propagación en el medio [25].

La permitividad relativa puede hallarse por medio de las siguientes ecuaciones:

$$\varepsilon_{eff,t} = \varepsilon_{eff} - \frac{\varepsilon_{eff} - 1}{\left(\frac{(b-a)/2}{0.7t} \right) \left(\frac{K(k)}{K(k')} \right) + 1} \quad (2.17)$$

$$\varepsilon_{eff} = 1 + \left(\left(\frac{\varepsilon_r - 1}{2} \right) \left(\frac{K(k')K(k_1)}{K(k)K(k'_1)} \right) \right) \quad (2.18)$$

Tanto la función K , que representa a la integral elíptica completa de primer tipo, como su complemento K' , pueden ser evaluadas de mejor forma a través de aproximaciones a la razón (K/K') , donde:

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \frac{\pi}{\ln\left(2\left(\frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}}\right)\right)}, 0 \leq k \leq \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.19)$$

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \frac{\ln\left(2\left(\frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}}\right)\right)}{\pi}, \frac{1}{\sqrt{2}} < k \leq 1 \quad (2.20)$$

La función K se evalúa en los valores k , k' , k_1 y k'_1 , los cuales se calculan con las siguientes ecuaciones:

$$k_1 = \frac{\sinh(\pi a_t/4h)}{\sinh(\pi b_t/4h)} \quad (2.21)$$

$$k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (2.22)$$

$$k = \frac{a}{b} \quad (2.23)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (2.24)$$

Ahora bien, los valores de espesor relativo, que se encuentra en función de la película conductora, está dada por:

$$a_t = a + \frac{1.25t}{\pi} (1 + \ln(\frac{4\pi a}{t})) \quad (2.25)$$

$$b_t = b - \frac{1.25t}{\pi} (1 + \ln(\frac{4\pi a}{t})) \quad (2.26)$$

$$k_t = \frac{a_t}{b_t} \quad (2.27)$$

$$k'_t = \sqrt{1 - k_t^2} \quad (2.28)$$

Mientras que la longitud de la línea es calculada mediante la siguiente ecuación [26]:

$$\lambda_g = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{eff,t}}} \quad (2.29)$$

donde c es la velocidad de la luz en el medio. $\varepsilon_{eff,t}$ es la permitividad dieléctrica efectiva del substrato, dadas las dimensiones físicas de los materiales (altura del dieléctrico y de la película conductiva).

2.3.3 Diseño de elementos de radiación tipo parche

Para el diseño del parche octagonal, se utiliza la ecuación 2.30, donde se indica que el cálculo de la frecuencia inicial de resonancia, en el caso de una antena de parche octagonal, es [7]:

$$f_c(GHz) = \frac{7.2}{(l+r+p)k} \quad (2.30)$$

donde l , r y p son, respectivamente, el diámetro del parche, la longitud efectiva respecto al ancho y la longitud de la línea de transmisión. La longitud efectiva r se halla dividiendo el diámetro del parche entre 2π dado que el diámetro lateral no tiene cambio en su tamaño [7], por lo que se puede modelar de la misma forma como se realiza con un parche circular. Para usar la ecuación 2.30, se debe convertir todas las unidades de longitud a centímetros.

Estas mediciones concuerdan con el planteamiento realizado en la ecuación 2.31, donde se menciona que la frecuencia de resonancia de la antena tipo parche octagonal está dada por [27]:

$$f_c = \frac{X_{mn}c}{2\pi(1.24S)\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.31)$$

donde S es la longitud de cada lado del parche, f_r es la frecuencia de resonancia, X_{mn} toma el valor de 1.8411 para el modo TM_{11} (transversal magnético), que describe la polarización lineal típica de la antena de parche cuadrado, donde el campo eléctrico es paralelo al plano de incidencia, el cual está presente en antenas planas [20]. Por otro lado, c es la velocidad de la luz, mientras que ε_r es la permitividad dieléctrica relativa del substrato seleccionado.

2.3.4 Concepto de fractales aplicados en antenas

Los elementos de tipo fractal incluyen en su estructura una serie de segmentos con tasas de escala que se repiten. Los objetivos de replicar una estructura es el de incrementar la longitud eléctrica de los elementos sin cambios significativos en la longitud física, la modificación de patrones de radiación, anchos de banda o la

generación de antenas multibanda. La modificación de la longitud eléctrica en una antena tiene como consecuencia directa la extensión de las trayectorias de corriente eléctrica, por lo que la frecuencia de resonancia se hace menor [28].

Una de las estructuras fractales más conocidas es la de Fractal de Minkowsky. De acuerdo con la metodología de diseño basada en el fractal de Minkowsky, la dimensión fractal D y la longitud efectiva l de la curva del parche de la antena se definen como [29, 30] :

$$D = \frac{\log(N)}{\log(s)} \quad (2.32)$$

$$l = h\left(\frac{N}{s}\right)^n \quad (2.33)$$

donde N representa el número de segmentos de la geometría, s es el número de partes en que cada segmento es dividido en cada iteración, h es la longitud inicial del segmento y n es el número de iteraciones. En análisis de antenas, l representa un incremento en la longitud eléctrica, lo que ocasiona que la frecuencia de resonancia de la antena disminuya.

2.4 Directrices de diseño y tendencias de 5G

2.4.1 Asignación espectral de 5G

Es bastante conocida la saturación de las bandas UHF, las cuales son idóneas para la operación de sistemas de televisión y telefonía celular por ofrecer un balance entre la capacidad de canal y la transmisión en ambientes multitrayectoria. Dado que la telefonía celular fue considerada en un principio como una tecnología emergente, la asignación espectral que posee es heterogénea, por lo que cambia con respecto a las regiones y se resume prácticamente a las pocas bandas que se encontraban disponibles durante su estandarización.

La asignación espectral para 5G, de acuerdo con el tipo de radio-base, ha sido dividida en tres segmentos [1, 3], descritos en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2 Clasificación de las bandas de 5G de acuerdo con la aplicación.

| Banda | Aplicaciones |
|------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Inferior a 2 GHz (UHF) | Coberturas en espacios cerrados (<i>indoor</i>) de alta penetración y en el exterior (<i>outdoor</i>) de largo alcance. |
| 2 a 6 GHz (FR1) | Coberturas de largo alcance, pero baja penetración. Escenarios con balance entre capacidad y cobertura. |
| Superior a 6 GHz (FR2) | Enfoque a altas capacidades de canal. |

La banda C (3300-4200 y 4400-5000 MHz) es la que está cobrando fuerza para ser la banda principal en la que operará la tecnología 5G [1]. Sin embargo, de acuerdo con la región de operación, pueden existir toda una serie de combinaciones en la banda L disponibles para la utilización de 5G. Una asignación detallada de las bandas disponibles para 5G en función de las regiones se encuentra enlistada en la Tabla 2.3 [2, 31]:

Tabla 2.3 Clasificación de las bandas de 5G de acuerdo con la región.

| Región | Inferior a 2 GHz (UHF) | 2-6 GHz (FR1) | Superior a 6 GHz (FR2) |
|---------------|------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------|
| Norteamérica | 600 MHz | 3.7-4.2 GHz | 27.5-28.35 GHz 37.6-40 GHz 47.2-48.2 GHz |
| Unión Europea | 700 MHz | 3.4-3.8 GHz | 24.5-27.5 GHz 26 GHz. (Alemania, Francia e Italia) |
| Asia-Pacífico | - | 3.3-3.6 GHz (China) 3.4-3.7 GHz (Corea del Sur) 3.6-4.2 GHz (Japón) 3.4-3.7 GHz (Australia) | 37.5-42.5 GHz (China) 39 GHz (Australia) |

Un cambio importante de diseño en 5G es el contemplar el uso de bandas de ondas milimétricas, aquellas encontradas en frecuencias superiores a los 3 GHz. Estas bandas permiten una capacidad de canal mayor, pero representan retos importantes en cuanto al diseño de dispositivos, ya que la longitud de onda tan corta permite que las ondas sean obstruidas por prácticamente cualquier objeto en el ambiente, además

de que su atenuación con respecto a la distancia es mayor en comparación con ondas de menor frecuencia. Por otra parte, las técnicas de procesamiento digital aún no contaban con la capacidad suficiente para operar con ondas milimétricas, por lo que en generaciones anteriores, fue necesario considerar otras opciones [4].

Por primera vez en la historia de la telefonía celular, se está considerando la utilización de bandas de ondas milimétricas, concretamente algunas ubicadas en el segmento 20-40 GHz [3, 4]. El empleo de estas frecuencias se había dejado de lado en generaciones anteriores debido a los múltiples desafíos que conlleva el diseño e implementación de tecnología móvil en estas frecuencias, principalmente por la volatilidad de los enlaces sin línea de vista. Ahora que en esta generación se considera la asignación dinámica del canal en función de la demanda de capacidad y las condiciones del enlace, es posible la asignación de ranuras en una banda que presente un mejor desempeño de acuerdo con las características del entorno.

2.4.2 Arquitecturas centradas en los dispositivos

En las tecnologías de generaciones anteriores, las arquitecturas de telefonía celular giraban en torno a la estación base, la cual ejecutaba, ya sea por sí misma o en coordinación con otras estaciones, funciones como las transferencias de llamada o los controles de acceso. Estos esquemas de acceso rígido conviven, en 4G, con la alta densificación de estaciones base y el uso de celdas heterogéneas, aunque en realidad esto no es una situación deseable debido a la alta interferencia que pueden generarse entre ellas mismas [4].

Para 5G se espera que esto pueda cambiar, con esquemas más flexibles de áreas de cobertura y potencia. Esto permitirá, además, que los recursos que disponen diferentes radio-bases en una zona, puedan ser compartidos dinámicamente para optimizar su uso. Por otra parte, se tienen consideradas nuevas directrices en cuanto a esquemas de acceso, como el multipunto cooperativo o el soporte para establecer comunicaciones de dispositivo a dispositivo.

En dispositivos que se encuentren cercanos unos de otros, el esquema de acceso y conexión es el mismo que si se encuentran en extremos opuestos de la radio-base, por lo que toda la información se concentra en esta. Para el caso de dispositivos que se

encuentren próximos pero cada uno de ellos es atendido por una radio-base diferente, se deben emplear además recursos de comunicación entre radio-bases para enlazarse.

Con una comunicación dispositivo a dispositivo (D2D) esto podría optimizarse, de tal forma que el enlace entre dispositivos cercanos se realice directamente entre ellos, sin necesidad de tener una o más radio-bases como intermediarias. Este procedimiento libera recursos que las radio-bases pueden emplear en otros enlaces. Tales metodologías permitirán la descentralización de las funciones de las radio-bases, dejando a los dispositivos la realización de funciones más importantes. El alcance de 5G es esperado hacia la comunicación D2D.

A través de la expansión masiva de los dispositivos que pueden tener conectividad, se pueden implementar servicios de tipo máquina a máquina (M2M) a partir del soporte otorgado por las comunicaciones D2D [4]. Uno de los objetivos de las comunicaciones M2M es precisamente el de la comunicación entre vehículos. Por lo que entonces, dotar de alternativas para poder comunicarlo es vital, dadas ciertas limitaciones que se tienen en ellos, principalmente las relacionadas con las consecuencias de su operación en escenarios con variaciones lentas y rápidas de canal.

2.4.3 Multicanalización física masiva

Uno de los avances más significativos dentro de las comunicaciones digitales es el soporte a la multicanalización física. Para el caso de las tecnologías de telefonía celular de primera (1G) y segunda generación (2G), la multicanalización se realiza por medio de división de frecuencia, división temporal o una combinación de ambas. Estos recursos son asignados a un solo usuario por ranura de tiempo/banda de frecuencia y rotados tanto temporal como espacialmente para atender a la mayor cantidad de clientes posible.

El estándar de telefonía celular de tercera generación (3G-UMTS) plantea el acceso a canal a través del enmascaramiento de los datos con cadenas pseudoaleatorias, proceso comúnmente conocido como CDMA (Acceso múltiple por división de frecuencia ortogonal, por sus siglas en inglés). Las cadenas pseudoaleatorias permiten la dispersión del espectro en banda base, de tal forma que se pueda ocupar toda la banda por un determinado tiempo. Múltiples transmisores pueden hacer uso del mismo espectro y evitar interferencia mutua dado que el empleo

de cadenas pseudoaleatorias separa ortogonalmente las señales de estos transmisores, siempre y cuando este umbral no sobrepase un límite tal que el ruido haga indistinguible una señal de otras [32].

Mientras que en los primeros lanzamientos de 3G-UMTS se aprovechó tal característica para soporte a múltiples usuarios y aumento de la velocidad de transmisión, en las versiones más avanzadas se dio soporte a que un solo dispositivo permitiera la operación de múltiples transmisores en paralelo, ya que la interacción entre las señales provenientes de ambos es baja.

