



UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

SISTEMA DE POSGRADO

MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES

TEMA:

**“DISEÑO DE ARREGLOS DE ANTENAS DE MICROCINTA PARA
SISTEMAS INALÁMBRICOS EN LA BANDA DE 2.4 GHZ”**

AUTOR:

SIG-TU TORAL ADRIAN ALFONSO

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

TUTOR:

MSC. MANUEL ROMERO PAZ

Guayaquil, 7 de marzo del 2019



**SISTEMA DE POSGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

CERTIFICACIÓN

Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por Sig-Tu Toral Adrián Alfonso como requerimiento parcial para la obtención del Título de Magíster en Telecomunicaciones.

TUTOR

MSc. Manuel Romero Paz

DIRECTOR DEL PROGRAMA

MSc. Manuel Romero Paz

Guayaquil, 7 de marzo del 2019



**SISTEMA DE POSGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

YO,
SIG-TU TORAL ADRIAN ALFONSO

DECLARO QUE:

El trabajo de Titulación “**Diseño de arreglos de antenas de microcinta para sistemas inalámbricos en la banda de 2.4 GHz**” 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, 7 de marzo del 2019

EL AUTOR

SIG-TU TORAL ADRIAN ALFONSO



**SISTEMA DE POSGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

AUTORIZACIÓN

YO, SIG-TU TORAL ADRIAN ALFONSO

Autorizo a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil a la **publicación**, en la biblioteca de la institución del Trabajo de Titulación de Titulación, “**Diseño de arreglos de antenas de microcinta para sistemas inalámbricos en la banda de 2.4 GHz**”, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y total autoría.

Guayaquil, 7 de marzo del 2019

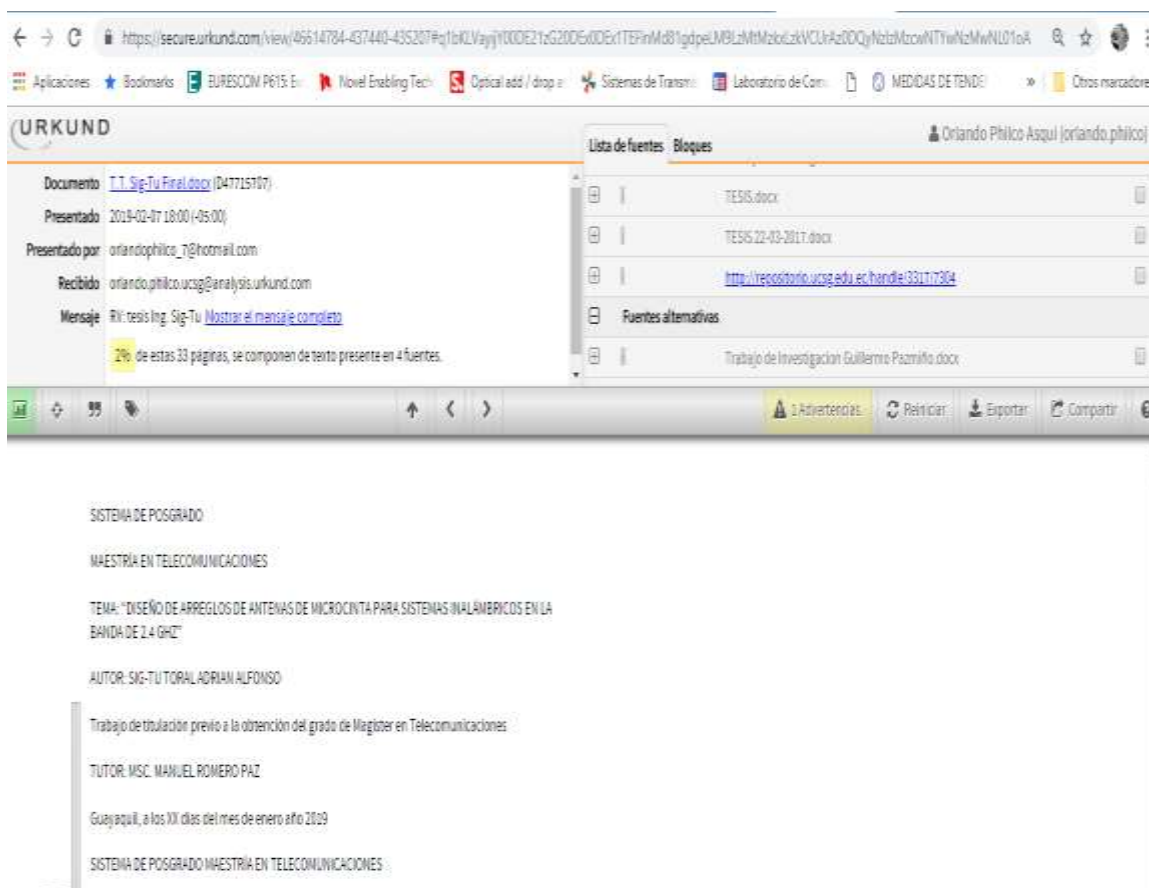
EL AUTOR

SIG-TU TORAL ADRIAN ALFONSO

Dedicatoria

Agradecimientos

REPORTE URKUND



The screenshot displays the URKUND web interface. The browser address bar shows the URL: <https://secure.orkund.com/view/46614784-437440-435207#q1bK2VayjY1000E21zG20D5x0DEx1TEFmMdB1gdpeUNBLzMtMzbcLzKVCUkAz0DQyNztlMcowNTYwNzNmWNL01oA>. The page title is "URKUND". The user is identified as "Orlando Phlco Asqui (orlando.phlco)".

Documento: T1_Sig-Tu_Final.docx (D47715707)

Presentado: 2019-02-07 18:00 (-05:00)

Presentado por: orlandophilco_7@hotmail.com

Recibido: orlando.phlco.ucasg@analysis.orkund.com

Mensaje: T1: tesis Ing. Sig-Tu [Mostrar el mensaje completo](#)

2% de estas 33 páginas, se componen de texto presente en 4 fuentes.

Lista de fuentes:

- TESIS.docx
- TESIS.22-03-2017.docx
- <http://repositorio.ucasg.edu.ec/handle/33117/304>
- Fuentes alternativas
- Trabajo de Investigacion Guillermo Pazmiño.docx

SISTEMA DE POSGRADO

MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES

TEMA: "DISEÑO DE ARREGLOS DE ANTENAS DE MICROCINTA PARA SISTEMAS INALÁMBRICOS EN LA BANDA DE 2.4 GHz"

AUTOR: SIG-TUTORAL ADRIAN ALFONSO

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

TUTOR: MSc. MANUEL ROMERO PAZ

Guayaquil, a los XX días del mes de enero año 2019

SISTEMA DE POSGRADO MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

**SISTEMA DE POSGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN

f. _____

MSc. Manuel Romero Paz
TUTOR

f. _____

MSc. Manuel Romero Paz
DIRECTOR DEL PROGRAMA

f. _____

MSc. Orlando Philco Asqui
REVISOR

f. _____

MSc. Luis Cordova Rivadeneira
REVISOR

RESUMEN

En este trabajo se describe el diseño y simulación de arreglos de antenas de microcintas de parche rectangular. Se realiza un estudio de arreglos de fase y principales características de radiación, así como los fundamentos teóricos del diseño de antenas de microcintas, describiéndose las configuraciones, modos de alimentación y excitación. Se fundamenta el diseño de la antena que constituye el elemento simple de los arreglos y se determinan sus características de radiación e impedancia de entrada a 2.4 GHz con el empleo del programa de Simulación de Estructuras de Alta Frecuencia (*HFSS*). Se propone el diseño y simulación de dos arreglos planos uniformes de 2x2 y 4x4 elementos con diferentes valores de fase relativa de excitación para variar la dirección del lóbulo principal del haz de radiación desde 0 hasta 360 grados. Se utiliza el método Exploratorio, para profundizar el estado actual de la tecnología de arreglos de antenas de microcinta y su empleo en comunicaciones inalámbricas, estableciendo así el estado del arte de dicha temática. Con esto se aplica el método Descriptivo para analizar la información obtenida y emplearla en diseñar arreglos de antenas de microcinta para sistemas inalámbricos en la banda de 2.4 GHz. Se aplica el paradigma Empírico-Analítico y un enfoque Cuantitativo con operaciones matemáticas para caracterizar las tecnologías estudiadas y realizar diseños de cada estructura propuesta. La metodología de diseño es Experimental porque se manipulan los parámetros investigados, para obtener las mejores características del diseño en cuanto a ganancia y directividad.

