



SISTEMA DE POSGRADO

MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES

TEMA:

**“EVALUACIÓN DE TÉCNICAS DE DISEÑO DE ANTENAS DE
MICROCINTA DE PARCHE RECTANGULAR MULTIBANDA PARA
SISTEMAS DE COMUNICACIONES INALÁMBRICAS”**

AUTORA:

Robalino Cruz Lissette Geomar

**Trabajo de titulación previo a la obtención del grado de
Magister en Telecomunicaciones**

TUTOR:

MSc. Luis Córdova Rivadeneira

Guayaquil, 4 septiembre del 2019



**SISTEMA DE POSGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

CERTIFICACIÓN

Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por Robalino Cruz Lissette Geomar como requerimiento parcial para la obtención del Título de Magíster en Telecomunicaciones.

TUTOR

MSc. Luis Córdova Rivadeneira

DIRECTOR DEL PROGRAMA

MSc. Manuel Romero Paz

Guayaquil, 4 septiembre del 2019



**SISTEMA DE POSGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

YO,

Robalino Cruz Lissette Geomar

DECLARO QUE:

El trabajo de Titulación: **“Evaluación de técnicas de diseño de antenas de microcinta de parche rectangular multibanda para sistemas de comunicaciones inalámbricas”**, previa a la obtención del Título de **Magíster en Telecomunicaciones**, ha sido desarrollado respetando derechos intelectuales de terceros conforme las citas que constan en el documento, cuyas fuentes se incorporan en las referencias o bibliografías. Consecuentemente este trabajo es de mi total autoría.

En virtud de esta declaración, me responsabilizo del contenido, veracidad y alcance del Trabajo de Titulación referido.

Guayaquil, 4 septiembre del 2019

LA AUTORA

Robalino Cruz Lissette Geomar



**SISTEMA DE POSGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

AUTORIZACIÓN

YO, Robalino Cruz Lissette Geomar

Autorizo a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil a la **publicación**, en la biblioteca de la institución del Trabajo de Titulación de Titulación: **“Evaluación de técnicas de diseño de antenas de microcinta de parche rectangular multibanda para sistemas de comunicaciones inalámbricas”**, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y total autoría.

Guayaquil, 4 septiembre del 2019

LA AUTORA

Robalino Cruz Lissette Geomar

Dedicatoria

Dedico el presente trabajo a mi familia por ser mi soporte constante, por todo su amor y cariño.

A mi padre quien a pesar de ya no encontrarse físicamente junto a mí, sé que guía mis pasos y me acompaña en todo momento de mi vida. Él es mi ejemplo de amor, bondad, perseverancia y sacrificio.

A mi madre por todo su amor, cariño, y dedicación en mi formación y por hacer de mí una persona de bien con principios y valores; por motivarme día a día a seguir con mis estudios.

A mi esposo por su amor y apoyo, por acompañarme en este proceso y por no dejarme decaer a pesar de las adversidades.

A mi hermana por ser la motivación e inspiración para salir adelante.

Y a todas las personas que cada día se superan y a pesar de las adversidades buscan una forma de surgir, pero sobre todo a los que ven en el estudio una forma de sobresalir por sí mismo, sin oprimir a los demás.

Agradecimientos

Gracias a Dios por regalarme una familia a la que puedo disfrutar, amar y compartir con ellos mis logros que son fruto del constante impulso que me dieron para cumplir una de mis metas.

Un agradecimiento especial al personal docente y administrativo de la prestigiosa Universidad Católica Santiago de Guayaquil que facilitaron alcanzar un grado superior a nivel profesional y de conocimientos.



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

**SISTEMA DE POSGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN

f. _____
MSc. Luis Córdova Rivadeneira
TUTOR

f. _____
MSc. Manuel Romero Paz
DIRECTOR DEL PROGRAMA

f. _____
MSc. Orlando Philco Asqui
REVISOR

f. _____
MSc. Miguel Heras Sánchez
REVISOR

RESUMEN

En el presente trabajo se evalúan técnicas de diseño de antenas de microcinta de parche rectangular multibanda, para sistemas de comunicaciones inalámbricas. En función de lo anterior se exponen los fundamentos teóricos de las antenas de microcinta haciendo énfasis en sus características, formas geométricas más comunes del parche, tipos de alimentación, así como sus ventajas y desventajas. Se analizan distintos métodos para el diseño de antenas microcinta ahondando en las técnicas que permiten obtener antenas con comportamiento multibanda. Basándose en estas técnicas se presentan diseños de antenas de parche rectangular empleando el *software* HFSSv15.0.2 para la simulación y optimización de los mismos. Finalmente se evalúan los diseños de acuerdo al comportamiento deseado. En el presente trabajo se utiliza el método de investigación Exploratorio, a través del cual se profundiza en el estado actual, las características y parámetros de las antenas de microcinta. A partir del logro del estado del arte se aplica el método Descriptivo para analizar la información obtenida y emplearla en el diseño de antenas de parche rectangular con el empleo técnicas que permitan lograr un comportamiento multibanda. Implica el paradigma Empírico-Analítico y corresponde a una investigación cuantitativa con procedimientos matemáticos para estudiar las tecnologías de este trabajo, así como para la realización de los diseños de cada estructura propuesta. La metodología de diseño aplicada es Experimental porque se manipulan los parámetros investigados, para obtener las mejores características del diseño en cuanto a lograr un comportamiento multibanda.

Palabras clave: antenas de microcintas, antenas multibanda, métodos de alimentación.

ABSTRACT

In the present work, multi-band rectangular patch microstrip antenna design techniques are evaluated for wireless communication systems. Based on the foregoing, the theoretical foundations of microstrip antennas are exposed, emphasizing their characteristics, most common geometric shapes of the patch, types of feeding, as well as their advantages and disadvantages. Different methods for the design of microstrip antennas are analyzed, delving into the techniques that allow obtaining antennas with multiband behavior. Based on these techniques, rectangular patch antenna designs are presented using the HFSSv15.0.2 software to simulate and optimize them. Finally, the designs are evaluated according to the desired behavior. In the present work, the Exploratory research method is used, through which the current status, characteristics and parameters of microstrip antennas are deepened. From the achievement of the state of the art, the Descriptive method is applied to analyze the obtained information and to use it in the design of rectangular patch antennas with the use of techniques that allow multiband behavior to be achieved. The research applies the Empirical-Analytical paradigm and a Quantitative approach that uses mathematical operations both to characterize the technologies studied in this work, as well as to carry out the designs of each proposed structure. The applied design methodology is Experimental because the parameters investigated are manipulated, to obtain the best characteristics of the design in terms of achieving multiband behavior.

Keywords: *microstrip antennas, multiband antenna, feed methods.*

ÍNDICE GENERAL

ÍNDICE DE FIGURAS	XIII
Capítulo 1 Descripción del proyecto de intervención.	2
1.1 Justificación.	2
1.2 Antecedentes.	3
1.3 Definición del problema.	4
1.4 Objetivos.	4
1.4.1 Objetivo General.	4
1.4.2 Objetivos específicos.	4
1.5 Hipótesis.	4
1.6 Metodología de investigación.	5
Capítulo 2 Fundamentación teórica.	6
2.1 Generalidades de las antenas de microcinta.	6
2.2 Ventajas y desventajas de las antenas de microcinta.	7
2.2.1 Geometría de los parches.	8
2.3 Métodos analíticos para las antenas de microcintas.	9
2.3.1 Modelo de línea de transmisión.	9
2.3.2 Modelo de la cavidad resonante.	15
2.4 Técnicas de alimentación.	15
2.4.1 Alimentación empleando líneas de microcintas.	16
2.4.2 Alimentación empleando cable coaxial.	18
2.4.3 Alimentación por apertura.	19
2.4.4 Alimentación por proximidad.	20
Capítulo 3 Técnicas para el diseño de antenas de microcinta multibanda.	21
3.1 Antenas de parche de doble frecuencia.	21
3.1.1 Técnicas para el diseño de antenas de parche de doble frecuencia.	21
3.1.2 Antenas de parche de doble frecuencias con modos ortogonales.	22
3.1.3 Antenas de doble frecuencia multiparche.	24
3.1.4 Antenas de parche cargadas reactivamente.	26
3.1.5 Antenas de parche de doble frecuencia y doble polarización.	28
3.1.6 Antenas con sub-arreglo cruzado de parches.	33
3.2 Antenas de microcinta de frecuencia variable.	33

3.2.1	Estructuras con ranuras en el plano tierra (DGS).....	36
3.3	Comparación de las técnicas empleadas para obtener un comportamiento multibanda.....	38
Capítulo 4	Diseño y simulación de antenas microcinta con parche rectangular.	40
4.1	Diseño de la antena de parche rectangular.	40
4.1.1	Modelado, simulación y optimización de la antena.....	41
4.2	Diseño de una antena de parche rectangular de doble frecuencia utilizando ranuras.	43
4.3	Diseño de una antena de parche rectangular alimentada por cable coaxial.	46
	<i>Fuente: autora</i>	47
4.4	Diseño de una antena de parche con frecuencia variable empleando postes en cortocircuitos.....	47
4.4.1	Adición de los postes en cortocircuito.	48
4.5	Diseño de una antena de parche rectangular alimentada por proximidad y con una frecuencia de resonancia de 2.4 GHz.....	50
4.5.1	Modelado, simulación y optimización de la antena.....	53
4.6	Diseño de una antena de parche rectangular de doble frecuencia empleando como técnica un sub-arreglo cruzado de parche.	54
4.6.1	Diseño teórico utilizando la técnica del sub-arreglo cruzado de parches.	55
4.6.2	Modelado, simulación y optimización de la antena.....	56
4.7	Diseño de una antena de doble frecuencia con modos ortogonales.....	57
4.8	Diseño de una antena multibanda con el empleo de estructuras DGS.	59
	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	65
	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	68
	GLOSARIO DE TÉRMINOS.....	70

ÍNDICE DE FIGURAS

<i>Figura 2.1. Elementos básicos de una antena de microcinta.</i>	6
<i>Figura 2.2. Diferentes geometrías de parches.</i>	8
<i>Figura 2.3. Parche rectangular y su modelo equivalente de línea de transmisión.</i>	10
<i>Figura 2.4. Desbordamiento de campo antenas. a) microcinta b) Corte lateral. ..</i>	11
<i>Figura 2.5. Líneas de campo eléctrico de microcintas.</i>	12
<i>Figura 2.6. Extensiones de antena microcinta. a) Corte superior b) Corte lateral.</i>	13
<i>Figura 2.7. Alimentación por líneas de microcintas.</i>	16
<i>Figura 2.8. Variación de la impedancia de entrada normalizada en función de la longitud de inserción.</i>	18
<i>Figura 2.9. Parche con microcinta con alimentación por coaxial.</i>	19
<i>Figura 2.10. Parche alimentado por apertura.</i>	19
<i>Figura 2.11. Parche alimentado por proximidad.</i>	20
<i>Figura 3.1. Antenas de doble frecuencia con modos ortogonales.</i>	22
<i>Figura 3.2. Antenas de doble frecuencia con modos ortogonales.</i>	23
<i>Figura 3.3. Antena de doble frecuencia multiparche.</i>	24
<i>Figura 3.4. Antena de doble frecuencia multiparche.</i>	25
<i>Figura 3.5. Antena de doble frecuencia cargadas reactivamente.</i>	26
<i>Figura 3.6. Antena de doble frecuencia cargadas reactivamente.</i>	27
<i>Figura 3.7. Antena de doble frecuencia cargadas reactivamente.</i>	27
<i>Figura 3.8. Geometría de parche cuadrado cargado reactivamente mediante ranuras.</i>	31
<i>Figura 3.9. Geometría de parche cruzado cargado reactivamente mediante ranuras.</i>	32
<i>Figura 3.10. Antenas con sub-arreglo cruzado de parches.</i>	33
<i>Figura 3.11. Antena de microcinta típica con postes para cambiar la frecuencia de operación.</i>	35
<i>Figura 3.12. Modelo de una línea de transmisión para el cálculo de la frecuencia de operación y de la impedancia de entrada.</i>	35
<i>Figura 3.13. Diferentes geometrías de las estructuras DGS.</i>	37

<i>Figura 3.14 .Circuito equivalente de una estructura DGS, (a) Combinación de LC en paralelo, (b) combinación de LRC en paralelo.</i>	<i>38</i>
<i>Figura 4.1. Pérdidas de retorno para las dimensiones teóricas.</i>	<i>42</i>
<i>Figura 4.2. Patrón de radiación de la antena de microcinta.</i>	<i>43</i>
<i>Figura 4.3. Antena de parche rectangular ranurada.....</i>	<i>44</i>
<i>Figura 4.4. Pérdidas de retorno y patrón de radiación a las frecuencias 1.2 y 2.4 GHz.</i>	<i>45</i>
<i>Figura 4.5. Antena de parche rectangular alimentada por cable coaxial.....</i>	<i>46</i>
<i>Figura 4.6. Pérdidas de retorno y patrón de radiación a 1.2 GHz.</i>	<i>46</i>
<i>Figura 4.7. Antena de parche rectangular con postes en cortocircuitos.....</i>	<i>48</i>
<i>Figura 4.8. Pérdidas de retorno luego de insertar los postes de cortocircuitos.</i>	<i>49</i>
<i>Figura 4.9. Patrón de radiación a las frecuencias de 1.2 GHz y 2 GHz.</i>	<i>49</i>
<i>Figura 4.10. Modelo de un parche rectangular alimentado por acoplamiento de proximidad.....</i>	<i>50</i>
<i>Figura 4.11. Dimensiones de los substratos.</i>	<i>51</i>
<i>Figura 4.12. Pérdidas de retorno para las dimensiones teóricas de la antena.....</i>	<i>53</i>
<i>Figura 4.13. Parámetros obtenidos con las dimensiones de la antena optimizadas.</i>	<i>54</i>
<i>Figura 4.14. Modelo de la antena optimizada a la frecuencia de 2.4 GHz.</i>	<i>54</i>
<i>Figura 4.15. Estructura de un sub-arreglo cruzado de parche.</i>	<i>55</i>
<i>Figura 4.16. Pérdidas de retorno de la antena de parche rectangular.</i>	<i>57</i>
<i>Figura 4.17. Pérdidas de retorno y patrón de radiación de la antena luego de aplicar la técnica para obtener un comportamiento multibanda.</i>	<i>59</i>
<i>Figura 4.18 Pérdidas de retorno y patrón de radiación de la antena a la frecuencia de resonancia. Fuente: autora</i>	<i>61</i>
<i>Figura 4.19 Distribución de la densidad de corriente a la frecuencia de 1.8, 2.4, 3.1 y 5.2 GHz respectivamente.</i>	<i>61</i>
<i>Figura 4.20. Pérdidas de retorno luego de agregar la estructura DGS.</i>	<i>62</i>
<i>Figura 4.21. Patrón de radiación a cada una de las frecuencias de operación del dispositivo.</i>	<i>63</i>
<i>Figura 4.22. Modelo de la antena luego de agregarle las estructuras DGS.</i>	<i>64</i>

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 4.1. Dimensiones teóricas de la antena para $f_r = 1.2$ GHz.....	40
Tabla 4.2 Dimensiones y ubicación de la ranura.....	44
Tabla 4.3 Resumen de los resultados obtenidos durante el proceso de simulación y optimización	47
Tabla 4.4. Ubicación y dimensión de los postes en cortocircuito.	48
Tabla 4.6. Dimensiones teóricas a la frecuencia de 5.8 GHz.....	55
Tabla 4.7. Dimensiones de la antena luego de la optimización.	60

Capítulo 1 Descripción del proyecto de intervención.

En este capítulo se presenta la definición, justificación y límites del problema de investigación, así como sus objetivos, hipótesis y metodología a aplicar en esta investigación.

1.1 Justificación.

Debido a la necesidad emergente de los sistemas de comunicaciones móviles actuales de soportar múltiples servicios inalámbricos como la conmutación hacia otros canales, mejoras de las velocidades de transmisión, calidad de voz y video, menos llamadas perdidas, transmisión de mayores volúmenes de información, etc., se ha incrementado el desarrollo de antenas que trabajen con un mayor ancho de banda y que resuenen en varias frecuencias. Por otra parte, desde la invención de la antena de microcinta y dadas sus características de perfil plano, fácil fabricación e integración en dispositivos de microondas, bajo costo, así como su éxito en aplicaciones militares, comunicaciones móviles satelitales, comunicaciones celulares terrestres, GPS (Sistema de Posicionamiento Global), etc., esta tecnología ha ganado gran popularidad en el campo de las comunicaciones inalámbricas. Sin embargo, una de sus limitaciones es su operación en una sola banda de frecuencia, por lo que surge la necesidad de buscar técnicas y métodos encaminados a superar esta deficiencia (Rodríguez, González, Coto, & Marante, 2014).

Precisamente, en este trabajo se realiza la evaluación de distintas técnicas de diseño de antenas de microcinta de parche rectangular para lograr el comportamiento multibanda requerido en los sistemas de comunicaciones inalámbricas modernos.

1.2 Antecedentes.

Las antenas de microcinta aparecen en la década de los 70's, aunque teóricamente se estudiaron en 1953 y se patentaron en 1955, siendo estos dispositivos motivo de muchos estudios (Aguiar, 2017).

Su caracterización es muy conocida lo que representa una ventaja frente a otros dispositivos, son pequeñas, operables en áreas planas o no, sencillas y baratas. Se construyen con técnicas de circuitos impresos y son muy variables respecto a frecuencia de resonancia, polarización, patrón de radiación e impedancia de entrada cuando se selecciona correctamente la geometría del parche, la técnica de alimentación y el modo de trabajo (Aguiar, 2017).

Con un diseño innovador pueden trabajar en altas frecuencias con un bajo costo de producción, empleándose prácticamente en todos los sistemas de comunicaciones por microondas actuales. Para este tipo de aplicaciones se requieren antenas que presenten, además de las citadas características, un comportamiento multifrecuencia, sin embargo, las soluciones actuales, como son las antenas de banda ancha y las antenas resonantes convencionales, no son óptimas para este propósito (Aguiar, 2017).

Las antenas de banda ancha superan las dimensiones deseadas para los elementos radiantes en los terminales inalámbricos. Por su parte, las antenas resonantes convencionales se pueden emplear a varias frecuencias, pero la relación entre las mismas debe ser siempre armónica. En cambio, la relación entre las bandas de frecuencias de los diferentes servicios de comunicaciones inalámbricos no suele ser armónica. Por estas razones, se están realizando grandes esfuerzos y estudiando nuevas tecnologías aplicadas a la ingeniería de antenas para conseguir antenas multifrecuencia, multifunción, miniaturizadas y de pequeñas dimensiones (Aguiar, 2017).

1.3 Definición del problema.

Se necesita evaluar técnicas para el diseño de antenas de microcinta de parche rectangular con comportamiento multibanda que permitan obtener características adecuadas para su operación dentro de los sistemas de comunicaciones inalámbricas.

1.4 Objetivos.

Los objetivos planteados son los siguientes:

1.4.1 Objetivo General.

Evaluar distintos métodos para el diseño de antenas de microcinta de parche rectangular que permitan obtener el comportamiento multibanda requerido en los sistemas de comunicaciones inalámbricas.

1.4.2 Objetivos específicos

- Describir las características y parámetros de las antenas de microcinta así como sus métodos analíticos.
- Describir las técnicas que permiten lograr un comportamiento multibanda en antenas de microcintas.
- Diseñar y simular antenas de parche rectangular con el empleo de tres de las técnicas de alimentación existentes.
- Aplicar técnicas que permiten lograr un comportamiento multibanda en antenas de parche rectangular antes diseñadas y evaluar su comportamiento.

