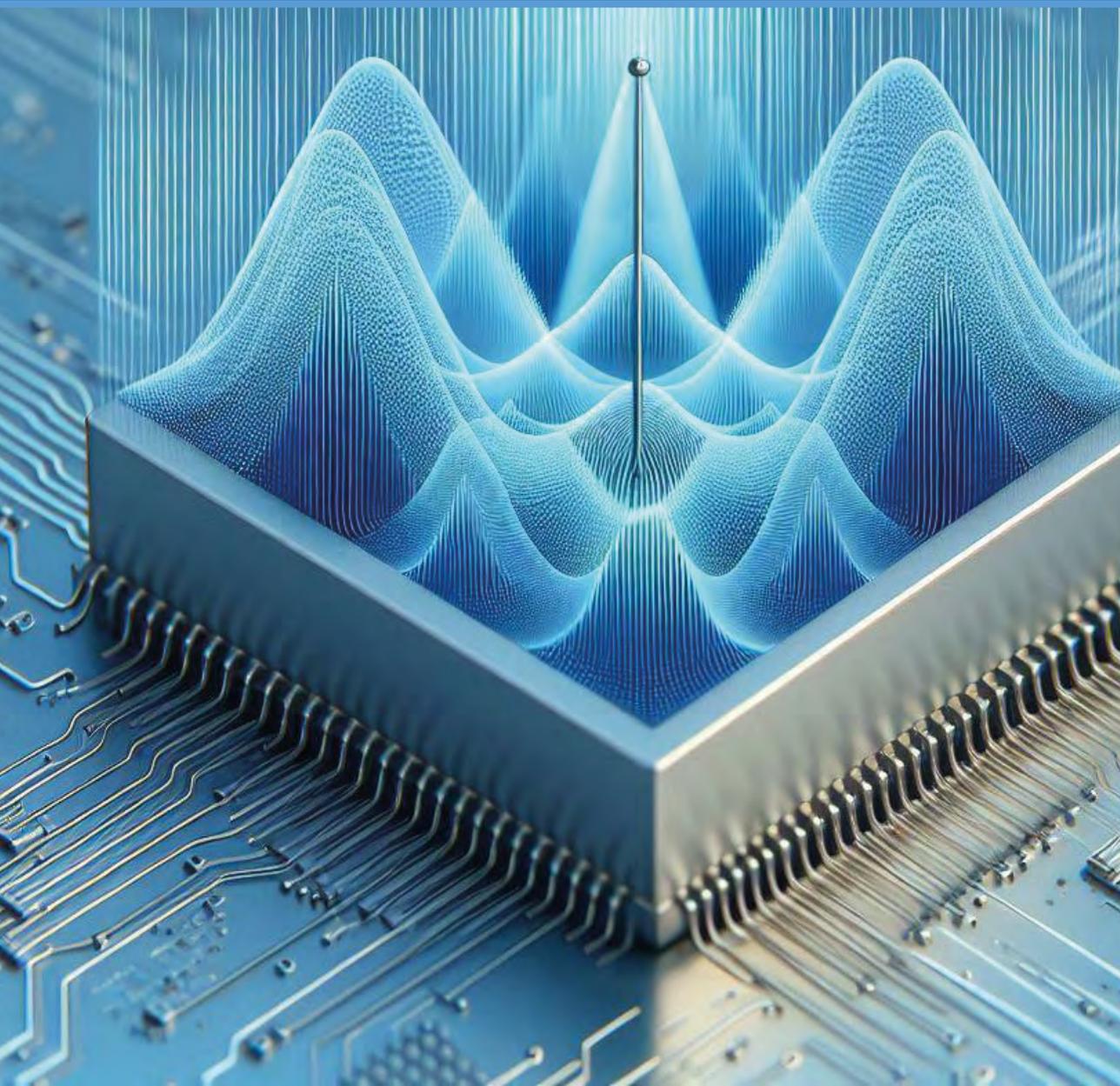


Metodología para el análisis y diseño de elementos radiantes tipo microtiras

Jorge Enrique Herrera Rubio



**Metodología para el análisis y diseño
de elementos radiantes tipo microtiras**

Metodología para el análisis y diseño de elementos radiantes tipo microtiras

Jorge Enrique Herrera Rubio Ph.D



“Formando nuevas generaciones con sello de excelencia comprometidos con la transformación social de las regiones y un país en paz”

Metodología para el análisis y diseño de elementos radiantes tipo microtiras / Jorge Enrique Herrera Rubio -- Pamplona: Universidad de Pamplona. 2025.

125 p. 17x24 cm

ISBN (Digital): 978-628-7656-62-8

© Universidad de Pamplona

© Sello Editorial Unipamplona

Sede Principal Pamplona, Km 1 Vía Bucaramanga-Ciudad Universitaria. Norte de Santander, Colombia.

www.unipamplona.edu.co

Teléfono: 6075685303

Metodología para el análisis y diseño de elementos radiantes tipo microtiras

Jorge Enrique Herrera Rubio Ph.D

ISBN (Digital): 978-628-7656-62-8

DOI: <https://doi.org/10.24054/seu.112>

Primera edición mayo de 2025

Colección Tecnologías e Ingenierías

© Sello Editorial Unipamplona

Rector: Ivaldo Torres Chávez Ph.D

Vicerrector de Investigaciones: Aldo Pardo García Ph.D

Jefe Sello Editorial Unipamplona: Caterine Mojica Acevedo

Corrección de estilo: Andrea del Pilar Durán Jaimes

Diseño y diagramación: Laura Angelica Buitrago Quintero

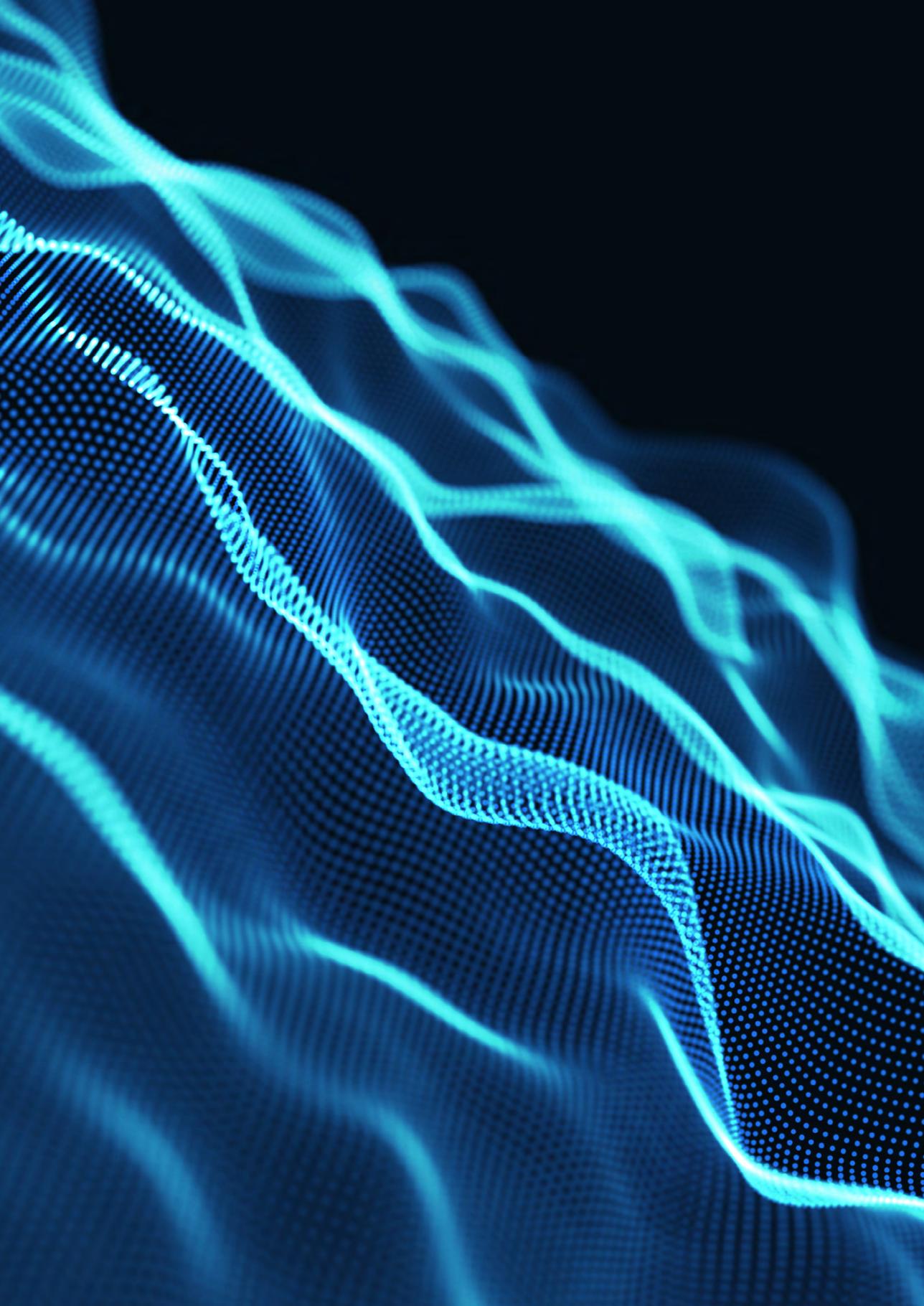
Apoyo en diagramación: Arquidiseños Pamplona

Las imágenes de la portada y de los capítulos fueron extraídas con inteligencia artificial (IA) y se referencian en la webgrafía (2024).

Hecho el depósito que establece la ley. Todos los derechos reservados.

Prohibida su reproducción total o parcial por cualquier medio, sin permiso del editor.





Índice

Índice de tablas y figuras 11

Agradecimientos **13**

Resumen **15**

Abstract **16**

Introducción **17**

Capítulo I

Conceptualización básica de antenas..... **19**

1.1. El fenómeno de la propagación en antenas impresas **19**

1.2 Factores paramétricos de las antenas..... **20**

1.2.1. Patrón de radiación..... 21

1.2.2. Densidad de potencia de radiación 22

1.2.3. Intensidad de la radiación..... 24

1.2.4. Ancho de haz 24

1.2.5. Directividad 25

1.2.6. Eficiencia de la antena 26

1.2.7. Ganancia 26

1.2.8. Eficiencia del haz..... 27

1.2.9. Ancho de banda 27

1.2.10. Polarización 28

1.2.11. Impedancia de entrada..... 30

Cuestionario del capítulo 1 33

Capítulo II

Antena cilíndrica o antena lineal..... **37**

Cuestionario del capítulo 2 43

Capítulo III
Estudio de la estructura y componentes de antenas
microtiras 45

3.1. Preámbulo..... 45
3.2 Caracterización 49
3.3 Teoría general de operación 49
3.4. Sistema de alimentación de las microtiras..... 54
3.5. Métodos de análisis para el diseño 57
3.6. Modelo de línea de trasmisión 59
 3.6.1. Efectos de borde del sustrato..... 62
 3.6.2. Frecuencia de resonancia y longitud efectiva..... 65
 3.6.3. Diseño analítico 67
 3.6.4. Conductancia en las microtiras 68
 3.6.5. La resistencia de entrada..... 71
 3.6.6. Técnicas de acoplamiento 73

Cuestionario del capítulo 3..... 77

Capítulo IV
Metodología de diseño de antenas microtiras 83

4.1. Metodología 83
 4.1.1 Determinar el tipo de alimentación:
 Alimentación por coaxial..... 84
 4.1.2 Seleccionar el sustrato 85
 4.1.3. Cálculos de diseño del parche 85
 4.1.3.1. *Calcular la constante dieléctrica efectiva.* 85
 4.1.3.2. *Calcular la extensión del sustrato (ΔL) despejando*
 de la ecuación 3.5. 85
 4.1.3.3. *Calcular la extensión la longitud L con la ecuación 3.11.* 86
 4.1.3.4. *Calcular la longitud efectiva con la ecuación 3.6.* 86
 4.1.4. Evaluar los parámetros del plano a tierra 86
 4.1.5. Diseño de la línea de alimentación..... 86
 4.1.5.1. *Cálculo del largo de microtira Y_0 .* 86
 4.1.5.2. *Ancho de la microtira W_0 .* 90
 4.1.6. Comprobación del valor de la línea de alimentación..... 91
 4.1.7. Simulación de parámetros para el diseño final 93
 4.1.8. Optimización 98
 4.1.9. Fabricación del prototipo..... 100
 4.1.10. *Pruebas y ajustes.* 100

Capítulo V	
Modelo constructivista basado en los resultados de aprendizaje.....	105
5.1. Modelo de resultado de aprendizaje aplicado	106
5.2. Proceso formativo	107
5.3. Detalles del proceso	109
5.4. Instrumento de evaluación	110
Conclusiones.....	113
Referencias bibliográficas.....	115
Anexos.....	119
<i>Respuestas al cuestionario del capítulo 1</i>	<i>119</i>
<i>Respuestas a los ejercicios de conceptualización</i>	
<i>matemática capítulo 2.....</i>	<i>121</i>
<i>Respuestas al cuestionario del capítulo 3</i>	<i>124</i>
<i>Respuestas al cuestionario del capítulo 4</i>	<i>125</i>
Autor	126

Índice de tablas y figuras

Índice de tablas

Tabla 1. Características de una antena parche y una antena microtira	45
Tabla 2. Listado de materiales dieléctricos y sus propiedades	53
Tabla 3. Características de una antena microtira de acuerdo a las técnicas de alimentación	56
Tabla 4. Tabla de integrales de senos y cosenos	87
Tabla 5. Valores del bosquejo de una antena microtira para la frecuencia de 2,3GHz.....	90
Tabla 6. Valor de medida de potencia recibida en función de la variación del ángulo.....	101

Índice de figuras

Figura 1. Patrón de radiación y ancho del haz de una antena.	21
Figura 2. Diagrama de radiación del plano vertical en color rojo y el plano horizontal en azul.	22
Figura 3. Ejemplo de un patrón de potencia en dos dimensiones para $U(\theta) = \cos^2(\theta) \cos^2(3\theta)$	25
Figura 4. Polarizaciones lineales y efecto combinatorio.....	28
Figura 5. El efecto de la rotación del plano de la onda electromagnética sobre el eje E_x y E_y	29
Figura 6. Formación de la polarización elíptica.....	29
Figura 7. Impedancia de entrada de un dipolo y su circuito equivalente.....	30
Figura 8. Dipolo elemental.....	37
Figura 9. Patrón de radiación del dipolo de $\lambda/2$	40
Figura 10. Elementos que componen una antena tipo parche.	50
Figura 11. Métodos de alimentación directa.....	54

Figura 12. Métodos de alimentación por proximidad.....	55
Figura 13. Métodos de alimentación por ranura.....	56
Figura 14. Parámetros y componentes del modelo de cavidad resonante.....	60
Figura 15. Efecto de borde en una microtira.....	63
Figura 16. Variaciones de la frecuencia con respecto a la constante dieléctrica.....	64
Figura 17. Longitud física y efectiva de una microtira.....	65
Figura 18. Equivalencia de las ranuras de radiación de una microtira.....	68
Figura 19. Estructura rectangular de la microcinta y su circuito equivalente.....	69
Figura 20. Conductancia de la ranura en función del ancho..	71
Figura 21. Variación de resistencia de entrada para una antena de 2,3GHz.....	75
Figura 22. Metodología: Diseño de antenas tipo parche.....	84
Figura 23. Solución de la ecuación para el valor de G_{12}	89
Figura 24. Dimensiones de la antena microtira basado en el proceso analítico.....	91
Figura 25. Diseño de las características físicas de una microtira con TXLINE 2003.....	92
Figura 26. Diseño de las características físicas de una microtira con QucsStudio.....	93
Figura 27. Diseño de una microtira para 2,3GHz.....	94
Figura 28. Representación de la impedancia en función de la frecuencia de resonancia.....	94
Figura 29. Efecto del parámetro S en el ancho de banda de la antena microtira.....	95
Figura 30. Patrón de radiación del campo eléctrico.....	96
Figura 31. Patrón de radiación con respecto a la directividad.	97
Figura 32. Diagrama de radiación en el plano de elevación y plano de azimut.....	97
Figura 33. Variación longitud de la microtira.....	98
Figura 34. Optimización de la ganancia.....	98
Figura 35. Optimización del ancho de banda.....	99
Figura 36. Optimización de los lóbulos de radiación.....	99
Figura 37. Fabricación diseño impreso antena microtira.....	100
Figura 38. Patrón de radiación obtenido en laboratorio.....	102

Agradecimientos

Este esfuerzo intelectual se lo dedico a mi familia, en especial a:

Mis queridos padres María y Jorge, por el impulso y ánimo para seguir adelante en mi proyecto de vida.

Mi esposa Carmen (soporte pedagógico) por su apoyo incondicional, con su sapiensa como maestra que da consejos en la enseñanza y aprendizaje de lo que hago.

Mis grandiosos hijos Anielska (apoyo en la segunda lengua) y Naim (el diseñador gráfico del documento), por quienes he podido cumplir todos mis sueños y doy todo lo que tengo.

A los estudiantes del programa de Ingeniería, por quienes existe la fuente de motivación constante para construir nuevo conocimiento que les sirve de apoyo en su formación profesional.

A la Universidad de Pamplona, por la oportunidad de seguir aportando productos de conocimiento emergente por medio de la editorial y el talento humano que apoya estos procesos misionales.

Y al poderoso que me ilumina todo el tiempo.

Con mucho amor para todos.

Resumen

Abstract

Resumen

Las antenas de microcinta fueron investigadas y desarrolladas en la década de 1970. Con los avances en microelectrónica, han adquirido una gran relevancia en las nuevas tecnologías emergentes, como los teléfonos móviles, dispositivos de radio Bluetooth, IoT y WiFi. Se utilizan en aplicaciones en comunicaciones satelitales, radiocomunicaciones, telemetría, comunicaciones móviles y sistemas de radar.

Están construidas por una placa de un material conductor que puede ser de forma rectangular, circular o elíptica; colocada sobre un sustrato dieléctrico y un plano de tierra al otro lado del dieléctrico con un material conductor como lo es el cobre. La alimentación de dichas antenas se hace mediante un conductor coaxial o mediante una línea de microtira. La adaptación de impedancia de la antena y la línea de alimentación hacia la placa radiante puede ser afectada dependiendo del punto de alimentación lo cual puede generar cambios en la radiación de la antena.

La investigación profundiza el diseño, análisis y construcción condensado en cuatro capítulos: en el primero se utilizan referentes teóricos, el segundo ahonda en los fundamentos del dipolo eléctrico, el tercero detalla la estructura y componentes y finalmente se establece la metodología de diseño y los parámetros con una práctica.

Palabras clave: microtiras, material conductor, dieléctrico, elemento radiante, diseño.

Abstract

Microstrip antennas were researched and developed in the 1970s. With advances in microelectronics, they have gained significant relevance in new emerging technologies, such as mobile phones, Bluetooth radio devices, IoT, and Wi-Fi. They are used in applications such as satellite communications, radio communications, telemetry, mobile communications, and radar systems.

They are constructed of a plate of conductive material that can be rectangular, circular, or elliptical, placed on a dielectric substrate and a ground plane on the other side of the dielectric with a conductive material such as copper. These antennas are fed through a coaxial conductor or a microstrip line. The impedance matching of the antenna and the feed line to the radiating plate can be affected depending on the feed point, which can generate changes in the antenna's radiation.

The research delves into the design, analysis, and construction condensed into four chapters: the first uses theoretical references; the second delves into the fundamentals of the electric dipole; the third details the structure and components; and finally, the design methodology and parameters are established with a practical approach.

Keywords: microstrips, conductive material, dielectric, radiant element, design.

Introducción

El constante desarrollo de las comunicaciones inalámbricas, impulsado por los avances en microelectrónica y el uso de componentes conductores, ha permitido la evolución de técnicas de conectividad más eficientes. En el campo de la radio propagación, la ingeniería ha desarrollado procesos innovadores que han dado lugar al diseño de antenas impresas, como las *antenas de microtiras*. Estas antenas se conectan a circuitos electrónicos que no solo emplean líneas de transmisión, sino que también integran componentes superficiales a través de una estructura de guía de onda abierta, conocida como microtiras. Además, en algunos casos, incorporan elementos activos y pasivos para optimizar la frecuencia de operación.

Los nuevos diseños de antenas usando sustratos con materiales conductores de dos o más capas por medio de líneas conductoras, como el caso de las antenas impresas, son elementos radiadores de rápido crecimiento en el mercado por su rápida evolución, fácil construcción, bajo costo y poco peso.

Aunque este tipo de antenas tiene algunos inconvenientes en cuanto al punto de alimentación, porque se afectan las características intrínsecas del material, como es el caso de la variación de la impedancia, la ganancia, patrón de radiación y el ancho de banda para la frecuencia a la cual se diseña; se requiere de un análisis matemático y computacional para ajustar y corregir las características de radiación de forma que no se presenten demasiadas pérdidas en la propagación de los campos eléctrico y magnético radiados.

El propósito de este material de investigación es el de servir de apoyo para cubrir los fundamentos básicos en construcción de prototipos de antenas microtiras, en lo que respecta a su funcionalidad y diseño para la comprensión de los conceptos significativos y algunos formalismos matemáticos, que permitan una comparación general en términos sencillos y precisos.



Capítulo I

Conceptualización básica de antenas



CAPÍTULO 1

Conceptualización básica de antenas

1.1. El fenómeno de la propagación en antenas impresas

Generalmente en un sustrato dieléctrico en las antenas impresas - como las antenas de parche microtiras- el fenómeno de la propagación de las ondas electromagnéticas es complejo; cuando circula una corriente alterna, ésta atraviesa la superficie del parche radiante de la antena, generando campos eléctricos y magnéticos. Para que las ondas puedan ser radiadas al exterior encuentra algunos factores que físicamente influyen en el comportamiento de las ondas como lo son: el sustrato dieléctrico, la impedancia del parche y el acople electromagnético en la conexión física del transmisor.

Por tanto, según (Malik, 2021) se requiere de analizar el fenómeno en función de la energía que viaja por el medio, considerando las características específicas que van a determinar el comportamiento de las señales electromagnéticas ocasionado variaciones en: la velocidad de la onda radioeléctrica, la dirección inicial, la fase, la polarización y la intensidad de energía según las condiciones físicas del medio donde se propaga. Desde este punto de vista se estudian los campos electromagnéticos mediante la aplicación de las ecuaciones de Maxwell como se expresa en las ecuaciones 1.1, 1.2, 1.3 y 1.4.

Ley de Ampere-Maxwell:

$$\nabla \times H = \frac{\partial D}{\partial t} + J \quad \text{Ecuación 1.1}$$

Ley de Faraday de la inducción:

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad \text{Ecuación 1.2}$$

Ley de Gauss para el campo eléctrico:

$$\nabla \cdot D = \rho \quad \text{Ecuación 1.3}$$

Ley de Gauss para el campo magnético:

$$\nabla \cdot B = 0 \quad \text{Ecuación 1.4}$$

Indicando que:

E: Es la intensidad del campo eléctrico [V/m].

H: Es la intensidad del campo magnético [A/m].

D: Es el desplazamiento del campo en [C/m].

B: Es la inducción magnética en [W/m].

J: Es la densidad de corriente eléctrica en [A/m²].

P: Es la densidad de carga eléctrica en [C/m²].

t: Es el tiempo en segundos.

∇: Es el operador de vector diferencial.