Palabras clave: antenas de microcintas, arreglos de antenas, arreglos de fase.

ABSTRACT

In the present work it's describe the design and simulation of arrays of rectangular patch microstrip antennas. A study is made of the phase arrangements and their main radiation characteristics, as well as the theoretical fundamentals of the design of the microstrip antennas, describing the different configurations, modes of feeding and excitation. The design of the antenna that constitutes the simple element of the arrays is based and its characteristics of radiation and input impedance at the 2.4 GHz frequency are determined with the use of the High Frequency Structures Simulation program (HFSS). Finally, it's propose the design and simulation of two flat uniform arrays of 2x2 and 4x4 elements with different values of relative phase of excitation that allow to vary the direction of the main lobe of the radiation beam from 0 to 360 degrees. The Exploratory method is used to deepen the current state of microstrip antenna array technology and its use in wireless communications, thus establishing the state of the art of that subject. With this the Descriptive method is applied to analyze the obtained information and to use it in designing microstrip antenna arrays for wireless systems in the 2.4 GHz band. The Empirical-Analytical paradigm and a Quantitative approach with mathematical operations are applied to characterize the studied technologies and make designs of each proposed structure. The design methodology is Experimental because the investigated parameters are manipulated to obtain the best design characteristics in terms of gain and directivity.

Keywords: *microstrip antennas, antenna arrays, phased arrays.*

ÍNDICE GENERAL

ÍNDICE DE FIGURAS	XIV
CAPITULO 1 . Descripción del proyecto de intervención.	2
1.1 Justificación del problema a investigar.....	2
1.2 Antecedentes.....	4
1.3 Definición del problema.....	5
1.4 Objetivos.....	5
1.4.1 Objetivo General.....	5
1.4.2 Objetivos específicos.....	5
1.5 Hipótesis.....	6
1.6 Metodología de investigación.....	6
CAPITULO 2 . Fundamentación teórica.....	7
2.1 Fundamentos de las antenas.....	7
2.2 Diagrama de radiación.....	7
2.2.1 Impedancia de entrada.....	10
2.2.2 Directividad.....	12
2.2.3 Ganancia.....	12
2.2.4 Eficiencia.....	13
2.2.5 Resistencia de Radiación.....	14
2.2.6 Ancho de banda.....	14
2.2.7 Razón de onda estacionaria.....	15
2.3 Antenas de microcintas.....	16
2.3.1 Estructuras y características.....	16
2.4 Métodos de análisis de las antenas de microcinta.....	17
2.4.1 Modelo de la línea de transmisión.....	17
2.4.2 Modelo de la cavidad resonante.....	21
2.5 Geometría del parche.....	24
2.5.1 Métodos de alimentación.....	24
2.6 Ventajas y desventajas de las antenas de microcinta.....	28
CAPITULO 3 . Generalidades de los arreglos de antenas.	29

3.1	Características de los arreglos y principio de multiplicación del patrón de radiación.....	29
3.2	Campos radiados por los arreglos.....	31
3.3	Espaciado entre elementos del arreglo.....	31
3.4	Tipos de arreglos	32
3.4.1	Arreglos lineales.....	32
3.4.2	Arreglos planos.....	33
3.4.3	Arreglos volumétricos.....	40
3.5	Generalidades de los arreglos de fase.....	40
3.5.1	Aplicaciones de los arreglos de fase	41
3.6	Ventajas y desventajas de los arreglos.....	44
CAPITULO 4 . Diseño y simulación de arreglos de antenas de microcinta de parche rectangular.....		46
4.1	Diseño y simulación del elemento simple.....	46
4.2	Diseño y simulación de un arreglo plano uniforme de 4 elementos.....	53
4.2.1	Análisis de radiación.....	55
4.3	Diseño y simulación de un arreglo plano uniforme de 16 elementos.....	61
4.3.1	Análisis de radiación.....	63
4.4	Comparación entre los arreglos planos uniformes de 4 y 16 elementos..	68
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES		70
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....		72
GLOSARIO DE TÉRMINOS.....		75
ANEXOS		76

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1. Diagrama de radiación tridimensional.	8
Figura 2.2. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas.	9
Figura 2.3. Diagrama de radiación en coordenadas polares.	9
Figura 2.4. Lóbulos en el diagrama de radiación.	10
Figura 2.5. Antena transmisora y su representación Thevenin.	11
Figura 2.6. Representación de una antena con su potencia de alimentación y emitida.	13
Figura 2.7. Representación de un circuito de dos puertos.	15
Figura 2.8. Estructura de una antena de microcintas.	16
Figura 2.9. Modelaje de la línea de transmisión de una antena.	17
Figura 2.10 Comportamiento del campo eléctrico en antenas de microcinta. a) Antena microcinta b) Vista lateral.	18
Figura 2.11. Líneas de microcinta y sus líneas de campo eléctrico.	19
Figura 2.12. Longitudes físicas y efectivas de una antena de microcinta de parche rectangular. a) Vista superior b) Vista lateral.	20
Figura 2.13. Distribución de carga y densidad de corriente en el parche.	22
Figura 2.14 Componentes magnéticos y eléctricos.	23
Figura 2.15 Diferentes parches para antenas de microcinta.	24
Figura 2.16 Antena de microcinta con alimentación por línea de transmisión.	25
Figura 2.17 Antena con alimentación mediante cable coaxial.	26
Figura 2.18 Alimentación de una antena con acoplamiento a través de ranura.	27
Figura 2.19 Antena alimentada por proximidad.	28
Figura 3.1 Arreglo lineal de N elementos posicionados sobre el eje x.	33
Figura 3.2 Arreglo plano.	34
Figura 3.3 Curvas de nivel de un arreglo plano uniforme de 5x5 elementos.	37
Figura 3.4 Patrón de radiación de un arreglo plano uniforme con separación $dx = dy = \lambda/4$	38
Figura 3.5 Patrón de radiación de un arreglo plano uniforme con separación $dx = dy = \lambda/2$	39
Figura 3.6. Esquema en bloques de un arreglo de fase.	41

Figura 3.7 Sistema de RFID genérico.	43
Figura 3.8.a) Arreglo de fase de 19 elementos de ranura cruzada. b) Antena de alta ganancia T-4000 de Inmarsat.....	44
Figura 4.1. Antena de parche rectangular diseñada en el software HFSS.....	48
Figura 4.2. Frecuencia de resonancia y pérdidas de retorno de la antena de parche.	49
Figura 4.3. Diagrama de ganancia de la antena de parche.	49
Figura 4.4. Impedancia de entrada de la antena de parche.....	50
Figura 4.5. Razón de Onda Estacionaria de la antena de parche.....	51
Figura 4.6. Directividad de la antena de parche.....	52
Figura 4.7. Principales parámetros de la antena de parche rectangular diseñada.....	52
Figura 4.8. Arreglo plano uniforme diseñado en el software HFSS.....	53
Figura 4.9. Frecuencia de resonancia y pérdidas de retorno del arreglo.	54
Figura 4.10. Diagrama de ganancia del arreglo.	54
Figura 4.11. Directividad del arreglo.	55
Figura 4.12. Diferencia de fase entre los elementos del arreglo plano uniforme. .	56
Figura 4.13. Patrón de radiación para el caso $\theta=90^\circ$ y $\phi=0^\circ$	57
Figura 4.14. Patrón de radiación para el caso $\theta=90^\circ$ y $\phi=30^\circ$	58
Figura 4.15. Patrón de radiación para el caso $\theta=90^\circ$ y $\phi=60^\circ$	59
Figura 4.16. Patrón de radiación para el caso $\theta=\phi=90^\circ$	59
Figura 4.17. Patrón de radiación para el caso $\theta=90^\circ$ y $\phi=180^\circ$	60
Figura 4.18. Patrón de radiación para el caso $\theta=90^\circ$ y $\phi=270^\circ$	61
Figura 4.19. Arreglo plano uniforme diseñado en el software HFSS.....	62
Figura 4.20. Diagrama de ganancia del arreglo.	62
Figura 4.21. Directividad del arreglo.	63
Figura 4.22. Patrón de radiación para el caso $\theta=90^\circ$ y $\phi=0^\circ$	64
Figura 4.23. Patrón de radiación para el caso $\theta=90^\circ$ y $\phi=30^\circ$	65
Figura 4.24. Patrón de radiación para el caso $\theta=90^\circ$ y $\phi=60^\circ$	65
Figura 4.25. Patrón de radiación para el caso $\theta=\phi=90^\circ$	66
Figura 4.26. Patrón de radiación para el caso $\theta=90^\circ$ y $\phi=180^\circ$	67
Figura 4.27. Patrón de radiación para el caso $\theta=90^\circ$ y $\phi=270^\circ$	67
Figura 4.28. Parámetros del arreglo plano uniforme de 4 elementos.....	68

