



INAOE

Diseño de una Antena Helicoidal Miniaturizada con Estructuras de Meandros

Por:

Erick Omar Arellano Gómez

Tesis sometida como requerimiento parcial para obtener el grado de

Maestría en Ciencias en la Especialidad de Electrónica

En el:

Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica

Diciembre, 2019

Tonantzintla, Puebla

Supervisada por:

Dr. José de Jesús Rangel Magdaleno

Luis Enrique Erro 1

Sta. Ma. Tonantzintla,

72840, Puebla, México

©INAOE 2019

Todos los derechos reservados

El autor(a) otorga al INAOE permiso para la reproducción y distribución del
presente documento



Índice general

| | |
|--|------|
| Índice de figuras | VI |
| Índice de tablas | VIII |
| Agradecimientos | IX |
| Resumen | XI |
| 1. Introducción | 1 |
| 1.1. Antecedentes | 1 |
| 1.2. Motivación y Justificación | 3 |
| 1.3. Plantamiento del Problema | 4 |
| 1.4. Objetivos | 5 |
| 1.4.1. Objetivo general | 5 |
| 1.4.2. Objetivos específicos | 5 |
| 2. Marco Tórico | 6 |
| 2.1. Conceptos básicos de antenas | 6 |
| 2.1.1. Antenas de alambre o de cable | 7 |
| 2.1.2. Antenas de apertura | 7 |
| 2.1.3. Antenas reflectores | 7 |

| | |
|---|-----------|
| 2.1.4. Antena microstrip | 7 |
| 2.1.5. Agrupaciones de antenas o arrays | 8 |
| 2.2. Parámetros fundamentales de antenas | 8 |
| 2.2.1. Patrón de Radiación | 8 |
| 2.2.2. Ancho de haz | 9 |
| 2.2.3. Directividad | 11 |
| 2.2.4. Eficiencia | 12 |
| 2.2.5. Ganancia | 13 |
| 2.2.6. Ancho de banda | 13 |
| 2.2.7. Polarización | 14 |
| 2.2.8. Impedancia de entrada | 14 |
| 2.3. Antenas helicoidales circulares convencionales | 15 |
| 2.3.1. Modos radiación de la antena helicoidal | 18 |
| 2.3.2. Principales parámetros de la antena helicoidal en modo axial | 22 |
| 2.3.3. Impedancia | 23 |
| 2.3.4. Ancho de haz | 24 |
| 2.3.5. Ganancia | 25 |
| 2.3.6. Relación axial y Polarización circular | 26 |
| 2.3.7. Ancho de banda | 26 |
| 2.4. Antenas helicoidales impresas | 27 |
| 3. Antena Propuesta | 30 |
| 3.1. Descripción general | 30 |
| 3.2. Métodología del diseño | 31 |
| 3.2.1. Cálculo de dimensiones de hélices circulares | 32 |

| | |
|---|-----------|
| 3.2.2. Diseño de helicoidal plana | 34 |
| 3.2.3. Definir la longitud de la vías | 35 |
| 3.2.4. Cálculo de dimensiones de la sección transversal rectangular aparente | 35 |
| 3.2.5. Transformación de la sección transversal rectangular a una sección transversal cuadrada aparente | 36 |
| 3.2.6. Diseño de la red de acoplamiento | 39 |
| 3.2.7. Optimización | 40 |
| 4. Resultados | 41 |
| 4.1. Fabricación | 41 |
| 4.1.1. Fabricación de los meandros y la red de acoplamiento en la placa 1 | 41 |
| 4.1.2. Fabricación de los meandros en la placa 2 | 43 |
| 4.1.3. Formación del prisma de meandros | 43 |
| 4.1.4. Ensamblado del prisma de meandros y el reflector | 43 |
| 4.2. Caracterización de la antena | 44 |
| 4.2.1. Parámetros S11 | 44 |
| 4.2.2. Relación axial | 44 |
| 4.2.3. Patrón de radiación | 45 |
| 4.2.4. Balance de los parametros de la antena | 47 |
| 5. Conclusiones | 49 |
| Bibliografía | 50 |

Índice de figuras

| | | |
|-------|--|----|
| 1.1. | Comparación de relación axial con diferentes tamaños de vías. | 4 |
| 1.2. | Comparación de relación axial con diferentes tamaños de vías. | 5 |
| 2.1. | Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas [1] | 9 |
| 2.2. | Diagrama de radiación en coordenadas polares [1] | 10 |
| 2.3. | Características del patrón de radiación 3D donde se muestra el ancho de haz de media potencia [2]. | 11 |
| 2.4. | Dimensiones de la hélice [3]. | 16 |
| 2.5. | Relación entre circunferencia, espaciamiento, separación entre vueltas y ángulo de paso [3]. | 17 |
| 2.6. | Distribución de corriente en una vuelta de hélice en modo normal [4]. | 19 |
| 2.7. | Aproximación de una vuelta de hélice en modo axial [4]. | 21 |
| 2.8. | Antena hélicoidal. | 22 |
| 2.9. | Antena hélicoidal con tiras impresas. | 28 |
| 2.10. | Red de acoplamiento de la antena hélicoidal con tiras impresas. | 29 |
| 3.1. | Antena helicoidal miniaturizada con tiras impresa en forma de meandro. | 31 |
| 3.2. | Diagrama de flujo de la metodología de diseño de la antena propuesta. | 32 |
| 3.3. | Antena helicoidal Circular convencional | 33 |
| 3.4. | Antena helicoidal plana. | 34 |

| | |
|--|----|
| 3.5. Sección transversal rectangular aparente aparente | 35 |
| 3.6. Vista en el plano yz. Sección transversal cuadrada aparente | 36 |
| 3.7. Dipolo con longitud L. | 36 |
| 3.8. Tira transformada a una estructura de meandro. | 37 |
| 3.9. Simulación Dipolo con tiras en forma de meandro. | 38 |
| 3.10. Simulación de las perdidas por regreso de dipolo lineal y con dipolo con meandros. | 38 |
| 3.11. Red de acoplamiento. | 39 |
| | |
| 4.1. Diagrama a flujo de la fabricación de la antena helicoidal miniaturizada con hélices impresos. | 42 |
| 4.2. Prototipo fabricado de la antena helicoidal miniaturizada con hélices impresos en forma de meandros | 43 |
| 4.3. Perdidas por retorno de la antena helicoidal | 44 |
| 4.4. Simulación de la relación axial vs frecuencia | 45 |
| 4.5. Patrón de radiación a 1 GHz | 45 |
| 4.6. Simulación Ganancia Vs Frecuencia | 46 |
| 4.7. Simulación Ganancia LHCP y RHCP | 46 |
| 4.8. Comparación de tamaño de la antena helicoidal | 48 |

Índice de tablas

| | |
|---|----|
| 4.1. Comparación de la antena propuesta vs antenas reportadas | 47 |
|---|----|

Agradecimientos

A Dios por llenarme de bendiciones y fortaleza durante los tiempos difíciles para realizar este trabajo de tesis.

A mi prometida Silvia Iliana Franco Pastrana por estar en todo momento conmigo, por su apoyo, por motivarme, por no dejar que me rindiera, por su gran amor, por todo lo que hemos pasado durante la maestría y que sin ella no podría haber terminado este trabajo de tesis.

A mis padres María de Lourdes Gómez Guerrero y José Juan Arellano Téllez por su apoyo incondicional, por motivarme en los proyectos y retos que he tomado, por su gran amor que siempre me han otorgado.

A mis hermanos Carlos y Juan que siempre estuvieron motivando y ayudado a la realización de este trabajo de tesis.

A Ernesto Franco Hernández y María Silvia Pastrana Corona, así como su hijo Ernesto Franco Pastrana por brindarme apoyo incondicional y su gran cariño durante la realización de esta tesis.

A mi asesor el Dr. José de Jesús Rangel Magdaleno por su guía, confianza y apoyo en este trabajo de tesis, así como sus consejos y que siempre estuvo al pendiente de mi trabajo.

Al Dr. José Luis Olvera Cervantes por su gran ayuda en la realización de esta tesis, por enseñarme, por su tiempo, por ofrecerme la ayuda de su grupo de trabajo y por su guía siempre que lo necesitaba.

Al Dr. Álvaro Hernández Alonso de la Universidad de Alcalá, por recibirnos en su grupo de trabajo y por el apoyo que siempre nos otorgó a mis compañeros y a mí.

A mis amigos Héctor Lovera, Juan Valdez, Octavio Arredondo, y Alejandro Ramírez por su ayuda, apoyo y por aclarar mis dudas siempre que acudía a ellos.

Al INAOE por la oportunidad que me otorgaron, su apoyo en mis estudios, el uso de sus instalaciones y a todo el personal siempre tan atento y agradable.

Al CONACYT por el otorgamiento de la beca de maestría. Asimismo, por el otorgamiento de la beca mixta para la realización de la estancia en la Universidad de Alcalá, en Madrid, España.

Resumen

Las antenas miniaturizadas polarizadas circularmente, para sistemas de comunicaciones por satélite e inalámbricas modernas, son deseables para mejorar la calidad de la señal, reducir el peso y el tamaño de montaje. Las antenas con polarización circular destacan con respecto a las antenas polarizadas linealmente por su mayor flexibilidad para el apuntamiento entre un par de antenas y mejor desempeño debido a los efectos de propagación. De las antenas que presentan polarización circular destaca la antena helicoidal por su patrón de radiación direccional, ganancia alta y gran ancho de banda. Por estas características son ampliamente utilizadas en sistemas de comunicación, posicionamiento, satelitales, y sistemas de radar.

En este trabajo se presenta un método y una nueva antena helicoidal miniaturizada con hélices impresas en forma de meandro, cuya reducción se basa en la miniaturización de su sección transversal aparente y cuya frecuencia de operación central es de 1.3 GHz. La antena tiene tamaño reducido y consiste en dos placas de material dieléctrico sobre las cuales yacen tiras de material conductor en forma de meandro. Ambas placas están separadas por una capa de dieléctrico e interconectadas por alambres de cobre llamados via-hole. La antena también posee un conector coaxial para su alimentación y un reflector metálico en forma de disco. Además, la antena tiene una red de acoplamiento formada por dos líneas perpendiculares que sirve para acoplar las hélices y el conector coaxial. La antena fue simulada, fabricada y caracterizada. Se presentan los resultados experimentales de las perdidas por regreso, relación axial y patrón de radiación.

Keywords: Meandro, Antena helicoidal, Polarización circular, miniaturizada, axial modo

Abstract

Circularly polarized miniaturized antennas for modern satellite and wireless communications systems are desirable to improve signal quality, reduce mounting weight and size, since circular polarized antennas are reduced relative to linearly polarized antennas for their greater flexibility for aiming between a pair of antennas and better performance due to propagation effects. The antennas that have circular polarization, the helical antenna stands out for its directional radiation pattern, high gain and high bandwidth. For these characteristics they are widely used in communication, positioning, satellite, and radar systems.

This work presents the design a new miniaturized helical antenna with printed meandering propellers whose reduction is based on the miniaturization of its apparent cross section and whose central operating frequency is 1.3 GHz. The antenna is small and consists in two plates of dielectric material on which strips of conductive material lie in the form of a meander. Both plates are separated by a dielectric layer and interconnected by copper wires called via-hole. The antenna also has a coaxial connector for its power and a disk-shaped metal reflector. In addition, the antenna has a coupling network formed by two perpendicular lines that serves to couple the propellers and the coaxial connector. The antenna was simulated, manufactured and characterized. The experimental results of the losses due to return, axial relationship and radiation pattern are presented.

Keywords: meander line, helical antenna, circular polarization, miniaturized, axial mode.

Capítulo 1

Introducción

A continuación se describen las bases para el desarrollo de esta tesis como lo es el estado del arte, así como tambien su motivación, justificación, planteamiento de problema y los objetivos que se pretenden cumplir en esta tesis.

1.1. Antecedentes

La antena helicoidal fue inventada en 1946 por John Kraus en la Universidad Estatal de Ohio[3], la cual consiste en un conductor o varios conductores (bifilares, cuadrifilares o multifilares) enrollados en forma de hélice que se conectan a una placa de tierra con una línea de alimentación [5].

La antena helicoidal puede operar con modos de radiación como el de orden superior, modo normal y modo axial. El modo axial, es el modo más usado, ya que proporciona la máxima radiación a lo largo de la hélice cuando la circunferencia de la helicoidal es del orden de una longitud de onda, dando un patrón direccional. El modo normal da un patrón de radiación omnidireccional, se produce cuando el diámetro de la hélice es pequeño con respecto a la longitud de onda. Los modos de orden superior suceden cuando las dimensiones de la hélice superan una longitud de onda, aquí se obtiene un patrón de radiación de forma cónica o multilobulado.

La antena helicoidal es una estructura muy simple que posee varias propiedades interesantes en las que incluyen un gran ancho de banda, alta ganancia y polarización circular (circular derecha o circular izquierda) dependiendo la orientación que este enrollada la hélice. Las antenas con

polarización lineal envían las ondas de radiofrecuencia en un mismo plano, ya sea horizontal o vertical. Las antenas con polarización circular envían las ondas de radiofrecuencia en un movimiento circular en sentido horario o anti-horario. Cuando las ondas rotan en sentido horario, se dice que la antena tiene polarización izquierda, cuando las onda rotan en sentido anti-horario, la antena tiene polarización circular derecha. Las antenas industriales UHF tiene polarización circular, ya sea derecha o izquierda. Si en una aplicación dada la información va ser leída en la misma orientación y a la misma altura, entonces será mejor utilizar antenas con polarización lineal. La ventaja principal de las antenas con polarización circular es que son mejores para aplicaciones en las cuales es difícil predecir la colocación o orientación de las antenas. Debido a la polarización circular que presentan las antenas helicoidales, estas son ampliamente utilizadas en sistemas de comunicación, posicionamiento, satelitales, y sistemas de radar ya que no conocemos con exactitud la posición, ya que se encuentran en movimiento. Entre las ventajas que tienen las antenas polarizadas circularmente en comparación con la antenas polarizadas linealmente destacan la mayor flexibilidad para el apuntamiento entre un par de antenas y mejor desempeño debido a los efectos de propagación [6].

La antena helicoidal convencional tienen un gran rendimiento y como ventaja su fácil diseño pero como principal desventaja se encuentra su tamaño. En este contexto se han propuesto varias estrategias para reducir el volumen de las antenas helicoidales; estas estrategias incluyen la modificación de párametros geométricos (como el número de vueltas, distancia entre espiras, ángulo de paso y diámetro de conductor).

Nuevas estructuras se han propuesto, como las presentadas por Cardoso y Safaai-Jazi quienes encontraron que enrollar una hélice en una superficie esférica, en lugar de cilíndrica, puede producir que el diseño mantenga una buena polarización circular en un ancho de haz más amplio. Sin embargo, la limitación con esta antena es que la polarización circular sobre un haz ancho se mantiene sobre un ancho de banda relativamente estrecho, siendo de 50 MHz [7]. Los diseños hemisféricos también se han propuesto y tienen la ventaja de reducir la altura y el funcionamiento en una amplia región angular [8, 9, 10, 11]. Asimismo, se han presentado varios métodos para reducir el tamaño y mejorar el ancho de banda de las antenas helicoidales, incluido el uso de la adaptación de impedancia de banda ancha [12, 13, 14, 15] y la antenas de hélices impresas [16, 17, 18, 19, 20, 21].

Las antenas helicoidales con hélices impresas son una nueva forma de antena, que hasta ahora se ha reportado en muy pocas investigaciones. Cabe mencionar que el uso de técnicas de circuito impreso en antenas es importante para la miniaturización así como para la producción en masa a bajo costo.