Por medio del análisis matemático se resuelven las ecuaciones de Maxwell con el fin de comprender el comportamiento del campo electromagnético, determinando ciertas condiciones iniciales: $\mathbf{J}=0$, $\mathbf{B}=\mu\mathbf{H}$ y $\mathbf{D}=\epsilon\mathbf{E}$; donde μ es la permeabilidad magnética y ϵ la constante dieléctrica de la atmósfera, para lo cual,

es posible obtener **E** y **H** con la siguiente expresión (Ulaby, 2007), de la forma:

$$\nabla^2 E - \mu\epsilon \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} = 0 \quad \text{Ecuación 1.5}$$

Con esta ecuación se obtiene el valor del campo eléctrico **E**. Al realizar ajustes a las ecuaciones mencionadas es posible obtener la solución para el campo magnético **H**, de forma que se describa el comportamiento de una onda plana con **E** y **H** normales entre sí y con la dirección de propagación, se relacionan las magnitudes de los componentes de dichos campos por medio de la ecuación 1.6 (Sadiku, 2003):

$$H = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} E \quad \text{Ecuación 1.6}$$

1.2 Factores paramétricos de las antenas

Las antenas son elementos pasivos utilizados para la emisión y recepción de ondas electromagnéticas en sistemas de radio comunicación; se caracterizan por tener unos parámetros que son esenciales para entender el funcionamiento y éstos se estudian con base el dipolo eléctrico o dipolo ideal. Esto no quiere decir que en la actualidad el concepto

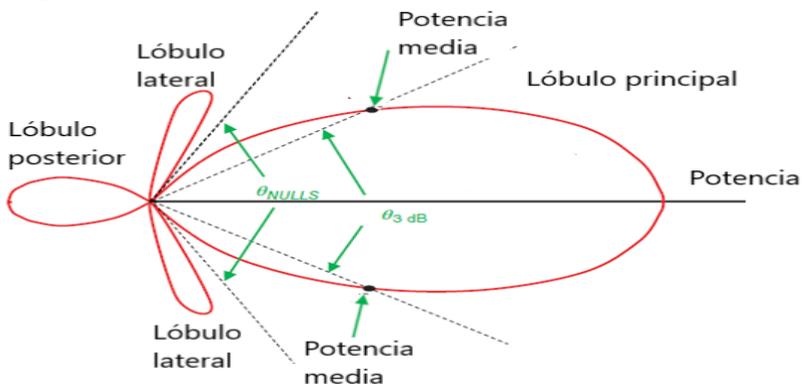
de “antena” se ha reevaluado, ya que es posible introducir cambios, modificaciones y reconfiguraciones físicas (Kishk, 2013) con elementos activos y pasivos (diodos, conmutadores, bobinas de radio frecuencia, varactores, entre otros) para convertirlas en antenas activas o antenas inteligentes, que van a mejorar los procesos de comunicaciones. Para tal fin, es bueno repasar de forma breve los parámetros más relevantes que se citan en la siguiente sección.

1.2.1. Patrón de radiación

Es la representación gráfica que muestra la potencia o campo eléctrico irradiado por la antena en función de dirección, como se observa en la Figura 1.1. Esta ilustración de un patrón de radiación típico consta de un lóbulo principal, lóbulos laterales y un lóbulo posterior. Importante destacar el ancho del haz, que indica que tan efectiva es la selectividad espacial de la antena. Normalmente se especifica el ancho del haz de dos formas; estos son el ancho del haz a media potencia, θ_{3dB} y el ancho del haz entre los primeros nulos del patrón de radiación, θ_{nulos} . Estas dos definiciones de ancho de haz se aplican al lóbulo principal del patrón de radiación como se ve en la Figura 1.

Figura 1

Patrón de radiación y ancho del haz de una antena.



Fuente: Adaptado de (Free & Aitchison, 2021)

La figura de la radiación de la antena depende de su geometría e indica la cantidad de flujo de energía, que se envía desde la fuente de

La cantidad utilizada para detallar cómo está relacionada la potencia con las onda electromagnética en un punto en el espacio, con respecto a un eje esférico, se denomina vector instantáneo de Poynting y se expresa como (Stutzman & Thiele, 2012):

$$\mathcal{W} = \mathcal{E} \times \mathcal{H} \quad \text{Ecuación 1.8}$$

\mathcal{W} = Vector de Poynting instantáneo (W/m²).

\mathcal{E} = Intensidad instantánea del campo eléctrico (V/m).

\mathcal{H} = Intensidad instantánea del campo magnético (A/m).

La nomenclatura en negrilla romana indica los campos y cantidades instantáneas y representan sus contrapartes complejas.

El vector de Poynting representa una densidad de potencia. Para determinar la potencia que atraviesa una superficie cerrada se debe integrar la componente normal del vector de Poynting a lo largo de toda la superficie.

$$\mathcal{P} = \oint \mathcal{W} \cdot d\mathbf{s} = \oint \mathcal{W} \cdot \hat{\mathbf{n}} da \quad \text{Ecuación 1.9}$$

\mathcal{P} = Potencia total instantánea (W).

$\hat{\mathbf{n}}$ = Vector unitario normal a la superficie.

da = Área infinitesimal de la superficie cerrada (m²).

Por tanto, la densidad de potencia de radiación y su componente radial se expresa de la forma.

$$\mathcal{W}_0 = \hat{\mathbf{a}}_r W_0 = \hat{\mathbf{a}}_r \left(\frac{P_{rad}}{4\pi r^2} \right) \quad (\text{W/m}^2) \quad \text{Ecuación 1.10}$$

Y ésta se distribuye uniformemente sobre la superficie de una esfera de radio r .

La densidad de potencia de radiación sirve para comprender y cuantificar el rendimiento de una antena y calcular la intensidad del campo electromagnético en cualquier punto alrededor de la antena (Torres et al., 2012).

Recordar que la potencia radiada se expresa como:

$$P_{rad} = 4\pi r^2 W_0 \quad \text{Ecuación 1.11}$$

La densidad de potencia radiada de una antena está dada por:

$$W_{rad} = \hat{\mathbf{a}}_r W_r = \hat{\mathbf{a}}_r A_0 \frac{\text{sen } \theta}{r^2} \quad (\text{W/m}^2) \quad \text{Ecuación 1.12}$$

Donde A_0 es el valor máximo de la densidad de potencia, θ es la coordenada esférica habitual y $\hat{\mathbf{a}}_r$ es el vector unitario radial.

1.2.3 Intensidad de la radiación

Es la cantidad de potencia radiada por una antena, por unidad de ángulo sólido, en una trayectoria específica. Este es un parámetro del campo lejano que se puede calcular como el producto de la densidad de potencia radiada por el cuadrado de la distancia en la dirección considerada. Se representa de la siguiente manera:

$$U = r^2 W_{rad} = A_0 \text{sen } \theta \quad (\text{W/sr}) \quad \text{Ecuación 1.13}$$

U = Intensidad de radiación (W/unidad ángulo sólido) (vatios por estereorradián (W/sr)).

W_{rad} = Densidad de radiación (W/m²).

Para este parámetro, la componente radial del campo eléctrico (E_r) está presente y es pequeña en la zona lejana. Por tanto, el patrón de energía es también una medida de la intensidad de la radiación (Balanis, 2016).

La potencia total radiada es el resultado de resolver la integral de intensidad de radiación que está en el ángulo sólido de 4π así:

$$P_{rad} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \text{sen } \theta \, d\theta \, d\phi \quad \text{Ecuación 1.14}$$

Su principal aplicación se basa en que: Permite calcular la distribución de la potencia radiada en el espacio exterior en todas las direcciones como, también, el alcance de la señal radiada; esto facilita el cálculo de la ganancia y ayuda a la predicción de la propagación en la planificación de coberturas en sistemas inalámbricos.

1.2.4. Ancho de haz

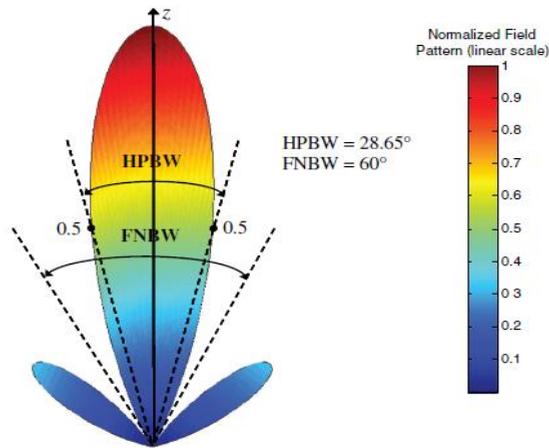
Es la separación angular entre dos puntos idénticos en lados opuestos del máximo del patrón de radiación. En un patrón de antena, hay

varios anchos de haz. El primero, es el del ancho de haz de media potencia (HPBW) que esta referenciado sobre un plano que contiene la dirección del máximo de un haz; el ángulo entre las dos direcciones en el que la intensidad de la radiación es la mitad del valor del haz como se ve en la Figura 3.

El segundo, es el resultado de la formación que existe entre los primeros nulos del patrón de radiación y se define como el ancho de haz del primer nulo (FNBW) (Balanis, 2016).

Figura 3

Ejemplo de un patrón de potencia en dos dimensiones para $U(\theta) = \cos^2(\theta)$ $\cos^2(3\theta)$.



Fuente: (Balanis, 2016)

1.2.5. Directividad

Es la característica que posee la antena transmisora de concentrar y dirigir más energía en una dirección puntual, su contraparte, la antena receptora, es la que absorbe la mayor potencia incidente en una dirección determinada. Este parámetro se obtiene de forma cuantitativa comparando el diagrama de radiación de la antena bajo consideración con el diagrama de una antena isotrópica o de un dipolo de media onda, estimando que la potencia sea la misma para las dos antenas.

Una forma de expresar la directividad es:

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad \text{Ecuación 1.15}$$

Sus unidades son adimensionales pero se puede expresar en decibelios.

1.2.6 Eficiencia de la antena

Se detalla como el rendimiento η_0 que existe entre la relación de la potencia radiada y la entregada a la entrada de la antena durante el proceso de radiación, sin embargo, se presentan pérdidas en los extremos terminales de la antena y en la estructura interna de la misma. Dichas pérdidas pueden deberse a reflexiones debido al desajuste entre la línea de transmisión y la antena, pérdidas de conducción y pérdidas en el dieléctrico (Cardama et al., 2000).

$$\eta_0 = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega} \text{ Ecuación 1.16}$$

También se puede expresar la eficiencia en términos de la resistencia de radiada y la resistencia de entrada como lo indica la expresión 1.16.

1.2.7. Ganancia

Es el parámetro más significativo de la directividad, ya que al considerar también la concentración de la energía en una dirección particular en comparación con una antena isotrópica, tiene en cuenta las pérdidas de potencia en la antena. Este parámetro se mide en decibelios (dB) y refleja la capacidad de la antena para focalizar la energía en un haz estrecho en un sistema de radiodifusión (Balanis, 2016). Se expresa como.

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (\text{dimensionales}) \quad \text{Ecuación 1.17}$$

Normalmente se toma como referente el dipolo o cualquier otra antena donde su ganancia sea conocida o se puede calcular, pero en el mayor de los casos la antena que facilita los análisis y cálculos es la de fuente isotrópica sin pérdidas (Freeman, 2007). Para no incurrir en errores de interpretación se toma la dirección hacia donde apunta la radiación máxima; sino se indica hacia donde apunta la radiación de energía a medir.

Como se mencionó en el párrafo inicial existe una relación directa de la ganancia con la directividad que se complementa con la eficiencia

mediante la expresión.

$$G(\theta, \phi) = \eta_0 D(\theta, \phi) \quad (\text{dimensionales}) \quad \text{Ecuación 1.18}$$

Frecuentemente, la ganancia se da en términos de decibelios, en lugar de la cantidad adimensional para ello se utiliza la expresión:

$$G_0 \text{ (dB)} = 10 \log_{10} G(\theta, \phi) \quad \text{Ecuación 1.19}$$

1.2.8. Eficiencia del haz

La eficiencia del haz en una antena se refiere a la máxima cantidad de concentración de energía en una localización específica, minimizando la dispersión de energía en otras direcciones no deseadas, su análisis se fundamenta en la directividad y la eficiencia total que tiene la antena.

Es un indicador del rendimiento de la antena, especialmente en aplicaciones de comunicación donde es importante maximizar la energía radiada en la dirección del receptor.

1.2.9. Ancho de banda

Con base en la geometría física, cada antena tiene su aplicación limitada en las bandas de trabajo para las frecuencias a la cual se construye; normalmente se toma la frecuencia máxima y la frecuencia mínima para definir el rango de frecuencias de trabajo teniendo como referencia la frecuencia central o de resonancia, como se describe con la siguiente expresión:

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \quad \text{Ecuación 1.20}$$

Esto indica que, las especificaciones técnicas de diseño se establecen en cada caso para satisfacer las necesidades del equipo de radiocomunicación a utilizar. Asociados con el ancho de banda del patrón están la ganancia, el nivel de los lóbulos laterales, el ancho del haz, la polarización y la dirección del haz y se pueden ver afectados al variar la frecuencia de operación (Balanis, 2016).

1.2.10. Polarización

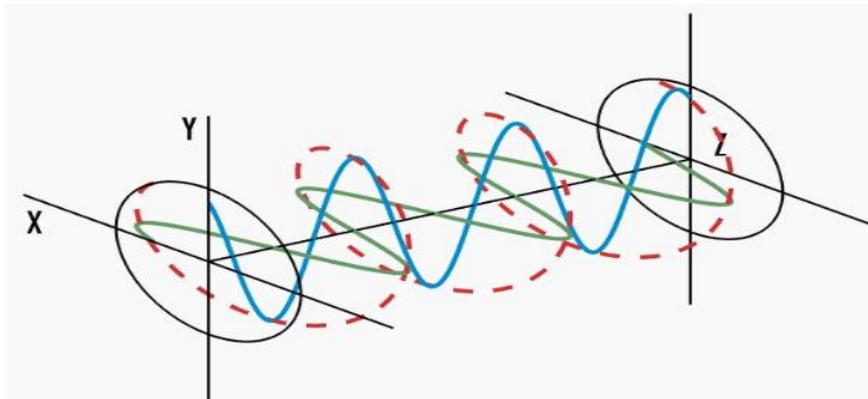
Es la orientación en función del tiempo de propagación del campo eléctrico o magnético radiado. Con referencia a una ubicación espacial, el comportamiento temporal de los componentes de los campos puede ser de tipo circular, elíptico o lineal.

Para el caso de una polarización del campo eléctrico \vec{E} de forma lineal; como los componentes de magnitud, fase y frecuencia tienen la misma magnitud del vector del campo eléctrico de una onda electromagnética, entonces el vector que se genera en el plano de propagación es el mismo según la Figura 4.

La línea de color azul es la representación del campo eléctrico, la verde la del campo magnético y la línea roja punteada es la combinación de los dos campos en función del tiempo y las variaciones que suceden momentáneamente (Sadiku, 2003).

Figura 4

Polarizaciones lineales y efecto combinatorio.

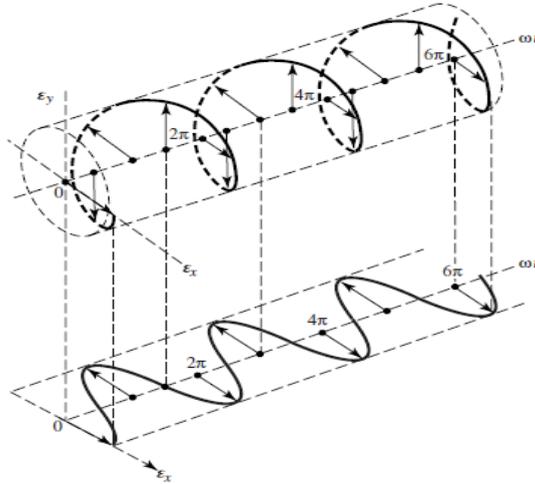


Fuente: Edmund Optics (2023)

En situaciones en donde el campo eléctrico no tiene la misma fase y frecuencia significa que el vector del campo eléctrico \vec{E} varía y representa en su extremo una elipse o circunferencia, dando origen a la polarización elíptica y circular respectivamente, como se detalla en la siguiente Figura 5.

Figura 5

El efecto de la rotación del plano de la onda electromagnética sobre el eje E_x y E_y

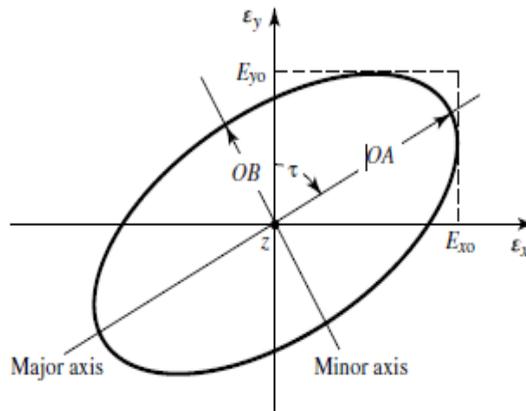


Fuente: (Balanis, 2016)

El efecto de las polarizaciones lineal y circular al proyectarlas en el espacio se convierten en una polarización elíptica, por tanto, son casos especiales de este tipo de polarización y se pueden obtener cuando la elipse se convierte en un círculo o una línea recta, como se observa a continuación en la Figura 6.

Figura 6

Formación de la polarización elíptica.



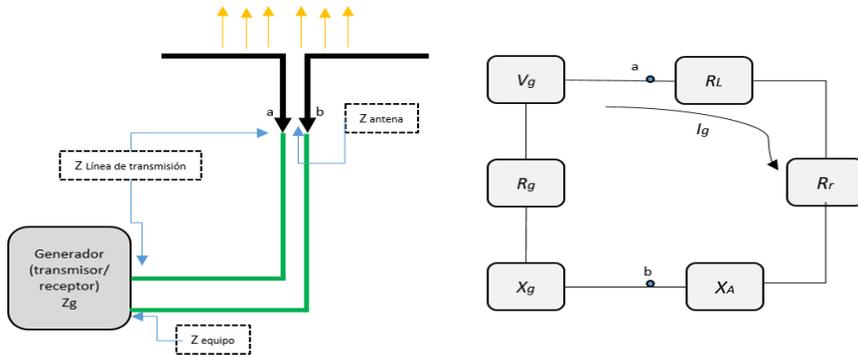
Fuente: (Balanis, 2016)

1.2.11. Impedancia de entrada

Se define como la representación del valor en ohmios en un par de hilos en sus terminales a y b, a través de los cuales se conecta un equipo transmisor o receptor por medio de una línea de transmisión o circuito de acople de la antena, de igual forma, también representa la relación entre el voltaje y la corriente o la relación entre los componentes asociados de los campos eléctrico y magnético en un punto específico del espacio, ver la Figura 7.

Figura 7

Impedancia de entrada de un dipolo y su circuito equivalente.



Fuente: Elaboración propia (2024)

Para ciertas frecuencias la impedancia de entrada de la antena puede representarse por la componente resistiva, denominada resistencia de entrada R_A y la componente reactiva en serie, denominada reactancia de entrada X_A .

La impedancia de la antena es la relación entre el voltaje y la corriente en los nodos **a** y **b** de la terminación de la antena sin ninguna carga adjunta, está expresada como:

$$Z_A = R_A + jX_A \quad \text{Ecuación 1.21}$$

De forma que:

Z_A = Impedancia de 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).

De igual manera, la parte resistiva R_A la componen la resistencia de radiación R_r y la resistencia de perdidas R_L .

$$R_A = R_r + R_L \quad \text{Ecuación 1.22}$$

Cuando se conecta la antena a un generador con impedancia interna, se tiene:

$$Z_g = R_g + jX_g \quad \text{Ecuación 1.23}$$

Indicando que:

R_g = Resistencia de impedancia del generador (ohmios).

X_g = Reactancia de impedancia del generador (ohmios).

Si la antena a utilizar se coloca como transmisora (las ecuaciones se utilizan de igual forma para un antena receptora), como se citó en la representación de la Figura 7, para calcular la cantidad de potencia entregada a R_r por radiación y la cantidad disipada en R_L como calor ($I^2R_L/2$), se calcula la corriente que circula dentro del circuito (Stutzman & Thiele, 2012) y se expresa como:

$$I_y = \frac{v_g}{z_t} = \frac{v_g}{z_A + z_g} = \frac{v_g}{(R_r + R_L + R_g) + j(X_A + X_g)} \quad \text{Ecuación 1.24}$$

La magnitud es:

$$|I_g| = \frac{|v_g|}{[(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2]^{1/2}} \quad \text{Ecuación 1.25}$$

Como V_g es el voltaje pico del generador. La potencia que se entrega al elemento radiante para la radiación está dada por:

$$P_r = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_r = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_r}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad \text{Ecuación 1.26}$$

Y la potencia disipada por calentamiento es:

$$P_L = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_L = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_L}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad \text{Ecuación 1.27}$$

También existe una potencia residual que se disipa en forma de calor en la resistencia interna R_g del generador y viene dada por:

$$P_g = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_L}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad \text{Ecuación 1.28}$$

En los casos prácticos del diseño de antenas, las pérdidas óhmicas son pequeñas comparadas con las pérdidas por radiación.

La resistencia de radiación se calcula con el valor máximo de corriente, pero puede definirse para la corriente en cualquier punto de la antena (Barbosa, 1996).

Cuestionario del capítulo 1

Conceptualización básica de antenas

Cuestionario de verdadero o falso. Ver respuestas en anexos al final del documento.

Pregunta	Respuesta
1. En antenas impresas, ¿la propagación de ondas electromagnéticas es simple y no se ve afectada por el sustrato dieléctrico?	
2. ¿La Ley de Faraday de la inducción se expresa como $\nabla \times \mathbf{E} = -\partial \mathbf{B} / \partial t$?	
3. ¿La intensidad del campo magnético se denota como H y se mide en [A/m]?	
4. ¿La ecuación $\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho$ es la Ley de Gauss para el campo magnético?	
5. ¿La densidad de corriente eléctrica se denota como J y se mide en [A/m ²]?	
6. ¿La eficiencia de una antena considera las pérdidas de conducción y dieléctricas?	
7. ¿El patrón de radiación muestra la potencia irradiada por la antena en función de la dirección?	
8. ¿El ancho del haz a media potencia se denota como θ_{nulos} ?	
9. ¿La directividad de una antena mide cuánta energía se concentra en una dirección específica?	
10. ¿La ecuación $H = \sqrt{(\epsilon/\mu)} P$ relaciona las magnitudes de los campos E y H en una onda plana?	
11. ¿La densidad de potencia de radiación se mide en vatios por metro cuadrado (W/m ²).?	
12. ¿El vector de Poynting es una medida de la densidad de energía en el espacio?	

13. ¿La intensidad de radiación se expresa en vatios por estereorradián (W/sr)?	
14. ¿La polarización lineal ocurre cuando las componentes del campo eléctrico tienen la misma fase y magnitud?	
15. ¿La ganancia de una antena no considera las pérdidas de potencia en la antena?	
16. ¿La eficiencia del haz se refiere a la capacidad de una antena para minimizar la dispersión de energía?	
17. ¿El ancho de banda de una antena se define como el rango de frecuencias para las cuales está diseñada?	
18. ¿Una antena isotrópica tiene una directividad de 0 dB?	
19. ¿La ecuación $Z_A = R_A + jX_A$ describe la impedancia de entrada de una antena?	
20. Las ecuaciones de Maxwell no se aplican al análisis de campos electromagnéticos en antenas.	



Capítulo II

Antena cilíndrica o antena lineal



CAPÍTULO 2

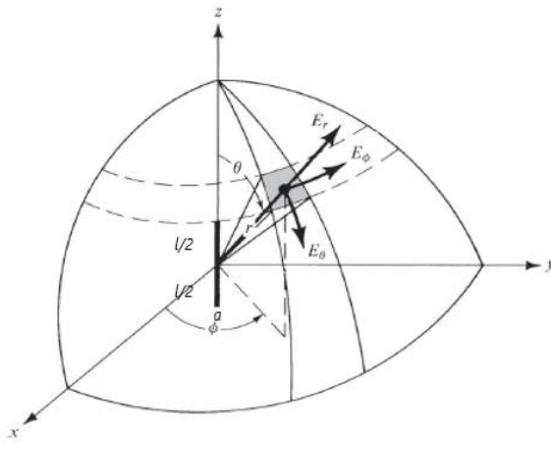
Antena cilíndrica o antena lineal

Para comprender el funcionamiento de las antenas en general, se recurren a expresiones matemáticas para calcular los campos radiados generados por una distribución de corriente, como es el caso del *dipolo elemental* o *infinitesimal* como se indica en la Figura 8; teniendo presente que es un elemento de corriente muy pequeño de longitud l , mucho menor que λ , tiene un radio a ($a \ll \lambda$) alimentado con un generador en su centro y lo recorre una corriente eficaz I .

Si se considera la superposición de varios elementos de corriente de igual magnitud, “es posible analizar las distribuciones de corriente de mayor longitud y no uniforme, y se convierte en el elemento base para estudiar el dipolo eléctrico como lo recomienda” (Domínguez, 2010, p.10).

Figura 8

Dipolo elemental.



