DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA ANTENA CON REDUCCIÓN DE VOLUMEN A 2.45 GHZ PARA APLICACIONES DE HIPERTERMIA

CARLOS ANDRÉS LINARES LÓPEZ

REALIZADO CON LA ASESORÍA DE:

HECTOR FABIÁN GUARNIZO MENDEZ

UNIVERSIDAD EL BOSQUE FACULTAD DE INGENIERÍA PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA DICIEMBRE, 2022 UNIVERSIDAD EL BOSQUE FACULTAD DE INGENIERÍA PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

ÁREA DE ÉNFASIS: TELECOMUNICACIONES

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA ANTENA CON REDUCCIÓN DE VOLUMEN A 2.45 GHZ PARA APLICACIONES DE HIPERTERMIA

CARLOS ANDRÉS LINARES LÓPEZ

REALIZADO CON LA ASESORÍA DE:

HECTOR FABIÁN GUARNIZO MENDEZ

Página de Aprobación. Inclusión de Acta de grado.

NOTA DE SALVEDAD

Según el artículo 37 del 14 de diciembre de 1989 del acuerdo 017, "La Universidad El Bosque, no se hace responsable de los conceptos emitidos por los investigadores en su trabajo, solo velará por el rigor científico, metodológico y ético del mismo en aras de la búsqueda de la verdad y la justicia".

DEDICATORIA

A mis padres Claudia López y Carlos Linares, por estar siempre apoyándome en cada segundo de mi vida y brindarme todo su amor y que sin ellos no sería la persona quien soy. A mi hermana Ana María Linares por brindarme su sabiduría y concejo en momentos difíciles.

Y en especial a mi hermana María Camila Linares por ser mi mentora durante gran parte de mi vida, aunque ya no este con nosotros sé que estas muy feliz al verme lograr culminar esta etapa, esto es por ti.

A Dios por brindarme la fuerza y paciencia para culminar mis logros.

AGRADECIMIENTOS

A mis compañeros y amigos de universidad Sebastián Barón, Camilo Andres Hernández Sterling, Andres Felipe Pinilla, Manuel Fernando Romero y Edgar Gregorio Pérez a quienes a pesar de que conocí a mitad de mi carrera me han enseñado a superarme y me han ayudado y apoyado en momentos difíciles.

Al profesor Héctor Fabián Guarnizo Méndez por el tiempo, la dedicación y la asesoría brindada no solo durante el desarrollo de este proyecto, sino también a lo largo de mi carrera.

RESUMEN

En el presente documento se presentaron tres diferentes métodos de reducción de volumen para dos tipos de antenas; antena monopolo (PCMA) y antena vivaldi antipoda (AVA). El método aplicado para reducir la antena PCMA fue el de modificaciones en el plano de tierra en donde se logró reducir en un 51.2% el área de la antena, también se consiguió que la antena fuera selectiva aumentando la ranura en el plano de tierra, generando una reducción en su ultra ancho de banda inicial de 8.93 GHz a 780 MHz y resonando a una frecuencia de 2.45GHz, esta reducción presentó una ganancia 0.1 dBi.

Para la antena AVA se implementaron dos métodos de reducción de volumen; el primero que se empleó fue por naturaleza de sustrato en donde se logró una reducción del 64% y se muestran tres frecuencias de resonancia a lo largo del ultra ancho de banda generado, en la cual la primera resuena a 2.81 GHz con un ancho de banda de 2.71 GHz. Las otras dos restantes resuenan a 7.79 GHz y 10.58 GHz con un ancho de banda de 2.3 GHz y 1.08 GHz respectivamente. Este método de reducción presentó una ganancia de 1.7 dBi.

En la segunda forma de reducción se implementó el método por simetría en donde la reducción lograda fue de un 38.4%, obteniendo un ultra ancho de banda de 11.98 GHz, en donde la primera frecuencia de resonancia se establece en 2.36 GHz y se obtiene una ganancia de -0.2 dBi.

Palabras Clave: Monopolo, vivaldi, reducción, ultra-ancho de banda,

ABSTRACT

In this document three different methods of volume reduction for two types of antennas were presented: monopole antenna (PCMA) and antipodal Vivaldi antenna (AVA). The method applied to reduce the PCMA antenna was that of modifications in the ground plane where the area of the antenna was reduced by 51.2%, it was also achieved that the antenna was selective by increasing the slot in the ground plane, increasing a reduction in its initial ultrabandwidth from 8.93 GHz to 780 MHz and resonating at a frequency of 2.45 GHz, this reduction presented a gain of 0.1 dBi.

For the AVA antenna two volume reduction methods are implemented; the first one that was used was due to the nature of the substrate, where a reduction of 64% was modified and three resonance frequencies were shown throughout the generated ultra-bandwidth, in which the first resonates at 2.81 GHz with a bandwidth 2.71 GHz. The remaining two resonate at 7.79 GHz and 10.58 GHz with a bandwidth of 2.3 GHz and 1.08 GHz respectively. This method of reduction presented a gain of 1.7 dBi.

In the second form of reduction, the symmetry method was implemented, where the reduction achieved was 38.4%, obtaining an ultra-bandwidth of 11.98 GHz, where the first resonance frequency is established at 2.36 GHz and a gain is obtained. -0.2dBi.

Keywords: monopole, vivaldi, reduction, ultra-bandwidth,

TABLA DE CONTENIDOS

| DEDICATORIA | | | | | |
|--|--|--|--|--|--|
| AGRADECIMIENTOS | | | | | |
| RESUMEN | | | | | |
| ABSTRACT | | | | | |
| LISTA DE TABLAS | | | | | |
| LISTA DE FIGURAS14 | | | | | |
| 1. INTRODUCCIÓN | | | | | |
| 2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA | | | | | |
| 2.1Antecedentes y Estado del Arte | | | | | |
| 2.1.1 Nivel Internacional | | | | | |
| 2.1.2 Nivel Nacional | | | | | |
| 2.2.Descripción y Formulación del Problema | | | | | |
| 2.2.1 Contexto | | | | | |
| 2.2.2 Manifestación | | | | | |
| 2.2.3 Causas | | | | | |
| 2.2.4 Efectos | | | | | |
| 2.2.5 Aspectos a solucionar | | | | | |
| 2.2.6 Solución Propuesta | | | | | |
| 2.3Justificación | | | | | |
| 2.4Objetivos | | | | | |
| 2.4.10bjetivo General | | | | | |
| 2.4.20bjetivos Específicos | | | | | |
| 2.5Alcance y Limitaciones del Proyecto | | | | | |

| 3. | MARCO DE REFER | ENCIA | 38 | | | |
|----|--------------------------------------|---|----|--|--|--|
| | 3.1Marco Teórico o | Conceptual | 38 | | | |
| | 3.1.1Características d | le antena | 38 | | | |
| | 3.1.1.1 Patrón | de radiación | 38 | | | |
| | 3.1.1.2 Densi | dad de potencia | 39 | | | |
| | 3.1.1.3 Imped | ancia de entrada | 39 | | | |
| | 3.1.1.4 Ancho | o de banda (Bandwidth (BW)) | 40 | | | |
| | 3.1.1.5 Eficie | ncia de radiación | 41 | | | |
| | 3.1.1.6 Ganar | cia directiva | 41 | | | |
| | 3.1.1.7 Apertu | ıra o ancho de haz | 42 | | | |
| | 3.1.1.8 Polari | zación | 42 | | | |
| | 3.1.1.9 Factor | de calidad | 43 | | | |
| | 3.1.2Antenas Monop | olares | 44 | | | |
| | 3.1.3Antena Vivaldi | | | | | |
| | 3.1.3.1 Típica | | | | | |
| | 3.1.3.2 Antena vivaldi Antípoda | | | | | |
| | 3.1.3.3 Diseño por ecuación: | | | | | |
| | 3.1.3.4 Diseño por elipses | | | | | |
| | 3.1.4Tecnología Sub | strate Integrated Waveguide | 51 | | | |
| | 3.1.4.1 Diseño de una estructura SIW | | | | | |
| | 3.1.5Tecnología mici | ocinta | 54 | | | |
| | 3.1.6Formas de alime | entación para una antena microstrip | 54 | | | |
| | 3.1.6.1.1 | Alimentación microcinta básica | 54 | | | |
| | 3.1.6.1.2 | Alimentación microcinta con protección superior | 55 | | | |
| | 3.1.6.1.3 | Alimentación microcinta con protección superior | 56 | | | |
| | 3.1.6.1.4 | Alimentación microcinta encapsulada | 56 | | | |
| | 3.1.6.1.5 | Alimentación por sonda coaxial | 57 | | | |
| | 3.1.6.1.6 | Alimentación por proximidad o por acople | | | | |
| | electro | omagnético | 57 | | | |
| | 3.1.6.1.7 | Alimentación Coplanar: | 58 | | | |
| | 3.1.7Técnicas de redu | acción de volumen | 59 | | | |
| | | 10 | | | | |

| | 3.1.7.1.1 | Reducción de volumen de antenas | 59 |
|----|------------------------|---|----|
| | 3.1.7.1.2 | Reducción de volumen por simetría | 59 |
| | 3.1.7.1.3 | Reducción de volumen utilizando metamateriales | 60 |
| | 3.1.7.1.4 | Reducción de volumen por naturaleza de sustrato | 62 |
| | 3.1.7.1.5 | Reducción de volumen por ranuras en el parche | 62 |
| | 3.1.7.1.6 | Reducción de volumen por el uso de cargas | |
| | concer | ntradas o distribuidas sobre el parche | 63 |
| | 3.1.7.1.7 | Reducción de volumen por forma del parche | 64 |
| | 3.1.7.1.8 | Reducción de volumen por el uso de estructuras | |
| | periód | icas EBG | 65 |
| | 3.1.7.1.9 | Reducción de volumen por modificaciones del plano | |
| | de tier | ra | 66 |
| | 3.1.7.1.10 | Reducción de volumen por pin de corto circuito | 67 |
| 4. | DESARROLLO DEL | PROYECTO DE GRADO | 68 |
| | 4.2.1Técnica de reduc | cción de volumen por modificación de plano de tierra | 70 |
| | 4.2.1.1Diseño antena | monopolo circular (PCMA) | 70 |
| | 4.2.1.2Reducción de | volumen antena PCMA | 74 |
| | 4.2.1.2.1 | Diseño alimentación microcinta | 75 |
| | 4.2.1.3Diseño antena | PCMA con reducción de volumen a 2.45GHz | 77 |
| | 4.2.2Técnica de redu | acción de volumen por naturaleza del sustrato y por | |
| | simetría | | 79 |
| | 4.2.2.1Diseño antena | antípoda vivaldi (AVA) | 79 |
| | 4.2.2.2Diseño de las 1 | anuras | 81 |
| | 4.2.2.3Diseño de tierr | a | 83 |
| | 4.2.2.4Diseño alimen | tación microcinta | 84 |
| | 4.2.3Técnica de reduc | cción de volumen antena vivaldi antípoda por naturaleza | |
| | del sustrato | | 87 |
| | 4.2.4Reducción de vo | lumen por simetría | 88 |
| | 4.2.4.1 Diseño | o de vías para el muro eléctrico | 89 |
| | 4.2.5Prototipos fabric | ados | 91 |
| 5 | RESULTADOS Y A | NÁLISIS DE RESULTADOS | 94 |

| | 5.1Resultados y análisis del parámetro S11, patrón de radiación 3D y 2D - | |
|---|---|-----|
| | PCMA | 94 |
| | 5.1.3 Resultados y análisis corrientes superficiales | 98 |
| | 5.2Resultados y análisis del parámetro S11, patrón de radiación 3D y 2D - | |
| | AVA | 105 |
| | 5.2.3 Resultados y análisis corrientes superficiales | 114 |
| 6 | CONCLUSIONES | 122 |
| 7 | RECOMENDACIONES | 123 |
| 8 | REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS | 124 |

LISTA DE TABLAS

| Tabla | Pág. |
|---|-------------|
| Tabla 1. Características de las antenas de acuerdo con los documentos consultados | 31 |
| Tabla 2.Características de las antenas de acuerdo con los documentos consultados | 32 |
| Tabla 3.Características de las antenas de acuerdo con los documentos consultados | 33 |
| Tabla 4.Características de las antenas de acuerdo con los documentos consultados | 34 |
| Tabla 5. Parámetros longitudinales [42] | 70 |
| Tabla 6. Parámetros longitudinales en mm de la antena con reducción de volumen | 74 |
| Tabla 7. Parámetros longitudinales en mm de la antena con reducción de volumen a 2.45GHz | 78 |
| Tabla 8. Variables dimensionales del diseño final de la antena vivaldi antipoda | 85 |
| Tabla 9. Variables dimensionales antena vivaldi antipoda con reducción de volumen naturaleza del sustrato | por 86 |
| Tabla 10. Variables dimensionales antena vivaldi antipoda con reducción de volumer simetría | ı por 89 |

LISTA DE FIGURAS

| Figura | Pág. |
|---|--------------|
| Figura 1. Patrón de radiación tridimensional [43] | 39 |
| Figura 2. Patrones de campo: (a) plano vertical o plano E y (b) plano horizontal o pl [44] 40 | lano H |
| Figura 3.Antena en modo de transmisión [43] | 41 |
| Figura 4. Apertura de haz [46] | 43 |
| Figura 5. Formas de polarización: (a) lineal; (b) elíptica; (c) circula [46] | 44 |
| Figura 6 Varios tipos de antenas monopolares impresas [49] | 46 |
| Figura 7. Diseño en sustrato de una antena vivaldi: a) vista superior, b) vista inferior vista 3D | r y c) 50 |
| Figura 8. Diseño de una antena vivaldi antípoda empleando el método por ecuación | [56]51 |
| Figura 9 Antena vivaldi diseñada por elipses [57] | 52 |
| Figura 10. Estructura de una SIW [58] | 53 |
| Figura 11. Un SIW y su equivalente rectangular | 53 |
| Figura 12 Construcción básica de una línea microcinta [44] | 55 |
| Figura 13. Dimensiones de una línea microcinta [46] | 56 |
| Figura 14. Línea microcinta con protección superior [62] | 56 |
| Figura 15. Stripline [62] | 57 |
| Figura 16 Línea microcinta encapsulada [62] | 57 |

| Figura 17. Alimentación por proximidad o por acople electromagnético [63] | 58 |
|---|-------------|
| Figura 18. Alimentación coplanar [64] | 59 |
| Figura 19. Primera antena de radiocomunicación [47] | 60 |
| Figura 20. Fotografías de la antena HM-Vivaldi fabricada. (a) Vista superior. | 61 |
| Figura 21. Antena tipo parche cuadrada con metamateriales en el plano de tierra [68] | 62 |
| Figura 22. Antena tipo L invertida miniaturizad con ranuras [31] | 63 |
| Figura 23. Antena de ranura en sustrato dieléctrico con cables de carga que rodean el espacio. (a) Vista superior. (b) Vista 3D ampliada alrededor de la ranura. [2] | 64 |
| Figura 24 Estructura básica de la antena en forma de H [75] | 65 |
| Figura 25. Estructura EBG doble capa, tipo hongo [77] | 66 |
| Figura 26. (a) Introducción de una ranura en el plano de tierra y (b) el modelo del circu equivalente simplificado para el defecto. Ic: corriente de conducción; Id: corriente de desplazamiento [78] | iito 67 |
| Figura 27. Geometría de la antena de parche con clavijas de cortocircuito para controla separación de frecuencia [80] | ır la 67 |
| Figura 28. Antena monopolar de ultra ancho de banda con alimentación coplanar [42] | 70 |
| Figura 29. Tira de tres coplanares [81] | 72 |
| Figura 30. Geometría de la antena con reducción de volumen acotada: (a) vista inferior vista superior | : (b) 74 |
| Figura 31. Antena parche miniaturizada sobre una estructura de plano de tierra irregula [84] 77 | ır |

| Figura 32. Geometría de la antena con reducción de volumen a 2.45GHz acotada: (a) vista | |
|--|---|
| inferior (b) vista superior 77 | |
| Figura 33. Antena vivaldi antípoda (AVA): (a) vista inferior (b) vista superior79 | |
| Figura 34. Herramienta Equation based Surface80 | |
| Figura 35. Antena Vivaldi Antipoda con ranuras con forma ondulatoria: (a) vista inferior | |
| (b) vista superior 81 | |
| Figura 36. Herramienta Equation based curve82 | |
| Figura 37. Antena Vivaldi Antípoda con plano de tierra:(a) vista inferior (b) vista superior 83 | |
| Figura 38. Antena Vivaldi Antipodal con alimentación microcinta:(a) vista inferior (b) vist | a |
| superior 84 | |
| Figura 39. Diseño final Antena Vivaldi Antipoda 85 | |
| Figura 40. Antena Vivaldi antípoda con reducción de volumen empleando la técnica por | |
| naturaleza del sustrato 87 | |
| Figura 41. Antena Vivaldi Antipodal con reducción de volumen empleando la técnica por | |
| simetría: a) vista superior, b)vista inferior 89 | |
| Figura 42. Prototipo 1 fabricado - Antena vivaldi antipoda original: (a) Vista superior, (b) | |
| Vista inferior 90 | |
| Figura 43. Prototipo 2 fabricado - Antena vivaldi antipoda con reducción de volumen por | |
| naturaleza del sustrato: (a) Vista superior (b) Vista inferior 91 | |
| Figura 44. Parámetro S11 antenas monopolo diseñadas: Azul – Antena original, Verde – | |
| Antena con reducción de volumen y Rojo – Antena con reducción de volumen a 2.45GHz 92 | |

Figura 45. Patrón de radiación 3D antenas monopolo diseñadas: a) Antena original; b) Antena con reducción de volumen; c) Antena con reducción de volumen a 2.45GHz 94

Figura 46. Patrón de radiación 2D antenas monopolo diseñadas: a) 0° y b) 90° (Azul – Antena original, Verde – Antena con reducción de volumen y Rojo – Antena con reducción de volumen a 2.45GHz) 95

Figura 47. Corrientes superficiales antena monopolar original para diferente fase: a) 0°, b) 40°, c) 80°, d) 120° y e) 170° 97

Figura 48. Corrientes superficiales antena monopolar con reducción de volumen paradiferente fase: a) 0°, b) 40°, c) 80°, d) 120° y e) 170°99

Figura 49. Corrientes superficiales antena monopolar con reducción de volumen a 2.45GHzpara diferente fase: a) 0°, b) 40°, c) 80°, d) 120° y e) 170°101

Figura 50. Parámetro S11 antenas vivaldi antípodas diseñadas: Azul – Antena Original, Verde – Antena con reducción de volumen por simetría y Rojo – Antena con reducción de volumen por naturaleza del sustrato 103

Figura 51. Patrón de radiación 3D antena vivaldi antípoda original: a) 2.45 GHz y b) 7.79 GHz 104

Figura 52. Patrón de radiación 3D antena vivaldi antípoda con reducción de volumen porsimetría: a) 2.36 GHz, b) 2.45 GHz, c) 3.56 GHz y d) 7.56 GHz105

Figura 53. Patrón de radiación 3D antena vivaldi antípoda con reducción de volumen pornaturaleza del sustrato: a) 2.45 GHz, b) 2.81 GHz, c) 7.79 GHz y d) 10.58106

Figura 54. Patrón de radiación 2D antena vivaldi antípoda original: a) 0° y b) 90° (Azul -2.45 GHz - Rojo - 7.79 GHz)107

Figura 55. Patrón de radiación 2D antena vivaldi antípoda con reducción de volumen por simetría: a) 0° y b) 90° (Azul - 2.36 GHz – Verde – 2.45 GHz - Rojo – 3.56 GHz - Naranja – 7.56 GHz) 108 Figura 56. Patrón de radiación 2D antena vivaldi antípoda con reducción de volumen por naturaleza del sustrato: a) 0° y b) 90° (Azul - 2.45 GHz – Verde –2.81 GHz - Rojo – 7.79 GHz y Naranja – 10.58) 109

Figura 57. Corrientes superficiales antena vivaldi antípoda original con diferentes ángulos de fase: a) 0°, b) 40°, c) 80°, d) 120° y e) 170° 112

Figura 58. Corrientes superficiales antena vivaldi antipodal con reducción de volumen por simetría a diferentes ángulos de fase: a) 0°, b) 40°, c) 80°, d) 120° y e) 170° 113

Figura 59. Corrientes superficiales antena vivaldi antipodal con reducción de volumen por naturaleza del sustrato a diferentes ángulos: a) 0°, b) 40°, c) 80°, d) 120° y e) 170° 115

Figura 60. Parámetro S11 antenas vivaldi antípodas Original: Azul – Antena Diseñada y Rojo – Antena Fabricada 116

Figura 61. Parámetro S11 antenas vivaldi antípodas con reducción de volumen pornaturaleza del sustrato: Verde – Antena Diseñada y Rojo – Antena Fabricada117

1. INTRODUCCIÓN

En Colombia, la ocurrencia de cáncer de mama entre el género femenino (por cada 100.000 habitantes) en 2018 fue del 44,1% y la tasa de mortalidad por esta enfermedad es del 11,9%. Actualmente existen diversos tratamientos contra el cáncer, entre ellos la hipertermia usando ondas electromagnéticas. La hipertermia se define como el aumento de la temperatura corporal por encima de 40°C a 45°C por medios externos. En la implementación de la hipertermia usando ondas electromagnéticas uno de los objetivos es detener el proceso de reproducción de las células cancerígenas, buscando así mejorar la calidad de vida de las personas. En la hipertermia por ondas electromagnéticas, el aplicador es una parte importante para obtener una respuesta positiva al tratamiento.

En el contexto anterior, el grupo de investigación de electromagnetismo, salud y calidad de vida del programa de ingeniería electrónica (Universidad El Bosque), el Grupo de investigación en electrónica de alta frecuencia y telecomunicaciones (Universidad Nacional de Colombia, Sede Bogotá) y grupo de investigación Solsytec (Universidad de San Buenaventura, sede Bogotá) están desarrollando un proyecto titulado "Desarrollo de un sistema de hipertermia da frecuencia de microondas para el tratamiento de cáncer de mama con monitoreo de temperatura", este proyecto cuenta con financiamiento de una convocatoria de Colciencias del año 2.019.

En el proyecto aprobado por la convocatoria de Colciencias 2.019 se utilizarán o implementarán diferentes aplicadores, uno de los cuales será diseñado e implementado en este proyecto de grado. El aplicador diseñado e implementado en este proyecto de grado es una antena cuyo volumen de área se reduce a 2.45 GHz. Esta antena de tamaño reducido es el primer paso en el diseño e implementación de un arreglo de antenas (este arreglo de antenas se desarrollará en un proyecto futuro). Las características de la antena reducida se describen en la sección de requisitos.