Huang [16] propuso una antena helicoidal impresa de doble banda formada por tiras metálicas impresas sobre un sustrato dieléctrico de dos capas. H. Ma [17] propone plegar un dipolo helicoidal para obtener una antena helicoidal miniaturizada. Por otro lado, Z. Chen [18] presenta una antena helicoidal de banda ancha y bajo perfil con hélices impresas sobre un dieléctrico. En diversos trabajos [19, 20, 21] se muestra el diseño, fabricación y medición de una antena helicoidal plana de banda ancha, cuyas hélices son impresas en sustratos formados por tres dieléctricos e interconectadas por vías holes.

En este trabajo se propone una antena helicoidal de tamaño reducido con hélices impresas en forma de meandros sobre un dieléctrico. La reducción de tamaño se basa en la reducción de la sección transversal aparente de la antena. El trabajo incluye la metodología de diseño, así como un prototipo probado en simulación y experimento.

1.2. Motivación y Justificación

Las antenas helicoidales pueden exhibir radiación con polarización circular, donde tiene una gran cantidad de aplicaciones en sistemas satelitales y sistemas de radar. Sin embargo, las antenas helicoidales convencionales no son adecuadas para aplicaciones de montaje en superficie y/o de espacio reducido, ya que las dimensiones geométricas de su estructura suelen ser grandes. Si bien el tamaño de la antena puede disminuir de manera eficiente mediante diseños compactos, ya sea usando pocos giros helicoidales o modificando el espacio entre tiras. Estas antenas no son estructuras planas, por lo que si se montan en sitios móviles puede ocasionar arrastres aerodinámicos o deformación de las hélices, cambiando las propiedades de radiación de la antena. Con tecnología de antenas miniaturizadas de banda ancha basadas en circuito impreso para antenas helicoidales, la hélice puede reducirse en gran medida en comparación con las antenas helicoidales convencionales pero manteniendo sus propiedades de radiación. Sin embargo, esta antena helicoidal con tiras impresas no reduce mucho el volumen de la antena ya que mantiene una estructura con una sección transversal cuadrada con un perímetro casi igual a una longitud de onda.

Se propone una nueva antena helicoidal miniaturizada con hélices impresas en forma de meandro cuya reducción se basa en la miniaturización de su sección transversal aparente. Utilizando técnicas de circuito impreso para la impresión de las hélices en tres dieléctricos e interconectadas utilizando alambres de cobre llamado via-hole. Obteniendo una antena miniaturizada de fácil fabricación, y reproducción a bajo costo conservando las características de radiación de una antena helicoidal circular convencional.

1.3. Plantamiento del Problema

Al intentar reducir el tamaño de la antena helicoidal plana con tiras impresas que se muestra en la Fig. 1.1, se modifica las dimensiones de la longitud de las tiras impresas L y altura de las vías G_a , ocasionando que la sección transversal cuadrada de la antena se deforme logrando una sección transversal rectangular lo que produce que la relación axial de la antena cambie, teniendo valores fuera del rango de 1dB a 3dB dejando de tener polarización circular la antena helicoidal con tiras impresas. En la Figura 1.2 se muestra una gráfica típica de la relación axial vs altura de las vías. De esta se puede ver que cuando las vías (G_a) son muy pequeñas, en comparación con las tiras impresas, la relación axial se incrementa en mas de 3dB y si las vías (G_a) son muy pequeñas en comparación con las tiras impresas la relación axial disminuye a menos de 1dB. Pero si las helices impresas y las vías (G_a) tienen la misma longitud, teniendo una estructura con una sección transversal cuadrada, la relación axial se aproxima a 1dB, teniendo una polarización circular que es la deseada en este trabajo.

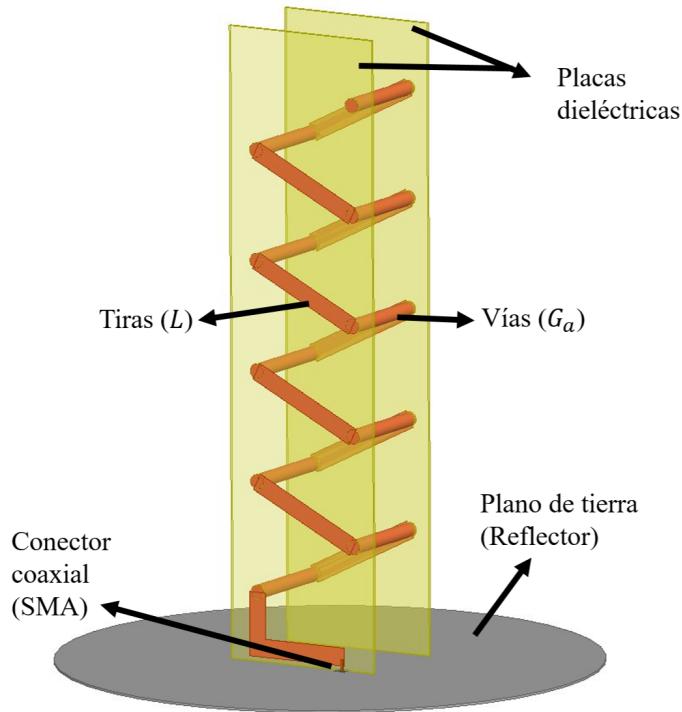


Figura 1.1: Comparación de relación axial con diferentes tamaños de vías.

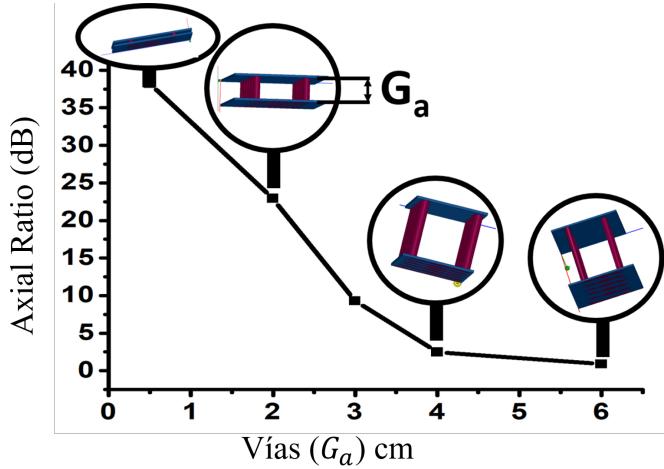


Figura 1.2: Comparación de relación axial con diferentes tamaños de vías.

1.4. Objetivos

1.4.1. Objetivo general

Diseñar, Construir y caracterizar una nueva antena helicoidal miniaturizada de hélices impresas con estructuras de meandros que mantenga las características de radiación de una antena helicoidal circular convencional de polarización circular en el modo de operación axial empleando técnicas de fabricación de circuito impreso.

1.4.2. Objetivos específicos

- Proponer una estructura de una antena helicoidal miniaturizada con hélices impresas en forma de meandro.
- Proponer una metodología específica para la contrucción de la antena helicoidal miniaturizada con hélices impresa en forma de meandro.
- Realizar la caracterización de la antena helicoidal miniaturizada con hélices impresa en forma de meandro para obtener sus propiedades de radiación.
- Realizar una validación de resultados comparando los resultado obtenidos en simulación con los resultados obtenidos en la caracterización de la antena.

Capítulo 2

Marco Tórico

En este capítulo se presenta las bases teóricas de los principales parámetros de las antenas que sirven para calificar el rendimiento de éstas. Se toma el libro de Constantine A. Balanis [6] como base de este capítulo. Así como también se muestran las principales características de la antena helicoidal circular convencional y la antena helicoidal plana que conforma las bases teóricas del trabajo de tesis.

2.1. Conceptos básicos de antenas

El Instituto de Ingeniería Eléctrica y Electrónica (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*), IEEE por sus siglas, define una antena como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEEE Std. 145-1983) [22]. Si bien es cierto que existen diferentes tipos de antenas con formas muy variadas, todas tienen en común que actúan como interfaz entre una zona donde existe una onda electromagnética guiada y onda en el espacio libre, pudiéndole asignar un carácter direccional, lo que significa que sirven para conectar líneas de transmisión con el espacio libre y viceversa. Las características de las antenas depende de la relación entre sus dimensiones y la longitud de onda de la señal de radiofrecuencia transmitida o recibida [6, 1].

Las antenas son elementos recíprocos pasivos cuyas propiedades pueden considerarse bidireccionales. Lo que significa que sus propiedades y características, como la ganancia, el ancho de banda, la directividad y demás características de una antena son idénticas tanto en transmisión como para recepción [1].

Existen dos misiones básicas de una antena: transmitir y recibir, imponiendo cada aplicación condiciones particulares sobre la direccionalidad de la antena, niveles de potencia que debe sopor tar, frecuencia de trabajo y otros parámetros que definiremos posteriormente. Esta diversidad de situaciones da origen a un gran número de tipos de antenas [6]. Las antenas podrían clasificarse de acuerdo a su geometría de la siguiente manera:

2.1.1. Antenas de alambre o de cable

Son aquellas que se construyen empleando hilos conductores. Entre ellas destacan los dipolos, los monopolos, las antenas V y rómbicas, entre otras, que están formadas por hilos rectos; las espiras, que pueden adquirir una forma circular, cuadrada, etcétera; y las antenas con forma de hélice o helicoidales [1].

2.1.2. Antenas de apertura

Son antenas que suelen excitarse empleando guías de onda. Como ejemplos característicos tenemos las antenas de bocinas, que pueden ser piramidales o cónicas, las antenas de ranuras sobre planos conductores y las aperturas[1].

2.1.3. Antenas reflectores

Las antenas formadas por un reflector son muy comunes en nuestras azoteas, como son las empleadas para captar las señales de la televisión por satélite. Emplean un reflector, generalmente con forma parabólica, situando la antena en el foco de la parábola o reflector [1].

2.1.4. Antena microstrip

Son antenas de parche metálico sobre un sustrato aterrizado en un plano de tierra. El parche puede ser realizado en diferentes configuraciones, sin embargo, el rectangular y el circular son los más populares debido a su fácil análisis y fabricación. Este tipo de antenas se caracteriza por tener un muy bajo perfil, simples y económicas para fabricar usando modernas tecnologías de impresión de circuitos [6].

2.1.5. Agrupaciones de antenas o arrays

En ocasiones no es posible conseguir las características de radiación, alcance o cobertura empleando una única antena, para lo cual se combinan varias de ellas formando una estructura que recibe el nombre de array; es decir, consiste en agrupar varias antenas simples, pudiendo emplearse, en principio, cualquier tipo de antenas [1].

2.2. Parámetros fundamentales de antenas

Las antenas cuentan con una serie de parámetros que sirven para describir su rendimiento que serán descritos a continuación.

2.2.1. Patrón de Radiación

Es la representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena en función de las distintas direcciones del espacio a una distancia fija [1]. Generalmente, el patrón de radiación es determinado en la región de campo lejano, es decir la zona donde la forma del diagrama es invariante en función de la distancia. Las propiedades de radiación incluyen densidad de flujo de potencia, intensidad de radiación, campo de fuerza, directividad, fase o polarización. El campo lejano se determina mediante la siguiente ecuación [6]:

$$R = \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (2.1)$$

Donde R es la distancia, λ la longitud de onda y D la dimensión máxima de la antena.

En esta representación gráfica sus unidades suelen ser en decibeles (dB) [6]. En el caso de emplear una escala relativa, es decir, normalizado el máximo a uno, el diagrama de radiación presentará un máximo en 0 dB y el resto de ángulos tendrán un valor negativo de decibelios [1].

El diagrama de radiación podría representar el campo eléctrico, el magnético o la densidad de potencia. Como el campo magnético se deriva del campo eléctrico y la densidad de potencia, en campo lejano, es proporcional al cuadrado del campo eléctrico, lo habitual es emplear el campo eléctrico de la antena para representar su diagrama de radiación, pues el resto puede deducirse fácilmente de este, o lo que es el mismo, contienen la misma información [1].

La representación tridimensional en coordenadas esféricas del patrón de radiación de una

antena es frecuentemente simplificada mediante la representación de un corte extraído del mismo para un ángulo ϕ y θ constante, que reciben el nombre de planos principales, pudiendo emplearse para ello diagramas de representación en coordenadas cartesianas o polares. La Fig. 2.1 muestra un ejemplo de representación de un plano principal (con Φ constante) del diagrama de radiación de una antena [1].

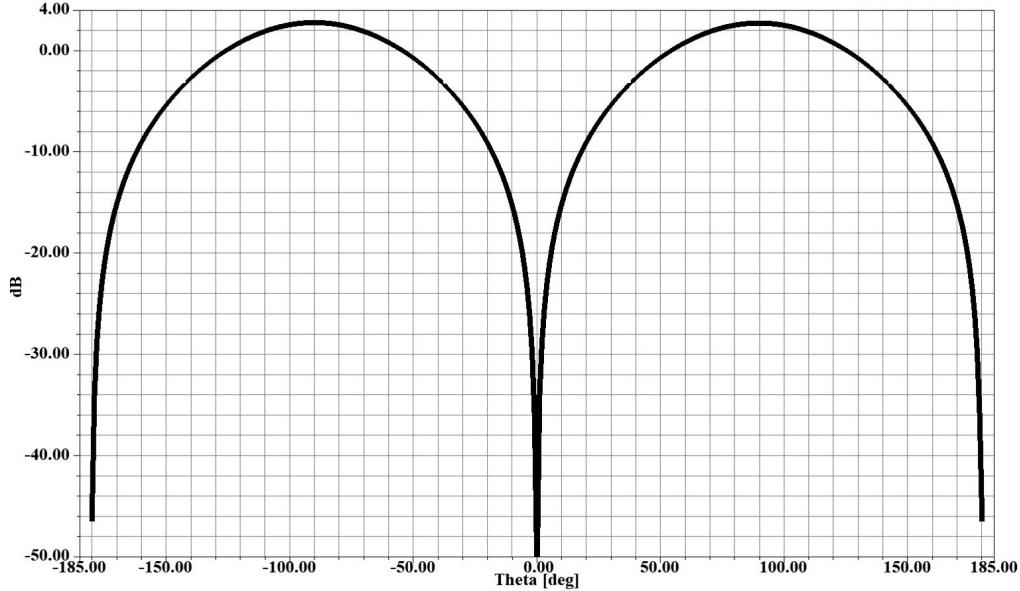


Figura 2.1: Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas [1]

También podemos optar por una representación en coordenadas polares, tal y como se muestra en la Fig. 2.2.

2.2.2. Ancho de haz

Asociado con el patrón de una antena hay un parámetro designado como ancho de haz. El ancho del haz de un patrón se define como la separación angular entre dos puntos idénticos en el lado opuesto del patrón máximo. En un patrón de antena, hay varios anchos de haz. Uno de los anchos de haz más utilizados es el de media potencia (Half Power Beamwidth, HPBW), que IEEE define como: En un plano que contiene la dirección del máximo de un haz, el ángulo entre las dos direcciones en las que la intensidad de radiación es la mitad del valor del haz [6].

En otras palabras el haz principal o lóbulo principal es la zona en que la radiación es máxima; por otra parte, aquellas regiones donde existe radiación de menor amplitud rodeando al lóbulo principal reciben el nombre de lóbulos laterales como se muestra en la Fig. 2.3.