Fuente: (Smolders et al., 2019)

El estudio de las características de radiación de una antena se puede establecer bajo los siguientes criterios:

a) *El dipolo infinitesimal*, es un alambre lineal infinitesimal ($l \ll \lambda$) y es muy delgado ($a \ll \lambda$), que se coloca simétricamente en el origen del sistema de coordenadas y se orienta por ejemplo a lo largo del eje z (Figura 8); no son muy prácticos, su radiación suele ser despreciable y presenta una considerable variación espacial de la corriente constante.

b) *El dipolo corto o pequeño*, para este caso generalmente se considera que tiene una longitud $l \leq \lambda/50$, igualmente con una distribución de corriente constante y se utiliza para representar *distribuciones de corriente reales de antenas que*, se han incrementado en muchas longitudes pequeñas para analizar las características de *radiación de un dipolo lineal de cualquier longitud*.

c) *El dipolo de longitud finita*, su técnica consiste en reducir las complejidades matemáticas; se supone que el dipolo *tiene un diámetro insignificante* con tendencia a cero en comparación con la longitud de onda (Sadiku, 2003) y

d) *El dipolo de media longitud de onda* ($l = \lambda/2$), son las antenas más utilizadas debido a que su resistencia a la radiación es de 73 ohmios, cercana a impedancias características entre 50 o 75 ohmios de algunas líneas de transmisión y conectores que se acoplan a estas impedancias, para facilitar la radiación de los campos electromagnéticos. Por facilidad y aplicaciones prácticas se estudian este tipo de dipolo para conocer los parámetros y detalles de sus características de radiación.

Este es un caso particular de antena, como referente para estudiar el funcionamiento de la *antena de parche microtira*, ya no es necesario analizar las estructuras pequeñas en términos de λ , porque no va existir distribución de corriente uniforme (Smolders et al., 2019).

Para este fin se detalla la *antena cilíndrica o antena lineal de media longitud de onda*, donde la distribución de corriente en este tipo de antenas es sinusoidal y el valor de la corriente es cero en los extremos del dipolo eléctrico. Los parámetros a considerar son: los componentes del campo eléctrico y magnético (Balanis, 2016), que se pueden deducir de las expresiones de campo eléctrico y magnético del dipolo de longitud finita reemplazando los valores y haciendo que $l = \lambda/2$, se obtiene:

Campo eléctrico:

$$E_{\theta} = j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right] \quad \text{Ecuación 2.1}$$

Campo magnético:

$$H_{\phi} = j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right] \quad \text{Ecuación 2.2}$$

Para la densidad de potencia y la intensidad de radiación promedio en el tiempo se pueden denotar como:

Densidad de potencia:

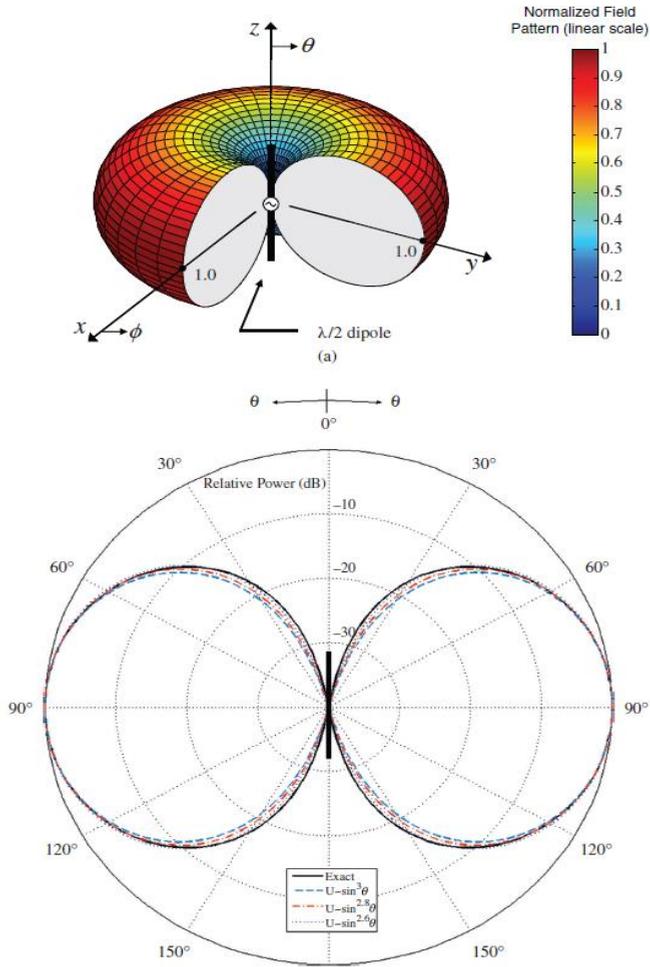
$$W_{av} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right]^2 = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \sin^3 \theta \quad \text{Ecuación 2.3}$$

Intensidad de radiación:

$$U = r^2 W_{av} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right]^2 = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2} \sin^3 \theta \quad \text{Ecuación 2.4}$$

La representación gráfica del patrón de radiación en forma tridimensional y bidimensional se observa en la Figura 9.

Figura 9
Patrón de radiación del dipolo de $\lambda/2$.



Fuente: (Balanis, 2016)

Al variar la intensidad de radiación del dipolo $\lambda/2$ con valores del exponente entero para verificar por medio de las trazas con valores de 2,6 y 2,8 hasta llegar a 3 existe una coincidencia con el patrón exacto normalizado al compararlo con el valor de $\sin 3\theta$ (James et al., 1982).

La potencia total radiada se puede obtener como:

$$P_{rad} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi} \int_0^\pi \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} d\theta \quad \text{Ecuación 2.5}$$

Al integrar dicha ecuación se obtiene:

$$P_{rad} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{1-\cos y}{y} \right) dy = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi} c_{in}(2\pi) \quad \text{Ecuación 2.6}$$

Por definición de las funciones de seno y coseno integral $Cin(x)$ y reemplazando con el valor de $x=2\pi$ se tiene que en $Cin(2\pi)$ de acuerdo a (Balanis, 2016).

$$C_{in}(2\pi) = 0.5772 + \ln(2\pi) - c_i(2\pi) = 0.5772 + 1.838 - (-0.02) = 2.435 \quad \text{Ecuación 2.7}$$

Con estos datos, al usar las ecuaciones 2.4, 2.5 y 2.7 se puede calcular la máxima directividad.

$$D_0 = 4\pi \frac{U_{max}}{P_{rad}} = 4\pi \frac{U|_{\theta=\pi/2}}{P_{rad}} = \frac{4}{c_{in}(2\pi)} = \frac{4}{2.435} \simeq 1.643 \quad \text{Ecuación 2.8}$$

Por ende, el área máxima efectiva es:

$$A_{em} = \frac{\lambda^2}{4\pi} D_0 = \frac{\lambda^2}{4\pi} (1.643) \simeq 0.13\lambda^2 \quad \text{Ecuación 2.9}$$

Y la resistencia de radiación considerando el espacio libre como ($\eta \simeq 120\pi$) se obtiene:

$$R_r = \frac{2P_{rad}}{|I_0|^2} = \frac{\eta}{4\pi} c_{in}(2\pi) = 30(2.435) \simeq 73 \quad \text{Ecuación 2.10}$$

Esta resistencia de radiación de 73Ω es también la resistencia de radiación en las terminales de entrada de la antena, debido a que la corriente máxima para un dipolo con $l = \lambda/2$ ocurre en las terminales de entrada y la reactancia asociada es igual a $j42,5$ (Ma et al., 2020); como resultado su valor final se expresa como:

$$z_{in} = 73 + j42.5 \quad \text{Ecuación 2.11}$$

Para reducir la parte imaginaria de la impedancia de entrada a un valor cercano a cero, es necesario ajustar la longitud hasta que la reactancia desaparezca. Esta condición se cumple cuando el radio del cable y la longitud del dipolo alcanzan la primera resonancia, aproximadamente en $l = 0,47\lambda$ y $r=0,48\lambda$. Además, si el alambre es más grueso, se debe recortar un segmento mayor de $\lambda/2$ para lograr la resonancia (Wait, 1989).

Tal situación se puede apreciar en las antenas microtiras que se van a estudiar en los siguientes capítulos; cuando se varía el tamaño de la microtira en el punto de alimentación de entrada del parche, se varía la impedancia de la antena, de ahí que el comportamiento en la caracterización de las antenas microtiras se fundamente en el dipolo de $\lambda/2$ con su respectivo soporte matemático y apoyo analítico a través de los programas de simulación.

Cuestionario del capítulo 2

Antena cilíndrica o antena lineal

Ejercicios de conceptualización e interpretación matemática

Ejercicio 2.1

Una antena radiando en un espacio libre tiene una ganancia de 10 dB es alimentada con un radio de potencia de 2W a una frecuencia de 10 GHz. La máxima radiación ocurre en 90° , la corriente en el elemento es de 1,2 A y $\eta = 377$. Determinar:

- (a) La densidad de potencia a 5 km de la antena en la dirección de máxima radiación.
- (b) La potencia recibida por una antena idéntica ubicada a 5 km del transmisor, cuando ambas antenas están orientadas para recibir la máxima recepción.

Ejercicio 2.2

Calcular la resistencia de radiación y la eficiencia de la radiación de un dipolo de 20 cm de longitud trabajando a una frecuencia de 433 MHz; en las mediciones se demostró que la resistencia de pérdida del dipolo es de $1,5 \Omega$, la corriente que circula en el elemento radiador es de $0,5^a$. Considere hallar la potencia de radiación en función de $C_{in}(x)$ cuando $x = 2\pi$ y $\eta = 377$.

Ejercicio 2.3.

- (a) Hallar la intensidad de campo eléctrico y magnético a 1,2 km del dipolo de $\lambda/2$, en la dirección de máxima radiación al suministrar una corriente eficaz de 2A, cuando la máxima radiación ocurre para $\theta = 90^\circ$ en línea de vista.
- (b) ¿Calcular la densidad de potencia?
- (c) ¿Hallar la potencia radiada?

* Ver respuestas en anexos al final del documento.

The top half of the image features a background of vertical, slightly wavy lines in shades of teal and green. A solid blue horizontal band spans across the middle of the image, containing the chapter title.

Capítulo III

*Estudio de la estructura y
componentes de antenas microtiras*

The bottom half of the image features a background of wavy, overlapping lines in shades of green, yellow, and blue, creating a sense of depth and movement.

CAPÍTULO 3

Estudio de la estructura y componentes de antenas microtiras

3.1. Preámbulo

Dependiendo del contexto del término tecnológico en inglés “microstrip” y su correspondencia en español “microtira”; algunos autores utilizan el termino en español de forma indistinta e intercambiable cuando se refieren a la "antena de microtira" o a la "antena de parche", que en consecuencia hacen referencia de forma similar, sin embargo, consideremos alguna apreciaciones particulares donde se detallan las diferencias potenciales y las similitudes entre una antena de microtira y una antena de parche como se resumen en la Tabla 1; en el caso de la investigación se pueden utilizar cualquiera de los dos términos.

Tabla 1

Características de una antena parche y una antena microtira

Característica	Antena de microtira	Antena de parche
Definición general	Está formada por un parche conductor generalmente de cobre sobre un sustrato dieléctrico, a menudo alimentada mediante una línea de transmisión de microtira. Antena planar que consiste en un parche conductor sobre un sustrato dieléctrico, a menudo alimentada mediante una línea de transmisión de microtira.	Término más general que puede referirse a diversas antenas con un elemento conductor sobre un sustrato dieléctrico, independientemente de la forma y método de alimentación.
Método de alimentación	A menudo alimentada mediante una línea de transmisión de microtira, que puede incluir una línea de alimentación coaxial.	Puede incluir varios métodos de alimentación, incluidos los de microtira y otros métodos de alimentación o acoplamiento electromagnético.

Forma del parche	Parche conductor típicamente de forma rectangular, cuadrada, circular u otras formas geométricas.	Puede incluir diversas formas geométricas y características adicionales como parches con ranuras, formas irregulares, etc.
Complejidad del diseño	Puede referirse a antenas simples y básicas. El término a veces enfatiza la simplicidad del diseño.	Puede incluir antenas más complejas, como aquellas con características adicionales para mejorar el rendimiento, como ranuras, elementos adicionales, etc.
Aplicaciones	Comunicaciones inalámbricas, satélites, RFID, microondas, antenas GPS, entre otras. Adecuada para aplicaciones portátiles y de espacio reducido.	Comunicaciones inalámbricas, microondas, satélites y diversas aplicaciones de antenas de parche.
Contexto de uso	A veces se asocia con antenas más simples y básicas que siguen un diseño de microtira clásico.	A veces se asocia con antenas más complejas y diversas, con características específicas para aplicaciones particulares, que requieren alta eficiencia con un perfil bajo.
Punto de alimentación	El término "microtira" puede enfatizar el uso de líneas de transmisión de microtira para la alimentación. Se realiza en cualquier punto a lo largo de la longitud de la microtira para ajustar la impedancia.	El término "parche" puede ser más general y no especifica un método particular de alimentación. Se ajusta para controlar la impedancia de entrada.

Fuente: Elaboración propia (2024).

Al momento de diseñar las antenas microtiras, se deben evaluar algunos aspectos claves que tienen que ver con el rendimiento del campo electromagnético como son:

1. Revisión de las referencias científicas: Identificar los principios fundamentales, desarrollos recientes y aplicaciones existentes en el mercado.
2. Características geométricas: Identificar la forma del parche, las dimensiones, el tipo de sustrato, la disposición de los elementos radiantes y el punto de alimentación.
3. Frecuencia de operación: Definir la frecuencia de resonancia de operación deseada para la antena microtira.
4. Directividad y ganancia: Comprender la capacidad para enfocar la energía radiada en una dirección específica, reduciendo al máximo radiaciones no deseadas.
5. Diagrama de radiación: Visualizar de forma gráfica la energía radiada en diferentes direcciones y evaluar el comportamiento del patrón de radiación.
6. Cálculo de la impedancia: Realizar un análisis de impedancia para garantizar el acople de impedancia entre la antena y la línea de transmisión.
7. Eficiencia de radiación: Estimación que indica qué tan eficientemente la antena transforma la energía transmitida en ondas electromagnéticas.
8. Polarización: Es la forma como la antena transmite y recibe las ondas electromagnéticas polarizadas de forma lineal o circular, para cumplir los requisitos dependiendo del escenario de aplicación.
9. Análisis de ancho de banda: Se refiere a la gama de frecuencias para las cuales la antena puede funcionar eficientemente en un rango de frecuencias.
10. Simulación y modelado: Es el uso de un programa de simulación de los efectos electromagnéticos para modelar y simular el comportamiento de la antena.
11. Consideraciones de ingeniería base: Evalúa factores prácticos como la viabilidad de fabricación, costos, equipos de diseño,

materiales a usar y la facilidad de integración con sistemas electrónicos de tecnología superficial, entre otros.

12. Pruebas de laboratorio: Es la experimentación con equipos para validar el rendimiento del diseño y comparar los resultados con las simulaciones.
13. Análisis de resultados: Generar los registros detallados del diseño, procedimientos de medidas y captura de datos obtenidos durante el análisis experimental para contrastar con los objetivos iniciales propuestos.

¿Cómo sucede el fenómeno de la radiación en una antena microtira?

En una antena microtira de parche conductor que está montada sobre una parte superior y separado por un sustrato dieléctrico del plano a tierra en la parte inferior, se le aplica una señal de radiofrecuencia (RF) desde un equipo de transmisión de radio al parche, a través de la línea de alimentación para producir los campos eléctricos y magnéticos.

En ese instante la corriente alterna que circula transporta el campo eléctrico perpendicular a la superficie del parche y un campo magnético paralelo a la superficie, que oscilan de forma permanente. La energía electromagnética se almacena en el sustrato dieléctrico y se propaga a lo largo del parche en forma de ondas de superficie y se produce el fenómeno de radiación en los bordes del parche, que sirven como una guía para que las fuentes de radiación de las ondas electromagnéticas sean transmitidas al espacio libre; otra parte de la energía se irradia alrededor del sustrato dieléctrico.

En el sustrato la constante dieléctrica determina la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas, si este valor es muy alto se frenan o se retardan las ondas que afecta el patrón de radiación y por ende la energía no sale al exterior. De igual forma, si existe una adaptación de impedancia conforme el fenómeno de la onda se propaga, la eficiencia de la antena es alta. En este instante la línea de alimentación entra en juego para adecuar la impedancia del parche y poder minimizar las pérdidas por reflexión y maximizar la transferencia de energía. Una buena técnica es utilizar la alimentación por línea microstrip o alimentación coaxial para lograr el mejor acoplamiento.

En el caso del tamaño y la forma del parche los tipos de geometría física afectan la frecuencia fundamental de resonancia y el patrón de radiación, por eso en el diseño es importante la selección de las dimensiones del parche de acuerdo a sus propiedades físicas, eléctricas y mecánicas del sustrato.

Debido a lo mencionado en el apartado anterior, también se presentan variaciones en el comportamiento de ondas electromagnéticas, al experimentar *reflexiones* entre el plano de tierra o en los bordes del parche; también *difracciones* en los bordes del parche y otros obstáculos y *atenuaciones* como resultado de las pérdidas que introduce el sustrato dieléctrico y el material conductor.

3.2 Caracterización

Las antenas microtira o microtiras convencionales tienen un parche conductor impreso en un sustrato de microondas conectado a tierra, y presentan las atractivas características de perfil bajo, peso ligero, fácil fabricación y adaptabilidad a los soportes de montaje. Además, tienen un ancho de banda estrecho y bajo factor de calidad; en los dispositivos móviles se requieren antenas de menor tamaño para satisfacer los requisitos de miniaturización. De ahí la necesidad de conseguir que las antenas microtira funcionen de forma compacta y con banda ancha, para lo cual se requiere antenas de parche.

En los últimos años se ha avanzado mucho en el diseño de antenas microtira compactas con operaciones de banda ancha, doble frecuencia, doble polarización, polarización circular y ganancia mejorada (Wong, 2002).

En la actualidad se están agregando al circuito de la antena elementos adaptativos como diodos varicap, para diseñar antenas microtira en donde se puedan adaptar las propiedades eléctricas y permitir el ajuste de: sintonización de frecuencias, control de ancho de banda, modificación del diagrama de radiación y el ajuste de la impedancia de entrada (Iftissane et al., 2019).

3.3 Teoría general de operación

En general una antena parche está compuesta de cuatro elementos: el parche (elemento radiador), el plano a tierra, la línea o punto de

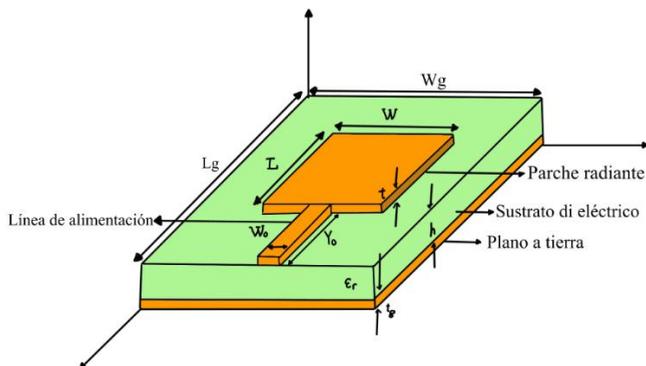
alimentación y el sustrato, este último es el encargado de aislar ambos materiales (Ver Figura 10), el sustrato se particulariza físicamente en su composición de otros componentes por la permitividad relativa (ϵ_r), que en el caso de antenas microtira oscila entre valores de 2.2 y 12, a mayor grosor del sustrato, mejores resultados se obtienen en la eficiencia y el ancho de banda.

Si el sustrato es fino con valores de permitividad relativa alta, se mejora su rendimiento en aplicaciones de microondas, debido a que evitan radiaciones indeseadas y acoplamiento más precisos. Este tipo de antenas adoptan diversas formas geométricas para adaptarse a las especificaciones del diseño de acuerdo a su aplicación y uso, como es el caso de geometrías de rectángulos, círculos, cuadrados, elipses, sectores circulares, triángulos o formas de dipolo. Otro método para conseguir mejorar sus características es mediante el uso de arrays (arreglos) de la geometría de los parches para aumentar eficientemente la directividad y el ancho de banda.

Esta antena compuesta de un conductor metálico impreso radia de acuerdo a su geometría, pero las dimensiones deben ser aproximadamente de $\lambda_g/2$, donde λ_g es una longitud de onda guiada, que se propaga sobre toda la superficie metálica del parche impreso. La dimensión y la forma de las ondas electromagnéticas en el conductor están en función de las propiedades del sustrato con su respectiva constante dieléctrica ϵ_r , como también de la altura para mejorar la propagación.

Figura 10

Elementos que componen una antena tipo parche.



Fuente: Elaboración propia (2024), adaptado de (Kumar et al., 2021)

Si observamos en la Figura 10, al aplicar una señal de voltaje en el punto de alimentación de parche radiante, se genera una corriente que excita material radiador y produce los campos eléctricos verticales entre el parche y el plano de tierra. Como se forman unas ranuras entre los bordes del parche y el plano a tierra con una separación aproximada de $\lambda g/2$, los campos radiados se suman de forma constructiva y crean una radiación eficiente, esto sucede dependiendo de la calidad del material utilizado en la construcción, ya que los campos están determinados por la constante dieléctrica y la altura del sustrato. Al momento de hacer el diseño se debe prestar atención a las siguientes variables:

- L: Longitud del parche.
- W: Ancho del parche.
- h: Altura del sustrato dieléctrico.
- t : Altura del parche.
- tg: Altura del plano a tierra.
- ϵ_r : Constante dieléctrica.
- W_g : Ancho del sustrato.
- L_g : Largo del sustrato.
- W_f : Ancho de la línea de transmisión.
- L_f : Largo de la línea de transmisión.

La altura h es mucho menor que la longitud de onda de la frecuencia de operación y de $1/40$ de una longitud de onda ($\lambda/40$).

Si el punto de alimentación está cerca del borde del circuito abierto del parche, se presenta un *voltaje alto y una corriente mínima*, lo que dará como resultado una *impedancia de entrada alta* (Razmhosseini et al., 2020) en caso contrario cuando este se desplaza hacia el centro del parche radiante, la impedancia de entrada es cero ya que el *voltaje es mínimo* (siendo un $\lambda g/4$ del circuito abierto) y por lo tanto la corriente será máxima, presentando una impedancia baja en el puerto de entrada.

Una observación importante es tener presente que para controlar la impedancia de entrada se debe calcular la posición del punto de alimentación del parche a utilizar (Waterhouse, 2015).

Cuando se aplica una señal de radiofrecuencia (RF) procedente de un equipo de radio a la línea de transmisión que alimenta a la antena parche, se genera una diferencia de potencial que induce una corriente eléctrica a través del parche radiante, dicha corriente se ve influenciada por la geometría y propiedades físicas del parche; la corriente en el parche genera un *campo eléctrico* alrededor de la antena de forma que presente una variación en el tiempo de acuerdo al recorrido de la dirección de la corriente por cada punto del parche, lo que origina una forma de onda electromagnética con información de la frecuencia de trabajo y la distribución de corriente espacial, y ésta se propaga hacia el espacio exterior. Las ondas electromagnéticas llevan la información de la señal modulada que se está transmitiendo.

De igual forma, por definición de la teoría electromagnética -según las leyes de Maxwell- la corriente que genera el campo eléctrico induce un campo magnético alrededor del parche en la misma dirección y proporción, que es perpendicular al plano del parche y va variando en el tiempo en la medida que la onda se aleja del equipo transmisor que se propaga desde la antena.

Esta distribución de los campos eléctricos y magnéticos radiados da origen al patrón de radiación como también a la capacidad de energía que se radia en una dirección específica, a la cual denominamos la ganancia de la antena.

En lo que respecta a la geometría rectangular, por ser la más utilizada cuando la antena se excita en algún punto a lo largo de la dimensión de resonancia Y_0 , para generar el modo de propagación en la dirección deseada sobre la cual se produce la excitación por corriente; se observa que la *longitud del parche (L) controla la frecuencia de resonancia y la anchura (W) del parche determina el valor de la impedancia en resonancia y el ancho de banda*, lo que significa que, a mayor anchura del parche, menor es la impedancia de entrada de la antena, solo cuando el sustrato es muy fino; si este último varía se deben hacer las aclaraciones relativas del sustrato que se va usar en el diseño (Rana et al., 2023).