1.5 Hipótesis.

Si se realiza la evaluación de técnicas de diseño de antenas de microcinta de parche rectangular con comportamiento multibanda se podrá determinar cuál de

ellas permite obtener antenas con las características adecuadas para su aplicación en sistemas de comunicaciones inalámbricas.

1.6 Metodología de investigación.

En esta investigación se emplea el método Exploratorio, para establecer el estado del arte, las características y parámetros de las antenas de microcinta.

A partir del logro del estado del arte se aplica el método Descriptivo para analizar la información obtenida y emplearla en el diseño de antenas de parche rectangular con el empleo técnicas que permitan lograr un comportamiento multibanda.

La investigación aplica el paradigma Empírico-Analítico y un enfoque Cuantitativo que emplea operaciones matemáticas tanto para caracterizar las tecnologías estudiadas en este trabajo, así como para diseñar los arreglos presentados.

El diseño es Experimental al modificar las variables, para conseguir los mejores resultados del proyecto para lograr un comportamiento multibanda.

Capítulo 2 Fundamentación teórica.

En este capítulo se exponen los fundamentos teóricos de las antenas de microcinta haciendo énfasis en su principio de funcionamiento, características, formas geométricas más comunes del parche, tipos de alimentación, así como sus ventajas y desventajas.

2.1 Generalidades de las antenas de microcinta.

En su forma básica, las antenas de microcinta están constituidas por un par de planos paralelos de una lámina metálica delgada y un substrato dieléctrico de espesor h y permitividad dieléctrica relativa ϵ_r intercalado entre los dos. Un plano se encuentra dilatado en comparación al otro, formando el plano de tierra. El más pequeño es el parche radiador el cual tiene un largo L , un ancho W y un espesor t (véase figura 2.1) (Aguiar, 2017), (Balanis, 2016).

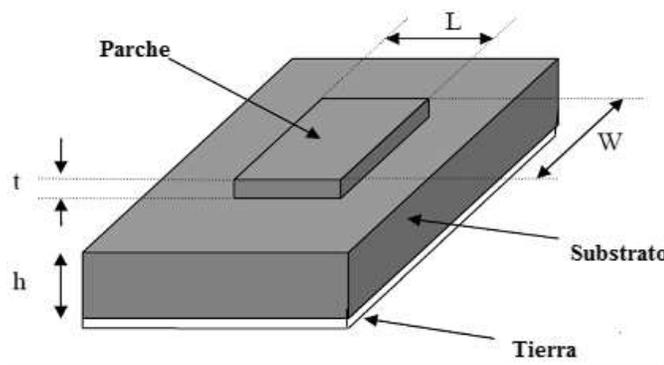


Figura 2.1. Elementos básicos de una antena de microcinta.

Fuente: Google Images

El parche está formado por una lámina fina de cobre. Sus dimensiones son del orden de la longitud de onda (λ) y su espesor t es mucho menor que la longitud de onda en el espacio libre (λ_0) (Aguiar, 2017), (Balanis, 2016).

El sustrato generalmente tiene un espesor h dentro del rango de $0.003\lambda_0 - 0.05\lambda_0$ y una permitividad dieléctrica relativa entre $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$. Para obtener un mejor rendimiento del dispositivo se utilizan sustratos dieléctricos de ϵ_r pequeña, que permiten obtener una mejor eficiencia de radiación y un mayor ancho de banda (Balanis, 2016).

El empleo de sustratos de ϵ_r alta en circuitos de microondas, permite confinar los campos herméticamente para minimizar las radiaciones y acoplamientos indeseados, sin embargo, debido a sus grandes pérdidas, son menos eficientes y tienen un menor ancho de banda (Balanis, 2016).

2.2 Ventajas y desventajas de las antenas de microcinta.

Las ventajas de este tipo de antena son (Aguiar, 2017):

- Son livianas, reducido espesor y superficies.
- Baratas
- Se alcanza doble frecuencia de resonancia y polarización.
- Se integran en circuitos impresos.
- Se usan con dispositivos activos y estructuras pasivas de microondas.

Las antenas de microcintas también tienen sus desventajas, entre las que se pueden destacar:

- Banda estrecha.
- Baja ganancia (aproximadamente 6 dB) (Garg, Bhartia, Bahl, & Ittipiboon, 2001).
- Baja capacidad de potencia (menor de 100 W) (Garg, Bhartia, Bahl, & Ittipiboon, 2001).
- Pureza de polarización difícil de lograr.
- Requiere de complejas estructuras de alimentación para arreglos de alto rendimiento.
- En aras de intentar aumentar el ancho de banda de operación es posible que se exciten ondas de superficie (Balanis, 2016).

Existen formas de minimizar el efecto de algunas de estas limitaciones; por ejemplo, el ancho de banda se puede incrementar hasta un 60% si se utilizan técnicas especiales para ello, las limitaciones de baja ganancia y baja potencia se pueden eliminar si se emplean en arreglos. Las limitaciones de las ondas de superficie como la baja eficiencia, incremento del acoplamiento mutuo, baja ganancia y un patrón de radiación degradado pueden disminuirse si se cargan los dieléctricos para que no se exciten ondas en determinada banda de frecuencia (Hernández, 2015).

2.2.1 Geometría de los parches.

Las antenas de microcintas pueden dividirse en cuatro categorías básicas: antenas de parches de microcintas, dipolos de microcintas, antenas de ranura impresa, antenas de microcintas de onda viajera, siendo los parches de microcintas los de mayor utilización (Gómez, Rodríguez, Marante, & Rizo, 2013).

En la figura 2.2 se aprecian distintas geometrías de parches.

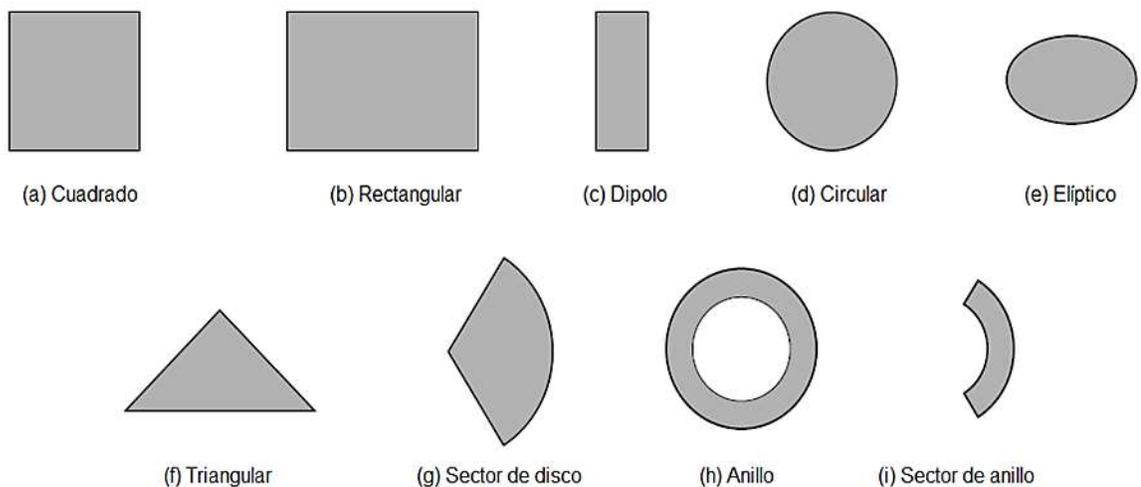


Figura 2.2. Diferentes geometrías de parches.

Fuente: (Balanis, 2016)

Los parches cuadrados, rectangulares, circulares y dipolos, son los más comunes por su fácil análisis, construcción y atractivas características de radiación,

especialmente los bajos niveles de radiación de polarización cruzada (Balanis, 2016).

Los parches rectangulares en especial tienden a tener un mayor ancho de banda. Los parches circulares y elípticos son otra manera de configurar las antenas de microcintas, estos parches al ser más pequeños, tienen una ganancia y un ancho de banda ligeramente más bajos que su equivalente rectangular (Balanis, 2016).

2.3 Métodos analíticos para las antenas de microcintas.

Los métodos analíticos permiten descubrir los mecanismos físicos del funcionamiento de la antena de microcintas y actualizar los diseños más antiguos a las nuevas especificaciones. Esta técnica permite predecir las tipologías de la antena: impedancia de entrada, frecuencia de resonancia, ancho de banda, patrones de radiación y eficiencia. Posibilita, además, diseñar el dispositivo sin la necesidad de recurrir a una iteración experimental que aumentaría los costos de producción (Aguar, 2017).

Existen muchas variables que se deben tener en cuenta en cualquier diseño de antenas de microcinta, como, por ejemplo: las características de la banda de frecuencia, las particularidades del sustrato, la geometría y las dimensiones del parche. Esto trae consigo que el análisis de estas estructuras sea complejo, por lo que se han desarrollado varias técnicas, entre las cuales, el modelo de línea de transmisión y el modelo de la cavidad resonante son los más populares.

2.3.1 Modelo de línea de transmisión.

El modelo de línea de transmisión (MLT) representa una antena de microcintas como un arreglo de dos ranuras radiantes, cada una con un ancho W y con una altura h , separadas por una línea de transmisión de baja impedancia Z_c con longitud L , donde cada ranura se representa por un circuito paralelo de conductancia G y susceptancia B (Balanis, 2008).

En la figura 2.3 se puede apreciar un parche rectangular y su modelo equivalente de línea de transmisión.

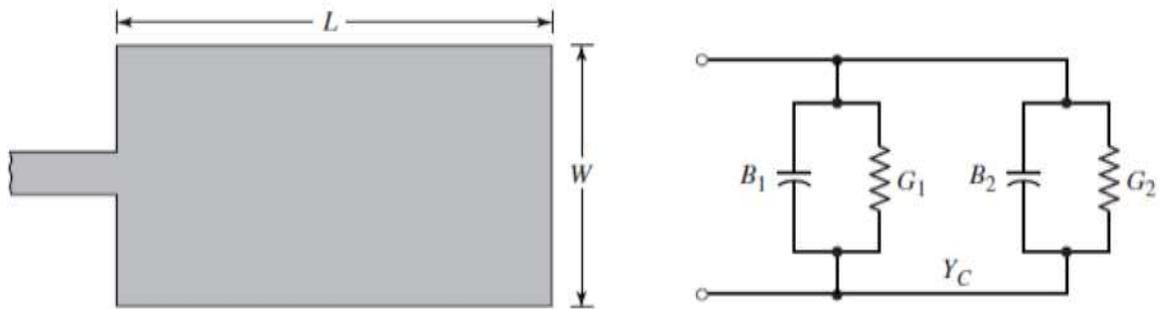


Figura 2.3. Parche rectangular y su modelo equivalente de línea de transmisión.

Fuente: (Balanis, 2008)

2.3.1.1 Desbordamiento de los campos.

Debido a que las dimensiones del parche de microcintas son de longitud y ancho finitos, los campos en los bordes del parche son sometidos a los efectos de desbordamiento, lo cual es ilustrado en la figura 2.4 (a, b). La cantidad de campo que se desborda está en función de las dimensiones del parche y de la altura del sustrato (Balanis, 2016).

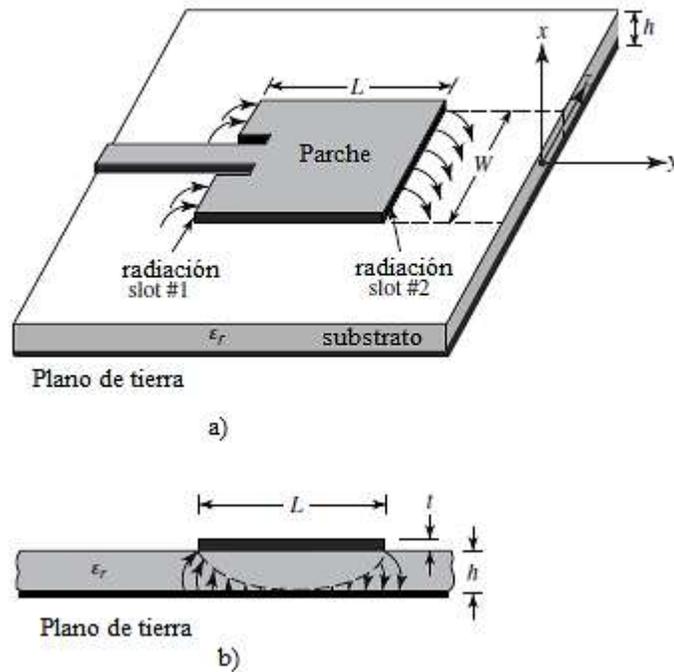


Figura 2.4. Desbordamiento de campo en antenas. a) microcinta b) Corte lateral.

Fuente: (Balanis, 2016)

Para una línea de microcinta como la que se muestra en la figura 2.5 a), las líneas de campo eléctrico son las mostradas en la figura 2.5 b). Estas son líneas no homogéneas de los dos dieléctricos, típicamente del aire y del sustrato, parte de estas líneas residen en el sustrato y otras en el aire. Si $\frac{W}{h} \gg 1$ y $\epsilon_r \gg 1$ las líneas del campo eléctrico se concentran fundamentalmente en el sustrato. El desbordamiento en este caso hace que las líneas de microcinta se vean más anchas eléctricamente comparadas con las dimensiones físicas (Balanis, 2016).

Ciertas ondas se propagan en el sustrato y otras en el espacio libre, y se incluye la constante dieléctrica efectiva ϵ_{reff} con valores: $1 < \epsilon_{reff} < \epsilon_r$, que depende de la frecuencia, si ésta aumenta ϵ_{reff} también lo hace y se concentran la mayoría de las líneas del campo eléctrico en el sustrato. Para bajas frecuencias la constante dieléctrica efectiva es esencialmente constante (Hernández, 2015), (Balanis, 2016).

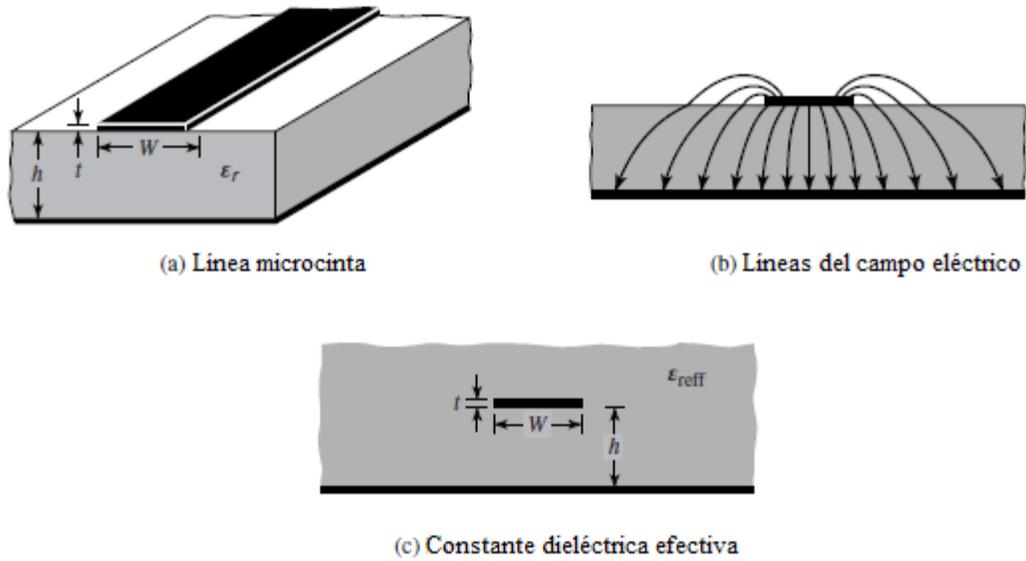


Figura 2.5. Líneas de campo eléctrico de microcintas.

Fuente: (Balanis, 2016)

La expresión para hallar la constante dieléctrica efectiva en el diseño de acuerdo a este método se ilustra en la ecuación 2.1.

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (0.1)$$

2.3.1.2 Frecuencia de resonancia, longitud y ancho efectivo.

A causa del desbordamiento de los campos eléctricos, el parche parece más grande que sus dimensiones físicas. En la figura 2.6 se observa este efecto para el plano principal xy , donde las dimensiones de la longitud del parche han sido extendidas una distancia ΔL , en función de la constante dieléctrica efectiva ϵ_{reff} y de la relación ancho-altura W/h (Balanis, 2016), (Sig-Tu, 2019).

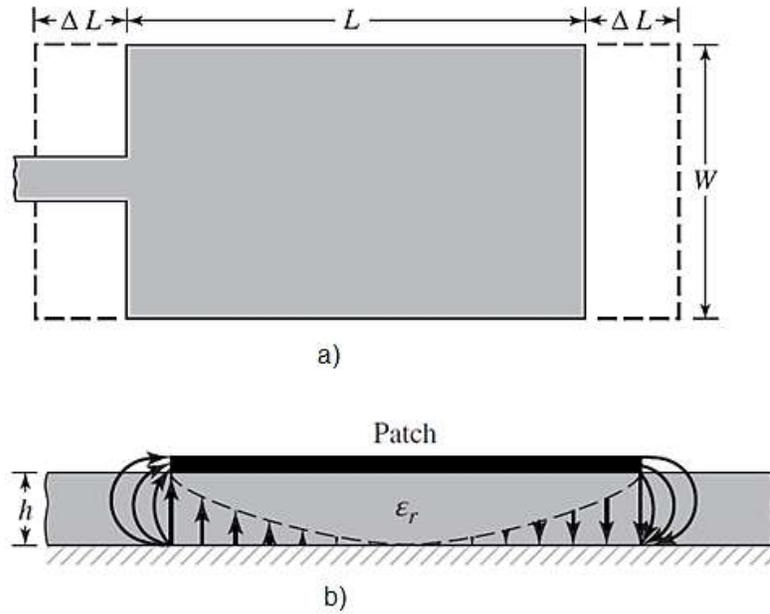


Figura 2.6. Extensiones de una antena de microcinta. a) Corte superior b) Corte lateral.

Fuente: (Balanis, *Antenna Theory. Analysis and Design*, 2016)

Una forma práctica de realizar la aproximación de normalización de la extensión de la longitud se expresa en la ecuación 2.2.

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (0.2)$$

El parche ha sido extendido ΔL por cada lado, por lo que su longitud efectiva se expresa mediante la ecuación 2.3.

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (0.3)$$

Donde L representa la longitud real de la antena que se diseñará utilizando este método que finalmente queda expresada como:

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}} \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} - 2\Delta L \quad (0.4)$$

Donde:

μ_0 : Permeabilidad del espacio libre.

ε_0 : Permitividad del espacio libre.

f_r : Frecuencia de resonancia.

En el modo dominante, TM_{010} , la frecuencia de resonancia en función de su longitud es (Sig-Tu, 2019):

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\varepsilon_r}\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}} = \frac{c}{2L\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (0.5)$$

Donde c es la velocidad de la luz en el espacio libre.

La frecuencia de resonancia debe cambiarse para considerar los efectos de desbordamiento de los campos, entonces (Sig-Tu, 2019):

$$(f_{rc})_{010} = \frac{1}{2L_{eff}\sqrt{\varepsilon_{reff}}\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}} = \frac{1}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\varepsilon_{reff}}\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}} \quad (0.6)$$

El aumento de la altura del substrato, produce también un incremento del desbordamiento, causando mayores separaciones entre los bordes radiantes y la reducción de la frecuencia de resonancia (Sig-Tu, 2019).