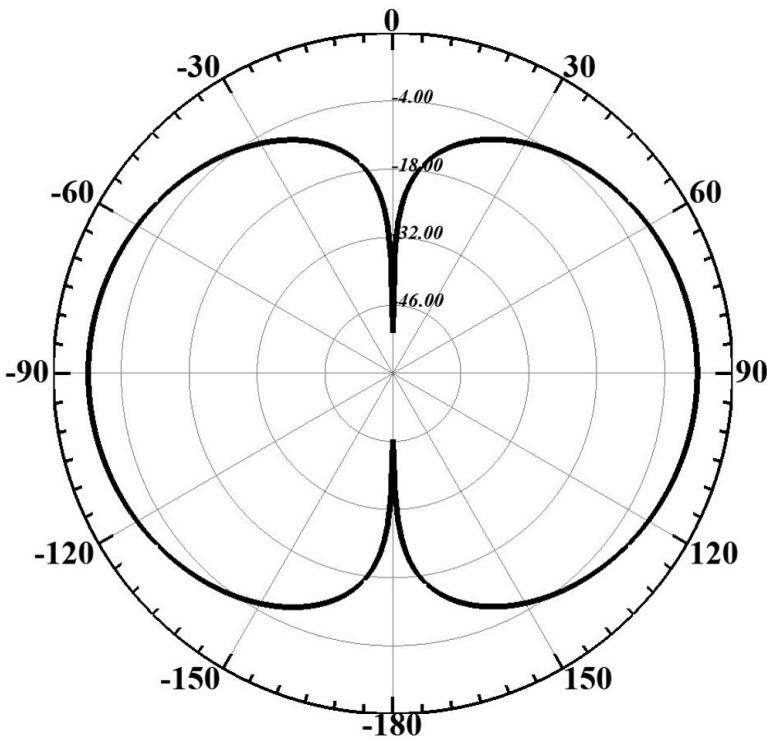


Figura 2.2: Diagrama de radiación en coordenadas polares [1]

En relación con los diagramas de radiación existen un conjunto de definiciones que conviene conocer. Algunas de las más utilizadas son [1]:

- **Lóbulo principal.** Se define como aquella zona en la que la radiación es máxima [1].
- **Lóbulos laterales.** Son zonas de radiación que, a menudo, rodean al lóbulo principal [1].
- **Lóbulos secundario.** En algunos diagramas de radiación, lo constituye un lóbulo lateral de mayor amplitud [1].
- **Lóbulo trasero.** Es el lóbulo que forma 180 grados respecto al lóbulo principal [1].
- **Ancho de haz a mitad de potencia (-3dB).** Es la separación angular existente entre las direcciones en las que la potencia de radiación es la mitad de la potencia máxima (se puede demostrar que en un esquema normalizado expresado en decibeles corresponde al nivel -3 dB) [1].
- **Primer ancho de haz nulo.** Es la separación angular existente entre las direcciones en las que el haz del lóbulo principal se hace nulo [1].

- **Relación delante-atras.** Cociente entre el lóbulo principal y el lóbulo posterior [1].

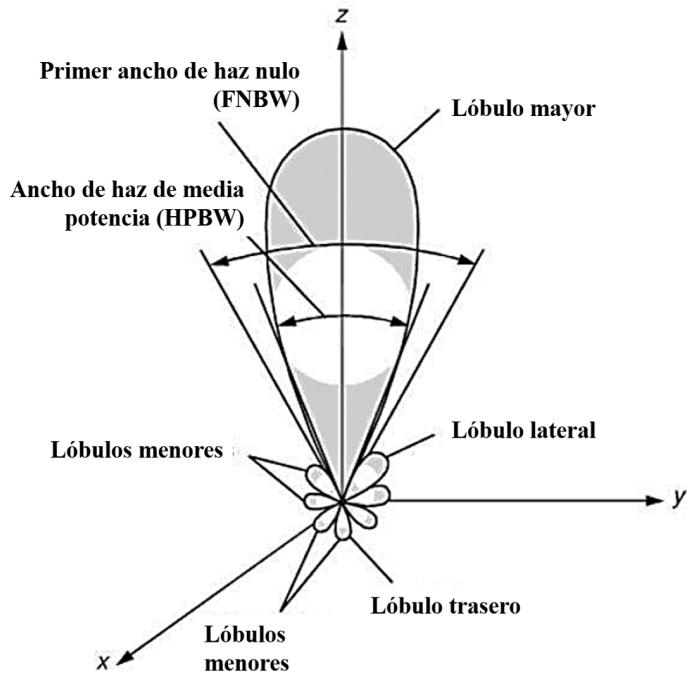


Figura 2.3: Características del patrón de radiación 3D donde se muestra el ancho de haz de media potencia [2].

2.2.3. Directividad

La directividad de una antena se define como la relación entre la intensidad de la radiación en una dirección dada de la antena y la intensidad de la radiación media de todas las direcciones. La intensidad media de radiación es igual a la potencia total radiada por la antena dividida por 4π . Si la dirección no se especifica, se da a entender que se refiere a la dirección de la intensidad máxima de radiación [6].

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}}, \quad (2.2)$$

Donde:

- D = directividad (sin dimensiones)
- U = intensidad de radiación (W / unidad de ángulo sólido)

- U_0 = intensidad de radiación de la fuente isotrópica (W / unidad de ángulo sólido)
- P_{rad} = Potencia total radiada (W)

Si una antena es muy directiva (tiene un valor de directividad elevado), significa que es capaz de concentrar la potencia radiada (o recibida) en una determinada dirección [1].

2.2.4. Eficiencia

Es un parámetro que toma en cuenta las pérdidas en los terminales de entrada y en la estructura de la antena. Estas pérdidas pueden ser causadas por [6]:

- Reflexiones por el desacoplamiento de impedancia entre la línea de transmisión y la antena [6].
- Pérdidas por conducción y dieléctrico [6].

En general, la eficiencia total puede ser descrita mediante la siguiente ecuación matemática:

$$e_o = e_r e_c e_d \quad (2.3)$$

Donde e_r cuantifica las pérdidas por reflexión, e_c las pérdidas por conducción y e_d las pérdidas por dieléctrico [6].

Las pérdidas por reflexión están determinadas por el coeficiente de reflexión (Γ) tal como se muestra en la siguiente ecuación [6]:

$$e_r = 1 - |\Gamma| \quad (2.4)$$

El coeficiente de reflexión mide la amplitud de la onda reflejada con respecto a la onda incidente, es decir [6]:

$$|\Gamma| = \frac{|V_r|}{|V_i|} = \frac{Z_L - Z_O}{Z_L + Z_O} = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \quad (2.5)$$

Donde V_r es el voltaje reflejado por la carga, V_i es el voltaje incidente debido al generador, Z_L es la impedancia al final de la línea y Z_O la impedancia característica, para este caso de la antena.

El VSWR es la relación de onda estacionaria y se define como la razón entre el valor máximo y mínimo de la amplitud de voltaje de una onda estacionaria a lo largo de una línea de transmisión [6].

2.2.5. Ganancia

Este parámetro está estrechamente relacionado con la directividad, la diferencia radica en que se establece con la potencia entregada a la antena en vez de la potencia radiada. Por lo tanto, la ganancia pone en manifiesto el hecho de que una antena real no radia toda la potencia que se le suministra, sino que parte de esta es disipada en calor.

Para obtener la ganancia en un experimento real, se puede utilizar la ecuación de Friis [6]:

$$\frac{|P_r|}{|P_t|} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 G_t G_r \quad (2.6)$$

Dónde P_r es la potencia recibida por la antena receptora, P_t la potencia transmitida por la antena transmisora. G_r es la ganancia de la antena receptora y G_t la ganancia de la antena transmisora. Por último, el término $(\frac{\lambda}{4\pi R})^2$ es el factor de pérdidas en el espacio libre [6].

2.2.6. Ancho de banda

El ancho de banda puede considerarse como el rango de frecuencias, a cada lado de una frecuencia central (generalmente la frecuencia de resonancia), donde las características de la antena (como la impedancia de entrada, patrón, ancho de haz, polarización, nivel del lóbulo lateral, ganancia , dirección del haz, eficiencia de radiación) están dentro de un valor aceptable de aquellos en la frecuencia central. Para antenas de banda ancha, el ancho de banda generalmente se expresa como la relación de la frecuencia superior y la frecuencia inferior de operación aceptable. El ancho de banda puede ser expresado matemáticamente de la siguiente manera [6]:

$$BW(\%) = \left(\frac{f_1 - f_2}{f_0}\right) * 100 \quad (2.7)$$

Donde f_1 y f_2 son las frecuencias superior e inferior y f_0 frecuencia central.

2.2.7. Polarización

La polarización de la onda que emana de la antena se define como la polarización de la antena en una dirección dada. Se supone la polarización en la dirección de ganancia máxima si no se menciona la dirección. Las diferentes partes de la antena pueden tener diferentes polarizaciones ya que la polarización de la energía radiada depende de la dirección desde el centro de la antena [6]. La curva trazada por el campo eléctrico instantáneo a lo largo de la dirección de propagación se conoce como polarización. Existen tres tipos de polarización, a saber, polarización lineal, polarización circular y polarización elíptica. Para este proyecto, necesitamos polarización circular como se mencionó anteriormente. Para una onda plana que viaja en dirección x, para que la antena logre una polarización circular, los componentes E_y y E_z tienen que ser de igual magnitud y la diferencia de fase entre ellos es igual a múltiplos impares de $\pi/2$. La relación axial de una antena polarizada circularmente es de alrededor de 1 [6].

2.2.8. Impedancia de entrada

Cuando conectamos una antena a un transmisor perseguimos que se transfiera la máxima potencia con las mínimas pérdidas, debiendo existir adaptación de impedancias entre el transmisor y la antena. Todas las antenas presentan a su entrada una impedancia de entrada, que no es más que la relación entre la tensión y corriente medida en el punto de conexión (entrada) de la misma [1].

$$Z_e = Z_{\text{entrada}} = \frac{V_{\text{entrada}}}{I_{\text{entrada}}} \quad (2.8)$$

Esta impedancia de entrada tendrá una parte real $R_e(\omega)$ y una parte imaginaria $jX_e(\omega)$, ambas dependientes de la frecuencia [1].

$$Z_e = R_e(\omega) + jX_e(\omega) \quad (2.9)$$

Se dice que la antena es resonante a una frecuencia dada cuando la impedancia de entrada no presenta parte imaginaria, es decir, $z_A = R_A$. Por lo general, una antena presenta varias resonancias, las cuales se conocen como modos [1].

Suponiendo que toda la potencia transferida por el emisor llega a la antena (es decir, están adaptados en impedancia), si bien lo ideal sería que toda la potencia entregada se radiara, esto no

sucede así. El principal motivo es que de la potencia entregada a la antena se disipa en pérdidas. Para modela estas pérdidas, se introduce al término real de la impedancia de la antena dos términos: la resistencia de radiación, R_r , y la resistencia de pérdidas, R_p [1].

$$z_e = R_e(\omega) + jX_e(\omega) = R_r(\omega) + R_P(\omega) + jX_e(\omega) \quad (2.10)$$

La resistencia de radiación representa la potencia que la antena radia hacia el espacio libre de forma efectiva. En otras palabras, R_r es la resistencia que disiparía la misma potencia que la radiada realmente por la antena. La potencia radiada puede expresarse en términos de la resistencia de radiación como [1]:

$$P_{radiada} = i^2 R_r \quad (2.11)$$

donde i es la intensidad en el punto de alimentación de la antena.

Por otra parte, las pérdidas pueden modelarse utilizando una resistencia de pérdidas, que abarcarían todas las pérdidas introducidas, en los conductores, en los dielectricos, en los núcleos de ferrita, etc. La potencia perdida en la antena se expresará del mismo modo que hemos visto anteriormente [1]:

$$P_{radiada} = i^2 R_p \quad (2.12)$$

Por lo general, R_P es mucho menor que R_r ; sin embargo, en antenas donde la longitud de onda utilizada es mayor que las dimensiones de las mismas, la resistencia de pérdidas puede ser considerable [1].

En caso de adaptación de impedancias, la potencia entregada por el transmisor será igual a la suma de potencias radiada y disipada:

$$P_{entregada} = P_{disipada} + P_{radiada} = i^2 R_P + i^2 R_r = i^2 (R_P + R_r) \quad (2.13)$$

2.3. Antenas helicoidales circulares convencionales

Un tipo de antena que presenta un comportamiento de banda ancha es la antena helicoidal que cuenta con una estructura básica, simple y práctica de un radiador electromagnético que trata

de un alambre conductor enrollado en forma de rosca que forma una hélice. En la mayoría de los casos, la hélice se usa con un plano de tierra. El plano de tierra puede tomar diferentes formas como pueden ser cuadradas planas o circulares planas. Normalmente, el plano de tierra debe ser de al menos $3\lambda/4$. Sin embargo, el plano de tierra también se puede acoplar en forma de cavidad cilíndrica. Además, la hélice generalmente está conectada al conductor central de una línea de transmisión coaxial en el punto de alimentación con el conductor externo de la línea conectado al plano de tierra [6].

La hélice se caracteriza por los parámetros geométricos que se muestran en la Fig. 2.4:

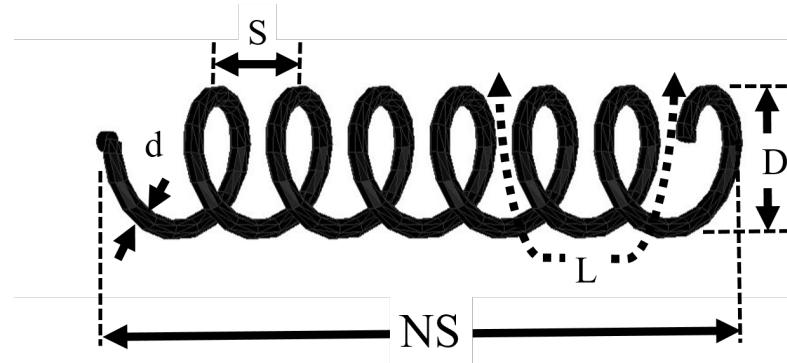


Figura 2.4: Dimensiones de la hélice [3].

Donde:

- D = diámetro de la hélice (centro a centro del conductor).
- C = perímetro de la circunferencia de la hélice = πD .
- S = espacio entre vueltas (centro a centro del conductor).
- $\alpha = \text{ángulo de paso} = \tan^{-1} \left(\frac{S}{\pi D} \right)$
- L = longitud de vueltas.
- N = número de vueltas.
- A = longitud axial = NS
- d = diámetro del conductor de la hélice.

La configuración geométrica de una hélice consiste generalmente en N vueltas, diámetro D y espacio S entre cada vuelta. La longitud total de la antena es NS, mientras que la longitud total del

cable es $L_n = NL = N\sqrt{S^2 + C^2}$ donde $L = \sqrt{S^2 + C^2}$ es la longitud del cable entre cada vuelta y $C = \pi D$ es la circunferencia de la hélice. Otro parámetro importante es el ángulo de inclinación α , que es el ángulo formado por una línea tangente al cable helicoidal y un plano perpendicular al eje helicoidal [6]. Si una vuelta de la hélice es desenrollada sobre una superficie plana, la relación entre el espaciamiento entre vueltas S , circunferencia C , longitud de una vuelta L y el ángulo de paso α es ilustrado en el triángulo de la Fig. 2.5 [3]. El ángulo de inclinación se define por:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{S}{\pi D}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{S}{C}\right) \quad (2.14)$$

Cuando $\alpha = 0^\circ$, el devanado se aplana y la hélice se reduce a una antena de bucle de N vueltas. Por otro lado, cuando $\alpha = 90^\circ$, se forma una hélice verdadera con una circunferencia mayor que cero pero menor que la circunferencia cuando la hélice se reduce a un bucle ($\alpha = 0^\circ$) [3].

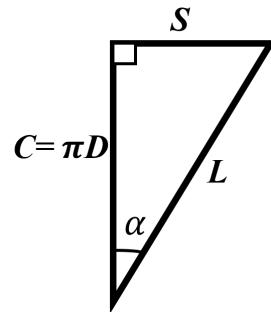


Figura 2.5: Relación entre circunferencia, espaciamiento, separación entre vueltas y ángulo de paso [3].