Figura 4.29 Parámetros del arreglo plano uniforme de 16 elementos..... 69

ÍNDICE DE TABLAS

<i>Tabla 3.1 Separación entre elementos</i>	48
<i>Tabla 4.1. Dimensiones y materiales para la antena optimizados</i>	64
<i>Tabla 4.2. Fase de excitación de los elementos del arreglo</i>	73

CAPITULO 1 . Descripción del proyecto de intervención.

En el presente capítulo se justificará y delimitará el problema a investigar, se establecerán los objetivos generales y específicos, la hipótesis y la metodología de investigación.

1.1 Justificación del problema a investigar.

Actualmente, se está inmerso en la que se denomina revolución tecnológica de las comunicaciones inalámbricas, una revolución similar a la que protagonizaron en su momento la electricidad, la televisión, el ordenador o las mismas comunicaciones con cable, que supusieron nuevos modelos de negocio. Una de las principales ventajas de esta tecnología es la movilidad, no depender del cable. El hecho de que el punto de entrada en la red de comunicaciones no esté ligado a una ubicación fija y que el medio de transmisión ya esté preparado favorece su expansión, que puede ser más rápida que la de cualquier otro tipo de tecnología (Prieto, 2017).

En este tipo de comunicaciones las antenas constituyen un componente esencial. Diversos tipos de antenas han sido creadas con el propósito de lograr diseños que se adapten mejor a la tendencia de miniaturización al lograr dispositivos cada vez más pequeños y con componentes más livianos.

Las antenas tipo parche, son uno de los adelantos más importantes de las aplicaciones electromagnéticas, siendo actualmente la solución más variable para sistemas que necesitan un elemento radiante. Estas antenas se consideran del tipo impresas, por el uso de técnicas de producción de circuitos impresos en su alimentación y estructura emisora. Entre las antenas impresas, las de parche producidas en métodos *microstrip* (microcinta) son las más populares y rentables.

Esto se debe a sus mayores ventajas: facilidad de integración, buen control de la radiación y un precio bajo de producción (Waterhouse, 2003), (Orbaiceta, 2017).

Las antenas de microcinta actualmente tienen un gran auge debido a su uso en aplicaciones en las que el tamaño reducido es importante, por ejemplo, en comunicaciones inalámbricas de manera general, y para frecuencias elevadas principalmente en los rangos de microondas y ondas milimétricas.

Sin embargo, este tipo de antena tiene un uso limitado en aplicaciones donde las características de radiación requeridas no se pueden obtener con un solo elemento. Esta dificultad puede ser resuelta agrupando un total de n elementos radiantes, formando un arreglo geométrico y eléctrico que da como resultado un aumento de las características de radiación. Dicho arreglo puede estar formado de manera que, presente un máximo de radiación en una dirección o direcciones específicas, y un mínimo en las no deseadas.

Un arreglo de fase está compuesto por múltiples antenas estacionarias que se encuentran excitadas coherentemente y utiliza un control de fase variable o retardo temporal (*time-delay*) en cada elemento para variar el haz hacia un ángulo dado del espacio. Esto tiene como objetivo mejorar el control del patrón de radiación y lograr mayores ganancias y menores niveles de lóbulos secundarios, siendo la principal razón poder producir un haz direccional que pueda ser reposicionado electrónicamente. De manera general estas están compuestas por los elementos radiantes o antenas, una etapa de cambio de fase y/o amplitud, la red de alimentación, la excitación y una circuitería de control.

En un arreglo de fase, la fase de la señal de alimentación de cada elemento del arreglo se puede controlar independientemente, al cambiar la fase de un elemento a otro según cierto algoritmo, con lo que se puede reposicionar convenientemente el patrón de radiación del conjunto. Es por esto que la etapa de cambio de fase es la que caracteriza al arreglo, ya que es donde se varían intencionadamente las fases relativas de las señales con que se alimenta cada antena, es decir, es donde

se controla la fase de cada elemento individual para formar un haz en la posición y forma deseada.

Los arreglos de fase se consideran como las antenas de mayor uso en todo el mundo, debido a que cumplen con los exigentes requerimientos de los sistemas de radar con escaneo electrónico y de los sistemas de comunicaciones de banda ancha. Son utilizados en diversas aplicaciones de microondas tales como GPS (Sistema de Posicionamiento Global), en sistemas de comunicaciones móviles, satelitales y telemetría, antenas para misiles y aeronaves, transmisión directa de televisión satelital, vehículos dirigidos con control remoto, redes de comunicaciones de área local (WLAN) y sistemas militares.

En el presenta trabajo se expondrá el diseño de dos arreglos de antenas microcinta destinadas a operar en comunicaciones móviles en la banda de 2.4 GHz.

1.2 Antecedentes.

Actualmente las antenas de microcintas han alcanzado mucha importancia en la evolución de sistemas inalámbricos de comunicaciones móviles por las ventajas que ofrecen (Castillo del Pezo, 2018). Las mismas han tenido un gran auge desde principios de los 90's, como elementos de antenas o como arreglos y pueden satisfacer completamente los requerimientos de las comunicaciones. Entre sus ventajas se tienen que son versátiles, de bajo costo, livianas, moldeables, delgadas, con posibilidad de operación en diferentes bandas, baja sensibilidad a las tolerancias de fabricación y tiene una gran facilidad de integración con los amplificadores de microondas.

Por la disposición de estas antenas para ser implementadas en arreglos, se pueden delinear y desplegar estructuras que permitan mejor directividad y ganancia (Orbaiceta, 2017).

Además, el empleo de tecnología de circuito impreso tanto en la red de alimentación como en la estructura radiante de la antena, hace que el coste de

fabricación de este tipo de estructuras sea considerablemente bajo (Waterhouse, 2003).

1.3 Definición del problema.

Necesidad de mejorar las características de directividad y ganancia de arreglos de antenas de microcinta operando en sistemas inalámbricos en la banda de 2.4 GHz.

1.4 Objetivos.

A continuación, se detallan el objetivo general y los objetivos específicos:

1.4.1 Objetivo General.

Diseñar arreglos de antenas de microcintas planos uniformes para su operación en comunicaciones inalámbricas en la banda de 2.4 GHz.

1.4.2 Objetivos específicos.

- Evaluar los parámetros básicos de las antenas de microcintas y de los arreglos planos.
- Diseñar y simular una antena de microcintas con geometría rectangular a la frecuencia de 2.4 GHz alimentada a través de un conector coaxial.
- Diseñar y simular arreglos planos uniformes de 2x2 y 4x4 elementos en el programa Ansoft HFSSv15.0.2 para determinar las características de ganancia y directividad.
- Determinar la fase de excitación de los elementos individuales de los arreglos, para variar la dirección del lóbulo principal del patrón de radiación de estos.