Si se *aumenta el espesor del material* a más de $0,03\lambda_g$, estas relaciones no son mutuamente excluyentes y el procedimiento de alimentación y la ubicación cambian significativamente todas las *medidas de*

rendimiento -si se considera un parche cuadrado- y la alimentación se sitúa a lo largo del plano diagonal, puede generarse radiación de doble polarización en la frecuencia de operación, para las demás geometrías del parche radiador se deben realizar los análisis correspondientes porque los parámetros mencionados cambian (Balanis, 2016).

En el caso de aumentar la eficiencia y la radiación en el espacio, se aumenta la altura de los sustratos con constante dieléctrica baja, mientras que en los circuitos de microondas se utilizan sustratos con un valor alto de la constante dieléctrica y una altura pequeña. En la tabla 2 se enumeran algunos materiales dieléctricos con sus propiedades.

Tabla 2
Listado de materiales dieléctricos y sus propiedades

Material dieléctrico	Permitividad relativa (ϵ_r)	Pérdida tangencial ($\delta_{\text{eff}}=\delta_g$)
Air	1.0006	0
FR4 epoxy	4.4	0.02
Bakelite	4.8	0.0002
Duroid	2.2	0.0009
Quartz glass	3.78	0
Foam	1.03	0
Polystyrene	2.55	0
Plexiglas	2.59	0.0068
Fused quartz	3.78	0
E glass	6.22	0.0023
R04725JXR	2.55	0.0022
R04730JXR	3	0.0023
Rogers RT/duroid 5870/5880	2.33/2.2	0.0012/0.0009
Teflon	2.1	0.001
Taconic CER- 10	10	0.0035
Taconic RF- 30	3	0.0014
Taconic RF- 35	3.5	0.0018

Fuente: Adaptado de Antenas impresas teoría y diseño (Kumar et al., 2021)

3.4. Sistema de alimentación de las microtiras

La forma como se conecta físicamente el parche con los elementos del circuito incluyendo algunos elementos pasivos como diodos, bobinas, condensadores y otros más, se realiza por diferentes métodos de alimentación que pueden ser: *Método de alimentación directa, por ranura y alimentación por proximidad* (Martínez, 2020).

La alimentación directa es cuando se conectan las dos estructuras físicamente a la de alimentación por medio de un cable coaxial o cualquier tipo de sonda; para este caso existen dos técnicas que son por medio de parche de línea de transmisión microtira y por sonda coaxial (Ver Figura 11).

- La alimentación por línea de transmisión microtira consiste en una pista de conductor rectangular sobre un sustrato dieléctrico, es del mismo espesor del parche y se sitúa de igual manera sobre el sustrato; es fácil de adaptarse a la impedancia de la antena, así se consigue la *máxima transferencia de potencia, su desventaja es la limitación del ancho de banda*, si se aumenta al grosor del sustrato las ondas espaciales y ondas superficiales se ven afectadas en la propagación (Jackson & Long, 2020).
- La alimentación por coaxial es la conexión directa por medio de un cable coaxial al parche radiador en la cara superior, y la malla de tierra del conductor al plano de tierra de la antena en la cara inferior, es sencillo pero presenta *problemas de baja radiación y se perfora el elemento radiador*, con lo cual se afecta la impedancia y la frecuencia de resonancia de la antena.

Figura 11

Métodos de alimentación directa.



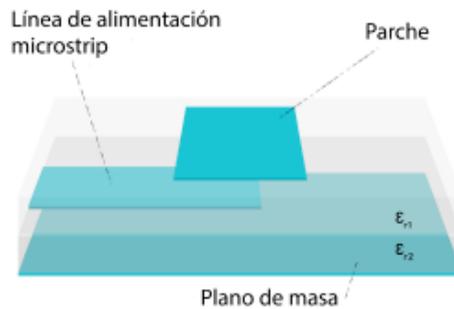
Fuente: Elaboración propia (2024)

La *alimentación por proximidad*, se realiza sin contacto a la antena, se hace por medio de acoplamiento electromagnético; es una solución al problema de alimentación directa (Waterhouse, 2015). Consiste en el uso de dos sustratos, uno colocado en la parte superior que hace de elemento radiador, otro en la parte central donde está la línea de alimentación y otro sustrato colocado debajo del elemento central de alimentación con un plano a tierra situado en la parte inferior, como se ve en la Figura 12 (Waterhouse, 2015).

La energía se transfiere por acoplamiento electromagnético desde la fuente de alimentación en proximidad del parche radiante; en este tipo de antena están presentes dos tipos de constantes dieléctricas que ayudan a la optimización del campo electromagnético que se genera *y mejorando el ancho de banda, el patrón de radiación y el modo de propagación de las ondas* para un mejor acople en ambos elementos, su desventaja radica en el aumento del grosor de la antena no es útil para algunas aplicaciones (Jackson & Long, 2020).

Figura 12

Métodos de alimentación por proximidad.



(c) Alimentación por proximidad

Fuente: Elaboración propia (2024)

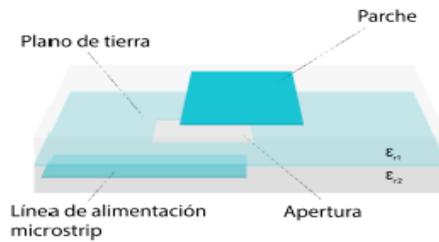
La *alimentación por ranura* utiliza el principio de alimentación por proximidad, pero existe una diferencia en cuanto a la distribución de los parches dentro de los dos sustratos; la alimentación y el plano a tierra se intercambian de posición. En el plano inferior se ubica la línea de alimentación, en el plano central está el plano a tierra pero con

una ranura o apertura pequeña con unas dimensiones especiales para adaptar la impedancia entre la línea y el parche que se ubica en el plano superior (Ver Figura 13), el funcionamiento es similar al de la línea de alimentación por proximidad, pero su ventaja está en que se evitan las interferencias electromagnéticas que se presentan en la radiación de cada plano (Mohammed et al., 2019).

Para este caso particular se mejora la directividad, la polarización y el ancho de banda. La energía se transfiere desde la línea de transmisión al parche radiante, por medio de la apertura del plano central mediante un acoplamiento electromagnético, que induce corrientes en la ranura y luego se irradian al parche radiante como ondas electromagnéticas.

Figura 13

Métodos de alimentación por ranura.



(d) Alimentación por ranura

Fuente: Elaboración propia (2024)

A modo de síntesis, se realiza una comparación de los diferentes tipos de alimentación de acuerdo a sus características más relevantes como se observa en la Tabla 3.

Tabla 3

Características de una antena microtira de acuerdo a las técnicas de alimentación

Características	Técnica de alimentación por sonda coaxial	Técnica de alimentación por línea de microcinta	Técnica de alimentación acoplada por proximidad	Técnica de alimentación acoplada por apertura
Radiación espuria	Radiación espuria grande	Radiación espuria grande	Radiación espuria mínima	Poca radiación espuria

<i>Confiabilidad</i>	Confiabilidad baja	Confiabilidad alta	Confiabilidad moderada	Confiabilidad moderada
<i>Proceso de fabricación</i>	Requisito de proceso de soldadura y perforación	Fácil de fabricar	Alineación requerida	Alineación requerida
<i>Impedancia de adaptación</i>	Moderada	Fácil de acoplar	Moderada	Moderada
<i>Ancho de banda de impedancia</i>	2%-5%	2%-5%	13%	2%-5%

Fuente: Adaptado de (Kumar et al., 2021).

3.5. Métodos de análisis para el diseño

Por tratarse de una antena impresa como elemento radiador no homogéneo, se requiere aplicar unos métodos numéricos para analizar las formas de propagación de las ondas, entre las que se destacan:

1. El de técnicas de aproximación (onda completa). Buscan determinar el rendimiento previsto, pero requiere de iteraciones mínimas de un diseño y los objetivos de rendimiento son difíciles de alcanzar con un parche microtira convencional, por tanto, no son tan confiables porque se requiere aplicar las ecuaciones de Maxwell y se debe garantizar el funcionamiento del comportamiento de la onda en el contorno, la estructura física del elemento radiante. Además, estas técnicas de análisis matemático de onda completa se puede resolver de dos formas: Por medio de las ecuaciones integrales que requieren de mucho tiempo de cálculo para resolver el problema y por el método de análisis de ecuaciones diferenciales, en este caso se utiliza el método de diferencias finitas en el dominio del tiempo fue el primero y más tarde se usó el método de los elementos finitos (Waterhouse, 2015).
2. El modelo de cavidad resonante. Que se divide en el modelo de cavidad generalizada y el modelo de red multi puerto (MNM); es más complejo que el modelo de línea de transmisión y no es fácil modelar el acoplamiento, sin embargo, proporciona una solución exacta con gran precisión.
3. El modelo de línea de transmisión (MLT). Que se divide en el

MLT generalizado y el MLT con pérdida siendo la técnica más sencilla, para dar una mejor visión física de una antena diseñada, pero es más difícil de modelar el acoplamiento.

4. Método de ecuación integral del dominio espectral.
5. Método de ecuación integral de dominio espacial.
6. Método de dominio de tiempo de diferencias finitas (FDTD).
7. Método de elementos finitos (FEM).

En el caso del análisis por simulación en computadoras, se incluyen métodos como algoritmos computacionales que facilitan la labor de diseño y caracterización de los parámetros de la antena parche, algunos programas que ejecutan dichas tareas son:

- | | |
|------------------------------|------------------------------|
| 1. COMSOL Multiphysics. | 9. Sonnet. |
| 2. Ansys HFSS. | 10. Momentum (Ansys HFSS). |
| 3. CST Studio Suite. | 11. AWR Microwave Office. |
| 4. Numerical FDTD Solutions. | 12. CST PCB Studio. |
| 5. FEKO. | 13. MATLAB. |
| 6. NEC. | 14. Optimetrics (Ansys HFSS) |
| 7. Microwave Office. | y, |
| 8. Keysight ADS. | 15. Python. |

De acuerdo a lo anterior, al momento de alimentar la antena parche se generan varios tipos de ondas que dependen de varios factores como: la frecuencia de operación, el modo y punto de excitación y la geometría física del parche radiador, entre estas se destacan (Koul & Singh, 2022):

- a) Onda de modo de resonancia. En este caso se especifica el campo eléctrico o magnético dominante.
- b) Onda de modo de resonancias múltiples. Es cuando se asocia con patrones de radiación más complejo para indicar modos de direcciones de los campos específicos, por ejemplo, las antenas de parche MIMO (Múltiples Entradas Múltiples Salidas).

c) Onda de superficie. Se propagan a lo largo de la superficie del sustrato eléctrico y afecta el rendimiento de la antena microtira.

d) Onda microtira guiada. Se presenta en la microtira de la línea de alimentación que va directo al parche radiador y es la que guía la onda electromagnética; esta afecta en forma global el funcionamiento de los campos radiados.

e) Ondas de acoplamiento y ondas de transmisión. Se producen cuando se realiza el acoplamiento de elementos en los arrays de antenas y simultáneamente la onda de transmisión que viaja por línea de alimentación (Prahlada Rao et al., 2018).

3.6. Modelo de línea de transmisión

Para fines prácticos se va a explicar el funcionamiento del *modelo de línea de transmisión*, (los otros métodos no se van a tratar en este documento); las antenas microtira tienen un comportamiento similar a una línea de transmisión semejante a una cavidad resonante con carga dieléctrica. Los campos eléctrico y magnético dentro del sustrato dieléctrico se pueden determinar con precisión analizando la región como una cavidad resonante, delimitada por conductores eléctricos y por paredes magnéticas (para simular un circuito abierto) a lo largo del perímetro del parche.

Inicialmente, la impedancia de entrada es reactiva (de valor cero o infinito de resonancia) y no irradia ninguna potencia. La interpretación física de los campos dentro de la cavidad y la radiación a través de sus paredes laterales se muestra en la Figura 14 (Balanis, 2016), este análisis se aplica de igual forma para otras formas de parche.

Cuando la energía de la onda electromagnética entra en el parche microtira, se establece una distribución de carga en las superficies superior e inferior del parche, así como en la superficie del plano de tierra.

El efecto de atracción de las cargas desde la parte inferior del parche hacia las placas de tierra mantiene las cargas en la superficie del parche. Al mismo tiempo, debido al efecto de repulsión entre cargas similares en la superficie inferior, estas tienden a desplazarse desde el interior del parche hacia sus bordes y, finalmente, hacia la superficie superior.

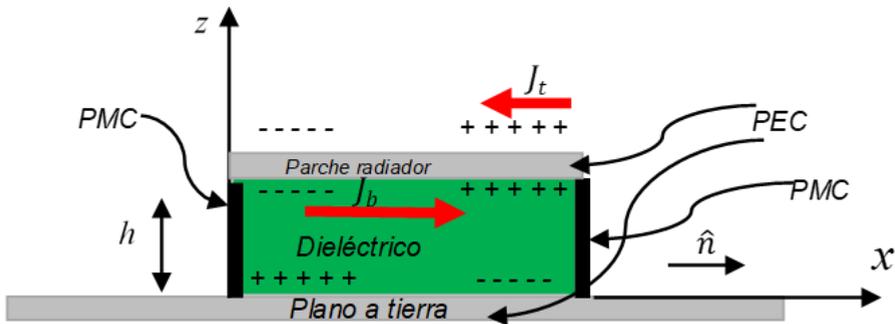
Este movimiento de cargas permanentes crea una densidad de corriente J_b y J_t respectivamente, en la superficie inferior y superior del parche radiador.

Dado que la relación entre la altura y el ancho de los parches es muy pequeña, se produce un mecanismo de atracción de cargas que concentra la mayor parte de las cargas y el flujo de corriente de forma permanente debajo del parche radiante. En estas condiciones, también se observa una acumulación de cargas alrededor de los bordes, generándose una corriente que fluye desde el interior del parche hacia la superficie superior.

En el límite, el flujo de corriente en la parte superior sería nulo, lo que idealmente no crearía ningún componente de campo magnético tangencial a los bordes del parche. Esta condición físico-eléctrica permite modelar las cuatro paredes laterales como superficies conductoras magnéticas perfectas, que idealmente no perturbarían el campo magnético y, en consecuencia, las distribuciones de campo eléctrico debajo dentro del parche (Calixto et al., 2021).

Figura 14

Parámetros y componentes del modelo de cavidad resonante.



Fuente: Elaboración propia (2024)

Por lo anterior, se crea una cavidad debajo del parche rectangular como una cavidad resonante bajo condiciones de contorno, es decir, las paredes son un *corto circuito* y se comporta como un conductor eléctrico perfecto (PEC) y en la parte superior e inferior es un *circuito abierto* y se comporta como un conductor magnético perfecto (PMC) en los bordes.

Durante la radiación, se considera el uso de una tangente de pérdida efectiva del sustrato. En una cavidad resonante, solo se permiten ciertos modos a diferentes frecuencias de resonancia. Si la antena se excita a una de estas frecuencias de resonancia, se genera un campo intenso dentro de la cavidad y una corriente intensa en la superficie inferior del parche. Esto produce una radiación significativa, lo que permite que la antena actúe como un resonador eficiente.

Una antena microtira puede irradiar bien; incluso con un sustrato delgado, si este se vuelve más delgado, la corriente del parche irradia menos, el factor de calidad (Q) del modo de cavidad resonante también aumenta (Jackson & Long, 2020), haciendo que las corrientes de parche sean más fuertes en resonancia. Recordar que la densidad de corriente que circula en el sentido de la dirección del eje x con respecto a la normal n , se expresa como:

$$|J_b| \propto Q \propto \frac{1}{h} \quad \text{Ecuación (3.1)}$$

J_b es la densidad de corriente, Q es el factor de calidad y h es la altura o grosor del sustrato.

Frecuentemente, se utiliza la forma básica de un parche "rectangular" radiante para diseñar una antena de parche microtira como se explicó en la Figura 15.

Continuando con el análisis de las ondas en la estructura del parche, para el caso de la forma básica de un parche "rectangular", si la antena de microtira se considerara únicamente como una cavidad, no bastaría con determinar las amplitudes absolutas de los campos eléctrico y magnético, ya que no se estarían tomando en cuenta las pérdidas. En este caso, la cavidad no irradiaría y su impedancia de entrada sería puramente reactiva compleja. (jXA).

Para tal caso, considerando el análisis de la impedancia y el modelo de un circuito equivalente para una antena; la parte resistiva está formada por la resistencia de radiación R_r y la resistencia de pérdida R_l :

$$R_A = R_r + jR_L \quad \text{Ecuación (3.2)}$$

La impedancia de entrada es:

$$Z_A = R_A + jX_A \quad \text{Ecuación (3.3)}$$

Para el análisis del modelo de línea de transmisión, se introduce una tangente de pérdida efectiva δ_{eff} , que se elige de acuerdo al tipo de material; este valor es el valor recíproco del factor de calidad Q de la antena ($\delta_{\text{eff}} = 1/Q$).

Si el espesor del sustrato es demasiado pequeño, se generan reflexiones que afectan el desempeño de la antena. Las ondas que alcanzan el borde del parche dentro del sustrato dieléctrico (entre el parche y el plano de tierra) forman franjas de campos débiles y de baja amplitud, lo que reduce la eficiencia de la antena. De igual forma, considerando que ($h \ll \lambda$) debajo del parche se producen ondas estacionarias que pueden representarse mediante funciones de onda cosenoidales, las variaciones del campo a lo largo de la altura se considerarán constantes, de forma que, el campo eléctrico es casi normal a la superficie del parche (Fang, 2010).

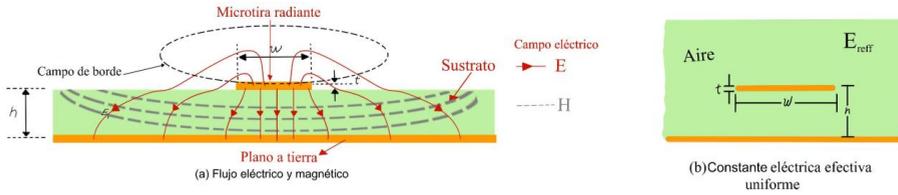
De esta manera, solo se generan campos de tipo Transverso Magnéticos (TM_x) dentro de la cavidad y las paredes tanto superior como inferior que son eléctricamente conductoras, dichas paredes laterales se modelarán como paredes magnéticas perfectamente conductoras (haciendo que los campos tangenciales cercanos estén presente a lo largo de esas cuatro paredes) (Balanis, 2016).

Es claro que este modelo de aproximación matemático de línea de transmisión es el más sencillo de todos, con resultados un poco precisos, pero representa una aproximación física del comportamiento de los campos radiantes y hace más fácil obtener los parámetros de diseño por su facilidad de construcción.

3.6.1. Efectos de borde del sustrato

Es el efecto físico que sufren los campos eléctrico y magnético en los bordes del sustrato por el tamaño tanto de ancho como de largo. Al variar dichos tamaños se afecta la forma como el campo radia en los bordes del material conductor y genera unos flecos de campos que se dispersan al exterior como se indica en la siguiente imagen.

Figura 15
Efecto de borde en una microtira.



Fuente: Elaboración propia (2024)

La cantidad de flecos de líneas de campo en el borde depende de las dimensiones del parche y de la altura del sustrato. Para el plano (xy) , el fleco del campo es una función de la relación entre la longitud del parche L , la altura h del sustrato (L/h) y la constante dieléctrica ϵ_r del sustrato. Para antenas microtiras $L/h \gg 1$, la condición del fleco de campo se reduce, para eso considere que muy posiblemente se va a afectar la frecuencia de resonancia para la cual se diseña la antena. Este efecto físico también sucede con la anchura del sustrato.

Bajo esta condición de análisis físico, las líneas de campos no son homogéneas debido a que existen dos dieléctricos, el del sustrato y el aire, de forma que la mayoría de las líneas del campo eléctrico residen en el sustrato y partes de algunas líneas existen en el aire.

Como $Wh \gg 1$ y $\epsilon_r \gg 1$, las líneas de campo eléctrico están concentradas principalmente en el sustrato haciendo que los flecos de campo sean eléctricamente más ancha en comparación con sus dimensiones físicas (Balanis, 2016).

Según estas consideraciones, algunas de las ondas viajan en el sustrato y otras en el aire. Una constante dieléctrica efectiva ϵ_{reff} se introduce para tener en cuenta las franjas y la propagación de ondas en la línea. Imaginemos que el conductor central de la línea microstrip con sus dimensiones y altura originales sobre el plano del suelo está incrustada en un dieléctrico ϵ_{reff} , como se muestra en la Figura 15 (b) considerando la homogeneidad del aire, esto con el fin de que la constante dieléctrica efectiva se defina como la constante del material dieléctrico uniforme de modo que la línea microtira tenga características eléctricas idénticas.

Una línea de microcinta con sus dimensiones y altura originales sobre

el plano de tierra está incrustada en un dieléctrico; para el caso de análisis, consideramos el aire como se muestra en la Figura 15 (b). La ϵ_{reff} se define como la constante dieléctrica del *material dieléctrico uniforme* de modo que la línea tenga características eléctricas idénticas.

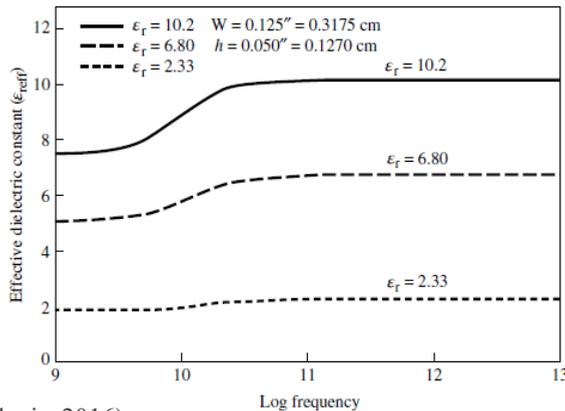
Bajo esta condición de aire sobre el sustrato, la constante dieléctrica efectiva se establece como el rango de $1 < \epsilon_{\text{reff}} < \epsilon_r$. Para la mayoría de las aplicaciones donde la constante dieléctrica es mayor e igual a uno ($\epsilon_r \gg 1$), hace que ϵ_{reff} se acerque más al valor de la constante dieléctrica real ϵ_r del sustrato. El valor de ϵ_{reff} se obtiene con la siguiente expresión:

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2}; \text{ para } W/h > 1 \quad \text{Ecuación (3.4)}$$

La ϵ_{reff} está en función de la frecuencia, si esta aumenta, la mayoría de las líneas de campo eléctrico se concentran en el sustrato. Por lo tanto, la línea microstrip tiene un comportamiento y se aproxima al valor de la constante dieléctrica del sustrato. En la Figura 16 se muestran variaciones típicas en función de la frecuencia, de la constante dieléctrica efectiva, para una línea microstrip con tres sustratos diferentes. Si las frecuencias son bajas, la constante dieléctrica efectiva es esencialmente constante. Para frecuencias intermedias sus valores comienzan a aumentar monótonamente y finalmente, se aproximan a los valores de la constante dieléctrica del sustrato.

Figura 16

Variaciones de la frecuencia con respecto a la constante dieléctrica.



Fuente: (Balanis, 2016)

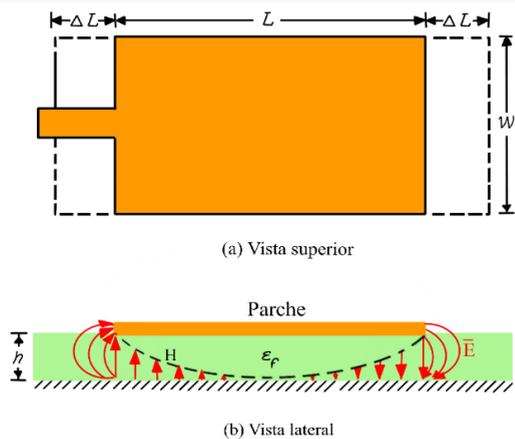
Las pérdidas asociadas a una antena de parche microtira incluyen la pérdida por el conductor, la pérdida dieléctrica y la pérdida por onda superficial. Las dos primeras dependen de la calidad del material utilizado como sustrato, mientras que la última está relacionada con las propiedades del material conductor metálico. En otras palabras, estas pérdidas están influenciadas por la constante dieléctrica y el espesor del material a apreciación con respecto a las pérdidas asociadas con una antena de parche microtira son: la pérdida del conductor, la pérdida dieléctrica y la pérdida de onda superficial: las dos primeras dependen de la calidad del material utilizado como sustrato y la última, se debe a las características del material conductor metálico, es decir, existe una dependencia en la constante dieléctrica y el espesor (Waterhouse, 2015).