Las características de radiación de la antena se pueden variar controlando el tamaño de sus propiedades geométricas en comparación con la longitud de onda. La impedancia de entrada depende críticamente del ángulo de paso y del tamaño del cable conductor, especialmente cerca del punto de alimentación, y puede ajustarse controlando sus valores. La polarización general de la antena es elíptica. Sin embargo, se pueden lograr polarizaciones circulares y lineales en diferentes rangos de frecuencia [6].

La antena helicoidal puede funcionar en muchos modos; sin embargo, los dos principales son los modos normal (broadside) y axial (end-fire). El modo normal tiene su máximo en un plano normal al eje y es casi nulo a lo largo del eje. El patrón tiene una forma similar a la de un pequeño dipolo o bucle circular. El patrón representativo del modo axial, tiene sus máximos a lo largo del eje de la hélice, y es similar al de una matriz de end-fire. Mas detalles están en las secciones que siguen.

El modo axial suele ser el más práctico porque puede lograr una polarización circular en una ancho de banda más amplio y mas eficiente, este es el modo en que funcionara la antena que se propone en esta tesis [6].

Debido a que una antena polarizada elípticamente se puede representar como la suma de dos componenetes lineales ortogonales en una cuadratura de fase de tiempo, una hélice siempre puede recibir una señal transmitida desde una antena rotatoriamente polarizada. Por lo tanto, las hélices generalmente se colocan en el suelo para aplicaciones de telemetría especial de satélites, sondas espaciales y misiles balísticos para transmitir o recibir señales que han sufrido la rotación de faraday viajando a través de la ionosfera [6].

2.3.1. Modos radiación de la antena helicoidal

En función de las dimensiones de la hélice existen dos modos básicos de funcionamiento: el modo normal y el modo axial. En el modo normal el máximo de radiación se produce en la dirección normal al eje de la hélice (aquí normal hace referencia a perpendicular, ortogonal) y en el modo axial el máximo de radiación se encuentra en la dirección del eje de la hélice [4].

Una hélice opera en el modo normal cuando la longitud total del hilo empleado en bobinarla es mucho menor que λ . La longitud de hilo necesaria para realizar una vuelta de hélice es [4]:

$$L = \sqrt{S^2 + (\pi D)^2} \quad (2.15)$$

Si la hélice tiene N vueltas, la condición para que radie en modo normal es $NL \ll \lambda$. El funcionamiento de la hélice en modo normal puede explicarse del siguiente modo: debido a sus reducidas dimensiones todos los puntos de la misma pueden considerarse alimentados en fase. En este caso, la hélice puede analizarse como una agrupación de elementos (vueltas de hilo) alimentados en fase. Para que se cumpla la condición de radiación normal, la separación entre los distintos elementos de la agrupación debe ser pequeña en términos de λ , lo que implica que el margen visible del factor de agrupación es un intervalo pequeño y, por tanto, en el espacio real, el factor de agrupación es prácticamente isótropo, por lo que el diagrama de radiación de una hélice en modo normal coincide con el diagrama de radiación de una sola vuelta de hélice [4].

Tal como se ha comentado anteriormente, la distribución de corriente en una vuelta de hélice en modo normal es uniforme en módulo y en fase [4]. Atendiendo a la Fig. 2.6, una vuelta de hélice tendrá una corriente con componentes vectoriales según $\hat{\phi}$ y \hat{z} . Es posible descomponer la vuelta

de hélice como la superposición de una espira y un dipolo elementales de diámetro D y longitud S, respectivamente, por lo que el campo radiado por una hélice en modo normal de N vueltas es [4]:

$$E_\phi = N120\pi^2 I \frac{\pi D^2}{4} \frac{1}{\lambda^2} \sin \Theta \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (2.16)$$

$$E_\Theta = jN60\pi IS \frac{1}{\lambda} \sin \Theta \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (2.17)$$

Nótese que en la dirección del máximo ($\Theta = \frac{\pi}{2}$), el campo eléctrico tiene dos componentes ortogonales en cuadratura, lo que da lugar a una onda elípticamente polarizada con una relación axial [4].

$$RA = \frac{|E_\Theta|}{|E_\phi|} = \frac{2S\lambda}{(\pi D)^2} \quad (2.18)$$

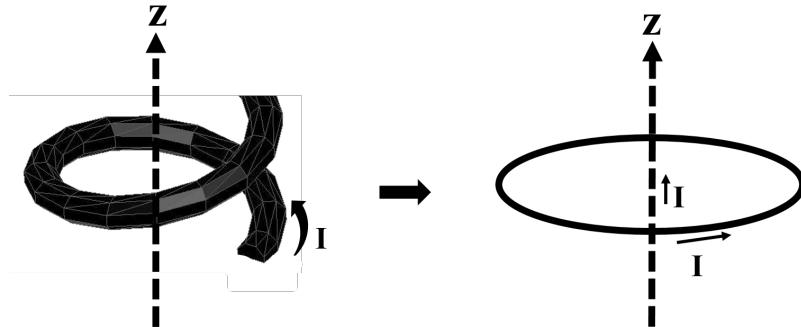


Figura 2.6: Distribución de corriente en una vuelta de hélice en modo normal [4].

Por tanto, es posible conseguir, en función de la geometría de la agrupación, una polarización circular. El sentido de giro de la onda estará controlado por el sentido de giro de la hélice, ya que el sentido de la corriente en la espira equivalente será $\pm\hat{\phi}$, dependiendo del sentido en que esté bobinada la hélice. Esta antena presenta la misma directividad que el dipolo y la espira elementales y su principal inconveniente es que posee una resistencia de radiación baja que, de forma aproximada, estará dada por la combinación en serie de N dipolos elementales de longitud S y N espiras elementales de diámetro D. La eficiencia de radiación puede ser también baja, ya que las pérdidas óhmicas del hilo empleado para realizar la hélice pueden ser comparables a la resistencia de radiación. Estas hélices se emplean, en forma de monopolos, como antenas de los equipos de comunicaciones móviles de corto alcance conocidos como *walkie-talkies* y, sobre vehículos, en las bandas bajas de comunicaciones móviles (27, 144 MHz). En este último caso la longitud total de

hilo es $\frac{\lambda}{4}$ y la antena la antena puede considerarse como un monopolo cargado inductivamente a lo largo de toda su longitud, lo que produce un alargamiento eléctrico y un aumento de su longitud efectiva [4].

Los inconvenientes de la hélice en modo normal no se presentan en la hélice en modo axial, inventada por Kraus en 1946 y ampliamente utilizada en los primeros tiempos de las comunicaciones espaciales. Para que la hélice radie en modo axial debe cumplirse que la antena tenga dimensiones comparables a λ . Las condiciones geométricas para conseguir un funcionamiento óptimo son [4]:

$$\frac{3}{4} < \frac{C}{\lambda} < \frac{4}{3} \quad (2.19)$$

$$S \approx \frac{\lambda}{4} \quad (2.20)$$

donde C es el perímetro, y vale πD , y S es el paso de la hélice. El comportamiento de la hélice en modo axial puede analizarse como una antena de onda progresiva. Experimentalmente se ha comprobado que una hélice que cumpla estas condiciones (2.19, 2.20) es una estructura que soporta una onda progresiva con una velocidad de fase, que depende de la geometría de la hélice, inferior a la velocidad de propagación en el vacío. Para una hélice de dimensiones óptimas la velocidad de fase es aproximadamente 0,8 veces la velocidad de propagación en el vacío. La hélice puede analizarse como una agrupación en la que los elementos están separados una distancia S y existe una fase progresiva dada por $\alpha = -K_P L$, donde K_P es la constante de fase de la onda progresiva en la hélice y L la longitud del hilo de una vuelta de hélice; por lo tanto si se cumplen las condiciones (2.19, 2.20) se tiene el siguiente desfase progresivo entre las distintas vueltas de la hélice [4]:

$$\alpha = -k_P L \approx -\frac{k}{0.8} \sqrt{C^2 + S^2} \approx -kS - \delta \quad (2.21)$$

Es decir, además del desfase $-kS$, que corresponde a la condición de radiación axial, existe un desfase adicional δ , que depende de la geometría de la hélice y de la velocidad de fase de la onda progresiva, pero que, sorprendentemente, para una hélice óptima (que cumpla la condición dada por 2.19, 2.20) este desfase adicional es aproximadamente $-\frac{\pi}{N}$, lo que resulta en una agrupación superdirectiva bajo la condición de Hansen-Woodyard. Por tanto, una hélice en modo axial puede estudiarse como una agrupación uniforme de Hansen-Woodyard en la que los elementos radiantes son vueltas de hélice de longitud del orden de λ . En este caso se trata de una agrupación de

grandes dimensiones y, por tanto, su diagrama de radiación dependerá en gran medida del número de elementos (vueltas) que tenga, ya que en general el factor de agrupación es más directivo que el diagrama de radiación de una vuelta de hélice [4].

El diagrama de radiación de una vuelta de hélice puede calcularse, de forma aproximada, como el de una espira plana circular de la misma área y perímetro, que para una hélice en modo axial es del orden de λ . Dado que para un número grande de vueltas el factor de agrupación es más directivo que el diagrama de radiación del elemento, sólo interesa obtener el diagrama de radiación del elemento en las direcciones próximas al máximo. A partir de la Fig. 2.7 se observa que en una vuelta de hélice existe, para un instante de tiempo determinado, una distribución de corriente que se desfasea 360° a lo largo de toda la vuelta; por tanto existe una distribución de carga positiva en la mitad de la vuelta y negativa en la otra mitad [4].

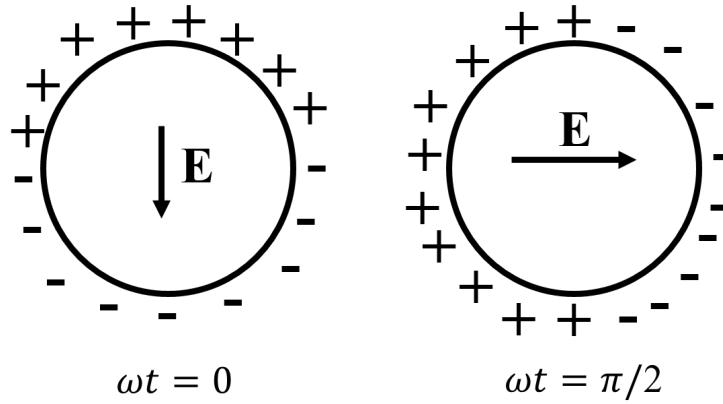


Figura 2.7: Aproximación de una vuelta de hélice en modo axial [4].

Debido a estas distribuciones de carga existe un campo eléctrico prácticamente perpendicular a la dirección del eje de la hélice, por lo que puede estudiarse la radiación de la vuelta de hélice como la radiación de una apertura. Debido a la variación temporal de las corrientes que circulan por la hélice, este campo gira dando lugar a una polarización circular. Para una hélice cuyo eje esté orientado según z , el campo radiado normalizado puede escribirse como [4]:

$$|E_N(\theta)| = \left| \sin\left(\frac{\pi}{2N}\right) \cos\theta \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \right| \quad (2.22)$$

$$\psi = kS(\cos\theta - 1) - \frac{\pi}{N} \quad (2.23)$$

Con una hélice en modo axial es posible cubrir márgenes de frecuencias de casi una octava, tal como queda reflejado en (2.19, 2.20), con una relación axial de la onda radiada y una impedancia de entrada prácticamente constantes. Una aplicación clásica de las hélices ha sido para transmitir y recibir las señales de control y telemetría de satélites artificiales. Habitualmente, estas señales se transmiten en las bandas de VHF y UHF, lo que aconseja emplear polarización circular para evitar pérdidas por desacoplamiento de polarización debidas a la rotación de Faraday. Las hélices tienen ganancias típicas que se sitúan entre los 10 y los 20 dB. En la Fig. 2.8 se muestra un ejemplo de hélices destinadas a estos fines [4].

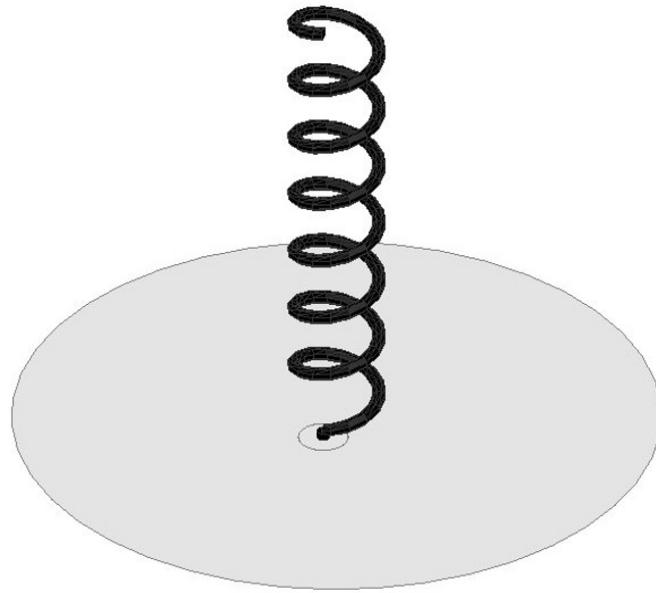


Figura 2.8: Antena helicoidal.

2.3.2. Principales parámetros de la antena helicoidal en modo axial

La antena helicoidal monofiliar de modo axial es una antena fácil de construir. Sin embargo, poniendo atención a los parámetros se puede maximizar su funcionamiento. Los principales parámetros son:

- Impedancia.
- Ancho de haz.
- Ganancia.

- Relación axial y Polarización circular.

Los parámetros están en función del número de vueltas de la hélice, espaciamiento entre vueltas, ángulo de paso y la frecuencia. Para un número de vueltas dado el comportamiento del ancho de haz, ganancia, impedancia y relación axial determina el ancho de banda ancha útil. La frecuencia central nominal de este ancho de banda corresponde a una circunferencia de hélice aproximadamente 1λ ($C_\lambda=1$). Para que un ancho de banda dado sea completamente útil, los 4 parámetros deben ser satisfactorios en todo el ancho de banda [3].

Los parámetros de la hélice también están en función del plano de tierra (tamaño y forma), el diámetro del conductor, la estructura, el soporte de la hélice y el arreglo del alimentador. El plano de tierra puede ser plano (redondo o cuadrado) con un diámetro o lado de al menos $\frac{3\lambda}{4}$ o el plano de tierra puede ser en forma de copa formando una cavidad poco profunda [3].

El tamaño del conductor no es critico puede variar de 0.005λ a 0.05λ . La hélice puede ser montada sobre aislantes o un tubo con diámetro de centésimas de longitud de onda, una o más barras delgadas de dieléctrico montadas periféricamente en las cuales es montando el conductor [3].

Para exitar este modo axial, el diámetro D y el espacio S deben ser grandes fracciones de la longitud de onda. Para lograr la polarización circular, principalmente en el lóbulo mayor, la circunferencia de la hélice debe estar en el rango de $\frac{3}{4} < \frac{C}{\lambda_0} < \frac{4}{3}$ (con $\frac{C}{\lambda_0} = 1$ casi óptimo), y el espacio alrededor de $S \simeq \frac{\lambda_0}{4}$. El ángulo de paso es usualmente entre $12^\circ \leq \alpha \leq 14^\circ$. La mayoría de las veces, la antena se usa junto con un plano de tierra, cuyo diámetro es al menos $\frac{\lambda_0}{2}$, y se alimenta mediante una línea coaxial. Sin embargo, otros tipos de alimentación (como guías de onda y barras dieléctricas) son posibles, especialmente a frecuencias de microondas [6].