1.5 Hipótesis.

Si se logra variar la fase de excitación de cada uno de sus elementos de arreglos planos uniformes de antenas de microcintas se podría modificar el patrón de radiación y lograr mejores características de ganancia y directividad en la banda de 2.4 GHz.

1.6 Metodología de investigación.

En el presente trabajo se utiliza el método de investigación Exploratorio, a través del cual se profundiza en el estado actual de la tecnología referente a los arreglos de antenas de microcinta y su empleo en las comunicaciones inalámbricas, estableciendo con esta información el estado del arte de dicha temática.

Posteriormente, con el método descriptivo se evalúa los datos recopilados y se aplican al diseño de arreglos de antenas de microcinta para sistemas inalámbricos que operan en la banda de 2.4 GHz.

Mediante el paradigma Empírico-Analítico y el empleo de un enfoque cuantitativo con cálculos matemáticos para determinar las técnicas de esta investigación, así como para la realización de los diseños de cada estructura propuesta.

Es una investigación experimental por la manipulación que se realiza de las medidas utilizadas, para conseguir los mejores resultados del diseño en cuanto ganancia y directividad.

CAPITULO 2 . Fundamentación teórica.

En este apartado se presentan los elementos conceptuales acerca de las antenas, describiendo sus principales características. Se evalúa la antena de microcinta por las facilidades que ofrece en la implementación de sistemas inalámbricos (Castillo del Pezo, 2018).

2.1 Fundamentos de las antenas.

La antena es un componente de un sistema más extenso razón por la cual es necesario caracterizarla a través de una serie de parámetros que permitan evaluar si el comportamiento de la antena es el deseado para incluirla o no en dicho sistema. A continuación, se describen cada uno de esos parámetros fundamentales para la caracterización de una antena.

2.2 Diagrama de radiación.

Es una imagen que muestra las características de emisión de la antena de acuerdo a un sistema de coordenadas esférico para un recorrido fijo. La antena se ubica en el inicio y se conserva constante el trecho, se formulará el campo eléctrico según las medidas de los ángulos θ y ϕ (Cardama, y otros, 2002), (Alvarez, 2017).

La importancia del diagrama de radiación radica en el área de los campos lejanos, que es donde el patrón es invariable con el recorrido. El campo magnético depende del eléctrico, por lo que la imagen podría generarse de cualquiera de ellos, generalmente los diagramas se orientan al campo eléctrico. La figura 2.1 presenta un patrón de radiación tridimensional (Castillo del Pezo, 2018).

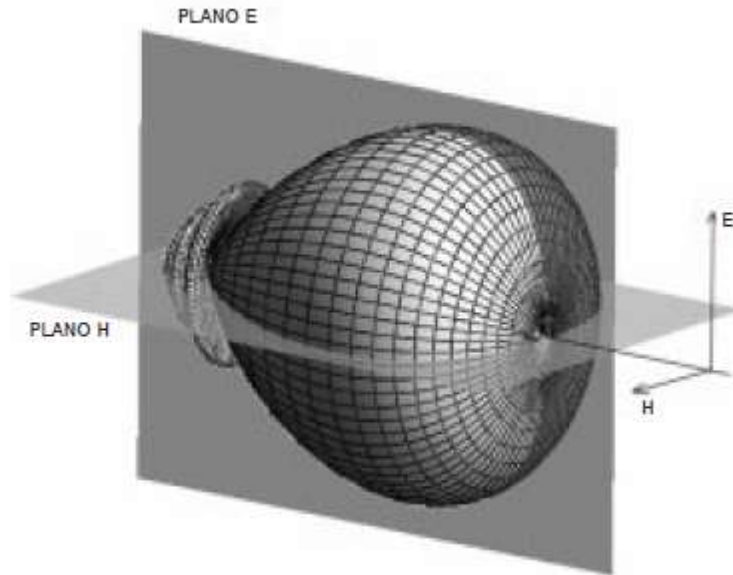


Figura 2.1. Diagrama de radiación tridimensional.

Fuente: (Cardama, y otros, 2002)

Si bien la información de la radiación es tridimensional, puede ser de interés mostrar un corte del patrón, siendo los más utilizados aquellos que siguen los meridianos en una hipotética esfera o los paralelos. La información de todos los cortes del diagrama es excesiva, por lo que se recurre a representar dicha información sólo en los planos principales (Cardama, y otros, 2002), (Carrillo, 2010).

Los cortes bidimensionales del diagrama de radiación se pueden representar en coordenadas polares o cartesianas. En el primer caso el ángulo en el diagrama polar representa la dirección del espacio, mientras que el radio representa la intensidad del campo eléctrico o la densidad de potencia radiada. En coordenadas cartesianas se representa el ángulo en abscisas y el campo o la densidad de potencia en ordenadas (Cardama, y otros, 2002).

La representación en coordenadas cartesianas (véase figura 2.2) muestra las características de antenas muy directivas, y la representación polar (véase figura 2.3) suministra datos más claros de la distribución de potencia en varias trayectorias del espacio (Cardama, y otros, 2002), (Millanes, 2013).

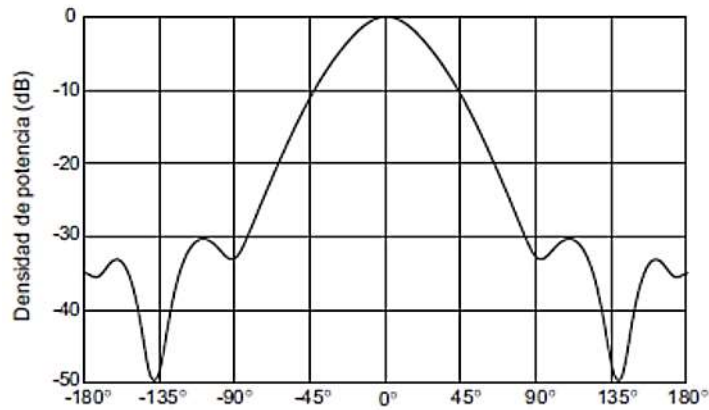


Figura 2.2. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas.

Fuente: (Cardama, y otros, 2002)

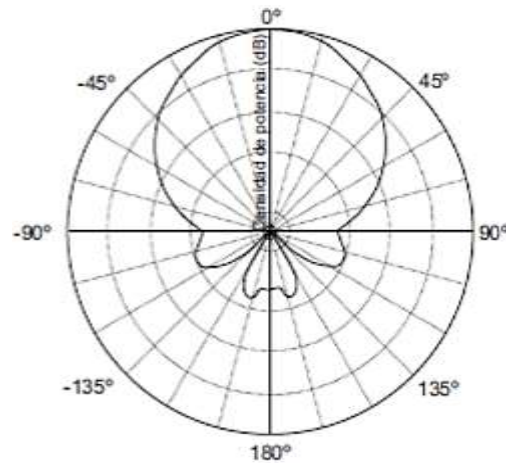


Figura 2.3. Diagrama de radiación en coordenadas polares.

Fuente: (Cardama, y otros, 2002)

Los diagramas de radiación de las antenas, habitualmente no son parejos, pues en una trayectoria aumenta la emisión y en otras se anula (Balanis, 2016). La Figura 2.4 muestra los lóbulos del diagrama de radiación, que de acuerdo a sus extensiones y ubicación pueden ser (Castillo del Pezo, 2018):

- Principal: contiene la zona de mayor emisión.

- Secundarios: incluyen los lóbulos de emisión de una antena menos el principal.
- Laterales: son los lóbulos secundarios con su emisión mayor a los lados del principal.
- Trasero: es aquel secundario ubicado en orientación contraria a la del principal.

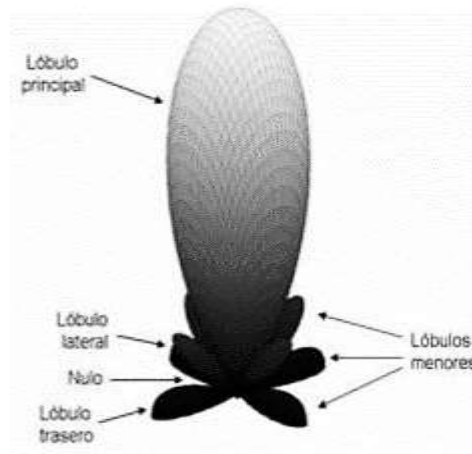


Figura 2.4. Lóbulos en el diagrama de radiación.