Para un radiador eficiente, el ancho práctico se puede determinar por la expresión 2.7.

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad (0.7)$$

2.3.2 Modelo de la cavidad resonante.

Las antenas de microcintas se comportan como una cavidad abierta limitada por el parche de microcinta y el plano tierra. La distribución de los campos dentro del substrato dieléctrico se puede obtener con más precisión si se considera esa región como una cavidad limitada por los conductores eléctricos y por paredes magnéticas a lo largo del perímetro del parche. Las bases para esta suposición son las siguientes observaciones (Garg, Bhartia, Bahl, & Ittipiboon, 2001):

- Los campos en la cavidad no varían en el eje z ($\frac{\partial}{\partial z} = 0$) porque el substrato se supone muy delgado ($h \ll \lambda_0$).
- El campo eléctrico está orientado solamente en el eje z y el campo magnético tiene solo las componentes transversales en la región definida por el parche metálico y el plano de tierra.
- La corriente eléctrica en el parche no tiene una componente normal en el borde de este, lo cual significa que la componente tangencial de \vec{H} a lo largo del borde es insignificante y una pared magnética puede estar localizada a lo largo de la periferia.

2.4 Técnicas de alimentación.

Las técnicas de alimentación son muy importantes en el proceso de diseño ya que la eficiencia de la antena depende de la transferencia de potencia al elemento que radia. Nuevas técnicas de alimentación se han desarrollado: alimentación por contacto y sin contacto (Aguiar, 2017).

En la alimentación por contacto, la potencia de RF (Radio Frecuencia) va rectamente al parche. Sus métodos más usados son: acoplamiento coaxial y por línea microcinta (Aguiar, 2017).

El caso de acoplamiento de proximidad y el de apertura corresponden al grupo de alimentación sin contacto. En estas técnicas no hay un contacto directo entre la línea de alimentación y el parche, la transferencia de potencia se lleva a cabo a través del acoplamiento entre los campos electromagnéticos.

La principal obligación en la determinación del modo de alimentación, es conseguir máxima eficiencia de transferencia de potencia de la fuente a la antena y viceversa en recepción, siendo necesaria el acoplamiento de impedancias para obtener un mínimo nivel de pérdidas, usando transformadores de impedancias, stubs, empalmes, transiciones, etc. (Aguiar, 2017), aunque pueden generar pérdidas por la excitación de las ondas de superficie y la radiación no deseada, que puede llegar a incrementar los niveles de los lóbulos laterales y la amplitud de la polarización cruzada del patrón de radiación (Balanis, 2016).

2.4.1 Alimentación empleando líneas de microcintas.

Este tipo de alimentación tiene la ventaja que es de fácil fabricación, ya que tanto la línea de alimentación como el parche, se encuentran impresos sobre el mismo sustrato, aunque tiene numerosas desventajas entre las que se pueden citar las siguientes: aumenta la polarización cruzada, por la radiación proveniente de la línea de alimentación, tienen ancho de banda estrecho, también es apreciable la radiación por onda superficial y este efecto provoca un aumento de la radiación espuria (Balanis, 2016).

Como se observa en la figura 2.7 la línea puede grabarse sobre el mismo sustrato lo que representa una ventaja significativa en este tipo de antenas.

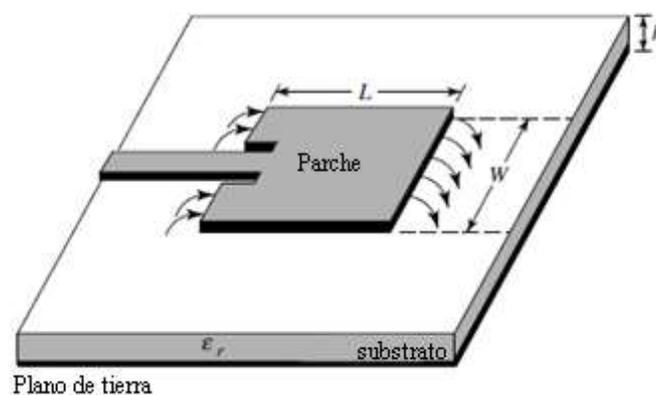


Figura 2.7. Alimentación por líneas de microcintas.

Fuente: (Balanis, *Antenna Theory. Analysis and Design*, 2016)

La impedancia en el extremo del parche, debe acoplarse a una impedancia característica de 50Ω por medio de un transformador de impedancias. La impedancia de entrada del parche decrece gradualmente, desde un máximo en los bordes (de 150Ω a 300Ω) hasta un mínimo en el centro por lo que la línea de alimentación debe ser conectada en el punto donde se logre la impedancia requerida. La impedancia de entrada relacionada con la longitud del parche está dada por:

$$R_{in}(y = y_0) = R_{in}(y = 0) \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} * y_0 \right) \quad (0.8)$$

Donde y_0 es la longitud de la inserción y L es la longitud del parche.

La alimentación puede estar centrada a lo largo del ancho y dependiendo de la ubicación del punto de alimentación, se determina el modo electromagnético. La introducción de la alimentación provoca un desplazamiento en la frecuencia de resonancia, pero el patrón de radiación no varía.

Como se observa en la figura 2.8 el máximo valor de la impedancia ocurre en el borde del parche ($y_0 = 0$) donde el voltaje es máximo y la corriente es mínima. El valor mínimo (cero) ocurre en el centro del parche ($y_0 = L/2$) donde el voltaje es cero y la corriente es máxima.

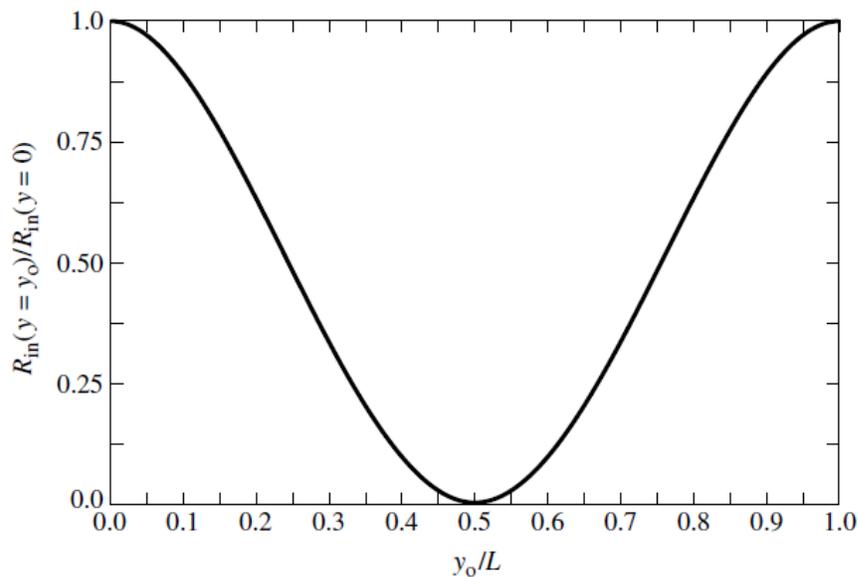


Figura 2.8. Variación de la impedancia de entrada normalizada en función de la longitud de inserción.

Fuente: (Balanis, *Antenna Theory. Analysis and Design*, 2016)

Si se desplaza el punto de alimentación del borde del parche hacia el centro, la impedancia de entrada va a decrecer monótonamente hasta llegar al valor de cero, de ahí que, moviéndose hacia el centro del parche el valor de la función $\cos^2\left(\frac{\pi}{L} * y_0\right)$ varía muy rápidamente, por lo que la resistencia de entrada también cambia rápidamente con los cambios de posición del punto de inserción. Por lo tanto, la línea de alimentación se debe conectar en un punto donde la impedancia sea igual a la impedancia del sistema.

2.4.2 Alimentación empleando cable coaxial.

En esta técnica, la punta del conector coaxial atraviesa el dieléctrico y es soldada al parche, mientras que el conductor exterior se conecta al plano tierra como se muestra la figura 2.9. La mayor ventaja de este tipo de alimentación, es que la punta del coaxial se puede colocar en cualquier parte del parche, para lograr un acoplamiento de impedancia adecuado. Además, es relativamente fácil de fabricar y presenta bajas perturbaciones por radiación no deseada en comparación al método anterior, pero tiene algunas desventajas entre las cuales se puede

mencionar, la complejidad de su modelación matemática y el estrecho ancho de banda (2 – 5 %).

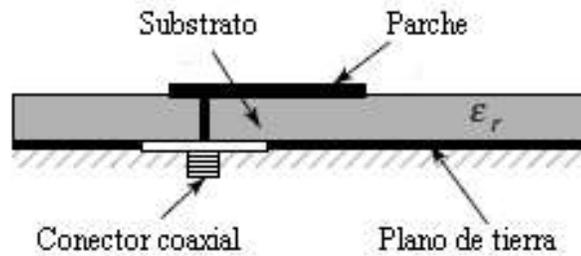


Figura 2.9. Parche con microcinta con alimentación por coaxial.

Fuente: (Balanis, Antenna Theory. Analysis and Design, 2016)

2.4.3 Alimentación por apertura.

El método de alimentación de acoplamiento por apertura excita indirectamente al parche, en esta, los campos electromagnéticos se acoplan desde la línea de alimentación de microcintas hacia el parche, a través de una pequeña ranura cortada en el plano de tierra como se muestra en la figura 2.10.

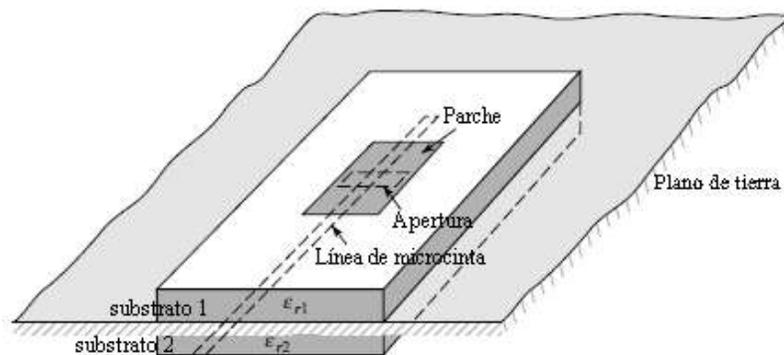


Figura 2.10. Parche alimentado por apertura.

Fuente: (Balanis, 2016)

En esta técnica, el parche y la línea de alimentación se aíslan por un plano de tierra y el acoplamiento se consigue por una ranura o apertura en el plano de tierra, por lo que se pueden minimizar las radiaciones espurias (Hernández, 2015).

Por lo general, el sustrato inferior es de alta permitividad a diferencia del superior para de esta forma optimizar el patrón de radiación. Entre las desventajas de esta técnica de alimentación se encuentran el incremento del espesor de la antena por el empleo de capas múltiples, su proceso de fabricación es complejo y se puede deteriorar el acoplamiento de impedancias si se desalinean las dos capas, sin embargo, no hace falta efectuar perforaciones en los sustratos dieléctricos, ni tampoco se necesita soldar.

2.4.4 Alimentación por proximidad.

Este tipo de alimentación no utiliza el contacto directo de la línea de alimentación con el parche, emplea un acoplamiento electromagnético entre ellos. En la alimentación por acoplamiento electromagnético se utilizan dos sustratos dieléctricos, de tal manera que la línea de alimentación se encuentra entre los dos dieléctricos sólidos y el parche radiante sobre el sustrato superior, tal y como se muestra en la figura 2.11.

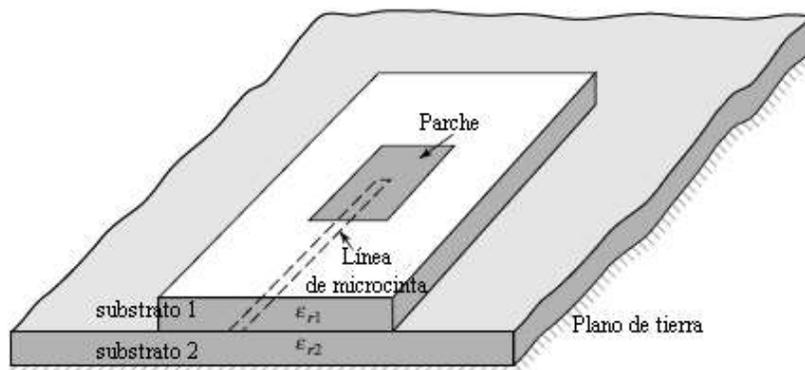


Figura 2.11. Parche alimentado por proximidad.

Fuente: (Balanis, 2016)

Capítulo 3 Técnicas para el diseño de antenas de microcinta multibanda.

En el presente capítulo se exponen distintos métodos para el diseño de antenas microcinta multibanda haciendo especial énfasis en las técnicas que posibilitan antenas de microcinta de doble frecuencia y de frecuencia variable.

3.1 Antenas de parche de doble frecuencia.

Las antenas de parche de doble frecuencia representan una alternativa válida en aplicaciones donde se necesita otra frecuencia de operación para el funcionamiento por separado de dos sub-bandas. Estas ofrecen ventajas en términos de costo y son cada vez más empleadas en los sistemas de comunicaciones.

3.1.1 Técnicas para el diseño de antenas de parche de doble frecuencia.

Las antenas planas de doble frecuencia pueden operar con características similares en términos de impedancia y radiación, a dos frecuencias diferentes. La obtención de estas características por el uso de tecnologías planas no es un tema sencillo, en particular cuando se debe preservar la simplicidad tecnológica y estructural típica de las antenas de parche.

Un parche rectangular se puede representar por una cavidad con paredes magnéticas en los bordes radiantes. Los tres primeros modos son TM_{100} , TM_{200} y TM_{300} , el TM_{100} es utilizado en muchas aplicaciones prácticas, mientras que los restantes están asociados a una frecuencia de aproximadamente el doble o el triple del TM_{100} , lo que posibilita la operación en múltiples frecuencias, aunque en la práctica los modos TM_{200} y TM_{300} no se utilizan muy a menudo.

Una forma simple para operar a dos frecuencias es emplear la primera resonancia de las dos dimensiones ortogonales del parche rectangular, los modos TM_{100} y

TM_{010} . En este caso la relación de frecuencia es aproximadamente igual a la relación entre los lados ortogonales del parche, la limitación es que el uso de dos frecuencias diferentes excite dos polarizaciones ortogonales. A pesar de esta dificultad este método es utilizado en aplicaciones de bajo costo y corto alcance, donde los requerimientos de polarización no estén presentes.

Las categorías de las antenas de parche de doble frecuencia son las siguientes:

- Antenas de parche de doble frecuencia con modos ortogonales.
- Antenas de doble frecuencia multiparche.
- Antenas de parche de doble frecuencia cargadas reactivamente.

3.1.2 Antenas de parche de doble frecuencias con modos ortogonales.

Se caracterizan por dos frecuencias de resonancias con polarización ortogonal. Este comportamiento puede obtenerse, en el caso simple, por un parche rectangular como el que se muestra en la figura 3.1 (a, b).

Una característica de estas antenas es su capacidad de acoplarse en impedancia a las dos frecuencias con una sola estructura de alimentación. Este es el resultado de una configuración de sonda alimentada a partir de los dos ejes principales del parche (Antar, Ittipiboon, & Bhattacharyya, 1995).

En una estructura como la que se muestra en la figura 3.1 (a), el rendimiento en términos del ancho de banda es casi igual a la del mismo parche alimentado por separado en los dos ejes principales ortogonales.

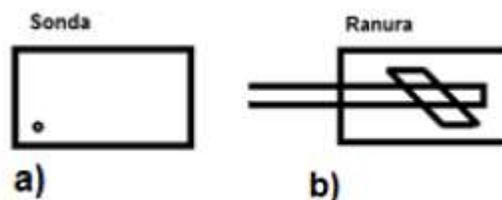


Figura 3.1. Antenas de doble frecuencia con modos ortogonales.

Fuente: autora

La alimentación simple se puede obtener mediante el empleo del acoplamiento de ranura, en el que la ranura está incluida con respecto a la línea de alimentación de microcinta, un ejemplo de esto se observa en la figura 3.1 (b). La longitud requerida por la ranura y el ángulo de inclinación se pueden obtener mediante la proyección de la ranura en las dos direcciones ortogonales.

Las dos proyecciones se pueden analizar como la longitud de dos ranuras equivalentes que excitan los parches en dos polarizaciones diferentes. La inclinación de las ranuras también se ajusta con el fin de compensar el error introducido por la rama correctora (stub) correspondiente, que está diseñado para que sea un cuarto de la longitud de onda para una sola frecuencia (Dahele, 1987).

Los modos ortogonales se pueden excitar con líneas de alimentación separadas, como se observa en la figura 3.2. En la figura 3.2 (a), se utiliza un parche circular, en el cual se excitan dos modos de una cavidad circular por dos ranuras ortogonales. En este caso se puede obtener un aislamiento de 35 dB entre los dos puertos, pero esta solución no provee flexibilidad en el diseño de la relación de frecuencia. Un caso diferente se muestra en la figura 3.2 (b) donde el parche está compuesto por la intersección de dos porciones de círculos del mismo radio, con su centro desplazado una distancia que es diseñada para tener una relación de frecuencia dada. Se puede obtener un buen aislamiento entre los puertos ortogonales si se emplean líneas de microcintas finas (27dB) (Wang, Fralich, Wu, & Litva, 1991).

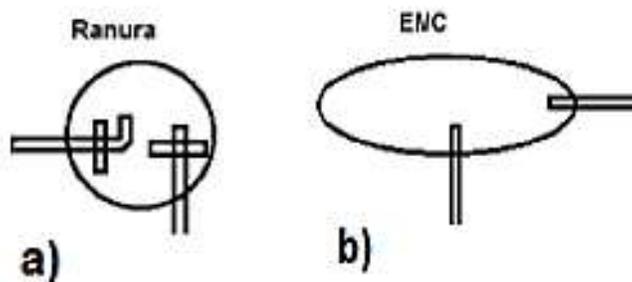


Figura 3.2. Antenas de doble frecuencia con modos ortogonales.

Fuente: autora

3.1.3 Antenas de doble frecuencia multiparche.

En estas estructuras se obtiene el comportamiento de doble frecuencia por medio de múltiples estructuras radiantes, cada una de las cuales soporta fuertes corrientes y radiación en la frecuencia de resonancia (Croq & Pozar, 1992).

Esta categoría incluye los parches multicapas (*stacked patch*) que pueden clasificarse en: circular, anular, rectangular y triangular (véase figura 3.3). Los parches multicapas trabajan con la misma polarización a las dos frecuencias o con polarizaciones diferentes.

Las estructuras multicapa también se pueden emplear para ampliar el ancho de banda de una antena de frecuencia única. En este último caso el parche inferior se puede alimentar por una disposición convencional y el parche superior por proximidad como se observa en la figura 3.3 (b). Para evitar la desaparición de la resonancia superior, los tamaños de los parches deben de ser cercanos de manera que se pueda tener una relación de frecuencia cercana a la unidad. También se puede utilizar una alimentación de sonda directa para el parche superior como se representa en la figura 3.3 (a).

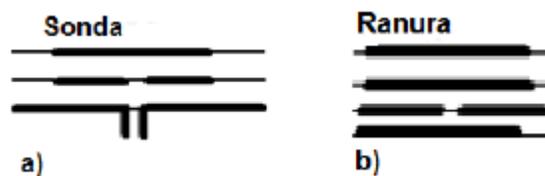


Figura 3.3. Antena de doble frecuencia multiparche.