2.3.3. Impedancia

La impedancia nominal de una antena helicoidal que funciona en modo axial, calculada usando 2.24, se encuentra entre 100 a 200 ohmios. Sin embargo, muchas líneas de transmisión prácticas (coaxial) tienen una impedancia característica de aproximadamente 50 ohmios. para proporcionar una mejor coincidencia, la impedancia de entrada de la hélice debe reducirse cerca de ese valor. Puede haber varias formas de lograrlo. Una forma de controlar efectivamente la impedancia de entrada de la hélice es diseñar adecuadamente el primer $\frac{1}{4}$ de vuelta de la hélice que está al lado de la alimentación. Para llevar la impedancia de entrada de la hélice de casi 150 ohmios a 50 ohmios, el cable del primer $\frac{1}{4}$ de vuelta debe ser plano en forma de una tira y la transición a una hélice debe ser muy gradual. Esto se logra ya que la hélice está cerca del plano de tierra, gradualmente se

va aplanando hasta que ésta completamente plana al plano de tierra, donde la hélice está separada del plano de tierra por una hoja de dieléctrico. La altura apropiada o espesor de la hoja está dada por 2.25:

Con alimentación axial la terminal de impedancia (resistiva) se da por:

$$R = 140 \left(\frac{C}{\lambda_0} \right) \quad (2.24)$$

$$h = \frac{w}{\left[\frac{377}{\sqrt{\epsilon_r} Z_0} \right] - 2} \quad (2.25)$$

Donde:

- W = ancho de conductor en la terminación.
- h = Altura del conductor encima del plano de tierra o espesor de la hoja.
- ϵ_r = Permitividad relativa de la hoja de dieléctrico.
- Z_0 = Impedancia característica de la hoja de dieléctrico.

Típicamente, la configuración de la tira de la hélice pasa de la tira al alambre circular regular y el ángulo de inclinación diseñado de la hélice muy gradualmente dentro del primer giro de $\frac{1}{4}$ - $\frac{1}{2}$. Esta modificación disminuye la impedancia característica de la línea de transmisión efectiva del plano conductor-tierra, y proporciona una impedancia más baja sobre un ancho de banda sustancial pero reducido. Por ejemplo, una hélice de 50 ohmios tiene una VSWR de menos de 2:1 sobre un ancho de banda del 40 % en comparación con un ancho de banda del 70 % para una hélice de 140 ohmios [3].

2.3.4. Ancho de haz

Patrones de radiación medidos de una antena helicoidal de 6 vueltas en función de frecuencia, muestra que si mantenemos un ángulo de paso constante igual a $\alpha = 14^\circ$ y modificamos la relación de $\frac{C}{\lambda}$ entre $\frac{C}{\lambda} = 0.66$ y $\frac{C}{\lambda} = 1.35$ se observa que se modifica el ancho de haz, teniendo un mejor comportamiento direccional del patrón de radiación con un $\frac{C}{\lambda} = 1$. También se notó que modificando el número de vueltas, pero manteniendo un ángulo de paso fijo el patrón de radiación cambia y con esto su ancho de haz [3].

Kraus se basó en el amplio número de patrones medidos durante 1948 y 1949, el ancho de haz encontrado será dado por las siguientes cuasi-empíricas relaciones [3].

Ancho de haz a media potencia:

$$HPBW(half-power-beam-width) \simeq \frac{52}{\frac{C}{\lambda} \sqrt{N \frac{S}{\lambda}}} (\text{deg}) \quad (2.26)$$

Ancho de haz entre los primeros nulos:

$$BWFN(bean-width-between-first-nulls) \simeq \frac{115}{\frac{C}{\lambda} \sqrt{N \frac{S}{\lambda}}} (\text{deg}) \quad (2.27)$$

El HPBW está dado por la ecuación 2.26. Diviendo el número de grados cuadrados en una esfera (41253) entre el cuadrado de la ecuación 2.26 podemos obtener una ecuación aproximada de la directividad.

$$D \simeq 15 \frac{C^2}{\lambda} N \frac{S}{\lambda} \quad (2.28)$$

Ésta relación no toma en cuenta el efecto de los lóbulos menores ni los detalles del patrón de radiación. Una ecuación más realista es:

$$D \simeq 12 \frac{C^2}{\lambda} N \frac{S}{\lambda} \quad (2.29)$$

Las ecuaciones 2.26 y 2.29 aplican para $\frac{3}{4} < \frac{C}{\lambda_0} < \frac{4}{3}$, $12^\circ \leq \alpha \leq 14^\circ$ y $N \geq 3$.

2.3.5. Ganancia

Altas ganancias son obtenidas al incrementar el número de vueltas de la hélice, pero el ancho de banda tiende a ser menor. Altas ganancias ocurre cuando se tiene de 10 a 20 por ciento por encima de la frecuencia central, para la cual $\frac{C}{\lambda} = 1$ [3].

Kraus señaló que pueden ser usados ángulos de paso pequeños como 2° y tan grandes como 25° , pero los ángulos entre 12° y 14° (correspondientes a una separación entre vueltas de 0.21λ) a 0.25λ ($\frac{C}{\lambda} = 1$) son los optimos [3]. King y Wong encontraron que para hélices con tubos de metal, un ángulo de paso menor (cerca de los 12°) resulta una ganancia ligeramente mayor (1dB), pero con un ancho de banda menor que con ángulos mayores (cerca 14°) [23].

2.3.6. Relación axial y Polarización circular

Kraus dedujo por primera vez la ecuación 2.30 en 1947, fue una sorpresa agradable que la relación axial pudiera ser dada por una expresión tan simple. Como ejemplo, si consideramos la relación axial la dirección del eje de la hélice para una antena helicoidal de 13° y 7 vueltas. La relación axial es la unidad si se usa la velocidad relativa para la condición de los campos en fase. Dado la Ec. 2.30 la relación axial para la condición de directividad aumentada es $\frac{15}{14} = 1.07$ [3].

$$AR = \frac{2n + 1}{2n} \quad (2.30)$$

Esta relación axial es independiente de la frecuencia o circunferencia $\frac{C}{\lambda}$. La relación axial se puede presentar como una función de la circunferencia de la hélice $\frac{C}{\lambda}$ en longitudes de onda de espacio libre. Por lo general, sin embargo, la relación axial medida aumenta más bruscamente a medida que $\frac{C}{\lambda}$ disminuye a valores inferiores aproximadamente $\frac{3}{4}$. La diferencia de resultados en la relación axial por la ecuación 2.30 descuida el efecto del lóbulo trasero en la hélice. Esto suele ser pequeño cuando la hélice está irradiando en el modo axial, pero a frecuencias más bajas o circunferencias más pequeñas ($\frac{C}{\lambda} < \frac{3}{4}$) el lóbulo trasero es importante. La onda posterior en la hélice produce una onda reflejada desde el plano de tierra que tiene dirección opuesta de rotación del campo a la producida por la onda saliente que viaja en la hélice. Esto hace que la relación axial aumente más rápidamente [3].

2.3.7. Ancho de banda

La antena de haz helicoidal tiene propiedades inherentes de banda ancha, posee características de patrón, impedancia y polarización deseables en un rango de frecuencia relativamente amplio. El ajuste natural de la velocidad de fase para que los campos de cada giro se sumen casi en fase en la dirección axial explica la persistencia del modo axial de radiación en un rango de frecuencia de casi 2 a 1. Si la velocidad de fase fuera constante como una función de frecuencia, los patrones de modo axial se obtendrían solo en el mismo rango de frecuencia porque la condición de los campos en fase también es la condición para la polarización circular [3].

Las propiedades de una antena helicoidal de modo axial están en función del ángulo de paso. Si f_1 es el límite de frecuencia inferior del modo axial de radiación y f_2 el límite de frecuencia superior de este modo, la frecuencia central f_0 se define arbitrariamente como $f_0 = (f_1 - f_2)/2$. Es evidente que el rango de frecuencia $f_1 - f_2$ es pequeño si el ángulo de inclinación es demasiado

pequeño o demasiado grande. Un ángulo de inclinación de aproximadamente 12° o 14° parecería ser óptimo para hélices de aproximadamente 1.6λ de largo en la frecuencia central. Dado que las propiedades de la hélice cambian lentamente en las aproximaciones del ángulo óptimo, no hay nada crítico sobre este valor. Los contornos son arbitrarios, pero son adecuados para una antena de haz de propósito general de directividad moderada. Los valores exactos de los límites de frecuencia, f_1 y f_2 , también son arbitrarios, pero están relativamente bien definidos por el agrupamiento cercano de los contornos cerca de los límites de frecuencia [3].

Un satisfactorio patrón es considerado por tener un lóbulo principal en la dirección axial y relativamente pequeños los lobulos secundarios. Dentro de éste contorno, los patrones tienen un ancho de haz a media potencia de menos de 60° y tan pequeños como 30° , la terminal de impedancia es relativamente constante y es casi puramente resistiva de $100-150\Omega$, la relación axial en dirección de la hélice es menor de 1.25 [3].

2.4. Antenas helicoidales impresas

Una antena helicoidal impresa convencional, deriva de una hélice rectangular o cuadrada partiendo en un principio del diseño de una antena helicoidal circular convencional, con la diferencia de que la helicoidal plana tiene conexiones de borde recto. Su construcción consta de dos placas paralelas con tiras de cobre impresa que constituyen las partes inclinadas de la helicoidal que se conectan a través de vías (borde recto). Esto da como resultado una antena helicoidal impresa como se observa en la Fig. 2.9, con una sección transversal casi cuadrada [19].

El procedimiento de diseño se describe a continuación de la antena helicoidal impresa y esta descrito por Kommalapati [19].

Se calcula el parámetro de la circunferencia de la antena helicoidal circular. Usando esta circunferencia como el perímetro de la hélice cuadrada correspondiente, se calcula la longitud de cada lado de la helicoidal cuadrada, igualando la circunferencia del círculo de la hélice al perímetro de un cuadrado.

Se modifica la helicoidal cuadrada a una helicoidal plana con conexiones de borde recto que se pueda fabricar usando técnicas de circuito impreso, por lo que se puede tener una hélice en la que todos los lados se eleve dependiendo del ángulo de paso α . Para resolver esto, un conjunto de lados opuestos de la helicoidal son paralelos al plano de tierra denominados “vías”. Para compensar este cambio en el ángulo de paso, los lados opuestos en el otro par en cada giro helicoidal llamados

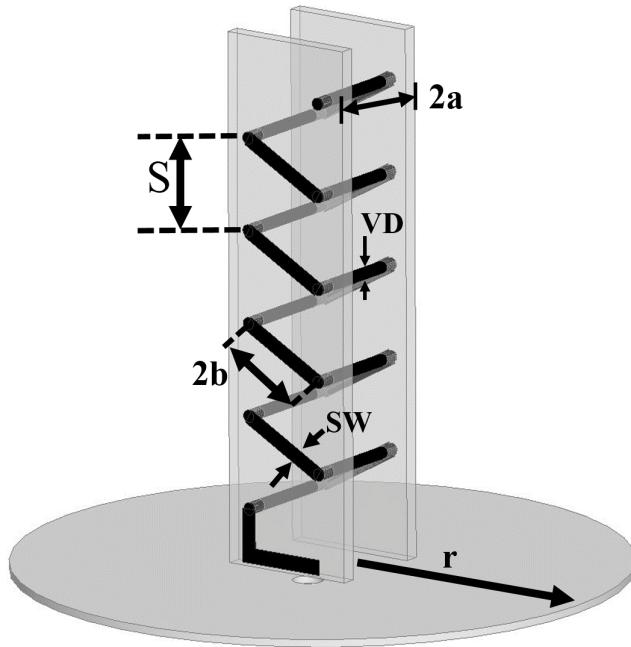


Figura 2.9: Antena hélicoideal con tiras impresas.

“strip”, aumentan 26° cada uno. Entonces tenemos una antena helicoidal con tiras impresas con una separación S entre tiras, una longitud de tira $2b$ con un ancho de tira SW , una longitud de vía $2a$ con un diámetro VD y un reflector de radio r .

Se introduce dos sustratos separados por un espacio de aire. La tira de la helicoidal inclinada denominada “strip” se imprime sobre estos sustratos y se puede conectar por medio de las vías. La tira de la alimentación se conecta primero a la strip de la primera vuelta de la hélice en lugar de a la vía. Esto proporciona más flexibilidad en la optimización de la S_{11} .

En la alimentación de la antena se utiliza un conector SMA para evitar optimizar muchos parámetros de microstrip. La punta del conector SMA toca la tira que conecta el plano de base con la hélice. Esta tira desempeña un papel crucial en la adaptación de impedancia. El ancho y la longitud de la tira afectan los resultados S_{11} del diseño. La longitud mínima de la tira debe de ser 0.1 cm por razones de diseño. A medida que aumenta la longiud de la tira, los resultados axiales y de directividad se deterioran mucho.

Para lograr que la impedancia de la antena se vuelva de 50Ω en el primer giro de la helicoidal se tiene que llevar la última cuarta vuelta paralela al plano de tierra de manera gradual, consiguiendo la adaptación entre la impedancia de 140Ω y la línea coaxial de 50Ω . Para esto se

dobra la primera mitad la tira L_2 está en un ángulo tal que la primera mitad está en un ángulo y la última mitad de la tira L_1 en 0° grados y con una separación g entre la tira y reflector, como se observa en la Fig. 2.10.

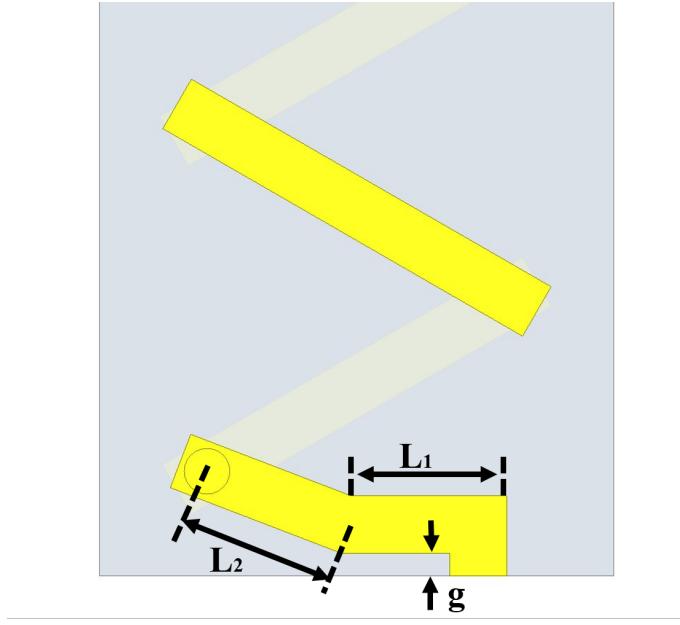


Figura 2.10: Red de acoplamiento de la antena hélicoïdal con tiras impresas.

Se optimiza los siguientes parámetros para obtener la respuesta deseada:

1. Manteniendo constante el perímetro de la helice, variamos las strip y las vias.
2. El ángulo de paso.
3. Ancho de la tira de alimentación.
4. Longitud de la tira de alimentación.
5. Ángulo de la primera vuelta

Capítulo 3

Antena Propuesta

En este capítulo se presenta la antena helicoidal miniaturizada con tiras impresa en forma de meandro así como la metodología para su diseño.

3.1. Descripción general

La antena de tamaño reducido propuesto en este trabajo se muestra en la Fig. 3.1, consiste en dos placas de material dieléctrico de constante dieléctrica ϵ_r sobre las que yacen tiras conductoras impresas en forma de meandro. Ambas placas están separadas por una capa de dieléctrico e interconectadas por alambres de cobre que de adelante serán llamadas vía-hole. La antena también posee un conector coaxial para su alimentación y un reflector metálico en forma de disco. La antena tiene una red de acoplamiento formada por dos líneas perpendiculares que sirve para acoplar la hélices y el conector coaxial. El trabajo incluye la metodología que describe los pasos a seguir en el diseño de la antena propuesta, así como un prototipo probado en simulación y experimento.