2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

2.1 Antecedentes y Estado del Arte

2.1.1 Nivel Internacional

Uras en [1] presenta una antena de tipo microcinta implantable cubierta (IMS, Implantable Microstrip Sandwiched) en forma de espiral, esta antena puede ser implementada en sistemas de comunicaciones de biotelemetría. Con el fin de miniaturizar la antena se utilizó un pin de corto circuito (Shorting Pin (SP)) que conecta el elemento radiante al plano de tierra (Ground Plane (GP)). Para evitar el contacto con la piel se utilizó el sustrato Rogers 3210. La antena tiene 2 frecuencias de operación 402 MHz y 2.4 GHz. La ganancia de la antena está en el rango de -1.36 a 4.13 dBi.

Ghosh en [2] presenta una técnica de miniaturización basada en carga de alambre para antenas planares tipo ranuras. En este trabajo se consideraron dos casos. Primero se consideró una antena de ranura en sustrato dieléctrico y en segundo lugar se consideró una antena de ranura en el plano de tierra. La frecuencia de operación y la ganancia de la primera antena fueron de 2.32GHz y 0.6 dBi respectivamente, La reducción de volumen de la antena fue de 28.83%. Para la segunda antena la frecuencia de operación y la ganancia fueron 3.77GHz y 2.3dBi respectivamente, La reducción de volumen de 45.25%.

Liu en [3] presenta una nueva antena fractal implantable. Esta antena funciona en las bandas de frecuencia dual de la banda de servicios de comunicación de implantes médicos (Medical Implant Communication Services (MICS)) (402-405 MHz) con un ancho de banda de 79 MHz (364-443 MHz) y en la banda industrial, científica y médica (Industrial, Scientific and Medical (IMS)) (2.4-2.48 GHz) con un ancho de banda de 220 MHz (2.33-2.55 GHz) con ganancias de -32.8 dBi y -34.3 dBi respectivamente. Con el fin de miniaturizar la antena se utilizó la curva fractal de Hilbert. La tecnología de curva fractal consiste en aumentar su perímetro manteniéndola confinada en una misma área.

AI-008-101

Arifin en [4] presenta una antena parche ranurada de banda ultra ancha en miniatura (Ultrawideband (UWB)). La antena fue diseñada para un endoscopio de capsula inalámbrico (Wireless Capsule Endoscope (WCE)). Para la miniaturización de la antena utilizaron dos técnicas: el uso de sustrato dieléctrico de alta permitividad y el alargamiento de la ruta de flujo de corriente en la superficie del parche. La frecuencia de resonancia de la antena es 8.36 GHz y el ancho de banda a -10 dBi es 500 MHz. En el diseño de la antena fue utilizando un sustrato Roger R03010.

Chow en [5] presenta una antena bucle parcialmente incrustada. La frecuencia de operación de la antena fue 2.4 GHz y la ganancia -18.45 dBi. Para la miniaturización de la antena se utilizó paquetes de cerámica combinada de baja temperatura (Low Temperatura Co-fired Ceramics (LTCC)), la cual proporciona un alto dieléctrico que permite la miniaturización. La antena se ha diseñado para ser implementada en un sistema de telemetría utilizando un sistema inalámbrico en miniatura implantado en el tejido ocular.

Lee en [6] muestra una antena tipo parche miniaturizada de doble banda (2.4/4.8 GHz). Para miniaturizar la antena fue empleando un sustrato Rogers TMM13i y fueron serpenteados los caminos de forma de E. Para esta antena se logró un porcentaje de miniaturización de un 63%. La antena es implementada en un implante cerebral pasivo.

Martínez en [7] presenta una técnica para reducir el volumen de una antena con respaldo de cavidad de guía de onda integrada de sustrato (Substrate integrated waveguide (SIW)). Esta antena con respaldo de cavidad diseñada fue fabricada y medida, obteniendo: frecuencia central de 3.67 GHz, -10dBi de ancho de banda fraccional (fractional bandwidth (FBW)) de 0.7%, una ganancia de 4.46 dBi y relación frontal-posterior (front-to-back ratio (FTBR)) de 14 dBi en la dirección máxima de radiación Para reducir el volumen de antena fue utilizado un elemento capacitivo, La reducción de volumen lograda fue de alrededor del 50 % con esta técnica se logró una reducción de casi el 50%.

Hong en [8] muestra una técnica para reducir las dimensiones de la cavidad de una antena ranura con respaldo de cavidad (cavity-backed slot antenna (CBSA)), la cual fue diseñada para resonar a 2.25 GHz, la ganancia de la antena crece conforme se aumenta el número de líneas de meandro y la profundidad de la cavidad logrando una ganancia máxima de 3.5 dBi, se utilizó sustrato Rogers RO4003 para su fabricación. La técnica de miniaturización utilizada en esta antena consiste en reemplazar el metal solido por un patrón metálico especifico en una serie de líneas de banda paralelas puestas alrededor de la antena y luego este patrón metálico se modifica diseñando las bandas paralelas de una manera compacta con el fin de reducir las dimensiones generales de la antena, con esta técnica se consiguió una reducción del 65%.

Al Islam en [9] presenta una antena dipolo ranura flexible implantable en el cuerpo, la cual opera en la banda industrial, científica y médica (Industrial, Scientific, and Medical (ISM)) (2.4 - 2.4835 GHz) para aplicaciones biomédicas teniendo una ganancia de -42.41 dBi, para su fabricación se utilizó sustrato Poliimida.

Nostari en [10] presenta 2 nuevos métodos para reducir el tamaño y aumentar el ancho de banda (bandwidth (BW)) de un tipo de antenas ranura miniaturizadas. Las técnicas utilizadas fueron el acoplamiento parasito y la carga inductiva con el fin de lograr un mayor ancho de banda y una mayor reducción de tamaño. Se diseñaron dos prototipos; una antena de doble resonancia que resuenan a 850 MHz y otra antena cargada inductivamente de 1GHz, con estas antenas se obtuvieron ganancias de 1.7 dBi y 0.8 dBi respectivamente.

La técnica de acoplamiento parasito consiste en colocar dos antenas muy cerca una de la otra creando un fuerte acoplamiento entre las antenas, este acoplamiento es una mezcla de acoplamientos eléctricos y magnéticos que se contrarrestan entre sí.

La técnica de carga inductiva consiste en insertar varios inductores en serie en la línea de transmisión. Para realizar una línea de ranura con mayor inductancia por unidad de longitud, se puede colocar una serie de líneas de ranura distribuidas, en corto y estrechas a lo largo del segmento de la antena de ranura.

AI-008-101

En [11] Azadegan presenta una aplicación virtual de la condición de frontera (Boundary Condition (BC)) al final de una antena de ranura, reduciendo el área ocupada por la antena resonante. Asimismo, muestra un procedimiento para diseñar antenas de ranura de cualquier tamaño arbitrario, dependiendo de la aplicación, obteniendo una ganancia de -3 dBi con una frecuencia de 300MHz. Se diseñó una antena ranura a 300MHz, para este prototipo se consideró un sustrato de constante dieléctrica $\epsilon_r = 2.2$, con el fin de que el material dieléctrico no contribuyera a la miniaturización de la antena. Una tangente de perdida de $tan tan \delta_a = 10^{-3}$ y un espesor de 0.787 mm.

En [12] Das presenta una antena multibanda para dispositivos implantables e ingeribles. Se utilizó una ranura en el plano de tierra en forma de T para sintonizar la antena. Además, la antena está envuelta dentro de un prototipo de cápsula impresa en 3D. La antena propuesta maneja las tres siguientes bandas: servicio de comunicación médica implantada (medical implanted communication service (MICS)) de 402 a 405 MHz, la banda del mediocampo de 1.45-1.6GHz y la banda industrial, científica y médica (industrial, Scientific and medical (ISM)) de 2.4 - 2.45 GHz para telemetría o monitoreo inalámbrico.

Por medio de la ranura en el plano de tierra se puede mejorar la ganancia y el ancho de banda de la antena. La antena propuesta se asemeja a una antena tipo parche con ranura en el plano de tierra. Se utilizó Poliamida como sustrato y supersustrato, esta tiene una permitividad de $\epsilon_r = 4.3$ con una tangente de perdida de *tan tan* $\delta_a = 0.004$ y un espesor de 0.025 mm.

En [13] Rodríguez presenta un diseño de antena (hibrido Rat-race miniaturizado) en el cual se utilizó la metodología de curvas de llenado fractales; esta técnica de miniaturización tiene la característica de aumentar su perímetro manteniéndose confinadas en la misma área. En este trabajo es lograda una miniaturización del 73% a 2.56 GHz. Con esta técnica se produjo un porcentaje de miniaturización entre el 73 y 68%.

En [14] Shao presenta una antena F invertida plana de microcinta diferencial (differentiallydriven microstrip Planar inverted F antenna (DD-PIFA)), se diseñó en sustrato FR4 ($\epsilon_r =$ 4.4, tan tan $\delta_a = 0.02$). El parche y el plano de tierra están impresos en las superficies superior e inferior del sustrato. El parche es separado en dos mitades, el ancho de banda

LINARES LÓPEZ

medido para esta antena es de 36.8MHz y la ganancia medida fue de -6.8 dBi. Con este diseño se logró reducir en un 36% el tamaño de la antena.

En [15] Su presenta una antena holográfica de onda superficial miniaturizada. Para lograr la reducción de la antena se utiliza la técnica del conductor magnético perfecto de truncamiento (perfect magnetic conductor (PMC)) con esta técnica se logra una reducción del 82.4% y una ganancia de 3.61 dBi. La antena se diseñó para funcionar a 20GHz, se utilizó sustrato Duroid 6010 con un espesor de 0.635 mm y una constante dieléctrica $\epsilon_r = 10.2$.

En [16] Zhu presenta una antena dipolo magnetoeléctrico de polarización dual miniaturizada. Para lograr la reducción de la antena se truncan las esquinas de los dipolos eléctricos planos. La altura de las paredes que rodean al dipolo se ajusta para obtener una ganancia estable. La antena cuenta con un ancho de banda de operación de 698 a 960 MHz y una ganancia que varía entre 7.82 a 8.7 dBi. Esta antena fue diseñada para la aplicación de estación base celular.

En [17] Gao presenta el diseño de una antena UWB de ranura circular. La reducción de la antena se logra mediante el método de medio corte y el ajuste de VSWR. La antena opera en un ancho de banda de 3.1 a 10.6 GHz. Esta antena satisface los requisitos de los sistemas de comunicación inalámbricos.

En [18] Palomares-Caballero presenta el diseño de una matriz de antenas helicoidales en modo axial basadas en simetrías superiores. Estas simetrías superiores permiten para una frecuencia dada la miniaturización de la antena. La antena trabaja en una frecuencia de 2.4 GHz y utilizando esta técnica se logró una reducción del 24%.

En [19] Lin presenta una antena multimodo espiral miniaturizada. La antena funciona en la banda de recepción de televisión digital (470-862 MHz) con una ganancia variable de 19 a 12 dBi. La antena está fabricada sobre un sustrato FR4 con un grosor de 0.4 mm, ella está alimentada por una línea microcinta de 0.8mm. La antena cuenta con siete caminos en forma de espiral, cada camino tiene un ancho y una separación de 0.3 mm, tiene dos parches

rectangulares de 5.4 x 6.6 y 4 x 2.6 mm y un plano de tierra de 30 x 20 mm. La antena tiene un volumen de 30 x 20 x 0.4 mm^3 .

En [20] Long presenta una antena dipolo simple de banda VHF miniaturizada. La antena opera en una frecuencia de 220 MHz y esta antena tiene una ganancia máxima de 1.72 dBi., La antena se diseña en una tubería de teflón, la cual se utiliza para soportar el resorte. Este resorte se envuelve alrededor de la superficie del tubo de teflón. Para reducir aún más el tamaño, se inserta una estructura centro simétrica en el tubo de teflón. El porcentaje de reducción de la antena fue de un 18.6%.

En [21] Kfa presenta una antena tipo microcinta multiresonante. La antena opera en una frecuencia de 4.2 GHz y tiene una ganancia de aproximadamente -10 dBi. Se realizó una antena serpenteante por medio de una cinta delgada $YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$ sobre un sustrato LA103 monocristalino de alta permitividad lo que permite reducir el tamaño. Para lograr una mejor eficiencia en la antena se aplicó material superconductor.

En [22] Nagail presenta una estructura de antena superdirectiva. La antena tiene frecuencia de 900 MHz y una ganancia de 3.6 dBi. Para la miniaturización se tiene en cuenta la impedancia de entrada, la reactancia de entrada y el número de elementos ya que estos parámetros determinan el tamaño de la antena.

En [23] Tran presenta una técnica de miniaturización por separación de aire para antenas de guía de onda. Esta técnica de miniaturización combina el llenado dieléctrico el cual permite reducir los elementos de una antena de guía de onda, con la técnica de emparejamiento de AIRGAP. La antena tiene una frecuencia de 1.6 GHz y una ganancia de -20 dBi.

En [24] Ivrissimtzis presenta una antena tipo tira (strip) coplanar. Para la miniaturización se usó superconductores de alta temperatura (High temperature superconductors (HTS)) que permiten la miniaturización mediante la reducción de la disipación, el uso de HTS permite tener una alta eficiencia y ganancia. La antena cuenta con una frecuencia de 1GHz y una ganancia de aproximadamente de -5 dBi y se logró una reducción de más del 60%.

AI-008-101

En [25] Kogiso presenta un método para miniaturizar una antena Wullenweber. Para reducir la dimensión de la antena se redujo el número de elementos dentro de esta. Inicialmente se diseñó una antena de 5m con una cantidad de elementos N= 90, después se redujo a 1m con una cantidad de elementos N=20. La antena está diseñada para una frecuencia de 1GHz. En [26] Hwang presenta una técnica de miniaturización en antenas planas de circuito impreso mediante sustrato de alta permitividad ($\varepsilon_r = 38,80$). Se implemento esta técnica para tres tipos de antenas: la antena F invertida plana (planar inverted-F antenna (PIFA)), la antena microcinta y la antena de resonador dieléctrico (dielectric resonator (DR)); se obtuvieron las siguientes ganancias respectivamente: 7.0 dBi, 5.3 dBi y 6.9 dBi. La frecuencia de operación de cada antena fue de 1.8 GHz. Utilizando el mismo sustrato para las tres antenas se obtuvieron las siguientes dimensiones: para la antena PIFA 16.8 x 9.1 x 5.4 mm, para la antena microstrip 50 x 25 x 5.4 mm y para la antena DR 50 x 25 x 5.76 mm.

En [27] Takatori presenta una técnica de miniaturización de antenas de estación base mediante la técnica de antena adaptativa, la cual consiste en obtener el mayor rendimiento promedio especifico de tasa de error de bit (BER) con la menor cantidad de elementos. La antena implementada solo cuenta con 10 elementos y alcanza el promedio BER de 10^-5.

En [28] Nadan presenta una antena parche con alimentación de guía de onda coplanar (coplanar waveguide (CPW)). Se utiliza un sustrato compuesto, por medio de una estructura de espuma de cerámica multicapa, con el fin de optimizar las características eléctricas y dimensionales de la antena. La antena opera a una frecuencia de 10 GHz y una ganancia de -25 dBi, esta antena tiene las siguientes dimensiones: 95 µm x 2.7 mm.

En [29] Nishihara presenta una técnica de miniaturización para duplexores de antena de onda acústica de superficie. Para la miniaturización se usó un electrodo Al-Mg de capa única, ya que se puede controlar fácilmente el grosor del electrodo, adicional a lo anterior los filtros usados para el transmisor y receptor se combinaron en un solo chip permitiendo reducir más el tamaño de la antena. El porcentaje de reducción fue de aproximadamente un 35%, la antena

inicia contaba con las siguientes dimensiones: 9.5 x 7.5 x 2.0 mm³ y la nueva antena tiene las siguientes dimensiones 5.0 x 5.0 x 1.5 mm³. Esta diseña para una frecuencia entre 820 a 860 MHz.

En [30] Staub presenta algunas reglas básicas para miniaturización antenas dando pistas y pautas sobre antenas eficientes. Las principales estrategias para la miniaturización de antenas son:

- 1) Cargar la antena con elementos agrupados
- 2) Usar materiales dieléctricamente altos
- 3) Usar planos de tierra y cortocircuitos
- 4) Optimizar la geometría
- 5) Usar el entorno de la antena (como la carcasa) para reforzar la radiación
- 6) Combinar varias funcionalidades en la misma estructura

También plantea la opción de doblar la geometría de la antena o introducir obstáculos en sus partes conductoras con el fin de obligar a la corriente a serpentear para que las antenas parezcan eléctricamente más largas, es una forma de hacer que las antenas sean más pequeñas.

Otra opción es integrar las funciones de varias antenas en una sola estructura física, cubriendo dos o más bandas de frecuencia y/o varias polarizaciones y, por lo tanto, contar una antena miniaturizada compacta.

En [31] Osaki presenta una antena L invertida plegada terminada abierta con ranuras (folded inverted-L antenna (FILA)). Para la miniaturización de la antena se emplearon varias ranuras en la superficie de sustrato dieléctrico de cobre flexible revestible. La antena opera a una frecuencia de 1000 MHz.

En [32] Ul Haq presenta la miniaturización de antenas de banda ancha y ultra banda ancha (Ultra-wideband (UWB)). La técnica de miniaturización aplicada consiste en introducir dos tipos diferentes de topologías de plano de tierra, en forma de hendiduras rectangulares y elípticas debajo de la línea de alimentación. La antena opera en un rango de frecuencia UWB

de 3.1 a 10.6 GHz y una ganancia de 4 dBi. Aplicando la topología de hendiduras rectangulares se logró una tasa de miniaturización del 42% y con la topología elíptica se logró una reducción del 33%.

En [33] Takizawa presenta una antena de corbata de moño doblada cargada en el plano de tierra. La técnica de miniaturización consiste en cargar una ranura, obteniendo las siguientes dimensiones ancho de 1mm y un alto de 67.5 mm. La antena opera en un rango de frecuencia de 606 MHz a 3954 MHz.

En [34] Khan presenta una antena de resonador dieléctrico (dielectric resonator antenna (DRA)). La miniaturización se consigue usando la superficie del conductor magnético artificial (artificial magnetic conductor (AMC)). La antena opera en la frecuencia de 3.5 GHz con un ancho de banda de 200 MHz y una ganancia de 5.3 dBi, logrando una tasa de miniaturización del 85%.

En [35] Yin presenta una antena Vivaldi de medio modo (halfmode Vivaldi (HM-Vivaldi)) de banda ultra ancha (ultrawideband (UWB)), se miniaturiza mediante la teoría de imagen del espejo, según esta técnica, la corriente inducida en la pared eléctrica puede reemplazar la corriente de la imagen espejo del brazo radiante en su posición simétrica. Esta antena funciona a una frecuencia de 5.3 a 40 GHz y tiene una ganancia de 11 dBi, y logrando una tasa de reducción del 33%.

En [36] Ghosh presenta una antena microstrip ranurada para miniaturización, se cortaron tres ranuras consecutivas en el parche de la antena para lograr la miniaturización. La antena tiene un grosor de 1.6 mm y está diseñada con sustrato FR4. La antena opera a una frecuencia de 3.5 GHz con un ancho de banda de 760 MHz y tiene una ganancia de 0.67 dBi y se obtuvo una reducción del 73%.

En [37] Dhakshinamoorthi presenta la miniaturización de una antena tipo parche microcinta rectangular empleando un algoritmo genético. Esta técnica de miniaturización consiste en

LINARES LÓPEZ

una codificación binaria en donde 1 representa células conductas y 0 representa células no conductoras y el objetivo de emplear este algoritmo es maximizar el negativo de la perdida de retorno. La antena opera a una frecuencia de 2.4 GHz y se logró una tasa de reducción de 24.8%. En la figura 40 se puede ver la geometría de la antena.

En [38] Mejias-Morillo presenta una técnica de miniaturización de antenas 3D con Serpenteo Z, la antena fue fabricada con un sustrato ABS impreso en 3D y capas conductoras en la parte superior e inferior del sustrato. La antena tiene una frecuencia de resonancia de 4.6 GHz con una ganancia cercana a 6 dBi y una reducción del 8%. En la figura 41 se puede ver la estructura de la antena.

En [39] Le presenta una antena plana, compacta y de doble banda para aplicaciones de red inalámbrica de área corporal (wireless body-area network (WBAN)). La miniaturización se logra aumentando la inductancia y la capacitancia al cargar las líneas de serpenteo inductivas y la línea de hendidura. La antena opera en las bandas de 2.45 y 5.85 GHz con ganancias de 2.1 y 3.5 dBi respectivamente.

En [40] Valanarasi presenta una antena implantable tipo espiral para aplicaciones de biotelemetría. La utilizo la técnica de miniaturización en espiral y serpenteante acompañada de un pasador de cortocircuito. La antena propuesta posee una estructura serpenteada con un ancho variable de tira de metal, que a su vez cambia la reactancia inductiva y capacitiva que reduce la frecuencia de resonancia de la antena. La antena fue diseñada para dos bandas: servicios de telemetría medica inalámbrica (1.39 GHz – 1.42 GHz) y en la banda industrial, científica y médica (Industrial, Scientific and Medical (IMS)) (2.4-2.48 GHz).

En [41] Shalermchon presenta una antena vivaldi antipoda de ultra ancho de banda con una ranura en forma de onda en los extremos, está diseñada en un sustrato FR4 de $50x50 mm^2$. Las ondulaciones en sus extremos permiten mejorar la directividad y al seleccionar la longitud apropiada se mejora el coeficiente de reflexión y la ganancia. El ancho de banda que opera esta antena es de 1.63 GHz a 12 GHz y una ganancia de 9.34dBi. Diseñada para la detección del cáncer de mama.