Fuente: autora

La sonda pasa a través de una ranura en la parte inferior del parche y está conectada eléctricamente al parche superior. Este tipo de configuración asegura un mayor grado de libertad en el diseño de la adaptación de impedancia a las dos frecuencias y permite una gama más alta de la relación de frecuencia con respecto a la estructura en la que el parche superior está acoplado electromagnéticamente;

debido al fuerte acoplamiento entre los dos elementos, no se pueden encontrar ecuaciones de diseño, por lo que en la primera fase del diseño se requiere un análisis de onda completa.

Las antenas multifrecuencia también se pueden obtener mediante la impresión de varios resonadores en el mismo sustrato como se observa en la figura 3.4 (a, b). En (Antar, Ittipiboon, & Bhattacharyya, 1995) los autores sugieren dipolos rectangulares paralelos, acoplados por una ranura, que tienen una resonancia triple con una relación de frecuencia de aproximadamente 1.35.

Las antenas multiresonadores analizadas anteriormente permiten un determinado valor de relación de frecuencia, por lo que son adecuadas para enlaces de transmisión-recepción cortos o comunicaciones de vehículos por satélites. Las aplicaciones donde se empleen radares, como SAR (*Synthetic Aperture Radar*, en español Radar de Apertura Sintética) y dispersiómetros multiespectrales, a menudo requieren una gran separación entre las frecuencias, de modo que la estructura de múltiples resonadores debe implicar parches de tamaños muy diferentes. Un ejemplo simple de este concepto se representa en la figura 3.4 (b), consiste en un parche en forma de cruz para la frecuencia más baja y un subconjunto de 4 parches para la frecuencia superior.

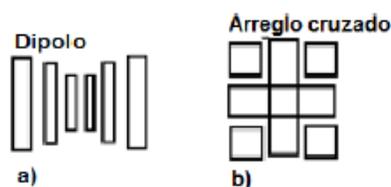


Figura 3.4. Antena de doble frecuencia multiparche.

Fuente: autora

Para una gran separación entre dos frecuencias, el parche y las redes de alimentación pueden ser superpuestos en dos sustratos diferentes, obteniendo así dos antenas casi independientes.

3.1.4 Antenas de parche cargadas reactivamente.

La técnica más popular para la obtención de un comportamiento de doble frecuencia es introducir una carga reactiva a un solo parche. La forma más sencilla es conectar un fragmento de línea a uno de los bordes del parche, de tal forma que se introduce una longitud resonante, que es además responsable de la segunda frecuencia de operación. Esto se puede comprender al recurrir al modelo de la línea de transmisión. Como se muestra en las figuras 3.5, 3.6 y 3.7 otros tipos de carga se pueden utilizar incluyendo cortes, pasadores, condensadores y ranuras.

El enfoque reactivo se utilizó por primera vez en las ramas correctoras coaxiales como se muestra en la figura 3.5 (a). Esta estructura puede proporcionar la sintonización y el diseño de la relación de frecuencia de una manera sencilla (El Yazidi, Himdi, & Daniel, 1993).

En la figura 3.5 (b), se presenta una configuración más práctica, en la que la rama correctora está constituida por una microcinta.



Figura 3.5. Antena de doble frecuencia cargadas reactivamente.
Fuente: autora

Cargar el borde radiante con una inserción como se observa en la figura 3.6 (a) o una línea de estímulo como se muestra figura 3.6 (b), es otra forma de introducir un comportamiento de doble frecuencia que crea el mismo efecto que una carga de microcinta con la ventaja de que el tamaño se reduce. Sin embargo, con la rama correctora y con los cortes, la relación de frecuencias no se puede diseñar para ser superior a 1.2 sin introducir niveles fuertes de polarización cruzada o patrones de distorsión en la frecuencia adicional. Para obtener valores superiores de la relación de frecuencia se han propuestos diferentes enfoques. En particular, se modifica la frecuencia de resonancia del TM_{100} y del TM_{300} si se emplean cortocircuitos o condensadores entre el parche y el plano tierra (figura 3.6c) mediante la localización

del pin de cortocircuito donde la distribución de corriente del modo TM_{300} exhibe un mínimo se obtiene una perturbación en su frecuencia de resonancia, mientras que el modo TM_{100} permanece casi imperturbable. Esto permite una relación de frecuencia de 2 a 3.

Se ha desarrollado una investigación del uso de cortocircuito para cambiar la frecuencia de resonancia y la polarización en estructuras como las que se muestran en la figura 3.6 (c). En este caso se propone el uso de diodos PIN para cambiar la configuración, permitiendo así mayores variaciones de frecuencia, aunque con el empleo de dos capacitores agrupados, conectados desde el parche en el plano de tierra como se observa en la figura 3.6 (d), se pueden obtener valores altos de relación de frecuencia.

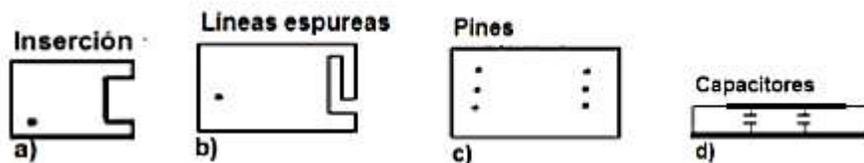


Figura 3.6. Antena de doble frecuencia cargadas reactivamente.

Fuente: autora

Otro tipo de carga reactiva se puede introducir por medio de ranuras en el parche. Las ranuras permiten una fuerte modificación del modo resonante de un parche rectangular. Como se muestra en la figura 3.7 (a), el empleo simultáneo de ranuras y de cortocircuito permite una relación de frecuencia de 1.3 a 3. Otros tipos de carga mediante ranuras en parches se han introducido de forma independiente como se observa en la figura 3.7 (b), y consisten en un parche rectangular con dos ranuras estrechas y en paralelo al borde de radiación.

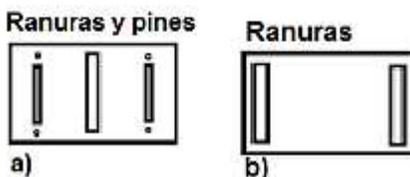


Figura 3.7. Antena de doble frecuencia cargadas reactivamente.

Fuente: autora

3.1.5 Antenas de parche de doble frecuencia y doble polarización.

En (Piazzesi, Maci, & Biffi Gent, 1995) los autores introducen dos nuevas configuraciones de antenas de doble frecuencia cargadas reactivamente: ranurado en antenas de parche cuadrado y ranurado en antenas de parche cruzado. Estas estructuras además consiguen una doble o circular polarización que es empleada en sistemas de radar y comunicaciones.

La geometría básica de este tipo de antenas es un parche rectangular, en el que se graban, cerca y en paralelo a los bordes radiantes dos ranuras estrechas con dimensiones L_s y d . La ubicación de las ranuras con respecto al parche está definida por las dimensiones w y l , que son muy pequeñas respecto a las dimensiones L y W del parche (Piazzesi, Maci, & Biffi Gent, 1995).

La operación de doble frecuencia en la estructura ranurada se puede obtener de la perturbación de los modos TM_{100} y TM_{300} . Como las ranuras estrechas están grabadas cerca de los bordes radiantes, se ubican próximos a los mínimos, por lo que se esperan las menores perturbaciones del modo TM_{100} . El mecanismo de radiación asociado, con este primer modo, es esencialmente el mismo que el de un parche sin ranura. Como consecuencia, su frecuencia de resonancia es solo ligeramente diferente que la de un parche estándar. Por otro lado, la distribución de corriente del modo TM_{300} está modificada ya que las ranuras se encuentran ubicadas donde las corrientes tienen un valor elevado. Estas circulan por el parche alrededor de las ranuras y encuentran una condición resonante con nulos cerca de los bordes de cada ranura.

En cuanto al patrón de radiación, cuando las ranuras son muy cortas el diagrama de radiación presenta tres lóbulos como en el modo TM_{300} . A medida que la longitud de la ranura aumente, el lóbulo central del primer patrón se reduce y luego desaparece. Cuando la longitud de la ranura L_s aumenta, la corriente de los campos situados en la parte central es más significativa y produce un desplazamiento del lóbulo principal del patrón de radiación hacia un lado. Cuando el largo de la ranura es comparable

con el ancho, el patrón de radiación, es similar al del modo TM_{100} , de forma tal que los dos exhiben propiedades de radiación muy similares entre sí, como es deseable para una antena de doble frecuencia. Esta condición tiene que ser considerada cuando se diseña la relación de frecuencias de la antena. Ls es el parámetro más importante para obtener la frecuencia superior, de modo que, la regularidad en esta frecuencia impone limitaciones en la gama de relaciones de frecuencias (Piazzesi, Maci, & Biffi Gent, 1995).

Si se denota f_{100} y f_{300} como las frecuencias de resonancias asociadas con los modos TM_{100} y TM_{300} respectivamente, se podrán calcular de manera más precisa las dos frecuencias, con el empleo de ecuaciones basadas en modelos físicos. La primera resonancia no se afecta por la carga de la ranura, por tanto, se puede prever si se modifica ligeramente la ecuación de un parche rectangular no ranurado, como puede apreciarse en la ecuación 3.1.

$$f_{100} = \frac{c}{2(W + \Delta W) \sqrt{\varepsilon_e\left(\frac{L}{t}, \varepsilon_r\right)}} G \quad (0.1)$$

Donde:

$$\varepsilon_e(x, y) = \frac{y + 1}{2} + \frac{y - 1}{2} \left[1 + \frac{10}{x}\right]^{-\frac{1}{2}} \quad (0.2)$$

$$\Delta W = \frac{t}{\pi} * \frac{\frac{L}{t} + 0.336}{\frac{L}{t} + 0.556} \left\{ 0.28 + \frac{\varepsilon_r + 1}{\varepsilon_r} \left[0.274 + \ln\left(\frac{L}{t} + 2.518\right) \right] \right\} \quad (0.3)$$

$$G = \begin{cases} 1.13 - \frac{0.19Ls}{W} - \frac{0.73w}{W} & \text{para antenas parche cuadrado} \\ 1.32 - \frac{0.42Ls}{W} - \frac{1.3w}{W} & \text{para antenas de parche cruzado} \end{cases} \quad (0.4)$$

La frecuencia de resonancia superior se puede calcular de acuerdo al modelo de línea de transmisión, el cual se deriva mediante la observación del comportamiento de la distribución de corriente a la frecuencia superior. La constante dieléctrica efectiva de estas ramas correctoras equivalentes se puede determinar si se asume

un modelo de línea de microcintas con ancho W para describir la distribución de corriente alrededor de la ranura. Esto permite la predicción de la segunda frecuencia de resonancia por la ecuación:

$$f_{300} = \frac{c}{2(L - 2l + d) \sqrt{\epsilon_e(\frac{W}{t}, \epsilon_r)}} \quad (0.5)$$

A partir de las ecuaciones anteriores la relación de frecuencia se puede controlar en un rango de 1.6 a 1.9 si se varían las dimensiones del parche y las longitudes de la ranura. Con el objetivo de ampliar este rango se pueden imprimir en el dorso del substrato dos ramas correctoras de microcintas conectadas en un punto entre las ranuras y los bordes radiantes del parche por dos vías a través del plano de tierra. Esta disposición permite una relación de frecuencia que va desde 1.2 a 3. Si se realiza una adecuada elección del punto de alimentación es posible obtener unas pérdidas de retorno menores de 16 dB, en ambas frecuencias. (Piazzesi, Maci, & Biffi Gent, 1995)

3.1.5.1 Ranurado en antenas de parche cuadrado.

El comportamiento de doble polarización se puede obtener si se emplean dos pares de ranuras ortogonales sobre un parche cuadrado. Esta disposición de las ranuras de las antenas de parche cuadrado se presenta en la figura 3.8. El principio de funcionamiento es el mismo que para la polarización lineal. De hecho, para ambos modos TM_{100} y TM_{300} la ranura de polarización cruzada no perturba la distribución de corriente real, proporcionando un desacoplamiento entre los dos puertos de -35 dB y -40 dB en las frecuencias inferiores y superiores respectivamente.

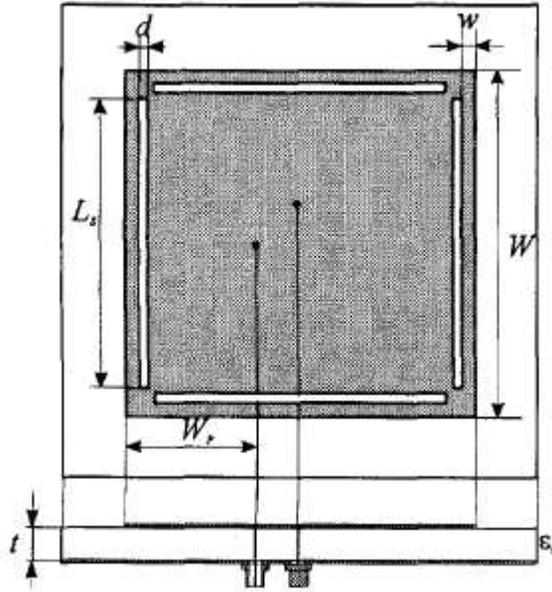


Figura 3.8. Geometría de parche cuadrado cargado reactivamente mediante ranuras.

Fuente: (Piazzesi, Maci, & Biffi Gent, 1995)

La frecuencia más baja se puede predecir por la ecuación 3.1 de acuerdo a la ecuación 3.4. La frecuencia superior de acuerdo a la ecuación 3.5.

3.1.5.2 Ranurado en antenas de parche cruzado.

En la figura 3.9 se muestra un ejemplo de la geometría del ranurado cruzado en las antenas de parche cuadrado. En esta configuración, tanto la longitud de la ranura L_s como la longitud del parche luego de realizar los cortes L se puede reducir de forma simultánea, lo que elimina las corrientes que son la principal causa de distorsión, permitiendo un rango más amplio de la relación de frecuencia, debido a parámetros geométricos adicionales. La distancia entre las ranuras y los bordes del parche determina las propiedades de la antena.

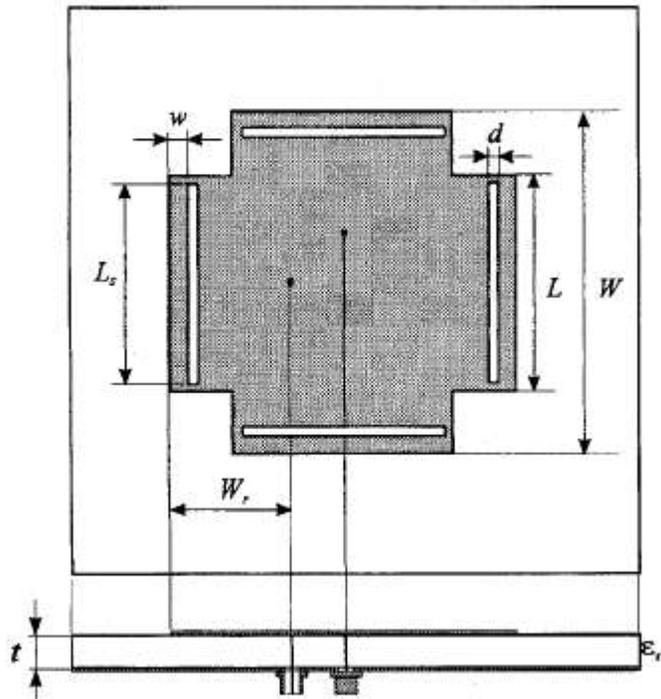


Figura 3.9. Geometría de parche cruzado cargado reactivamente mediante ranuras.

Fuente: (Piazzesi, Maci, & Biffi Gent, 1995)

La frecuencia más baja se puede predecir teniendo en cuenta la ecuación 3.1 de acuerdo a la ecuación 3.4. La frecuencia superior f_{300} se puede obtener mediante la ecuación 3.6.

$$f_{300} = \frac{c}{2(L + d) \sqrt{\epsilon_e\left(\frac{W}{t}, \epsilon_r\right)}} \quad (0.6)$$

En contraste con las antenas de parche cuadrado ranurado, esta expresión es muy precisa, por la reducción de acoplamiento entre ranuras perpendiculares.

Otra ventaja significativa de este tipo de antena, respecto a las analizadas anteriormente, es la mejora del desacoplamiento de los dos puertos ortogonales a la frecuencia inferior (Piazzesi, Maci, & Biffi Gent, 1995).

3.1.6 Antenas con sub-arreglo cruzado de parches.

El sub-arreglo de antena de parche cruzado, que se muestra en la figura 3.10, permite grandes valores de la relación de frecuencia. Está formado por una antena principal en forma de cruz que opera en la frecuencia más baja y otras cuatro con forma cuadrada que operan como un subconjunto en la frecuencia superior. Está diseñado para obtener una estructura de doble frecuencia de resonancia. La geometría tiene dos planos simétricos para proporcionar dos bandas de trabajo con polarización lineal, como se requiere en las antenas SAR. La resonancia de la antena principal se perturba muy poco por las restantes, excitándose siempre que los bordes radiantes están suficientemente separados entre sí, sin embargo, los parches cuadrados sí se afectan por la radiación de la antena principal, es por ello que la frecuencia superior será menor que la estimada inicialmente. Sin embargo, el uso de un modelo sencillo de línea de transmisión, con una adecuada carga de capacidad de borde puede proporcionar una predicción más precisa de la frecuencia superior.

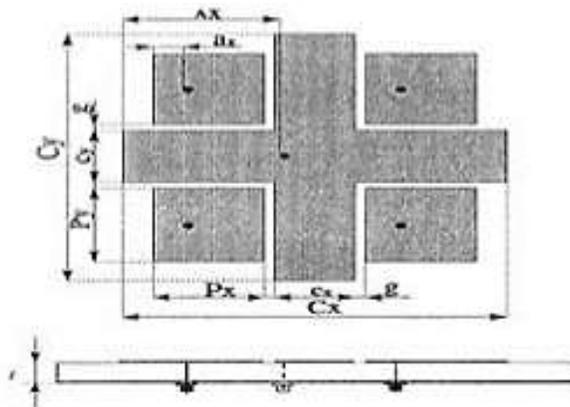


Figura 3.10. Antenas con sub-arreglo cruzado de parches.

Fuente: (Piazzesi, Maci, & Biffi Gent, 1995)

3.2 Antenas de microcinta de frecuencia variable.

A continuación, se propondrán los métodos fundamentales utilizados para controlar la frecuencia de operación y la polarización de las antenas de microcinta. El control se logra mediante la colocación de postes de cortocircuitos en lugares apropiados, al

cambiar el número y la ubicación de los postes la frecuencia de operación se puede ajustar en un rango de 1 a 1.5.

La operación de una antena de microcinta de parche rectangular está determinada por las dimensiones de la antena, la localización de la alimentación y la permitividad del substrato. La antena en la figura 3.11, sin los postes, es una configuración típica de diseño para una polarización lineal orientada en el eje x . La antena opera a la frecuencia fundamental f_0 (véase ecuación 3.7).

$$f_0 \approx \frac{c}{2a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (0.7)$$

Donde a es el largo del parche que es aproximadamente igual a la mitad de la longitud de onda en el dieléctrico. A esta frecuencia la distribución de corriente y de voltaje en el mismo se asemejan a aquellas líneas de transmisión de circuito abierto con propagación en la dirección $\pm x$, por lo que su impedancia de entrada está determinada por el ancho b y por la localización de la alimentación.