La antena propuesta como se muestra en la Fig. 3.1 consta de dos placas dieléctricas con espesor h , con una longitud de vías G_a y diámetro r_v . El ancho de las líneas que forman los meandros es W mientras que el ancho y alto de las placas dielectricas es b y d respectivamente. El reflector es plano con radio r y espesor f .

La estrategia de miniaturización se basa en la reducción de la sección transversal aparente la cual es definida como la sección cuadrada de la antena vista en el plano yz del sistema coordenadas (yz). Cuando los vías-hole son muy pequeñas en comparación con las tiras impresas la relación

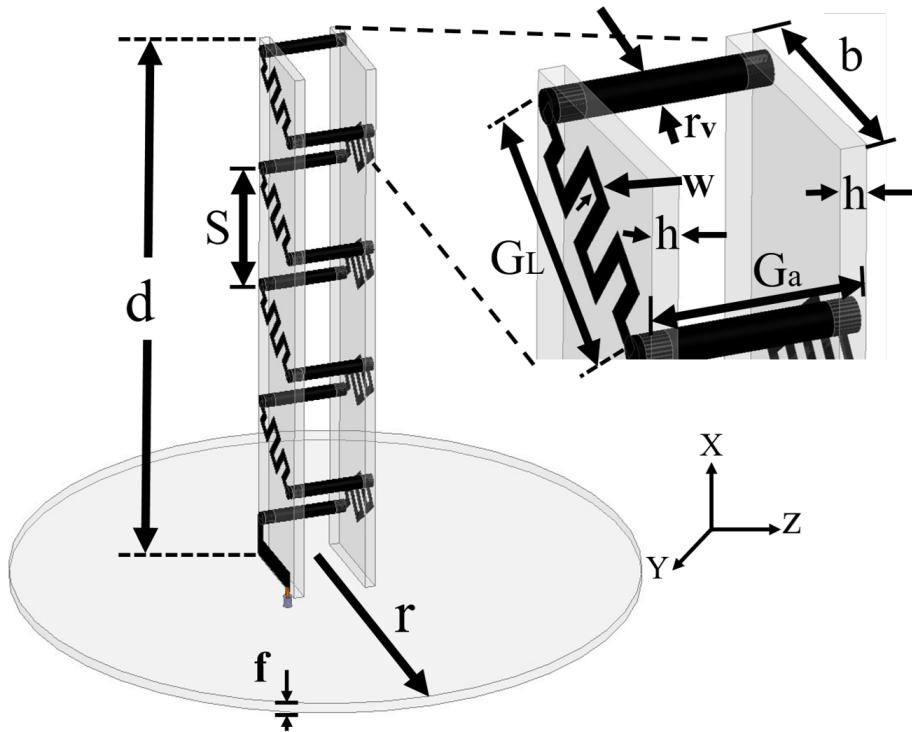


Figura 3.1: Antena helicoidal miniaturizada con tiras impresa en forma de meandro.

axial se incrementa mas allá de 3 dB y si los vías-hole tienen el mismo tamaño (una estructura cuadrada) la relación axial se aproxima a 1dB, teniendo con esto una polarización circular como la deseada en este trabajo.

Las placas que sorportan las tiras metálicas son de un material dieléctrico con constante dieléctrica relativa entre 1 y 100. Por lo que respecta los vía-hole y el reflector, estos son de material conductor cobre aunque otra modalidad consiste en usar oro, plata, aluminio u otro material conductor.

3.2. Métodología del diseño

En la Fig. 3.2 se muestra el método empleado para llevar a cabo el diseño de la antena propuesta en esta tesis, la cual consiste de las siguientes etapas: etapa A dedicada al c  culo de una antena helicoidal circular, etapa B dedicada a establecer la longitud de los vía-hole, etapa C dedicada al c  culo de la sección transversal rectangular aparente, etapa D transformación de la sección transversal rectangular a una sección transversal cuadrada aparente, etapa E dedicada al

diseño de la red de acoplamiento, en la etapa G esta dedicada a la optimización de la antena para que en la ultima etapa este dedicada a la fabricación de la antena. Todas estas etapas son descritas con mas detalle a continuación:

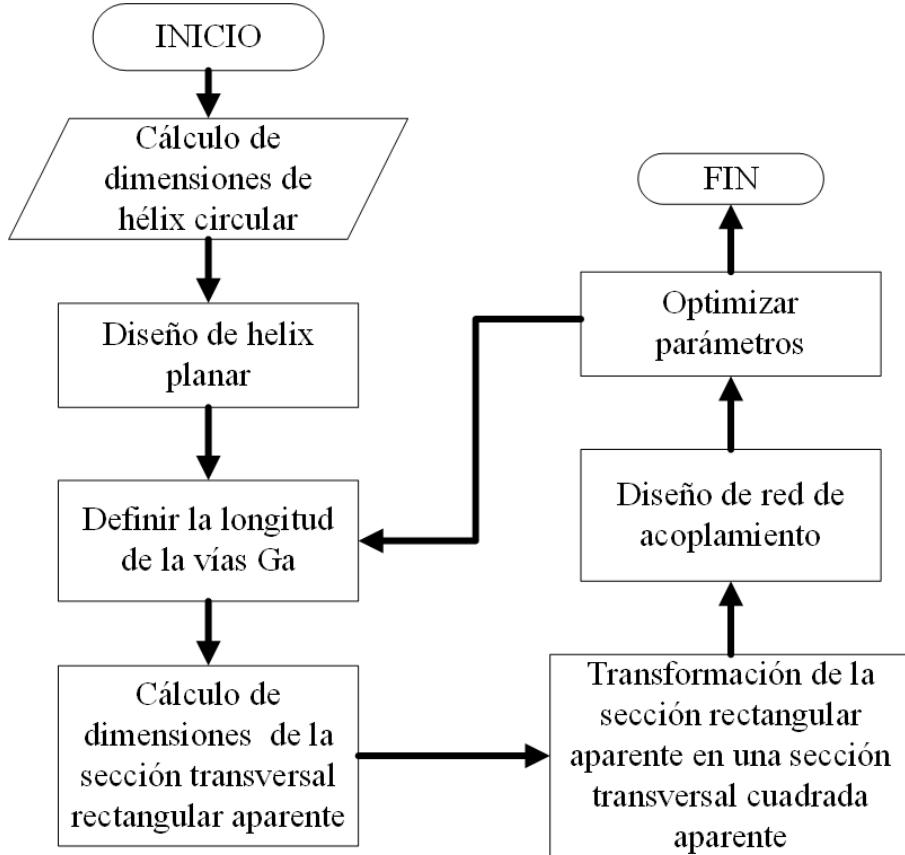


Figura 3.2: Diagrama de flujo de la metodología de diseño de la antena propuesta.

3.2.1. Cálculo de dimensiones de hélices circulares

En la etapa del diseño se determinan las dimensiones de la antena helicoidal con hélice circular que se caracteriza por tener un cable enrollado en forma de espira con diámetro D como se ilustra en la Fig. 3.3 y cuyas vueltas contiguas están separadas por el llamado paso de longitud S y cuya altura h es igual al producto del número de vueltas N por la longitud de paso S . Las dimensiones de la antena circular convencional se obtienen considerando que el diámetro de la hélice D y la frecuencia central f_0 cumplen la condición de que $0.8 \leq C\pi D/f_0 \leq 1.2$ donde C es la velocidad de la luz en el vacío, el número de vueltas es $N \geq 3$ y el ángulo de paso entre vueltas α cumple ≤ 1.2 , $12^\circ \leq \alpha \leq 14^\circ$.

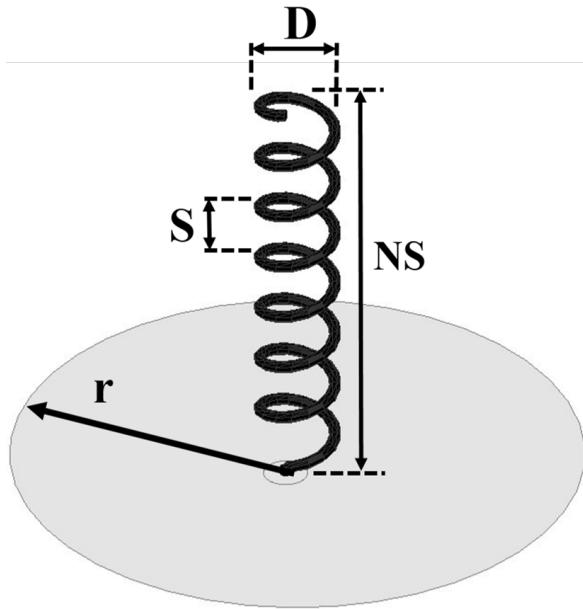


Figura 3.3: Antena helicoidal Circular convencional

Considerando lo anterior y tomando en cuenta que el diseño de la antena que se propone se desea su funcionamiento en la banda de UHF, se parte el diseño tomando como frecuencia central 1 GHz, y proponiendo $N = 4$. Arrojando los siguientes resultados:

$$\lambda = \frac{C}{f} = \frac{3 * 10^8 m/s}{1.3 GHz} = 23 cm \quad (3.1)$$

Se toma $C = \lambda$ para tener el modo de radiación axial.

$$C = 1\lambda = 23 cm \quad (3.2)$$

$$S = \frac{\lambda}{4} = \frac{30 cm}{4} = 5.7 cm \quad (3.3)$$

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{S}{C} = \tan^{-1} \frac{7.5 cm}{30 cm} = 13.91^\circ \quad (3.4)$$

$$N = 4 \quad (3.5)$$

Del diseño de la antena helicoidal tenemos que la circunferencia de la antena es $C = 23$ cm, una separación de 5.7 cm, con un ángulo de paso de $\alpha = 13.91^\circ$.

3.2.2. Diseño de helicoidal plana

Se realiza el diseño de la antena helicoidal. Esto se realiza como se mencionó en el capítulo anterior, se parte del diseño de la antena helicoidal convencional, tomando el perímetro circular de la antena desenrollada para formar un perímetro cuadrado manteniendo la misma longitud y obteniendo una sección transversal cuadrada formada por dos tiras impresas con ángulo de inclinación sobre un sustrato interconectadas por alambres de cobre llamados vías-hole, como se ilustra en la Fig. 3.4

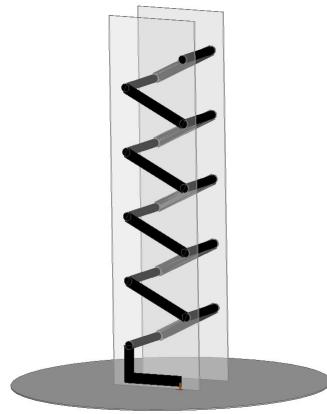


Figura 3.4: Antena helicoidal plana.

Siguiendo los pasos de diseño del capítulo anterior, se toma el valor de la circunferencia antes calculada y se transforma en un perímetro cuadrado de la siguiente manera:

$$P = C = 2b + 2a = 2(5.75\text{cm}) + 2(5.75\text{cm}) = 23\text{cm} \quad (3.6)$$

Ahora la antena pasa de tener una parte cilíndrica a una sección transversal cuadrada aparente, teniendo un número de vueltas de $N = 4$.

Para reducir la altura de la antena se optimizan parámetros de la antena pero buscando mantener las características de radiación de la antena helicoidal circular. Para esto se modifica la distancia entre tiras S, el ángulo de paso α y la circunferencias respetando las restricciones

$0.8 \leq C\pi D/f_0 \leq 1.2$, $12^\circ \leq \alpha \leq 14^\circ$ and $N \geq 3$. Teniendo ahora los siguientes valores de S.

$$S = 23\tan(14.88) = 6.11\text{cm} \quad (3.7)$$

3.2.3. Definir la longitud de la vías

En esta etapa se establece la altura de las vías G_a de la antena propuesta tomando como criterio la separación que se desea entre las tiras impresas, siendo la altura de las vías G_a de menor tamaño tomando como referencia la altura de las vías de la antena helicoidal planar calculado previamente teniendo así una separación entre tiras mucho menor. Teniendo entonces:

$$G_a = 4.2\text{cm} \quad (3.8)$$

3.2.4. Cálculo de dimensiones de la sección transversal rectangular aparente

En esta etapa se calculan las dimensiones de la sección transversal rectangular aparente de la hélice propuesta que se observa en la Fig. 3.5. Tomando el valor de G_a definido en el paso anterior se calcula el largo de la tira L con la ecuación 3.9 de modo que se mantiene el perímetro inicial de la antena circular relacionando el diámetro de la hélice D y la longitud de paso S mediante el triángulo de despliegue de la Fig. 2.5.

$$L = \frac{\pi D}{2} - G_a = \frac{23\text{cm}}{2} - 4.2 = 7.3\text{cm} \quad (3.9)$$

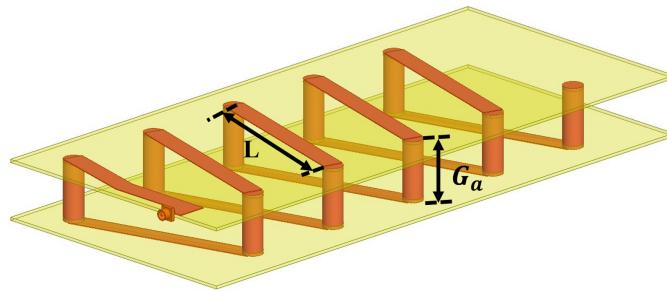


Figura 3.5: Sección transversal rectangular aparente

3.2.5. Transformación de la sección transversal rectangular a una sección transversal cuadrada aparente

En esta etapa se siguen los pasos que a continuación se describe para obtener una sección transversal cuadrada aparente como se ilustra en la Fig. 3.6, donde observamos que la conforma la altura de las vías G_a , el ancho b de las tiras impresas y cuenta con tres dielectricos siendo ϵ_1 y ϵ_3 del mismo sustrato y ϵ_2 aire.

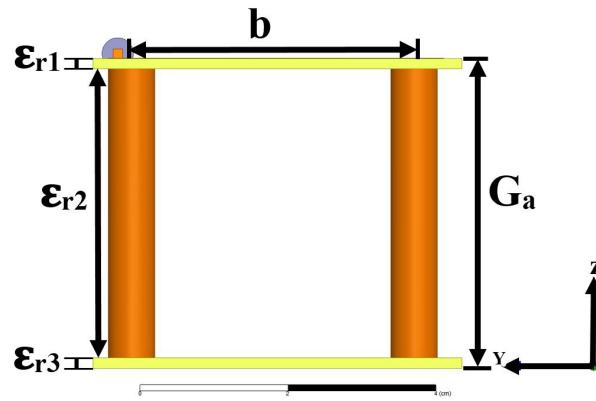


Figura 3.6: Vista en el plano yz. Sección transversal cuadrada aparente

Simulación de un dipolo simple de longitud L

Usando el simulador simulador de estructura de alta frecuencia (High Frequency Structure Simulator) se realiza una simulación de un dipolo simple con la longitud L obtenida en la ecuación 3.9 como se muestra en la figura 3.7 y se identifica la frecuencia de resonancia de este dipolo.

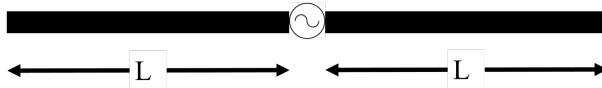


Figura 3.7: Dipolo con longitud L .