En el estándar 4G-LTE (*Long Term Evolution*) se retomó esta característica, implementada a través de la transformada rápida de Fourier (FFT) y su inversa (IFFT), operación cuya naturaleza ortogonal permite la dispersión espectral. Este esquema de acceso se le conoce como OFDMA (Acceso múltiple por división de frecuencia ortogonal). En todas las versiones de LTE se considera la implementación de sistemas de múltiples transmisores y receptores operando simultáneamente. En teoría de sistemas, estos son conocidos como MIMO (Múltiples entradas y múltiples salidas, por sus siglas en inglés).

Dentro de 5G-NR, el acceso al canal es implementado a través del monitoreo continuo del estado que guarda el enlace entre la radio-base y cada uno de los dispositivos móviles, parámetro conocido como calidad de servicio (QoS), situación que obviamente es diferente para cada uno de ellos dada la ubicación espacial diferente que poseen. Gracias a esta característica, es posible asignar una tasa de transmisión de datos diferente y una ranura de frecuencia diferente para todos. A este esquema se le conoce como acceso múltiple no ortogonal (NOMA) [33].

Una de las características importantes a considerar en el diseño de sistemas 5G-NR es precisamente el soporte a la multicanalización física masiva para los dispositivos, alcanzable a través de sistemas de tipo MIMO masivo, por lo que el planteamiento de dispositivos que permitan la multicanalización es fundamental.

2.5 Criterios de evaluación de las prestaciones de las antenas

2.5.1 Coeficiente de reflexión

Es importante considerar que, en el análisis de circuitos de altas frecuencias, las propiedades eléctricas de los elementos toman una mayor dependencia de las medidas físicas que estos poseen. Debido a esto, los análisis de circuitos basados en términos de voltajes y corrientes no tienen sentido alguno, ya que estos se realizan bajo el supuesto de que los elementos que forman a los circuitos, son de tipo discreto.

Para el análisis de redes de microondas, es recurrente el empleo de la matriz de dispersión, que proporciona una representación más acorde con las mediciones directas y con las ideas de las ondas incidentes, reflejadas y transmitidas [15]. Al igual que la matriz de impedancia o admitancia para una red de puertos N , la matriz de dispersión proporciona una descripción completa de la red respecto a la impedancia presente en cada uno de sus N puertos. La matriz de dispersión relaciona las ondas incidentes en los puertos con las reflejadas desde los puertos. Para el caso de componentes y circuitos, los parámetros de dispersión se pueden calcular utilizando técnicas de análisis de red y pueden medirse directamente con un analizador de redes vectoriales.

El coeficiente de reflexión es caracterizado por medio de parámetros S , que describen las entradas y salidas de los circuitos en términos de potencia, ya que son una medida de la potencia transmitida y reflejadas por un componente del circuito con una impedancia determinada [23]. Los parámetros S son cantidades complejas, a menudo expresadas en forma de magnitud y fase.

En el caso de una antena, si se trata de aquellas donde se posee un solo puerto, el valor con el que se puede caracterizar es a través del coeficiente de reflexión S_{11} , donde este toma un valor idealmente de 1 cuando toda la potencia de la señal suministrada en el puerto es reflejada hacia el mismo puerto, y un valor de 0 cuando toda la potencia de la señal suministrada es transmitida. El análisis de antenas se realiza como redes de un solo puerto debido a que son circuitos de microondas con terminación en circuito abierto. Al poseer, en apariencia, un solo puerto, las antenas suministrarán la energía no reflejada hacia el medio en que se encuentren inmersas, por lo que el coeficiente de reflexión es un método válido para su caracterización.

Con frecuencia, el valor del coeficiente de reflexión es manejado en escala logarítmica, concretamente la escala de decibeles, tomando a la potencia suministrada en el puerto como valor de referencia. Cuando toda la potencia es reflejada, el valor de S_{11} es de 0 dB, mientras que en el caso de que toda la potencia es transmitida, el valor de S_{11} es negativa y muy grande en magnitud.

Las antenas son diseñadas para que esta posea uno o varios intervalos de frecuencia donde el acoplamiento de impedancias entre la antena y la red de alimentación alcance un punto máximo. En estos intervalos, la mayor parte de la potencia suministrada a la antena será radiada, mientras que la potencia reflejada (que regresa a la red de alimentación), será mínima. Por el contrario, para frecuencias diferentes a las del diseño, el valor de potencia reflejada será máximo, mientras que la potencia transmitida será mínima [34], como se muestra en la Figura 2.4.

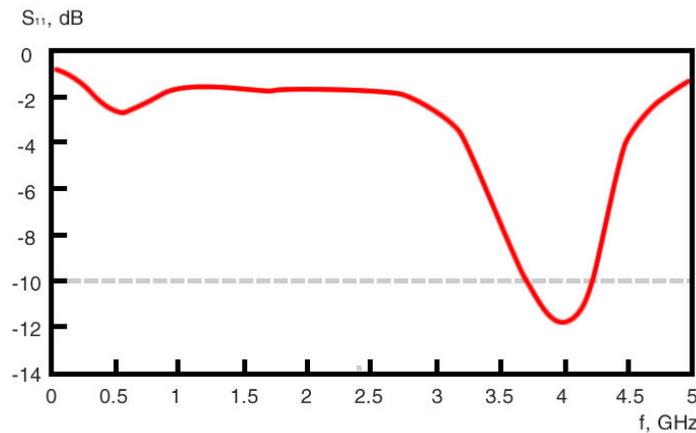


Figura 2.4 Ejemplo de coeficiente de reflexión propuesto para la antena.

Las frecuencias de resonancia mínima y máxima se encuentran entre 3.7 y 4.2 GHz aproximadamente para el caso de la antena con coeficiente de reflexión mostrado en la Figura 2.4. En ese intervalo de frecuencia esperamos que el coeficiente de reflexión alcance un valor menor o igual a -10 dB, lo que nos indica que la potencia reflejada es de 0.1 veces la potencia suministrada, mientras que la potencia radiada es de 0.9, es decir, el 90% de la señal. Mientras el valor de S_{11} es menor, la potencia reflejada también disminuye y la potencia transmitida es mayor.

2.5.2 Coeficiente de transmisión entre puertos

El desarrollo de sistemas de comunicaciones con múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) presenta una serie de desafíos a superar. Uno de ellos, sin lugar a

dudas, es el referente a la múltiple operación de puertos de enlace simultáneos (multicanalización física), alcanzable a través de la distinción ya sea de forma ortogonal (como ocurre en telefonía hasta 4G) o no ortogonal (5G).

La multicanalización debe ser permitida por todos los dispositivos que integran el sistema de comunicaciones. Esto incluye, por supuesto, a los empleados en las etapas de propagación de las señales, ya sea a través de guías de onda o empleando mecanismos de propagación inalámbrica, por medio de antenas.

Para garantizar la correcta propagación de las señales en sistemas MIMO, especialmente aquellos cuyos puertos emplean bandas de frecuencia contiguas, es a través de la operación independiente de las antenas que contenga el sistema multipuerto, es decir, que una antena contigua no represente un medio de captación de energía proveniente de otra que forme parte del sistema.

Existen diferentes variables que pueden medir esta interacción. La primera de ellas está en el sentido de los coeficientes de transmisión y reflexión que existen en una red de N puertos, caracterizados por medio de los parámetros S . Considerando dos elementos de radiación que formen parte de una antena MIMO, denotados como i y j , los parámetros S_{ii} e S_{jj} denotan los coeficientes de reflexión de sus respectivos elementos, mientras que los parámetros S_{ij} y S_{ji} denotan los coeficientes de transmisión entre los puertos, los cuales representan la energía transmitida hacia el puerto i proveniente del puerto j y la energía transmitida hacia el puerto j proveniente del puerto i , respectivamente. Los valores esperados de transmisión de energía entre puertos son de máximo el 1% de la energía, equivalentes a -20 dB.

2.5.3 Ganancia y patrón de radiación

El patrón de radiación de una antena consiste en una función matemática que describe las propiedades de radiación de la antena [19]. Los patrones de radiación permiten determinar la ganancia, campo eléctrico o energía radiada en la región conocida como campo lejano, es decir, más allá de la primera región de Fresnel.

Como se abordó en la sección 2.1, los patrones de radiación están determinados por los campos eléctrico y magnético emitidos, descritos en forma de coordenadas polares por los ángulos φ y θ , las cuales permiten una caracterización espacial en tres dimensiones de los campos emitidos. Siendo uno de estos valores constante

(normalmente $\varphi = 0^\circ$ o $\varphi = 90^\circ$), se pueden obtener los campos emitidos sobre un plano particular.

Para muchos sistemas, la caracterización de este patrón de radiación es vital. De acuerdo con el diseño realizado, las antenas podrán acentuar la cantidad de energía transmitida en algunas regiones, situación que puede ser caracterizada en términos de ganancia, lo que permite que, dependiendo del contexto en que la antena sea utilizada, el desempeño del sistema de comunicaciones en conjunto pueda ser optimizado en miras de lograr enlaces directivos, aumentar la distancia máxima de enlace, la velocidad de transmisión de la información o inclusive aprovechar tales características para transmitir con una potencia menor y con esto ahorrar energía.

Para el caso de la antena ideal (isotrópica), que consiste de dos alambres en paralelo, se espera que el patrón de radiación cuente con dos lóbulos, donde el valor máximo de ganancia para cada uno de los dipolos es de 1, como se aprecia en la Figura 2.5. Este valor de ganancia se toma como punto de referencia para comparación. De ahí surge la escala de medición dBi (decibeles respecto a una antena isotrópica).

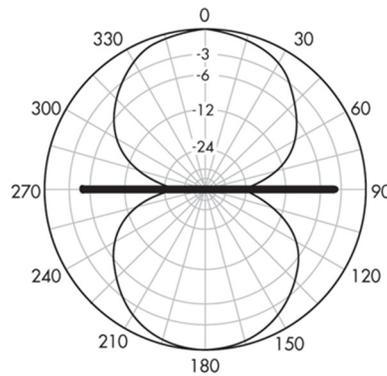


Figura 2.5 Ejemplo de patrón de radiación para una antena isotrópica.

En este caso, debido a que una antena realizada con materiales conductivos transparentes no puede tener mayor eficiencia que una realizada con materiales convencionales, se espera que el lóbulo principal de la antena tenga una ganancia máxima de 1 con respecto a una antena isotrópica, es decir, de 0 dBi [8]. La representación del patrón de radiación puede realizarse en forma de gráfica en coordenadas polares (Figura 2.5) o rectangulares (Figura 2.6).

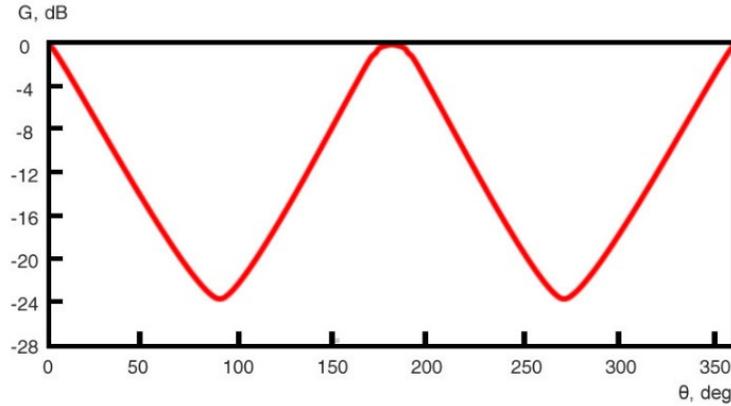


Figura 2.6 Ejemplo de un patrón de radiación de una antena en coordenadas rectangulares.

2.5.4 Caracterización por medio del balance de enlace

Dentro de un sistema de comunicaciones, uno de los esquemas de caracterización con respecto al alcance espacial es el denominado como balance de enlace o *linkbudget*. En este esquema, son considerados todos los parámetros espaciales que poseen un impacto en la potencia de la señal recibida. Al conocer la potencia recibida, entre otras cosas, se puede comparar con el umbral mínimo de potencia con la que el receptor opera y así saber si este trabajará con fiabilidad o no. Por otra parte, si se conoce la potencia mínima de operación del receptor, se pueden establecer las características mínimas en el resto de los elementos del sistema de comunicaciones para garantizar el enlace.