En [42] Koohestani presenta una antena monopolo, la cual consiste en un parche en forma de cúpula y una alimentación coplanar de 50Ω , cuenta con un ancho de banda de 3,05 GHz hasta 12 GHz. Esta antena se implementó para estudio de la influencia que puede generar en el cuerpo humano, para este estudio se tomaron materiales dependientes de la frecuencia para modelar los tejidos de las extremidades.

| Referencia | Tipo de antena | Frecuencia de operación | Ancho de banda | Ganancia | Tipo de miniaturización | Volumen de reducción |
|------------|--------------------|--|------------------------|-----------------------|---|-------------------------|
| [1] | Microcinta | MICS:402- 405 MHz IMS: 2.4- 2.48GHz | - | 4.13 a -1.36 dBi | Shorting Pin (SP) | - |
| [2] | Planar | 2.32GHz-3.77 GHz | - | 0.6 dBi - 2.3 dBi | Carga de alambre | 28.83%- 45.25% |
| [3] | Fractal | MICS:402- 405 MHz IMS: 2.4- 2.48GHz | 79 MHz - 220 MHz | -32,8 y - 34.3 dBi | Curva fractal de Hilbert | - |
| [4] | Parche ranurado | 8.36 GHz | 500 MHz | - | Sustrato de alta permitividad y extensión de la ruta de flujo de corriente | - |
| [5] | Antena Bucle | 2.4 GHz | - | -18.45 dBi | paquetes de cerámica combinada de baja temperatura para un alto dieléctrico | - |
| [6] | Parche | 2.4/4.8 GHz | - | - | Sustrato Rogers TMM13i y línea Meander | 63% |
| [7] | Planar | 3.67 GHz | - | 4.46dBi | Reducción del sustrato | 50% |

Tabla 1. Características de las antenas de acuerdo con los documentos consultados

| [8] | antena ranura con respaldo de cavidad | 2.25 GHz | - | -30 dBi | reemplazar el metal solido por un patrón metálico especifico | 65% |
|------|---|----------------------|---|--------------------|--|-----|
| [9] | antena dipolo ranura flexible | IMS: 2.4- 2.48GHz | - | -42.41 dBi | - | - |
| [10] | antenas ranura | 850 MHz - 1GHz | - | 1.7 dB y 0.8 dB | acoplamiento parasito y la carga inductiva | - |

| Tabla 2. Caract | erísticas de las | s antenas de | acuerdo con los | documentos consultados |
|-----------------|------------------|--------------|-----------------|------------------------|
| | | | | |

| Referencia | Tipo de antena antena de | Frecuencia de operación 300MHz | Ancho de banda | Ganancia -3 dBi | Tipo de reducción de volumen condición de frontera (Boundary | Volumen de reducción |
|------------|--|---|----------------------|--------------------|--|-------------------------|
| [] | ranura | | | 5 (15) | Condition (BC)) | |
| [12] | antena tipo parche con ranura en el plano de tierra | MICS:402- 405 MHz IMS: 2.4- 2.48GHz 1.45-1.6 GHz | - | - | Modificación del plano de tierra y utilización de supersustrato | - |
| [13] | Antena Fractal | 2.56 GHz | - | - | Curvas de llenado fractales | 73% |
| | antena F invertida plana de microcinta | - | 36.8MH z | -6.8 dBi | - | 36% |
| | antena holográfica de onda superficial | 20GHz | - | 3.61 dBi | conductor magnético perfecto | 82.4% |
| [16] | antena dipolo magnetoeléctr ico | 698 a 960 MHz | - | 7.82 a 8.7 dBi | truncan las esquinas de los dipolos eléctricos planos | - |

| [17] | antena UWB de ranura circular | 3.1 a 10.6 GHz | - | - | conductor eléctrico perfecto | - |
|------|-------------------------------------|-------------------|---|--------------|--|-------|
| [18] | Antena helicoidal | 2.4 GHz | - | - | Simetrías superiores | 24% |
| [19] | antena multimodo espiral | 470-862 MHz | - | -19 a 12 dBi | - | - |
| [20] | antena dipolo simple | 220 MHz | - | 1.72 dBi | se inserta una estructura centro simétrica en el tubo de teflón | 18.6% |

Tabla 3. Características de las antenas de acuerdo con los documentos consultados

| Referencia | Tipo de antena | Frecuencia de operación | Ancho de banda | Ganancia | Tipo de reducción de volumen | Volumen de reducción |
|------------|---|----------------------------|----------------------|----------------------------------|---|----------------------|
| [21] | antena tipo microstrip multiresonant e | 4.2 GHz | - | -10 dBi | Línea Meander o serpenteada y un sustrato LA103 | - |
| [22] | - | 900 MHz | - | 3.6 dBi | impedancia de entrada y la reactancia de entrada | - |
| [23] | - | 1.6 GHz | - | -20 dBi | combina el llenado dieléctrico y el emparejamiento de AIRGAP | - |
| [24] | antena tipo strip coplanar | 1GHz | - | -5 dBi | Superconductor de alta temperatura | 60% |
| [25] | antena Wullenweber | 1GHz | - | - | se redujo el número de elementos dentro de la antena | - |
| [26] | antenas planas de circuito impreso | 1.8 GHz | - | 7.0 dBi, 5.3 dBi y 6.9 dBi | carga del sustrato de materiales de | - |

| | | | | | muy alta permitividad | |
|------|---|-------------------|---|---------|---|-----------|
| [28] | Antena parche | 10GHz | - | -25 dBi | sustrato compuesto | - |
| [29] | antena de onda acústica de superficie | 820 a 860 MHz | - | - | electrodo Al-Mg de capa única | 35% |
| [31] | antena L invertida pleagada | 1000 MHz | - | - | ranuras en la superficie de sustrato dieléctrico | - |
| [32] | Antena de banda ancha y ultra banda ancha (Ultra- wideband (UWB)) | 3.1 a 10.6 GHz | - | 4 dBi | introducir dos tipos diferentes de topologías de plano de tierra | 42% y 33% |

Tabla 4. Características de las antenas de acuerdo con los documentos consultados

| Referencia | Tipo de antena | Frecuencia de operación | Ancho de banda | Ganancia | Tipo de reducción de volumen | Volumen de reducción |
|------------|---|----------------------------|----------------------|----------|---|-------------------------|
| [33] | antena de corbata de moño doblada | 606 MHz a 3954 MHz | - | - | Carga de ranura | - |
| [34] | antena de resonador dieléctrico | 3.5 GHz | 200 MHz | 5.3 dBi | superficie del conductor magnético artificial | 85% |
| [35] | antena Vivaldi | 5.3 a 40 GHz | - | 11 dBi | teoría de imagen del espejo | 33% |
| [36] | antena microstrip ranurada | 3.5 GHz | 760 MHz | 0.67 dBi | Ranuras | 73% |
| [37] | parche microstrip rectangular | 2.4 GHz | - | - | algoritmo genético | 24.8% |
| [38] | Antena parche | 4.6 GHz | - | 6 dBi | Serpenteo Z | 8% |

| [39] | antena plana | 2.45 y 5.85 GHz | - | 2.1 y 3.5 dBi | aumentando la inductancia y la capacitancia | - |
|------|---------------------------------------|--|--------------|------------------|--|---|
| [40] | antena implantable tipo espiral | 1.39 GHz – 1.42 GHz y IMS: 2.4- 2.48GHz | - | - | espiral y serpenteante acompañada de un pasador de cortocircuito | - |
| [41] | Antena vivaldi antipodal | 1.63 GHz a 12 GHz | 10.37 GHz | 9.34dBi | - | - |
| [42] | Antena vivaldi antipodal | 1.63 GHz a 12 GHz | 10.37 GHz | 9.34dBi | - | - |

Como se puedo observar en la Tabla 1 se exhibieron diferentes tipos de antenas y sus diferentes técnicas de reducción de volumen. Luego de revisar cada uno de los artículos y compararlos entre sí, se escogieron dos artículos: el primero fue la antena vivaldi antipodal presentada en [41] debido a su complejidad ya que emplea diferentes ecuaciones para su construcción y también en virtud de su aplicación con respecto a la detección del cáncer de mama. La segunda antena seleccionada fue la presentada en [42] la cual es una antena monopolo con radios diferenciados, al ser una antena con un ultra ancho de banda y al ser estudiada para la implementación en el cuerpo humano, ya que es el objetivo principal del presente proyecto.

2.1.2 Nivel Nacional

2.2. Descripción y Formulación del Problema

2.2.1 Contexto

En el grupo de investigación de Electromagnetismo, Salud y Calidad de Vida, actualmente se está desarrollando un proyecto, con recursos destinados por Colciencias 2.019. En este proyecto, se está realizando un estudio para tratar el cáncer de mama a través de hipertermia

con ondas electromagnéticas. La hipertermia implica elevar la temperatura del cuerpo o de un tejido entre 36 y 45 °C.

Uno de los objetivos del proyecto es obtener un aplicador (antena) a través del cual la energía electromagnética emitida se absorba principalmente en la zona del tumor. En el desarrollo del proyecto se diseñarán e implementarán diferentes aplicadores.

2.2.2 Manifestación

En el uso de ondas electromagnéticas para tratar la hipertermia, uno de los principales desafíos es enfocar la energía electromagnética en la zona afectada por el cáncer, más que en los tejidos cercanos. De las simulaciones y mediciones realizadas, se puede apreciar que el nivel de energía electromagnética del tejido cercano al área afectada por el cáncer se acerca al nivel de energía electromagnética obtenido en el área afectada por el cáncer.

2.2.3 Causas

1. Los aplicadores en la actualidad utilizados no focalizan eficazmente la energía electromagnética en el área afectada por el cáncer.

2. La directividad de los aplicadores actuales no permite obtener una respuesta positiva al tratamiento de hipertermia mediante ondas electromagnéticas.

2.2.4 Efectos

1. Los tejidos cercanos al área cancerosa absorben cantidades significativas de energía electromagnética.

 Los tejidos cercanos al área afectada por el cáncer aumentan su temperatura entre 37 y 45 °C.

2.2.5 Aspectos a solucionar

El aspecto a solucionar es la directividad de los aplicadores, ya que los aplicadores actuales no permiten obtener una respuesta positiva al tratamiento de hipertermia mediante ondas electromagnéticas.

2.2.6 Solución Propuesta

Como solución se desarrollará una reducción del volumen del aplicador (antena) cuya frecuencia de operación es 2.45 GHz.

Como se mencionó anteriormente, se desarrollarán varios aplicadores (antenas), en el desarrollo del proyecto que realiza el equipo de investigación en electromagnetismo, salud y calidad de vida aprobado por Colciencias 2.019. En la hipertermia, la función o propósito del aplicador (antena) es irradiar energía electromagnética en la zona de la mama con el fin de aumentar la temperatura en el área afectada por el cáncer de 36 a 45°C. En los resultados obtenidos mediante la simulación y medición se observa que la energía electromagnética es absorbida por la zona afectada por el cáncer. Sin embargo, el tejido sano circundante también absorbe una gran cantidad de energía electromagnética, lo que no cumple con uno de los principales retos del tratamiento a través de la hipertermia utilizando ondas electromagnéticas.

Los tejidos sanos cercanos al área afectada por el cáncer absorben una gran cantidad de energía electromagnética porque la directividad de los aplicadores actuales no puede lograr de manera efectiva una respuesta positiva al tratamiento a alta temperatura utilizando ondas electromagnéticas. Este hecho indica que los tejidos cercanos al área afectada por el cáncer también sufran o la temperatura se elevara entre 36 y 45°C, lo que puede tener un impacto negativo en ellos, lo que también va en contra del objetivo del tratamiento con hipertermia.

2.3 Justificación

El presente proyecto de investigación se enfocará en el desarrollo de un prototipo de una antena con el fin de ser implementado para aplicaciones de hipertermia en el tratamiento del cáncer de mama, debido a que, al ser un método no invasivo no genera una intervención mayor en el cuerpo. Este trabajo permitirá mostrar que tan efectivas son las técnicas de reducción de volumen al ser implementadas en diseños de antenas con tecnología planar al medir sus parámetros fundamentales.
2.4 Objetivos

2.4.1 Objetivo General

Desarrollar un prototipo de aplicador radiación de ondas electromagnéticas en tecnología planar a 2.45 GHz para aplicaciones de hipertermia.

2.4.2 Objetivos Específicos

- 1. Diseñar dos prototipos de radiación de ondas electromagnéticas para aplicaciones de hipertermia.
- 2. Simular los dos prototipos del numeral anterior.
- 3. Implementar el prototipo seleccionado a partir de los numerales 1 y 2.
- Medir los parámetros fundamentales (coeficiente de reflexión, ancho de banda) del prototipo.

2.5 Alcance y Limitaciones del Proyecto

El alcance de este proyecto fue llevar a cabo el diseño e implementación de un prototipo de radiación para aplicaciones de hipertermia, desempeñando las siguientes condiciones: emplear uno o varias técnicas de reducción de volumen; que cuente con una adaptación dentro de la frecuencia de 2.45 GHz; determinar cada uno de los parámetros de la antena fabricada, como son adaptabilidad, ancho de banda y patrón de radiación.

3. MARCO DE REFERENCIA

3.1 Marco Teórico o Conceptual

3.1.1 Características de antena

En esta sección se determinarán algunos conceptos básicos con el fin de comprender el comportamiento que pueden tener las antenas que se van a describir dentro de este proyecto.

3.1.1.1 Patrón de radiación

Se define según [43] como una gráfica que representa el comportamiento del campo eléctrico y magnético de una antena de acuerdo con la variación del ángulo θ o ϕ de forma tridimensional como se puede ver en la Figura 1



Figura 1. Patrón de radiación tridimensional [43]

Una forma de evitar generar una gráfica tridimensional es trazar por separado los planos de la siguiente forma: en θ versus ϕ constante, formando un patrón vertical o patrón del plano E (Ver Figura 2a) y ϕ con $\theta = \frac{\pi}{2}$, generando un patrón horizontal o patrón H (Ver Figura 2b)



Figura 2. Patrones de campo: (a) plano vertical o plano E y (b) plano horizontal o plano H [44]

3.1.1.2 Densidad de potencia

Según [45] la densidad de potencia es la que se irradiada desde una antena o radiador hacia un punto en particular con una distancia R. Esta potencia se obtiene con la siguiente ecuación:

$$DP = \frac{Pt}{4\pi R^2} \tag{3.1}$$

Donde:

Pt = es la potencia total radiada por la antena (w)

 $4\pi R^2$ = es área de la esfera (m^2)

DP= densidad de potencia en un punto "P" a una distancia "R" del transmisor $(\frac{w}{m^2})$ No obstante, una antena real la potencia que esta genera se toma a partir del vector de Poynting, el cual se describe como la potencia instantánea media y se da en $\frac{watts}{m^2}$

3.1.1.3 Impedancia de entrada

Se establece que, en ausencia de una carga adicional, la relación entre el voltaje y la corriente se define como la impedancia de entrada (ver Figura 3). Sin embargo, generalmente esta impedancia se establece en función de la frecuencia. También existen otros factores que pueden alterar su impedancia como lo son la geometría, método de excitación y cercanía de objetos circundantes. La impedancia de una antena sin una carga adicional se define como

$$Z_A = R_A + jX_A \tag{3.2}$$

Donde:

 Z_A = impedancia de la antena en los terminales a-b (ohmios) R_A = resistencia de la antena en los terminales a-b (ohmios) X_A = reactancia de la antena en los terminales a-b(ohmios)

La parte resistiva de la ecuación (1) consta de dos componentes:

$$R_A = R_r + R_L \tag{3.3}$$

Donde:

 R_r = resistencia a la radiación de la antena

 R_L = resistencia a la pérdida de la antena



Figura 3. Antena en modo de transmisión [43]

3.1.1.4 Ancho de banda (Bandwidth (BW))

Como se mencionó en la sección 3.1.1.3, la impedancia se establece en función de la frecuencia. Para una antena el ancho de banda no se precisa de igual forma que en un circuito convencional, debido a que el ancho de banda funcional de una antena está limitado por ciertos factores que no se presentan en un circuito, como pueden ser geometría, dirección del patrón, modificación en la impedancia y ganancia. En antenas de tamaño reducido, la

impedancia de entrada de la antena se establece como parámetro para especificar el ancho de banda. Este ancho de banda también se puede establecer como la diferencia (Δf) entre la frecuencia más alta f_h y la frecuencia más baja f_l

3.1.1.5 Eficiencia de radiación

Es la relación que existe entre la potencia radiada por la antena y la potencia entregada en los terminales de entrada o también se puede decir que es la relación que existe entre la potencia radiada y la suma de la potencia radiada y la potencia disipada. Esta relación se establece en la siguiente ecuación

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_d} \times 100 \tag{3.4}$$

Donde:

 P_{rad} = potencia irradiada por la antena (watts)

 P_d = potencia disipada en la antena (watts)

La ecuación (3.4) también se puede expresar en términos de resistencia y corriente de la siguiente manera

$$\eta = \frac{I^2 R_r}{I^2 R_r + I^2 R_d} = \frac{I^2 R_r}{I^2 (R_r + R_d)} = \frac{R_r}{(R_r + R_d)}$$
(3.5)

La ecuación (3.5) permite establecer la eficiencia de radiación en función de la resistencia de radiación R_r y la resistencia efectiva de la antena R_d

3.1.1.6 Ganancia directiva

Se define como la capacidad de una antena para dirigir la potencia radiada en una dirección especifica. La ganancia directiva máxima de una antena se llama directividad y se establece por medio de siguiente ecuación

$$D = \frac{P}{P_{ref}} \tag{3.6}$$

Donde:

D = ganancia directiva (adimensional)

P = densidad de potencia en un punto, con determinada antena (watts/m²)

 P_{ref} = densidad de potencia en el mismo punto, con una antena de referencia (watts/m²)

3.1.1.7 Apertura o ancho de haz

Una antena al ser alimentada genera o emite una radiación en varias direcciones. Estas radiaciones se pueden tomar como aperturas de haz, que se define como el espacio angular existente entre dos puntos de -3dB acerca del patrón de radiación como se visualiza en la Figura 4. En esta figura se puede apreciar que la apertura mayor del haz forma un tipo de "globo grande" el cual recibe el nombre de lóbulo mayor y un "globo" más pequeño que tiene el nombre de lóbulo menor o posterior.



Figura 4. Apertura de haz [46]

Cabe mencionar que según [46], si la antena tiene una ganancia demasiado grande, en ancho del haz será menor. Para una antena isotrópica irradia por igual en todas las direcciones, lo que significa que obtiene una ganancia de unidad y un ancho de haz de 360° . En cambio, para una antena normal, se genera un ancho de 30° a 60° .

3.1.1.8 Polarización

En [46] la polarización se define simplemente como la dirección, magnitud y sentido que tiene el campo eléctrico que se irradia sobre una antena. Una antena se puede polarizar de tres formas:

- Linealmente
- Circularmente
- Elípticamente

Cuando el campo eléctrico de la antena genera una onda electromagnética en forma vertical u horizontal, esta se denomina polarización de acuerdo con su orientación, ya sea vertical u horizontal (ver Figura 5a). Si el campo eléctrico produce una onda en forma elíptica, esta se denomina como elípticamente polarizada (ver Figura 5b) y si el campo eléctrico generado por la antena, gira formando un círculo, se define como circularmente polarizada (ver Figura 5c).



Figura 5. Formas de polarización: (a) lineal; (b) elíptica; (c) circula [46]

3.1.1.9 Factor de calidad

En [47] se define para una antena como la relación que existe entre la potencia reactiva almacenada y la potencia radiada por la antena establecida por la siguiente ecuación

$$Q = \frac{\omega P_{react}}{P_{rad}} \tag{3.7}$$

También existe una relación entre el factor de calidad y al ancho de banda, en donde al obtener un valor de Q alto la antena tiende a ser más selectiva, lo que significa generar una respuesta más aguda en función de la frecuencia. Al obtener un valor bajo de Q, la antena es

menos selectiva, significando que esta puede operar en un mayor intervalo de frecuencias. Esta relación se establece por la siguiente la siguiente ecuación

$$Q = \frac{f_0}{Bw} \tag{3.8}$$

3.1.2 Antenas Monopolares

Este tipo de antenas tienen la característica de tener un ancho de banda bastante amplio, el cual oscila entre 3.1 GHz y 10.6 GHz convirtiéndolas en aspirantes para la implementación de la tecnología UWB. Además de poseer esta característica tienen un patrón de radiación omnidimensional, tienen un bajo costo, peso ligero y un tamaño pequeño. Debido a que estas antenas se pueden imprimir en sustratos que se emplean para circuitos impresos como el FR4, se pueden integrar con otros componentes dentro del mismo PCB, lo cual las hace una opción rentable para la implementación de la tecnología UWB.

Al ser la antena impresa se puede considera como una antena tipo microcinta, que se configura con un parche sobre el sustrato a implementar y donde su plano de tierra de respaldo está ubicado en el infinito [48]. Se puede pensar que más allá del sustrato a implementar existe un sustrato dieléctrico de aire muy grueso ($\varepsilon_r = 1$), permitiendo que con valor cercano a 1 se produzca un gran ancho de banda [49]. K.P. Ray también presenta en [49] diferentes configuraciones geométricas (ver Figura 6) que se pueden implementar en la fabricación de antenas monopolares impresas.



Figura 6 Varios tipos de antenas monopolares impresas [49]

Las diferentes configuraciones geométricas que se aprecian en la Figura 6 se clasifican en cinco grupos:

- Antena monopolar cuadrada impresa (*printed square monopole antenna* (PSMA))
- Antena monopolar rectangular impresa (*printed rectangular monopole antenna* (PRMA))
- Antena monopolar hexagonal impresa (*printed hexagonal monopole antenna* (PHMA))

- Antena monopolar circular impresa (*printed circular monopole antenna* (PCMA))
- Antena monopolar triangular impresa (*printed triangular monopole antenna* (PTMA))
- Antena monopolar elíptica (printed elliptical monopole antenna (PEMA))

Para calcular la frecuencia de borde para cada grupo de antenas impresas se emplea una ecuación general presentada en [49]:

$$f_L = \frac{c}{\lambda} = \frac{7.2}{\{(L+r+p) \times k\}} GHz \tag{3.9}$$

Donde:

c = 30x0.24 este valor corresponde a la longitud de un monopolo para la impedancia de entrada presentada en [50]

L = es la altura de la antena monopolo en cm

r = es el radio efectivo de la antena en cm

p= es la longitud de la línea de alimentación tomada desde el borde inferior del parche hasta el plano de tierra

Donde k según en [49] empleando un sustrato FR4 es un valor empírico de k = 1.15, este valor ha sido reportado para diferentes configuraciones de antenas monopolo impresas como ha sido en [51] en donde una las dimensiones de la antena eran L = 3.0 cm, W = 2.0 cm y p = 0.2 cm con $\varepsilon_r = 4.4$ dando un valor de $f_L = 1,59$ GHz.

Como se mencionó la ecuación (3.9) es una ecuación general y esta no aplica para todas las configuraciones mostradas en la Figura 6 ya que para calcular los valores de L y r cambian de acuerdo con la configuración geométrica de la antena monopolo.