Fuente: (Balanis, 2016)

Del patrón de radiación como parámetro primario también se pueden definir otros parámetros secundarios así (Alvarez, 2017):

- Ancho del lóbulo principal: ángulo entre los puntos de emisión de media potencia.
- Ancho del lóbulo principal entre nulos: el ángulo entre las orientaciones de los nulos contiguos al lóbulo principal.

2.2.1 Impedancia de entrada.

Es la relación entre el voltaje y la corriente en la entrada del sistema y habitualmente es compleja. La parte real $R_A(w)$ se llama resistencia de antena y la imaginaria $X_A(w)$, reactancia de antena. La figura 2.5 muestra el dispositivo emitiendo y su equivalente Thevenin (Alvarez, 2017).

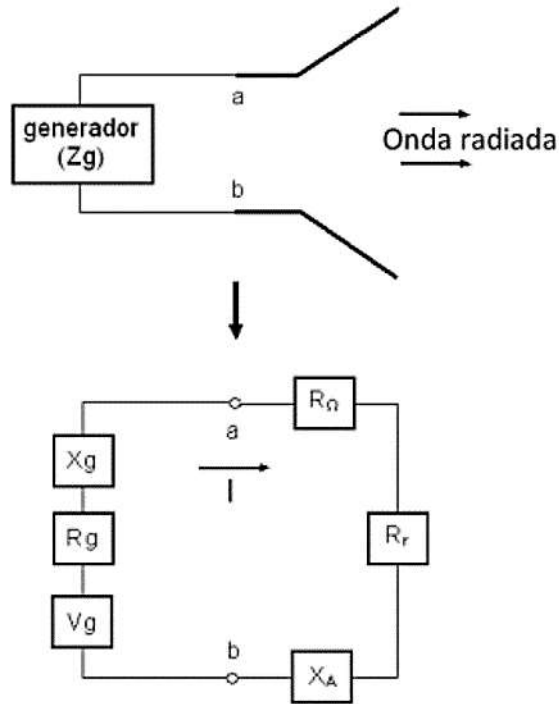


Figura 2.5. Antena transmisora y su representación Thevenin.

Fuente: (Balanis, 2016)

$$Z_A = R_A(\omega) + jX_A(\omega) \quad (2.1)$$

La parte real se puede descomponer como:

$$R_A(\omega) = R_r + R_\Omega \quad (2.2)$$

Siendo R_r la resistencia de radiación y R_Ω la resistencia de pérdidas óhmicas. De esta manera, se puede distinguir entre potencia radiada por la antena (P_r) y potencia disipada en calor (P_l):

$$P_r = \frac{1}{2} |I_a|^2 R_r \quad (2.3)$$

$$P_l = \frac{1}{2} |I_a|^2 R_\Omega \quad (2.4)$$

Donde I_a es la intensidad de la corriente de entrada del dispositivo.

2.2.2 Directividad.

Parámetro eléctrico secundario de las antenas que depende de la forma del diagrama de emisión, aporta a la cuantificación de las características direccionales de las antenas (Balanis, 2016), (Castillo del Pezo, 2018).

Es la relación entre la densidad de potencia máxima emitida por el elemento en prueba y la densidad de potencia pico emitida por una antena de referencia, si las dos irradian igual potencia total (véase ecuación 2.5).

$$D = \frac{P_{max}}{P_0} \} W_r = W_0 \quad (2.5)$$

Donde:

P_{max} : Densidad de potencia máxima de la antena.

P_0 : Densidad de potencia máxima de la antena de referencia.

W_r : Potencia total radiada por la antena.

W_0 : Potencia total radiada por la antena de referencia.

2.2.3 Ganancia.

La ganancia es un parámetro secundario de las antenas. Se define como la relación que existe entre la densidad de potencia máxima radiada por la antena bajo prueba y la densidad de potencia máxima radiada por otra antena tomada como referencia, siempre y cuando ambas tengan la misma potencia de alimentación (Balanis, 2016).

Es decir que:

$$G = \frac{P_{max}}{P_0} \} W_0 = W_a \quad (2.6)$$

Donde:

P_{max} : Densidad de potencia máxima de la antena.

P_0 : Densidad de potencia máxima de la antena de referencia.

W_0 : Potencia total con que se alimenta la antena de referencia.

W_a : Potencia total con que se alimenta la antena bajo prueba.

La directividad y la ganancia están relacionadas entre sí por la eficiencia ξ como se expresa en la ecuación 2.7.

$$G = \xi D \quad (2.7)$$

2.2.4 Eficiencia.

La eficiencia de una antena es un parámetro primario, pues no depende de ningún otro parámetro primario o secundario, y se define como la relación entre la potencia radiada y la potencia de alimentación de la antena como se expresa en la ecuación 2.8 (Balanis, 2016).

$$\xi = \frac{W_r}{W_a} \quad (2.8)$$

Donde:

W_r : Potencia total radiada por la antena en todas direcciones (véase figura 2.6)

W_a : Potencia total con que se alimenta la antena.

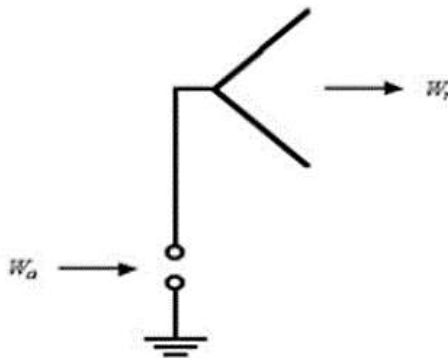


Figura 2.6. Representación de una antena con su potencia de alimentación y emitida.

Fuente: (Balanis, 2016)

2.2.5 Resistencia de Radiación.

La resistencia de radiación se puede analizar como un parámetro equivalente a una resistencia óhmica que consumiría en calor por efecto Joule, la misma cantidad de potencia que la antena radia al medio circundante en forma de ondas electromagnéticas, cuando la corriente de alimentación es la misma. Realmente esa resistencia de radiación no existe físicamente, pero dicho concepto es muy útil y se emplea mucho en el análisis de cualquier antena. El valor matemático de esta resistencia se puede obtener mediante la expresión:

$$R_r = \frac{W_r}{(I_a)^2} \quad (2.9)$$

Donde:

R_r : Resistencia de radiación.

W_r : Potencia de radiación.

I_a : Corriente que toma la antena en su punto de alimentación.

2.2.6 Ancho de banda.

Todas las antenas, debido a su geometría finita, están limitadas a operar satisfactoriamente en una banda o margen de frecuencia. Este intervalo de frecuencias, en el que un parámetro determinado de una antena no sobrepasa unos límites prefijados, se conoce como ancho de banda (Balanis, 2016).

Es un parámetro secundario de los elementos pues depende de los valores límites de otros parámetros (primarios o secundarios). Cualquier parámetro de una antena en un sistema de comunicación puede determinar el ancho de banda, solo uno marca el límite a bajas frecuencias y otro (o el mismo) en altas frecuencias. El ancho de banda (BW) es la relación entre el rango de frecuencias que contiene las características y la frecuencia central (véase ecuación 2.10) (Cardama, y otros, 2002), (Castillo del Pezo, 2018).

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \quad (2.10)$$

Según el ancho de banda estos dispositivos pueden ser (Castillo del Pezo, 2018):

- De banda estrecha: si el ancho de banda es menor del 10% de su frecuencia nominal.
- De banda ancha: si su ancho de banda está entre el 10% y el 120% de su portadora central.
- Independientes de la frecuencia: si el ancho de banda de operación es superior a la relación 1:4.

2.2.7 Razón de onda estacionaria.

Es la relación entre la máxima y la mínima caída de potencial de la onda estacionaria de voltaje o corriente a la salida del generador (figura 2.7) (González, 2008) (Castillo del Pezo, 2018).