El modelo más simple para la caracterización del enlace de comunicaciones es el conocido como Ecuación de Friis. La potencia recibida P_{Rx} en un sistema de comunicaciones está dada por:

$$P_{Rx} = \frac{P_{Tx} G_{Tx} G_{Rx}}{L} \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \quad (2.34)$$

donde P_{Tx} es la potencia transmitida, G_{Tx} y G_{Rx} son las ganancias absolutas de las antenas del transmisor y receptor, respectivamente, λ es la longitud de onda de la señal y d es la distancia entre transmisor y receptor. El factor L corresponde a pérdidas provenientes del ambiente de comunicaciones y está determinado, entre otras cosas, por las variaciones lentas y/o rápidas del canal, obstrucciones que se

encuentren dentro de las regiones cercanas de Fresnel, ruido e interferencias del canal donde se opera, etc.

La caracterización de canales de comunicación es un amplio tema de estudio. Sin embargo, al estar compuestos por un conjunto de múltiples factores de impacto, estos modelos suelen estar descritos en términos de variables aleatorias, o a través de mediciones realizadas en campo (modelos empíricos). Para el caso de canales de comunicaciones ideales o con bajas pérdidas, donde estos factores se encuentran controlados, el valor de L se toma como 1.

2.5.5 Coeficiente de correlación de envolvente y ganancia de diversidad

Otra variable empleada para la caracterización de antenas multipuertos es conocida como coeficiente de correlación de envolvente (ECC). Este coeficiente mide el grado de independencia en que operan los elementos de radiación de las antenas.

El coeficiente de correlación de envolvente, denotado por ρ_e , se puede hallar a través de los patrones de radiación en campo lejano, calculando el cociente de la convolución de los campos eléctricos totales emitidos por dos diferentes elementos de radiación de una antena multipuerto, entre los campos eléctricos emitidos de forma independiente, por medio de la siguiente ecuación [35]:

$$\rho_e(ECC) = \frac{|\iint_{4\pi} (E_1(\theta, \varphi) * E_2(\theta, \varphi)) d\Omega|^2}{\iint_{4\pi} |E_1(\theta, \varphi)|^2 d\Omega \iint_{4\pi} |E_2(\theta, \varphi)|^2 d\Omega} \quad (2.35)$$

donde φ y θ representan la variación angulares de los campos emitidos, dadas en forma de coordenadas polares. $d\Omega$ es una variación infinitesimal de estos ángulos, siendo $d\Omega = d\varphi d\theta$. Existe otra ecuación donde se calcula el ECC en función de los coeficientes de reflexión y transmisión.

$$\rho_e(ECC) = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|}{(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)(1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2)} \quad (2.36)$$

Dicha ecuación solo puede ser empleada en el caso de antenas con bajas pérdidas dado que solo considera la energía emitida hacia el medio y la reflejada hacia otros puertos, pero no así la energía perdida por la resistividad del material conductor. En buena parte de las antenas fabricadas con películas metálicas es común que existan bajas pérdidas, pero no así para el caso de antenas fabricadas películas transparentes, donde entra en juego la baja conductividad del material [35]. Sin embargo, es común

encontrar trabajos publicados donde la ecuación 2.36 es utilizada sin evaluar las condiciones bajo las cuales es válida [36, 37].

El valor esperado de ECC es un coeficiente entre 0 y 1, donde 0 representa interacción nula entre los elementos de radiación y 1 representa una operación totalmente correlacionada entre estos elementos. De acuerdo con la estandarización para 5G, un valor de ECC menor a 0.5 es suficiente para la operación adecuada de antenas de múltiples puertos [3].

Derivado del ECC, existe otro parámetro para la caracterización de las antenas multipuertos, conocido como ganancia de diversidad o DG. La diversidad de ganancia se puede obtener a partir de la ecuación 2.37, que se muestra a continuación.

$$DG = 10 - \sqrt{1 - \rho_e^2} \quad (2.37)$$

El rango de la ganancia de diversidad es de 0 a 10, donde 0 representa una máxima interacción entre los elementos de radiación de la antena y 10 una operación independiente de ellos.

2.6 Materiales conductores transparentes

En los últimos años el uso de películas conductoras transparentes ha incrementado considerablemente. Las aplicaciones típicas de esta tecnología va desde pantallas transparentes, circuitos electrónicos flexibles, antenas y sensores [5, 6, 8–11, 38].

Estas películas se han empleado también en el diseño de antenas. Sin embargo, estas presentan algunas limitaciones respecto a la utilización de sustratos de interés (vidrio o polímeros) [7, 13]. En otros trabajos, se hace énfasis respecto a la baja conductividad de las películas conductoras transparentes en comparación con las películas conductoras de materiales metálicos [39].

Algunos de estos estudios han realizado pruebas de nanodepósito de películas de materiales conductivos sobre la propia capa de material semiconductor transparente ya depositado [8]. Este método puede ayudar a mejorar las características conductoras de la película semiconductor si se selecciona un espesor adecuado, pero tiene un impacto negativo sobre la transparencia si la película del material conductor sobrepasa los 10 nm. Además de ello, en algunos estudios, se enuncian técnicas de diseño e instrumentación enfocadas en evaluar y mejorar su eficiencia [5].

Estos trabajos incluyen la caracterización de la eficiencia de radiación en función de la frecuencia, grosores de sustrato y resistencia superficial, considerando además la movilidad y la transparencia de la película. Es frecuente que el diseño de antenas con frecuencias bajas de resonancia represente un desafío mayor debido a que las longitudes físicas demasiado largas aumentan la carga resistiva de la antena, fomentando la disipación de energía en forma de calor y no así en radiación, disminuyendo de este modo su ganancia [9].

2.6.1 Tipos de películas conductoras transparentes

La clave para la obtención de electrónica transparente es la utilización de los óxidos conductivos transparentes (TCO por sus siglas en inglés). Uno de los materiales más empleados para la realización de las películas transparentes es el óxido de estaño-indio (ITO) [10]. Sin embargo, se tienen otros materiales que también presentan propiedades de conductividad muy interesantes, tales como el óxido de estaño-zinc (ZTO), óxido de zinc dopado con magnesio (MZO) u óxido de zinc dopado con aluminio (AZO) [6, 10, 11].

En este trabajo, dadas las características de la antena diseñada, se optó por utilizar ITO para la fabricación de la antena propuesta, dado que las propiedades conductivas del ITO y transparencia son ampliamente conocidas [40].

2.6.2 Técnicas de depósito de películas

Existen diferentes técnicas para el depósito de películas delgadas. Por mencionar algunas, la técnica de *sputtering* es una de las más utilizadas dada su practicidad. Mediante esta técnica, las películas delgadas se pueden obtener por la pulverización de muestras de alta pureza del material a depositar. El depósito se realiza en un ambiente de argón y oxígeno a presiones del orden de 10^{-3} Torr o inferiores [41]. Una imagen del equipo para realizar el depósito vía *sputtering* se muestra en la Figura 2.7.



Figura 2.7 Equipo para el depósito de películas por medio de sputtering.

Otra de las técnicas más empleadas es la de *beam epitaxy*. Ahí, el material a depositar se coloca en celdas compuestas por un crisol. Este crisol debe estar diseñado y colocado de forma que garantice la distribución uniforme de las partículas a depositar. La distancia y ángulo entre el substrato y la fuente, determina la homogeneidad de la película depositada. El substrato suele rotarse de forma continua para lograr una mejor uniformidad. Este proceso es realizado al alto vacío, a presiones del orden de 10^{-4} Torr [42]. Una imagen del equipo para depositar películas por la técnica de *beam epitaxy* se ilustra en la Figura 2.8.



Figura 2.8 Equipo para el depósito de películas por medio de beam epitaxy.

De acuerdo a los diferentes conceptos teóricos revisados a lo largo de este capítulo, respecto al diseño de antenas y consideraciones particulares de la tecnología donde operará la antena, en el siguiente capítulo se propondrá el diseño de la antena. Este proceso contempla la selección de materiales y el tipo de antena, el cálculo de las dimensiones que conforman la antena y concluye con el proceso de fabricación de la antena.

3. Diseño y fabricación de la antena

En este capítulo se describe el proceso para el diseño final de la antena. Este proceso consta de tres etapas. Primero, se realiza el análisis matemático que tiene como finalidad hallar las dimensiones de los elementos de la antena, para obtener un diseño geométrico.

El diseño es trasladado al software de simulación de antenas HFSS v13.0, donde se analiza numéricamente y se obtienen los parámetros de operación de la antena. Cuando los resultados obtenidos en la simulación de la antena cumplen con los requerimientos planteados, en ese momento se procede a fabricar la antena.

3.1 Diseño de la antena con película conductiva metálica

Se realizó el análisis y simulación de una antena considerando una película conductiva metálica y un substrato de vidrio. Este diseño se consideró como base para el desarrollo de la antena que se fabricó con película conductiva transparente. La Figura 3.1 muestra un corte transversal del material empleado para la fabricación de esta antena.



Figura 3.1 Corte transversal de la placa base con película de cobre.

Considerando los criterios de diseño enunciados en el apartado 1.5, se procedió con el diseño y simulación por computadora de una antena compatible con 5G en el intervalo de frecuencia de 3.7 a 4.2 GHz. Para que el diseño con película de cobre fuera lo más apegado posible al diseño con película transparente, se decidió fabricarla empleando un substrato de vidrio y una película de cobre.

El diseño consiste de una antena plana de tipo guía de onda coplanar (CPW por sus siglas en inglés), con dimensiones de 25 x 25 x 1 mm, donde el elemento de transmisión y el de referencia se encuentran dentro del mismo plano (anverso), mientras que en el reverso no se encuentra elemento de resonancia alguno.

Se consideró la integración de una antena de tipo parche octagonal modificado, el cual será alimentado por una guía de onda coplanar $\lambda/2$. De acuerdo con la clasificación planteada en la Tabla 2.1, este diseño tendrá un comportamiento de tipo ultra banda ancha [43]. La modificación propuesta es el de reproducir, en dos lados del parche octagonal, el mismo parche de forma fractal. El objetivo de modificar el parche es reducir deliberadamente el ancho de banda, situación que será útil en la migración de la antena hacia la película transparente. Aunque un mayor ancho de banda suele ser deseable, en este caso, si se posee un ancho de banda demasiado amplio, este será aún mayor al momento de trasladar el diseño hacia ITO [5, 8].

La frecuencia de diseño de ambos elementos es 3.95 GHz, frecuencia que está en el centro del intervalo en el que la antena funciona. El elemento de referencia (tierra) consta de una franja que rodea parcialmente al elemento de transmisión. Las simulaciones fueron realizadas en el software HFSS v13, considerando el intervalo de frecuencia de 1 a 7 GHz.

Se considera la integración de una antena de tipo parche octagonal modificado por medio de fractales, el cual será alimentado por una guía de onda coplanar $\lambda/2$. Este diseño posee predominantemente un comportamiento de ultra banda ancha [8, 9]. Una de las principales utilidades del diseño de antenas fractales es la capacidad de realizar una migración de antenas de banda simple y/o anchos de banda reducidos a antenas con anchos de banda extendidos o multibanda. Estas antenas son utilizadas generalmente para aplicaciones de comunicaciones comerciales y militares [9]. Existen diferentes aplicaciones de las antenas fractales, principalmente realizadas sobre microcinta [8–11, 41, 42], no así en tecnologías de guía de onda coplanar.

3.1.1 Diseño de la línea de alimentación

Retomando un material con la estructura planteada en la Figura 2.1, y considerando ahora una película de cobre de $t = 15 \text{ um}$, con dieléctrico de vidrio (permitividad dieléctrica $\varepsilon_r = 5$ y espesor $h = 1 \text{ mm}$). Sea $a = 2 \text{ mm}$ y $b = 3 \text{ mm}$, y retomando la ecuación 2.25, se tiene que el espesor relativo a_t , en función del ancho de la película conductiva es:

$$a_t = a + \frac{1.25t}{\pi} (1 + \ln(\frac{4\pi a}{t})) = 2.301 \quad (3.1)$$

Evaluando la ecuación 2.26, el espesor relativo b_t , en función del ancho de la película conductiva es:

$$b_t = b - \frac{1.25t}{\pi} (1 + \ln(\frac{4\pi a}{t})) = 2.949 \quad (3.2)$$

Las relaciones entre espesores y espesores relativos están dadas por:

$$k = \frac{a}{b} = 0.7 \quad (3.3)$$

$$k_t = \frac{a_t}{b_t} = 0.7803 \quad (3.4)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} = 0.6614 \quad (3.5)$$

$$k'_t = \sqrt{1 - k_t^2} = 0.6255 \quad (3.6)$$

$$k_1 = \frac{\text{senh}(\frac{\pi a_t}{4h})}{\text{senh}(\frac{\pi b_t}{4h})} = 0.5907 \quad (3.7)$$

$$k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2} = 0.8069 \quad (3.8)$$

Las permitividades dieléctricas efectivas son las siguientes:

$$\varepsilon_{eff} = 1 + \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{2} \right) \left(\frac{K(k')K(k_1)}{K(k)K(k'_1)} \right) = 2.2912 \quad (3.9)$$

$$\varepsilon_{eff,t} = \varepsilon_{eff} - \frac{\varepsilon_{eff} - 1}{\left(\frac{(b-a)/2}{0.7t} \right) \left(\frac{K(k)}{K(k')} \right) + 1} = 2.26 \quad (3.10)$$

La impedancia de la línea es:

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff,t}}} \left(\frac{k'_1}{k_1} \right) = 50.02 \approx 50 \quad (3.11)$$

3.1.2 Modificación de la geometría por medio de fractales

Para mejorar la respuesta en la banda de interés, además de que, en miras de que esta antena será migrada a un substrato transparente, donde la conductividad suele realizarse primordialmente por los bordes, se propone realizar una réplica geométrica en dos bordes del mismo parche en forma octagonal, donde el lado seleccionado servirá como diámetro del nuevo octágono. Este proceso, ilustrado en la Figura 3.2, se realizó de forma fractal, empleando el método de Minkowsky en tres iteraciones [29, 44].