Para una PSMA los valores de L y r se calculan de la siguiente manera:

$$L = S, r = \frac{s}{2\pi} \text{ para una antena PSMA 1}$$
(3.10)

$$L = \sqrt{2}S, r = \frac{S}{2\sqrt{2}\pi}$$
 para una antena PSMA 2 (3.11)

Para una PRMA, si largo es L y ancho es W se calcula de la siguiente manera:

$$L = L, r = \frac{W}{2\pi}$$
 para una antena PRMA 1 (3.12)

$$L = W, r = \frac{L}{2\pi}$$
 para una antena PRMA 2 (3.13)

Para una PTMA se establece un valor T el cual es una longitud de un lado, por consiguiente, los valores de L y r para una PTMA 1 y 2 se calculan de la siguiente manera:

$$L = \frac{\sqrt{3}T}{2}, r = \frac{T}{4\pi}$$
(3.14)

Para una PHMA se establece un valor H el cual es una longitud de un lado, por consiguiente, los valores de L y r para una PHMA se calcula de la siguiente manera:

$$L = \sqrt{3}H, r = \frac{3H}{4\pi}$$
 para una antena PHMA 1 (3.15)

$$L = 2H, r = \frac{3\sqrt{3}H}{8\pi}$$
 para una antena PHMA 2 (3.16)

Para una PCMA con un radio de valor A, los valores valores de L y r, se calculan de la siguiente manera:

$$L = 2A, r = \frac{A}{4}$$
(3.17)

Por último, para una PEMA con un semieje mayor su valor será A y un semieje menor su valor será B, por consiguiente, los valores de L y r para una PEMA se calcula de la siguiente manera:

$$L = 2A, r = \frac{B}{A}$$
 para una antena PEMA 1 (3.18)

$$L = 2B, r = \frac{A}{4}$$
 para una antena PEMA 2 (3.19)

3.1.3 Antena Vivaldi

3.1.3.1 Típica

Este tipo de antenas se encuentran dentro del grupo de antenas de ranura cónica o TSA (Tapered Slot Antennas). Las antenas vivaldi se clasifican también en antenas de tipo de onda viajera debido a que sus distribuciones de corriente y voltaje pueden ser trazadas por una o varias ondas viajeras. Estas antenas son fabricadas habitualmente sobre un sustrato en cual es grabado el diseño vivaldi, el cual se imprime por el lado superior del sustrato (ver Figura 7a), la ranura formada uniformemente tiene una longitud de $\frac{\lambda}{4}$. Para la alimentación de esta ranura como en el diseño en [52] se realiza por medio de una línea microcinta ubicada en la parte inferior del sustrato (ver Figura 7b).

Como se muestra en la Figura 7, estas antenas cuentan con una ranura exponencial, la cual se define por medio de la de la siguiente expresión [43]

$$y(x) = \pm A e^{px} \tag{3.20}$$

Donde:

y = es la mitad de la separación de la ranura

x = es la posición a lo largo de la antena

A = es la mitad del ancho de apertura de la ranura

p= es la tasa de disminución



Figura 7. Diseño en sustrato de una antena vivaldi: a) vista superior, b) vista inferior y c) vista 3D Cada una de estas variables, al ser modificadas influyen en ciertas características de la antena vivaldi, según en [43] al tener valores grandes p o tasa de disminución genera un cambio significativo en el ancho de banda y el haz de la antena, en términos generales a medida que tasa de disminución aumenta, el ancho de haz en el plano E aumenta, se reduce este ancho en el plano H y aumenta el ancho de banda.

3.1.3.2 Antena vivaldi Antípoda

Este tipo de vivaldi fue introducido por Gazit en [53], esta antena constaba de radiadores ubicados cada uno en la parte superior e inferior del sustrato, la alimentación de esta antena era por medio de una línea microcinta de ranura de doble lado simétrica, lo que teóricamente da como resultado un ancho de banda infinito. Aunque este tipo de vivaldi presenta una ganancia baja y su ancho de banda es limitado en el extremo inferior de la banda de frecuencia.

Por esta razón en [54] se presenta diferentes diseños de antenas Antípodas, en donde los radiadores en sus extremos presentan varios tipos de ranuras con el objetivo de optimizar las características de radiación y de extender el extremo inferior de la frecuencia.

Cabe resaltar que este tipo de antenas se puede diseñar utilizando diferentes diseños como son:

3.1.3.3 Diseño por ecuación:

Este diseño se ha empleado en varios modelos e implementaciones como [55] y [56]. En la Figura 8 se evidencia la geometría, la ecuación y parámetros que se utilizan dentro de la misma



Figura 8. Diseño de una antena vivaldi antípoda empleando el método por ecuación [57]

Como se puede apreciar en la Figura 8, la curva de la antena está definida por la siguiente ecuación en [57]:

$$x = C_1 e^{by} + C_2 (3.21)$$

Donde *b* es la tasa de disminución exponencial y los puntos de coordenadas P2 y P1 definen el inicio y el fin de la curva exponencial, estas coordenadas definen las constantes C1 y C2 por medio de las siguientes ecuaciones en [57]:

$$C_1 = \frac{y_1 - y_2}{e^{bx_2} - e^{bx_1}} \tag{3.22}$$

$$C_2 = \frac{y_1 e^{bx_2} - y_2 e^{bx_1}}{e^{bx_2} - e^{bx_1}} \tag{3.23}$$

Al emplear este método de forma arcaica genera limitaciones debido a que solo se toma un pedazo de la curva definida por los puntos P2 y P1, en caso de que se requiera aumentar o disminuir la longitud de la curva se deberá recalcular las constantes de C_1 y C_2 . Pero el uso de software para el diseño de antenas permite variar los valores de estos puntos sin tener que generar nuevos cálculos y permite evidenciar como la curva aumentar o disminuye, de esta manera optimizando el proceso de diseño.

3.1.3.4 Diseño por elipses

Este tipo de diseño permite generar las curvas cónicas para la antena vivaldi propuesta por Gazil en [53]. Pero cabe resaltar que emplear esta forma de diseño, se genera una limitante debido a que, si se desea realizar algún cambio en la curvatura de la antena se debe plantear una nueva elipse. En [58] se plantea un método que permite determinar las coordenadas por medio de la siguiente ecuación:

$$y = b_i * \sqrt{\frac{1 - (x - x_i)^2}{a_i^2}} + y_i \ con \ i = 1,2,3$$
(3.24)

En donde las coordenadas a_1 , b_1 , a_2 , b_2 y a_3 , b_3 son el eje mayor y menor de las elipses interior y exterior, mientras que las coordenadas (x_1, y_1) , (x_2, y_2) y (x_3, y_3) corresponden a los centros de cada elipse como se muestra en la Figura 9



Figura 9 Antena vivaldi diseñada por elipses [58]

3.1.4 Tecnología Substrate Integrated Waveguide

SIW Substrate Integrated Waveguide, constituye una solución alternativa que permite implementar dispositivos en el rango de microondas de menor volumen, integrando en un sustrato diferentes componentes pasivos y activos, incluyendo antenas. Utilizando esta

LINARES LÓPEZ

tecnología, se han construido diferentes componentes pasivos, como divisores de potencia, acopladores direcciones y antenas de ranura.



Figura 10. Estructura de una SIW [59]

Como se puede apreciar en la Figura 10 la estructura SIW implementa un sustrato dieléctrico en medio de dos planos de tierra ubicados en la parte superior e inferior, por medio de dos líneas de cilindros agujeros metalizados que conectar los dos planos de tierra. Debido a sus dos líneas metalizadas con agujeros, no permiten el flujo de corriente longitudinal, solo permitiendo la propagación de modos eléctricos cuasitransversales [59].

3.1.4.1 Diseño de una estructura SIW

Para realizar el diseño de la estructura SIW se debe garantizar que no se presente perdidas, para esto deben considerar algunas dimensiones como se observan en la Figura 11. En donde p es la distancia que existe entre los cilindros agujerados, d es el diámetro para cada cilindro y w es separación de las dos líneas metalizadas.

52



Figura 11. Un SIW y su equivalente rectangular guía de ondas [60]

Luego de establecer las variables que constituyen una estructura SIW, se debe garantizar que la separación entre los cilindros p debe ser mayor al diámetro de estos, estableciendo la siguiente condición

$$p > d \tag{3.25}$$

Pero también se debe garantizar que la distancia de los agujeros sea reducida con el fin de conservar mínimas perdidas por fuga. Para garantizar esto se establece la siguiente condición

$$p \le 2d \tag{3.26}$$

Existe una tercera condición que se debe cumplir, la cual establece que el diámetro d debe ser menor con el fin de minimizar las pérdidas [61]. La condición que se establece es que la longitud de onda (λ_0) debe ser mayor que el diámetro de los cilindros

$$d < \frac{\lambda_0}{5} \tag{3.27}$$

3.1.5 Tecnología microcinta

En principio, el uso de esta tecnología ha sido implementado en antenas y líneas de transmisión generando diseños con tamaños reducidos en una amplia gama de aplicaciones que va desde el rango de 1 a 100 GHz. En líneas de transmisión esta tecnología consiste en una línea conductora (microstrip o microcinta) sobre un sustrato la cual puede ser ubicada en la parte superior o inferior. El sustrato en el cual se implemente la línea microcinta debe tener bajas perdidas. Una línea microcinta está conformada por tres dimensiones ancho de la línea es w, largo l y el grosor de la línea que está definido por t (ver Figura 12).



Figura 12 Construcción básica de una línea microcinta [44]

3.1.6 Formas de alimentación para una antena microstrip

En la literatura se han evidenciado diferentes formas de alimentar una antena microcinta. En [43] se menciona que existen cuatro formas, las cuales son las más utilizadas para alimentar este tipo de antenas, por ejemplo, en [32], se empleó una alimentación tipo microcinta para una antena monopolo, en [1] se utilizó una alimentación por sonda coaxial para una antena implantable en forma de espiral, en [62] se usó un tipo de alimentación por proximidad para alimentar una antena vivaldi cargada con metamateriales. A continuación, se definen estos tipo de alimentación.

3.1.6.1.1 Alimentación microcinta básica

Una microcinta simplemente es una línea la cual se imprime sobre la superficie de una tarjeta electrónica o PCB. Estas líneas se encuentran separadas del plano de tierra por medio de un

LINARES LÓPEZ

AI-008-101

sustrato con una permitividad ε_r , en esta configuración la línea microcinta se encuentra en dos medios con permitividades distintas; el sustrato y el aire, pero el aire a tener una permitividad $\varepsilon_r = 1$ no afecta el diseño de la microcinta. La longitud de una línea microcinta se establece por ya sea por un cuarto o media longitud de onda, a la frecuencia de operación. La línea microcinta posee una impedancia característica entre 50 a 200 Ω , esta variación en la impedancia depende de las dimensiones anteriormente descritas. La configuración de esta línea microcinta se observa en la Figura 13.



Figura 13. Dimensiones de una línea microcinta [46]

Donde t es el espesor de la línea microcinta, w es el ancho de la línea y h es la distancia entre la línea de alimentación y el plano de tierra. La línea microcinta posee una impedancia característica entre 50 a 200 Ω , esta variación en la impedancia depende de las dimensiones anteriormente descritas.

3.1.6.1.2 Alimentación microcinta con protección superior

La línea microcinta con protección superior (ver Figura 14) es una configuración en la cual la línea solo cuenta con un blindaje en la parte de arriba de esta, debido a que las paredes laterales se encuentran alejadas de esta. El dieléctrico en la parte superior con permitividad relativa ε_{r2} y h_2 se denomina como supersustrato, que también puede ser aire y como se sabe la permitividad de este es igual a 1.



Figura 14. Línea microcinta con protección superior [63]

3.1.6.1.3 Alimentación microcinta con protección superior

Existe una línea microcinta con una configuración especial, en la cual esta, se encuentra dentro de un dieléctrico homogéneo, debido a esta estructura no es tan frecuente su uso, ya que no se puede tener acceso al conductor (ver Figura 15).



Figura 15. Stripline [63]

3.1.6.1.4 Alimentación microcinta encapsulada

En la práctica existen componentes basados en esta tecnología que encuentran encapsulados en elementos metálicos con el objetivo de proteger estos elementos de los ambientes externos. La línea microcinta al encontrase dentro de esta protección metálica se pueden generar alteraciones en las características de propagación e impedancia para una microcinta abierta, si esta se encuentra alejada de las paredes metálicas laterales y superiores (ver Figura 16).



Figura 16 Línea microcinta encapsulada [63]

3.1.6.1.5 Alimentación por sonda coaxial

Como se mencionó al inicio de esta sección, existen diferentes formas de alimentar una antena. Y una de ellas es la alimentación por línea o cable coaxial, este tipo de alimentación al ser empleado en aplicaciones de frecuencias relativamente altas proporciona un blindaje contra la interferencia externa.

Empleando este tipo de alimentación en antenas simplifica el diseño de esta, debido a que solamente se debe ajustar el punto de alimentación de forma que el nivel de impedancia de entrada se acople de la mejor manera. La desventaja de emplear este tipo de alimentación en sustratos muy gruesos para aumentar el ancho de banda de la antena, se emplearán cables más largos en consecuencia a esto se incrementará la radiación no deseada proveniente del cable de alimentación.

3.1.6.1.6 Alimentación por proximidad o por acople electromagnético

En este tipo de alimentación no existe contacto directo con el radiador. Para esta forma de alimentación consiste en ubicar el radiador o el parche en parte superior de la estructura, seguido se ubica un sustrato y en la parte inferior de sustrato se sitúa la línea microcinta. En la parte inferior de la línea microcinta se coloca un segundo sustrato el cual separa la línea de alimentación con el plano de tierra (ver Figura 17).



Figura 17. Alimentación por proximidad o por acople electromagnético [64]

3.1.6.1.7 Alimentación Coplanar:

Este tipo de alimentación consiste en tres elementos; dos planos metalizados que conforman el plano de tierra los cuales están separados por dos ranuras del elemento central, este elemento central, es una alimentación tipo microcinta que se conecta con el elemento radiante. Estos tres elementos que conforman este tipo de alimentación se encuentran en una sola cara del sustrato (ver Figura 18).

Para entender el comportamiento electromagnético que puede tener este tipo de alimentación, este depende de las dimensiones que lo conforman, como son: planos de masa gp, las ranuras sl, conductor central cc, el grosor del sustrato h y de la capa de metalizado t, así como también las pérdidas en el dieléctrico $tan tan \delta$ y la conductividad del material σ .



Figura 18. Alimentación coplanar [65]

3.1.7 Técnicas de reducción de volumen

3.1.7.1.1 Reducción de volumen de antenas

La implementación de la primera antena de tamaño pequeño consistía en un monopolo en forma de abanico suspendida de dos mástiles como se puede ver en la Figura 19. Debido a su tamaño, fue catalogada como antena de tamaño pequeño puesto que sus dimensiones eran inferiores a su longitud de onda. Las antenas pequeñas también se clasifican por sus propiedades eléctricas, funcionalidades y sus restricciones físicas. El uso de estas se ha venido implementado, en sistemas de comunicaciones en barcos, en sistemas móviles en las bandas de frecuencia MF, HF a VHF, UHF y SHF. En la siguiente sección se describirán varias formas de reducir antenas las cuales fueron aplicadas en el presente trabajo



Figura 19. Primera antena de radiocomunicación [47]

3.1.7.1.2 Reducción de volumen por simetría

Esta técnica se basa en ubicar puntos de simetría por medio del uso de postes metálicos entre el plano de tierra y el parche radiante como se realizó en [66]. La ubicación de estos postes en la antena genera un desplazamiento del punto de voltaje nulo del centro del parche a los bordes de la antena, ocasionando que está resuene a una frecuencia menor y por consiguiente reducir su tamaño. Al emplear esta técnica en antenas se busca encontrar ejes simétricos en el parche con el objetivo de obtener propiedades similares en la antena a reducir. Un ejemplo

LINARES LÓPEZ

AI-008-101

del uso de esta técnica es emplear una pared en forma paralela al parche, logrando una longitud de onda de $\frac{\lambda}{2}$ a $\frac{\lambda}{4}$ [67]. Este muro combinado con postes metálicos se empleó en [35] para una antena antípoda vivaldi (ver Figura 20) reduciéndola en un 33%, conservando su ancho de banda. También se menciona que debido a su tamaño compacto y su amplio ancho de banda se puede aplicar en sistema de comunicación inalámbrica, como la medicina por imágenes y radares.



Figura 20. Fotografías de la antena HM-Vivaldi fabricada. (a) Vista superior. (b) Vista inferior [35].

3.1.7.1.3 Reducción de volumen utilizando metamateriales

Un metamaterial se puede definir como un tipo de materiales y estructuras compuestas que permiten imitar propiedades de materiales encontrados en la naturaleza. Existen diferentes tipos de metamateriales que se pueden clasificar de acuerdo con la respuesta ante un campo electromagnético y como se describe en [68] los metamateriales se pueden clasificar de acuerdo con su permitividad ε y a su permeabilidad μ . Cuando un material posee una permitividad y permeabilidad mayor a cero se clasifica como un material medio doble positivo (double-positive (DPS)). Un ejemplo de estos materiales son los dieléctricos. Materiales con $\varepsilon < 0$ y $\mu > 0$ son materiales medio épsilon-negativo (Epsilon-negative (ENG)). Los metales nobles como son la plata o el oro exhiben estas características en dominios de frecuencia visible e infrarrojo. Cuando un material tiene una permitividad mayor

que cero y la permeabilidad menor a cero se clasifica como un material medio munegativo (munegative (MNG)), estos materiales son magnéticos. Por último, cuando un material tiene $\varepsilon < 0$ y $\mu < 0$ se designa como material doble negativo (double-negative (DNG)), este tipo de materiales se han generado en construcciones artificiales.

Los metamateriales se han implementado para reducir el tamaño de antenas debido a su permeabilidad y permitividad negativa, como en [69] donde se presentó el diseño de dos antenas tipo parche (ver Figura 21), al implementar metamateriales en el plano de tierra en una de las dos antenas se logró una eficiencia y reducción de un 90.2% para una frecuencia de 4.9 GHz.



Figura 21. Antena tipo parche cuadrada con metamateriales en el plano de tierra [69]

También se puede lograr una reducción de volumen empleando sustrato con una alta permitividad o permeabilidad, pero al utilizar sustratos con estas características se aumentan las perdidas dieléctricas y la reducción de la eficiencia de la antena. Disminuir o mejorar la alta permeabilidad magnética se puede lograr empleando materiales magnetodieléctricos los cuales poseen una permeabilidad negativa como se usó en [70] una antena tipo parche de doble banda a 1.8 GHz y 3.5G. La antena contaba con forma rectangular alimentada por una línea microstrip empleando materiales magnetodieléctricos basados en resonadores de anillo dividido Moore (Moore Split Ring Resonators (MSRRs)) con implementación de estos metamateriales se logró una reducción del 40% en el parche y 60% en el plano de tierra.

3.1.7.1.4 Reducción de volumen por naturaleza de sustrato

Se describe en [71] que emplear un sustrato con permitividad relativa alta (ε_r), permite la reducción de una antena, debido a que existe una relación entre la longitud (*L*) y el ancho (*W*) del parche con ε_r . Haga clic o pulse aquí para escribir texto.

Para la reducción de volumen de una antena, este proceso depende del material a emplear en el sustrato, donde comúnmente el uso de sustratos con constates bajas que van desde 2.4 a 10. Como en [72], donde se empleó un sustrato compuesto de cerámica multicapa con una permitividad de $\varepsilon_r = 1.07$ y un sustrato de alúmina de alta permitividad $\varepsilon_r = 9.6$ obteniendo un diseño más compacto. El uso de cerámica también se empleó en [72] en la cual se exploraron cerámicos cocinados a baja temperatura una reducción en el parche de 8 veces menor que usando un sustrato en FR4. También se afirma que empleando dieléctricos sintéticos se pueden generar mezclas de dos o más constantes dieléctricas diferentes, produciendo sustratos texturizados que ofrecen un diseño más controlado.

3.1.7.1.5 Reducción de volumen por ranuras en el parche

Esta técnica de reducción de volumen consiste en generar cortes o perforaciones de diferentes formas sobre el parche radiante con el objetivo de generar una distribución de corriente eléctrica dentro del mismo, forzando a realizar un recorrido más largo, con esto la propagación de la onda se hace más lenta aumentando la longitud eléctrica. Como se presenta en [31] donde emplearon ranuras rectangulares sobre el sustrato para una antena L invertida plegada (ver Figura 22), demostrando que la reducción de la antena se determina por el número de ranuras y la longitud de estas.

También existen diferentes formas geométricas que se pueden emplear para generar ranuras en el parche como es en [74] que generaron una ranura en forma de disco en la parte superior de la antena y un anillo dividido en la parte inferior obteniendo una reducción del 64.87%.



Figura 22. Antena tipo L invertida miniaturizad con ranuras [31]

3.1.7.1.6 Reducción de volumen por el uso de cargas concentradas o distribuidas sobre el parche.

El uso de cargas concentradas para la reducción de antenas se introdujo en [75] donde se emplearon dos antenas una antena con ranura estándar y una reducida en las cuales se tienen varias ranuras inductivas de diferentes tamaños conectados en serie obteniendo una reducción del 14%, con el uso de esta técnica se demostró que se puede reducir una antena sin afectar su adaptación y ganancia, pero si reduciendo su ancho de banda por efecto de la reducción. Otra forma de emplear cargas para lograr reducir una antena es introduciendo una serie de cables en cobre perpendiculares a la antena como se realizó en [2] que emplearon dos antenas ranuradas (ver Figura 23); una sobre un sustrato y otra sobre el plano de tierra en donde se resalta que un aspecto importante a considerar es la longitud que tienen cables implementados con el objetivo de proporcionar una inductancia adecuada para la reducción de la frecuencia resonante obteniendo una reducción de 28.83% para la antena fabricada sobre el sustrato y un 45.52% en la antena sobre el plano de tierra.



Figura 23. Antena de ranura en sustrato dieléctrico con cables de carga que rodean el espacio. (a) Vista superior. (b) Vista 3D ampliada alrededor de la ranura. [2]

3.1.7.1.7 Reducción de volumen por forma del parche.

Este tipo de reducción consiste en modificar la forma geométrica del parche con el objetivo de obligar a las corrientes superficiales que tomen una trayectoria sinusoidal más larga, de esta manera se aumenta la longitud eléctrica de la antena y logrando disminuir las dimensiones de esta. Como se logró en [76] en donde se implementó una antena tipo parche en forma de H (ver Figura 24) reduciendo en un 30% el tamaño de la antena, esta reducción se consiguió al relacionar la forma del parche con un circuito paralelo LC en donde al

aumentar la relación $\frac{W_1}{W_2}$ aumenta L y C, y al aumentar la relación $\frac{L_1}{L_2}$ aumentar C, pero se disminuye L. Por lo cual de acuerdo con lo anterior la relación entre $\frac{W_1}{W_2}$ genera una frecuencia de resonancia menor, reduciendo de esta manera el tamaño del parche.



Figura 24 Estructura básica de la antena en forma de H [76]

3.1.7.1.8 Reducción de volumen por el uso de estructuras periódicas EBG.

La implementación de este tipo de reducción Electromagnetic band-gap (EBG) consiste en una serie de estructuras periódicas (ver Figura 25) que tiene comportamiento de dieléctrico artificial con propiedades de un circuito paralelo resonante LC, permitiendo cambiar la impedancia de esta, conforme las frecuencias se acercan a la frecuencia de resonancia del circuito LC, la parte imaginaria de la impedancia de entrada de la estructura es infinita, mostrando un comportamiento de circuito abierto [77]. Otras propiedades que poseen estas estructuras son: una impedancia superficial alta y una banda de frecuencia prohibida en la cual no se propagan ondas de superficie y corrientes [67].