La adición de postes de cortocircuito a lo largo de la línea central $y = b/2$ incrementa la frecuencia de operación de la antena. Este incremento de frecuencia se puede explicar si se considera el modelo de una línea de transmisión para una antena de microcinta. El modelo es representado en la figura 3.12, donde z_0 es la impedancia característica de una línea de microcinta con ancho b . Las extensiones del largo Δl considera para la reactancia en los bordes del campo, terminaciones en circuito abierto y la conductancia G se considera como radiación desde los extremos (véase ecuaciones 3.8, 3.9, 3.10 y 3.11).

$$Z_0 = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_e}} \left\{ \frac{b}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{b}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad (0.8)$$

$$\Delta l = 0.412h \frac{(\epsilon_e + 0.3) \left(\frac{b}{h} + 0.262 \right)}{(\epsilon_e - 0.258) \left(\frac{b}{h} + 0.813 \right)} \quad (0.9)$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2(1 + 10 \frac{h}{b})^2} \quad (0.10)$$

$$G = \frac{\pi W}{377\lambda_0} \left[1 - \frac{(kh)^2}{24} \right] \approx \frac{0.0083b}{\lambda_0}, \quad \frac{h}{\lambda_0} \ll 1 \quad (0.11)$$

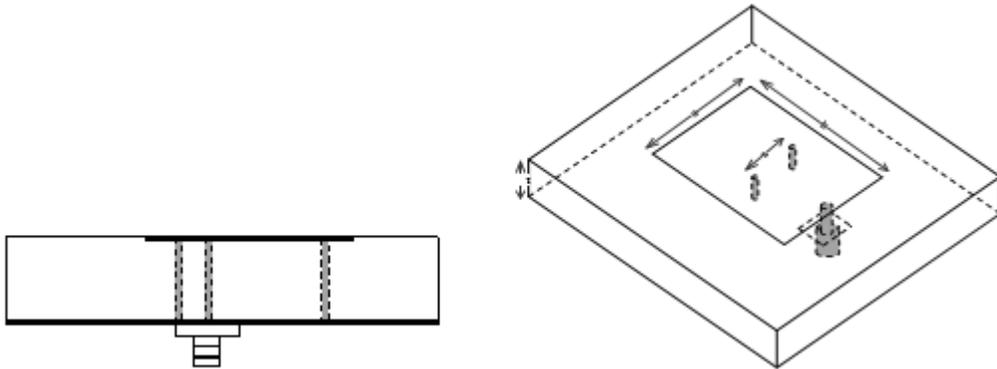


Figura 3.11. Antena de microcinta típica con postes para cambiar la frecuencia de operación.

Fuente: autora

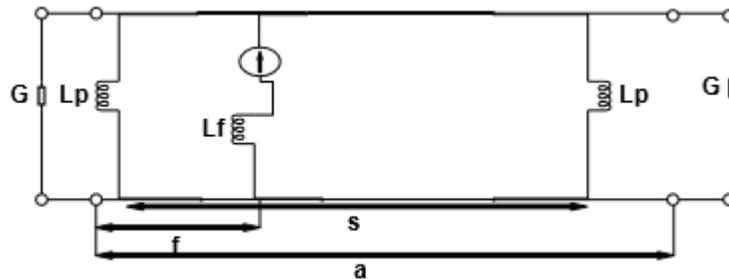


Figura 3.12. Modelo de una línea de transmisión para el cálculo de la frecuencia de operación y de la impedancia de entrada.

Fuente: autora

Los postes en cortocircuitos se pueden representar por inductancias de derivación en los lugares donde se ubican. Su reactancia inductiva se puede calcular mediante la ecuación 3.12.

$$X_L = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \tan \frac{2\pi h}{\lambda_0} \quad (0.12)$$

El rango de frecuencias a la que puede trabajar una antena con un par de postes a lo largo de la línea central es de alrededor del 20 %, pero se puede lograr un rango por encima del 50 % si se adicionan más, estos se pueden ubicar alrededor de la línea central $y = b/2$ como se observa en la figura 3.11 o desplazándolos a lo largo de la misma $y = b/2 \pm c$. Cuando se agregan fuera de la línea central es preferible que se adicionen en pares simétricos alrededor de esta, lo que evita introducir señales con polarización cruzadas. El modelo de una línea de transmisión no es adecuado para describir la antena cuando se utilizan varios pares de postes. En este caso se requerirá un modelo más detallado para obtener una predicción más precisa.

La introducción de postes de cortocircuitos puede combinarse con capacitores varactores para obtener un rango amplio de sintonía extendido encima y debajo de f_0 . Esta combinación tendrá las ventajas y desventajas de ambas técnicas.

3.2.1 Estructuras con ranuras en el plano tierra (DGS).

Una nueva técnica para obtener antenas con comportamiento multibanda es la que emplea las denominadas estructuras DGS (*Defected Ground Structure*).

Las estructuras DGS presentan geometría compacta como se observa en la figura 3.13 y se imprimen en el plano tierra. Se caracterizan por una banda supresora que impide la propagación de ondas electromagnéticas a través del sustrato por encima de un rango de frecuencias determinado (Guha, Biswas, & Antar, 2010).

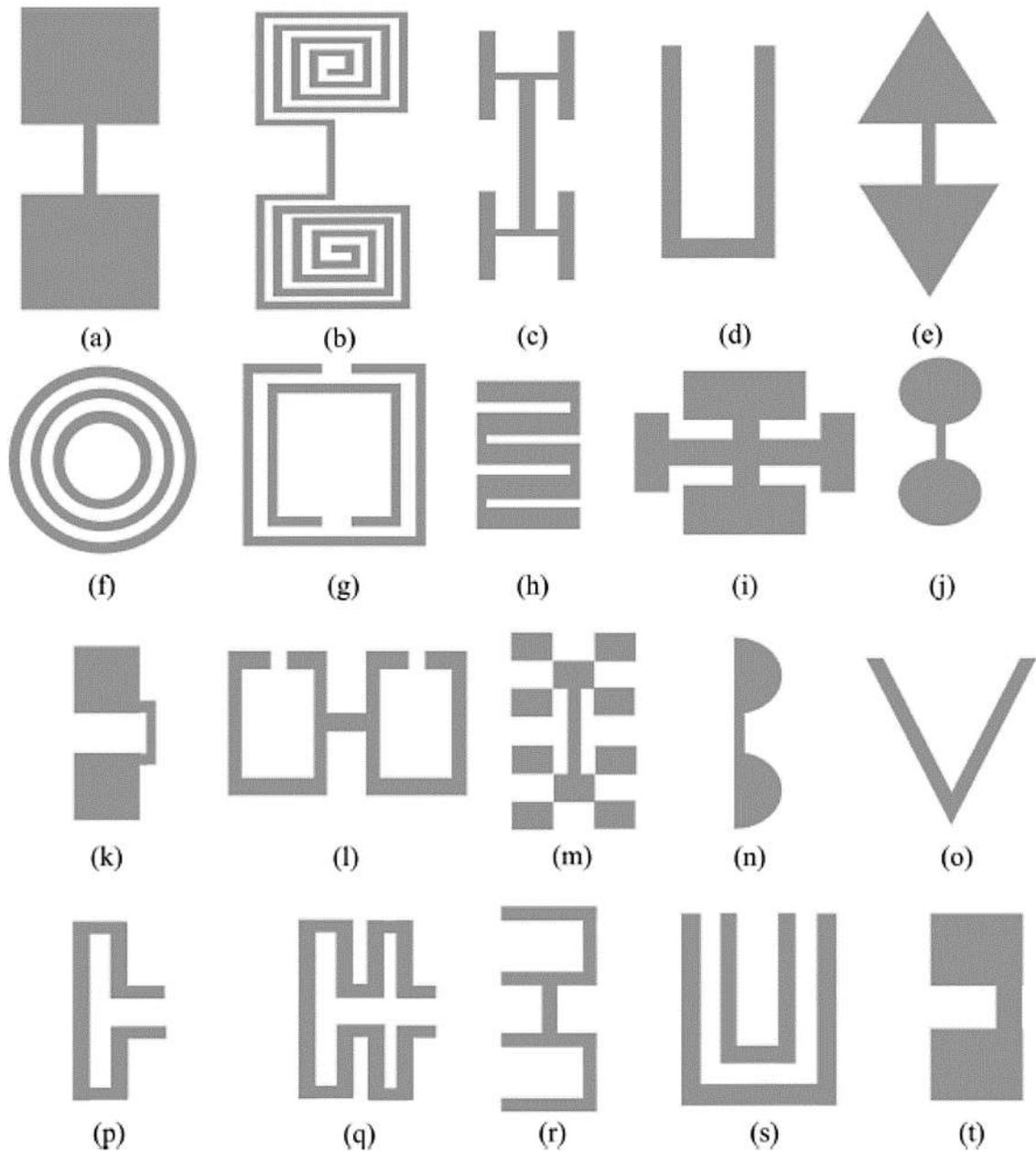


Figura 3.13. Diferentes geometrías de las estructuras DGS.

Fuente: (Guha, Biswas, & Antar, 2010)

En los circuitos de microcintas, una estructura DGS se sitúa debajo de una línea de microcinta y perturba los campos electromagnéticos alrededor de la misma, estos campos eléctricos dan lugar a un efecto capacitivo (C), mientras que las corrientes de superficies alrededor causan un efecto inductivo (L). Esto da como resultado las

características de resonancia de una estructura DGS, obteniéndose los circuitos equivalentes que se muestran en la figura 3.14.

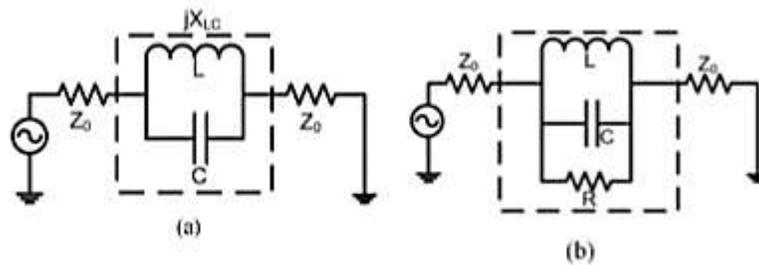


Figura 3.14 .Circuito equivalente de una estructura DGS, (a) Combinación de LC en paralelo, (b) combinación de LRC en paralelo.

Fuente: (Guha, Biswas, & Antar, 2010)

3.3 Comparación de las técnicas empleadas para obtener un comportamiento multibanda.

Además de proporcionar el control activo de las frecuencias estas técnicas pueden simplificar el diseño y la fabricación de antenas multibanda, pues las modificaciones realizadas, para obtener este comportamiento, no sacrifican la simplicidad en la estructura de las antenas de parche y no requieren el aumento de la complejidad de la red de alimentación.

En el caso de las antenas de doble frecuencia cargadas reactivamente, con la inserción de postes en cortocircuito solo es posible obtener relaciones de frecuencia en un rango de 1 a 1.5 a diferencia de la otra técnica en la que se introducen ranuras que pueden obtenerse relaciones de frecuencias mayores.

Por otra parte, cuando se utilizan ranuras en el parche, el uso de una red de alimentación para ambas frecuencias es práctico solo cuando estas frecuencias son cercanas, para grandes separaciones de frecuencias se deben diseñar dos redes de alimentación diferentes. Mientras que, al utilizar postes en cortocircuito, el uso de dos redes de alimentación permite operar simultáneamente polarización circular y polarización lineal.

Todas las categorías que permiten obtener un comportamiento multibanda mediante modificaciones en el parche de la antena tienen relaciones de frecuencia fijas, la menor de estas relaciones se obtiene en el caso de las antenas de doble frecuencia modo ortogonal debido a que esta depende de la relación entre los lados ortogonales del parche. Sin embargo, con el empleo de estructuras (DGS) pueden lograrse relaciones de frecuencias superiores a las obtenidas en las estructuras antes mencionadas.

Capítulo 4 Diseño y simulación de antenas microcinta con parche rectangular.

Ahora se realizará el diseño y simulación de antenas de parche rectangular con el empleo de tres de las técnicas de alimentación existentes. El diseño se realiza auxiliándose del *software* HFSSv15.0. 2. Las antenas diseñadas se optimizan para mejorar las pérdidas de retorno y la ganancia a las frecuencias de resonancia. Una vez obtenidos resultados satisfactorios en los pasos anteriores, se realizaron modificaciones al diseño al introducir las técnicas que permiten lograr un comportamiento multibanda.

4.1 Diseño de la antena de parche rectangular.

Para el diseño se dispone de una placa de fibra de vidrio (FR-4). Las características de este sustrato son las siguientes:

- Permitividad relativa del dieléctrico $\epsilon_r = 4.4$.
- Grosor del sustrato $h = 1.5 \text{ mm}$.
- Grosor del conductor de cobre $t = 0.035 \text{ mm}$.

El diseño analítico de la antena se desarrolla sobre las ecuaciones del Modelo de la Línea de Transmisión (MLT) que, como se describe en el Capítulo 2, epígrafe 2.2.1, consiste básicamente en calcular el ancho W y la longitud L del parche teniendo en cuenta las características del sustrato y que se requiere una $f_r = 1.2 \text{ GHz}$. Obteniendo los resultados teóricos que se relacionan en la tabla 4.1.

Tabla 4.1. Dimensiones teóricas de la antena para $f_r = 1.2 \text{ GHz}$.

Nomenclatura	Descripción	Dimensión (mm)
W	Ancho del parche	76
L	Largo del parche	57.75
W_{sub}	Ancho del sustrato	90
L_{sub}	Largo del sustrato	90

Fuente: autora

Para el cálculo del ancho de la línea de alimentación W_m se utilizan las ecuaciones para el análisis de las líneas de microcintas. Este análisis indica que, primero se debe obtener el valor de un factor A, que se define como:

$$A = \frac{Z_0}{60} \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{1/2} + \frac{\epsilon_r + 1}{\epsilon_r - 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\} \quad (0.1)$$

A partir de este valor se determina que, si $A > 1.52$, entonces:

$$\frac{W_m}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (0.2)$$

En cambio, si $A < 1.52$:

$$\frac{W_m}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (0.3)$$

Donde $B = \frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$ y $Z_0 = 50 \Omega$.

4.1.1 Modelado, simulación y optimización de la antena.

Luego de obtener los resultados teóricos de las dimensiones de la antena, se realiza su modelado, simulación y optimización con ayuda del software HFSSv15.0. 2.

En la figura 4.1 se muestra las pérdidas de retorno en la entrada de la antena en un rango de 1 GHz a 1.75 GHz, luego de la simulación con las dimensiones teóricas.

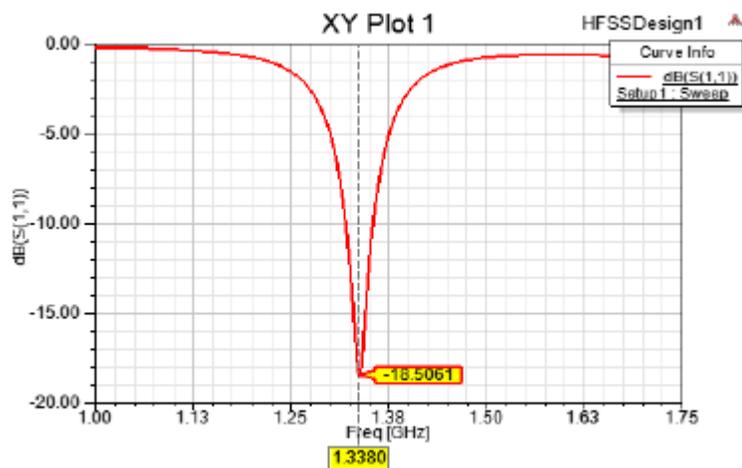


Figura 4.1. Pérdidas de retorno para las dimensiones teóricas.

Fuente: autora

Como se observa en la figura 4.1 la antenna alcanza el máximo acoplamiento de impedancias a los 1.3380 GHz con unas pérdidas de retorno de -18.5061 dB, esto indica un grado de acoplamiento aceptable pero la resonancia de la antenna se aleja 138 MHz de los 1.2 GHz deseados. Con el fin de corregir este error, se efectúan la parametrización y la optimización de ciertas dimensiones de la antenna. Para realizar este proceso es necesario conocer que la optimización permite modificar los parámetros del diseño, hasta obtener el modelo de la antenna que cumpla con los requerimientos propuestos. Mientras el análisis paramétrico define una o más variaciones de estos dentro de un rango determinado, el HFSS resuelve el diseño para cada variación.

La optimización del parche rectangular se realiza mediante un análisis paramétrico de su largo L y su ancho W respectivamente. Como las dimensiones del parche son inversamente proporcionales a su frecuencia de resonancia y se busca una disminución de esta, entonces se realiza un análisis variando las dimensiones L y W . Posteriormente se realiza un proceso de parametrización del ancho y la posición de la línea de alimentación con el fin de obtener un acoplamiento adecuado.

Luego de efectuar los análisis paramétricos y las optimizaciones pertinentes se lograron los resultados esperados con los valores de $W = 28 \text{ mm}$ y $L = 53 \text{ mm}$. Con

estos valores, la antena alcanza su máximo acoplamiento de impedancia a los 1.2099 GHz con un nivel de pérdidas de retorno de -16.9312 dB, por lo que el dispositivo está debidamente acoplado. La figura 4.2 muestra los resultados de esta optimización.

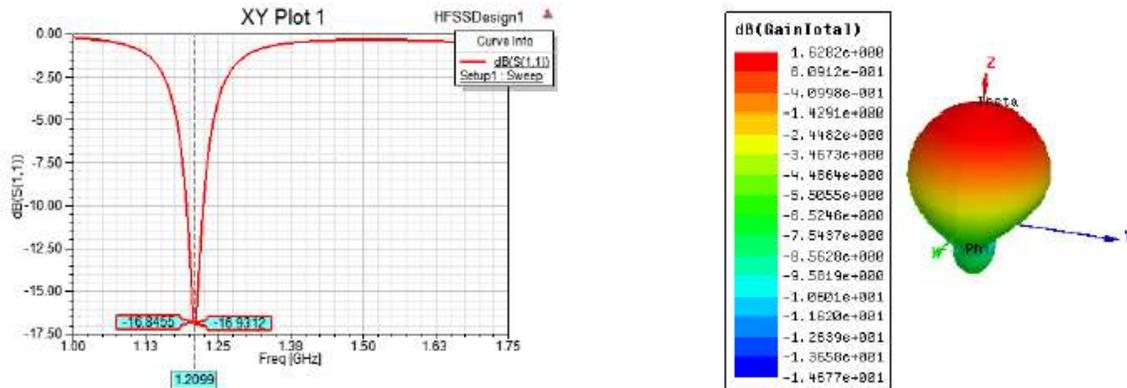


Figura 4.2. Patrón de radiación de la antena de microcinta.

Fuente: autora

Como se observa en la figura 4.2 la antena tiene una ganancia de 1.628 dB. Este valor no es muy alto por el uso del substrato FR-4, en cuanto a directividad los resultados son satisfactorios.

4.2 Diseño de una antena de parche rectangular de doble frecuencia utilizando ranuras.

Como se describió en el capítulo anterior este tipo de antenas está formado fundamentalmente por un parche rectangular, en el que se graban, cerca y en paralelo a los bordes radiantes dos ranuras estrechas con dimensiones L_s y d . La ubicación de las ranuras con respecto al parche está definida por las cantidades w y l , que son pequeñas respecto a las dimensiones L y W del parche.