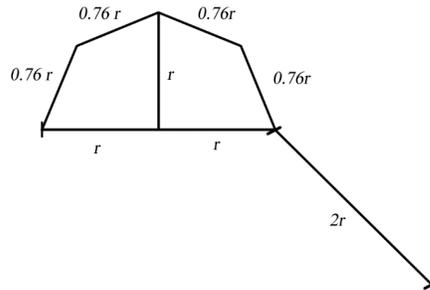


Figura 3.2 Dimensiones de réplica de la estructura fractal en dos lados del octágono.

Para este caso, la estructura a replicar se trata de dos lados de un octágono, por lo que la longitud efectiva es dos veces cada lado. Las dimensiones iniciales son descritas en términos del radio del siguiente octágono anidado. Al replicar en tres iteraciones, con división en dos partes del segmento inicial y al considerar cuatro segmentos de la siguiente estructura, tenemos que:

$$l = r \left(\frac{2}{4}\right)^3 = \frac{1}{8} r \quad (3.12)$$

$$D = \frac{\log(2)}{\log(4)} = \frac{1}{2} \quad (3.13)$$

En la Tabla 3.1 se muestran las dimensiones de los elementos octagonales de la antena, basadas en un octágono con 5 mm de largo.

Tabla 3.1 Dimensiones de la estructura fractal de la antena.

| Iteración | Lado (mm) | Radio (mm) |
|-----------|-----------|------------|
| 0 | 5 | 2.5 |
| 1 | 1.9 | 0.95 |
| 2 | 0.72 | 0.36 |
| 3 | 0.27 | 0.13 |

Utilizando el software de simulación HFSS v13, se caracterizó el coeficiente de reflexión S_{11} en función del número de iteraciones de la estructura fractal. Los resultados se muestran en la Figura 3.3.

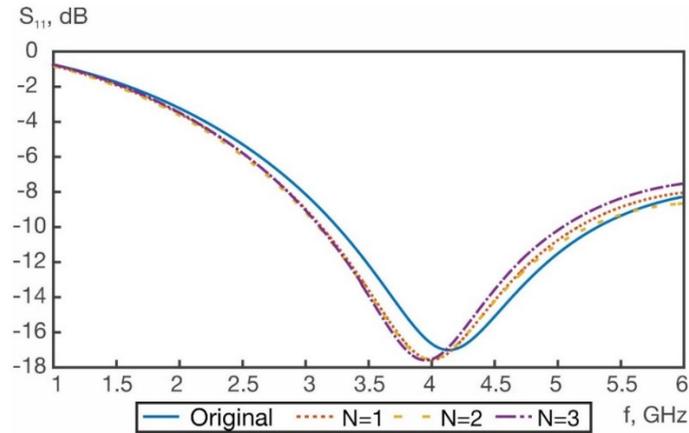


Figura 3.3 Comparación del coeficiente de reflexión, con iteraciones de la estructura fractal.

La frecuencia de resonancia de la antena es desplazada hacia un valor más bajo debido a que la longitud eléctrica de la antena aumenta de valor conforme se incrementa el número de iteraciones. Por otro lado, la estructura fractal permite que el ancho de banda de la antena quede confinado a un rango menor, permitiendo una selección más refinada de la banda de operación de la antena.

3.1.3 Diseño resultante

Como resultado del proceso de simulación, el diseño resultante, se presenta en las Figuras 3.4 y 3.5:

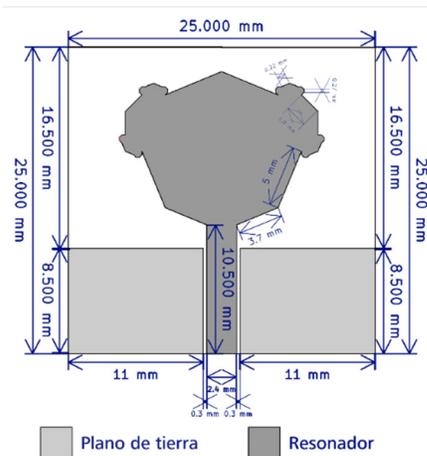


Figura 3.4 Diseño final de la antena con película de cobre

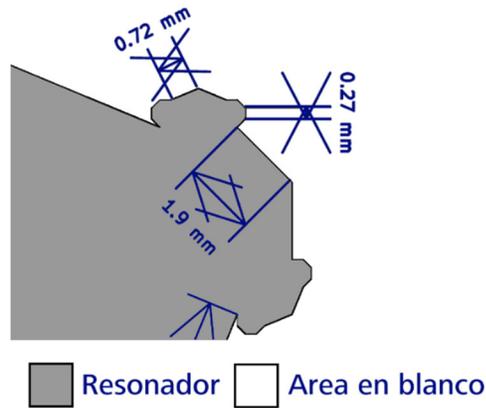


Figura 3.5 Acercamiento al resonador de la antena.

3.2 Diseño con película conductiva transparente.

Después de analizar la antena con película de cobre, se realizó el proceso para migrar el diseño a uno nuevo que considera una película conductiva transparente.

El material propuesto para la fabricación de la antena transparente consiste de una película de Óxido de Estaño-Indio (ITO) de aproximadamente 150 nm de espesor, depositada sobre sustrato de vidrio con espesor de 1 mm. Los sustratos de vidrio con película transparente fueron adquiridos a través del fabricante Adafruit, considerando las propiedades que declara el fabricante [45].



Figura 3.6 Corte transversal del material empleado para la antena con ITO.

Para la migración de la antena a la película conductiva transparente, se deben considerar los siguientes parámetros:

- La conductividad típica de los materiales transparentes es de al menos tres órdenes de magnitud menor que la conductividad de una película de cobre [40].
- El espesor de la película de cobre es dos órdenes de magnitud mayor que la película conductiva transparente utilizada en este trabajo. Esta situación impacta en los espesores de la línea y en la separación entre la línea de

alimentación y el plano de tierra, además de agregar una carga reactiva adicional a la línea de alimentación, la cual repercute en la frecuencia de resonancia de la línea.

- El modelo empleado para el cálculo del parche cambia negativamente debido a la baja conductividad, por lo que las dimensiones resultantes entran en un compromiso al tener que incluir una línea de alimentación que es excesivamente grande para las dimensiones finales que debe tener la antena

El impacto de la baja conductividad es evidente al realizar el análisis de la guía de onda coplanar, utilizando un modelo donde se realiza el traslado del modelo de CPW a uno de parámetros distribuidos [46]. El esquema de este modelo se encuentra ilustrado en la Figura 3.7.

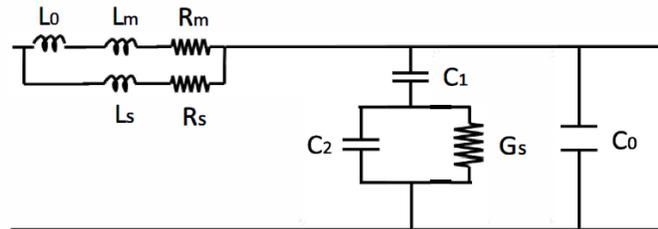


Figura 3.7 Representación de la guía de onda coplanar.

Realizando el análisis de este circuito se obtiene que:

$$Z_m(ITO) = R_m(ITO) + jL_m(ITO) = 5.53 \times 10^3 + j8.33 \times 10^{-1} \quad (3.14)$$

Mientras que:

$$Z_m(Cooper) = R_m(Cooper) + jL_m(Cooper) = 8.5 + j8.5 \quad (3.15)$$

Con la baja conductividad del ITO y su bajo espesor, se incrementa la resistividad y eso tiene como efecto una expansión del ancho de banda porque hay varios órdenes de magnitud entre la impedancia real y la imaginaria. Para el caso de cobre, tanto el efecto piel, así como la conductividad provocan que la parte real e imaginaria tengan el mismo orden.

3.2.1 Diseño de la línea de alimentación

Para una línea de alimentación tipo guía de onda coplanar [24, 25, 47], con $a = 2.2mm$ y $b = 2.9mm$, es decir, $0.3mm$ de separación entre línea de alimentación y plano de tierra, considerando un dieléctrico con $\epsilon_r = 5$, de espesor $h = 1mm$ y un espesor de película conductiva $t = 150nm$ (ITO), el espesor relativo a , evaluando en la ecuación 2.25, en función del ancho de la película conductiva es:

$$a_t = a + \frac{1.25t}{\pi} (1 + \ln(\frac{4\pi a}{t})) = 2.2008 \quad (3.16)$$

El espesor relativo b , evaluando en la ecuación 2.26, en función del ancho de la película conductiva es:

$$b_t = b - \frac{1.25t}{\pi} (1 + (\frac{4\pi a}{t})) = 2.7992 \quad (3.17)$$

Las relaciones entre espesores quedan de la siguiente forma:

$$k = \frac{a}{b} = 0.7857 \quad (3.18)$$

$$k_t = \frac{a_t}{b_t} = 0.7862 \quad (3.19)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} = 0.6186 \quad (3.20)$$

$$k'_t = \sqrt{1 - k_t^2} = 0.6180 \quad (3.21)$$

$$k_1 = \frac{\text{senh}(\frac{\pi a_t}{4h})}{\text{senh}(\frac{\pi b_t}{4h})} = 0.6128 \quad (3.22)$$

$$k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2} = 0.7902 \quad (3.23)$$

Las permitividades dieléctricas efectivas quedan de la siguiente forma:

$$\epsilon_{eff} = 1 + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2}\right) \left(\frac{K(k')K(k_1)}{K(k)K(k'_1)}\right) = 2.2212 \quad (3.24)$$

$$\epsilon_{eff,t} = \epsilon_{eff} - \frac{\epsilon_{eff} - 1}{\left(\frac{(b-a)/2}{0.7t}\right) \left(\frac{K(k)}{K(k')}\right) + 1} = 2.2208 \quad (3.25)$$

La impedancia de la línea, evaluando en la ecuación 2.16, queda de la siguiente manera:

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff,t}}} \left(\frac{k'_1}{k_1}\right) = 49.99 \approx 50 \quad (3.26)$$

3.2.2 Diseño del parche

Para el diseño del parche cuadrado, se retoma nuevamente la ecuación 2.30, donde se obtiene frecuencia inicial de resonancia, en el caso de una antena de parche cuadrado con película conductiva transparente [48]:

$$f_c(\text{GHz}) = \frac{7.2}{(l+r+p)k} \quad (3.27)$$

donde l , r y p son las longitudes de la línea de alimentación, el espacio entre el parche y el plano de tierra y la longitud del propio parche. Para la utilización de esta ecuación, se debe convertir todas las unidades de longitud a centímetros.

Si evaluamos la ecuación para obtener una frecuencia de resonancia de 3.95 GHz, obtendremos que $l + r + p = 12.5\text{mm}$, situación que entra en un compromiso con la dimensión de la línea de alimentación ya que, considerando que, para obtener una línea de alimentación de longitud eléctrica $\lambda/4$, esta debe poseer una longitud física de 11 mm, por lo que no habría espacio suficiente para la colocación del parche.

Se propone que, para esta situación, el parche sea colocado en una posición invertida, además de reducir las dimensiones del plano de tierra para que este pueda ser acomodado. Por otra parte, la línea de alimentación aprovechará que el parche en la parte central está hueco para poder penetrar por el centro de este.

Los ajustes al diseño de la antena se muestran en las Figuras 3.8 y 3.9, mientras que en la Tabla 3.2 se enlistan las dimensiones de la antena.