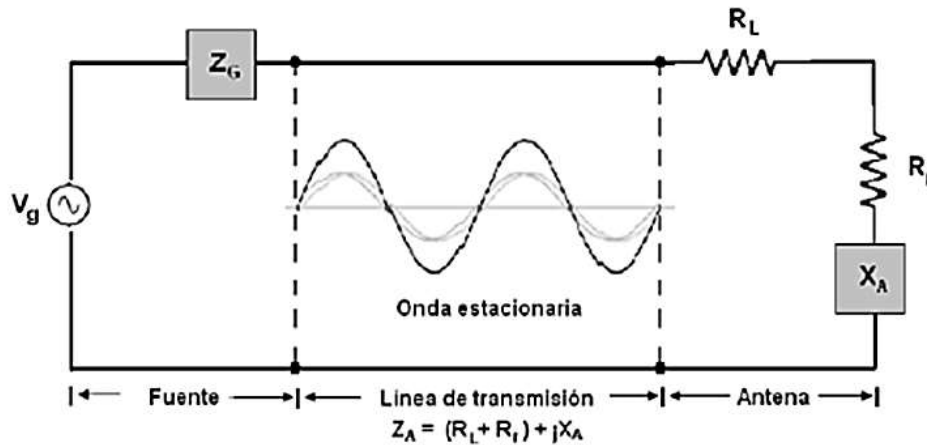


Figura 2.7. Representación de un circuito de dos puertos.

Fuente: (Pozar & Schaubert, 1995)

ROE: número real que varía de uno a infinito y se determina con la ecuación 2.11 (Castillo del Pezo, 2018).

$$ROE = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{I_{max}}{I_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.11)$$

Donde:

Γ : Coeficiente de reflexión.

2.3 Antenas de microcintas.

Son elementos impresos, del grupo de las antenas planas, se usan desde los años 50, y a partir de los años 70 se tienen antenas fabricadas aplicadas en sistemas (Castillo del Pezo, 2018).

2.3.1 Estructuras y características.

Está formada por un substrato dieléctrico con un parche metálico radiante en una de sus caras y en la otra el plano de tierra. Tales parches pueden tener diferentes formas, los más empleados son rectangular, cuadrado, circular y en forma de anillo (Gómez, Rodríguez, Marante, & Rizo, 2013), (Castillo del Pezo, 2018).

En la figura 2.8 se pueden observar la estructura de una antena de este tipo.

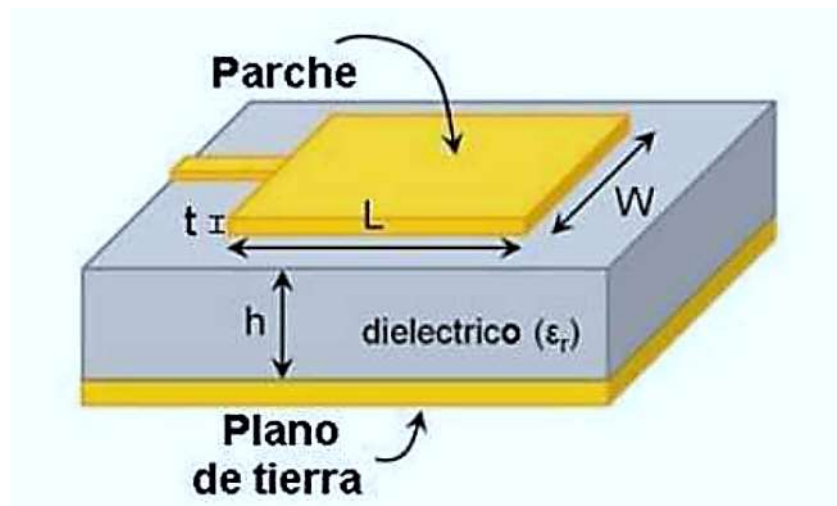


Figura 2.8. Estructura de una antena de microcintas.

Fuente: (Hernandez, 2015)

El substrato dieléctrico generalmente tiene un espesor (h) dentro del rango de $0.01\lambda_0$ a $0.05\lambda_0$, siendo λ_0 la longitud de onda en el espacio libre. Es usado fundamentalmente para proveer el espaciado correcto y soporte mecánico entre el parche y su plano de tierra. Es también a menudo usado con un material

de constante dieléctrica (ϵ_r) alta, para cargar el parche y reducir su tamaño. El material del sustrato debe ser bajo en pérdidas de inserción con una pérdida tangencial menor que 0.005, fundamentalmente para aplicaciones de grandes arreglos (Gómez, Rodríguez, Marante, & Rizo, 2013).

2.4 Métodos de análisis de las antenas de microcinta.

La gran cantidad de formas de parche, técnicas de alimentación, la existencia de un sustrato no homogéneo y condiciones de contorno no homogéneas hacen del análisis de las antenas de microcintas un proceso complejo para el cual se han creado diferentes modelos o técnicas de análisis entre las que se encuentran el modelo de la línea de transmisión, el modelo de cavidad, el método de los momentos, el método de Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD) y el Método de los Elementos Finitos (FEM).

2.4.1 Modelo de la línea de transmisión.

Este modelo presenta una gran facilidad de diseño. Considera los bordes de la antena como dos aperturas (*slots*) que radian. Cada apertura tiene un grosor W (ancho de la antena), una altura h (ancho del sustrato) y separados a una distancia L (longitud de la antena). Las aperturas a su vez son consideradas como admitancias complejas compuestas de una conductancia G y una susceptancia B . En la figura 2.9 se muestra el circuito equivalente para una antena de parche rectangular con el modelo de la línea de transmisión.

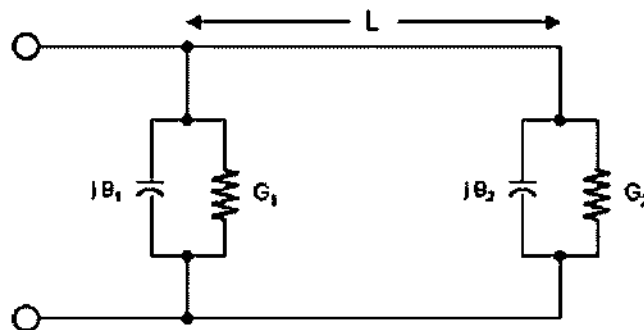


Figura 2.9. Modelaje de la línea de transmisión de una antena.

Fuente: (Balanis, 2016)

2.4.1.1 Desbordamiento de los campos.

Debido a que las dimensiones del parche de microcinta son de longitud y ancho finito, los campos en los bordes del parche son sometidos a los efectos de desbordamiento, lo cual es ilustrado en la figura 2.10 (a, b). La cantidad de campo desbordado está en función de las dimensiones del parche y de la altura del sustrato (Hernandez, 2015)

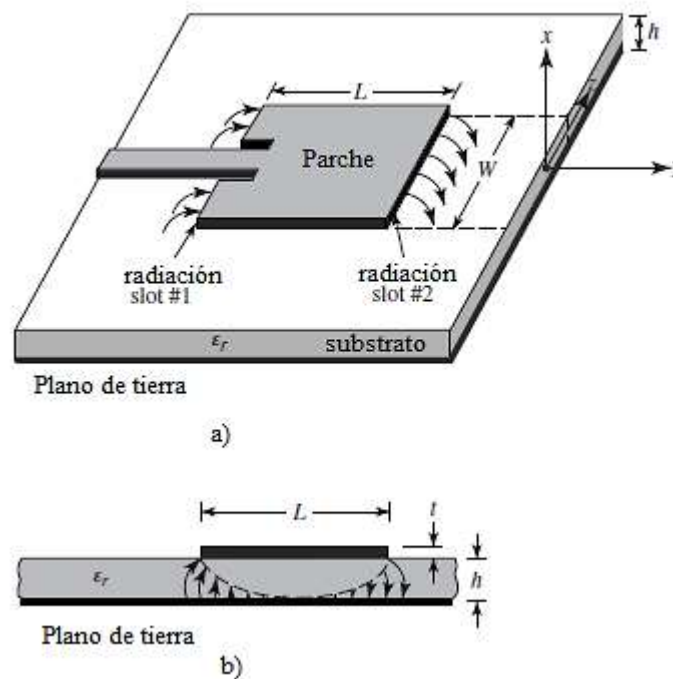


Figura 2.10 Comportamiento del campo eléctrico en antenas de microcinta. a) Antena microcinta
b) Vista lateral

Fuente: (Balanis, 2016)

La figura 2.11 a), muestra una línea de microcinta y en la parte b) las líneas de campo eléctrico, las cuales no son homogéneas de los dos dieléctricos, generalmente aire y sustrato, algunas están en el sustrato y otras en el aire. Si $\frac{W}{h} \gg 1$ y $\epsilon_r \gg 1$, esas líneas están en el sustrato. El rebosamiento provoca que las líneas sean más anchas eléctricamente que las dimensiones físicas (Balanis, 2016), (Hernandez, 2015).