3.6.2. Frecuencia de resonancia y longitud efectiva

El efecto de la franja de los flujos de corriente en los bordes del sustrato hace que, eléctricamente, la antena de microtira parezca más grande que sus dimensiones físicas de diseño para el caso del campo eléctrico principal en el plano XY, como se ilustra en la Figura 17, donde las dimensiones del parche se han extendido ligeramente a una distancia ΔL , a lo largo de su valor L por efecto de la constante dieléctrica efectiva ϵ_{eff} y la relación ancho-alto (W/h).

Figura 17

Longitud física y efectiva de una microtira.



Fuente: Elaboración propia (2024), adaptado de (Balanis, 2016)

La longitud efectiva de una antena microtira es la longitud física del parche, ajustada para incluir los efectos de fringing (efectos de borde) y la carga capacitiva en los extremos del parche. Estos efectos hacen que la longitud efectiva sea ligeramente superior a la longitud física del parche.

Análiticamente para la extensión normalizada de la longitud se tiene que:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{\text{eff}}+0.3)\left(\frac{W}{h}+0.264\right)}{(\epsilon_{\text{eff}}-0.258)\left(\frac{W}{h}+0.8\right)} \quad \text{Ecuación (3.5)}$$

Al extenderse el tamaño del parche sobre el cual está la microtira en un valor de ΔL en cada lado, la longitud efectiva del parche ahora es ($L = \lambda/2$ para el modo dominante TM_{010} sin franjas), entonces la longitud del parche ahora tiene la longitud efectiva de:

$$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L \quad \text{Ecuación (3.6)}$$

La frecuencia de resonancia es aquella a la que la antena microtira está diseñada para operar de manera óptima. En esta frecuencia, la antena alcanza su máxima eficiencia en términos de radiación y minimiza la reflexión de energía.

Para el modo TM_{010} como modo dominante para la frecuencia de resonancia de la antena microtira, se demuestra que está en función de su longitud, se puede expresar como (Balanis, 2016):

$$(fr)_{010} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{Ecuación (3.7)}$$

Donde v_0 es la velocidad de la luz en el espacio libre. Dado que la ecuación (3.7) no tiene en cuenta los bordes, se debe modificar e incluir efectos de borde y debe calcularse usando:

$$(frc)_{010} = q \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{Ecuación (3.8)}$$

De modo que:

$$q = \frac{(frc)_{010}}{(fr)_{010}} \quad \text{Ecuación (3.9)}$$

El factor q se conoce como factor marginal (factor de reducción de longitud). Como la altura del sustrato aumenta, las franjas también aumentan y conducen a mayores separaciones entre los bordes radiantes

y frecuencias de resonancia más bajas. La frecuencia de resonancia diseñada que está basada en franjas es menor, a medida que el parche parece más largo; como se observa en la Figura 17. La frecuencia de resonancia disminuye debido a que las franjas generalmente oscilan entre un 2% y 6% (Fang, 2010).

3.6.3. Diseño analítico

Un procedimiento básico para el diseño práctico se basa en la información de los componentes con respecto a la constante dieléctrica del sustrato (ϵ_r), la frecuencia resonante (f_r) y la altura del sustrato h ; para eso se debe:

- a) Precisar ϵ_r , f_r (en Hz) y h .
- b) Establecer W y L .
- c) Realizar el diseño, para eso se requiere de los siguientes pasos:

1. Si se desea una radiación eficiente resolver con la ecuación 3.10.

El ancho efectivo de una antena microtira afecta tanto la conductancia como la impedancia de entrada de la antena. Normalmente, el ancho del parche se selecciona para lograr una coincidencia óptima de impedancia y maximizar el ancho de banda de la antena, según Bahl y Bhartia (citado por Balanis, 2016):

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} * \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r} * \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad \text{Ecuación (3.10)}$$

2. Determine la constante dieléctrica efectiva de la antena microstrip usando la ecuación 3.4.

3. Habiendo hallado W resolver ecuación 10, calcule ΔL con la ecuación 5.

4. Hallar la longitud de parche L con la ecuación:

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad \text{Ecuación (3.11)}$$

Tener presente que la variación de las dimensiones de los parches de las microtiras se normaliza con la expresión:

$$L = (047 - 0.49) \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = (047 - 0.49) \lambda_0 \quad \text{Ecuación (3.12)}$$

λ_0 es la longitud de onda dentro del dieléctrico.

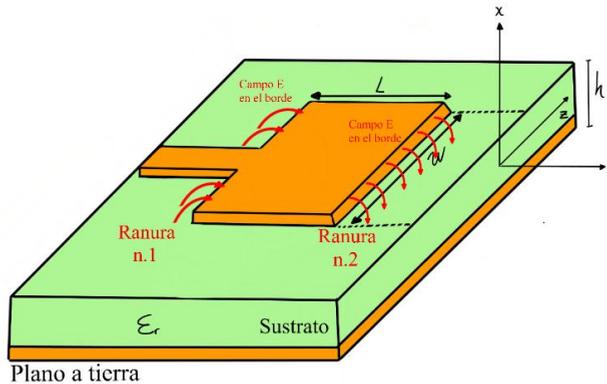
Si la constante dieléctrica del sustrato es menor, más grande es el flaco del campo en el borde; por tanto, la longitud del parche de la microcinta es menor. En caso contrario, si es más grande la constante dieléctrica, más estrechos se mantienen los campos dentro del sustrato; haciendo que la franja del campo sea más pequeña y la longitud del campo es más larga y más cercana a la mitad de la longitud de onda en el dieléctrico.

3.6.4. Conductancia en las microtiras

En términos de radiación electromagnética cada ranura radiante está representada por una admitancia paralela de valor Y (asociada con la conductancia G y la susceptancia B). Como se observa en la Figura 18, dichas ranuras están enumerada como n.1 y n. 2.

Figura 18

Equivalencia de las ranuras de radiación de una microtira.



Fuente: Elaboración propia (2024)

El equivalente de la admitancia de la ranura n.1, basada en una ranura uniforme e infinitamente ancha, se expresa como:

$$Y_1 = G_1 + jB_1 \quad \text{Ecuación (3.13)}$$

Para una ranura de ancho finito W, se obtiene que:

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} * [1 - \frac{1}{24}(k_0h^2)]; \quad \text{para } \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad \text{Ecuación (3.14)}$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} * [1 - 0.636 \ln(k_0h)]; \quad \text{para } \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad \text{Ecuación (3.15)}$$

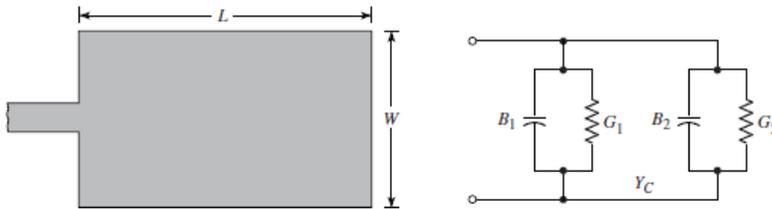
Para la ranura n.2 asumiendo que es idéntica a la ranura n.1, su admitancia equivalente es:

$$Y_2 = Y_1, \quad G_2 = G_1, \quad B_2 = B_1 \quad \text{Ecuación (3.16)}$$

La representación gráfica del modelo circuital de la conductancia G y la susceptancia B se representa en la Figura 19.

Figura 19

Estructura rectangular de la microcinta y su circuito equivalente.



Fuente: Extraído de (Balanis, 2016)

La conductancia de una única ranura también se puede obtener utilizando la expresión de campo derivada por *modelo de cavidad resonante* y se define como:

$$G_1 = \frac{2P_{rad}}{|V_0|^2} \quad \text{Ecuación (3.17)}$$

Usando el campo eléctrico de la ecuación 3.18, que se obtiene por similitud en el modelo de “*cavidad resonante*” es posible obtener la potencia radiada,

$$E_\phi = +j \frac{V_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left[\sin\theta \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right] \quad \text{Ecuación (3.18)}$$

Así, la potencia radiada se expresa como:

$$P_{rad} = \frac{|V_0|^2}{2\pi n_0} + \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 * \text{sen}^3\theta d\theta \quad \text{Ecuación (3.19)}$$

Por lo tanto, la conductancia se puede expresar como:

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad \text{Ecuación (3.20)}$$

De forma que:

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 * \text{sen}^3\theta d\theta$$

$$= -2 + \cos(X) + X S_i(X) + \frac{\sin(X)}{X} \quad \text{Ecuación (3.21)}$$

$$X = k_0 W \quad \text{Ecuación (3.22)}$$

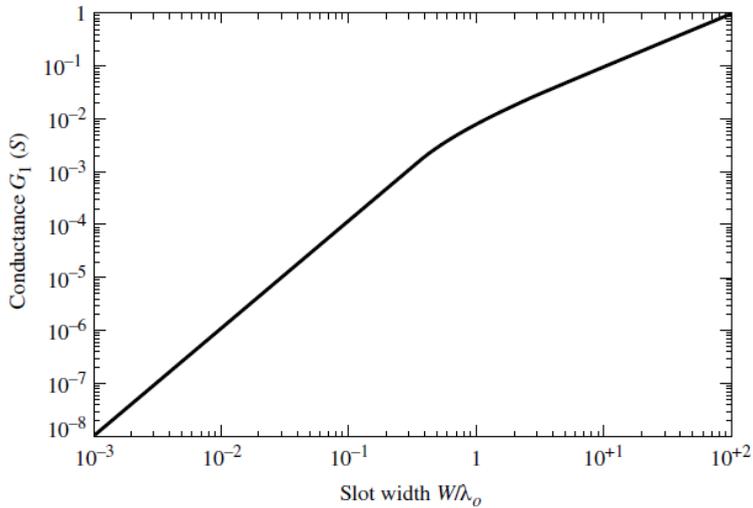
Ahora bien, los valores asintóticos de (3.21 y 3.22) son (Fang, 2010):

$$G_1 = \left\{ \begin{array}{ll} \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2; & \text{para } W \ll \lambda_0 \\ \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2; & \text{para } W \gg \lambda_0 \end{array} \right\} \quad \text{Ecuación (3.23)}$$

Los valores de (3.23) para $W \gg \lambda_0$ son idénticos a los dados por (3.14) para $h \ll \lambda_0$. Una gráfica de G en función de W/λ_0 se muestra en la Figura 20.

Figura 20

Conductancia de la ranura en función del ancho.



Fuente: (Balanis, 2016)

3.6.5. La resistencia de entrada

Analizando la resistencia de entrada en función de la admitancia, se tiene que la admitancia total en la ranura n.1 (admitancia de entrada) se obtiene transfiriendo la admitancia de la ranura n.2 desde los terminales de salida a los terminales de entrada, usando la ecuación de transformación de admitancia de líneas de transmisión. Idealmente, las dos ranuras deberían estar separadas por $\lambda/2$ donde λ es la longitud de onda que recorre sustrato (Free & Aitchison, 2021), pero como en los flecos, la longitud del parche es eléctricamente más largo que la longitud real, se obtiene una separación real de las dos ranuras que es ligeramente menor que $\lambda/2$. Si la reducción de la longitud se elige correctamente usando la ecuación 3.21 y 3.22 (típicamente $0.47\lambda < L < 0.49\lambda$), la admitancia transformada de la ranura n.2 se convierte en:

$$Y_2 = G_2 + jB_2 \quad \text{Ecuación (3.24)}$$

O también se tiene que:

$$G_2 = G_1 \quad \text{y} \quad B_2 = -B_1 \quad \text{Ecuación (3.25)}$$

De esta forma, la admitancia total de entrada resonante es real y está dada por

$$Y_{in} = Y_1 + jY_2 = 2G_1 \quad \text{Ecuación (3.26)}$$

Y la admitancia real de entrada total está definida por:

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{IN}} = R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad \text{Ecuación (3.27)}$$

Como la resistencia de entrada resonante, dada por (3.27), según estudio de la teoría de antena microtira de Derneryd (citado por Balanis, 2016) esto quiere decir que, no se tienen en cuenta los efectos mutuos entre las ranuras y se puede modificar de la forma:

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_{1\pm} G_{12})} \quad \text{Ecuación (3.28)}$$

Considerando el efecto de la resistencia de entrada, la forma como se distribuye el voltaje resonante es:

Si el signo es positivo (+) el modo de trabajo es impar (anti simétrica) y se ubica debajo del parche y entre las ranuras.

Si el signo es menos (-) se usa para modo par (simétrico) entre la ranura y el parche. Como se detalló en la Figura 14.

La conductancia mutua se define, en términos de la zona de campo lejano (Mosig & Michalski, 2021):

$$G_{12} = \frac{1}{|V_0|^2} \text{Re} \iint (E_1 \cdot XH_2^*) \cdot ds \quad \text{Ecuación (3.29)}$$

El campo eléctrico irradiado E_1 está en la ranura n.1, el campo magnético H_2 es irradiado por la ranura n.2, V_0 es el voltaje a través de la ranura y la integración se realiza sobre una esfera de gran radio.

Que se puede calcular de la forma (Fang, 2010):

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} * \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin\theta) \sin^3\theta d\theta \quad \text{Ecuación (3.30)}$$

La solución de esta expresión facilita el cálculo de la conductancia mutua por medio del uso de la función de Bessel (J_0) de orden cero, que es pequeña en comparación con la auto conductancia G_1 de la ecuación (3.20) o la ecuación (3.21), como lo expresa en sus referentes analíticos Richards (citado por Malik, 2021).

Una expresión compacta para hallar de forma alternativa la impedancia de entrada, R_{in} , para lograr la frecuencia de resonancia con respecto a la longitud y el ancho del parche es:

$$R_{in} = 90 \frac{(\epsilon_r)^2}{(\epsilon_r - 1)} \left(\frac{L}{W} \right) \quad \text{Ecuación (3.31)}$$

La ecuación es válida para sustratos delgados ($h \ll \lambda_0$). Se derivó de aproximaciones de formulaciones desarrolladas rigurosamente, incluidas las integrales de Sommerfeld (Rana et al., 2023), para sustratos de capa fina. De forma que las ecuaciones (3.28) y (3.31) no son idénticas si dan resultados razonables para la entrada R_{in} .

Como se muestra en (3.30) y (3.31), la resistencia de entrada no depende en gran medida de la altura del sustrato h . Esto indica que cuando h es muy pequeño, tales como $k_0h \ll 1$, no hay afectación en la resistencia de entrada.

El análisis de expansión modal también revela que la resistencia de entrada no está fuertemente influenciada por la altura del sustrato h . También de estas dos ecuaciones se infiere que: Al aumentar el W del parche la resistencia de entrada resonante disminuye.

Esto es aceptable siempre que la relación W/L no exceda 2, porque la eficiencia de apertura de un solo parche comienza a disminuir a medida que W/L aumenta más allá de 2 (Free & Aitchison, 2021).

Las dimensiones del parche L y W determinan la resistencia de entrada, de ahí que L está directamente relacionada con la frecuencia de resonancia, mientras que W afecta la conductancia y, por ende, la resistencia de entrada (Goswami et al., 2018).

3.6.6. Técnicas de acoplamiento

La resistencia de entrada resonante hallada con la expresión (3.28) tiene como referencia la ranura n.1. Existe la condición de que la resistencia de entrada se puede cambiar o variar insertando un parche

de alimentación (Malik, 2021), empotrado a una distancia Y_0 de la ranura n.1 y un ancho W_0 , como se definió en la Figura 10.

Esta estrategia facilita el acople de la antena tipo parche con la línea de alimentación de la microtira, por medio de la siguiente expresión en función de la impedancia característica:

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} * \ln \left[\frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right] \quad ; \text{para valores de } \frac{W_0}{h} \leq 1 \quad \text{Ecuación (3.32)}$$

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{reff}} \left[\frac{W_0}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_0}{h} + 1.444 \right) \right]} \quad ; \text{para valores de } \frac{W_0}{h} > 1$$

Donde W_0 es el ancho de la línea microtira, indicado en la Figura 10.

Utilizando el análisis de expansión modal, la R_{in} para la inserción de la línea de transmisión se aproxima con la expresión 3.33, de acuerdo a (Carver and J. W. Mink, como se cita en Balanis, 2016).

$$R_{in(y=y_0)} = \frac{1}{2(G_{1\pm} G_{12})} \left[\cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) + \frac{G_1^2 + B_1^2}{2(G_{1\pm} G_{12})} \text{sen}^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) - \frac{B_1}{Y_c} \text{sen} \left(\frac{2\pi}{L} y_0 \right) \right] \quad \text{Ecuación (3.33)}$$

Para $Y_c = 1/Z_c$.

Dado que para la mayoría de las microcintas típicas $G_1/Y_c \ll 1$ y $B_1/Y_c \ll 1$, (3.33) se reduce a (Malik, 2021):

$$\begin{aligned} R_{deseado(y=y_0)} &= \frac{1}{2(G_{1\pm} G_{12})} \left[\cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) \right] \quad \text{Ecuación (3.34)} \\ &= R_{in(y=y_0)} \left[\cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) \right] \end{aligned}$$

En la Figura 21 se detallan los valores normalizados de R_{in} ($y = Y_0$), de acuerdo a la expresión 3.34.

Figura 21

Variación de resistencia de entrada para una antena de 2,3GHz.



Fuente: (Cemper, 2024)

Para calcular Y_0 se despeja de la ecuación 3.34, para este caso se trabaja con el mayor valor de R_{in} .

Y se hace la conversión del valor del ángulo obtenido dentro de despeje de la ecuación en radianes:

$$y_0 = \frac{L}{\pi} \cos^{-1} \sqrt{\frac{R_{deseado}}{R_{in}}} = 14,2551mm \quad \text{Ecuación (3.35)}$$

El ancho de W_0 de la línea de acople incrustada se calcula con el enunciado:

$$W_0 = \frac{8he^A}{e^{-2A}-2} \quad ; \text{ cuando } A > 1,52$$

$$W_0 = \frac{2h}{\pi} * \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \quad ; \text{ cuando } A < 1,52$$

Y los valores de las variables A y B se expresan con la dependencia de ϵ_r y la impedancia Z_0 respectivamente, de forma que:

$$A = \frac{Z_0}{60} \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right]^{1/2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left[0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right] \quad \text{Ecuación (3.36)}$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0} \quad \text{Ecuación (3.37)}$$

Los valores obtenidos con la expresión (3.33) corresponden con los datos de la simulación y los valores analíticos obtenidos, pero el hecho de introducir un segmento de parche, presenta un efecto de capacitancia en la unión que va a influir en la frecuencia central de trabajo en un valor del uno por ciento.

De (3.34) y de la Figura 18 se desprende que el valor máximo ocurre en el borde de la ranura ($Y_0 = 0$) donde el voltaje es máximo y la corriente es mínima (James et al., 1982).

Generalmente la resistencia de entrada varía entre 150 y 300 ohmios y para que su valor sea cero, el punto de alimentación debe moverse hasta el centro del parche (desde el borde hacia el centro), cuando ($Y_0 = L/2$) y por consiguiente el voltaje tiende a cero y la corriente alcanza su valor máximo (Malik, 2021).

De acuerdo a la condición mencionada anteriormente, al variar el punto de alimentación, la función $\cos^2(\pi Y_0/L)$ cambia drásticamente y, por ende, la resistencia de entrada. Para lograr un valor de R_{in} preciso, se requiere conservar las dimensiones del parche o utilizar técnicas modernas que permitan mejorar el acoplamiento en la entrada de la antena microtira; estas técnicas se pueden consultar en otras referencias técnicas (Free & Aitchison, 2021).

Cuestionario del capítulo 3

Estudio de la estructura y componentes de antenas de parche

Preguntas de selección múltiple

Pregunta 1:

¿Cuáles son los métodos de alimentación mencionados en el texto?

- a) Alimentación directa, alimentación por proximidad y alimentación por ranura.
- b) Alimentación directa, alimentación indirecta y alimentación por acoplamiento.
- c) Alimentación directa, alimentación por microtira y alimentación coaxial.
- d) Alimentación directa, alimentación por microondas y alimentación por proximidad.

Pregunta 2:

¿Qué caracteriza a la alimentación directa?

- a) Interconexión sin contacto físico entre las estructuras.
- b) Uso de dos sustratos con diferentes constantes dieléctricas.
- c) Conexión física entre la estructura de alimentación y el parche radiante.
- d) Utilización de una ranura o apertura en el plano central.

Pregunta 3:

¿Cuáles son las técnicas de alimentación directa?

- a) Por línea de transmisión microtira y por sonda coaxial.
- b) Por línea de transmisión microtira y por acoplamiento electromagnético.
- c) Por sonda coaxial y por ranura.
- d) Por línea de transmisión microtira y por onda superficial.

Pregunta 4:

¿Cuál es una desventaja de la alimentación por línea microtira?

- a) Baja fiabilidad.
- b) Requiere de soldadura y perforación.

- c) Limitación del ancho de banda.
- d) Problemas de baja radiación.

Pregunta 5:

¿Qué desventaja presenta la alimentación por coaxial?

- a) Es difícil de adaptar a la impedancia de la antena.
- b) Presenta problemas de baja radiación.
- c) Incrementa el grosor de la antena.
- d) Requiere alineación precisa.

Pregunta 6:

¿Qué técnica de alimentación utiliza dos sustratos y un acoplamiento electromagnético?

- a) Alimentación directa.
- b) Alimentación por línea microtira.
- c) Alimentación por ranura.
- d) Alimentación por proximidad.

Pregunta 7:

¿Cuál es una ventaja de la alimentación por proximidad?

- a) Mayor grosor de la antena.
- b) Menos interferencias electromagnéticas.
- c) Mejor ancho de banda y patrón de radiación.
- d) Fácil adaptación a la impedancia de la antena.

Pregunta 8:

¿Qué característica distingue a la alimentación por ranura?

- a) No requiere contacto físico entre las estructuras.
- b) Utiliza una ranura o apertura en el plano central.
- c) Incrementa el grosor de la antena.
- d) Uso de una pista de conductor rectangular.

Pregunta 9:

¿Cuál es una ventaja de la alimentación por ranura?

- a) Simplifica la fabricación.

- b) Evita interferencias electromagnéticas.
- c) Fácil alineación.
- d) Alta fiabilidad.

Pregunta 10:

Según la Figura 123, ¿qué técnica de alimentación tiene una banda de impedancia del 13%?

- a) Alimentación por sonda coaxial.
- b) Alimentación por línea microtira.
- c) Alimentación por proximidad.
- d) Alimentación por ranura.

Pregunta 11:

¿Qué técnica de análisis es más sencilla para dar una mejor visión física de una antena diseñada?

- a) Método de ecuación integral del dominio espectral.
- b) Método de línea de transmisión (MLT).
- c) Método de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD).
- d) Modelo de cavidad resonante.

Pregunta 12:

¿Cuál es un software mencionado para la simulación computacional de antenas?

- a) Adobe Illustrator.
- b) Ansys HFSS.
- c) AutoCAD.
- d) Microsoft Excel.

Pregunta 13:

¿Qué tipo de onda se propaga a lo largo de la superficie del sustrato eléctrico y afecta el rendimiento?

- a) Onda de modo de resonancia.
- b) Onda de superficie.
- c) Onda microtira guiada.
- d) Onda de acoplamiento.

Pregunta 14:

¿Cuál es una característica del modelo de línea de transmisión?

- a) Es el más complejo de todos.
- b) Proporciona una solución exacta con gran precisión.
- c) Representa una aproximación física del comportamiento de los campos radiantes.
- d) Requiere mucho tiempo de cálculo para resolver problemas.

Pregunta 15:

¿Qué ocurre cuando la energía de la onda electromagnética entra en el parche microtira?

- a) Se disipa completamente.
- b) Se establece una distribución de carga en las superficies del parche.
- c) No se producen ondas estacionarias.
- d) El campo eléctrico es completamente tangencial.

Pregunta 16:

¿Qué componente se considera perfecto (PEC) en el modelo de línea de transmisión?

- a) Paredes laterales.
- b) Superficie superior.
- c) Superficie inferior.
- d) Paredes magnéticas.

Pregunta 17:

¿Qué ocurre con la impedancia de entrada en una cavidad resonante si el espesor del sustrato es demasiado pequeño?

- a) Aumenta.
- b) Disminuye.
- c) Se vuelve puramente reactiva.
- d) Se vuelve puramente resistiva.