La operación de doble frecuencia en la estructura ranurada puede analizarse a partir de la distribución de corriente en los modos TM_{100} y TM_{300} . El mecanismo de radiación asociado con este primer modo es esencialmente el mismo que el de un

parche sin ranura. Como consecuencia, su frecuencia de resonancia es solo ligeramente diferente que la de un parche estándar.

Luego de realizado el diseño de la antena de parche rectangular del epígrafe 4.1 y empleando las ecuaciones 3.1, 3.2, 3.3, 3.4 y 3.5 se calcularon las dimensiones y la separación de las ranuras a realizar en el parche para lograr el funcionamiento en dos bandas de trabajo. En la tabla 4.2 se relacionan los resultados obtenidos.

Tabla 4.2. Dimensiones y ubicación de la ranura.

Nomenclatura	Descripción	Dimensión (mm)
d	Ancho de la ranura	2.45
L_s	Largo de la ranura	49
w	Separación del extremo respecto al ancho	1.5
l	Separación del extremo respecto al largo	2.875

Fuente: autora

La simulación de la antena con la colocación de las ranuras en el software HFSSv15.0. 2 se muestra en las figuras 4.3 y 4.4

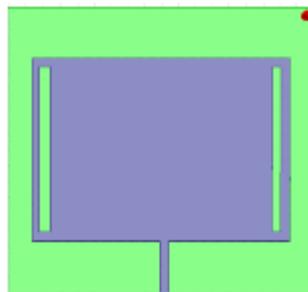


Figura 4.3. Antena de parche rectangular ranurada.

Fuente: autora

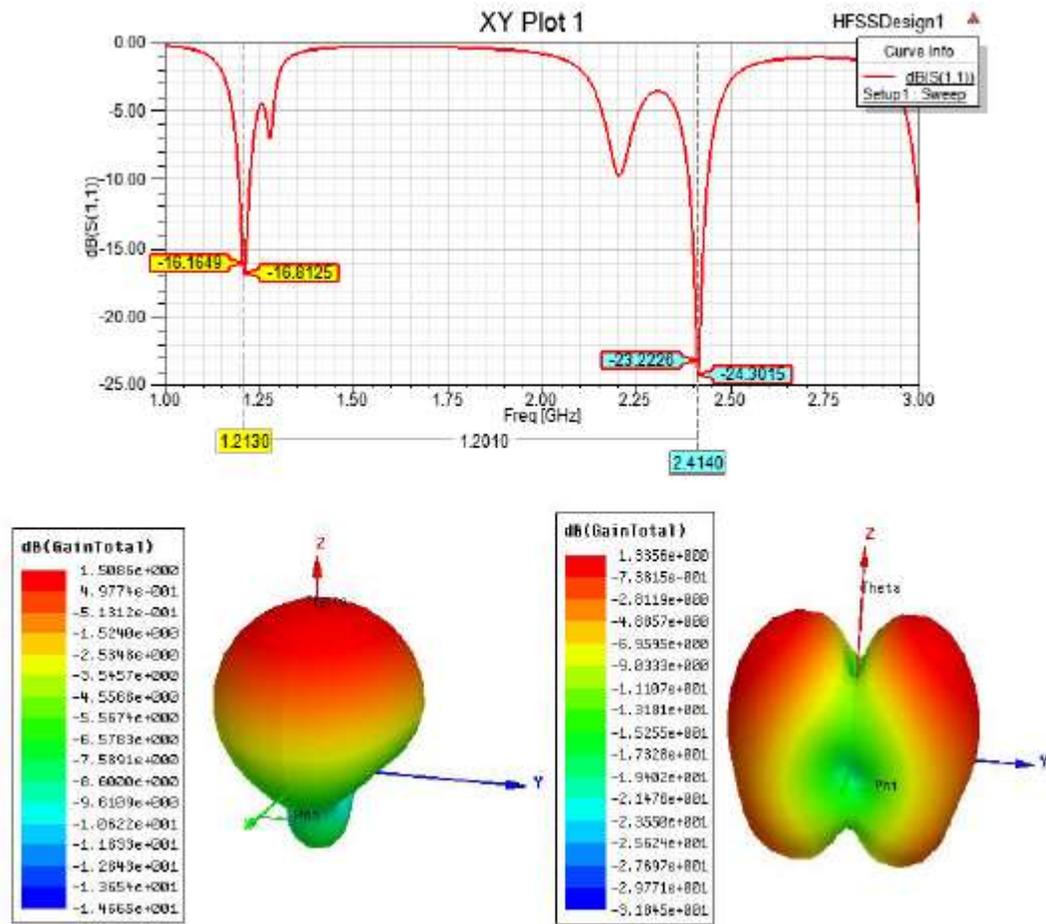


Figura 4.4. Pérdidas de retorno y patrón de radiación a las frecuencias 1.2 y 2.4 GHz.

Fuente: autora

Como se observa en la figura 4.4 las pérdidas de retorno tienen un valor a la frecuencia de 1.2 GHz de -16.8125 dB mientras que a la frecuencia de 2.4 GHz tienen un valor de -24.3015 dB lo que demuestra que luego de la apertura de las ranuras el dispositivo continuó debidamente acoplado.

Por otra parte, en la figura 4.4 se muestra la ganancia a la frecuencia de 1.2 GHz que tiene un valor de 1.3356 dB mientras a la frecuencia de 2.4 GHz tiene un valor de 1.5086 dB, se observa además que ambos patrones de radiación son direccionales, por lo que se logra el propósito de obtener una antena de parche rectangular de doble frecuencia.

4.3 Diseño de una antena de parche rectangular alimentada por cable coaxial.

Con las longitudes del parche a 1.2 GHz del numeral 4.1, se inserta la alimentación, considerando que de su ubicación depende la impedancia de entrada de la antenna. Este punto inicialmente se colocó en el centro y luego al realizar un análisis paramétrico y una posterior optimización con el software HFSSv15.0. 2 se obtuvo la ubicación adecuada que permite el trabajo a la frecuencia de resonancia fijada con bajas pérdidas de retorno y buenas características direccionales.

En las figuras 4.5 y 4.6 se muestran los resultados del diseño optimizado con el software HFSSv15.0. 2.

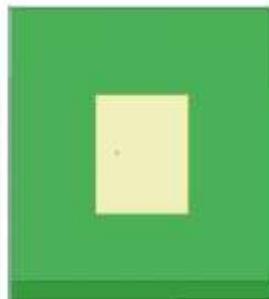


Figura 4.5. Antena de parche rectangular alimentada por cable coaxial.

Fuente: autora

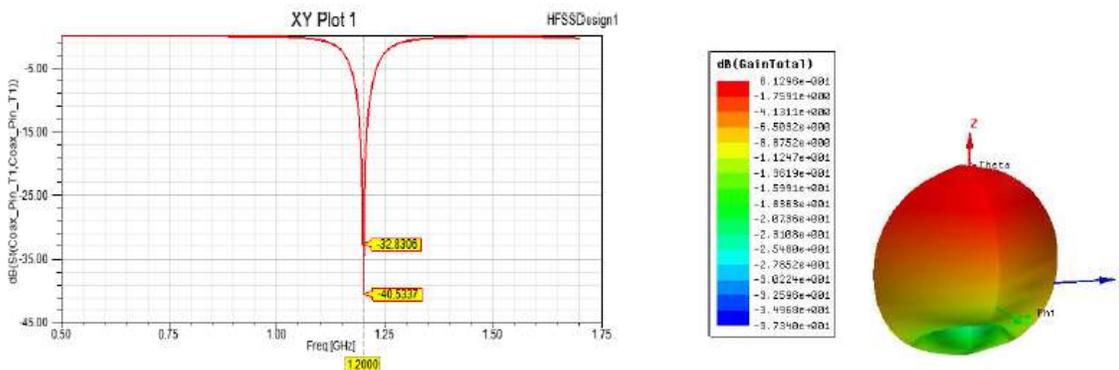


Figura 4.6. Pérdidas de retorno y patrón de radiación a la frecuencia de 1.2 GHz.

Fuente: autora

De la figura 4.6 se obtiene que las pérdidas de retorno a la frecuencia de 1.2 GHz tienen un valor de -40.5337 dB, lo que evidencia que el dispositivo está debidamente acoplado, se observa además que al igual que en el epígrafe anterior la ganancia de la antena no es muy elevada debido a que se usó como sustrato FR-4.

En la tabla 4.3 se resumen los resultados obtenidos.

Tabla 4.3. Resumen de los resultados obtenidos durante el proceso de simulación y optimización.

Nomenclatura	Descripción	Valor
a	Ancho del parche	55.375 mm
b	Largo del parche	54.5 mm
P_{cx}	Posición del coaxial en el eje x	45 mm
P_{cy}	Posición del coaxial en el eje y	23.32 mm
f_r	Frecuencia de resonancia	1.2 GHz
S_{11}	Pérdidas de retorno	-40.5 dB

Fuente: autora

4.4 Diseño de una antena de parche con frecuencia variable empleando postes en cortocircuitos.

Como se explicó en el epígrafe 3.2 el incremento de la frecuencia de operación con la adición de postes en cortocircuito se puede explicar si se considera el modelo de una línea de transmisión. Este modelo es representado en la figura 3.12 y luego del análisis de las ecuaciones 3.8, 3.9, 3.10 y 3.11 se ubican estas estructuras en la posición que se indica en la tabla 4.4.

Tabla 4.4. Ubicación y dimensión de los postes en cortocircuito.

Nomenclatura	Descripción	Ubicación (x, y, z)
<i>Pp1</i>	Posición del primer poste	45, 34, 0
<i>Pp2</i>	Posición del segundo poste	45, 44, 0
Nomenclatura	Descripción	Dimensión
<i>s</i>	Separación	10 mm

Fuente: autora

Es importante analizar que la impedancia característica depende no solo de las dimensiones del parche sino también de la posición del coaxial y además que en el modelo de la línea de transmisión los postes son sustituidos por inductores localizados en el lugar donde serán ubicados y representados como cortocircuitos.

4.4.1 Adición de los postes en cortocircuito.

Los postes adicionales se pueden ubicar alrededor de la línea central $y = b/2$ o desplazándolos a lo largo de la misma $y = b/2 \pm c$. Cuando se agregan postes fuera de la línea central es preferible que se adicionen en pares simétricos alrededor de esta. Lo cual evita introducir señales con polarización cruzadas.

Con una separación entre los postes de 10 mm se obtienen, mediante la simulación con el software HFSSv15.0. 2, los resultados que se aprecian en las figuras 4.7 y 4.8.

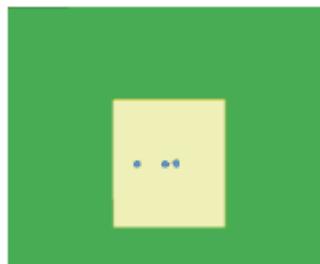


Figura 4.7. Antena de parche rectangular con postes en cortocircuitos.

Fuente: autora

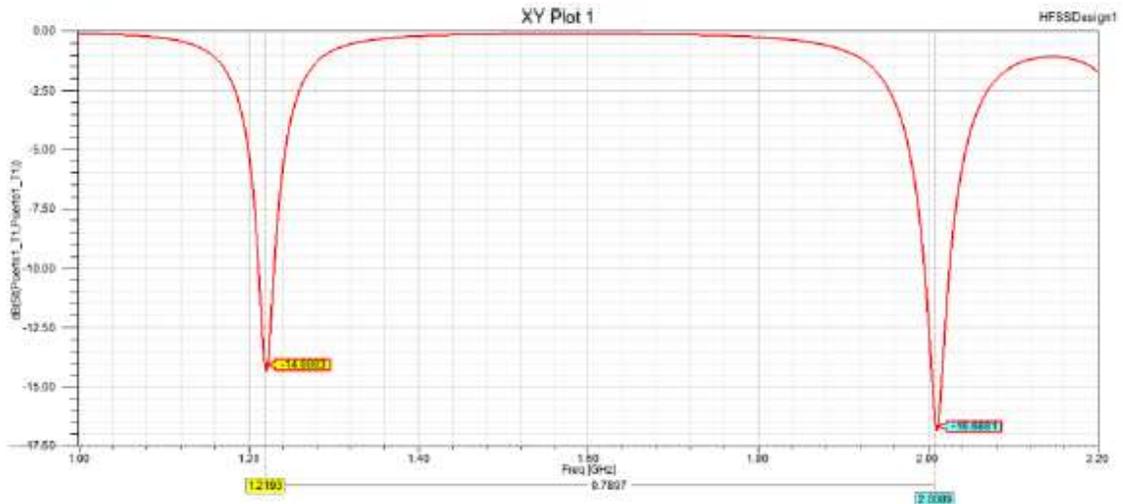


Figura 4.8. Pérdidas de retorno luego de insertar los postes de cortocircuitos.

Fuente: autora

Como se observa en la figura 4.8, luego de insertar dos postes de cortocircuitos con una separación entre ellos de 10 mm se adiciona otra frecuencia de trabajo en los 2.0089 GHz con pérdidas de retorno de -16.6881 dB.

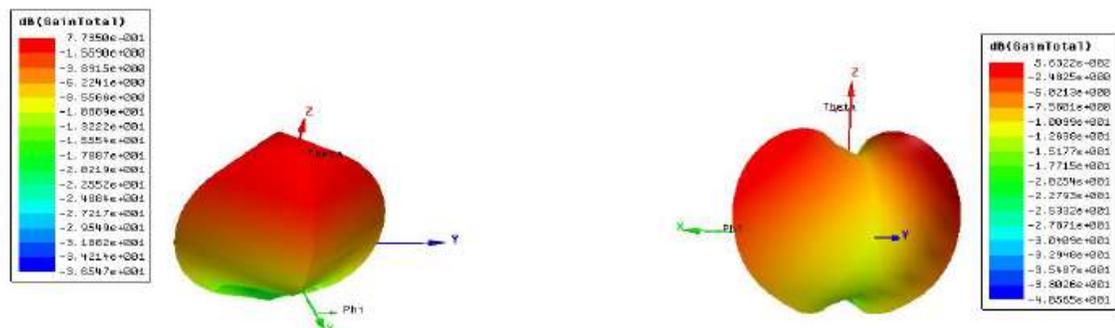


Figura 4.9. Patrón de radiación a las frecuencias de 1.2 GHz y 2 GHz.

Fuente: autora

Se puede observar además que las características de radiación son direccionales.

4.5 Diseño de una antena de parche rectangular alimentada por proximidad y con una frecuencia de resonancia de 2.4 GHz.

Para este diseño se seleccionó una antena de microcintas con geometría del parche rectangular alimentada mediante la técnica de proximidad, este modelo se muestra en la figura 4.10. El parche debe tener como frecuencia de resonancia 2.4 GHz.

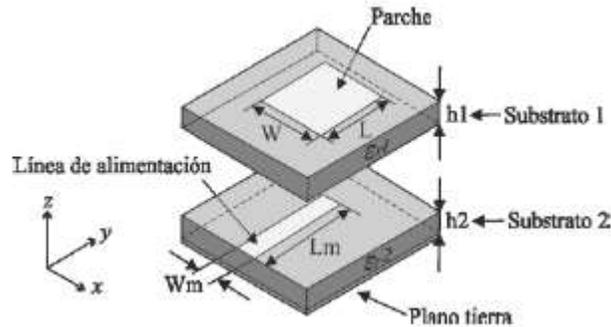


Figura 4.10. Modelo de un parche rectangular alimentado por acoplamiento de proximidad.

Fuente: autora

Al igual que en los diseños anteriores se seleccionó como sustrato FR-4, por ser el sustrato disponible para la evaluación. Es por esta razón que se utiliza el mismo sustrato tanto para sostener el parche (sustrato 1) como para sostener la línea de alimentación (sustrato 2).

Al igual que en los modelos que se realizaron en los epígrafes anteriores, este diseño se desarrolla sobre el MLT que se describió anteriormente. Como se trata de una antena con dos sustratos, el término ϵ_r se sustituye por la permitividad dieléctrica equivalente entre ambos sustratos (ϵ_{re}) que se obtiene a través de:

$$\epsilon_{re} = \frac{h_1\sqrt{\epsilon_{r1}} + h_2\sqrt{\epsilon_{r2}}}{h_1 + h_2} \quad (0.4)$$

Como en el diseño que se propone ambos sustratos (1 y 2) son idénticos, se cumple que $h_1 = h_2 = h$ y $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = \epsilon_r$. Esto implica que la ecuación 4.6 sufre la siguiente transformación:

$$\varepsilon_{re} = \sqrt{\varepsilon_r} \quad (0.5)$$

Para comprobar que el rango de error del método de diseño utilizado no es significativo, se verifica el cumplimiento de la siguiente condición:

$$\frac{W}{h} > 1 \quad (0.6)$$

Luego, se calcula L mediante la ecuación 2.4, donde según el MLT, depende de la longitud efectiva de la antena L_{eff} y del incremento de la longitud ΔL que causan los efectos de borde. Este incremento se obtiene a través de la ecuación 2.2, donde es necesario conocer el valor de la constante dieléctrica efectiva ε_{reff} que queda definida por la ecuación 2.1, con la condición de que:

$$h = h_{12} = h_1 + h_2 = 2h \quad (0.7)$$

Una vez conocidos los parámetros W y L, se procede a calcular las dimensiones de ambos substratos. Para ello, se sigue un criterio empírico que consiste en incrementar en un cuarto de la longitud de onda de resonancia ($\lambda_r/4$), el largo y el ancho del parche, como se muestra en la figura 4.11.

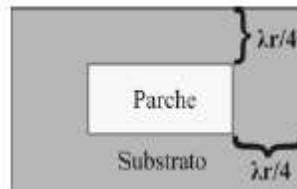


Figura 4.11. Dimensiones de los substratos.

Fuente: autora

De este criterio se derivan las siguientes expresiones para el cálculo del ancho W_s y el largo L_s de los substratos:

$$W_s = W + 2(\lambda_r/4) \quad (0.8)$$

$$L_s = L + 2(\lambda_r/4) \quad (0.9)$$

Donde:

$$\lambda_r = \frac{c}{f_r} \quad (0.10)$$

Los resultados obtenidos se muestran en la tabla 4.5.

Como criterio práctico, se asume que la línea de alimentación termina justo debajo del centro del parche, de modo que su longitud L_m está relativamente cerca de la región de menor resistencia de entrada R_{IN} , pues este parámetro se caracteriza por ser máximo en los bordes y mínimo en el centro del parche. Con esta ubicación se logra una alta transferencia de energía al parche radiador. La posición en el eje x se asume como $x_f = W/2$, mientras que como la línea comienza en el borde del sustrato, la posición en el eje y estará dada por:

$$y_f = L_m = \frac{L_s}{2} \quad (0.11)$$

Los cálculos teóricos de las dimensiones del parche, el sustrato y la línea de alimentación, se implementan dentro de un código de programa desarrollado en el software MATLAB. Así se logra un procesamiento automatizado de las ecuaciones y se obtienen los resultados de una forma más rápida y exacta.

Tabla 4.5. Dimensiones teóricas de la antena a la frecuencia de resonancia de 2.4 GHz.

Nomenclatura	Descripción	Dimensión (mm)
W	Ancho del parche	38.036
L	Largo del parche	29.478
W_{sub}	Ancho del sustrato	100.536
L_{sub}	Longitud del sustrato	91.978
W_m	Ancho de la línea de alimentación	2.8924
L_m	Longitud de la línea de alimentación	45.989
h	Altura del sustrato	1.5
t	Altura del conductor	0.035

Fuente: autora

4.5.1 Modelado, simulación y optimización de la antena

Con los resultados teóricos de las dimensiones de la antena, se procede a su modelado, simulación y optimización con ayuda del software HFSSv15.0. 2.