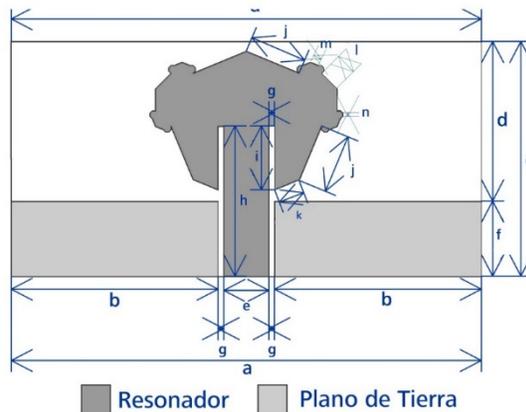


Figura 3.8 Diseño de la antena transparente realizada.

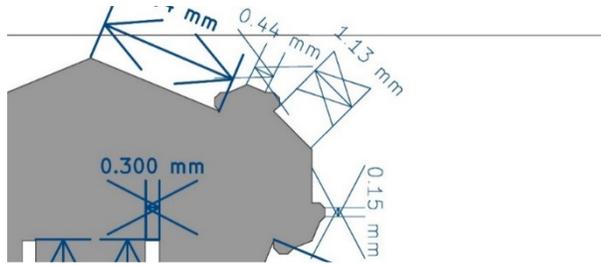


Figura 3.9 Vista acercada del diseño de la antena transparente realizada.

Tabla 3.2 Dimensiones de la antena.

| Etiqueta | Dimensión (mm) | Etiqueta | Dimensión (mm) |
|----------|----------------|----------|----------------|
| a | 25 | h | 8 |
| b | 11 | i | 3.4 |
| c | 12.5 | j | 3.04 |
| d | 8.5 | k | 1.39 |
| e | 2.4 | l | 1.13 |
| f | 4 | m | 0.44 |
| g | 0.3 | n | 0.15 |

Para realizar una comparación del coeficiente de reflexión en función de los materiales seleccionados, se realizaron simulaciones de las dos antenas, utilizando el software HFSS v13. Los resultados se muestran en la Figura 3.10.

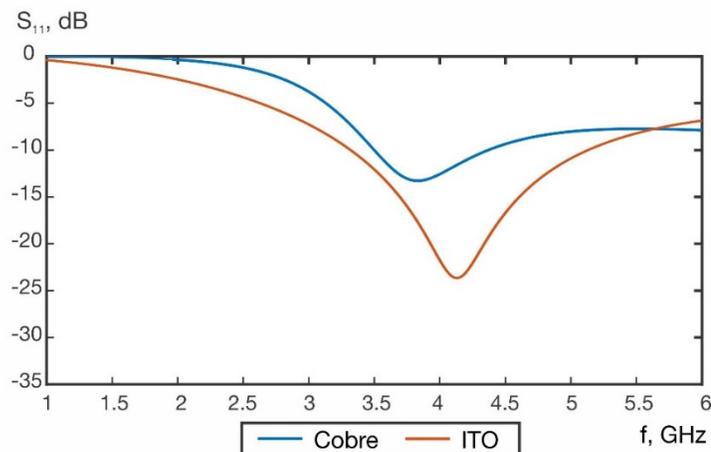


Figura 3.10 Comparación entre simulaciones de la antena para diferentes materiales.

Cabe notar que el impacto de la baja conductividad de la película transparente trae consigo un coeficiente de reflexión bajo en un intervalo de frecuencia más amplio, incrementando el ancho de banda.

3.3 Migración del diseño de la antena para soporte de tecnologías MIMO

Una de las directrices para el diseño de dispositivos compatibles con tecnologías 5G es que deben ser compatibles con la multicanalización física. Es decir, que deben tener soporte para el envío de múltiples señales en paralelo. Esta característica es alcanzable por medio de *front-ends* que posean múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO), característica que es trasladada al diseño de la antena.

El método propuesto en este trabajo para la obtención de una antena multipuerto por medio de la réplica en línea del resonador de la antena, cada puerto estará conectado a un resonador diferente. También es necesaria la generación de réplicas del plano de tierra y el aislamiento físico de ellos.

La réplica de la estructura de la antena puede contribuir al aumento de la interacción entre los diferentes puertos de ella. Para ello, es necesario hallar los coeficientes de transmisión entre los puertos, donde se especifica la potencia que se transmite de un puerto a otro, y el coeficiente de correlación de envolvente, donde se conoce la interacción de los patrones de radiación de los puertos que conforman a la antena, como se especifica en los apartados 2.5.1, 2.5.2 y 2.5.4. Los coeficientes de transmisión son determinados a partir de mediciones, mientras que el coeficiente de correlación de envolvente a partir de los patrones de radiación de campo eléctrico emitido. La antena diseñada para este propósito se muestra en la Figura 3.11.

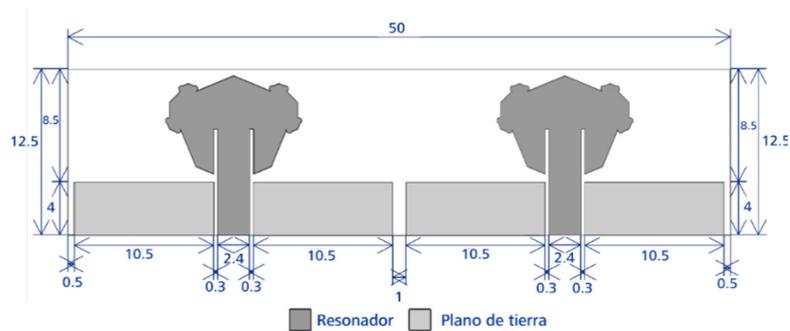


Figura 3.11 Diseño de la antena transparente realizada, dos puertos.

3.4 Fabricación de la antena

Para la fabricación de la antena, se usó la técnica de fotolitografía UV, el cual consta de los siguientes pasos:

1. Adhesión de la película fotosensible por medio de calor y presión.
2. Exposición a luz ultravioleta con máscara (negativo del diseño de la antena).
3. Revelado químico.
4. Ataque químico con soluciones ácidas.

3.4.1 Fabricación de la antena transparente

Primero se adhiere la película fotosensible sobre el substrato de vidrio, mediante calor y presión, de tal forma que no presente burbujas de aire ni imperfecciones que podrían provocar alguna rugosidad. La adhesión de la película fotosensible se ilustra en la Figura 3.12.

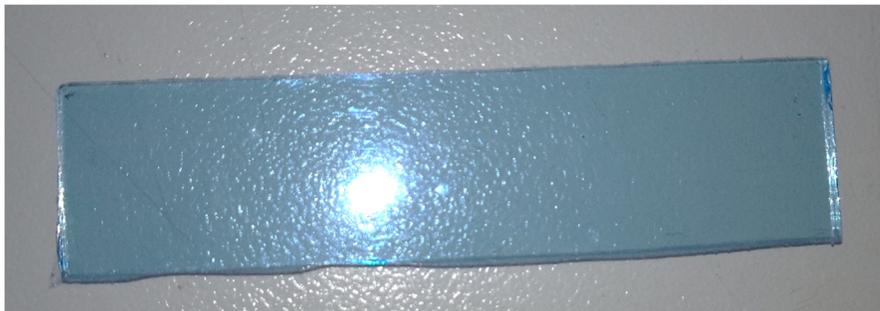


Figura 3.12 Muestra con película fotosensible adherida.

Una vez que se adhiere la película fotosensible, se coloca el negativo de la antena deseada y posteriormente se expone a la luz UV, como se muestra en la Figura 3.13.



Figura 3.13 Muestra exponiéndose a la luz UV.

Luego de retirar el negativo de la antena, la película fotosensible muestra la apariencia que se ilustra en la figura 3.14.

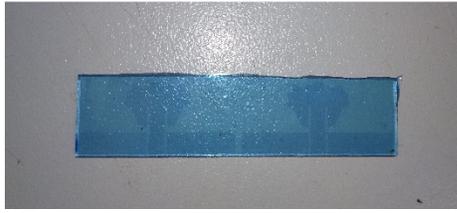


Figura 3.14 Muestra después de exponerse a la luz UV, sin revelar

Posteriormente, la zona no expuesta se remueve químicamente (Figura 3.15). El revelado se realiza por medio de una solución salina reveladora. Esto da como resultado el grabado de un motivo definido sobre la muestra.

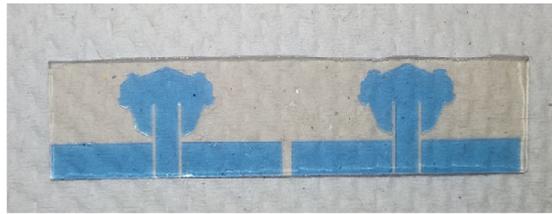


Figura 3.15 Película fotosensible grabada en la muestra, después del revelado.

Este motivo sirve como protección para un posterior ataque químico por medio de soluciones ácidas corrosivas, que se encargará de remover las secciones de la película conductiva que no se encuentran protegidas por la película fotosensible.

Para atacar la película de ITO, se emplea una disolución de ácido clorhídrico ($\text{HCl} \cdot \text{H}_2\text{O}$) con concentración 1:1 en volumen, a una temperatura de 40°C .

La Figura 3.16 ilustra un proceso de ataque químico. La muestra debe sumergirse aproximadamente 7 minutos, sin agitación alguna. Si no se han eliminado completamente las secciones de película conductiva, se sugiere extender el tiempo de ataque químico.



Figura 3.16 Ataque químico con $HCl \cdot H_2O$.

Este procedimiento debe realizarse con medidas estrictas de seguridad, dentro de un laboratorio de química que esté equipado con campana de extracción (Figura 3.17), dado que los gases que se despiden del proceso químico son tóxicos.

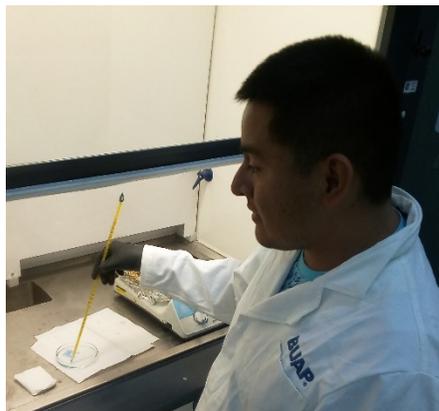


Figura 3.17 Medidas de seguridad al realizarse el ataque químico.

Una vez terminado el proceso de fabricación, en la Figura 3.18 se muestra la antena terminada.



Figura 3.18 Antena transparente fabricada

3.4.2 Fabricación de la antena de cobre

Para el caso de la antena realizada con cobre, el procedimiento es el mismo, solo que en este caso el ataque químico fue realizado por medio de una solución comercial de cloruro férrico, la cual es común en la fabricación de circuitos impresos (PCB). En este procedimiento se debe mezclar con agua a temperatura ambiente y sumergir la muestra dentro de la solución hasta que se remueva la película de cobre no deseada. El proceso de ataque, en este caso, ronda entre 20 y 30 minutos. La antena fabricada se muestra en la Figura 3.19.



Figura 3.19 Antena de cobre fabricada.

3.4.3 Proceso para colocación de conectores en las antenas

Al finalizar el proceso de grabado, el proceso siguiente consistió en la sujeción del conector a la antena. La sujeción del conector, en el caso de las antenas transparentes fue realizada a través de la soldadura del conector, empleando esferas de indio de alta pureza. La adhesión del conector fue reforzada por medio de pintura conductiva de grafito. La pintura utilizada se ilustra en la Figura 3.20.



Figura 3.20 Pintura conductiva.

En la Figura 3.21, se muestra la antena fabricada de dos puertos, con los conectores ya sujetos.



Figura 3.21 Antena transparente fabricada, de dos puertos.

3.5 Metodología para la caracterización de las antenas

3.5.1 Medición de los coeficientes de reflexión y transmisión

Para la caracterización de la antena fabricada con película conductiva, en primer lugar, fue medido su coeficiente de reflexión. Esta medición fue realizada con el analizador vectorial de redes (VNA) con que se cuenta en la Facultad de Ciencias de la Electrónica, el cual se encuentra en la Figura 3.22.

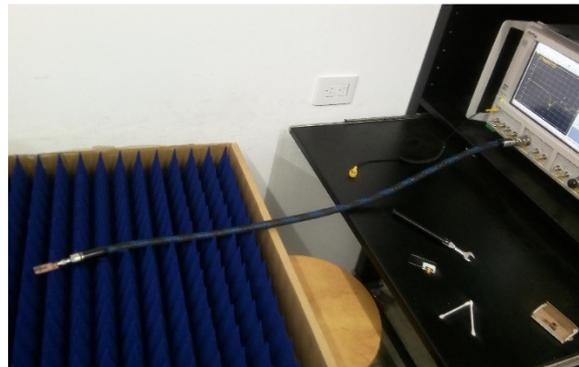


Figura 3.22 Analizador vectorial de redes de la FCE-BUAP.