Pregunta 18:

¿Qué técnica matemática es la más sencilla para el diseño de antenas?

- a) Método de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD).

- b) Método de ecuación integral del dominio espectral.
- c) Método de elementos finitos (FEM).
- d) Modelo de línea de transmisión.

Pregunta 19:

¿Qué tipo de campos se generan en una cavidad resonante de una antena microtira?

- a) Campos Transverso Eléctricos (TE).
- b) Campos Transverso Magnéticos (TMx).
- c) Campos longitudinales.
- d) Campos radiales.

Pregunta 20:

¿Cuál es el efecto de tener una tangente de pérdida efectiva alta en el sustrato?

- a) Mejor rendimiento de radiación.
- b) Aumenta las corrientes de parche en resonancia.
- c) Disminuye la eficiencia de la antena.
- d) No afecta el rendimiento.

* Ver respuestas en anexos al final del documento.



The background of the top half of the page features a series of vertical, slightly wavy lines in shades of teal and green, creating a sense of depth and movement. A solid blue horizontal band spans across the middle of the page, serving as a backdrop for the title text.

Capítulo IV

*Metodología de diseño de antenas
microtiras*



The bottom half of the page features a complex, abstract pattern of wavy, overlapping lines in shades of green, yellow, and blue, creating a sense of depth and movement. This pattern is set against a dark blue background that matches the band above.

CAPÍTULO 4

Metodología de diseño de antenas microtiras

En este apartado se propone un ejemplo de aplicación para el diseño y desarrollo de una antena microtira. Para tal fin se resuelven las ecuaciones que ayuden a determinar cada uno de los parámetros, y no se enumeran nuevamente. En esta sección solo se aplica lo aprendido en capítulos anteriores, pero se citan las ecuaciones en donde se usan.

Se desea diseñar una antena microtira de tipo rectangular que funcione para la frecuencia entre 2.1GHz a 2.5GHz, el acople de impedancia se hace con el método de alimentación por coaxial el cual funciona para un ancho de banda de 100 MHz y proporciona una ganancia de 6 dBi a una frecuencia resonante de 2,3 GHz con una pérdida de retorno de $-12,3$ dB. El sustrato a utilizar es RT/5880.

Se desea calcular: Longitud, L ; Ancho, W ; Ancho de microtira, W_0 ; Longitud de la micro banda, Y_0 ; Longitud del plano de tierra, L_g ; Ancho del plano de tierra, W_g ; Longitud efectiva, L_{eff} ; constante dieléctrica efectiva, ϵ_{reff} ; Longitud de onda, λ y Resistencia de entrada, R_{in} .

También realizar la simulación de la impedancia en función de la frecuencia, los parámetros S , patrón de radiación, diagrama de radiación y generar una optimización para mejorar el comportamiento de la antena.

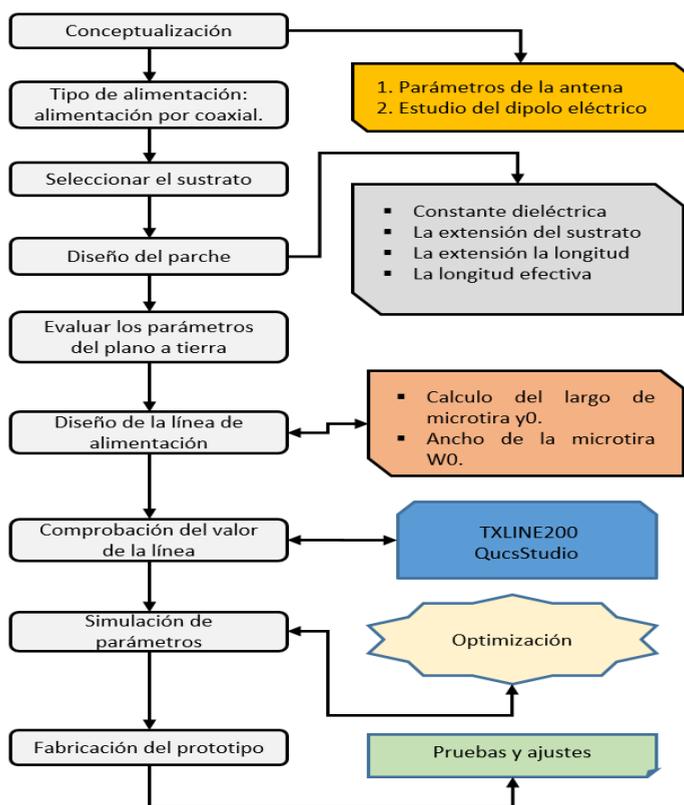
4.1. Metodología

Con base en los aspectos claves enunciados en el recorrido del documento, se establece que el propósito que persigue la investigación, se enmarca de *tipo aplicada*; por el análisis que se hace de la información es de *tipo cualitativa* y según los *mecanismos* que se empleen para llegar a procesar la información orientada a la solución del problema aplicando técnicas matemáticas y programas de software, se enfoca como investigación de *tipo descriptiva*, ya que se parte de un nivel elemental con la clasificación de la información y un nivel más sofisticado al relacionar los elementos y componentes. También

es *evaluativa*, porque se hace un análisis y diseño en detalle de las características del objetivo planteado, como se puede ver en la Figura 22.

Figura 22

Metodología: Diseño de antenas tipo parche.



Fuente: (Balanis, 2016)

4.1.1 Determinar el tipo de alimentación: Alimentación por coaxial

Es la técnica en la que el conductor interno coaxial (normalmente tiene una impedancia característica de $Z_c = 75$ Ohmios) se asocia con el campo de radiación del cable de coaxial, cuando se conecta a la base del material que hace las veces de línea de transmisión de la antena microtira (MSPA).

4.1.2 Seleccionar el sustrato

Identificación del sustrato a utilizar para la frecuencia de trabajo y las características físicas, eléctricas y mecánicas, es el RT/Duroid 5880 como dieléctrico.

El material Rogers RT/Duroid® es un laminado compuesto de PTFE (vidrio o cerámica aleatorios) con características: Constante dieléctrica de $2,2 \pm 0,02$ y un factor de disipación de $\delta = 0,0004$ a 1 MHz. También tiene un coeficiente térmico de ϵ de -125 ppm/°C y una resistividad volumétrica de 2×10^7 Mohm cm. El calor específico del material es de $0,96$ j/g/k y tiene un módulo de tracción de 1070 MPa a 23 °C y 450 MPa a 100 °C (Rogers Corporation, 2018).

4.1.3. Cálculos de diseño del parche

Ancho (W): Se calcula con la constante dieléctrica del sustrato ($\epsilon_r = 2,2$), la frecuencia de resonancia (la $f_r = 4,3$ GHz) y la altura del sustrato ($h = 0,8$).

El procedimiento es el siguiente:

Constante dieléctrica efectiva ϵ_{reff} , aplicando la ecuación 3.10

$$W = \frac{1}{2fr\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} * \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{3 * 108 \frac{\text{m}}{\text{sec}}}{2 * 2.3 \text{ GHz}} * \sqrt{\frac{2}{2.2 + 1}} = 52.38 \text{ mm}$$

4.1.3.1. Calcular la constante dieléctrica efectiva.

En este apartado se aplica la ecuación

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{2.2+1}{2} + \frac{2.2-1}{2} \left[1 + 12 \frac{0.8\text{mm}}{52.38} \right]^{-1/2} = 1,6175 \text{ mm}$$

4.1.3.2. Calcular la extensión del sustrato (ΔL) despejando de la ecuación 3.5.

$$\frac{\Delta L}{0.8\text{mm}} = 0.412 \frac{(1.6175\text{mm}+0.3)\left(\frac{52.38}{0.8}+0.264\right)}{(1.6175\text{mm}-0.258)\left(\frac{52.38}{0.8}+0.8\right)} = 0.5258 \text{ mm}$$

4.1.3.3. Calcular la extensión la longitud L con la ecuación 3.11.

$$L = \frac{1}{2fr\sqrt{\epsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} - 2\Delta L = \frac{c}{2fr\sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta L$$

Resolviendo:

$$L = \frac{3 * 10^8 \frac{\text{m}}{\text{sec}}}{2 * 2.3\text{GHz}\sqrt{1.6175\text{mm}}} - (2 * 0.5258 \text{ mm}) = 0.05128\text{m} - 1.0516\text{mm}$$

Convirtiendo el valor del primer término de metros a milímetros se tiene que la respuesta es:

$$L = 51.28\text{m} - 1.0516\text{mm} = 50.23 \text{ mm}$$

4.1.3.4. Calcular la longitud efectiva con la ecuación 3.6.

$$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L = 50.23 \text{ mm} + 2 * 0.5258 \text{ mm} = 51.28 \text{ mm}$$

4.1.4. Evaluar los parámetros del plano a tierra

Los parámetros son su longitud L_g y su ancho W_g , que son el doble de las dimensiones del parche.

Esto permitirá que las ondas reflejadas desde el borde del plano de tierra tengan un desplazamiento cero completo desde el punto de origen o centro del parche (Koul & Singh, 2022) $L_g = 89.2618\text{mm}$ y $W_g = 104.76 \text{ mm}$.

4.1.5. Diseño de la línea de alimentación

En este apartado se diseñan las dimensiones del parche que tiene la función de línea de alimentación y su respectivo acople de impedancia con el conector exterior y la antena microtira.

4.1.5.1. Cálculo del largo de microtira Y_0 .

Primero se calcula el valor de G_1 con la ecuación 3.23, que cumpla la condición $W \ll \lambda_0 = c/fr$; haciendo la conversión en centímetros, se cumple que: $5,238\text{cm} < 13,043\text{cm}$. Se procede con la ecuación 3.21 y 3.22, se asume $\lambda = \lambda_0$, de forma que:

$$\text{Como } X = k_0 W = \frac{2\pi}{\lambda} * W = \frac{2\pi}{13,034\text{cm}} * 5,238\text{cm} = 2,5232\text{cm}$$

Para calcular I_1 se procede primero a buscar el valor de S_i en las tablas de integrales de senos y cosenos que corresponde con el valor de X , como se visualiza en la tabla 4.

Tabla 4

Tabla de integrales de senos y cosenos

X	Si(X)	Ci(X)	Cin(x)
0	0,00000	- INF	0,00000
0,1	0,09994	-1,72787	0,00250
0,2	0,19956	-1,04221	0,00998
0,3	0,29850	-0,64917	0,02242
0,4	0,39646	-0,37881	0,03973
0,5	0,49311	-0,17778	0,06185
0,6	0,58813	-0,02227	0,08866
0,7	0,68122	0,10051	0,12003
0,8	0,77210	0,19828	0,15579
0,9	0,86047	0,27607	0,19579
1,0	0,94608	0,33740	0,2398
1,1	1,02869	0,38487	0,28765
1,2	1,10805	0,42046	0,33908
1,3	1,18396	0,44574	0,39384
1,4	1,25623	0,46201	0,45168
1,5	1,32468	0,47036	0,5232
1,6	1,38918	0,47173	0,57549
1,7	1,44959	0,46697	0,64088
1,8	1,50582	0,45681	0,70819
1,9	1,55778	0,44194	0,77713
2,0	1,60541	0,42298	0,84738
2,1	1,6487	0,40051	0,91864,
2,2	1,68762	0,37507	0,99060

2,3	1,72221	0,34718	1,06295
2,4	1,75249	0,31729	1,13539
2,5	1,77852	0,28587	1,20764
2,6	1,80039	0,25334	1,27939
2,7	1,81821	0,22008	1,35038
2,8	1,8321	0,18649	1,42035
2,9	1,84219	0,15290	1,48903
3,0	1,84865	0,11963	1,5562
3,1	1,85166	0,08699	1,62163
3,2	1,8514	0,05526	1,68511
3,3	1,84808	0,02468	1,74646
3,4	1,84191	-0,00452	1,80551
3,5	1,83313	-0,03213	1,86211
3,6	1,82195	-0,05797	1,91612
3,7	1,80862	-0,08190	1,96745
3,8	1,79339	-0,10378	2,01599

Fuente: Elaboración propia (2024)

Con estos valores se evalúa la ecuación:

$$I_1 = -2 + \cos(x) + X S_i(x) + \frac{\sin(x)}{x} = -2 + \cos(2,5232) + (2,5232)(1,77852) + \frac{\sin((2,5232))}{(2,5232)} = 3,5039$$

Se resuelve la ecuación 3.20:

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} = \frac{3,5039}{120\pi^2} = 2,95849 \times 10^{-3} = 0,002958$$

Ahora se resuelve la ecuación 3.30 para el valor de:

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} * \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin\theta) \sin^3\theta d\theta$$

Para la condición de J_0 es la función de Bessel de primer tipo de orden cero, con el fin de facilitar los cálculos se normaliza a $J_0=1$ con fines prácticos para resolver la ecuación y no altera los resultados de manera significativa (Free & Aitchison, 2021):

$$G_{12} = 8,4434 \times 10^{-4} * \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{0,4817\text{cm} * 5,238\text{cm}}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 (1)(0,4817\text{cm} * 4,463\text{cm} * \sin\theta) \sin^3\theta d\theta$$

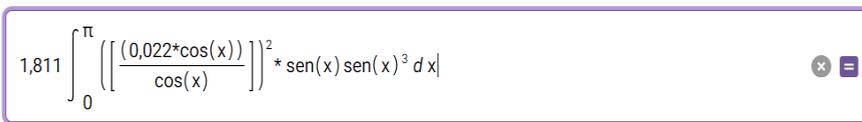
Esta ecuación se resuelve con la ayuda del programa en línea WolframAlpha cuya solución se representa en la imagen 23:

$$G_{12} = 1,811 \int_0^\pi \left[\frac{0,022 * \cos\theta}{\cos\theta} \right]^2 (\sin\theta * \sin^3\theta d\theta = 0,00103263$$

Figura 23

Solución de la ecuación para el valor de G_{12} .

DE LOS CREADORES DE WOLFRAM LANGUAGE Y MATHEMATICA



Fuente: Wolfram (2024)

Ahora se halla el valor de la resistencia de entrada, con la ecuación 3.28:

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_{1\pm} G_{12})} = \frac{1}{2(0,002958+0,0010326)} = 125,2944 \Omega$$

Realizando la misma operación, pero restando los términos, el resultado es $R_{in}=259,6862\Omega$

Para determinar Y_0 se despeja de la ecuación 3.34, para este caso se trabaja con el mayor valor de R_{in} y se hace la conversión del valor del ángulo obtenido dentro de despeje de la ecuación en radianes:

$$R_{deseado(y=y_0)} = \frac{1}{2(G_{1\pm} G_{12})} \left[\cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \right]$$

$$y_0 = \frac{L}{\pi} \cos^{-1} \sqrt{\frac{R_{deseado}}{R_{in}}} = 14,2551\text{mm}$$

4.1.5.2. Ancho de la microtira W_0 .

Para hallar el valor de ancho se determina de acuerdo a los siguientes valores:

$$W_0 = \frac{8he^A}{e^{-2A}-2} \quad ; \text{ para } A > 1,52$$

$$W_0 = \frac{2h}{\pi} * \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \quad ; \text{ para } A < 1,52$$

Denotando que los valores de A y B se hallan con las expresiones:

$$A = \frac{Z_0}{60} \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right]^{1/2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left[0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right]$$

$$A = \frac{75}{60} \left[\frac{2.2 + 1}{2} \right]^{1/2} + \frac{2.2 - 1}{2.2 + 1} \left[0.23 + \frac{0.11}{2.2} \right] = 1.2230$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0} = \frac{60\pi^2}{75} = 7,8956$$

De modo que:

$$W_0 = \left\{ \frac{20,8}{\pi} * \left[7,895 - 1 - \ln(2 * 7,895 - 1) + \frac{2.2-1}{2*2.2} \ln(7,8956 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{2.2} \right] \right\} = 2,4649\text{mm}$$

En la tabla 5, se sintetizan los resultados de la geometría de la antena para su construcción.

Tabla 5

Valores del bosquejo de una antena microtira para la frecuencia de 2,3GHz

Parámetros	Unidades
Longitud, L	51,28 mm
Ancho, W	52,38 mm
Ancho de microtira, W_0	2,4649 mm
Longitud de la micro banda, Y_0	14,2551 mm
Longitud del plano de tierra, L_g	89.2618 mm
Ancho del plano de tierra, W_g	104.76 mm

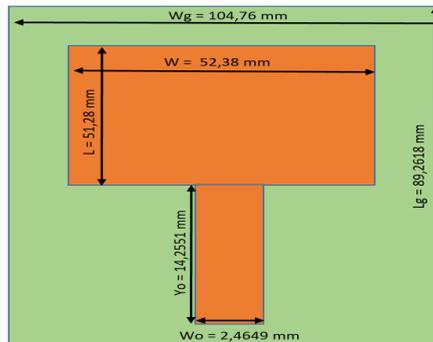
Longitud efectiva, L_{eff}	23,975 mm
Constante dieléctrica efectiva, ϵ_{eff}	1,6175 mm
Longitud de onda, λ	69,76
Resistencia de entrada, R_{in}	125.2944 Ohmios / 259,6862 Ohmios

Fuente: Elaboración propia (2024)

En la Figura 24 se indica la estructura física con los datos obtenidos del diseño propuesto, donde se especifican las medidas de la antena microtira, en las unidades de milímetros que se van a implementar y probar.

Figura 24

Dimensiones de la antena microtira basado en el proceso analítico.



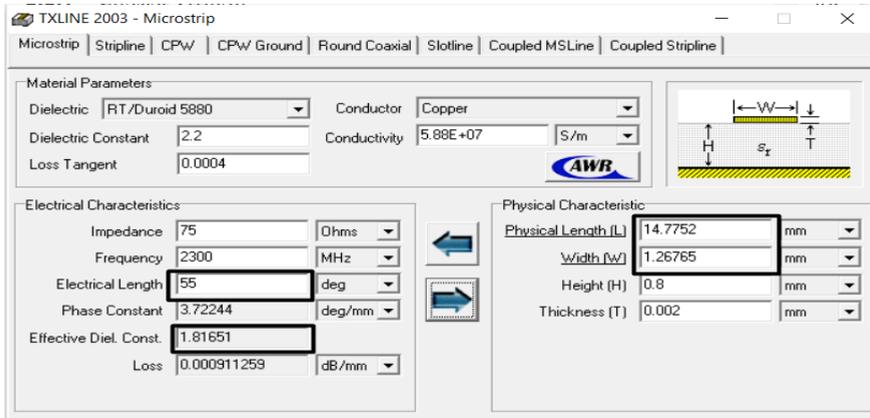
Fuente: Elaboración propia (2024)

4.1.6. Comprobación del valor de la línea de alimentación

La verificación de los valores de la línea de alimentación en función de W_o y Y_o se realiza mediante dos aplicaciones diferentes. Inicialmente, en la Figura 25, los datos de diseño deben ajustarse según la tabla anterior.

Figura 25

Diseño de las características físicas de una microtira con TXLINE 2003.



Fuente: Cadence (2024)

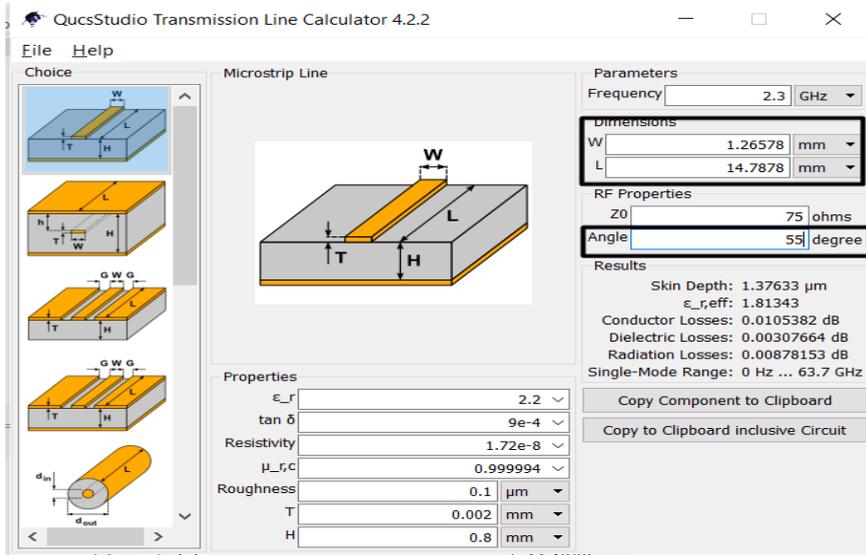
Se observa que, al ajustar en la aplicación TXLINE 2003 la longitud de la onda eléctrica hasta 55 grados para reducir el efecto de fringing (efectos de borde) y la carga capacitiva en los extremos del parche, considerando una conductividad de $5,88 \times 10^7$ S/m; los valores de W_0 y Y_0 (asumiendo $W = W_0$ y $L = Y_0$ en la aplicación) de la microtira de alimentación son similares a los calculados, con alguna variación menor en W_0 y la constante dieléctrica efectiva.

Esto indica que al variar el ángulo por encima de 55 grados, el valor de Y_0 aumente muy rápidamente y el diseño de la microtira de alimentación se altera.

De igual forma sucede con la aplicación QucsStudio. Como se observa en la Figura 26, al modificar el ángulo y la impedancia de las líneas para realizar el acople de impedancias, los valores de W y L son iguales al de la aplicación mencionada anteriormente. Al comparar con los datos obtenidos analíticamente la única variación que difiere con los programas utilizados es el valor del ancho de W_0 , los demás datos si concuerdan.

Figura 26

Diseño de las características físicas de una microtira con QucsStudio.



Fuente: QucsStudio (2024)

Se observa que los resultados de los datos W equivalente a W_0 y L equivalente a Y_0 para mantener los valores que muestran las dos aplicaciones, son muy similares, la precisión se basa en que tienen los datos completos de las especificaciones de los fabricantes de sustratos dentro del software; situación que se hace un poco diferente al realizar el análisis matemático, sin embargo, dichos resultados sirven para confrontar el comportamiento de los valores obtenidos y hacer los ajustes correspondientes.

Se puede apreciar que al variar la impedancia de entrada a lo largo del barrido de frecuencia oscilando entre 50Ω y 75Ω , se presentan variaciones en el diseño de la estructura de la microtira debido al comportamiento de los parámetros del sustrato, el tipo de sustrato y el material del parte para el cual se diseñan las estructuras en microtiras.

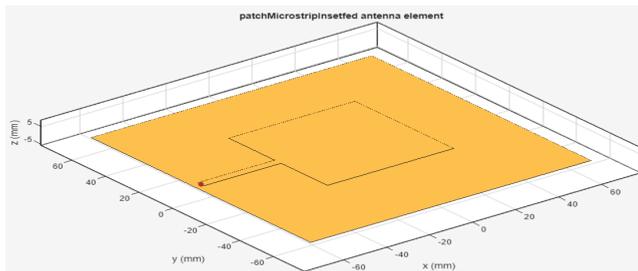
4.1.7. Simulación de parámetros para el diseño final

La herramienta utilizada para la simulación es Matlab por la facilidad del cálculo numérico y el manejo de algoritmos de aprendizaje, que se ejecuta en la optimización del diseño de antenas microtiras y exactitud

en los datos y gráficas. El módulo “Antenna Designer” contiene las cajas de herramientas (toolbox) que permite calcular y mostrar los resultados gráficos del diseño.

Como ya existe una la librería de diseño de una antena microtira, se le solicita a la aplicación que diseñe la antena de forma automática para la frecuencia de 2.3GHz, inmediatamente despliega el diseño de cómo debe quedar para su futura implementación (Ver Figura 27).

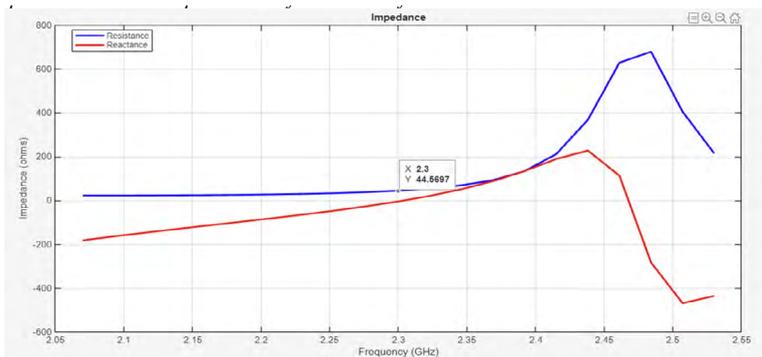
Figura 27
Diseño de una microtira para 2,3GHz.