Como unas ondas van por el substrato y otras por el aire, se presenta la constante dieléctrica efectiva ϵ_{reff} , con valores en el rango de $1 < \epsilon_{reff} < \epsilon_r$ depende de la frecuencia de operación, si ésta crece, ϵ_{reff} también lo hace y se concentran las líneas del campo eléctrico en el substrato. A bajas frecuencias la constante dieléctrica efectiva es constante (Hernandez, 2015).

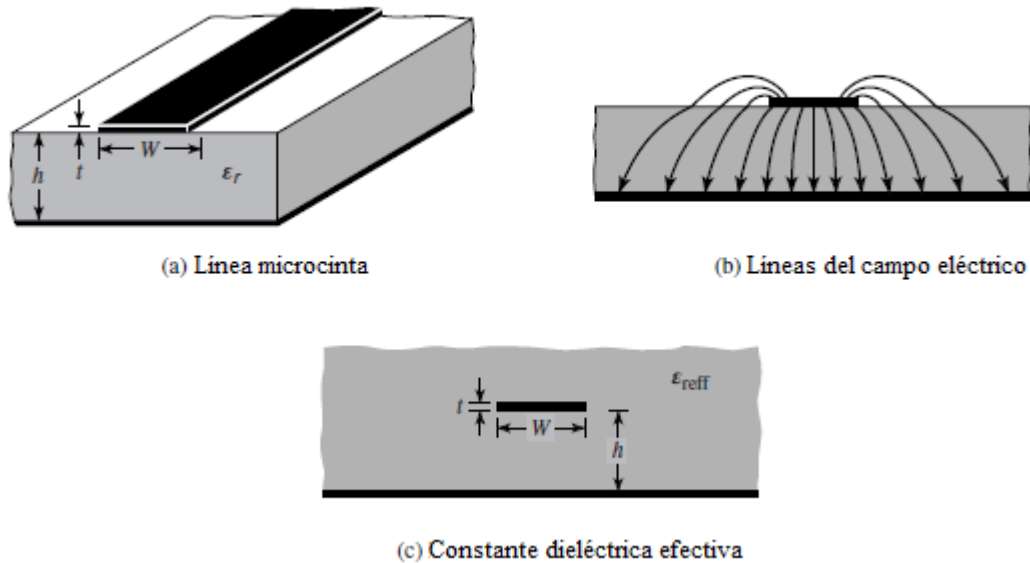


Figura 2.11. Líneas de microcinta y sus líneas de campo eléctrico.

Fuente: (Balanis, 2016)

La ecuación para hallar la constante dieléctrica efectiva se expresa en la ecuación 2.12.

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.12)$$

2.4.1.2 Frecuencia de resonancia, longitud y ancho efectivo.

Por el efecto de rebosamiento de los campos, eléctricamente el parche de la antena parece más grande que sus dimensiones físicas. Esto se demuestra en la figura 2.12 para el plano principal xy , en que la longitud del parche ha sido

aumentada ΔL , de acuerdo a $\epsilon_{r_{eff}}$ y la relación W/h (Balanis, 2016) , (Castillo del Pezo, 2018).

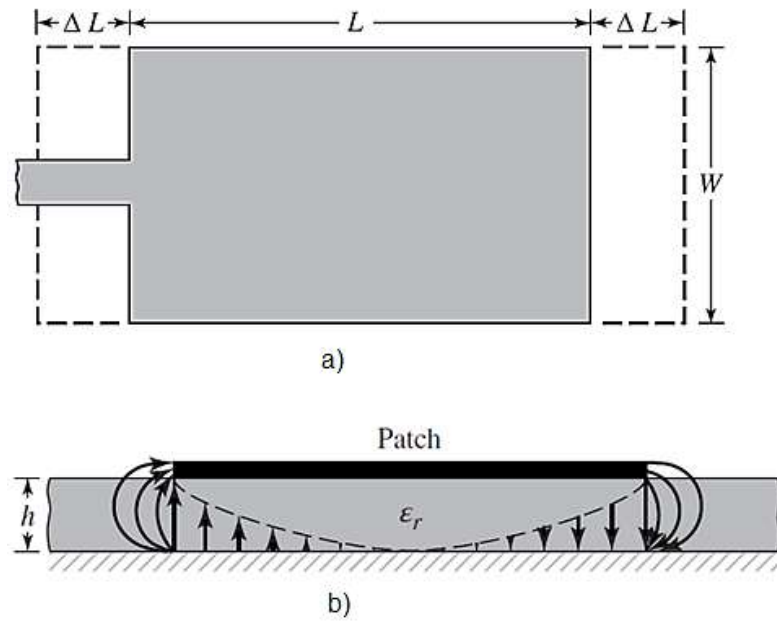


Figura 2.12. Longitudes físicas y efectivas de una antena de microcinta de parche rectangular. a) Vista superior b) Vista lateral.

Fuente: (Balanis, 2016)

Una forma práctica de realizar la aproximación de normalización de la extensión de la longitud se expresa en la ecuación 2.13.

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{r_{eff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{r_{eff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (2.13)$$

El parche ha sido extendido ΔL por cada lado, por lo que la longitud efectiva del parche se expresa mediante la ecuación 2.14.

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (2.14)$$

Donde:

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff} \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}} - 2\Delta L \quad (2.15)$$

Para el modo dominante, TM_{010} , la frecuencia de resonancia de la antena de microcintas en función de la longitud está dada por:

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L \sqrt{\epsilon_r \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}} = \frac{v_0}{2L \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.16)$$

Donde v_0 es la velocidad de la luz en el espacio libre.

La frecuencia de resonancia debe modificarse para incluir los efectos de desbordamiento de los campos, quedando la expresión de la siguiente manera:

$$(f_{rc})_{010} = \frac{1}{2L_{eff} \sqrt{\epsilon_{reff} \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}} = \frac{1}{2(L + 2\Delta L) \sqrt{\epsilon_{reff} \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}} \quad (2.17)$$

A medida que aumenta la altura del substrato, aumenta también el desbordamiento, llevando a separaciones más grandes entre los bordes radiantes y a bajas frecuencias de resonancia.

Para un radiador eficiente, el ancho práctico es:

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.18)$$

2.4.2 Modelo de la cavidad resonante.

Este modelo se centra en estructuras no rectangulares o en los modos superiores de funcionamiento ya que ofrece una buena visión física del dispositivo.

Las antenas de microcintas pueden ser consideradas como cavidades cargadas con dieléctricos. Los campos normalizados dentro del dieléctrico pueden determinarse más fácilmente si la estructura se analiza como dos conductores eléctricos por encima y por debajo (paredes eléctricas) y por paredes magnéticas alrededor del perímetro del parche (Balanis, 2016).

Cuando el parche se energiza aparece una distribución de carga en la cara exterior e interior del conductor, así como en el plano de tierra tal y como se muestra en la figura 2.13.