La figura 4.12 muestra las pérdidas de retorno a la entrada de la antena, luego de la simulación con los resultados teóricos de la tabla 4.5.

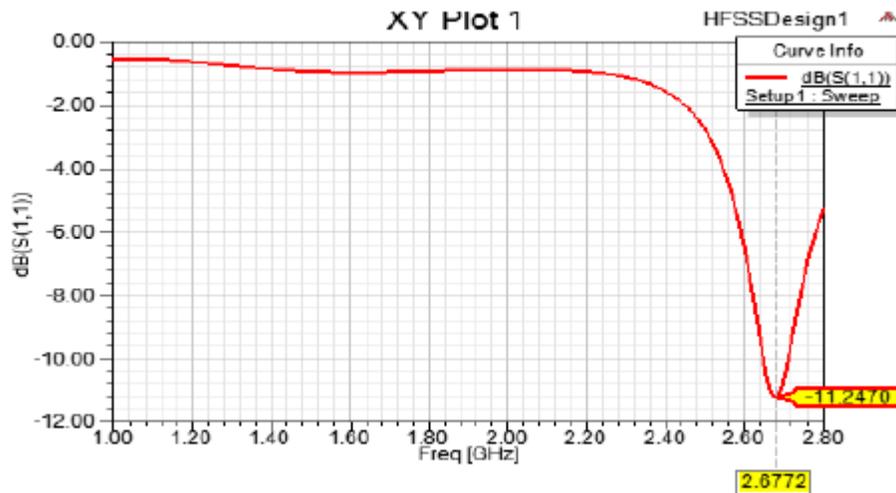


Figura 4.12. Pérdidas de retorno para las dimensiones teóricas de la antena.

Fuente: autora

Como se aprecia en la figura anterior la antena alcanza su máximo acoplamiento de entrada a una frecuencia de 2.6772 GHz con unas pérdidas de retorno de -11.2470 dB. Esto demuestra que el grado de acoplamiento es aceptable, pero la resonancia de la antena se aleja 277.2 MHz de los 2.4 GHz deseados.

Para corregir este error se realiza la optimización de determinadas dimensiones de la antena. La optimización comienza por mejorar mediante un análisis paramétrico las dimensiones de la línea de alimentación, una vez obtenido los resultados se optimiza el parche rectangular variando las dimensiones W y L .

Al terminar los análisis paramétricos y las optimizaciones necesarias, se obtuvieron los resultados esperados para los valores $W = 45 \text{ mm}$ y $L = 33.3854 \text{ mm}$. Con ellos la antena alcanza su máximo acoplamiento de impedancia a la frecuencia de 2.4

GHz con unas pérdidas de retorno de -26.0846 dB, como se observa en la figura 4.13.

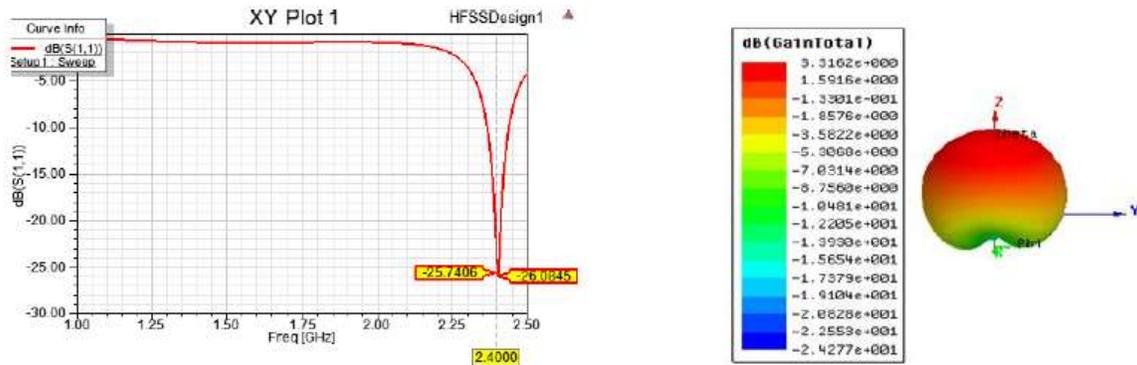


Figura 4.13. Parámetros obtenidos con las dimensiones de la antena optimizadas.

Fuente: autora

El modelo de la antena simulada en software HFSSv15.0. 2 se muestra en la figura 4.14.

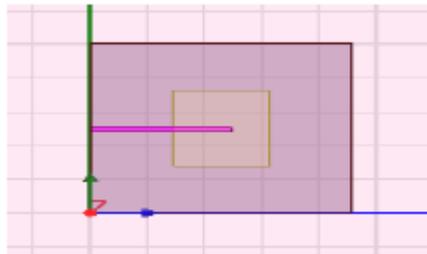


Figura 4.14. Modelo de la antena optimizada a la frecuencia de 2.4 GHz.

Fuente: autora

4.6 Diseño de una antena de parche rectangular de doble frecuencia empleando como técnica un sub-arreglo cruzado de parche.

La antena de parche rectangular de una sola banda de trabajo diseñada anteriormente, se utiliza como punto de partida para el diseño de una antena de microcintas multibanda. Para obtener este comportamiento se modifica la estructura de la antena propuesta, al insertar 4 nuevos parches encargados del funcionamiento a la frecuencia superior.

Para lograr un comportamiento multibanda se utiliza la técnica de sub-arreglo cruzado de parches que pertenece a la categoría de antenas de doble frecuencia multiparche analizada en el epígrafe 3.1.6.

4.6.1 Diseño teórico utilizando la técnica del sub-arreglo cruzado de parches.

Un sub-arreglo cruzado de parche presenta como ventaja la posibilidad de obtener grandes valores en las relaciones de frecuencias. Un diseño de este tipo está formado por un parche en cruz que opera a la frecuencia más baja y cuatro parches cuadrados que opera como un sub-conjunto a la frecuencia superior.

En la figura 4.15 se muestra la estructura que debe tener un diseño que utilice esta técnica para obtener un comportamiento multibanda.

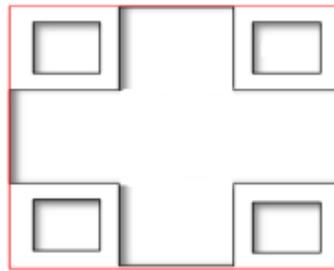


Figura 4.15. Estructura de un sub-arreglo cruzado de parche.

Fuente: autora

A partir del parche rectangular calculado anteriormente para la frecuencia de 2.4 GHz se realizan en el sustrato las ranuras donde posteriormente se ubicarán los parches cuadrados cuyas dimensiones serán calculadas a la frecuencia de 5.8 GHz.

Tabla 4.6. Dimensiones teóricas a la frecuencia de 5.8 GHz.

Nomenclatura	Descripción	Dimensión en mm
D_{pc}	Dimensiones de los parches cuadrados	15.739
P_{p2}	Altura de los parches cuadrados	0.035

Fuente: autora

Con las dimensiones teóricas del parche a la frecuencia de 5.8 GHz, que se muestran en la tabla 4.6 y teniendo en cuenta que para lograr mayores relaciones de

frecuencias el parche en cruz debe ubicarse a $0.45\lambda_1$ y los parches cuadrados a $0.7\lambda_2$, se calcula la separación (s) necesaria entre estos últimos elementos:

$$s = 0.45\lambda_1 - 0.7\lambda_2 \quad (0.12)$$

$$s = 0.45 \frac{c}{f_1} - 0.7 \frac{c}{f_2} \quad (0.13)$$

Donde:

λ_1 : Longitud de onda a la frecuencia inferior $f_1 = 2.4 \text{ GHz}$.

λ_2 : Longitud de onda a la frecuencia inferior $f_2 = 5.8 \text{ GHz}$.

$$s = 2.86 \text{ mm.} \quad (0.14)$$

4.6.2 Modelado, simulación y optimización de la antena.

Para obtener valores más precisos de cada una de las dimensiones calculadas de manera teórica y luego comprobar los resultados obtenidos se simuló en el software HFSSv15.0. 2, donde luego de indicar las dimensiones y los materiales a utilizar se obtuvieron como resultados, entre otros parámetros, las pérdidas de retorno para cada una de las frecuencias para las que se diseña la antena.

Un análisis de la figura 4.16 arroja que el acoplamiento de la impedancia de entrada a la frecuencia de 2.4 GHz es adecuado pues el valor de las pérdidas de retorno está por debajo de los -10 dB, que se toma como criterio práctico para dar una medida del acoplamiento que presenta el dispositivo. Sin embargo, la próxima banda de trabajo no se obtiene a los 5.8 GHz sino a los 4.6 GHz, esto se debe a que en este modelo la resonancia superior es afectada por la presencia del parche en cruz lo que provoca la carga reactiva de los parches cuadrados, por tanto, la resonancia superior tiene un valor menor que el previsto para los cuatro parches aislados.

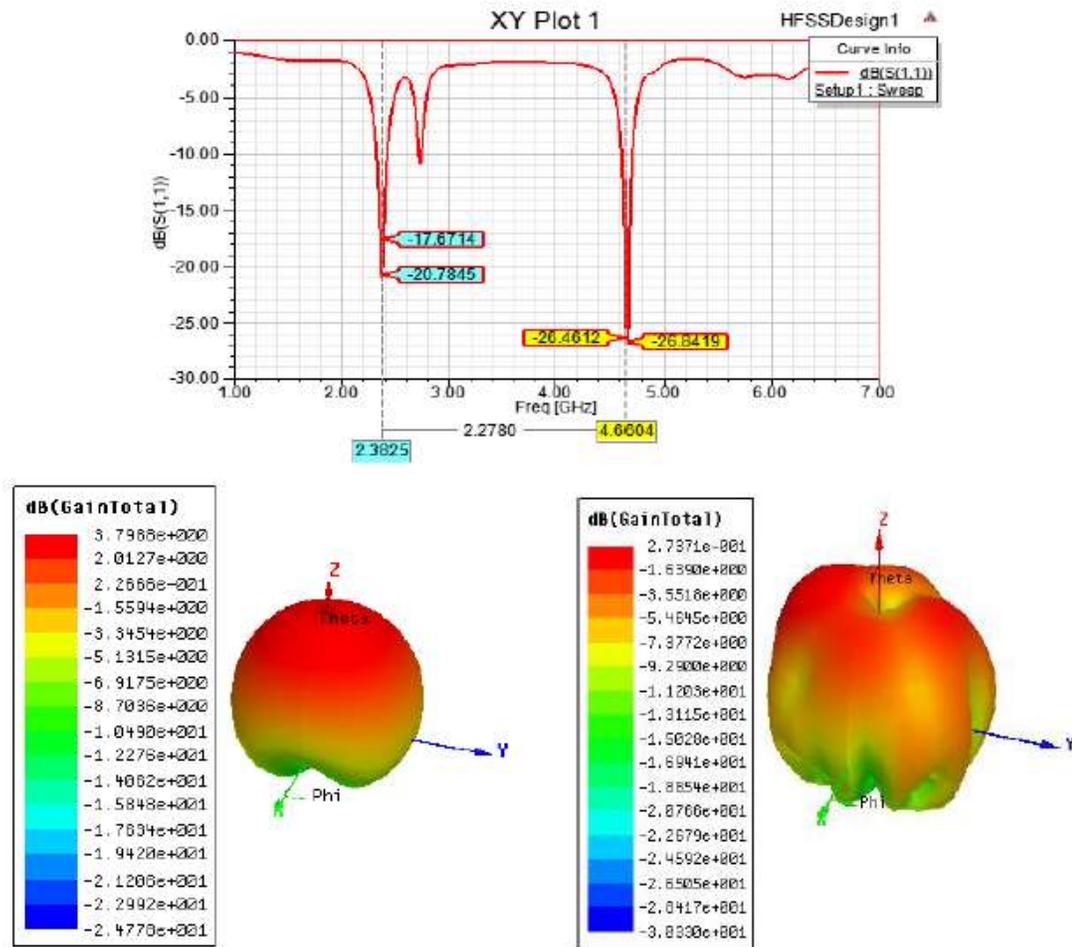


Figura 4.16. Pérdidas de retorno de la antena de parche rectangular.

Fuente: autora

4.7 Diseño de una antena de doble frecuencia con modos ortogonales.

Este tipo de antenas tiene como característica fundamental que presenta dos frecuencias de resonancia con polarización ortogonal, este comportamiento se obtiene con un parche rectangular alimentado por cable coaxial a partir de los ejes principales del parche.

En este diseño la relación de frecuencia es aproximadamente igual a la relación entre los lados ortogonales del parche. Por lo que se emplea la antena de parche rectangular diseñada en el epígrafe 4.1, cuyas dimensiones se muestran en la tabla

4.3 alimentada por coaxial y se utilizó este método para obtener otra banda de frecuencia.

La relación entre los lados ortogonales del parche es de:

$$\frac{76}{57.75} = 1.3 \quad (0.15)$$

Por lo que la próxima banda de frecuencia debe de obtenerse a los 1.5 GHz.

Mediante la simulación con el software HFSSv15.0. 2 se comprobó la autenticidad de esta técnica al analizar los resultados obtenidos que se muestran en la figura 4.17. Este método presenta como limitación que el uso de dos frecuencias diferentes puede excitar dos polarizaciones ortogonales sin embargo es utilizado en aplicaciones de bajo costo y de corto alcance donde los requerimientos de polarización no estén presentes.

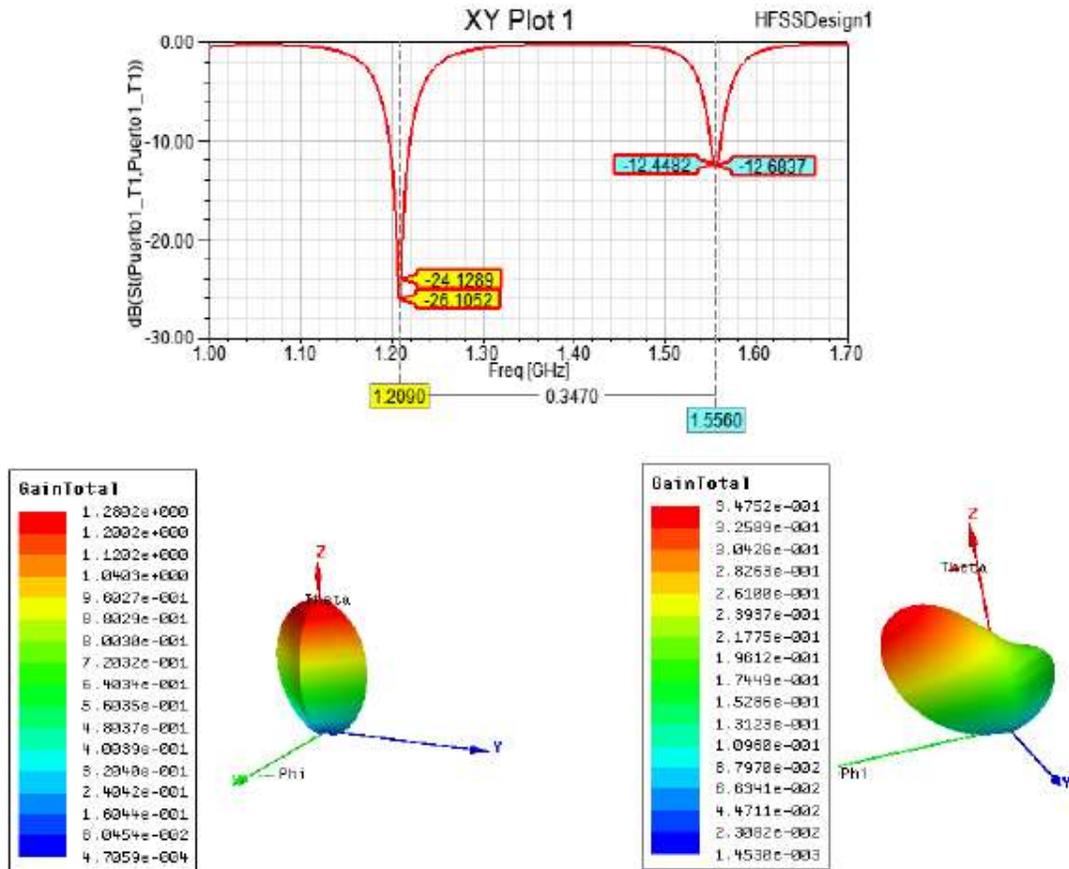


Figura 4.17. Pérdidas de retorno y patrón de radiación de la antena luego de aplicar la técnica para obtener un comportamiento multibanda.

Fuente: autora

Al igual que en los casos anteriores en la ganancia de dicha antena no posee un valor elevado pues se utiliza como sustrato FR-4.

4.8 Diseño de una antena multibanda con el empleo de estructuras DGS.

Las estructuras DGS presentan geometrías compactas y se imprimen en el plano tierra, las dimensiones de las mismas dependen de la aplicación y de la frecuencia de operación a la que se desee utilizar.

En este diseño se utilizó la antena de parche rectangular base diseñado para que opere a una frecuencia de 2.4 GHz, cuyas dimensiones teóricas aparecen en la tabla 4.5.

Luego de realizar la parametrización y la optimización de las dimensiones de la antena, como se explicó anteriormente y con el fin de obtener un mejor acoplamiento del dispositivo a la frecuencia de resonancia se obtuvieron los resultados que se muestran en la tabla 4.7.

Tabla 4.7. Dimensiones de la antena luego de la optimización.

Nomenclatura	Descripción	Dimensión (mm)
W	Ancho del parche	38
L	Largo del parche	29
W_s	Ancho del sustrato	112
L_s	Longitud del sustrato	69.89
W_m	Ancho de la línea de alimentación	1
L_m	Longitud de la línea de alimentación	9.64
H	Altura del sustrato	1.5
T	Altura del conductor	0.035

Fuente: autora

En la figura 4.18 se observan las pérdidas de retorno a la frecuencia de operación que demuestran que el dispositivo está debidamente acoplado pues el valor de S_{11} es menor que -10 dB, criterio que fue analizado con anterioridad. Además, se observa que el dispositivo posee otras bandas de trabajo que pueden utilizarse, como es el caso de la banda presente a los 5.2 GHz.

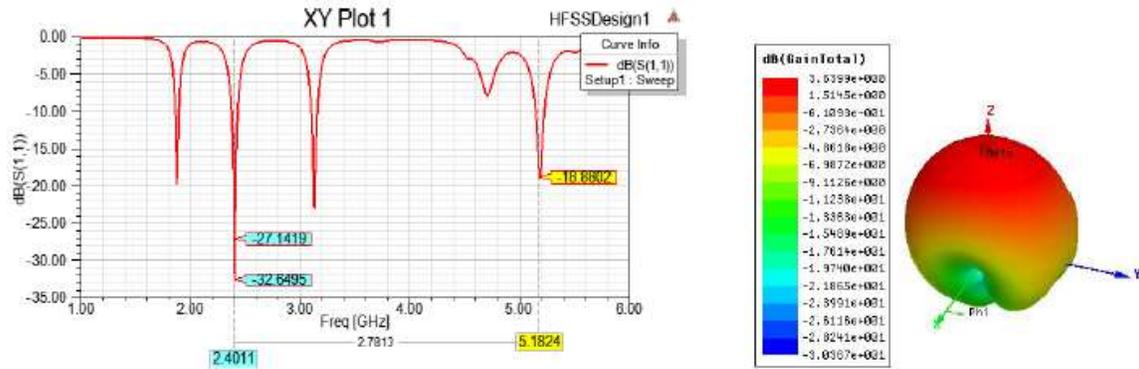


Figura 4.18 Pérdidas de retorno y patrón de radiación de la antena a la frecuencia de resonancia.
Fuente: autora

Para conocer la ubicación adecuada de la estructura DGS se analizó con ayuda del software HFSS, en las bandas de frecuencias donde se desea mejorar el acoplamiento, los lugares donde la densidad de corriente es máxima, con este resultado se decidió ubicar la estructura DGS, como se muestra a continuación.