Figura 25. Estructura EBG doble capa, tipo hongo [78]

3.1.7.1.9 Reducción de volumen por modificaciones del plano de tierra.

Esta técnica consiste en cambiar o modificar la estructura tanto en tamaño y en forma para una antena tipo parche. Estos cambios en la estructura se pueden dar introduciendo ranuras dentro del plano, generando un cambio en el recorrido de la corriente de retorno. La corriente en el conductor (Ic) cuando se acerca a la ranura esta deforma y se transforma en una corriente de desplazamiento (Id) la cual se redirigen la corriente alrededor de las esquinas de la ranura (ver Figura 26(a)). Estas ranuras también generan un cambio en la fase de la corriente lo que causa una ralentización en el flujo de la corriente. El circuito equivalente que refleja la introducción de estas ranuras sobre el plano de tierra se puede ver en la Figura 26(b) que se traduce en un circuito paralelo resonante RLC, donde según en [79] la inductancia efectiva es una ruta adicional, la capacitancia es una corriente de desplazamiento y la resistencia funciona como radiación. Las ranuras sobre el plano de tierra ayudan a reducir la frecuencia de resonancia por lo tanto reduciendo el tamaño [80].



Figura 26. (a) Introducción de una ranura en el plano de tierra y (b) el modelo del circuito equivalente simplificado para el defecto. Ic: corriente de conducción; Id: corriente de desplazamiento [79]

3.1.7.1.10 Reducción de volumen por pin de corto circuito

Esta técnica consiste en introducir una especie de cilindro que permite conectar el elemento radiante (antena) con el plano de tierra, permitiendo reducir el tamaño de la antena haciéndola eléctricamente pequeña. Para una antena rectangular (ver Figura 27) como se menciona en [81] se puede reducir la longitud resonante a la mitad ubicando un pin en el centro del modo fundamental en el cual el campo eléctrico es cero. Realizando estos ajustes en la antena se produce un parche de cuarto de onda y a su vez un área aproximada de un cuarto del parche rectangular. El uso de esta técnica también se puede aplicar en parches de ranura en forma de U de banda ancha y de media ranura.



Figura 27. Geometría de la antena de parche con clavijas de cortocircuito para controlar la separación de frecuencia

^[81]

4. DESARROLLO DEL PROYECTO DE GRADO

En esta sección se presentan las técnicas de miniaturización empleadas para reducir el tamaño de 2 antenas. La primera técnica de miniaturización utilizada fue la de modificación de plano de tierra, esta técnica fue implementada en una antena monopolo circular o (PCMA). La segunda técnica de miniaturización utilizada fue la de naturaleza del sustrato, esta técnica fue implementada en una antena vivaldi antípoda (AVA) en tecnología microcinta. Estas técnicas de miniaturización fueron elegidas a partir del estado del arte. Para la fabricación se eligió la técnica de miniaturización por naturaleza de sustrato implementada en la antena vivaldi, esta técnica se escogió debido a que con esta técnica se puede disminuir el tamaño de la antena sin modificar su estructura como sucede en la técnica de espejo. La antena vivaldi se escogió debido a que es una de las antenas utilizadas en tratamiento de hipertermia.

La antena PCMA fue diseñada utilizando el sustrato Duroid 5880, esta antena está conformada por 2 microcintas circulares en forma de cúpula, las cuales están alimentadas por una guía de onda (Figura 28). La antena AVA (Figura 37) fue diseñada empleando el sustrato Rogers TMM6, esta antena consiste en un radiador de ranura cónica que se forma por dos brazos, esta ranura se forma por medio del diseño por ecuación exponencial (6.7) que se describió en la sección 4.3.3, esta antena fue alimentada con una línea microcinta. En esta antena se utilizaron dos técnicas de miniaturización, esto es, la de espejo y la de naturaleza del sustrato, en el caso de la primera técnica no se utilizó el hecho de tener una permitividad mayor a la de la permitividad de la antena original, esto es, el sustrato de la antena de este proyecto de grado es el TMM6 con permitividad de 6.3 y el sustrato de la antena original era FR4 con primitividad 4.4; en la segunda técnica si se utilizó el hecho de tener de una permitividad mayor; estas 2 técnicas de miniaturización se implantaron en la antena vivaldi con el objetivo de comparar su desempeño. En las siguientes secciones se presenta el proceso llevado a cabo para la implementación de las 2 técnicas de miniaturización.

4.1 Requerimientos

4.1.1 Requerimientos de funcionales

- 1) El sistema trabajará a una frecuencia de 2.45GHz
- 2) El sistema tendrá una ganancia de -1 dBi
- 3) El sistema tendrá un parámetro S (1.1) como mínimo de -10 dB.
- 4) El sistema contara con una reducción de al menos 50% del área total de la antena original.

4.1.2 Requerimientos de Calidad

- 1) El sistema trabajara a una frecuencia de 2.45GHz ± 5 MHz
- 2) El sistema tendrá una ganancia de -1 dBi $\pm 2 dBi$
- 3) El sistema contara con una reducción de al menos 50% \pm 5% del área total de la antena original.

4.1.3 Requisitos de restricción

- 1) El sistema debe ser desarrollado en tecnología planar y en el software HFSS.
- El sistema debe utilizar una línea de transmisión (microstrip line) como alimentación.
- 3) El sistema debe ser fabricado en el sustrato TMM6

4.2 Descripción técnica del producto

4.2.1 Técnica de reducción de volumen por modificación de plano de tierra

4.2.1.1 Diseño antena monopolo circular (PCMA)

Antes de presentar la técnica de miniaturización modificación de plano de tierra, en esta sección se presenta el diseño de la antena PCMA con el objetivo de tener esta antena como punto de comparación con la antena con reducción de volumen. El proceso de diseño implementado fue el presentado en [42], las dimensiones de las partes constitutivas de la antena empleadas para el diseño se presentan en la Tabla 5, estos valores son obtenidos en [42] mediante análisis paramétrico. El parámetro S11 obtenido se presenta en la sección 4. El ultra ancho de banda fue reducido modificando algunas dimensiones de la antena, este proceso se presenta en la sección 3.1.2, la reducción del ancho de banda se hizo con el objetivo de hacer la antena más selectiva. En la Figura 28 se presenta la antena PCMA con sus dimensiones.



Figura 28. Antena monopolar de ultra ancho de banda con alimentación coplanar[42]

1

| Tabla 5. Parametros longitudinales [42] | | | | | | | | |
|---|----|----|-----|----|-----|-----|------|------|
| а | b | R | r | d | W | k | i | h |
| 44 | 38 | 11 | 7.5 | 18 | 3.2 | 0.2 | 0.15 | 1.57 |

Para el diseño de la PCMA se tuvo en cuenta la ecuación (3.9):

$$f_L = \frac{c}{\lambda} = \frac{7.2}{\{(L+r+p) \times k\}} GHz \tag{3.9}$$

Las variables L y r en una PCMA fueron presentadas en la sección 3.1.2, para obtener los valores de estas variables se debe considerar un radio de valor A (sección 3.1.2), para este caso, A toma los valores de los parámetros R y r presentados en la tabla 5. Los valores de L y r se calcularon a partir de las expresiones (3.17):

$$L = 2A, r = \frac{A}{4}$$
(3.17)

Reemplazando las expresiones para L y r en la ecuación (3.9) se obtiene:

$$f_L = \frac{c}{\lambda} = \frac{7.2}{\{(2A + \frac{A}{4} + p) \times k\}} GHz$$
(4.1)

Al reemplazar los valores de cada una de las variables se obtuvo la siguiente frecuencia para el radio R.

$$f_L = \frac{c}{\lambda} = \frac{7.2}{\{(2(1.1) + \frac{1.11}{4} + 0.015) \times 1.15\}} = 2.51GHz$$

Para el radio r la frecuencia sería:

$$f_L = \frac{c}{\lambda} = \frac{7.2}{\{(2(0.75) + \frac{0.75}{4} + 0.015) \times 1.15\}} = 3.67GHz$$

Luego de calcular las dos frecuencias de acuerdo con cada radio, se procedió a promediar estos dos resultados para obtener el valor de f_L :

$$f_L = \frac{2.51GHz + 3.67GHz}{2} = 3.09GHz$$

Con los valores de las dimensiones de la antena presentados en la tabla 5 se obtuvo el parámetro S11 presentado en la Figura 44 (Sección 5).

4.2.1.1.1 Guía de onda coplanar

La antena PCMA es alimentada mediante una guía de onda coplanar (Figura 29) de acuerdo con [82]. Para el diseño de esta guía coplanar se tuvieron en cuenta las siguientes ecuaciones:

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{4.0\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K(k_1)}{K(k_1')} \,\Omega \tag{4.2}$$



Figura 29. Tira de tres coplanares [82]

Como se observa en la ecuación (4.2), antes de poder calcular el valor de la impedancia Z_0 se deben calcular tres variables ε_{eff} , $K(k_1)$ y $K(k'_1)$, que de acuerdo con [82] se determinan por medio de las siguientes ecuaciones:

$$\varepsilon_{eff} = 1.0 + \frac{\varepsilon_r - 1.0}{2.0} \frac{K(k_2)}{K(k_2)} \frac{K(k_1)}{K(k_1')} + \frac{\varepsilon_r - 1.0}{2.0} \frac{K(k_2)}{K(k_2)} \left[\frac{K(k_1)}{K(k_1')} \right]^2 \left(\frac{t}{b-a} \right)$$

$$+ \frac{2.0t}{b-a} \frac{K(k_1)}{K(k_1')} + \left[\frac{t}{b-a} \frac{K(k_1)}{K(k_1')} \right]^2$$

$$(4.3)$$
$$k_1 = \frac{c}{b} \sqrt{\frac{b^2 - a^2}{c^2 - a^2}} \tag{4.4}$$

$$k_{n\prime} = \sqrt{1 - k_n^2} \qquad n = 1,2$$
 (4.5)

Para calcular el valor ε_{eff} en la ecuación (4.3) se debe determinar el valor de $K(k'_2)$ por medio de la siguiente ecuación [82]:

$$k_{2} = \frac{\sinh \sinh \left(\frac{\pi * c}{4.0 * h}\right)}{\sinh \sinh \left(\frac{\pi * b}{4.0 * h}\right)} \sqrt{\frac{\left(\frac{\pi * b}{4.0 * h}\right) - \left(\frac{\pi * a}{4.0 * h}\right)}{\left(\frac{\pi * c}{4.0 * h}\right) - \left(\frac{\pi * a}{4.0 * h}\right)}} \tag{4.6}$$

Luego de establecer las ecuaciones para calcular el valor de Z_0 se toman los parámetros de *a*, *b*, *c*, *t*, *h* y ε_r y se reemplazan por los valores expresados en la Tabla 5 los cuales son:

$$a = w = 3.2mm$$

$$b = 2 * i + w = 3.5mm$$

$$c = a = 38mm$$

$$t = 17.5um$$

$$h = h = 1.57mm$$

$$\varepsilon_r = 2.2$$

Después de reproducir o replicar y comprender el funcionamiento de la antena presentada en [42], se procedió a reducir el tamaño de la antena. El proceso de reducción de tamaño de la antena es presentado en la siguiente sección.

4.2.1.2 Reducción de volumen antena PCMA

Una vez presentado en la sección anterior el diseño de la antena PCMA con el objetivo de tener un punto de comparación con la antena con reducción de volumen, en esta sección se presenta el proceso realizado para la reducción de tamaño de la PCMA (ver Figura 30), la técnica de reducción de volumen empleada para la antena diseñada en la sección anterior fue la de modificación del plano de tierra, esta técnica fue descrita en la sección 3.1.7.1.9, esta técnica consiste en colocar ranuras dentro del plano de tierra, generando un cambio en el recorrido de la corriente de retorno y un cambio de fase. En [32] se redujo el tamaño de la antena tipo PCMA insertando hendiduras rectangulares y de forma rectangulares y de forma elíptica logrando una reducción del 42% y 33% respectivamente.

Además de la técnica de reducción de volumen, la alimentación de la antena PCMA fue cambiada de guía de onda coplanar a línea microcinta. El diseño de alimentación de la línea microcinta se presenta en la sección 4.2.1.2.1. Este cambio de alimentación fue realizado con el objetivo de implementar la técnica de miniaturización de modificación de plano de tierra. Implementando esta técnica y ajustando el tipo de alimentación se obtuvo un tamaño de 24.8x32.9mm lo que equivale a una reducción del 51.2% del área de la antena. Los valores finales de las variables fueron obtenidos mediante análisis paramétrico y se presentan en la Tabla 6 y en la Figura 30 se presenta el diseño miniaturizado de la PCMA. El parámetro S11 es presentado en la Figura 44 en la sección 5.

| L ₀ | R | r | d_w | <i>w</i> ₀ | b | а | d_L | Lg | <i>w</i> ₁ | h | l_1 |
|----------------|-----|------|-------|-----------------------|------|------|-------|------|-----------------------|------|-------|
| 13.7 | 7.4 | 6.48 | 5 | 3 | 32.9 | 24.8 | 5.47 | 8.89 | 5.68 | 1.55 | 3.11 |

Tabla 6. Parámetros longitudinales en mm de la antena con reducción de volumen



Figura 30. Geometría de la antena con reducción de volumen acotada: (a) vista inferior (b) vista superior

4.2.1.2.1 Diseño alimentación microcinta

Luego de haber calculado el valor f_L para la PCMA, se diseñó la línea microcinta, esta permite llevar las ondas electromagnéticas desde la alimentación hacia el elemento radiante. Para el diseño de la línea microcinta se debe tener en cuenta las siguientes ecuaciones [83]:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} (0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r})$$
(4.7)

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{4.8}$$

Para calcular el valor de *A* o *B* se debe tener en cuenta el valor de la impedancia de entrada Z_0 el cual normalmente es de 50 Ω y el valor de ε_r el cual depende del sustrato a emplear, para el diseño de la antena es FR4 que tiene un valor de 4.4. Al reemplazar estos valores en las ecuaciones (4.7) y (4.8) se obtienen:

$$A = 1.52$$
 $B = 5.64$

Luego de obtener el valor de *A* y *B*, se emplean las ecuaciones (4.9) y (4.10) [83], para calcular el valor de $\frac{W}{d} < 2$ depende de *A* y para calcular el valor de $\frac{W}{d} > 2$ depende de *B*

$$\frac{W}{d} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \qquad \frac{W}{d} < 2$$
 (4.9)

$$\frac{w}{d} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln \ln \left(2B - 1 \right) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln \ln \left(B - 1 \right) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] \quad \frac{W}{d} > 2 \qquad (4.10)$$

Al reemplazar los valores de A y B respectivamente, se obtienen los siguientes resultados:

$$\frac{W}{d} < 2 = 1.91$$
$$\frac{W}{d} > 2 = 1.913$$

Para saber qué valor de $\frac{W}{d}$ se debe escoger, siempre se selecciona el valor de la ecuación donde la condición se cumpla, para el presente diseño el valor es 1.91. Luego de hallar el valor de $\frac{W}{d}$ se debe emplea la ecuación (4.11) [83] con el objetivo de encontrar el valor de ϵ_e

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12\frac{d}{W}}}$$
(4.11)

Como se puede observar en la ecuación (4.11) se tienen dos variables $d ext{ y } W$, donde d equivale a la altura del sustrato $ext{ y } W$ se halla de la siguiente manera:

$$W = \frac{W}{d} * d \tag{4.12}$$

Al reemplazar los valores de $\frac{W}{d}$ y la altura del sustrato que de acuerdo con la Tabla 6 es h = 1.55mm, el valor calculado para W es:

$$W = 2.965 \times 10^{-3}$$

Como se observa en la Tabla 6, el valor final empleado se aproximó a 3mm para el ancho de la línea microcinta, este valor se optimizó mediante análisis paramétrico.

4.2.1.3 Diseño antena PCMA con reducción de volumen a 2.45GHz

En esta sección se redujo el ancho de banda con el objetivo de hacer más selectiva la antena y se sintonizó la antena diseñada en la sección anterior puntualmente a 2.45 GHz. Para lograr esto se empleó la técnica de miniaturización por modificaciones del plano de tierra debido a que no solo funciona para miniaturización, sino que también al diseñar estas ranuras correctamente permite variar la frecuencia de resonancia [80]. Un ejemplo de esto se llevó a cabo en [84] donde se colocó una sola ranura con un ancho de 1mm debajo de una antena parche rectangular. Se realizó un estudio paramétrico donde se cambió su longitud y posición por debajo del parche. La antena sin la implementación de la ranura resonó a 2.87 GHz. Empleando una óptima ubicación y longitud, la antena resonó a 1.38 GHz, lo que significa una disminución del 52%.

Otro método en el cual se modificó el plano de tierra se presentó en [85] donde se empleó una estructura de un sustrato de dos capas, en el cual el sustrato ubicado en la parte inferior tenía una serie de cilindros metálicos ubicados de forma vertical, y uno de los extremos tocaba el plano de tierra. Estos se ubicaron en las esquinas por debajo del parche los cuales están separados por una capa de otro sustrato, como se muestra en la Figura 31. Con esta estructura se redujo la frecuencia de resonancia, paso de 5.32 GHz a 2.635 GHz y se redujo el ancho de banda a un 1.9%.



 $l_1=3.7mm$ $l_2=3.5mm$ F=2.4mm

Figura 31. Antena parche miniaturizada sobre una estructura de plano de tierra irregular [85]



Figura 32. Geometría de la antena con reducción de volumen a 2.45GHz acotada: (a) vista inferior (b) vista superior

| L ₀ | R | r | d_w | <i>w</i> ₀ | b | а | d_L | Lg | <i>w</i> ₁ | h | l_1 |
|----------------|-----|------|-------|-----------------------|------|------|-------|-----|-----------------------|------|-------|
| 13.7 | 7.4 | 6.48 | 5 | 3 | 32.9 | 24.8 | 5.47 | 4.5 | 16 | 1.55 | 7.5 |

Tabla 7. Parámetros longitudinales en mm de la antena con reducción de volumen a 2.45GHz

Como se puede observar en la Figura 32a se modificó la variable L_g de 8.89mm a 4.5mm (ver Tabla 7) ocasionando una reducción en el largo del plano de tierra, así mismo también se cambió la variable l_1 de 3.11mm a 7.5mm y se modificó la variable w_1 de 5.68mm a 16mm generando un aumento en el ancho de la ranura. Para la Figura 32b la cual muestra la parte superior de la antena no se generó ningún tipo de cambio con el objetivo de comprobar la reducción del ancho de banda y la variación en frecuencia de resonancia a partir de la modificación del plano de tierra. Los valores finales de las variables fueron obtenidos mediante análisis paramétrico y se presentan en la Tabla 7 y en la Figura 32 se presenta el diseño miniaturizado de la PCMA. El parámetro S11 es presentado en la Figura 44 en la sección 5.

4.2.2 Técnica de reducción de volumen por naturaleza del sustrato y por simetría

4.2.2.1 Diseño antena antípoda vivaldi (AVA)

En esta sección se presentan las otras 2 técnicas de reducción de volumen utilizadas para reducir el tamaño de la antena AVA.

Inicialmente se presenta el proceso de diseño de la antena AVA, esta antena fue implementada con el objetivo de tener un punto de comparación con la antena con reducción de volumen.

Para el desarrollo de la antena AVA (ver Figura 33) se consideró la antena propuesta en [41], esto es, una antena tipo AVA de ultra ancho de banda, la cual es un parche configurado por medio de la ecuación exponencial (3.21) mostrada en la sección 3.1.3.3 y como se expone en

AI-008-101

esta sección, las constantes C_1 y C_2 se definen por medio de las ecuaciones (3.22) y (3.23), al reemplazar estas ecuaciones en (3.21), la nueva expresión es:



$$x = \frac{y_1 - y_2}{e^{bx_2} - e^{bx_1}} e^{by} + \frac{y_1 e^{bx_2} - y_2 e^{bx_1}}{e^{bx_2} - e^{bx_1}}$$
(4.13)

Figura 33. Antena vivaldi antípoda (AVA): (a) vista inferior (b) vista superior

(X1,Y1)

b

(X1,Y1)

а

En la Figura 33 se observa la antena AVA, la cual es implementada por medio de la ecuación (4.13). Esta antena se implementó en el programa HFSS por medio de la herramienta Equation based Surface (ver Figura 34), en esta herramienta fueron configuradas como variables independientes $_u y _v$ en el eje X (X($_u, _v$)), las cuales toman todos los puntos que conforman la ecuación (4.13) comprendida a partir de los limites ajustados en las variables Start_u, End_u, Start_v y End_v. La ecuación (4.13) que describe el comportamiento de la curva se ajustó sobre el eje Y ($Y(_u, _v)$) y sobre el eje Z ($Z(_u, _v)$) se dejó en "0" debido a que no era necesario colocar alguna variable o valor sobre este plano. La última parte de la configuración de esta herramienta fue establecer las coordenadas del punto inicial (X_1, Y_1) y final (X_2, Y_2) de la curva, los cuales se definieron para eje X en

Start_u y End_u, y para el eje Y en *Start_v y End_v*. Con esta herramienta y empleando esta configuración en posible generar los parches a partir de la ecuación (4.13).

| Proper | ties | : Antena Norma | ıl - Prueba - HFSSDesign1 - Modeler | |
|--------|------|----------------|---|---|
| Comm | and |] | | |
| Γ | | Name | Value | ĺ |
| | | Command | CreateEquationSurface | ĺ |
| | | Coordinate Sys | Global | |
| | | X(_u,_v) | _u*_v | |
| | | Y(_u,_v) | (y2-y1)/(exp(b*x2)-exp(b*x1))*exp(b*_u)+(y1*exp(b*x1)-y2*exp(b*x2))/(exp(b*x2)-exp(b*x1)) | |
| | | Z(_u,_v) | 0 | |
| | | Start _u | x1 | |
| | | End _u | x2 | |
| | | Start _v | y1 | |
| ſ | | End _v | y2 | |

Figura 34. Herramienta Equation based Surface

4.2.2.2 Diseño de las ranuras

El siguiente paso dentro del diseño de la antena vivaldi fue implementar una ranura de tipo ondulatoria en forma de coseno (Figura 35), agregada en los costados extremos de las hojas que conforman la AVA con el objetivo de mejorar el patrón de radiación y la ganancia [86], esta ondulación se expresa por medio de la siguiente ecuación:

$$x = A_c * \cos \cos \left(\left(\frac{2\pi}{T} \right) x \right) \tag{4.14}$$

Donde:

 A_c =es la amplitud

T = es el periodo

La amplitud A_c está dada por:

$$A_c = \frac{L_{gc}}{2} \tag{4.15}$$

Donde:

L_{gc} = es la longitud de la ranura



Figura 35. Antena Vivaldi Antipoda con ranuras con forma ondulatoria: (a) vista inferior (b) vista superior

En la Figura 35 se observa la antena AVA, la ecuación (4.14) fue implementada en la herramienta *Equation based curve (ver* Figura 36) en el programa HFSS, en la herramienta fue configurada la variable independiente $_t$, la cual toma todos los puntos que conforman la ecuación coseno desde el límite puesto en la variable *Start_t* hasta el límite de la variable *End_t*, para este caso configurado en el eje X (*X*(*_t*)). La ecuación (4.14) que describe el comportamiento de la curva se ajustó sobre el eje Y (*Y*(*_t*)) y sobre el eje Z (*Z*(*_t*)) se dejó en 0 debido a que no era necesario colocar alguna variable o valor sobre este plano. La última configuración que se realizó fue ajustar el inicio y fin de la variable *_t*. Con esta configuración es posible generar la curva tipo coseno sobre el eje X e Y, con el objetivo de formar las ranuras a insertar en los costados extremos de la AVA.

| Properties: Antena Normal - HFSSDesign1 - Modeler | | | | | | | | |
|---|----------------|----------------------------|--|--|--|--|--|--|
| Comm | and | | | | | | | |
| [| Name | Value | | | | | | |
| Ĩ | Command | CreateEquationCurve | | | | | | |
| ĺ | Coordinate Sys | Global | | | | | | |
| | X(_t) | _t | | | | | | |
| | Y(_t) | (lgc_1/2)*cos(2*(pi/m)*_t) | | | | | | |
| | Z(_t) | 0 | | | | | | |
| | Start _t | Limit | | | | | | |
| | End _t | Limit_2 | | | | | | |

Figura 36. Herramienta Equation based curve

4.2.2.3 Diseño de tierra

Después de establecer las ranuras en los extremos de las hojas, se procedió a desarrollar el plano de tierra de la antena AVA, la cual se compone de dos partes; la primera parte está constituida por medio de la hoja diseñada a través de la ecuación (3.21) mostrada en la sección 3.1.3.3, ubicada en la parte posterior del sustrato. La segunda parte se compone también de dos hojas invertidas ubicadas también en la parte posterior, estas se generaron también con la ecuación (3.21) implementada con la función *Equation Surface*, así como se planteó la construcción de las dos hojas que componen la AVA, se estableció como punto inicial (X_3 , Y_3) y el punto final (X_4 , Y_4) y el crecimiento exponencial (c) (ver Figura 37).