Creación de una línea compacta con meandros de longitud G_l

En la Fig. 3.8 se muestra que la línea de longitud L de la sección transversal rectangular aparente se modifica para formar una línea compacta basada en meandros serpenteando las líneas

en el plano xy de forma que la suma de las longitudes de cada sección de la línea serpenteada l_{xn} sean igual a la longitud de la línea compacta basada en meandros G_L , es decir:

$$\sum \forall i L_i = G_L = G_a \quad (3.10)$$

Dando los siguientes valores:

$$G_L = lx_1 + lx_2 + lx_3 + lx_4 + lx_5 + lx_6 + lx_7 + lx_8 + lx_9 + lx_{10} + lx_{11} \quad (3.11)$$

$$G_L = 0.55 + 0.4 + 0.45 + 0.4 + 0.45 + 0.4 + 0.45 + 0.4 + 0.45 + 0.4 + 0.55 = 4.9cm \quad (3.12)$$

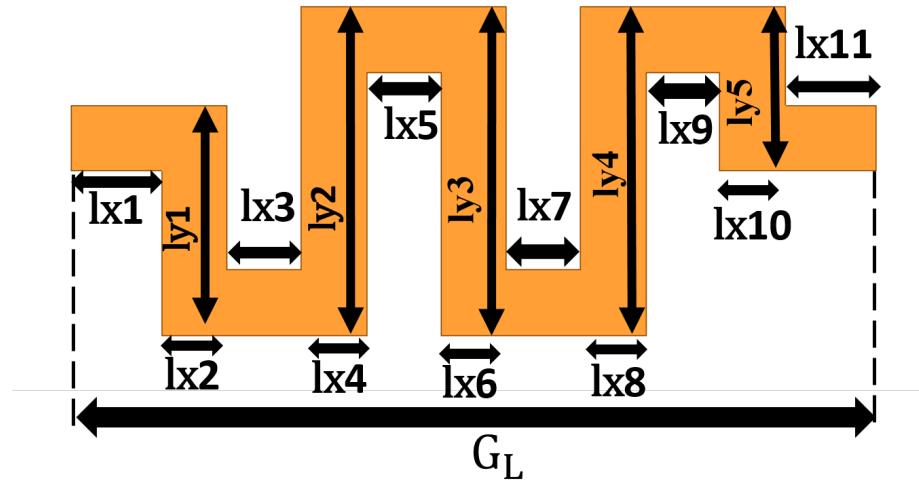


Figura 3.8: Tira transformada a una estructura de meandro.

Simulación de un dipolo modificado

En el simulador electromagnético se realiza la simulación electromagnética del dipolo modificado de la Fig. 3.8 formado por dos brazos de líneas formadas por meandros obtenidos en la etapa anterior. De la simulación electromagnética se identifica la frecuencia de resonancia del dipolo con meandro, como se ve en la Fig. 3.9.

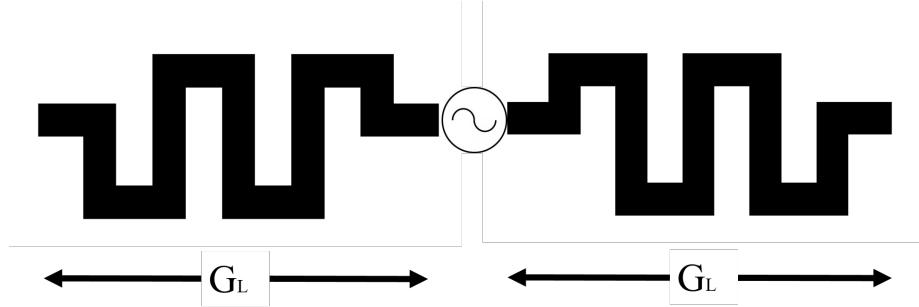


Figura 3.9: Simulación Dipolo con tiras en forma de meandro.

Optimización del dipolo modificado mediante un simulador electromagnético de onda completa

Se entiende por optimización al proceso que determina la longitud óptima de las líneas que forman el dipolo modificado de modo que la frecuencia de resonancia sea la misma que la del dipolo con la línea recta de longitud L . Cuando se analiza la curva de S_{11} contra frecuencia se obtiene que la frecuencia de resonancia deseada del dipolo tendrá un ligero desplazamiento hacia la izquierda si la longitud del resonador es mayor a la óptima o un desplazamiento hacia la derecha si la longitud del resonador es menor a la longitud óptima. Así, para encontrar la longitud óptima del resonador se utiliza el simulador de onda completa y se cambia la longitud (h_m) de los meandros hasta encontrar la frecuencia de resonancia deseada, así se llego los valores que se muestran en la ecuación 3.12.

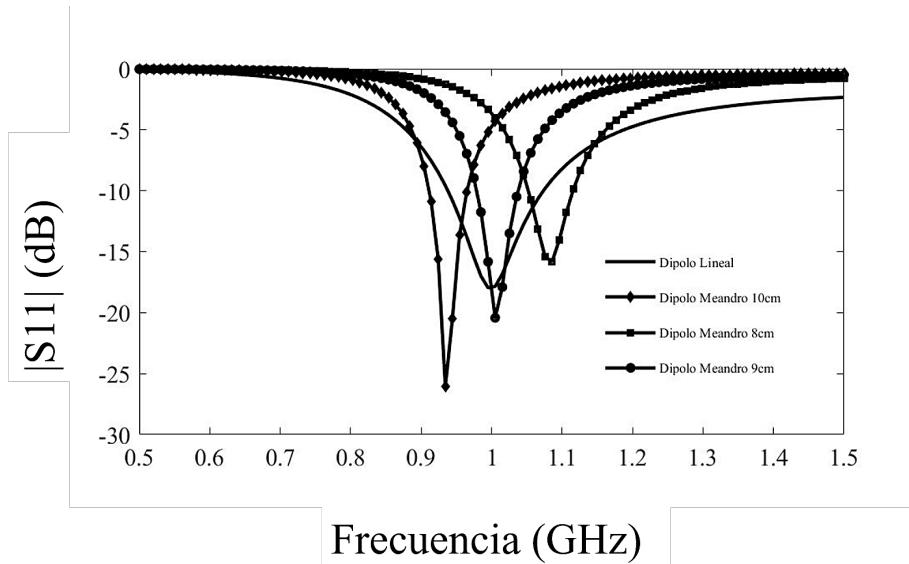


Figura 3.10: Simulación de las perdidas por regreso de dipolo lineal y con dipolo con meandros.

3.2.6. Diseño de la red de acoplamiento

La red de acoplamiento compuesta de dos líneas perpendiculares que se observa en la Fig. 3.11 de longitud g_1, g_2 , ancho W_1, W_2 las cuales están separadas por un espacio S_g del plano al reflector. Las dimensiones g_1, g_2, W_1 y W_2 se ajustan en un simulador de onda completa hasta obtener pérdidas por regreso menores a 10 dB.

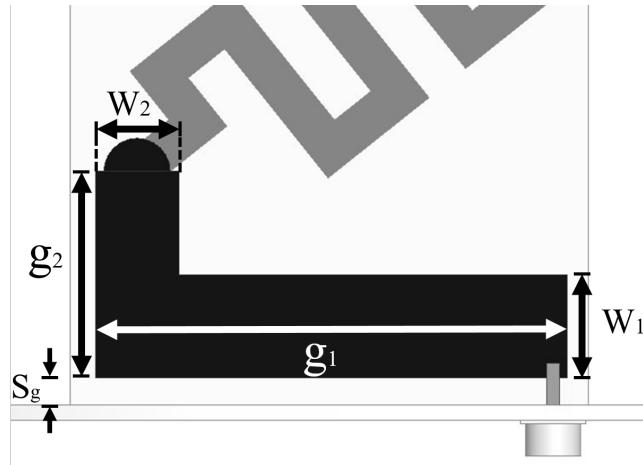


Figura 3.11: Red de acoplamiento.

Los valores que se optienen en el diseño de la red de acoplamiento son los siguientes:

La separación entre la red de acoplamiento y el reflector S_g , no debe de estar unido y tampoco muy alejado, al modificarlo se modifican las perdidas por retorno

$$S_g = 0.26\text{cm} \quad (3.13)$$

La Longitud de las lineas de g_2 y g_1 , el ancho W_1 y W_2 modifican el ancho de banda y las perdidas por retorno. Después de ajustar estas longitudes para obtener una respuesta favorable fueron de:

$$g1 = 4.55\text{cm} \quad (3.14)$$

$$g2 = 2\text{cm} \quad (3.15)$$

$$W1 = 0.8\text{cm} \quad (3.16)$$

$$W2 = 1\text{cm} \quad (3.17)$$

3.2.7. Optimización

Se entiende por optimización al proceso realizado en un simulador electromagnético que consiste en modificar los parámetros nominales de la geometría de la antena (largo de los vías-hole, el ancho de los meandros, el largo de los meandros y parámetros de la red de acoplamiento) para que la antena cumpla con la frecuencia de diseño, el ancho de banda deseado, la relación axial deseada y la ganancia deseada). La modificación es alrededor de $\pm 20\%$ de su valor nominal.

Capítulo 4

Resultados

En este capítulo se explican los resultados de la metodología presentados en el capítulo anteriores como lo es la fabricación de la antena, así como de las mediciones que llevaron a cabo para comprobar el funcionamiento de la antena propuesta.

4.1. Fabricación

Una vez que se han obtenido resultados deseados, en las simulaciones del diseño de la antena se inicia el proceso de fabricación. La cual consiste en la fabricación de los meandros, formación del prisma de meandros y ensamblado de prisma de meandros con reflector. Cada una de las etapas se muestran en la Fig. 4.1 y se explican mas a detalle a continuación. Para la fabricación se uso dos placas dielectricas FR4 con $\epsilon_r = 4.3$ y espesor $h= 1.5\text{mm}$. Los vías-hole son de cobre con una longitud de $G_a=4.2\text{ cm}$ y de diámetro $r_v=0.64\text{ cm}$. Por su lado el reflector es un disco de aluminio con radio $r=15\text{ cm}$ y espesor $f=0.2\text{ cm}$. Y finalmente para la alimentación se usó un conector SMA.

4.1.1. Fabricación de los meandros y la red de acoplamiento en la placa 1

La fabricación de los meandros y la red de acoplamiento se lleva acabo considerando la mascarilla de una de las placas la cual contiene los meandros que están en el plano de la red acoplamiento. La fabricación se lleva a cabo, preferentemente, mediante un proceso de fotolitografía el cual utiliza la mascarilla y agentes químicos para imprimir el circuito sobre el dieléctrico de la placa. Primero se deposita, sobre el conductor del sustrato, una capa uniforme de fotoresist, el cual

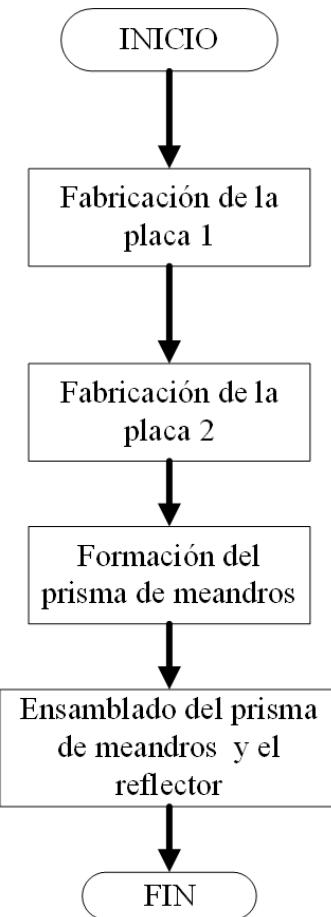


Figura 4.1: Diagrama a flujo de la fabricación de la antena helicoidal miniaturizada con hélices impresos.

es un material sensible a la luz UV. Cabe mencionar que este procedimiento se debe realizar en un ambiente libre de polvo o cuarto limpio. Se fabrica la mascarilla del circuito en tono de negro opaco para no permitir el paso de luz, sobre en una película transparente. La mascarilla se obtiene con procesos de fotografía estandar (exposición y revelado) o mediante impresoras especiales que imprimen el circuito mediante tecnología lase (impresión y relevado). Para la fabricación se coloca la mascarilla sobre el sustrato preparado con fotoresist y se ilumina con luz UV durante un tiempo. Acto seguido, se ataca el sustrato con líquido removedor de fotoresist que actúa moviendo las zonas de fotoresist que fueron expuestas a la luz UV (que pasaron por la parte transparente de la mascarilla) y dejando intactas las zonas que no fueron expuestas (zonas negras de la mascarilla). Hasta este punto el circuito ya ha sido grabado (parte cubierta por el fotoresist) sobre el sustrato y solamente falta remover el conductor que no tiene fotoresist. Para obtener el circuito final (los meandros) se ataca el sustrato con F_eCl_3 el cual removerá todo el cobre que no forma parte del circuito (no remueve el circuito porque está protegido por el fotoresist).

4.1.2. Fabricación de los meandros en la placa 2

La fabricación de los meandros de la placa dos se lleva a cabo de la misma manera que la descrita en el paso anterior pero considerando la mascarilla de la placa sin la red de acoplamiento.

4.1.3. Formación del prisma de meandros

Para este paso se alienan los orificios de los via-hole, se colocan los via-hole y se sueldan uno de sus extremos en la placa 1 y el otro extremo en la placa 2.

4.1.4. Ensamblado del prisma de meandros y el reflector

Para este paso se coloca el prisma sobre el disco y se pega con pegamento epóxico sobre el disco. También se coloca el conector coaxial a la base del reflector y se sueldan con la red de acoplamiento. En la Fig. 4.2 se muestra la antena fabricada.



Figura 4.2: Prototipo fabricado de la antena helicoidal miniaturizada con hélices impresos en forma de meandros

4.2. Caracterización de la antena

4.2.1. Parámetros S11

En la Fig. 4.3 se observa el coeficiente de reflexión de la antena simulada en HFSS y medida con un vector Network Analyze (Agilent-N9918A) en el rango de frecuencia que va de 0.9 GHz a 1.9 GHz. El ancho de banda obtenido en simulación, donde la antena tiene perdidas por retorno debajo de -10 dB, fue de 0.92 GHz a 1.65 GHz lo cual representa un ancho de banda fraccional de 51.15 % y una frecuencia central de 1.23 GHz. De la caracterización de la antena se obtuvieron perdidas por retorno por debajo de -10 dB en el rango de frecuencia de 1.05 GHz a 1.66 GHz lo cual representa un ancho de banda fraccional de 45.07 %, y una frecuencia central de 1.35 GHz.

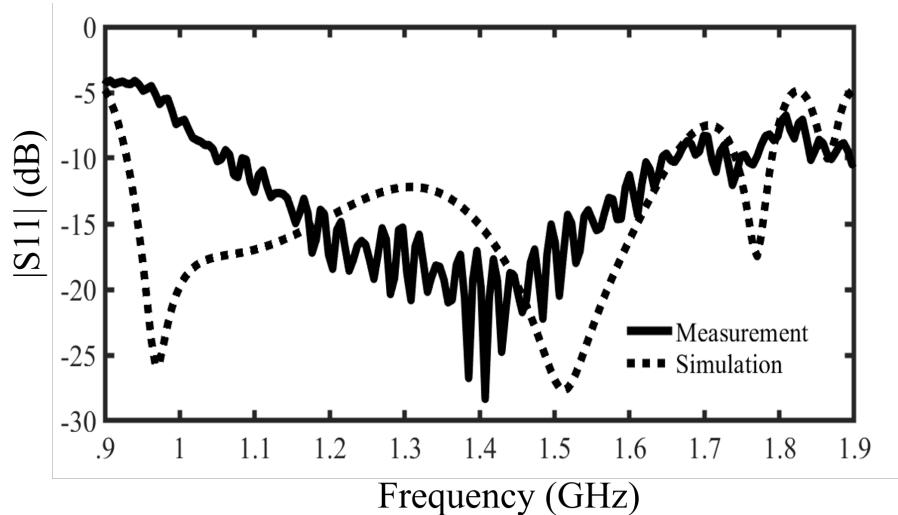


Figura 4.3: Perdidas por retorno de la antena helicoidal

4.2.2. Relación axial

En la Fig.4.4 se muestra la relación axial simulada vs frecuencia se muestra donde se observa que en el rango de frecuencias de 0.5GHz a 2.5GHz. En la figura se observa que la relación axial se encuentra entre 1 y 3 dB en el rango de frecuencia de 0.9935GHz a 1.394GHz, lo cual representa un ancho de banda fraccional de la relación axial de 33 %.