Fuente: Matlab (2024). *Nota.* Diseño automatizado de una antena microtira para 2,3GHz.

Se le solicita al aplicativo que grafique la impedancia y reactancia; los valores obtenidos de forma visual de cuerdo a la Figura 28 son de: $Z_A = 44,5697 - j4,2464$ Ohmios en la frecuencia fundamental de resonancia en 2,3GHz.

Figura 28
Representación de la impedancia en función de la frecuencia de resonancia.



Fuente: Matlab (2024). *Nota.* Diseño automatizado de una antena microtira para 2,3GHz.

Para valores por encima de 2,35GHz, se sobrepasa el valor por encima de los 200 + j195 Ohmios, mientras que para valores por debajo de 2,25Ghz la impedancia se mantiene y la reactancia disminuye por debajo de -j200 Ohmios; situación que confirma que la impedancia de una antena varia con respecto a la frecuencia, por lo tanto, el diseñador requiere de la exactitud para obtener resultados reales de acuerdo a las condiciones de diseño y los resultados analíticos.

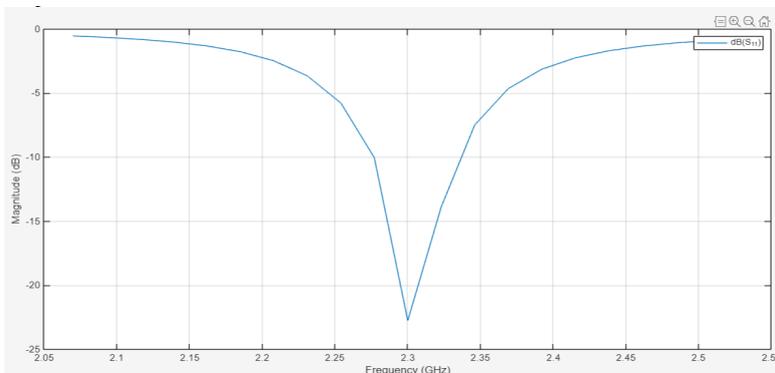
El ancho de banda relativo se puede obtener de forma visual con la ecuación:

$$\text{Ancho de banda} = \frac{f_{\text{superior}} - f_{\text{inferior}}}{f_{\text{central}}} * 100$$

Haciendo referencia a los parámetros S, si se toma el intercepto cercano a 0dB de la Figura 29 se tiene que la frecuencia mayor es de 2.4GHz y la frecuencia menor de 2.23GHz, por tanto, el ancho de banda es del 7,39%, lo que indica que este tipo de antenas son muy selectivas al momento de sintonizar la frecuencia de resonancia y su ancho de banda no es ventajoso, para lo cual se recurre a realizar ajustes en la longitud del parche haciendo las variaciones necesarias que logren un ancho de banda óptimo sin alterar otros parámetros, como el caso de la impedancia.

Figura 29

Efecto del parámetro S en el ancho de banda de la antena microtira.



Fuente: Matlab (2024). *Nota.* Diseño automatizado de una antena microtira para 2,3GHz.

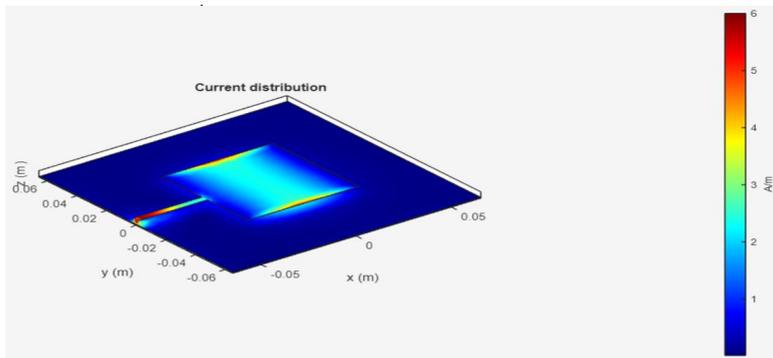
$$\text{Ancho de banda} = \frac{2.4\text{GHz} - 2.23}{2.3\text{GHz}} * 100 = 7,39\%$$

Por lo general, al hacer las variaciones del largo del material conductor eléctrico, la antena empieza a tener variación de un ancho de banda mejor, pero puede llegar a presentar un comportamiento de antena multibanda.

En el análisis gráfico del patrón de radiación, se observa que concuerda con la descripción teórica realizada en el estudio del documento, al hacer énfasis en que la propagación de los flecos de campo eléctrico se propaga en el borde del parche radiante (Ver la Figura 30).

Figura 30

Patrón de radiación del campo eléctrico.



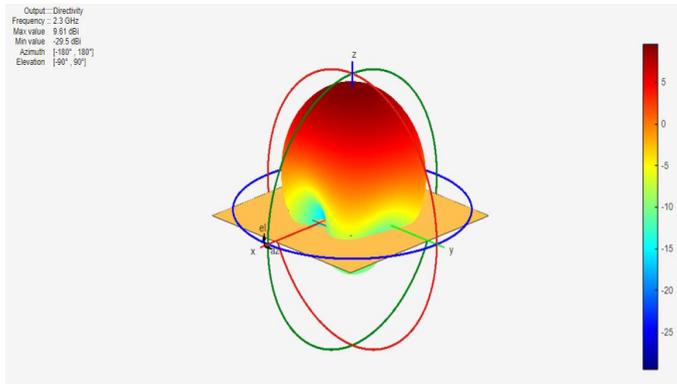
Fuente: Matlab (2024). *Nota.* Diseño automatizado de una antena microtira para 2,3GHz.

Estos flecos de campo eléctrico se ven con mayor intensidad como una combinación de colores amarillo, naranja y azul claro y en el punto de alimentación de color rojo intenso.

Además, el patrón de radiación obtenido muestra un resultado relativamente bueno de ganancia de 9,61dBi para la antena con las características del diseño solicitado (Ver Figura 31).

Figura 31

Patrón de radiación con respecto a la directividad.



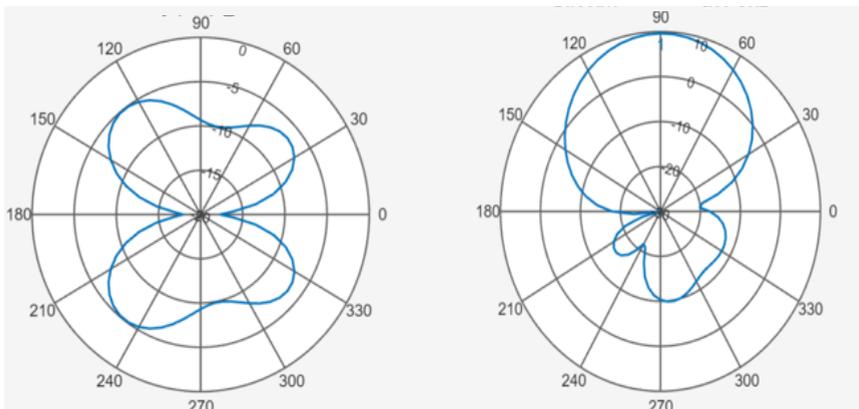
Fuente: Matlab (2024). *Nota.* Diseño automatizado de una antena microtira para 2,3GHz.

En el caso de la radiación en los planos de los ejes, sobre los cuales radia el campo electromagnético, el simulador describe el comportamiento de la potencia de las ondas del campo eléctrico y magnético con respecto a la elevación y el azimut, respectivamente.

Para el caso de la elevación, el ángulo varía entre 30 a 60 grados y para el azimut entre 30 y 120 grados (Ver Figura 32).

Figura 32

Diagrama de radiación en el plano de elevación y plano de azimut.

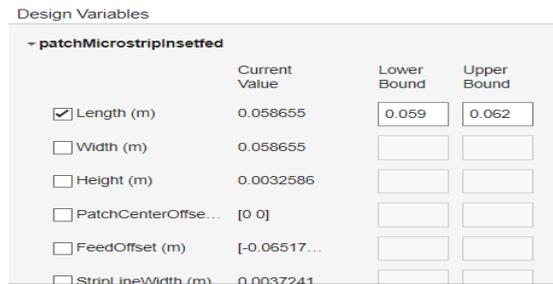


Fuente: Matlab (2024). *Nota.* Diseño automatizado de una antena microtira para 2,3GHz.

4.1.8. Optimización

Para comprender el proceso de optimización, se procede a realizar una variación solo de la variable de la longitud del parche y observar el comportamiento de la optimización; al momento de la ejecución de las optimizaciones el programa toma entre 7 a 11 minutos en cada proceso, lo que ralentiza el tiempo de respuesta, pero da resultados óptimos como se puede ver en la Figura 33.

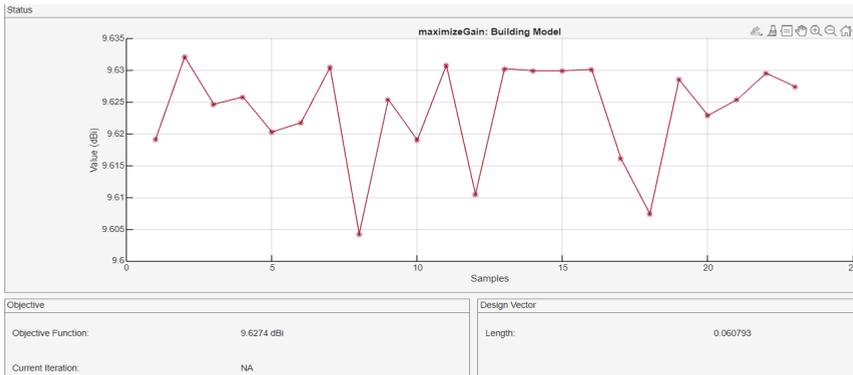
Figura 33
Variación longitud de la microtira.



Fuente: Optimización con Matlab (2024) para una antena microtira para 2,3GHz.

Optimización de la ganancia. En la Figura 34 se observa que para el algoritmo de aprendizaje que realiza la optimización utilizando solo 25 muestras, la ganancia solo llega hasta a 9,6274dBi; no hay variación considerable.

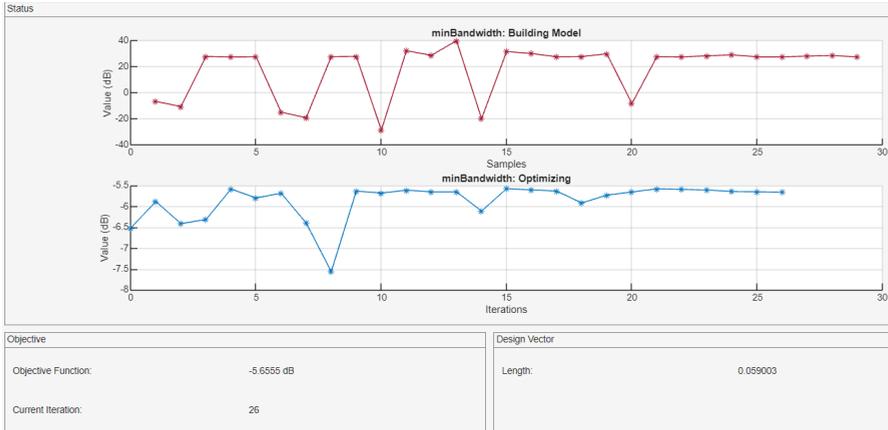
Figura 34
Optimización de la ganancia.



Fuente: Optimización con Matlab (2024) para una antena microtira para 2,3GHz.

Optimización ancho de banda. Para este parámetro no existen mejoras en el valor de la relación de decibeles con respecto al ancho de banda, se mantiene en $-5,6555\text{dB}$ (Ver Figura 35).

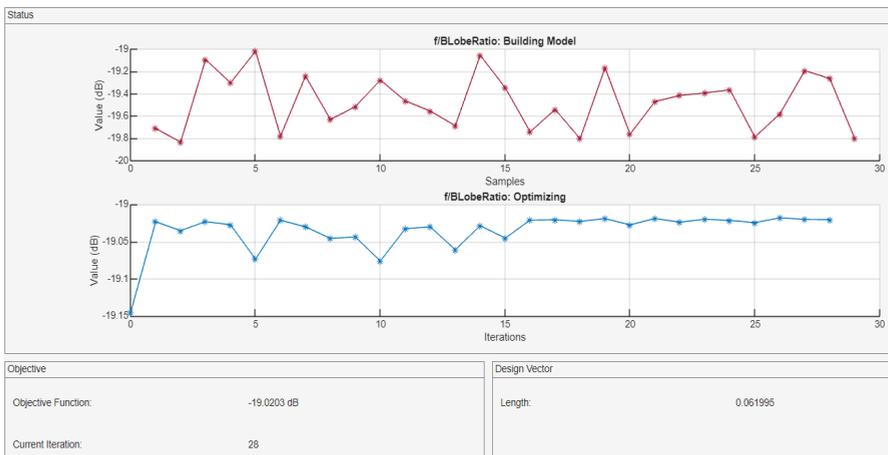
Figura 35
Optimización del ancho de banda.



Fuente: Optimización con Matlab (2024) para una antena microtira para 2,3GHz.

Optimización de la relación de lóbulos principales y lóbulos posteriores. En contraste con el ancho de banda que relaciona los lóbulos de propagación en la Figura 36, la optimización llega hasta $-19,0203\text{ dB}$.

Figura 36
Optimización de los lóbulos de radiación.



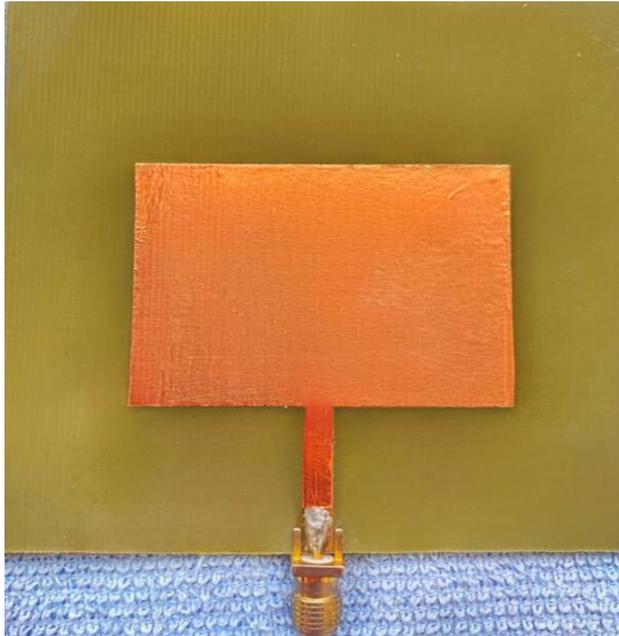
Fuente: Optimización con Matlab (2024) para una antena microtira para 2,3GHz.

4.1.9. Fabricación del prototipo

Con los resultados y datos obtenidos de forma analítica y simulada, se procede a realizar el diseño de la microtira en un circuito impreso con las especificaciones obtenidas, como se observa en la Figura 37.

Figura 37

Fabricación diseño impreso antena microtira.



Fuente: Elaboración propia (2024)

4.1.10. Pruebas y ajustes.

Después se procede a realizar el montaje de la antena en dirección de la polarización horizontal sobre un soporte. Para la práctica se diseñaron dos antenas idénticas; una antena se utiliza como transmisora y la otra como receptora y se realizan las pruebas de medición de potencia para construir la tabla 6. Con estos datos se obtiene la gráfica del patrón de radiación que se muestra en la Figura 38.

Tabla 6*Valor de medida de potencia recibida en función de la variación del ángulo*

Ángulo (°)	Potencia (0dBm)	Potencia (20dBm)
15	-45,23	-46,45
30	-41,6	-45,8
45	-42,7	-47,5
60	-43	-51,2
75	-49,1	-49,4
90	-50,2	-47,6
105	-48,75	-51,8
120	-46,3	-54
135	-45,25	-53,5
150	-48,2	-52,7
165	-47,1	-46,85
180	-45,4	-47,89
195	-45,75	-46,55
210	-46,1	-50,1
225	-47,52	-51,96
240	-46,6	-52,5
255	-51,3	-54,85
270	-53,3	-57,2
285	-48,4	-48,75
300	-38,5	-46,3
315	-40,34	-47,85
330	-39,4	-49,4
315	-43,95	-47,25
360	-48,5	-45,1

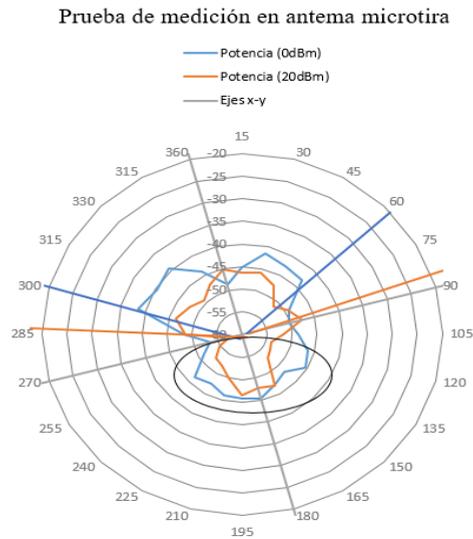
Fuente: Elaboración propia (2024)

Para la comprobación del funcionamiento, se ubican las antenas en una cámara anecoica para aislar las reflexiones producidas por ondas electromagnéticas en cualquiera de las superficies. Se inyecta una

potencia de 0dBm en la antena transmisora mediante un generador de radiofrecuencia en la frecuencia de 2,3GHz y en el receptor, se ubica un analizador de espectros para capturar la potencia a medida, para esto se va girando cada 15 grados la antena hasta terminar el recorrido. De igual forma, se hace para la potencia de 20dBm, esto con el fin de comparar el patrón de radiación obtenido.

Figura 38

Patrón de radiación obtenido en laboratorio.



Fuente: Elaboración propia (2024)

Se observa que el rango de apertura de la antena en 0dBm es de 120 grados, con un nivel de potencia de recepción buena; el lóbulo principal es similar al de la figura 32 con la diferencia de la orientación del lóbulo principal. En este caso se toma en 0 o 360 grados, que es el mismo punto cuando se completa el giro de la medición, pero los lóbulos posteriores son grandes y eso afecta la directividad y la ganancia de la antena.

En el caso de 20dBm el lóbulo de radiación principal es más pequeño, pero da una apertura de hasta 180 grados y los lóbulos posteriores se reducen, al parecer, al aumentar la potencia en medios confinados se presentan reflexiones destructivas de la onda, ocasionando el efecto de reducción del patrón de radiación.

El patrón de radiación se puede ver afectado por: los componentes eléctricos y dieléctricos; en la transmisión de radiofrecuencia se puede presentar intermodulación y efectos de distorsión por las altas potencias que deforman el patrón de radiación, también el calentamiento de componentes que cambian las propiedades del material en lo que respecta a la permitividad y la permeabilidad y finalmente, las reflexiones internas al no poderse minimizar los efectos.



Capítulo V

*Modelo constructivista basado en los
resultados de aprendizaje*



CAPÍTULO 5

Modelo constructivista basado en los resultados de aprendizaje

Con respecto a los resultados de aprendizaje (RA) en la formación de ingenieros en Telecomunicaciones, se entienden como el conjunto de competencias, conocimientos y habilidades que los estudiantes deben adquirir y demostrar al culminar su programa académico, para lograr certificar que los egresados están en la capacidad de afrontar desafíos profesionales del sector de las telecomunicaciones alineados a las actividades de enseñanza, estrategias pedagógicas y métodos de evaluación.

Para cumplir con la formación integral, los estudiantes deben desarrollar una sólida base teórica en áreas como la transmisión de datos, sistemas de comunicación inalámbrica, diseño de redes y procesamiento de señales, complementada con una orientación práctica, donde se aplican los conceptos aprendidos con actividades como: resolución de problemas, diseño de sistemas y desarrollo de prototipos funcionales. Ahora bien, el efecto de los RA se sustenta en la capacidad para identificar y solucionar problemas reales.

El enfoque de los RA se orienta a la adaptabilidad del contexto de acuerdo a los avances tecnológicos, necesidades de la sociedad y requerimientos de las empresas, también a desarrollar habilidades con el uso de herramientas de hardware, software y simuladores especializados; de esta forma, el estudiante es quien por medio de una comunicación asertiva está capacitado para comunicar de forma efectiva y con ética profesional los resultados de sus investigaciones en los trabajos, experimentos y proyectos que desarrollan dentro del aula.

El ingeniero en su proceso de formación académica e investigativa, adquiere destrezas y habilidades que le permiten aplicar los conceptos y presaberes adquiridos en clase, a través de procedimientos analíticos y sistemáticos; pues en su desarrollo de formación auto estructurante debe estar capacitado para aplicar lo aprendido en el aula de clase, de ahí que el modelo constructivista o pragmático le permita comprobar,

el cómo y por qué el aprendizaje sistemático y holístico le ayuda en su campo de formación.

Las funciones a destacar en el modelo constructivista (el hacer) como es el caso de esta investigación que, por medio de una metodología experimental en laboratorio, se propone alcanzar el logro de los resultados de aprendizaje. El investigador debe ser un sujeto con: cualidades críticas y analíticas, dinámico en su aprendizaje pues el mismo construye su propio conocimiento con el aprendizaje basado en proyectos, él mismo contextualiza el conocimiento y evalúa los resultados en campo mediante la experimentación.

Todo esto se fundamenta en el ser, el saber y el hacer, mediante el proceso cognitivo de: analizar, explorar, diseñar, comprobar, verificar, simular e implementar cuando se requiere de obtener un producto o conocimiento nuevo.

Para lograr el objetivo propuesto, se puede resumir el proceso investigativo mediante el siguiente procedimiento para la aplicación de los resultados de aprendizaje (RA) y su evaluación, por medio de una rúbrica de evaluación del aprendizaje.

5.1. Modelo de resultado de aprendizaje aplicado

Objetivo del aprendizaje

El estudiante debe estar en la capacidad de diseñar, simular y construir una antena microtira que funcione a una frecuencia determinada.

Saberes previos

El estudiante debe tener claro: los conceptos de electromagnetismo (propagación de ondas electromagnéticas y leyes de Maxwell y sus aplicaciones en la radiación de antenas), principios básicos de teoría de antenas, circuitos de alta frecuencia y líneas de transmisión.

Resultados de Aprendizaje (RA):

- Comprender los principios fundamentales de las antenas microtiras.
- Aplicar los fundamentos de electromagnetismo en el diseño de antenas microtiras.

- Emplear programas de simulación para el diseño y la optimización.
- Fabricar el modelo de antena microtira.
- Interpretar y argumentar mediante pruebas en el laboratorio el funcionamiento de la antena diseñada.

5.2. Proceso formativo

Por medio de las siguientes etapas del aprendizaje basado en proyectos, se facilita el aprendizaje práctico del estudiante; aquí se aplican los saberes teóricos en un entorno controlado para el desarrollo de habilidades técnicas y así poder fortalecer competencias en la solución de problemas.

a. Introducción a las antenas microtiras

Actividad:

Identificar los parámetros básicos de las antenas y en especial las antenas microtiras mediante la comprensión de los conceptos básicos, su funcionalidad y aplicaciones en el área del conocimiento.

b. Aplicación de la teoría de electromagnetismo

Actividad:

Conocer las ecuaciones de Maxwell y aplicarlas considerando las condiciones físicas, mecánicas y eléctricas utilizando las fórmulas básicas de diseño.

c. Proceso de simulación

Actividad:

Utilizando el programa de Matlab diseñar la antena microtira, generar los reportes gráficos y numéricos del resultado de la simulación donde se describan: los parámetros de entrada, patrón de radiación y ganancia, entre otros.

d. Construcción de la antena Microtira

Actividad:

Mediante el uso de materiales de diferentes sustratos dieléctricos,

láminas de cobre y componentes químicos o procesos de foto impresión construir el prototipo solicitado.

Equipos y materiales:

- Baquela lámina impreso PCB fibra de vidrio doble cara de cobre.
- Epóxidos para fijar las capas.
- Conector de chasis SMA.
- Soldadura de estaño.
- Recubrimiento con pintura protectora o esmaltes transparentes.
- Máquina de grabado químico o fresado CNC para crear el parche.
- Impresora 3D.
- Instrumentos como: analizador de redes vectoriales, analizador de espectro, multímetro, osciloscopio y generadores de señales de RF.

e. Pruebas de funcionamiento

Actividad:

En el laboratorio de pruebas, hallar el patrón de radiación y la ganancia con el uso del analizador de espectro y la cámara anecoica.