Figura 37. Antena Vivaldi Antípoda con plano de tierra:(a) vista inferior (b) vista superior

4.2.2.4 Diseño alimentación microcinta

La última parte del diseño de la antena AVA fue diseñar la alimentación (ver Figura 38), para esta antena se diseñó una línea microcinta. Para el diseño de la línea microcinta para esta antena se empleó el mismo procedimiento desarrollado en la sección 4.2.1.2.1, la antena fue desarrollada sobre el sustrato FR4 se obtuvieron los siguientes valores de A y B:

$$A = 1.52$$
 $B = 5.64$

Al no variar los valores de A y B, los resultados obtenidos en (4.9) y (4.10) se mantienen:

$$\frac{W}{d} < 2 = 1.91$$
$$\frac{W}{d} > 2 = 1.913$$

Como se mencionó con anterioridad al no tener cambios en A y B la condición $\frac{w}{d}$ que cumple es la misma que se establecido en la sección 4.2.1.2.1. Luego de obtener el valor de $\frac{w}{d}$ se debe emplear la ecuación (4.11) con el objetivo de encontrar el valor de ϵ_e [83].

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12\frac{d}{W}}}$$

Como se puede observar en la ecuación (4.11) se tienen dos variables $d ext{ y } W$, donde d equivale a la altura del sustrato, el cual para el diseño desarrollado fue de h = 1.69mm y W se halla de la siguiente manera:

$$W = \frac{W}{d} * d$$

Al reemplazar los valores de $\frac{W}{d}$ y la altura del sustrato, el valor calculado para W es: $W = 3.228 \times 10^{-3}$

En la Figura 38 se presenta la antena AVA con la línea microcinta.

Figura 38. Antena Vivaldi Antipodal con alimentación microcinta:(a) vista inferior (b) vista superior

85



Para el diseño final de la antena, la alimentación microcinta se empleó un ancho de 3mm debido a que en la sección 4.2.1.2.1 se obtuvo un valor de 50Ω .

Luego de establecer cada una de las partes y diseños que componen la antena antípoda vivaldi (AVA), en la Figura 39 se presenta el diseño final de la antena acotada con sus respectivas dimensiones y en la Tabla 8 se muestra cada uno de los valores.

Tabla 8. Variables dimensionales del diseño final de la antena vivaldi antipoda

| W | L | La | L_f | W_f | L _{c1} | L _{c2} | Wa | L _{gc} | L_{gc1} | Т | b | с |
|----|----|------|-------|-------|-----------------|-----------------|------|-----------------|-----------|---|-----|-----|
| 50 | 50 | 38.4 | 11.1 | 3 | 20 | 18.48 | 47.2 | 3 | 1.8 | 2 | 1.7 | 3.3 |



Figura 39. Diseño final Antena Vivaldi Antipoda

Con los valores de las dimensiones de la antena presentados en la Tabla 8 se obtuvo el parámetro S11 presentado en la Figura 50 (ver sección 5).

Después de reproducir o replicar y comprender el funcionamiento de la antena presentada en [41] se procedió a reducir el tamaño de la antena, este proceso de reducción de tamaño de la antena es presentado en la siguiente sección.

4.2.3 Técnica de reducción de volumen antena vivaldi antípoda por naturaleza del sustrato

En esta sección se presenta el proceso realizado para la reducción de tamaño de la AVA (Figura 40), la técnica de miniaturización empleada para reducir el tamaño de la antena diseñada en la sección anterior fue la de naturaleza del sustrato, esta técnica fue descrita en la sección 3.1.7.1.4, esta técnica relaciona la longitud y el ancho de una antena con respecto a la permitividad relativa (ε_r) permitiendo la reducción de tamaño [71]. En [87] se describe que al implementar un sustrato de tipo cerámico con permitividad alta ($\varepsilon_r = 100$) y compararlo con un sustrato en FR4 el cual posee una permitividad baja ($\varepsilon_r = 4.4$) con respecto a la permitividad del sustrato cerámico, se logró obtener una reducción del 92.67%.

Como se describió en la sección anterior, se utilizó un sustrato en FR4 en donde la antena diseñada cuenta con un tamaño de 50x50 mm, para lograr la reducción de volumen se utilizó el sustrato TMM6, el cual tiene una permitividad de $\varepsilon_r = 6.3$, obteniendo un tamaño de 30x30 mm lo que equivale a una reducción del 64 % del área de la antena. Para lograr la reducción de volumen se utilizó el procedimiento presentado en la sección 4.2.2.1, al igual que análisis paramétrico sobre las variables de la antena. Los valores finales de las variables de la antena se presentan en la Tabla 9 y en la Figura 40 se presenta el diseño miniaturizado de la AVA. El parámetro S11 de la antena AVA con reducción de volumen mediante la técnica de miniaturización naturaleza de sustrato se presentan en la Figura 49 en la sección 5.

Tabla 9. Variables dimensionales antena vivaldi antipoda con reducción de volumen por naturaleza del sustrato

| W | L | L _a | L_f | W_f | L_{c1} | L_{c2} | Wa | L _{gc} | L_{gc1} | Т | b | С |
|----|----|----------------|-------|-------|----------|----------|----|-----------------|-----------|---|---|-----|
| 30 | 30 | 18.8 | 11.2 | 3 | 8 | 10.8 | 30 | 3 | 1.8 | 2 | 2 | 3.3 |



Figura 40. Antena Vivaldi antípoda con reducción de volumen empleando la técnica por naturaleza del sustrato

4.2.4 Reducción de volumen por simetría

En esta sección se presenta la reducción de tamaño de la antena AVA original (ver Figura 39) por medio de la técnica de reducción de volumen por simetría, la cual fue descrita en la sección 3.1.7.1.2, en donde se describe el uso de un muro o pared eléctrica, que se construye a partir de una serie de postes colocados en forma paralela al parche con el objetivo encontrar ejes simétricos logrando obtener propiedades similares a la antena original. En [35] se presentó una antena vivaldi antípoda empleando un muro eléctrico el cual está constituido por una tira en cobre la cual está diseñada en la parte superior e inferior de la antena, en la parte superior esta tira se ubica paralelamente al parche radiante y en la parte inferior esta tira se une con el plano de tierra. Estas dos tiras ubicadas en la parte superior e inferior de la

antena constan también de dos columnas de postes colocados a lo largo de esta tira que a su vez perforan la antena desde la parte superior de la antena hasta la parte inferior (ver Figura 41).

Para la reducción de volumen de la antena AVA expuesta en la sección 4.2.2.1, se empleó la configuración descrita anteriormente, en donde la parte superior de la antena está constituida por la línea de alimentación, un parche que está formado por la ecuación (4.13) y la pared eléctrica ya descrita con anterioridad en esta sección. La parte inferior de la antena se compone de una sola hoja invertida que se genera también por la ecuación (4.13) que forma el plano de tierra, que se conecta con la pared eléctrica descrita con anterioridad. Empleando esta técnica se logró reducir el volumen de 50mmx50mm a 30.8x50mm, lo que equivale a un 38,4% de reducción. Los valores finales de las variables de la antena se presentan en la Tabla 10 y en la Figura 41 se presenta el diseño miniaturizado de la AVA. El parámetro S11 de la antena AVA con reducción de volumen mediante la técnica de miniaturización por simetría se presenta en la Figura 50 en la sección 5.

4.2.4.1 Diseño de vías para el muro eléctrico

Como se mencionó en la sección anterior se describió el uso de un muro eléctrico para la reducción de volumen por simetría, este muro esta implementado por la tecnología SIW descrita en la sección 3.1.4. Esta estructura se constituye por unas columnas de postes a lo largo de una tira de cobre implementada en la parte superior e inferior del sustrato. En esta sección se implementa el procedimiento descrito en la sección 3.1.4.1 para el diseño de las columnas del muro eléctrico implementado

$$p > d \tag{3.25}$$

$$\frac{d}{p} \ge 0.5 \tag{3.26}$$

$$\frac{d}{\lambda_0} \le 0.1 \tag{3.27}$$

Para el diseño de las vías se tomó en cuenta los siguientes valores para el diámetro de los cilindros d y la separación entre estos p

Con estos valores se garantiza la primera condición y se procedió a emplear la ecuación (3.26) y verificar si se cumple la condición

$$\frac{1.6mm}{2.8mm} = 0.57$$

Al cumplir con las dos condiciones iniciales se garantiza tener una mínima perdida por fuga en el muro eléctrico. Los valores finales se muestran en la Tabla 10 y en la Figura 41 se presenta el diseño miniaturizado de la AVA.

| W | L | La | L_f | W_{f} | <i>L</i> _{<i>c</i>1} | L_{c2} | Wa |
|----------|------------------|------|-------|---------|-------------------------------|-----------------|----------------|
| 30.8 | 50 | 38.8 | 11.2 | 1.5 | 20 | 18.8 | 26 |
| L_{gc} | L _{gc1} | Т | b | С | R | W _{an} | W _c |
| 3 | 4 | 2 | 1.8 | 3.3 | 0.8 | 4.8 | 2.6 |

Tabla 10. Variables dimensionales antena vivaldi antipoda con reducción de volumen por simetría



Figura 41. Antena Vivaldi Antipodal con reducción de volumen empleando la técnica por simetría: a) vista superior, b) vista inferior

4.2.5 Prototipos fabricados

En esta sección se presentan dos prototipos de las antenas vivaldi fabricadas: Figura 42 – prototipo 1, Figura 43 – prototipo 2



Figura 42. Prototipo 1 fabricado - Antena vivaldi antipoda original: (a) Vista superior, (b) Vista inferior

En la Figura 42 se exhibe el primer prototipo elaborado, la antena AVA original, esta se fabricó sobre un sustrato Rogers TMM6. En el proceso de fabricación se evidenciaron algunos desperfectos presentados como se muestra en la Figura 42b, donde en el plano de tierra en la parte inferior se puede ver algunas ranuras que pueden llegar afectar los resultados entregados por la antena. Los resultados se presentan en la sección 5.3.



Figura 43. Prototipo 2 fabricado - Antena vivaldi antipoda con reducción de volumen por naturaleza del sustrato: (a) Vista superior (b) Vista inferior

En la Figura 43 se presenta el segundo prototipo fabricado, la antena AVA con reducción por naturaleza del sustrato, esta antena como se mencionó en la sección 4.2.3 fue fabricada en un sustrato TMM6 Rogers. Durante el proceso de fabricación la antena sufrió algunos desperfectos como se evidencia en la Figura 43a, en donde se muestra que en la zona indicada el sustrato tuvo una afectación, lo que podría generar algún cambio en los resultados entregados por la antena, estos resultados se presentan en la sección 5.3.

5 RESULTADOS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

5.1 Resultados y análisis del parámetro S11, patrón de radiación 3D y 2D – PCMA

En esta sección se presentan los resultados obtenidos en cada uno de los diseños de las antenas PCMA mostradas en la sección 4.2.1.



5.1.1 Resultados y análisis del parámetro S11

Figura 44. Parámetro S11 antenas monopolo diseñadas: Azul – Antena original, Verde – Antena con reducción de volumen y Rojo – Antena con reducción de volumen a 2.45GHz

Se evidencia en la Figura 44 la respuesta para cada una de las antenas PCMA diseñadas. Para la antena original, inicialmente el marcador A1 indica una frecuencia de operación inicial 3.07 GHz, un valor muy cercano al cálculo efectuado en la sección 4.2.1.1, el cual fue de 3.08 GHz. También el marcador A1 y A2 indican una adaptación por debajo de -10 dB para todo el ancho de banda desde 3.07 GHz hasta 12 GHz, obteniendo un ultra ancho de banda de 8.93 GHz. Dentro de este ultra ancho de banda, el marcador A3 muestra una adaptación de -24 dB en la frecuencia de 4.23 GHz.

AI-008-101

La grafica verde que representa el parámetro S11 para la antena con reducción de volumen por modificaciones en el plano de tierra, tiene un comportamiento similar a la antena original. Para esta grafica se presentan dos frecuencias de resonancia: 3.7 GHz y 10.9 GHz señaladas por los marcadores A6 y A8 correspondientemente. Los marcadores A4 y A5 indican una adaptación por debajo de -10 dB, desde 2.85 GHz para A4 hasta 7.69 GHz para A5, logrando un ancho de banda de 4.84 GHz para la primera frecuencia de resonancia. Dentro de este ancho de banda, el marcador A6 muestra una adaptación de -31.9 dB. Los indicadores A7 y A9 muestran un ancho de banda 2.3 GHz para la segunda frecuencia de resonancia con una adaptación de -65 dB indicada por el marcador A8.

Al comparar estas dos gráficas, al generar la reducción de volumen se muestra un corrimiento hacia la izquierda y generando que se presenten dos frecuencias de resonancia como se describió anteriormente, ocasionando que no se muestre un ultra ancho de banda, pero si, una reducción en el ancho de banda del 20%. Como se describió en la sección 4.2.1.3 modificar el plano de tierra agregando ranuras modifica el ancho de banda y se reduce la frecuencia de resonancia, como se mencionó en la sección 4.2.1.3, se generaron diferentes análisis paramétricos sobre la ranura.

En la gráfica de color rojo se muestra que al disminuir el plano de tierra debido al aumento de la ranura se genera una reducción del ancho de banda del 91.2% en comparación con la antena original, haciéndola más selectiva. También se presenta una disminución en el área del plano de tierra de un 89% con respecto a la antena con reducción de volumen. También se logró resonar la antena a una frecuencia de 2.45 GHz y un parámetro S11 de -15.9 dB, confirmando que al modificar el plano de tierra se genera una reducción no solo del volumen de la antena, sino también logrando una reducción del ancho de banda y variación de la frecuencia de resonancia.



5.1.2 Resultados y análisis del patrón de radiación 3D y 2D

Figura 45. Patrón de radiación 3D antenas monopolo diseñadas: a) Antena original; b) Antena con reducción de volumen; c) Antena con reducción de volumen a 2.45GHz

En la Figura 45 se muestra el patrón de radiación 3D generado por las antenas monopolo diseñadas, en la Figura 45a se presenta el patrón de radiación de la antena original obteniéndose una ganancia de 1.6 dBi. Se observa en la Figura 45b que al reducir la antena se logra aumentar la ganancia a 1.8 dBi y al reducir más el plano de tierra se disminuye la ganancia de la antena a 0.1dBi como se muestra en la Figura 45c.



Figura 46. Patrón de radiación 2D antenas monopolo diseñadas: a) 0° y b) 90° (Azul – Antena original, Verde – Antena con reducción de volumen y Rojo – Antena con reducción de volumen a 2.45GHz)

En la Figura 46 se presentan los patrones de radiación en 2D de las antenas monopolo diseñadas, en la Figura 46a los resultados simulados indican un comportamiento bidireccional asimétrico. También se muestra que para la antena original (Azul), el marcador A1 muestra que a 166° se logra la radiación máxima de 1.61 dBi y su mínima radiación indicada por A2 se presenta a -90° con un valor de -27.7 dBi. Para la antena con reducción de volumen (Verde), el marcador A3 señala que esta antena tiene su máxima radiación de 1.8 dBi a 180° y su mínima radiación se presenta a -80° con un valor de -26.8 dBi esto se indica con el marcador A4. El patrón de radiación obtenido para la antena con reducción de volumen a 2.45GHz muestra una reducción en la radiación máxima indicada por el marcador A5 de 0.11 dBi a 178° y el marcador A6 muestra una radiación mínima de -30.9 dBi a 92°.

La modificación en los patrones de radiación se debe a la variación del comportamiento o distribución de las corrientes superficiales, esta variación es debida a el aumento de la ranura en el plano de tierra. Una clara modificación del patrón de radiación se presenta en la Figura 46b los resultados entregados por la simulación indican un comportamiento bidireccional para la antena original, pero este comportamiento se va modificando al reducir el volumen de la antena y su plano de tierra. Al observar la gráfica de la antena original (Azul), el marcador A1 indica que la máxima radiación se logra a 180° con un valor de 1.17 dBi y una mínima radiación de -0.75dBi a 90° indicada por el marcador A2. Para la antena de reducción

de volumen (grafica verde) el comportamiento bidireccional se va reduciendo en el lóbulo comprendido entre 60° y -60° y se aumenta en el lóbulo comprendido entre 120° y -120°. La grafica para esta antena muestra que el marcador A3 señala una máxima radiación de 1.8 dBi a 180° y una mínima indicada por el marcador A4 de -0.52 dBi a -66°. El comportamiento bidireccional del patrón de radiación para la antena con reducción de volumen a 2.45 GHz (Grafica Roja), en donde se disminuye el lóbulo comprendido entre 90° y -90° y haciéndola más direccional en el lóbulo comprendido entre 120° y -120°con una máxima radiación señalada por el marcador A5 de 0.08 dBi a 180°, pero con una radiación menor presentada en grafica verde, como se mencionó anteriormente esto se debe al aumento de la ranura en el plano de tierra debido a la modificación de las corrientes superficiales.







Figura 47. Corrientes superficiales antena monopolar original para diferente fase: a) 0°, b) 40°, c) 80°, d) 120° y e) 170°

En la Figura 47 se muestran las distribuciones de corriente superficial generadas por la antena original a diferentes ángulos de fase 0°, 40°, 80°, 120° y 170°. La intensidad máxima de 174.5 A/m se concentra a lo largo del gap. Parte de la intensidad también se observa entre el borde del disco y la línea de alimentación que va disminuyendo conforme la corriente se desplaza hacia adentro del disco y se distribuye por todo el sustrato. Se observa que para las

fases de 40° y 80° se presenta una distribución mayor sobre todo el gap y la línea de alimentación, presentándose también este comportamiento en el centro del disco y en borde del sustrato con respecto a las demás fases.



с



d



d

Figura 48. Corrientes superficiales antena monopolar con reducción de volumen para diferente fase: a) 0°, b) 40°, c) 80°, d) 120° y e) 170°

En la Figura 48 se muestran las distribuciones de corriente superficial generadas por la antena con reducción de volumen a diferentes ángulos de fase 0°, 40°, 80°, 120° y 170°. La intensidad máxima es de 58.19 A/m y se concentra a lo largo de la línea de alimentación y el borde inferior del disco. Se observa que para las fases a 0° y 170° se presenta una distribución mayor sobre todo la línea de alimentación; para el ángulo 0° se dirige desde la mitad hacia la parte inferior de la línea microcinta y desde esta mitad hacía la zona inferior del disco se dirige esta máxima intensidad en donde al ingresar hacia el centro del disco va disminuyendo esta corriente superficial a 8.28 A/m y en la zona superior del disco esta corriente es de 4.32 A/m. En la fase a 170° el comportamiento es inverso al presentado a 0°, donde la corriente se dirige desde la parte inferior de la línea de alimentación de alimentación hacia el centro de esta y desde la parte superior del disco, la corriente tiene un valor de 1.17 A/m que va aumentando conforme se distribuye hacia el centro del disco donde la corriente superficial es de 8.28 A/m y en la

AI-008-101

parte inferior del disco se observa la máxima corriente superficial presentada en la antena de 58.19 A/m que se va diciendo hacia el centro de la línea de alimentación.



с



d

Figura 49. Corrientes superficiales antena monopolar con reducción de volumen a 2.45GHz para diferente fase: a) 0°, b) 40°, c) 80°, d) 120° y e) 170°

En la Figura 49 se muestran las distribuciones de corriente superficial generadas por la antena con reducción de volumen a 2.45 GHz para diferente fase 0°, 40°, 80°, 120° y 170°. La intensidad máxima es de 91.71 A/m y se concentra al inicio de la línea de alimentación. Para la fase 0°, 40°, 120° y 170° se presenta esta máxima distribución entre el inicio de la línea microcinta y el vértice del ancho de la ranura del plano de tierra; en donde a 0° la máxima corriente se dirige desde el vértice con una corriente de 1.66 A/m se desplaza por toda la línea microcinta en dirección hacia el parche circular alcanzando una corriente de 24.12 A/m en los bordes de la línea microcinta y en la mitad de este parche la corriente superficial se disminuye a una valor de 6.34 A/m y se va dirigiendo hacia el borde superior del parche en donde la corriente superficial se disminuye a 3.25 A/m. Para el ángulo de 40° la corriente superficial tiene un comportamiento similar al descrito con anterioridad salvo que las distribuciones generadas en el parche no son tan marcadas. En la Figura 49c el comportamiento es inverso al presentado a 0°, donde la corriente se dirige desde la parte

AI-008-101

inferior de la línea de alimentación hacia el vértice del ancho de la ranura y desde la parte superior del parche circular, en donde la corriente tiene un valor de 3.25 A/m, la cual va aumentando conforme se dirige y se distribuye hacia la zona inferior del disco y continua hacia la alimentación microcinta donde la corriente superficial es de 24.12 A/m. Para la Figura 49d, se presenta el mismo comportamiento presentando en el ángulo de 120° solo que se intensifica a lo largo del parche y la línea de alimentación, también se muestra un aumento en la corriente superficial de 6.34 A/m en el centro del parche.