Para obtener una medición más limpia, la medición de la antena se realizó al interior de una cámara de Faraday, que se encuentra instalada dentro del laboratorio de diseño y caracterización de sistemas basados en microondas de la FCE-BUAP. Además, la antena es colocada sobre un bloque de espuma especialmente diseñada para proporcionar un blindaje electromagnético.

3.5.2 Ganancia y patrón de radiación

Para conocer la energía transmitida de las antenas fabricadas en función de la posición, fueron caracterizados los patrones de radiación de las antenas transparentes.

Por un lado, se obtuvieron los patrones de radiación planares, que nos permiten conocer la ganancia de la antena respecto a su orientación. Por otro lado, fueron obtenidos patrones de radiación tridimensionales que representan la magnitud del campo eléctrico emitido en las direcciones radiales, los cuales son empleados para el cálculo del coeficiente de correlación de envolvente y la ganancia de diversidad, parámetros necesarios en la caracterización de las antenas de múltiples puertos.

Los patrones de radiación con respecto a la ganancia de la antena son obtenidos por medio de simulaciones y comparados con mediciones a través de un balance de enlace en un ambiente controlado, realizando una transmisión de una señal patrón a través de una antena de ganancia conocida y midiendo la señal recibida con la antena deseada. El procedimiento para el cálculo del balance de enlace se detalla en la sección 2.5.4.

Como la frecuencia de la señal (y por ende su longitud de onda), la potencia de transmisión, la ganancia de la antena de transmisión y la distancia entre antenas son conocidas, se puede despejar de la ecuación 2.34 el valor de la ganancia de recepción, como se ilustra en la ecuación 3.28. El sitio idóneo para realizar estas mediciones es una cámara de Faraday, donde su aislamiento por medio de malla de acero permite que las señales que penetren en el interior sean mínimas. El arreglo experimental para las mediciones de la ganancia se ilustra en la Figura 3.23.



Figura 3.23 Arreglo experimental de mediciones de la ganancia.

Teniendo un ambiente con interferencias y ruido mínimos, el factor de atenuación L se asume como 1.

$$G_{Rx} = \left(\frac{P_{Rx}L}{P_{Tx}G_{Tx}} \right) \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (3.28)$$

Debido a que la ganancia varía con la orientación de la antena, se caracterizará radialmente, tomando un ángulo φ fijo y un ángulo θ variable. Esta orientación de la antena tiene asociada una ganancia, la cual se puede hallar evaluando la ecuación de Friis. Dado que el campo eléctrico y el campo magnético son ortogonales, el valor de G_{θ} permite calcular un patrón de radiación asociado al campo eléctrico y un valor G_{ϕ} permite hallar uno asociado al campo magnético, por lo que a los patrones obtenidos en estos planos se denominan plano E y plano H respectivamente.

Tras haber realizado una propuesta del diseño de la antena y mostrado el procedimiento de fabricación de la antena, en el siguiente capítulo se proporcionan los resultados obtenidos tras una serie de mediciones y caracterizaciones que conlleven a determinar que la antena opere de forma adecuada. Este proceso considera las mediciones del coeficiente de reflexión, la ganancia de la antena y, para el caso de la antena de dos puertos, el coeficiente de correlación de envolvente.

4. Resultados experimentales

En este capítulo se proporcionan los resultados de la caracterización de las antenas fabricadas, que permiten determinar su correcto funcionamiento. Además, estos resultados son comparados con los obtenidos por simulación, para determinar la variación entre estos resultados.

4.1 Antena fabricada con materiales conductivos metálicos

4.1.1 Coeficiente de reflexión de la antena con materiales metálicos

En la Figura 4.1 se ilustra tanto la simulación como la medición realizada del coeficiente de reflexión para la antena fabricada con cobre. Siguiendo el criterio de -10 dB para determinar el funcionamiento de la antena, este se cumple dentro del intervalo 3.7-4.2 GHz, tanto para la simulación como para la implementación, por lo que dicha antena posee un funcionamiento adecuado para ese rango de frecuencias. El pico máximo para la fabricación de la antena se obtuvo en 5.4 GHz, con un coeficiente de reflexión S_{11} de -31 dB.

Hay que destacar que el ancho de banda posee un ensanchamiento para que pueda ser utilizada en el intervalo de 3.7 a 5.7 GHz, el cual es esperado para las antenas de ultrabanda ancha (UWB). Esta característica de banda ancha puede ser aprovechado para la utilización de la antena en algunas otras asignaciones de frecuencia dentro de la banda C para la tecnología 5G (FR1), particularmente aquellas con frecuencias superiores a 4.2 e inferiores a 5.7 GHz. Las asignaciones de frecuencia se encuentran descritas en las Tablas 2.2 y 2.3.

Además, es importante resaltar que los resultados presentan variaciones entre el coeficiente de reflexión obtenido en simulación y el resultado de las mediciones. Estas

diferencias son, en primer lugar, debido a las tolerancias de fabricación, a las fluctuación de la conductividad del cobre, el impacto de la variación de la separación entre el plano de tierra y la línea de alimentación, y a las variaciones en la permitividad dieléctrica del sustrato empleado [49, 50].

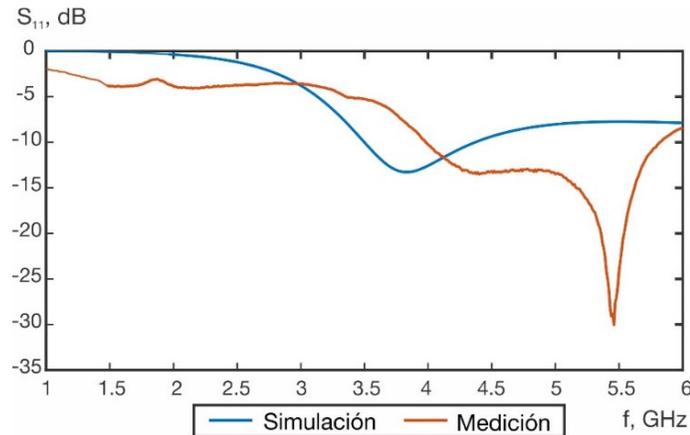


Figura 4.1 Coeficiente de reflexión de la antena con materiales conductivos metálicos.

4.2 Antena fabricada con materiales conductivos transparentes

4.2.1 Coeficiente de reflexión de la antena con materiales transparentes

Se realizó la medición del coeficiente de reflexión de la antena, fabricada con película conductiva transparente. El resultado de esta medición se encuentra en la Figura 4.2.

De las mediciones se puede deducir que la antena posee una frecuencia de resonancia de 2.8 a 6 GHz, con un máximo de -28 dB para el coeficiente de reflexión, ubicado en 4 GHz. Con este resultado se cubre alrededor de 3.2 GHz de ancho de banda, convirtiéndola en una antena de ultra banda ancha, y además, se consigue cubrir toda la secuencia de frecuencia en banda C para el estándar de telefonía 5G. Nuevamente, esta característica de banda ancha permite la utilización de la antena para diferentes asignaciones de frecuencia dentro del segmento FR1 de 5G, pero a diferencia de la antena fabricada con película conductiva metálica, esta antena puede ser utilizada para todas las asignaciones de frecuencia de la banda C para la tecnología 5G, como se detalla en las Tablas 2.2 y 2.3.

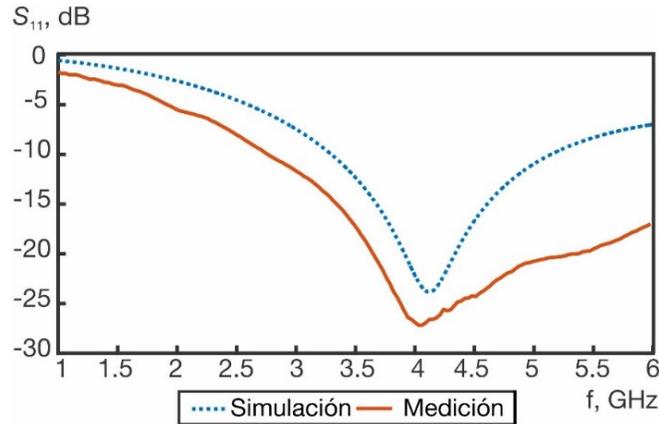


Figura 4.2 Comparación de la simulación y medición de la antena con película transparente.

Las variaciones encontradas entre simulación y medición son debido a las tolerancias en los parámetros de los materiales y las tolerancias en las dimensiones, particularmente la separación entre plano de tierra y plano de alimentación.

4.2.2 Patrones de radiación planares de ganancia

Fueron caracterizados por mediciones, los patrones de radiación de ganancia de las antenas. El patrón de radiación en el plano E se muestra en la Figura 4.3, mientras que el del plano H se muestra en la Figura 4.4. Del análisis de los patrones de radiación, se puede inferir que la antena posee una ganancia entre -5 y -15 dB. Estos valores son bajos en comparación con otras antenas con película metálica, pero son similares a los resultados obtenidos para antenas transparentes. En trabajos como el de Hakimi *et al* [9], Song *et al* [13] o Li *et al* [12] reportan ganancias máximas de -5 dB, mientras Desai *et al* [14] reporta una ganancia de -1.5 dB, pero las dimensiones físicas de la antena que reportan son mucho mayores a la realizada tanto en este trabajo como en los enunciados anteriormente, parámetro que es fundamental para su integración en los sistemas de comunicaciones.

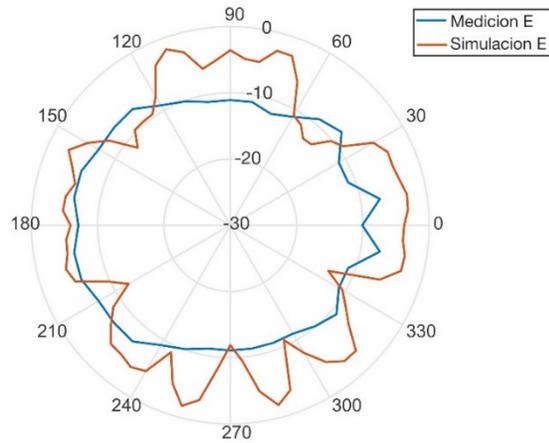


Figura 4.3 Patrón de radiación de la antena de un puerto, plano E.

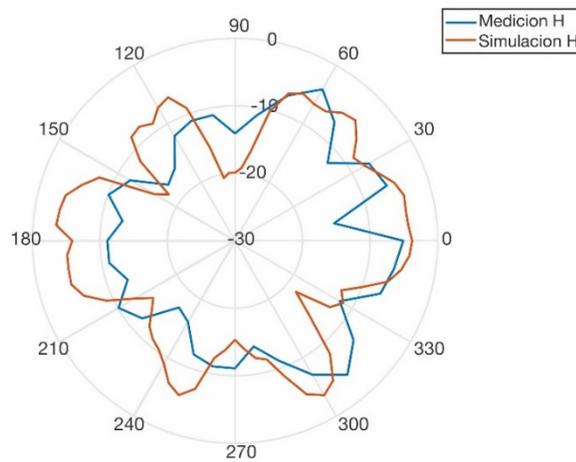


Figura 4.4 Patrón de radiación de la antena de un puerto, plano H.

4.3 Antena transparente de dos puertos

4.3.1 Coeficientes de reflexión y transmisión de la antena de dos puertos

Se realizó la medición del coeficiente de reflexión de la antena para el caso de múltiples puertos. Esta medición fue realizada al interior de la cámara de Faraday y sobre espuma absorbente. Los resultados se concatenan con los resultados obtenidos en una serie de simulaciones, donde se caracterizaron los coeficientes de reflexión S_{11} y S_{22} (reflexión de energía alimentada al mismo puerto) y los coeficientes S_{12} y S_{21} (transmisión de energía desde el puerto 2 hacia el puerto 1 y viceversa). Una

comparación entre la simulación y medición de los coeficientes de reflexión y transmisión son mostrados en las Figuras 4.5 y 4.6, respectivamente.

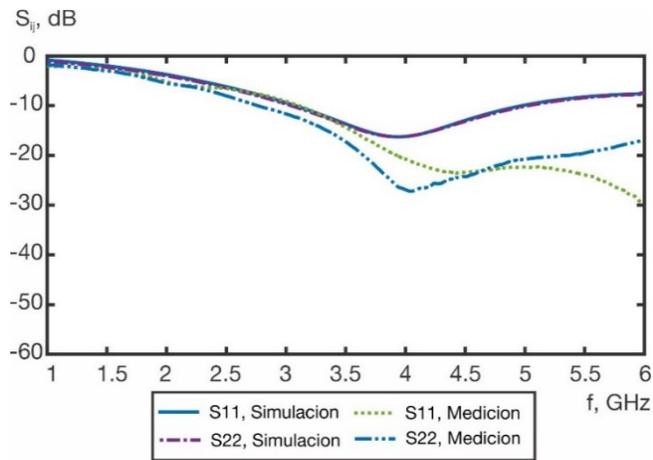


Figura 4.5 Coeficientes de reflexión de la antena MIMO.