Generar un informe de laboratorio incluyendo las mediciones realizadas y el procedimiento efectuado para comprobar los datos medidos con los calculados.

f. Conclusiones

Actividad:

De acuerdo a lo observado en laboratorio y sus presaberes, comparar los resultados y proponer sus propias inferencias sobre la construcción de la antena microtira.

Verificar el desempeño, comparar con resultados de otros estudiantes; evaluar su funcionalidad, identificar ventajas y desventajas e identificar

posibles problemas y soluciones durante la práctica.

5.3. Detalles del proceso

De manera sistemática el estudiante lleva a la práctica las siguientes actividades:

a. Diseño inicial

Determinar la frecuencia de trabajo a la que resuena la antena.

Calcular las dimensiones del parche metálico: ancho, longitud del parche, línea de alimentación y tipo de conector.

b. Simulación

Crear el tipo de antena con las indicaciones físicas y características del material del sustrato.

Seleccionar el modo de alimentación.

Realizar la simulación para que arroje el valor de los parámetros gráficos.

c. Fabricación

Pasar el diseño gráfico a la tarjeta de circuito impreso.

Ejecutar el corte y adaptar el conector de alimentación.

Realizar las conexiones necesarias y montaje de la antena microtira.

d. Pruebas:

Configura el analizador de espectro y el generador de radio frecuencia para realizar las pruebas.

Tomar las medidas de potencia para graficar el patrón de radiación.

Comprobar las medidas de potencia en una cámara anecoica como obtener el patrón de radiación.

e. Análisis de resultados

Comprobar los resultados medidos y simulados.

Determinar los posibles errores y ajustes.

Obtener las conclusiones con base en los resultados.

5.4. Instrumento de evaluación

En la siguiente tabla se especifica la forma como se valora el resultado de aprendizaje junto con sus indicadores de desempeño y los componentes que la conforman.

 Universidad de Pamplona - Programa Ingeniería en Telecomunicaciones 				
RÚBRICA DE EVALUACIÓN				
Aprendizaje basado en proyectos				
Semestre:	Noveno	Aplicó:		Fecha:
Estudiante:	CC.		Firma:	
<i>Resultado de aprendizaje: Desarrollar la destreza para diseñar, desarrollar, proponer y fabricar prototipos innovadores, aplicando principios técnicos, creativos y metodológicos, orientados a la solución de problemas específicos, la mejora de procesos o la creación de productos que satisfagan necesidades del mercado o la industria.</i>				
Instrumento de evaluación: Rúbrica para evaluar proyecto práctico y simulación en el diseño y construcción de un elemento radiante				
	NIVEL DEL LOGRO			
	EXCELENTE	BUENO	REGULAR	INSUFICIENTE
	NIVEL 4	NIVEL 3	NIVEL 2	NIVEL 1
Indicador de desempeño/Componentes	Cumple en alto grado (calificación > = 4)	Cumple satisfactoriamente (calificación 3 a 3,99)	Cumple en bajo grado (calificación 1,5 a 2,99)	No cumple (calificación 0 a 1,49)
Identifica la importancia de llevar la teoría a la práctica y aplica los conceptos aprendidos en las clases.				
1. Fundamento teórico procedimientos laboratorio/simulación				
Reconoce y expone de manera clara los conceptos y objetivos de la práctica				
Plantea y explica de forma sintética los objetivos propuestos				
Todos los materiales usados de en el experimento son descritos claramente y con precisión.				
Selecciona de manera adecuada los materiales para que sean acordes con las exigencias y requerimientos exigidos				
2. Procedimiento experimental y pruebas				
Claridad en la formulación del problema: Evalúa correctamente las condiciones de uso y exigencias técnicas.				
Congruencia del experimento con la hipótesis				
Claridad de la definición de las variables: comprensión de las propiedades físicas, químicas y mecánicas de los materiales.				

Entendimiento del plan de ejecución del experimento de acuerdo al procedimiento				
Propone nuevas alternativas para el desarrollo de prototipos				
3. Manejo de instrumentos y datos experimentales				
Describe todos los elementos a utilizar. Optimiza y utiliza creativamente los recursos. El material utilizado es el necesario para abordar con claridad la problemática analizada.				
Presenta los datos obtenidos en forma ordenada a modo de tablas, figuras, diagramas, etc. Todos los datos obtenidos tienen alguna indicación y observación y éstas son pertinentes.				
Congruencia en la interpretación de la información y los datos.				
En sus observaciones conecta de manera clara, precisa y pertinente la problemática analizada con teorías de mecánica clásica.				
Desarrolla soluciones coherentes a problemas reales relacionados con la Ingeniería en Telecomunicaciones				
4. Análisis de datos y /o modelos físicos				
Claridad de la interpretación. Define con claridad el problema a resolver, especificando sus causas, efectos y contexto técnico en el ámbito de las telecomunicaciones.				
Exactitud en el análisis de los resultados de los cálculos. Valida la efectividad de la solución mediante pruebas, simulaciones o análisis de desempeño en escenarios reales				
Congruencia en la interpretación de la información y los datos. Aplica conocimientos técnicos y metodologías de ingeniería para desarrollar y ejecutar soluciones efectivas.				
Valida la efectividad de la solución mediante pruebas, simulaciones o análisis de desempeño en escenarios reales.				

Conclusiones

En lo que respecta a la funcionalidad de este tipo de tecnología de antenas impresas, se observa que el proceso del análisis de las ondas electromagnéticas, es riguroso al aplicar las ecuaciones de Maxwell para comprender el funcionamiento y comportamiento de las señales radioeléctricas cuando se propagan por un medio conductor y un dieléctrico, como también la emisión de los vectores de campos que contiene la potencia radiada, por tanto, se observó que la comprensión del fenómeno electromagnético por medio de estas ecuaciones facilita la interpretación de los parámetros de la antena.

Por medio de la configuración flexible, en el diseño y la personalización se facilita la construcción, dando versatilidad y adaptabilidad en la medida que se ajustan cada uno de los parámetros y se realiza la iteración a través de la optimización, lo que permite descartar los problemas que se puedan presentar en la frecuencia de resonancia de la antena.

Por tratarse de componentes compactos y ligeros es mucho más práctico adaptar las antenas microtiras a los circuitos impresos con otros sistemas electrónicos, además su fabricación es sencilla, pero no olvidar que el rendimiento de radiación puede no ser muy bueno por las pérdidas que se presentan en los materiales dieléctrico y los conductores, por tanto, su diseño requiere de tiempo y simulaciones precisas.

Todo esto implica que por el lado de las ventajas se tiene que son de tamaño reducido, fácil fabricación, modelado matemático que puede predecir su comportamiento, simulación rápida, ajuste de ganancia de acuerdo a las necesidades. Por el lado de las desventajas, se tienen limitaciones de ancho de banda; para mejorar el ancho de banda se recurre a estructuras más complejas o arreglo de parches, existen pérdidas por el tipo de sustrato y el dieléctrico, son afectadas por las condiciones ambientales e interferencia electromagnética, existe complejidad en el diseño cuando la optimización exige requerimientos de rendimiento; situación que se observa en la demora en el tiempo de cómputo para obtener los parámetros cuando se ejecuta la simulación y finalmente, pueden existir limitaciones en el diseño.

Referencias bibliográficas

- Balanis, C. A. (2016). *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley & Sons.
- Barbosa, Z. (1996). *Antenas y propagaciones*.
- Calixto, J., Rodríguez Díaz, B., Wood, J. S., & Nappa, M. G. (2021). Diseño Y Simulación De Una Antena Pifa Para Iot Design and Simulation of a Pifa Antenna for Iot. *Revista Telemática*, 20(2), 97–112. <http://revistatelematica.cujae.edu.cu>
- Cardama, Jofre, L., Rius, J., Romeo, R., & Blanch, S. (2000). *Antenas, Alfaomega*. Ediciones UPC, México.
- Cemper, C. C. (2024). <https://www.aiprm.com>. <https://Www.Aiprm.Com>. <https://www.aiprm.com/es/>
- Domínguez, A. G. (2010). *Cálculo de Antenas: Antenas de última generación para teconología digital y métodos de medición*. Marcombo.
- Fang, D. (2010). *Antenna Theory and Microstrip Antennas* (C. Press (ed.); p. 308).
- Free, C., & Aitchison, C. (2021). *RF and Microwave Circuit Design_ Theory and Applications* (p. 507). Wiley.
- Freeman, R. L. (2007). *Radio System Design for Telecommunications*. In *Journal of Experimental Psychology: General* (Vol. 136, Issue 1).
- Goswami, C., Ghatak, R., & Poddar, D. R. (2018). Multi-band bisected Hilbert monopole antenna loaded with multiple subwavelength splitting resonators. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, 12(10), 1719–1727. <https://doi.org/10.1049/iet-map.2017.1215>
- Iftissane, E. M., Belrhiti, M. D., Bri, S., Foshi, J., & Jebbor, N. (2019). Design and analysis of frequency reconfigurable antenna embedding varactor diodes. *Advances in Science, Technology and Engineering Systems*, 4(6), 371–376. <https://doi.org/10.25046/aj040647>
- Jackson, D. R., & Long, S. A. (2020). History of Microstrip and Dielectric Resonator Antennas. 14th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2020. <https://doi.org/10.23919/EuCAP48036.2020.9135333>

- James, J., Hall, P., & Wood, C. (1982). Microstrip Antenna Theory and Design. *IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter*, 24(1), 25–26. <https://doi.org/10.1109/MAP.1982.27594>
- Kishk, A. (2013). Advancement in microstrip antennas with recent applications.
- Koul, S. K., & Singh, R. K. (2022). Reconfigurable Active and Passive Planar Antennas for Wireless Communication Systems.
- Kumar, B., Kumar Guota, S., Kishor, J., & Gangwar, D. (2021). Printed Antennas Theory and Design.
- Ma, X., Luo, Y., Yan, N., An, W., & Ma, K. (2020). Characteristic Impedance Analysis of Compressed Higher-Order Mode Folded Dipole. 2020 13th UK-Europe-China Workshop on Millimetre-Waves and Terahertz Technologies, UCMMT 2020 - Proceedings, 2020–2022. <https://doi.org/10.1109/UCMMT49983.2020.9295991>
- Malik, P. K. (2021). Planar Antennas: Design and Applications. In *Planar Antennas: Design and Applications*. <https://doi.org/10.1201/9781003187325>
- Martínez, J. (2020). Diseño y Análisis de un Array de Antenas Tipo Parche en Tecnología Microstrip.
- Mohammed, A. S. B., Kamal, S., Ain, M. F., Ahmad, Z. A., Ullah, U., Othman, M., Hussin, R., & Ab Rahman, M. F. (2019). Microstrip patch antenna: A review and the current state of the art. *Journal of Advanced Research in Dynamical and Control Systems*, 11(7 Special Issue), 510–524.
- Mosig, J. R., & Michalski, K. A. (2021). Sommerfeld Integrals and Their Relation to the Development of Planar Microwave Devices. *IEEE Journal of Microwaves*, 1(1), 470–480. <https://doi.org/10.1109/JMW.2020.3032399>
- Optics Edmund (2023). Edmund Optics Worldwis. Recuperado de <https://www.edmundoptics.com/knowledge-center/application-notes/optics/introduction-to-polarization/>.
- Prahlada Rao, K., Vani, R. M., & Hunagund, P. V. (2018). Planar microstrip patch antenna array with gain enhancement. *Procedia Computer Science*, 143, 48–57. <https://doi.org/10.1016/j.procs.2018.10.350>
- Rana, M. S., Hossain, S., Rana, S. B., & Rahman, M. M. (2023). Microstrip

- patch antennas for various applications: a review. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 29(3), 1511–1519. <https://doi.org/10.11591/ijeecs.v29.i3.pp1511-1519>
- Razmhosseini, M., Bhattacharya, A., & Vaughan, R. G. (2020). Practical Diversity Design for PCB IoT Terminals. *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, 1(September), 627–643. <https://doi.org/10.1109/OJAP.2020.3035196>
- Rogers Corporation. (2018). RT/duroid ® 5870 /5880 High Frequency Laminates Some Typical Applications. 100–101. <https://www.rogerscorp.com/documents/606/acs/RT-duroid-5870-5880-Data-Sheet.pdf>
- Sadiku, M. N. O. (2003). *Elementos De Electromagnetismo* (3ra ed.).
- Schewelew, A. (2020). MMANA-GAL basic. 1–37. <http://gal-ana.de/basicmm/en/#3>
- Smolders, A. B., Visser, H. J., & Johannsen, U. (2019). Modern Antennas and Microwave Circuits -- A complete master-level course (Issue September). <http://arxiv.org/abs/1911.08484>
- Stutzman, W. L., & Thiele, G. A. (2012). 2_Antenna Theory and Design - Stutzman , thiele.pdf (pp. 1–848).
- Torres, E. P., Ciencias, R. De, Ve, S., Zulia, U., & Torres, P. (2012). El desarrollo organizacional innovador : un cambio conceptual para promover el desarrollo A Conceptual Change for Promoting Development. *Revista de Ciencias Sociales (RCS)*, XVIII(1), 74–88.
- Ulaby, F. T. (2007). *Fundamentos de aplicaciones en electromagnetismo*. Pearson Educación.
- Wait, R. (1989). *Handbook of microstrip antenna*.
- Waterhouse, R. (2015). *Microstrip Patch Antennas A Designer's Guide* (Issue C).
- Wolfram, A. (2024). <https://www.wolframalpha.com/>. <https://www.wolframalpha.com/>
- Wong, K. (2002). Compact Dual-Frequency and Dual-Polarized Microstrip Antennas. In *Compact and Broadband Microstrip Antennas* (Vol. 3). <https://doi.org/10.1002/0471221112.ch4>

Webgrafía

Credenciales de contenido
Generado con IA · 17 de junio de 2024, 10:57 a.m.

Portada, recuperado de: Microsoft. (s.f.). *Bing Imágenes*. Bing. <https://acortar.link/createimagesbing>

Capítulos, recuperado de: Microsoft. (s.f.). Bing Imágenes. Bing. Recuperado de <https://acortar.link/axIeW3>

Cadence (2024). AWR TX-Line. Cadence. Recuperado de https://www.cadence.com/zh_TW/home/tools/system-analysis/rf-microwave-design/awr-tx-line.html

QucsStudio (2024). QucsStudio Official Website. QucsStudio. Recuperado de <https://qucsstudio.de/>

Anexos

Respuestas a las preguntas de los capítulos del libro

Diseño y análisis de antenas microtiras

Respuestas al cuestionario del capítulo 1

Pregunta	Respuesta
1. En antenas impresas ¿la propagación de ondas electromagnéticas es simple y no se ve afectada por el sustrato dieléctrico?	Falso
2. ¿La ley de Faraday de la inducción se expresa como $\nabla \times \mathbf{E} = -\partial \mathbf{B} / \partial t$?	Verdadero
3. ¿La intensidad del campo magnético se denota como \mathbf{H} y se mide en $[\text{A/m}]$?	Verdadero
4. ¿La ecuación $\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho$ es la ley de Gauss para el campo magnético?	Falso
5. ¿La densidad de corriente eléctrica se denota como \mathbf{J} y se mide en $[\text{A/m}^2]$?	Verdadero
6. ¿La eficiencia de una antena considera las pérdidas de conducción y dieléctricas?	Verdadero
7. ¿El patrón de radiación muestra la potencia irradiada por la antena en función de la dirección?	Verdadero
8. ¿El ancho del haz a media potencia se denota como θ_{nullos} ?	Falso
9. ¿La directividad de una antena mide cuánta energía se concentra en una dirección específica?	Verdadero
10. ¿La ecuación $H = \sqrt{(\epsilon/\mu)} P$ relaciona las magnitudes de los campos \mathbf{E} y \mathbf{H} en una onda plana?	Falso
11. ¿La densidad de potencia de radiación se mide en vatios por metro cuadrado (W/m^2)?	Verdadero
12. ¿El vector de Poynting es una medida de la densidad de energía en el espacio?	Falso
13. ¿La intensidad de radiación se expresa en vatios por estereorradián (W/sr)?	Verdadero

14. ¿La polarización lineal ocurre cuando las componentes del campo eléctrico tienen la misma fase y magnitud?	Verdadero
15. ¿La ganancia de una antena no considera las pérdidas de potencia en la antena?	Falso
16. ¿La eficiencia del haz se refiere a la capacidad de una antena para minimizar la dispersión de energía?	Verdadero
17. ¿El ancho de banda de una antena se define como el rango de frecuencias para las cuales está diseñada?	Verdadero
18. ¿Una antena isotrópica tiene una directividad de 0 dB?	Verdadero
19. ¿La ecuación $Z_A = R_A + jX_A$ describe la impedancia de entrada de una antena?	Verdadero
20. ¿Las ecuaciones de Maxwell no se aplican al análisis de campos electromagnéticos en antenas?	Falso

Respuestas a los ejercicios de conceptualización matemática capítulo 2

Ejercicios de conceptualización e interpretación matemática

Ejercicio 2.1

Una antena radiando en un espacio libre tiene una ganancia de 10 dB es alimentada con un radio de potencia de 2W a una frecuencia de 10 GHz. La máxima radiación ocurre en 90° , la corriente en el elemento es de 1,2 A y $\eta = 377$. Determinar:

(a) La densidad de potencia a 5 km de la antena en la dirección de máxima radiación.

(b) La potencia recibida por una antena idéntica ubicada a 5 km del transmisor, cuando ambas antenas están orientadas para recibir la máxima recepción.

Solución:

a) Pasar de dB a vatios y luego, se procede a calcular la potencia de radiación:

$$G = 10^{1,0} * 1 = 10W$$

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{10 \times 10^9} = 0,03m$$

$$W_{av} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \sin^3 \theta = 377 \frac{(1,2)^2}{8\pi^2 (5 \times 10^3)^2} \sin^3 90$$

$$W_{av} = 1,375 mW/m^2$$

b) como:

$$P_{rx} = W_{av} * A_{eff} = \frac{P_T G_T}{4\pi r^2} * \frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} = \frac{P_T G_T \lambda^2 G_R}{16\pi^2 r^2}$$

Y como el enlace es homogéneo con respecto al uso de antenas de iguales la ganancia, por tanto la potencia recibida es:

$$P_{rx} = \frac{(2W)(10)(10)(0,03)^2}{16\pi(5 * 10^3)^2}$$
$$= 45.5945 pW = -73,4108 dBm$$

Ejercicio 2.2

Calcular la resistencia de radiación y la eficiencia de la radiación de un dipolo de 20 cm de longitud trabajando a una frecuencia de 433 MHz; en las mediciones se demostró que la resistencia de pérdida del dipolo es de $1,5 \Omega$, la corriente que circula en el elemento radiador es de 0,5A; considere hallar la potencia de radiación en función de $C_{in}(x)$ cuando $x=2\pi$ y $\eta=377$.

Inicialmente se calcula la potencia de radiación:

$$P_{rad} = \eta \frac{(I_2)^2}{8\pi} c_{in}(2\pi)$$

$$P_{rad} = \frac{377(0,5)^2}{8\pi} 2.435$$

$$P_{rad} = 9.1314w$$

a) Después se procede a calcular la resistencia de radiación:

$$R_r = \frac{2R_{rad}}{(I_0)^2}$$

$$R_r = \frac{2 * 9.1314}{(0,5)^2} = 109.5775\Omega$$

c) La eficiencia en función de las resistencias en el circuito de antena:

$$n = \frac{R_{rad}}{R_{lost} + R_{rad}}$$

$$N = \frac{109.5775}{1.5\Omega + 109.5775} = 0.9864$$

Ejercicio 2.3

(a) Hallar la intensidad de campo eléctrico y magnético a 1,2 km del dipolo de $\lambda/2$, en la dirección de máxima radiación al suministrar una corriente eficaz de 2 A, cuando la máxima radiación ocurre a para $\theta = 90^\circ$ en línea de vista.

(b) También determinar la densidad de potencia

(c) Determinar la potencia radiada

Solución:

a) Se procede a calcular la intensidad el campo eléctrico y el magnético. Para hallar el campo eléctrico se procede con:

$$|E_{\theta}| = \frac{60I_0}{r} * \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta}$$

$$|E_{\theta}| = \frac{60(2a)}{1,2X 10^3} * \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos 90\right)}{\sin 90} = 0.1V/m$$

Como el campo magnético es ortogonal a la propagación del eléctrico, entonces:

$$\frac{E_{\theta}}{H_{\theta}} = 120\pi \Rightarrow H_{\theta} = \frac{E_{\theta}}{120\pi} = \frac{0.1V/m}{120\pi} = 265.2582 \text{ mA/m}$$

$$\frac{E_{\theta}}{H_{\theta}} = 120\pi \Rightarrow H_{\theta} = \frac{E_{\theta}}{120\pi} = \frac{0.1V/m}{120\pi} = 265.2582 \text{ mA/m}$$

b) La densidad de potencia se calcula como:

$$w_{av} = \eta \frac{I_0^2}{8\pi^2 r^2} \sin^3 \theta = 377 \frac{(2A)^2}{8\pi(9,2 * 10^3)^2} = \frac{13.263mW}{m}$$

c) La potencia radiada es:

$$Prad = \eta \frac{(I_0)^2}{8\pi} \int_0^{\pi} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} d\theta$$

$$377 \frac{(2A)^2}{8\pi} \int_0^{\pi} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos 90\right)}{\sin 90} d\theta$$

$$60 \int_0^{\pi} d\theta = 60[\theta]_0^{\pi} = 188,5 \text{ W}$$

Respuestas al cuestionario del capítulo 3

Preguntas de selección múltiple:

Pregunta 1:

Respuesta correcta: a) Alimentación directa, alimentación por proximidad y alimentación por ranura.

Pregunta 2:

Respuesta correcta: c) Conexión física entre la estructura de alimentación y el parche radiante.

Pregunta 3:

Respuesta correcta: a) Por línea de transmisión microtira y por sonda coaxial.

Pregunta 4:

Respuesta correcta: c) Limitación del ancho de banda.

Pregunta 5:

Respuesta correcta: b) Presenta problemas de baja radiación.

Pregunta 6:

Respuesta correcta: d) Alimentación por proximidad.

Pregunta 7:

Respuesta correcta: c) Mejor ancho de banda y patrón de radiación.

Pregunta 8:

Respuesta correcta: b) Utiliza una ranura o apertura en el plano central.

Pregunta 9:

Respuesta correcta: b) Evita interferencias electromagnéticas.

Pregunta 10:

Respuesta correcta: c) Alimentación por proximidad.

Pregunta 11:

Respuesta correcta: b) Método de Línea de Transmisión (MLT).

Pregunta 12:

Respuesta correcta: b) Ansys HFSS.

Pregunta 13:

Respuesta correcta: b) Onda de superficie.

Pregunta 14:

Respuesta correcta: c) Representa una aproximación física del comportamiento de los campos radiantes.

Pregunta 15:

Respuesta correcta: b) Se establece una distribución de carga en las superficies del parche.

Pregunta 16:

Respuesta correcta: c) Superficie inferior.

Pregunta 17:

Respuesta correcta: c) Se vuelve puramente reactiva.

Pregunta 18:

Respuesta correcta: d) Modelo de línea de transmisión.

Pregunta 19:

Respuesta correcta: b) Campos Transverso Magnéticos (TM_x).

Pregunta 20:

Respuesta correcta: b) Aumenta las corrientes de parche en resonancia.

Autor

Jorge Enrique Herrera Rubio Ph.D

jherrera@unipamplona.edu.co

Profesor Titular, Ingeniería en telecomunicaciones, Departamento de Eléctrica, Electrónica, Sistemas y Telecomunicaciones, Facultad de Ingenierías y Arquitectura. Universidad de Pamplona. Ingeniero electrónico. Universidad de Pamplona. Pamplona, Colombia. Especialista en telecomunicaciones. Universidad Autónoma de Bucaramanga. Bucaramanga, Colombia. Magister en Electrónica. Universidad Experimental de Táchira. San Cristóbal, Venezuela. Doctor en Ciencias, mención gerencia. Universidad Rafael Beloso Chacín. Maracaibo, Venezuela. Líder grupo de investigación GITENT y semillero de investigación REDCOMSIS.

 <https://orcid.org/0000-0002-9661-5450>