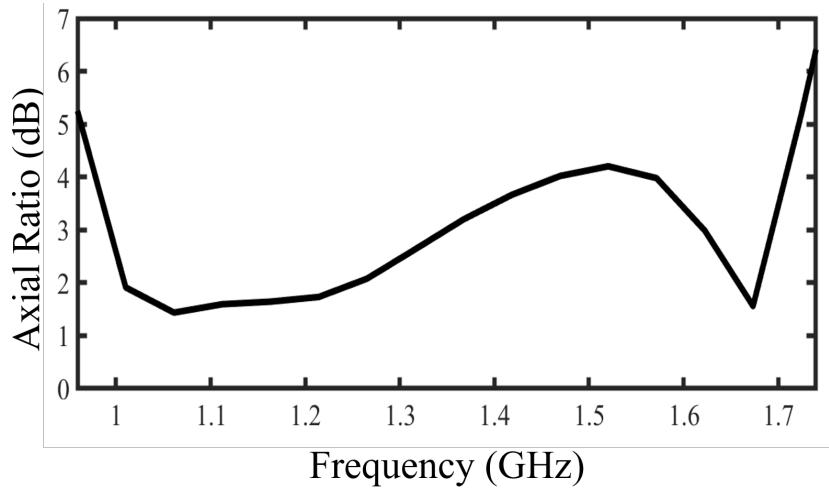


Figura 4.4: Simulación de la relación axial vs frecuencia

4.2.3. Patrón de radiación

En la medición del patrón de radiación se utilizó nuevamente el Vector Network Analyzer (Agilent-N9918A), utilizando como una fuente independiente, por lo tanto, se utilizó este instrumento para emitir una señal en una frecuencia deseada y que ésta señal sea recibida por la antena diplexada, como se ve en la Fig. 4.5.

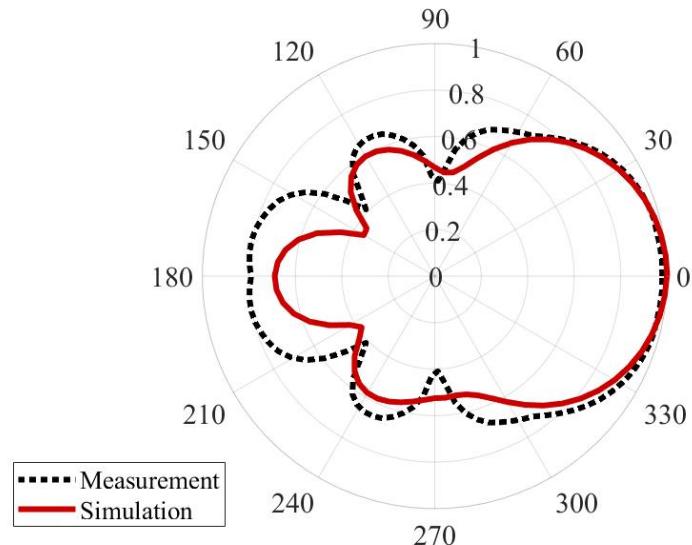


Figura 4.5: Patrón de radiación a 1 GHz

Para la medición se utilizaron antenas log-periodicas con un ancho de banda de 800 MHz a 6GHz, con una ganancia de 6 dB, para la medición se separaron de la antena a una distancia mayor a la del campo lejano de la antena de prueba, la cual actúa como receptora y se rota sobre su propio eje, a 1 metro de distancia, dado por la ecuación 2.1 de Friis.

El patrón de radiación simulado y medido, se muestra en la Fig. 4.5. La frecuencia en la que se midio el patrón es de 1.3 GHz, con una resolución angular de 5° grados. En la simulación el ancho de haz que presentó fue de 129° mientras que en la medición fue de 133° . Con respecto a la ganancia de la antena se obtuvo que la ganancia de la antena simulada y medida es de 9.19dB y 8.99dB respectivamente, en la Fig 4.6 se muestra el comportamiento de la ganancia en dB en diferentes frecuencias, manteniendo .

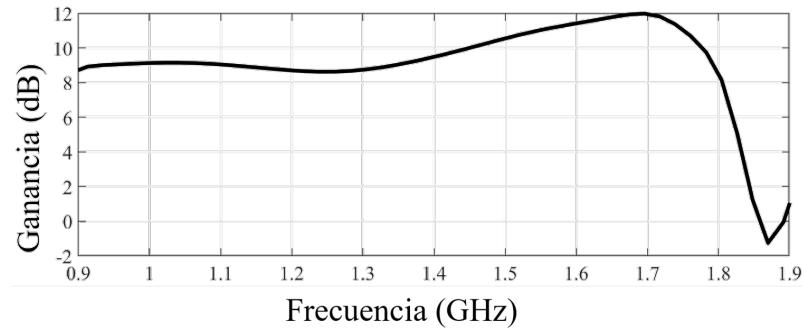


Figura 4.6: Simulación Ganancia Vs Frecuencia

En la Fig. 4.7 se muestra la ganancia de la antena propuesta tanto en su polarización izquierda como derecha. La grafica presenta un máximo punto de 9.05 dB en la grafica LHCP, mientras que la grafica RHCP no alcanza superar los 0 dB, donde comprobamos que la antena tiene polarización circular izquierda.

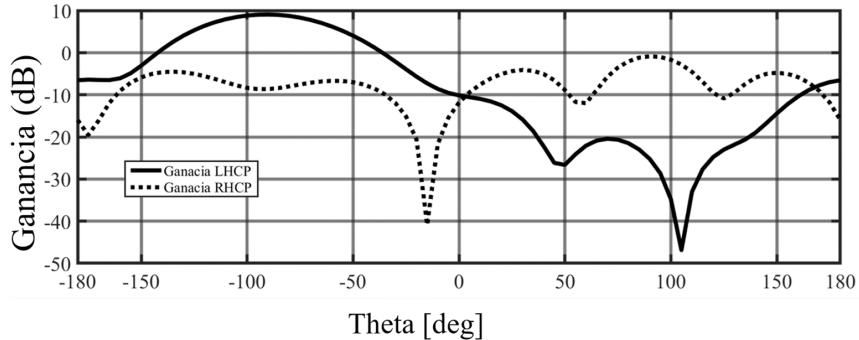


Figura 4.7: Simulación Ganancia LHCP y RHCP

4.2.4. Balance de los parametros de la antena

En la Tabla 4.1 se muestran un resumen de los resultados experimentales de la antena propuesta así como la comparación con antenas previamente reportadas. Se puede ver que la antena propuesta tiene menor ancho de banda fraccional de perdidas por regreso, menor ancho de banda fraccional de relación axial pero es 83 % más pequeña y con mas ganancia que la antena reportada en [8]. De la misma tabla se puede ver que la antena con meandros tiene menor ganancia pero mejor FBW de perdidas por retorno, mejor FBW de relación axial y es 64 % más pequeña que la antena propuesta en [9]. También se puede ver que la antena con meandros tiene menor volumen y mejor FBW de perdidas por retorno y de relación axial que las antenas propuestas en [11].Finalmente, la antena con meandros es 16 % más pequeña, con mayor FBW de pérdidas por retorno, mejor FBW de relación axial y mejor ganancia que la antena propuesta en [12]. En la Fig se muestra una comparación de tamaño de una antena helicoidal circular de Kraus y la antena propuesta.

Tabla 4.1: Comparación de la antena propuesta vs antenas reportadas

| Ref. | f_0 (GHz) | FBW (S_{11} -10dB) | AR (AR<-3dB) | BandWidth | Gain (dB) | Volume (λ_0^3) |
|--------------|-------------|-----------------------|-----------------|-----------|-----------|-----------------------------|
| [18] | 10.1 | 54 % | 34 % | | 8 | 0.11 |
| [19] | 10 | 34 % | 20 % | | 12.6 | 0.05018 |
| [20] | 2.5 | 20.4 % | 25 % | | 10 | 0.16128 |
| [21] | 2.4 | 25 % | 27.45 % | | 9 | 0.0488 |
| [21] | 2.4 | 36.73 % | 29.78 % | | 8 | 0.02337 |
| [21] | 2.4 | 16.66 % | 18.18 % | | 10 | 0.7811 |
| [24] | 12 | 41.7 % | 34.2 % | | 7 | 0.0213 |
| This Work | 1.35 | 45.01 % | 30.04 % | | 8.99 | 0.01789 |

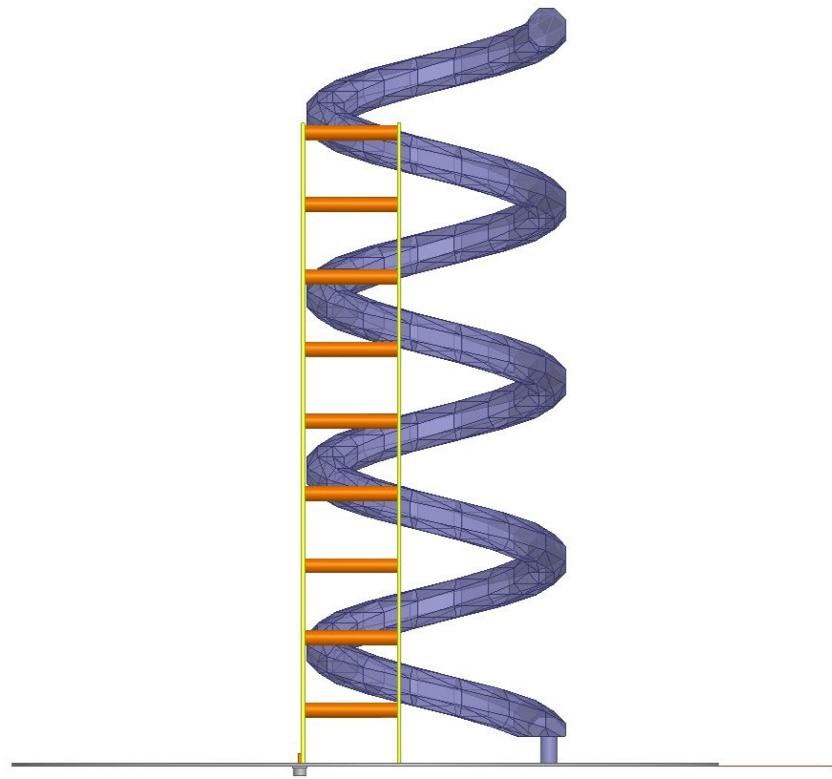


Figura 4.8: Comparación de tamaño de la antena helicoidal

Capítulo 5

Conclusiones

En esta tesis se presentó una nueva antena helicoidal miniaturizada con hélices impresas en forma de meandro basada en la reducción de su sección transversal aparente.

La antena propuesta de tamaño reducido consistió en dos placas de material dieléctrica sobre las cuales yacen tiras de material conductor en forma de meandro. Ambas placas están separadas por una capa de dieléctrico e interconectadas por alambres de cobre llamados via-hole. La antena también posee un conector coaxial para su alimentación y un reflector metálico en forma de disco. Además, la antena tiene una red de acoplamiento formada por dos líneas perpendiculares que sirven para acoplar las hélices y el conector coaxial.

Se presentó la metodología para su diseño y construcción de la antena, así como también se muestran los resultados de diseño, fabricación y caracterización de un prototipo con cuatro vueltas y frecuencia central de 1.3 GHz. De la medición se obtuvo que la antena propuesta exhibe una reducción de tamaño del $0.01789\lambda^3$, perdidas por regreso menores a -10 dB en el rango que va de 1.05 a 1.66 GHz, la ganancia igual a 9.8.99 dB y relación axial entre 1dB y 3dB para las frecuencias que van de 0.99GHz a 1.34GHz.

Bibliografía

- [1] Sergio Gallardo Vázquez. *Elementos de sistemas de telecomunicaciones*. Ediciones Paraninfo, SA, 2015.
- [2] R.L. Yadava. *Antenna and Wave Propagation*. PHI Learning Private Limited, 2011.
- [3] John D Kraus. *Antennas*, second, 1988.
- [4] Ángel Cardama Aznar, Jordi Romeu Robert, Juan Manuel Rius Casals, Lluís Jofre Roca, Sebastián Blanch Boris, and Miguel Ferrando Bataller. *Antenas*, volume 3. Univ. Politèc. de Catalunya, 2004.
- [5] J. Volakis. *Antenna Engineering Handbook*. McGraw-Hill Education, 2018.
- [6] Constantine A Balanis. *Antenna theory: analysis and design*. Wiley-Interscience, 2005.
- [7] J. C. Cardoso and A. Safaai-Jazi. Spherical helical antenna with circular polarisation over a broad beam. *Electronics Letters*, 29(4):325–326, Feb 1993.
- [8] H. T. Hui, E. K. N. Yung, C. L. Law, Y. S. Koh, and W. L. Koh. Design of a small and low-profile 2/spl times/2 hemispherical helical antenna array for mobile satellite communications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 52(1):346–348, Jan 2004.
- [9] Yingbo Zhang and H. T. Hui. A printed hemispherical helical antenna for gps receivers. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 15(1):10–12, Jan 2005.
- [10] J. C. Louvigne, A. Sharaiha, and D. Thouroude. Broadband compact printed quadrifilar helical antenna for balloon campaign applications. *Electronics Letters*, 38(17):944–945, Aug 2002.
- [11] H. T. Hui, K. Y. Chan, and E. K. N. Yung. The low-profile hemispherical helical antenna with circular polarization radiation over a wide angular range. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(6):1415–1418, June 2003.

- [12] J. C. Louvigne, A. Sharaiha, and D. Thouroude. Broadband compact printed quadrifilar helical antenna for balloon campaign applications. *Electronics Letters*, 38(17):944–945, Aug 2002.
- [13] J. C. Louvigne and A. Sharaiha. Broadband tapered printed quadrifilar helical antenna. *Electronics Letters*, 37(15):932–933, July 2001.
- [14] J. D. Kraus. A helical-beam antenna without a ground plane. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 37(2):45–, April 1995.
- [15] K. Noguchi, S. I. Betsudan, T. Katagi, and M. Mizusawa. A compact broad-band helical antenna with two-wire helix. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(9):2176–2181, Sep. 2003.
- [16] T-F Huang. Methodology of external dual-band printed helix design. In *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 1, pages 458–461. IEEE, 2005.
- [17] Haijiang Ma and HY David Yang. Miniaturized integrated folded helical antennas. In *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, pages 753–756. IEEE, 2011.
- [18] Zhuozhu Chen and Zhongxiang Shen. Planar helical antenna of circular polarization. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(10):4315–4323, 2015.
- [19] Aneesh Chowdary Kommalapati, Chen Zhao, and Sheel Aditya. A printed planar helix antenna. In *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pages 1–4. IEEE, 2015.
- [20] Jin Huang, Zhenghui Xue, Wu Ren, and Weiming Li. The low-profile end-fire antenna with circular polarization at s band. In *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pages 2009–2010. IEEE, 2017.
- [21] W. Alshrafi, A. Al-Bassam, C. Culotta-Lopez, and D. Heberling. Printed yagi-helix antennas. In *Loughborough Antennas Propagation Conference (LAPC 2017)*, pages 1–4, Nov 2017.
- [22] ieee. Ieee standard definitions of terms for antennas. *IEEE Std 145-1983*, pages 1–31, June 1983.
- [23] H. King and J. Wong. Characteristics of 1 to 8 wavelength uniform helical antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 28(2):291–296, March 1980.

- [24] Yongyan Du and Falin Liu. A novel broadband circularly polarized microstrip helical antenna. In *2008 8th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory*, pages 374–376. IEEE, 2008.