Al comprar las distribuciones de corrientes superficiales presentadas en cada una de las antenas, se muestra que la reducción de volumen genera una disminución en la corriente máxima con respecto a la antena original. También se muestra una mayor concentración en la máxima corriente superficial para las dos antenas con reducción de volumen en donde esta corriente se presentaba en la mayor parte de la línea de alimentación, en comparación con la antena original en donde la máxima corriente solo se presentaba a lo largo del gap. Al comparar las dos antenas con reducción de volumen se observa que, al aumentar la ranura en el plano de tierra, se incrementan las corrientes superficiales y también ocasiona que las distribuciones de corriente a lo largo de la línea de alimentación se modifiquen, en el punto donde inicia la ranura las corrientes cambian de dirección.

5.2 Resultados y análisis del parámetro S11, patrón de radiación 3D y 2D – AVA

En esta sección se presentan los resultados obtenidos en cada uno de los diseños de las antenas AVA mostradas en la sección 4.2.2



5.2.1 Resultados y análisis del parámetro S11

Figura 50. Parámetro S11 antenas vivaldi antípodas diseñadas: Azul – Antena Original, Verde – Antena con reducción de volumen por simetría y Rojo – Antena con reducción de volumen por naturaleza del sustrato

Se muestra en la Figura 50 la respuesta para cada una de las antenas AVA diseñadas. Para la antena original, inicialmente el marcador A1 indica una frecuencia de operación inicial de 1.18 GHz. También el marcador A2 indica una adaptación por debajo de -10 dB para todo el ancho de banda desde 1.18 GHz hasta 10.09 GHz, consiguiendo un ultra ancho de banda de 8.91 GHz. Dentro de este ultra ancho de banda, el marcador A3 muestra una adaptación de -28.48 dB en la frecuencia de 2.45 GHz.

La grafica de color verde representa el parámetro S11 para la antena con reducción de volumen por simetría, en donde se presentan varias frecuencias de resonancia, pero se indican o se señalan con los marcadores A6, A18, A17 y A7, indicando respectivamente las frecuencias 2.36 GHz con una adaptación de -35.76 dB, 2.45 GHz con una adaptación de - 30.34 dB, 3.56 GHz con una adaptación de -63.39 dB y 7.52 GHz con una adaptación de - 33.07 dB. Los marcadores A4 y A5 indican una adaptación por debajo de -10 dB, desde

1.48GHz para A4 hasta 11.98 GHz para A5, obteniendo un ultra ancho de banda de 10.5 GHz.

Al comprar estas dos graficas anteriormente descritas, se muestra que al reducir de volumen la antena por simetría, se consigue aumentar el ancho de banda y la frecuencia primera frecuencia de resonancia con una adaptación por debajo de -20 dB se encuentra corrida hacia la izquierda en comparación con la gráfica de la antena original, con un valor de 2.36 GHz. En la gráfica de color rojo, la cual corresponde a la respuesta en el parámetro S11 de la antena con reducción por naturaleza del sustrato, en donde se redujo el ancho de banda y se observaban tres frecuencias resonancia, la primera esta señalada por el marcador A10 la que indica un valor de frecuencia de 2.81 GHz con una adaptación de -45.73 dB y un ancho de banda indicado por medio de los marcadores A9 y A8, con los cuales se obtiene un valor de 2.71 GHz. La segunda frecuencia de 7.79 GHz con una adaptación de -21.7 dB y un ancho de banda indicado por medio de los marcadores A11 y A12, obteniendo un valor de 2.3 GHz, la tercera frecuencia de resonancia señalada por el marcador A16, indica un valor de 10.58 GHz con una adaptación de -17.6 dB y un ancho de banda de 1.08 GHz.





Figura 51. Patrón de radiación 3D antena vivaldi antípoda original: a) 2.45 GHz y b) 7.79 GHz

AI-008-101

En la Figura 51 se presentan dos patrones de radiación en 3D generados por la antena vivaldi original, en las frecuencias 2.45 y 7.79 GHz señaladas por los marcadores A3 y A13 respectivamente (ver Figura 50). Como se puede observar en la Figura 51a se visualiza que en 2.45 GHz en $\phi = 0^{\circ}$, se obtiene una ganancia máxima de -2.5 dBi y para la frecuencia de 7.79 GHz (ver Figura 51b) en $\phi = 0^{\circ}$ obtiene su máxima ganancia a 2.08 dBi. La ganancia negativa presentada a 2.45 GHz se debe a dos factores: la primera, la perdida de eficiencia debido a la reducción de volumen y la segunda se debe a que la reducción de volumen también genera en ciertas frecuencias como es el caso una ganancia negativa, dado que para la frecuencia de 7.79 GHz la antena obtiene una ganancia de 2.08 dBi.



Figura 52. Patrón de radiación 3D antena vivaldi antípoda con reducción de volumen por simetría: a) 2.36 GHz, b) 2.45 GHz, c) 3.56 GHz y d) 7.56 GHz

En la Figura 52 se muestran los cuatro patrones de radiación en 3D formados por la antena vivaldi con reducción de volumen por simetría, en las frecuencias de 2.36, 2.45, 3.56 y 7.56

GHz, las cuales se encuentran indicadas por los marcadores A6, A18, A17 y A7 respectivamente (ver Figura 50). En la Figura 52a se presenta una máxima ganancia de -6.2 dBi en dirección de $\phi = -30^{\circ}$ y $\phi = 120^{\circ}$. Para la Figura 52b el patrón de radiación para 2.45 GHz presenta un comportamiento similar en donde la máxima ganancia se presenta en los mismos ángulos mencionados anteriormente, a diferencia que presenta un máximo de ganancia de -5.9 dBi. En la Figura 52c a diferencia de los dos patrones descritos anteriormente, inicialmente presenta una máxima ganancia de -2.2 dBi, exhibiendo un patrón de radiación en donde concentra esta máxima ganancia en dirección de $\phi = 0^{\circ}$ y una parte de esta máxima ganancia se concentra en $\phi = 90^{\circ}$. En la Figura 52d la frecuencia de 7.56 GHz la máxima ganancia de: 2.36, 2.45 y 3.56 GHz, se debe a dos factores: la primera, la perdida de eficiencia debido a la reducción de volumen y la segunda se debe a que la reducción de volumen también genera en ciertas frecuencias como es el caso de las frecuencias mencionadas anteriormente una ganancia negativa, dado que para la frecuencia de 7.56 GHz la antena obtiene una ganancia de 0.73 dBi.




Figura 53. Patrón de radiación 3D antena vivaldi antípoda con reducción de volumen por naturaleza del sustrato: a) 2.45 GHz, b) 2.81 GHz, c) 7.79 GHz y d) 10.58

En la Figura 53 se exhiben cuatro patrones de radiación en 3D generados por la AVA con reducción de volumen por naturaleza del sustrato, en las frecuencias de 2.45, 2.81, 7.79 y 10.58 GHz, estas se indican en la Figura 50 con los respectivos marcadores A19, A10, A13 y A16. Para las Figura 53a y Figura 53b se muestra una ganancia máxima de -4.4 y -3.6dBi respectivamente, esta ganancia se presenta en todo el patrón de radiación a estas frecuencias. En las Figura 53c y Figura 53d la ganancia presentada en estas dos figuras fue de 5.3 y 6.42 dBi respectivamente en $\phi = 0^{\circ}$. La ganancia negativa presentada en las frecuencias de: 2.45 y 2.81 GHz, se debe a dos factores: la primera, la perdida de eficiencia debido a la reducción de volumen y la segunda se debe a que esta reducción de volumen también genera en ciertas frecuencias como es el caso de las frecuencias mencionadas anteriormente una ganancia negativa, dado que para las frecuencias de 7.79 y 10.58 GHz la antena obtiene una ganancia de 5.3 y 6.42 dBi respectivamente.

Al comparar cada uno de los patrones de radiación en 3D para cada AVA diseñada, se muestra que, a mayor frecuencia dentro del ancho de banda, estas antenas presentan una mayor ganancia. También se muestra que al reducir el volumen de la antena empleando la técnica por naturaleza del sustrato se incrementa la ganancia a frecuencias por encima de 7.79 GHz. Este mejoramiento en la ganancia a frecuencias altas se debe a las ranuras colocadas en los extremos de las hojas, las cuales al tener una ondulación no uniforme mejoran la ganancia y como se puede observar se mejora la directividad de la antena [41].



Figura 54. Patrón de radiación 2D antena vivaldi antípoda original: a) 0° y b) 90° (Azul - 2.45 GHz - Rojo - 7.79 GHz)

En Figura 54 se presentan los patrones de radiación en 2D a 0° y 90° para la antena AVA original diseñada, en la Figura 54a para grafica azul el resultado entregado por el software HFSS, presenta un comportamiento direccional hacia 90° con ancho de haz de 195.12°, presentando una mínima ganancia indica por A2 de -9.7 dBi en un ángulo de -88° y una máxima ganancia indicada por marcador A1 de -2.86 dBi a 90°. Este comportamiento mejora a una frecuencia de 7.79 GHz (ver grafica Roja) en donde el ancho de haz es de 57.94° y presenta una mínima ganancia indica por A12 de -13.61 dBi a -6° y una máxima ganancia de 3.04 dBi a 90°. En la Figura 54b se presenta un comportamiento similar descrito anteriormente, en las dos graficas se presenta una máxima ganancia de -6.93 dBi indicada por A1 y una mínima ganancia indicada por A2 de -16.9 dBi para 2.45 GHz y una mínima ganancia de -14.5 dBi señada por A11.



Figura 55. Patrón de radiación 2D antena vivaldi antípoda con reducción de volumen por simetría: a) 0° y b) 90° (Azul -2.36 GHz - Verde - 2.45 GHz - Rojo - 3.56 GHz - Naranja - 7.56 GHz)

La Figura 55 se muestran los patrones de radiación en 2D a 0° y 90° para la antena AVA con reducción de volumen por simetría, en la Figura 55a, se presentan cuatro gráficas una para cada frecuencia. En donde, la gráfica de color azul y verde que corresponden a 2.36 y 2.45 GHz, presenta un comportamiento direccional a 90° con un ancho de haz de 263.53° y un máximo de ganancia de -7.00 dBi indicada por el marcador A1 y un mínimo de -11.24 dBi a -86° indicada por el marcador A2 para la primera frecuencia. A 2.45 GHz se reduce el ancho de haz a 203.06°, también se aumenta el valor de la ganancia a -6.36 dBi en 90°, la cual está indicada por A3 y un mínimo de -11.86 dBi a -84°, señalada por A4. Al observar las gráficas de color rojo y naranja, en donde las frecuencias son mayores, este comportamiento direccional se va mejorando debido a que el ancho de haz se reduce a 90.7° y la ganancia máxima aumenta a -2.23 dBi en 90° a una frecuencia de 3.56 GHz (ver grafica roja) indicada por el marcador A5 y a -0.81 dBi en dirección de 90° para 7.79 GHz (ver grafica naranja) señalada por el marcador A8. En la Figura 55b se muestran estas cuatro graficas mencionadas anteriormente, en las gráficas de color azul y verde se presenta un comportamiento similar debido a que se tomaron como referencias frecuencias muy cercanas, en donde, al comprar sus características las variaciones no son muchas. En cambio, al visualizar las gráficas de color rojo y naranja, en donde las frecuencias son mayores, el comportamiento es directivo, ya que se disminuye el ancho de haz a un valor de 105.07° y la ganancia aumenta a -5.00 dBi a 90° indicada por A5 para 3.56 GHz (ver grafica roja) y para la frecuencia de 7.79 GHz (ver grafica naranja), se pierde un poco este comportamiento direccional, en donde el ancho de

AI-008-101

haz aumenta a 132.18° y la ganancia máxima disminuye con respecto a la gráfica roja a -5.68 dBi.



Figura 56. Patrón de radiación 2D antena vivaldi antípoda con reducción de volumen por naturaleza del sustrato: a) 0° y b) 90° (Azul - 2.45 GHz – Verde –2.81 GHz - Rojo – 7.79 GHz y Naranja – 10.58)

En la Figura 56 se exhiben los patrones de radiación en 2D a 0° y 90° para la AVA con reducción de volumen por naturaleza del sustrato. En la Figura 56a, se muestra como la ganancia y el ancho de haz aumenta, conforme la frecuencia va creciendo, la ganancia máxima es de 0.35 dBi y una mínima ganancia de 0.25 dBi en la frecuencia de 2.45 GHz (ver grafica Azul) y un ancho de haz pequeño que el software no logra identificar. Al ir aumentado la frecuencia, en 2.81 GHz (ver grafica Verde) se presenta un comportamiento similar con respecto a la anterior en donde la máxima ganancia es de 0.4 dBi y la mínima de 0.29 dBi, este comportamiento va cambiando a medida que la frecuencia aumenta, en 7.79 GHz (ver grafica Roja), se muestra un aumento en la máxima ganancia de 3.31dBi y una mínima ganancia de 0.48 dBi, generando en esta frecuencia un ancho de haz 91.56° y presentando un comportamiento direccional sobre 90°. Para la frecuencia de 10.58 GHz (ver grafica Naranja), se exhibe un mayor patrón de radiación sobre 90° con respecto a los dos anteriores, en donde la ganancia máxima presentada es de 4.35 dBi y la mínima es de 0.13 dBi y presenta un ancho de haz de 95.56°. En la Figura 56b se muestran cuatro graficas mencionadas anteriormente, en las frecuencias de 2.45 y 2.81 GHz (ver gráfica azul y verde), así como se mencionó en la descripción de la anterior figura, en estas dos frecuencias se presenta un comportamiento similar, presentando en 2.45 GHz un ancho de haz de 105.99° con un máximo de ganancia indicada por A1 de -4.42 dBi a -4° y un mínimo de -17.11 dBi a 88° señalada por A2. En la frecuencia de 2.81 GHz, se muestra un ancho de haz de 111.82° con un máximo de ganancia indicada por A4 de -7.03 dBi a -104° y un mínimo de -15.51 dBi a 84° señalada por A3. Al visualizar las gráficas de color rojo y naranja, en donde la frecuencia es mayor, se presentan un ancho de haz de 157.5° con un máximo de ganancia señalada por A5 de -4.68 dBi a 96° y para la frecuencia de 10.58 GHz (ver grafica naranja), se muestra un ancho de haz de 37.66° con un máximo de ganancia indicada por A8 de -0.44 dBi a 180°.

Al comprar cada uno de los patrones de radiación para las antenas AVA diseñadas, las gráficas a 0° muestran un patrón de radiación en dirección hacia 90. También se mostró que conforme la frecuencia aumenta dentro del ultra ancho de banda de las antenas AVA; original (ver Figura 54a) y para las dos antenas con reducción de volumen (ver Figura 55a y Figura 56a), la antena presenta un aumento en su ganancia y mejora su directividad.



5.2.3 Resultados y análisis corrientes superficiales

d



Figura 57. Corrientes superficiales antena vivaldi antípoda original con diferentes ángulos de fase: a) 0°, b) 40°, c) 80°, d) 120° y e) 170°

En la Figura 57 se exponen las diferentes distribuciones de corriente superficial generadas por la antena original a distintos ángulos de fase 0°, 40°, 80°, 120° y 170°. Los vectores de corriente se distribuyen principalmente sobre la línea de alimentación en donde se muestra la intensidad máxima de 86.83 A/m, que va variando conforme la corriente se desplaza por todo el parche exponencial, mostrando en el inicio de la ranura exponencial esta corriente máxima que va disminuyendo a lo largo de esta ranura.







Figura 58. Corrientes superficiales antena vivaldi antipodal con reducción de volumen por simetría a diferentes ángulos de fase: a) 0°, b) 40°, c) 80°, d) 120° y e) 170°

En la Figura 58 se observa las distribuciones de corriente superficial formadas por la antena con reducción de volumen por simetría a distintos ángulos de fase 0°, 40°, 80°, 120° y 170°, en donde la máxima concentración de corriente es de 121.98 A/m y se presenta en la línea de alimentación y la ranura que separa esta y la pared eléctrica. Los vectores de corriente mantienen un comportamiento similar con respecto a la mitad de la izquierda del parche exponencial de la antena original, en donde al inicio de la ranura exponencial se obtiene una corriente superficial máxima que va cambiando conforme se desplaza a lo largo de la ranura y también se observa como esta corriente va disminuyendo de acuerdo con su distribución a lo ancho del parche.



а





e

Figura 59. Corrientes superficiales antena vivaldi antipodal con reducción de volumen por naturaleza del sustrato a diferentes ángulos: a) 0°, b) 40°, c) 80°, d) 120° y e) 170°

En la Figura 59 se muestran las distribuciones de corriente superficial producidas por la AVA con reducción de volumen por naturaleza del sustrato a distintos ángulos de fase 0°, 40°, 80°, 120° y 170°, mostrando una intensidad máxima de 160.64 A/m localizada en la línea de alimentación y parte del parche; en donde el ángulo de 0° (ver Figura 59a) esta máxima intensidad se distribuye desde el inicio de la línea microcinta hacia el centro de esta, en el

LINARES LÓPEZ

que luego se reduce a un valor de 2.19 A/m, en la otra mitad de la línea microcinta este comportamiento es similar en el cual, la corriente máxima se dirige desde el inicio de la ranura exponencial hacia el centro de la línea de alimentación. En la Figura 59d el comportamiento que presenta la corriente superficial para el ángulo 170° es inverso al presentando en 0° en donde las corrientes se dirigen desde la mitad de la línea de alimentación hacia el inicio de esta y en dirección al inicio de la ranura.

Al comprar cada una de las distribuciones de corriente exhibidas para cada antena, se muestra que al reducir el volumen de la antena original se presenta un aumento en la corriente superficial, a pesar de este aumento y de reducir el volumen de la antena se presentaron comportamientos similares en cada una de las gráficas mostradas.

Conforme a los análisis y resultados obtenidos, en las técnicas de reducción de volumen implementadas en la antena vivaldi llevadas a cabo en el proceso de diseño. La técnica por reducción de por simetría, en la cual se diseñó un muro o pared eléctrica con varios postes colocados en forma paralela al parche con el fin de obtener propiedades similares a la antena original, cumple con algunos de los requerimientos establecidos en el capítulo 4.1, ya que esta antena trabaja a una frecuencia de 2.45GHz ±5 MHz, también se logró obtener un parámetro S (1.1) de -10 dB y fue desarrollada en tecnología planar contando con una alimentación microstrip bajo un sustrato en TMM6, todo esto generado en el software HFSS. De acuerdo con el capítulo 4.1 , esta antena no cumple con otros requerimientos como son de ganancia y reducción; debido a que la ganancia a 2.45 GHz fue de -5.9 dBi y el área reducida fue de un 38,4%.

La técnica por reducción de volumen por naturaleza del sustrato, en donde se implementó un sustrato TMM6, cumple con los requerimientos del capítulo 4.1, ya que esta antena trabaja a una frecuencia de 2.45 GHz \pm 5 MHz, logrando una respuesta en el parámetro S (1.1) de -10 dB y su reducción fue de más del 50% \pm 5% del área total de la antena original y fue desarrollada en tecnología planar contando con una alimentación microstrip bajo un sustrato en TMM6, todo esto generado en el software HFSS. Conforme a lo establecido en el capítulo

4.1, esta antena no cumple con el requerimiento de ganancia ya que a la frecuencia de 2.45GHz fue de -3.6 dBi.

5.3 Resultados y análisis prototipo fabricado

En esta sección se muestran los resultados obtenidos por los prototipos fabricados, estas mediciones se llevaron a cabo en la Universidad de Los Andes, el cual tiene una especificación en una medición de ancho de banda de 80 MHz a 6 GHz, los resultados arrojados por las dos antenas se compraron en esta sección.



Figura 60. Parámetro S11 antenas vivaldi antípodas Original: Azul – Antena Diseñada y Rojo – Antena Fabricada

En la Figura 60 se presenta la gráfica comparativa del coeficiente de reflexión de la antena AVA diseñada y fabricada. Al comprar los resultados se evidencia la gráfica entregada por la antena fabricada existe un corrimiento hacia la derecha con respecto a la antena diseñada. En la gráfica Roja se muestra que el ancho de banda de 1.32 GHz, que en comparación con la antena diseñada cuenta con un ancho de banda de 4.74 GHz. Dentro del ancho de banda para el prototipo fabricado se muestra una adaptación de -52.25 dB a una frecuencia de 2.65 GHz, indicada por el marcador A5, que, en comparación con la antena diseñada presenta una adaptación de -26.81 dB a una frecuencia de 2.45 GHz. Además, en la gráfica roja se presenta

una segunda adaptación de -15.65 dB a 4.48 GHz con un ancho de banda de 0.2 GHz. Estas diferencias evidenciadas entre el diseño y el prototipo fabricado, posiblemente se deben al soldar el conector SMA a la antena o también como se mencionó en la sección 4.2.5, se debe al proceso de fabricación.

Con respecto al coeficiente de reflexión de la antena AVA con reducción de volumen por naturaleza del sustrato, la antena diseñada (ver Figura 40) y el prototipo fabricado, (ver Figura 43) en la Figura 61 se muestran algunas discrepancias entre el parámetro S11 simulado y medido, como es el caso que, en la frecuencia de resonancia para la antena diseñada, se presenta una adaptación de -52.78 dB a una frecuencia de 2.81 GHz indicada por el marcador A2, con un ancho de banda de 2.71 GHz. En cambio, la antena fabricada presenta una adaptación de -10.95 dB a una frecuencia de 2.83 GHz y un ancho de banda más reducido de 0.28 GHz, el prototipo fabricado también presenta una segunda frecuencia de resonancia a 4.69 GHz con una adaptación de -14.5 dB. Estas diferencias evidenciadas entre el diseño y el prototipo fabricado son debido al proceso de fabricación.



Figura 61. Parámetro S11 antenas vivaldi antípodas con reducción de volumen por naturaleza del sustrato: Verde – Antena Diseñada y Rojo – Antena Fabricada

6 CONCLUSIONES

En la presente investigación se desarrolló una antena con tecnología planar, diseñando dos prototipos con aplicaciones en el campo de la hipertermia.