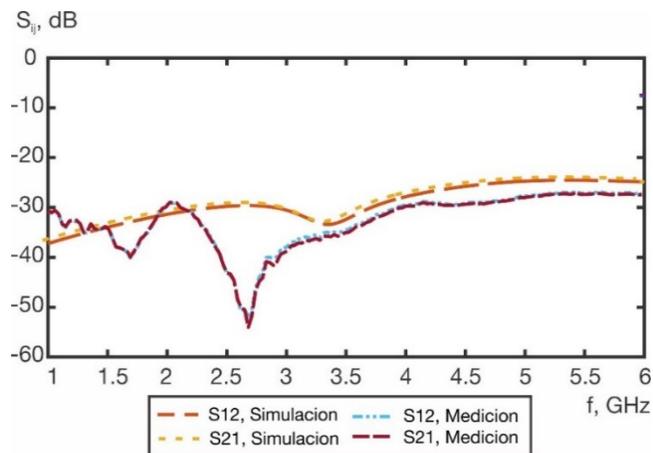


Figura 4.6 Coeficientes de transmisión de la antena MIMO.

En el caso de la antena MIMO podemos observar coeficientes de reflexión S_{11} y S_{22} menores a -10 dB en el rango de 3 a 6 GHz, tanto en simulación como en mediciones, mientras que los coeficientes de transmisión S_{12} y S_{21} son inferiores a -20 dB en ese rango, por lo que el desacoplamiento de puertos se encuentra garantizado.

4.3.2 Patrones de radiación de campo eléctrico tridimensionales

Los patrones de radiación de campo eléctrico total emitido se obtuvieron en función de las coordenadas radiales φ y θ , como se explican a lo largo de la sección 2.2. Dada la complejidad de las estructuras analizadas, la evaluación de las ecuaciones 2.13 y 2.14 resulta en una labor muy ardua para ser realizada analíticamente. Por

tal motivo, un procedimiento recurrente es realizar la evaluación de estas ecuaciones por medio de software de simulación electromagnética, como es el caso de HFSS. El resultado de la evaluación de campo eléctrico está representado en las gráficas de la Figura 4.7.

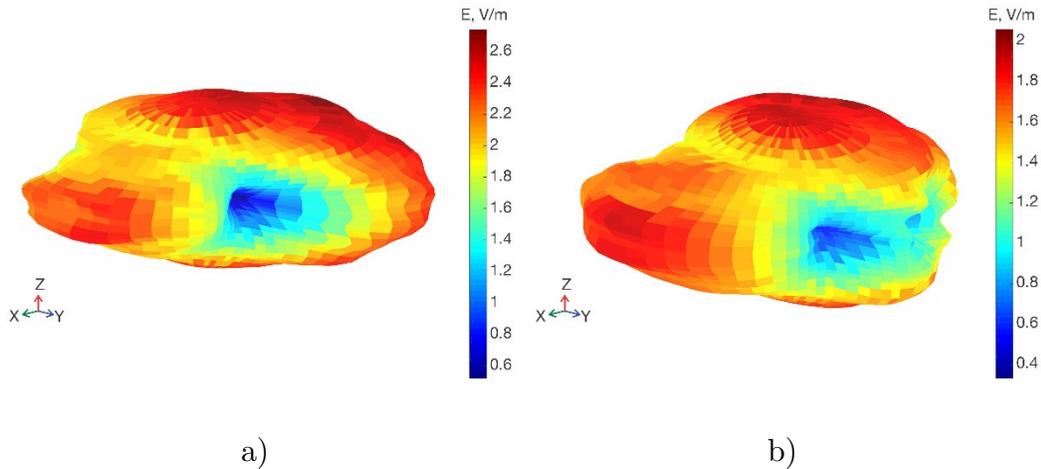


Figura 4.7 Patrones de radiación, campo eléctrico, antena MIMO. a) Puerto 1 b) Puerto 2

4.3.3 Coeficiente de correlación de envolvente y diversidad de ganancia

El coeficiente de correlación de envolvente (ECC) y la diversidad de ganancia (DG) fueron evaluados, a partir de las simulaciones tridimensionales del campo eléctrico emitido, utilizando las ecuaciones 2.35 y 2.37, respectivamente.

Al tratarse de simulaciones con valores discretos de los ángulos, la integral fue evaluada mediante sumas de Riemann de forma discreta, con los valores de campo emitidos en las direcciones angulares φ y θ . Para hacer la integral doble, se realizan por separado la integral respecto a un ángulo y después se vuelve a integrar respecto al otro ángulo. Dado que no hay un diferencial como tal (la separación no es lo suficientemente corta), se hace desarrollada en forma de sumas bajo la definición del área bajo la curva, dividiendo en rectángulos, donde la base es $\pi/72$ (el software HFSS está configurado para hallar los campos en valores determinados de los ángulos) y la altura es el valor del campo eléctrico en ese ángulo y posteriormente suman las áreas resultantes para todos los ángulos.

Las expresiones evaluadas en los campos por separado (E_1 y E_2) que están en el denominador de la expresión del ECC, se obtienen alimentando un puerto y colocando una impedancia constante en el otro, obteniendo campos separados en E_1

y E_2 . La convolución de los campos que están en el numerador del ECC, se obtienen alimentando ambos puertos simultáneamente, donde se obtiene un solo campo, para no calcular numéricamente la convolución de los campos componente a componente.

Dado que cada valor de frecuencia tiene unos campos de radiación diferentes, el ECC se calculó numéricamente, con la evaluación de la ecuación 2.35, para cada valor de frecuencia en el rango de 1 a 6 GHz, con pasos de 500 MHz. En la Figura 4.8 se muestran los resultados obtenidos de ECC. Se puede apreciar que el valor de ECC alcanza un valor máximo de 0.4, cumpliendo con el requerimiento de obtener un valor inferior a 0.5 para operar bajo la tecnología 5G.

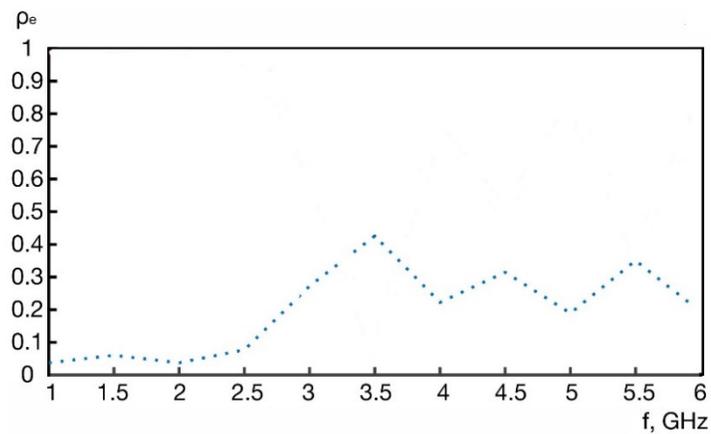


Figura 4.8 Coeficiente de correlación de envolvente.

El coeficiente de correlación obtenido en otros trabajos se encuentra también en este rango, como es el caso de Desai *et al* [14], donde obtuvo un ECC de 0.35. En trabajos como Arumita *et al* [36] también es calculado el ECC pero se obtuvo un resultado erróneo dado que fue evaluado a partir de la ecuación 2.36. En trabajos como el de Li *et al* [12] se diseñó una antena MIMO pero no se realizó dicha caracterización.

Por otra parte, la DG fue obtenida evaluando la ecuación 2.37 con los valores obtenidos del ECC. El valor esperado de la diversidad de ganancia es inferior a 9 para una operación por separado de los múltiples puertos de una antena MIMO. En la Figura 4.9 se muestra la gráfica de los valores de DG, obteniendo un valor mínimo de 9 en el intervalo de operación de la antena.

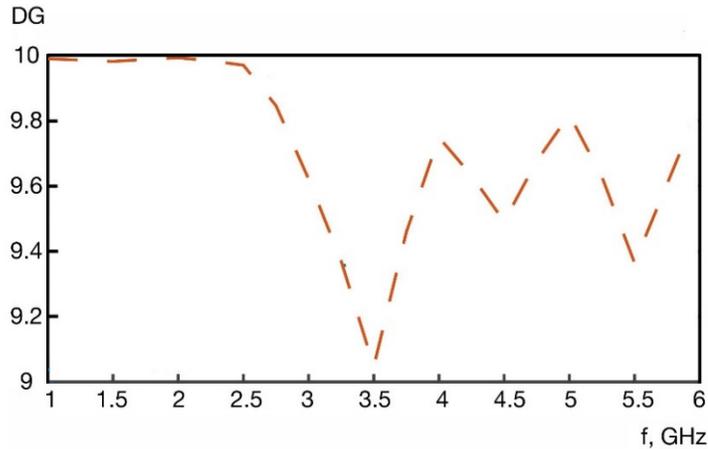


Figura 4.9 Diversidad de ganancia.

4.4 Resumen de resultados de la antena

En términos generales, fue fabricada una antena con prestaciones similares a otras antenas transparentes. Sin embargo, este trabajo reúne características como las aplicaciones de fractales en la estructura y la fabricación de una antena multipuerto, realizando la caracterización adecuada del coeficiente de correlación de envolvente, parámetro crucial en la medición del desempeño de la antena. En la Tabla 4.1 se muestra una comparativa donde se condensan los resultados obtenidos por diferentes autores, para así contrastar con lo obtenido en este trabajo.

Tabla 4.1 Tabla comparativa de resultados de antenas transparentes.

| Autor | Material | Frec. operación (GHz) | S_{11} (dB) | Medidas (mm) | Ganancia (dB) | ECC | Ref. |
|------------------------|-------------------|-----------------------|---------------|--------------|---------------|------|------|
| Hakimi <i>et al</i> | ITO+Au | 2-20 | -20 @7GHz | 45x30 | -4.8 | NA | [9] |
| Awalludin <i>et al</i> | AZO | 2.4 | -16 @2.4 GHz | 60x50 | ND | NA | [11] |
| Li <i>et al</i> | MMMC | 2.4, 5.8 | -22 @2.4.GHz | 40x40 | -5 | ND | [12] |
| Song <i>et al</i> | AgHT ₄ | 2.2 | -15 @2.4 GHz | 120x60 | -5 | NA | [13] |
| Desai <i>et al</i> | AgHT ₄ | 2.4, 3.7 | -30 @3.7 GHz | 105x60 | -1.5 | 0.35 | [14] |
| Este trabajo | ITO | 3-6 | -26 @3.95 GHz | 50x12.5 | -5 | 0.45 | NA |

ND: No hay datos. NA: No aplica

Por otro lado, si bien la antena realizada posee una ganancia en el mismo rango que otros trabajos realizados, este resultado se compensa con que las dimensiones de la antena fabricada son significativamente menores a los obtenidos en otros trabajos, alcanzando, en algunos casos, reducciones de tamaño de antena alrededor del 50%. Dentro del diseño de elementos para sistemas de comunicaciones, prestaciones como la ganancia y las dimensiones físicas son variables que se contraponen, por lo que es necesario encontrar un punto de equilibrio entre ellas para cumplir con los requerimientos del sistema.

Conclusiones

Se diseñó y fabricó una antena con película conductiva metálica, la cual fue fabricada empleando como línea de alimentación una CPW y como elemento de radiación un parche octagonal modificado a través del fractal de Minkowsky. Se obtiene un coeficiente de reflexión que, aunque sufrió un desplazamiento en frecuencia respecto a lo observado en la simulación cumple con el intervalo especificado al inicio del trabajo.

Se realizó la migración hacia una antena con película transparente respetando las características de diseño de la antena con película metálica. Este cambio de película conductiva generó la modificación de prácticamente todas las dimensiones de la antena, por lo que podría obviarse este paso simplemente conociendo las propiedades del material a utilizar. Se obtiene un coeficiente de reflexión pico de -25 dB en la frecuencia de 3.95 GHz, valor apegado a lo obtenido en la simulación, mientras que este coeficiente de medición presenta valores menores a -10 dB en el intervalo de 3 a 6 GHz, que delimitan el ancho de banda de operación de la antena. Las mediciones del patrón de radiación de ganancia son cercanas a la simulación, obteniendo un valor pico de -6.9 dB, el cual es similar al obtenido en otros trabajos de antenas transparentes.

Se planteó realizar los cambios correspondientes a la antena para obtener una antena de dos puertos, replicando la estructura de la antena. La antena obtenida logró una reducción de dimensiones de entre un 20% y un 80%, en comparación con otras antenas transparentes reportadas en la literatura.