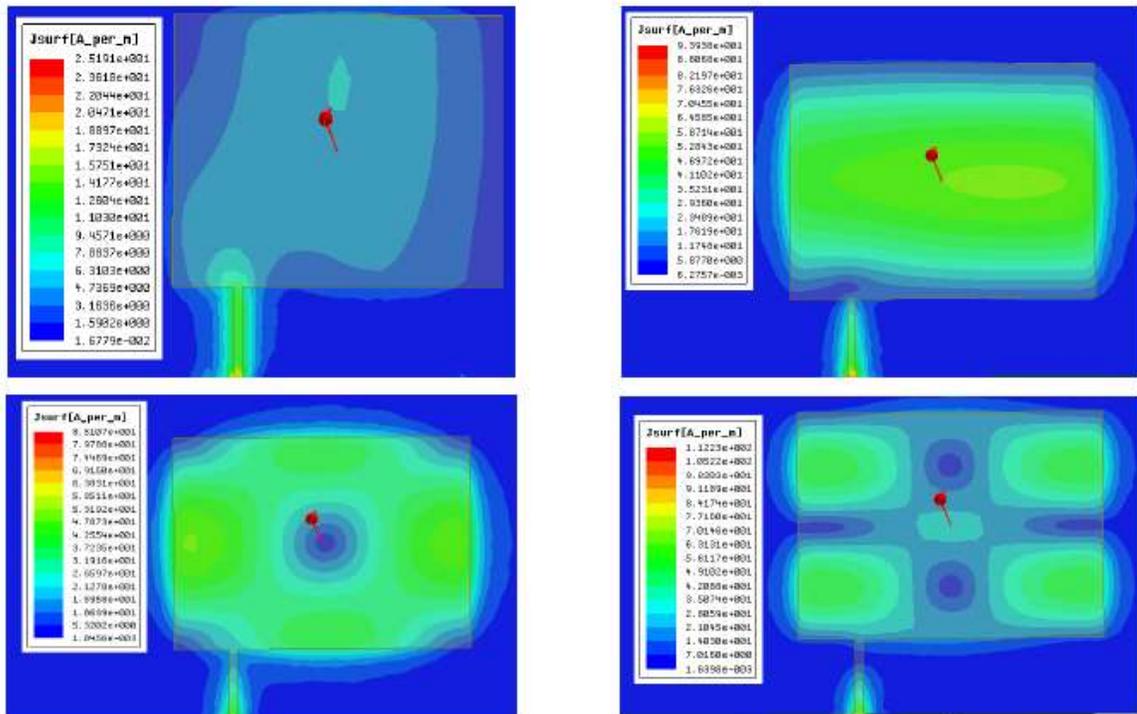


Figura 4.19 Distribución de la densidad de corriente a la frecuencia de 1.8, 2.4, 3.1 y 5.2 GHz respectivamente.

Fuente: autora

Con el fin de mejorar el acoplamiento a la frecuencia de 5.2 GHz y luego de analizar el resultado obtenido anteriormente se ubicaron en los bordes y en el centro del parche estructuras DGS y se obtuvieron los siguientes resultados:

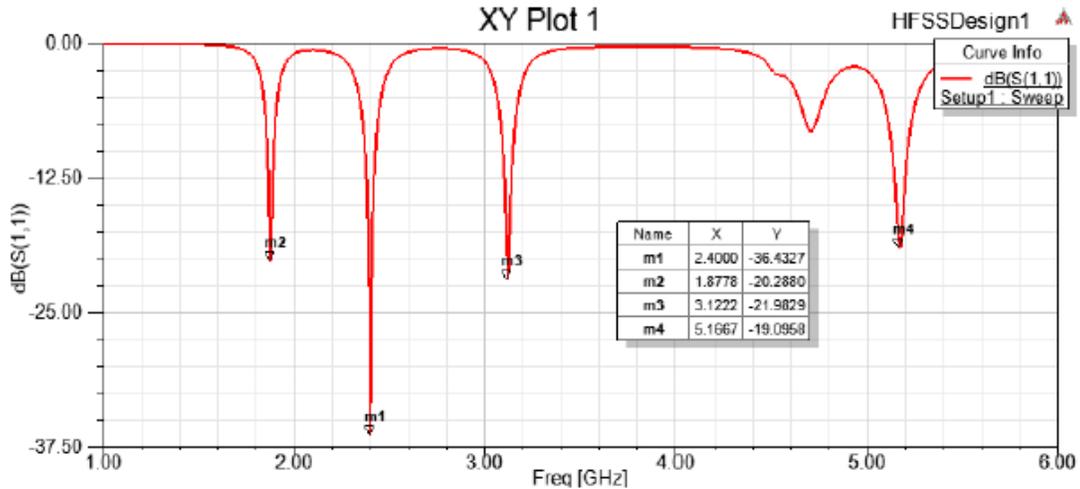


Figura 4.20. Pérdidas de retorno luego de agregar la estructura DGS.

Fuente: autora

Como se observa en la figura 4.20 se obtuvieron pérdidas de retorno a los 1.8 GHz de -23.3368 dB, a la frecuencia de 2.3 GHz de -23.6 dB, a la frecuencia de 3.1 GHz de -19.6727 dB y en la banda de frecuencia de 5 GHz de -14.6139 dB.

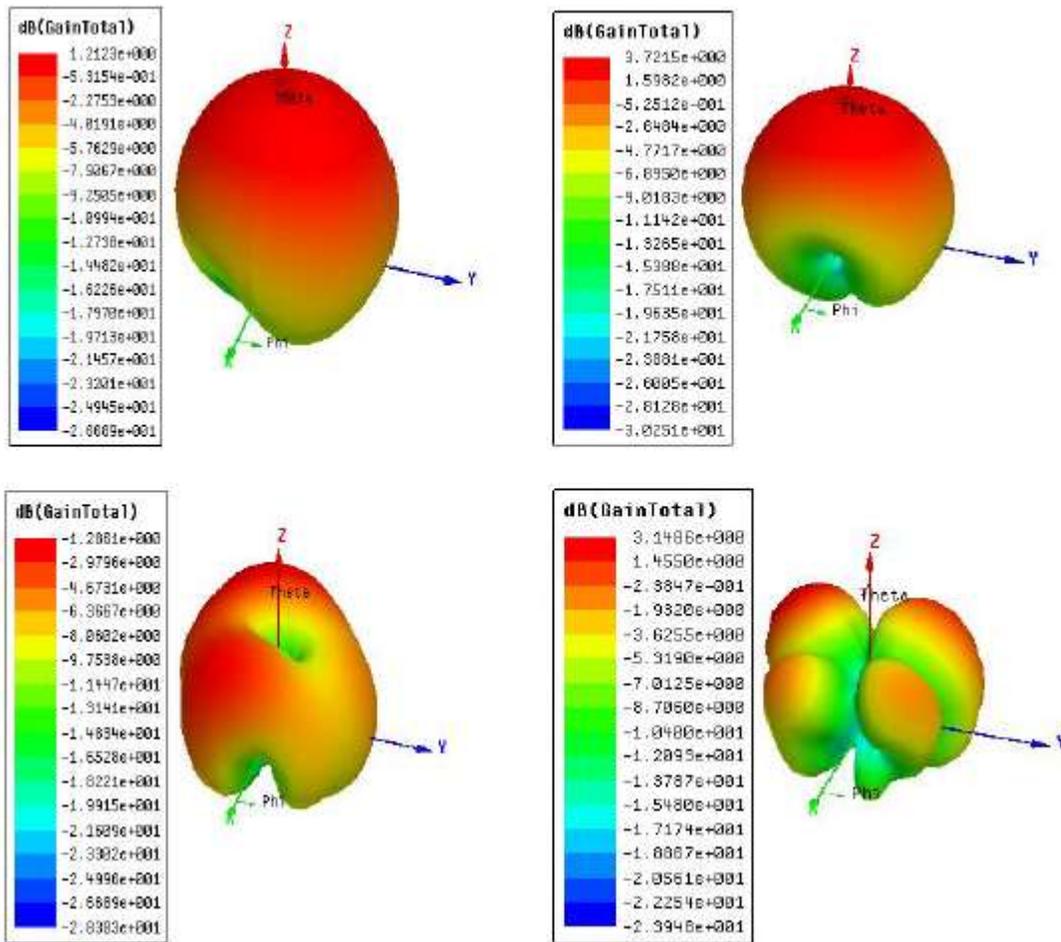


Figura 4.21. Patr3n de radiaci3n a cada una de las frecuencias de operaci3n del dispositivo.

Fuente: autora

Como se observa en la figura 4.21 se obtuvo una banda de frecuencia espuria en los 3.1 GHz que posee una ganancia negativa, el resto de las bandas para las que fue dise1ado el dispositivo poseen patrones de radiaci3n directivos y ganancias adecuadas para lograr el correcto funcionamiento del dispositivo.

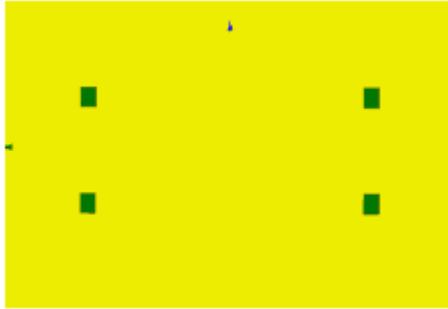


Figura 4.22. Modelo de la antena luego de agregarle las estructuras DGS.

Fuente: autora

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Conclusiones

Al concluir el presente trabajo en el que se han evaluado técnicas de diseño de antenas de microcinta de parche rectangular multibanda para sistemas de comunicaciones inalámbricas se puede arribar a las siguientes conclusiones:

- Se demostró que, en el caso de las antenas de doble frecuencia, el uso de una red de alimentación para ambas frecuencias es práctico solo cuando estas frecuencias son cercanas, para grandes separaciones de frecuencias deben de ser diseñadas dos redes de microcintas diferentes.
- Se evidenció que la frecuencia de operación de una antena de parche rectangular se puede variar en un rango de 1 a 1.5 sin cambiar su tamaño o el punto de alimentación.
- Se constató que estas técnicas permiten simplificar el diseño y la fabricación de antenas multibanda, pues no incluyen modificaciones que afecten la simplicidad estructural de las antenas de microcintas y no requieren un aumento en la complejidad de la red de alimentación.
- Se evidenció que para obtener mayores relaciones de frecuencias deben utilizarse otras técnicas de diseño que no están comprendidas dentro de las tres categorías para la obtención de antenas multibanda, como es el caso de las estructuras DGS.
- Se demostró que las antenas de doble frecuencia multi-parche ofrecen mayores relaciones de frecuencias que las demás técnicas, pero tienen la desventaja de que la presencia del parche principal afecta la resonancia de la otra estructura radiante y por tanto la frecuencia de resonancia superior es desplazada.

- Se comprobó que la técnica de antenas de doble frecuencia de modo ortogonal ofrece la menor relación de frecuencia, sin embargo, es la más sencilla de las técnicas empleadas.
- Se verificó que el uso del substrato FR-4 no es el más eficiente para este tipo de diseño.

Recomendaciones

1. Considerar el trabajo con otros sustratos que doten a estos diseños de una mayor eficiencia.
2. Realizar la construcción de algunos de los diseños para validar de manera práctica los resultados obtenidos.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Aguiar, J. (2017). *Diseño y simulación de antenas de microcintas de parche triangular cargadas con estructuras metamateriales para comunicaciones inalámbricas*. Trabajo de titulación previo a la obtención del grado de Magister en Telecomunicaciones, Guayaquil, Ecuador.
- Antar, Y., Ittipiboon, A., & Bhattacharyya, A. (1995). A dual-frequency antenna using a single patch and an inclined slot. *Microwave and Optical Technology Letters*, 306-309.
- Balanis, C. A. (2008). *Modern Antenna Handbook* (1ra ed.). New Jersey: John Wiley and Sons.
- Balanis, C. A. (2016). *Antenna Theory. Analysis and Design* (4ta ed.). New Jersey: JOHN WILEY & SONS.
- Croq, F., & Pozar, D. M. (1992). Multifrequency Operation of Microstrip Antennas Using Aperture Coupled Parallel Resonators. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*.
- Dahele, J. S. (1987). Dual-Frequency Stacked Annular-Ring Microstrip Antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*.
- El Yazidi, M., Himdi, M., & Daniel, J. P. (1993). Aperture coupled microstrip antenna for dual frequency operation. *Electronics Letters*.
- Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I., & Ittipiboon, A. (2001). *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House.
- Gómez, E., Rodríguez, I., Marante, F., & Rizo, L. (Enero-Abril de 2013). Estudio de la variación de diferentes parámetros en antenas de microcinta AAPC. *RIELAC, XXXIV 1/2013*, 27-39.
- Guha, D., Biswas, S., & Antar, Y. (2010). Defected Ground Structure for Microstrip Antennas. Obtenido de <https://onlinelibrary.wiley.com>
- Hernández, D. (2015). *Diseño, simulación y comparación de antenas microcintas a una frecuencia de 2.4 GHz*. Guayaquil: Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.

- Piazzesi, P., Maci, S., & Biffi Gent, G. (1995). Dual-Band, Dual-Polarized Patch Antennas. *International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering*, 375-384.
- Rodríguez, D., González, E., Coto, M., & Marante, F. (2014). Consideraciones de diseño de antenas de microcinta multibandas. *Revista Telem@tica*, 13(2), 1-12.
- Sig-Tu, A. (2019). *Diseño de arreglos de antenas de microcinta para sistemas inalámbricos en la banda de 2.4 GHZ*. Guayaquil: UCSG.
- Wang, J., Fralich, R., Wu, C., & Litva, J. (1991). Multifunctional Aperture Coupled Stacked Antenna. *IEEE*.

GLOSARIO DE TÉRMINOS

DGS: (*Defected Ground Structure*), Estructura con el Plano Tierra Defectuoso.

FR-4: *Flame Retardant 4*.

GPS: (*Global Positioning System*), Sistema de Posicionamiento Global.

HFSS: (*High Frequency Structure Simulator*), Simulador de Estructuras a Altas Frecuencias.

MLT: Método de la Línea de Transmisión.

RF: (*Radio Frequency*), Radio Frecuencia.

SAR: *Synthetic Aperture Radar*, Radar de Apertura Sintética.

TM: (*Transverse Magnetic*), Transversal Magnético.



**Presidencia
de la República
del Ecuador**



**Plan Nacional
de Ciencia, Tecnología,
Innovación y Saberes**



SENESCYT
Secretaría Nacional de Educación Superior,
Ciencia, Tecnología e Innovación

DECLARACIÓN Y AUTORIZACIÓN

Yo, **Robalino Cruz Lissette Geomar**, con C.C: # **0926388646** autora del trabajo de titulación: **Evaluación de técnicas de diseño de antenas de microcinta de parche rectangular multibanda para sistemas de comunicaciones inalámbricas**, previo a la obtención del título de **Magíster en Telecomunicaciones** en la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.

1.- Declaro tener pleno conocimiento de la obligación que tienen las instituciones de educación superior, de conformidad con el Artículo 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior, de entregar a la SENESCYT en formato digital una copia del referido trabajo de titulación para que sea integrado al Sistema Nacional de Información de la Educación Superior del Ecuador para su difusión pública respetando los derechos de autor.

2.- Autorizo a la SENESCYT a tener una copia del referido trabajo de titulación, con el propósito de generar un repositorio que democratice la información, respetando las políticas de propiedad intelectual vigentes.

Guayaquil, 4 de septiembre del 2019

f. _____

Nombre: **Robalino Cruz Lissette Geomar**

C.C: 0926388646

REPOSITORIO NACIONAL EN CIENCIA Y TECNOLOGÍA

FICHA DE REGISTRO DE TESIS/TRABAJO DE TITULACIÓN

TÍTULO Y SUBTÍTULO:	Evaluación de técnicas de diseño de antenas de microcinta de parche rectangular multibanda para sistemas de comunicaciones inalámbricas.		
AUTOR(ES)	Robalino Cruz Lissette Geomar		
REVISOR(ES)/TUTOR	MSc. Orlando Philco Asqui; MSc. Miguel Heras Sánchez / MSc. Luis Córdova Rivadeneira		
INSTITUCIÓN:	Universidad Católica de Santiago de Guayaquil		
FACULTAD:	Sistema de Posgrado		
PROGRAMA:	Maestría en Telecomunicaciones		
TÍTULO OBTENIDO:	Magister en Telecomunicaciones		
FECHA DE PUBLICACIÓN:	4 de septiembre del 2019	No. DE PÁGINAS:	84
ÁREAS TEMÁTICAS:	Antenas de microcinta, Geometría de los parches, línea de transmisión, cavidad resonante, antenas de microcinta multibanda, Diseño antena parche rectangular		
PALABRAS CLAVES/ KEYWORDS:	Antenas de microcintas, antenas multibanda, métodos de alimentación.		
RESUMEN/ABSTRACT:	<p>En el presente trabajo se evalúan técnicas de diseño de antenas de microcinta de parche rectangular multibanda, para sistemas de comunicaciones inalámbricas. En función de lo anterior se exponen los fundamentos teóricos de las antenas de microcinta haciendo énfasis en sus características, formas geométricas más comunes del parche, tipos de alimentación, así como sus ventajas y desventajas. Se analizan distintos métodos para el diseño de antenas microcinta ahondando en las técnicas que permiten obtener antenas con comportamiento multibanda. Basándose en estas técnicas se presentan diseños de antenas de parche rectangular empleando el software HFSSv15.0.2 para la simulación y optimización de los mismos. Finalmente se evalúan los diseños de acuerdo al comportamiento deseado. En el presente trabajo se utiliza el método de investigación Exploratorio, a través del cual se profundiza en el estado actual, las características y parámetros de las antenas de microcinta. A partir del logro del estado del arte se aplica el método Descriptivo para analizar la información obtenida y emplearla en el diseño de antenas de parche rectangular con el empleo técnicas que permitan lograr un comportamiento multibanda. Implica el paradigma Empírico-Analítico y corresponde a una investigación cuantitativa con procedimientos matemáticos para estudiar las tecnologías de este trabajo, así como para la realización de los diseños de cada estructura propuesta. La metodología de diseño aplicada es Experimental porque se manipulan los parámetros investigados, para obtener las mejores características del diseño en cuanto a lograr un comportamiento multibanda.</p>		
ADJUNTO PDF:	<input checked="" type="checkbox"/> SI	<input type="checkbox"/> NO	
CONTACTO CON AUTOR/ES:	Teléfono: +593-984881935	E-mail: lissrobalino@gmail.com	
CONTACTO CON LA INSTITUCIÓN (COORDINADOR DEL PROCESO UTE)::	Nombre: Romero Paz Manuel de Jesús		
	Teléfono: +593-994606932		
	E-mail: manuel.romero@cu.ucsg.edu.ec		
SECCIÓN PARA USO DE BIBLIOTECA			
Nº. DE REGISTRO (en base a datos):			
Nº. DE CLASIFICACIÓN:			