Los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas para la antena monopolar muestran una reducción del volumen de un 51.2% del área de la antena aplicando modificaciones dentro del plano de tierra. Este método no solo presenta una reducción de tamaño, sino también una reducción en el ancho de banda haciéndola más selectiva al ir aumentando el área de la ranura. Cabe destacar que el aumento de esta ranura disminuye considerablemente la ganancia entregada por la antena de 1.8 dBi a 0.1 dBi.

Al efectuar las simulaciones de la antena vivaldi antipoda, los resultados entregados por el software indican una reducción del ancho de banda aplicando la técnica de reducción por naturaleza del sustrato en donde se obtuvo un valor de 6.09 GHz con respecto a la antena original, la cual presentó un ancho de banda de 8.91 GHz y aplicando la técnica con reducción de volumen por simetría se obtuvo un ancho de banda de 10.5 GHz. También se evidencia que estas antenas presentan una ganancia positiva y mejor directividad a frecuencias mayores de 7 GHz y aplicando la técnica con reducción de volumen por naturaleza del sustrato se obtiene una mayor ganancia, la cual fue de 5.3 dBi con respecto a las dos antenas anteriormente mencionadas para las cuales se obtuvieron valores de 2.08 dBi para la antena original y 0.73 dBi para la antena con reducción de volumen por simetría.

Los prototipos implementados y medidos evidenciaron un comportamiento similar con respecto a los diseños de las antenas simulados. Sin embargo, se evidenciaron ciertas discrepancias en los coeficientes de reflexión, posiblemente debido a la colocación del conector SMA, algunas imperfecciones presentadas en la elaboración del prototipo o el ambiente en donde se realizó la medición.

122

7 RECOMENDACIONES

Para trabajos futuros la antena vivaldi antípoda con reducción de volumen por naturaleza de sustrato se recomienda reducir la apertura de la ranura exponencial para generar una mejor selectividad.

Para generar cambios en la frecuencia y adaptación en la antena monopolo con reducción por modificaciones en el plano de tierra se recomienda variar las dimensiones de la ranura.

Para incrementar la ganancia se recomienda que se reduzca el volumen de la antena menor al 50% del área de la antena.

8 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- E. Uras, M. H. B. Ucar, y A. Sondas, "A miniature implantable microstrip antenna design for dual-band biotelemetry operations", 2015 Computational Electromagnetics International Workshop, CEM 2015, pp. 58–59, 2015, doi: 10.1109/CEM.2015.7237439.
- B. Ghosh, S. K. Moinul Haque, y N. R. Yenduri, "Miniaturization of slot antennas using wire loading", *IEEE Antennas Wirel Propag Lett*, vol. 12, pp. 488–491, 2013, doi: 10.1109/LAWP.2013.2255857.
- [3] H. Liu, X. Y. Liu, y Y. Fan, "A miniaturized differentially fed dual-band fractal antenna for in-body communications", 2015 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications, IEEE MTT-S IMWS-AMP 2015 Proceedings, pp. 1–3, 2015, doi: 10.1109/IMWS-AMP.2015.7324908.
- [4] F. Arifin y P. K. Saha, "Design of a miniaturized UWB ingestible antenna for Wireless Capsule Endoscopy", *Proceedings of 2015 3rd International Conference on Advances in Electrical Engineering, ICAEE 2015*, pp. 51–54, 2016, doi: 10.1109/ICAEE.2015.7506794.
- [5] E. Y. Chow, Chin-Lung Yang, A. Chlebowski, W. J. Chappell, y P. P. Irazoqui, "Miniature antenna for RF telemetry through ocular tissue", pp. 1309–1312, 2008, doi: 10.1109/mwsym.2008.4633303.
- [6] C. W. L. Lee, A. Kiourti, y J. L. Volakis, "Miniaturized Fully Passive Brain Implant for Wireless Neuropotential Acquisition", *IEEE Antennas Wirel Propag Lett*, vol. 16, pp. 645–648, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2016.2594590.
- [7] C. A. T. Martínez, J. C. B. Reyes, O. A. N. Manosalva, y N. M. P. Traslaviña, "Volume reduction of planar substrate integrated waveguide cavity-backed antennas", *Proceedings of 6th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2012*, pp. 2919–2923, 2012, doi: 10.1109/EuCAP.2012.6206037.

- [8] W. Hong, N. Behdad, y K. Sarabandi, "Size reduction of cavity-backed slot antennas", *IEEE Trans Antennas Propag*, vol. 54, núm. 5, pp. 1461–1466, 2006, doi: 10.1109/TAP.2006.874351.
- [9] N. Al Islam, A. T. Abrar, U. Arafat, A. J. Islam, y R. Hoque, "Design and performance measurement of an in-body implantable miniaturized Slot Dipole rectangular patch antenna for biomedical applications", *Proceedings of 2015 3rd International Conference on Advances in Electrical Engineering, ICAEE 2015*, pp. 59–63, 2016, doi: 10.1109/ICAEE.2015.7506796.
- [10] M. Nosrati, S. Abbaspour, y A. Najafi, "Bandwidth enhancement and further size reduction of a class of miniaturized elliptic-function low-pass filter", *Ultra-Wideband, Short Pulse Electromagnetics 9*, vol. 52, núm. 8, pp. 165–169, 2004, doi: 10.1007/978-0-387-77845-7-19.
- [11] R. Azadegan y K. Sarabandi, "A novel approach for miniaturization of slot antennas", *IEEE Trans Antennas Propag*, vol. 51, núm. 3, pp. 421–429, 2003, doi: 10.1109/TAP.2003.809853.
- R. Das y H. Yoo, "A Multiband Antenna Associating Wireless Monitoring and Nonleaky Wireless Power Transfer System for Biomedical Implants", *IEEE Trans Microw Theory Tech*, vol. 65, núm. 7, pp. 2485–2495, 2017, doi: 10.1109/TMTT.2017.2647945.
- [13] S. Rodríguez Páez, A. Fajardo Jaimes, y C. I. Páez Rueda, "Híbrido rat-race miniaturizado para la banda ISM 2,4 GHZ", *Revista Tecnura*, vol. 18, núm. 42, p. 38, 2014, doi: 10.14483/udistrital.jour.tecnura.2014.4.a03.
- Z. Shao y Y. P. Zhang, "Miniaturization of Differentially-Driven Microstrip Planar Inverted F Antenna", *IEEE Trans Antennas Propag*, vol. 67, núm. 2, pp. 1280–1283, 2019, doi: 10.1109/TAP.2018.2883575.
- [15] T. Su, Q. Zhang, R. Chen, y C. Sun, "Novel design of surface-wave holographic antenna miniaturization", *IEEE Antennas Wirel Propag Lett*, vol. 14, pp. 1077–1080, 2015, doi: 10.1109/LAWP.2015.2394315.

- [16] H. Zhu, G. Wei, y L. Ji, "Miniaturization of base-station antenna element", 2017 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Proceedings, vol. 2017-Janua, pp. 1779–1780, 2017, doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8072932.
- [17] G. P. Gao, B. Hu, y J. S. Zhang, "Design of a miniaturization printed circular-slot UWB antenna by the half-cutting method", *IEEE Antennas Wirel Propag Lett*, vol. 12, pp. 567–570, 2013, doi: 10.1109/LAWP.2013.2259790.
- [18] A. Palomares-Caballero, A. Alex-Amor, J. F. Valenzuela-Valdes, y P. Padilla, "Helix antenna array based on higher symmetries for antenna miniaturization and mutual coupling reduction", *Proceedings of the 2019 9th IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications, APWC 2019*, pp. 272–275, 2019, doi: 10.1109/APWC.2019.8870497.
- [19] D. B. Lin, P. C. Tsai, I. T. Tang, y P. S. Chen, "Spiral and multimode antenna miniaturization for DTV signal receptions", *IEEE Antennas Wirel Propag Lett*, vol. 9, pp. 902–905, 2010, doi: 10.1109/LAWP.2010.2077670.
- [20] J. Long, E. Li, H. Zheng, y Y. Tu, "A novel structure for VHF band dipole antenna miniaturization", 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, APSURSI 2019 - Proceedings, pp. 1385– 1386, 2019, doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2019.8888689.
- [21] H. Chaloupka et al., "High-temperature superconductor meander-antenna," 1992 IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest, Albuquerque, NM, USA, 1992, pp. 189-192 vol.1, doi: 10.1109/MWSYM.1992.187942.
- [22] O. Ishii, K. Itoh, Y. Nagai and K. Kagoshima, "Miniaturization of array antennas with superdirective excitation," Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Ann Arbor, MI, USA, 1993, pp. 1850-1853 vol.3, doi: 10.1109/APS.1993.385564.
- [23] D. P. Tran, M. Tian, L. P. Ligthart, y M. Hajian, "Antenna Element Miniaturization and the use of Airgap Matching Techniques", *1994 24th European Microwave Conference, EUMA 1994*, vol. 1, pp. 893–898, 1994, doi: 10.1109/EUMA.1994.337326.

- [24] L. P. Ivrissimtzis, M. J. Lancaster, y M. Esa, "Miniature superconducting coplanar strip antennas for microwave and mm-wave applications", *IEE Conference Publication*, vol. 1, núm. 407, pp. 391–395, 1995, doi: 10.1049/cp:19950335.
- [25] S. Kogiso, H. Kawakami, y G. Sat, "ullenweber Antenna".
- [26] Y. Hwang, Y. P. Zhang, T. K. C. Lo, K. M. Luk, y E. K. N. Yung, "Miniaturization on planar antennas with very high permittivity materials", *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, *APMC*, vol. 1, pp. 217–220, 1997, doi: 10.1109/apmc.1997.659343.
- [27] Y. Takatori, K. Uehara, y K. Kagoshima, "Miniaturization of base station antennas by using adaptive antenna technique for indoor high-speed wireless communication systems", *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 480–484, 1998, doi: 10.1109/vetec.1998.686620.
- [28] T. Le Nadan, J. P. Coupez, S. Toutain, y C. Person, "Using a Composite Ceramic-Foam", pp. 3–6, 1999.
- [29] T. Nishihara y Y. Satoh, "a Study of Miniaturization Technique of", pp. 413–416, 2000.
- [30] O. Staub, J. F. Zürcher, A. K. Skrivervik, y J. R. Mosig, "Miniaturizing antennas for personal communication systems (PCSs)", 2000 30th European Microwave Conference, EuMC 2000, 2000, doi: 10.1109/EUMA.2000.338732.
- [31] F. Osaki, K. Noguchi, S. Makino, T. Hirota, y K. Itoh, "Miniaturization and broadbanding of an open terminated folded inverted-L antenna with slits", 2017 *International Symposium on Antennas and Propagation, ISAP 2017*, vol. 2017-Janua, pp. 1–2, 2017, doi: 10.1109/ISANP.2017.8228846.
- [32] M. A. Ul Haq, S. Koziel, y Q. S. Cheng, "Miniaturization of Wideband Antennas by Means of Ground Plane Modifications: A Case Study", 2018 IEEE International Conference on Computational Electromagnetics, ICCEM 2018, pp. 1–3, 2018, doi: 10.1109/COMPEM.2018.8496671.
- [33] H. Takizawa, K. Matsubayashi, N. Michishita, H. Morishita, y K. Kawabata, "Study on impedance matching and miniaturization of bow-tie antenna with folded structure

and slit for ground penetrating radar", 2020 International Workshop on Antenna Technology, iWAT 2020, pp. 7–8, 2020, doi: 10.1109/iWAT48004.2020.1570608964.

- [34] S. Khan *et al.*, "Miniaturization of dielectric resonator antenna by using artificial magnetic conductor surface", *IEEE Access*, vol. 8, pp. 68548–68558, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2986048.
- [35] Z. Yin, G. He, X. X. Yang, y S. Gao, "Miniaturized Ultrawideband Half-Mode Vivaldi Antenna Based on Mirror Image Theory", *IEEE Antennas Wirel Propag Lett*, vol. 19, núm. 4, pp. 695–699, 2020, doi: 10.1109/LAWP.2020.2977503.
- [36] C. K. Ghosh *et al.*, "Slotted Microstrip Antenna For Miniaturization", pp. 1–4, 2020, doi: 10.1109/ncetstea48365.2020.9119935.
- [37] M. K. Dhakshinamoorthi, S. Gokulakkrizhna, D. K. M, M. Subha, y V. Mekaladevi,
 "Miniaturization using improvised Genetic Algorithm", núm. Icoei, pp. 894–898, 2020.
- [38] C. R. Mejias-Morillo y E. A. Rojas-Nastrucci, "Z-Meandering Miniaturized Patch Antenna Using Additive Manufacturing", *IEEE Radio and Wireless Symposium, RWS*, vol. 2020-Janua, pp. 31–34, 2020, doi: 10.1109/RWS45077.2020.9050017.
- [39] T. T. Le y T. Yun, "Miniaturization of a Dual-Band Wearable Antenna for WBAN Applications", vol. 1225, núm. c, pp. 10–14, 2020, doi: 10.1109/LAWP.2020.3005658.
- [40] A. Valanarasi, S. Member, R. Dhanasekaran, y S. Member, "Optimum Band \$ε\$ shaped Miniature Implantable Antennas for Telemetry Applications", núm. c, pp. 1–9, 2020, doi: 10.1109/TAP.2020.3008622.
- [41] Shalermchon T, Thaiwirot W, y Akkaraekthalin P, "Antipodal Vivaldi Antenna with Non-uniform Corrugation for Breast Cancer Detection", 2019.
- [42] M. Koohestani, N. Pires, A. K. Skrivervik, y A. A. Moreira, "Influence of the human body on a new coplanar-fed Ultra-Wideband antenna", *Proceedings of 6th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2012*, pp. 316–319, 2012, doi: 10.1109/EuCAP.2012.6205976.
- [43] C. A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and desing", vol. 4, 2016.
- [44] M. N. O. Sadiku, "Elementos de electromagnetismo", vol. Tercera Ed, p. 716, 2003.

- [45] A. Cayetano, "Sistemas de propagación y diseño de antenas enfocado al analisis de enlaces de comunicacion", 2002.
- [46] W. Tomasi, I. Gloria, M. Hernández, I. Virgilio, y G. Pozo, Sistemas de Comunicaciones Electrónicas. 2003.
- [47] L. S. B. A. & Wolfman, *Modern Small Antennas*, vol. 53, núm. 9. 2013. doi: 10.1017/CBO9781107415324.004.
- [48] Ray K. P., Anob P.V., Kapur R., y Girish Kumar, "Broadband planar rectangular monopole antennas", pp. 55–59, 2001.
- [49] K. P. Ray, "Design Aspects of Printed Monopole Antennas for Ultra-Wide Band Applications", Int J Antennas Propag, vol. 2008, pp. 1–8, 2008, doi: 10.1155/2008/713858.
- [50] N. P. Agrawall, G. Kumar, y K. P. Ray, "Wide-band planar monopole antennas", *IEEE Trans Antennas Propag*, vol. 46, núm. 2, pp. 294–295, 1998, doi: 10.1109/8.660976.
- [51] M. John y M. J. Ammann, "Optimization of impedance bandwidth for the printed rectangular monopole antenna", *Microw Opt Technol Lett*, vol. 47, núm. 2, pp. 153– 154, oct. 2005, doi: 10.1002/mop.21109.
- [52] J. L. Volakis, C.-C. Chen, y K. Fujimoto, "Small Antennas Miniaturization Techniques & Applications", 2010.
- [53] E. Gazit, "Improved Design of the Vivaldi Antenna.", *IEE Proceedings H: Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 135, núm. 2, pp. 89–92, 1988, doi: 10.1049/ip-h-2.1988.0020.
- [54] M. Moosazadeh, Antipodal Vivaldi Antennas for Microwave Imaging of Construction Materials and Structures. 2019. doi: 10.1007/978-3-030-05566-0.
- [55] Z. Yin, X. X. Yang, F. Yu, y S. Gao, "A novel miniaturized antipodal Vivaldi antenna with high gain", *Microw Opt Technol Lett*, vol. 62, núm. 1, pp. 418–424, 2020, doi: 10.1002/mop.32029.
- [56] A. S. Dixit y S. Kumar, "A miniaturized antipodal vivaldi antenna for 5G communication applications", 2020 7th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks, SPIN 2020, vol. 1, núm. 2, pp. 800–803, 2020, doi: 10.1109/SPIN48934.2020.9071075.

- [57] X. Li y Y. Zhang, "Modified Antipodal Vivaldi Antenna with Elliptical and Sinusoidal-Shaped Loads", 2018 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, ICMMT 2018 - Proceedings, vol. 1, núm. 3, pp. 1–3, 2018, doi: 10.1109/ICMMT.2018.8563711.
- [58] Y. Che, K. Li, X. Hou, y W. Tian, "Simulation of a small sized antipodal Vivaldi antenna for UWB applications", 2010 IEEE International Conference on Ultra-Wideband, ICUWB2010 - Proceedings, vol. 1, pp. 340–342, 2010, doi: 10.1109/ICUWB.2010.5615485.
- [59] M. Bozzi, "Substrate integrated waveguide (SIW): An emerging technology for wireless systems", Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, APMC, pp. 788–790, 2012, doi: 10.1109/APMC.2012.6421736.
- [60] X. P. Chen y K. Wu, "Substrate integrated waveguide filter: Basic design rules and fundamental structure features", *IEEE Microw Mag*, vol. 15, núm. 5, pp. 108–116, 2014, doi: 10.1109/MMM.2014.2321263.
- [61] R. Hérnandez Aquino, "Capítulo 4: Substrate Integrated Waveguide (SIW) 4.1 Introducción a Substrate Integrated Waveguide", 2008.
- [62] J. Shen et al., "WLAN 2.4 GHz RF energy harvester using Vivaldi antenna loaded with ZIM", 2016 IEEE International Workshop on Electromagnetics, iWEM 2016 -Proceeding, pp. 7–9, 2016, doi: 10.1109/iWEM.2016.7505077.
- [63] Verma Anand, "Microstrip Line", *Wiley-IEEE Press*, pp. 261–299, 2021.
- [64] E. Junnieth y D. Narv, "Nuevas propuestas de antenas Microstripo de banda ancha", 2017.
- [65] F. Abad, "ALIMENTACIÓN DE ANTENAS TIPO SLOTLIN".
- [66] T. S. S. IEEE MTT Chap y C. S. IEEE EMC Taipei, PATCH ANTENNA MINIATURIZING WITH A SHORTING PIN NEAR THE FEED PROBE - ITS PHYSICAL MECHANISM AND THE DESIGN ON SMITH CHART. I E E E, 2001.
- [67] J. Francisco, E. Bravo, M. David, y B. Casanova, "Técnicas de miniaturización en antenas de microcintas", 2017.
- [68] V. Fedotov, *Metamaterials*. 2017. doi: 10.1007/978-3-319-48933-9_56.

- [69] M. M. M. Mirza y S. Dhage, "A miniaturized and improved antenna using metamaterial", *Proceedings of 2017 International Conference on Intelligent Computing and Control, I2C2 2017*, vol. 2018-Janua, pp. 1–5, 2018, doi: 10.1109/I2C2.2017.8321799.
- [70] C. Goswami, M. Pal, R. Ghatak, y D. R. Poddar, "Metamaterial based miniaturized dual band antenna", Proceedings on 2014 2nd International Conference on "Emerging Technology Trends in Electronics, Communication and Networking", ET2ECN 2014, pp. 2–5, 2015, doi: 10.1109/ET2ECN.2014.7044956.
- [71] S. Chourasia, S. Kumar Sharma, y P. Goswami, "Review on Miniaturization Techniques of Microstrip Patch Antenna". [En línea]. Disponible en: https://ssrn.com/abstract=3550995
- [72] Kula J, Psychoudakis D, Chen C-C., Volakis J.L., y Halloran J.H., "Patch Antenna MininNrizntion Using Thick Truncated TexIured Ceramic Subsbate", 2004.
- [73] T. Le Nadan, J. P. Coupez, S. Toutain, y C. Person, "M03B-3 OPTIMIZATION AND MINIATURIZATION OF A FILTEWANTENNA MULTI-FUNCTION MODULE USING A COMPOSITE CERAMIC-FOAM SUBSTRATE", 1999.
- [74] K. Masood Parvez y S. M. Haque, "Antenna Miniaturization Using Disc Slot and Split Ring".
- [75] N. Behdadl y K. Sarabandi, "Slot Antenna Miniaturization Using Distributed Inductive Loading".
- [76] W. Bi-Yan, "Aperture Coupled H Shape Miniature Patch Antenna", 2007.
- [77] J.-M. Fernández González, "Application of metamaterial structures in the desing, analysis and prototyping of planar antenna", 2008.
- [78] Alvarez Omar, "ANÁLISIS COMPARATIVO DE DIVERSAS TÉCNICAS DE MINIATURIZACIÓN DE ANTENAS PARCHE EN LA BANDA PCS (1,9 GHz)", 2014.
- [79] M. Fallahpour y R. Zoughi, "Antenna Miniaturization Techniques: A Review of Topology- and Material-Based Methods", *IEEE Antennas Propag Mag*, vol. 60, núm.
 1, pp. 38–50, feb. 2018, doi: 10.1109/MAP.2017.2774138.

- [80] M. U. Khan, M. S. Sharawi, y R. Mittra, "Microstrip patch antenna miniaturisation techniques: A review", *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 9, núm. 9. Institution of Engineering and Technology, pp. 913–922, el 18 de junio de 2015. doi: 10.1049/iet-map.2014.0602.
- [81] L. K. Fong y R. Chair, "On the use of shorting pins in the design of microstrip patch antennas", *HKIE Transactions Hong Kong Institution of Engineers*, vol. 11, núm. 4, pp. 31–38, 2004, doi: 10.1080/1023697X.2004.10667978.
- [82] B. Wadell, "Transmission Line Design Handbook", 1991.
- [83] D. M. Pozar, "Microwave Engineering", 2012.
- [84] Sarkar S, Das Majumdar A, Mondal S, Biswas S, y Sarkar D, "Miniaturization of rectangular microstrip patch antenna using optimized single-slotted ground plane", 2010.
- [85] D. Wang, H. Wong, y C. H. Chan, "Small patch antennas incorporated with a substrate integrated irregular ground", *IEEE Trans Antennas Propag*, vol. 60, núm. 7, pp. 3096– 3103, 2012, doi: 10.1109/TAP.2012.2196915.
- [86] Y. Chareonsiri, W. Thaiwirot, y P. Akkaraekthalin, "Design of Ultra-Wideband Tapered Slot Antenna by Using Binomial Transformer with Corrugation", *Frequenz*, vol. 71, núm. 5–6, pp. 251–260, mar. 2017, doi: 10.1515/freq-2016-0131.
- [87] E. J. Rothwell y R. O. Ouedraogo, "Antenna miniaturization: Definitions, concepts, and a review with emphasis on metamaterials", *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 28, núm. 17. Taylor and Francis Ltd., pp. 2089–2123, el 22 de noviembre de 2014. doi: 10.1080/09205071.2014.972470.