Se caracterizaron los coeficientes de reflexión y transmisión, los patrones de radiación de emisión de campo eléctrico, así como el coeficiente de correlación de

envolvente y la diversidad de ganancia para la antena de dos puertos. Los valores obtenidos de los coeficientes de reflexión se encuentran debajo de -10 dB en el intervalo comprendido entre 3 y 6 GHz, mientras que los coeficientes de transmisión se encuentran por debajo de -20 dB en el intervalo de frecuencia antes mencionado.

El coeficiente de correlación de envolvente calculado a través de simulaciones es de 0.45 y la diversidad de ganancia es de 9.1, ambos valores dentro de los límites establecidos por estándar. Con estos resultados, es posible emplear la antena diseñada en sistemas de telefonía 5G.

Trabajo futuro

El producto realizado a lo largo de este trabajo fue relativamente satisfactorio. Sin embargo, existen varias áreas de oportunidad donde se puede realizar antenas transparentes con mejores características.

Una de las áreas posibles de exploración es la enfocada en la operación de la antena en bandas milimétricas, contenidas en el rango de 20 a 40 GHz. En este trabajo, dado el equipo con que se cuenta dentro del laboratorio de caracterización de sistemas basados en microondas de la FCE-BUAP, no fue posible la medición de antenas en estas bandas, por lo que fue dejada a un lado. La operación en banda ancha de la antena apunta a ser un camino adecuado para el desarrollo de antenas compatibles en todos los intervalos de frecuencia asignados a la telefonía 5G.

Por otro lado, uno de los parámetros donde el resultado obtenido puede ser sujeto a mejora es el de la ganancia. La ganancia esperada para una antena transparente, dada la baja conductividad de las películas empleadas, es más baja en comparación con las antenas fabricadas con película metálica. Sin embargo, el trabajo realizado no obtuvo mejoras significativas en la ganancia. Uno de los factores que impactan en la ganancia de las antenas son las dimensiones físicas, parámetro en el que sí se obtuvieron mejoras significativas. Otra área de oportunidad recae en analizar diferentes geometrías para así hallar un mejor balance entre la ganancia y las dimensiones de la antena.

En este trabajo se exploró la fabricación de antenas de múltiples puertos por medio de la réplica de los resonadores de la antena a lo largo de una línea. La antena alcanza un valor de ECC por debajo del límite de 0.5, parámetro un tanto ambiguo de evaluar dada la literatura que apunta a la utilización indiscriminada de un método

que solo es válido en condiciones ideales de la antena. A pesar de ello, se consiguió evaluar el ECC a través de simulaciones del campo eléctrico emitido. El trabajo futuro puede enfocarse en la réplica masiva de la estructura para la obtención de antenas de tipo MIMO masivo.

Finalmente, aún queda un amplio campo a explorar en lo que respecta a la utilización de diferentes materiales en la fabricación de antenas transparentes. En diferentes trabajos analizados se utilizaron una variedad de materiales transparentes y substratos, que pueden ser considerados para la fabricación de un producto con mejores prestaciones.

Bibliografia

1. Huawei: 5G Spectrum. (2016).
2. Qualcomm: Spectrum for 4G and 5G. (2017).
3. Keysight: Put Technical Support Front and Center: Pave the Way for a Smooth Migration to 5G. (2020).
4. Boccardi, F., Heath, R., Lozano, A., Marzetta, T.L., Popovski, P.: Five disruptive technology directions for 5G. *IEEE Communications Magazine*. (2014). <https://doi.org/10.1109/MCOM.2014.6736746>.
5. Yasin, T., Baktur, R., Furse, C.: A study on the efficiency of transparent patch antennas designed from conductive oxide films. In: *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)* (2011). <https://doi.org/10.1109/APS.2011.5997183>.
6. Zhang, Y.H., Mei, Z.X., Liang, H.L., Du, X.L.: Review of flexible and transparent thin-film transistors based on zinc oxide and related materials, (2017). <https://doi.org/10.1088/1674-1056/26/4/047307>.
7. Green, R.B., Guzman, M., Izyumskaya, N., Ullah, B., Hia, S., Pitchford, J., Timsina, R., Avrutin, V., Ozgur, U., Morkoc, H., Dhar, N., Topsakal, E.: Optically transparent antennas and filters: A smart city concept to alleviate infrastructure and network capacity challenges. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. (2019). <https://doi.org/10.1109/MAP.2019.2907895>.
8. Haraty, M.R., Naser-Moghadasi, M., Lotfi-Neyestanak, A.A., Nikfarjam, A.: Improving the Efficiency of Transparent Antenna Using Gold Nanolayer Deposition. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. (2016). <https://doi.org/10.1109/LAWP.2015.2424918>.
9. Hakimi, S., Rahim, S.K.A., Abedian, M., Noghabaei, S.M., Khalily, M.: CPW-Fed transparent antenna for extended ultrawideband applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. (2014). <https://doi.org/10.1109/LAWP.2014.2333091>.
10. Amritansh, S., Sandeep Singh, G., Ramandeep, S.: Design and Comparative analysis of

Thin Film Transistor. *International Journal of Enhanced Research in Science Technology and Engineering*. 13, 55–61 (2015).

11. Awalludin, M., Ali, M.T., Mamat, M.H.: Transparent antenna using aluminum doped zinc oxide for wireless application. In: *ISCAIE 2015 - 2015 IEEE Symposium on Computer Applications and Industrial Electronics* (2015). <https://doi.org/10.1109/ISCAIE.2015.7298323>.
12. Li, Q.L., Cheung, S.W., Wu, D., Yuk, T.I.: Optically transparent dual-band MIMO antenna using micro-metal mesh conductive film for WLAN system. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. (2017). <https://doi.org/10.1109/LAWP.2016.2614577>.
13. Song, H.J., Hsu, T.Y., Sievenpiper, D.F., Hsu, H.P., Schaffner, J., Yasan, E.: A method for improving the efficiency of transparent film antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. (2008). <https://doi.org/10.1109/LAWP.2008.2008107>.
14. Desai, A., Upadhyaya, T., Palandoken, M., Gocen, C.: Dual band transparent antenna for wireless MIMO system applications. *Microwave and Optical Technology Letters*. (2019). <https://doi.org/10.1002/mop.31825>.
15. Bolaños-Torres, M.Á., Torrealba-Meléndez, R., Muñoz-Pacheco, J.M., Gómez-Pavón, L. del C., Tamariz-Flores, E.I.: Multiband Flexible Antenna for Wearable Personal Communications. *Wireless Personal Communications*. (2018). <https://doi.org/10.1007/s11277-018-5670-0>.
16. López-Marcos, F., Torrealba-Meléndez, R., Tamariz-Flores, E.I.: Analysis and design of a reconfigurable antenna for ISM and GSM bands for cognitive radio applications. In: *25th International Conference on Electronics, Communications and Computers, CONIELECOMP 2015* (2015). <https://doi.org/10.1109/CONIELECOMP.2015.7086927>.
17. Anon: IEEE STANDARD DEFINITIONS OF TERMS FOR ANTENNAS. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. (1983).
18. Chang, K.: *RF and Microwave Wireless Systems*. (2000). <https://doi.org/10.1002/0471224324>.
19. Balanis, C.: *Antenna Theory: Analysis and Design*, Fourth Edition. (2016). <https://doi.org/10.2307/j.ctvfxvc64.18>.
20. Kong, J.A.: *Electromagnetic Wave Theory*. John Wiley & Sons (1986).
21. Zonas de Fresnel, <http://mundotelecomunicaciones1.blogspot.com/2014/10/zona-de-fresnel.html>.
22. Eskelinen, P.: *Introduction to RF Equipment and system design*. Artech House (2004).
23. Brown, R.: *RF microwave hybrids: Basics, materials and processes*. Kluwer Academic

- Publishers (2003).
24. Simons, R.N.: Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems. (2001). <https://doi.org/10.1002/0471224758>.
 25. Stefan, J.: Coplanar Waveguides, <http://qucs.sourceforge.net/tech/node86.html>.
 26. Meen, T.H., Prior, S.: Innovation, communication and engineering. CRC Press (2013).
 27. Tripathi, S., Mohan, A., Yadav, S.: A Compact UWB Koch Fractal Antenna for UWB Antenna Array Applications. *Wireless Personal Communications*. (2017). <https://doi.org/10.1007/s11277-016-3613-1>.
 28. Chen, Z.N., Liu, D., Nakano, H., Qing, X., Zwick, T.: Handbook of antenna technologies. (2016). <https://doi.org/10.1007/978-981-4560-44-3>.
 29. Vivek, R., Yamuna, G., Suganthi, S.: Ultra Wideband Octagonal Fractal Antenna using Minkowski geometry for Wireless Applications. *International Journal of Applied Engineer Research*. 13, 4859–4864 (2018).
 30. Ali, J.K., Ahmed, E.S.: A new fractal based printed slot antenna for dual band wireless communication applications. In: *Progress in Electromagnetics Research Symposium* (2012).
 31. GSMA: Use of C-Band spectrum for mobile broadband in cities: London and Shenzhen. (2015).
 32. Bellamy, J.: Digital telephony. John Wiley & Sons (2000).
 33. Zhang, D., Liu, Y., Ding, Z., Zhou, Z., Nallanathan, A., Sato, T.: Performance Analysis of Non-Regenerative Massive-MIMO-NOMA Relay Systems for 5G. *IEEE Transactions on Communications*. (2017). <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2017.2739728>.
 34. Wong, K.-L.: Broadband Microstrip Antennas. In: *Compact and Broadband Microstrip Antennas* (2003). <https://doi.org/10.1002/0471221112.ch7>.
 35. Sharawi, M.S.: Current Misuses and Future Prospects for Printed Multiple-Input, Multiple-Output Antenna Systems [Wireless Corner]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. (2017). <https://doi.org/10.1109/MAP.2017.2658346>.
 36. Arumita, B., Vibha Rani, G.: Design and Development of Low Profile MIMO Antenna for 5G New Radio Smartphone Applications. *Wireless Personal Communications*. (2019).
 37. Biswas, A.K., Chakraborty, U.: A compact wide band textile MIMO antenna with very low mutual coupling for wearable applications. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. (2019). <https://doi.org/10.1002/mmce.21769>.
 38. Özgür, Ü.D., Avrutin, V., Morkoç, H.: Zinc oxide materials and devices grown by MBE.

- In: Molecular Beam Epitaxy (2013). <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-387839-7.00016-6>.
39. Chung, J.Y., Nahar, N.K., Zhang, L., Bayram, Y., Sertel, K., Volakis, J.L.: Broadband radio frequency conductivity measurement technique for engineered composites. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*. (2012). <https://doi.org/10.1049/iet-map.2011.0349>.
 40. Alwan, E.A., Kiourti, A., Volakis, J.L.: Indium Tin Oxide Film Characterization at 0.1-20 GHz Using Coaxial Probe Method. *IEEE Access*. (2015). <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2015.2433062>.
 41. Xiao, N.: Thin-film transistors fabricated using sputter deposition of ZnO, (2013).
 42. Ledentsov, N.N.: Growth Processes and Surface Phase Equilibri. *Molecular Beam Epitaxy*. 75 (1999).
 43. Katsounaros, A., Hao, Y., Collngs, N., Crossland, W.A.: Optically transparent antenna for ultra wide-band applications. In: *European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2009, Proceedings* (2009).
 44. Vivek, R., Yamuna, G., Suganthi, S., Kosta, Y.P., Jivani, M.N.: Performance Analysis of Novel Compact Octagonal Shaped Fractal Antenna for Broadband Wireless Applications. *Wireless Personal Communications*. (2018). <https://doi.org/10.1007/s11277-018-5511-1>.
 45. Adafruit: ITO (Indium Tin Oxide) Coated Glass - 50mm x 50mm.
 46. Shu, W., Shichijo, S., Henderson, R.M.: A unified equivalent circuit model for coplanar waveguides considering silicon substrate effects. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest* (2014). <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2014.6848526>.
 47. Wadell, B.C.: *Transmission line design handbook*, (1991).
 48. Ray, K.P.: Design Aspects of Printed Monopole Antennas for Ultra-Wide Band Applications. *International Journal of Antennas and Propagation*. (2008). <https://doi.org/10.1155/2008/713858>.
 49. Vyas, K., Yadav, R.P.: Novel miniaturized CPW fed MIMO antenna arrays for UWB applications. In: *2016 International Conference on Recent Advances and Innovations in Engineering, ICRAIE 2016* (2016). <https://doi.org/10.1109/ICRAIE.2016.7939588>.
 50. Mathur, R., Dwari, S.: Compact CPW-Fed ultrawideband MIMO antenna using hexagonal ring monopole antenna elements. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*. (2018). <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2018.05.032>.