Esta distribución de carga se controla por dos mecanismos, uno atractivo y otro repulsivo. El primero es debido a la interacción existente entre las cargas de signos opuestos de la cara inferior del parche y el plano de tierra, y tiende a mantener la concentración de carga en la parte inferior del parche. El mecanismo repulsivo está entre cargas similares en la superficie inferior del parche, y tiende a empujar algunas cargas desde la parte inferior del parche, alrededor de sus bordes, hasta su superficie superior. El movimiento de estas cargas crea las correspondientes densidades de corriente J_b y J_t , en las superficies inferior y superior del parche, respectivamente, como se muestra en la figura 2.13 (Balanis, 2016).

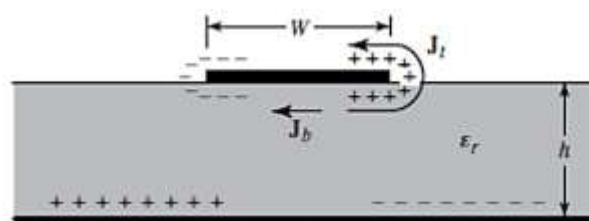


Figura 2.13. Distribución de carga y densidad de corriente en el parche.

Fuente: (Balanis, 2016)

Por la pequeña separación entre la placa conductora y el plano de tierra predomina el efecto de atracción, y la mayor parte de la carga y está en la zona inferior del parche (Castillo del Pezo, 2018). Una pequeña corriente fluye por los bordes del parche hasta la zona superior. Este flujo de corriente se reduce al

disminuir la relación altura ancho. En el límite, el flujo de corriente hacia la parte superior sería cero, lo que idealmente no crearía ningún componente de campo magnético tangencial en los bordes del parche. Esto permitiría modelar las cuatro paredes laterales como superficies conductoras magnéticas perfectas (véase figura 2.14) que idealmente no perturbarían el campo magnético y a su vez las distribuciones de campo eléctrico debajo del parche. Dado que en la práctica existe una relación de altura anchura finita, aunque pequeña, los campos magnéticos tangenciales en los bordes no serían exactamente cero. Sin embargo, dado que serán pequeños, una buena aproximación al modelo de cavidad es tratar las paredes laterales como conductores perfectamente magnéticos.

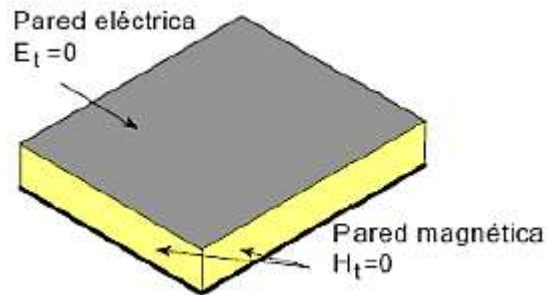


Figura 2.14 Componentes magnéticos y eléctricos.

Fuente: (Gómez, Rodríguez, Marante, & Rizo, 2013)

2.4.2.1 Frecuencia de resonancia.

Para hallar las frecuencias resonantes de la cavidad y de la antena hay que considerar que la altura del sustrato es muy pequeña, habitualmente $h < 0.05\lambda_0$, y las frecuencias resonantes de los modos Transverso Magnéticos ($TM_z m n 0$) pueden calcularse con la ecuación 2.19 (Castillo del Pezo, 2018).

$$(f_r)_{m n 0} = \frac{1}{2\pi(\mu\varepsilon)^{\frac{1}{2}}} \left(\frac{X_{mn}}{a} \right) \quad (2.19)$$

2.5 Geometría del parche.

Estas antenas se clasifican en: de parches de microcintas, dipolos de microcintas, de ranura impresa y de microcintas de onda viajera, siendo las de parches las más empleadas (Gómez, Rodríguez, Marante, & Rizo, 2013), (Castillo del Pezo, 2018).

Las formas más comunes, las cuales se aprecian en la figura 2.15, son más fáciles de fabricar y analizar, además de presentar características de radiación, especialmente bajo polarización cruzada. Los arreglos de elementos de microcinta, con una o múltiples alimentaciones, pueden también ser usadas para introducir capacidades de análisis y lograr buena directividad.

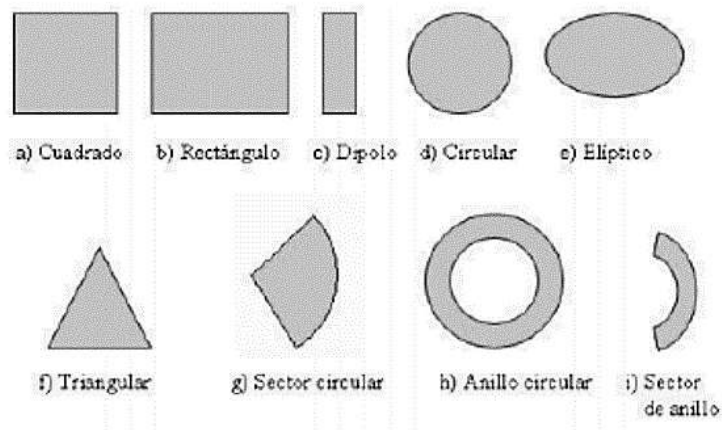


Figura 2.15 Diferentes parches para antenas de microcinta.

Fuente: (Hernandez, 2015)

Los parches rectangulares presentan mayor ancho de banda por ser más grandes que las otras geometrías. Los circulares y elípticos configuran diferente las antenas al ser más pequeños, brindan una ganancia y un ancho de banda más bajos que el rectangular (Castillo del Pezo, 2018).

2.5.1 Métodos de alimentación.

Se emplean varias técnicas de alimentación para estos elementos para que emitan eficientemente en las frecuencias de operación por un proceso de

acoplamiento de impedancias. La técnica de alimentación más apropiada depende de varios factores, especialmente de la eficiencia en la transferencia de potencia entre la estructura emisora y la de alimentación, con un acoplamiento de impedancias entre ambas. Hay algunas técnicas de alimentación, tales como (Castillo del Pezo, 2018):

1. Línea de microcinta (*Microstrip Line Feed*)
2. Conector coaxial (*Coaxial probe feed*)
3. Ranura (*Aperture Coupled Feed*)
4. Proximidad acoplada (*Proximity Coupled Feed*)

2.5.1.1 Alimentación por línea de microcinta.

Es una línea conductora impresa en el plano del sustrato en que está el parche, para que fluya la energía desde la entrada al elemento emisor. La cinta es habitualmente más angosta que el parche y de igual material. Sus ventajas: facilidad de producción, sencillez en la unión controlando la posición de inserción y muy simple de modelar.

Al aumentar el ancho del sustrato, se incrementan las ondas superficiales y las emisiones espurias, limitando el ancho de banda. También hay un acoplamiento entre el parche y la línea, produciendo campos inducidos. Además, presenta falta de simetría en la producción de la antena, generándose modos de mayor orden y aumenta la emisión contrapolar (figura 2.16) (Sandoval, 2009), (Castillo del Pezo, 2018).

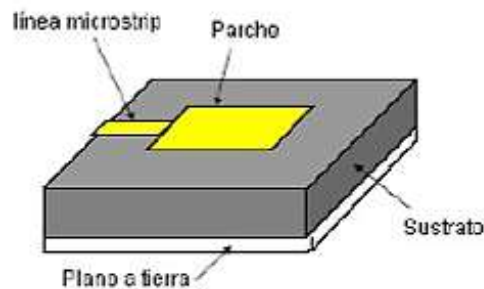


Figura 2.16 Antena de microcinta con alimentación por línea de transmisión.
Fuente: (Sandoval, 2009)

2.5.1.2 Alimentación por conector coaxial.

En ésta técnica el conductor interior se une al parche emisor y el conductor exterior al plano de tierra. Es fácil de construir y conectar. Tiene bajo rango de emisiones no deseadas. Presenta un ancho de banda estrecho y es difícil de modelar especialmente con sustratos gruesos ($h > 0.02\lambda_0$), y el canal puede funcionar como una antena propia, interfiriendo la señal emitida por el parche (figura 2.17) (Sandoval, 2009) (Castillo del Pezo, 2018).

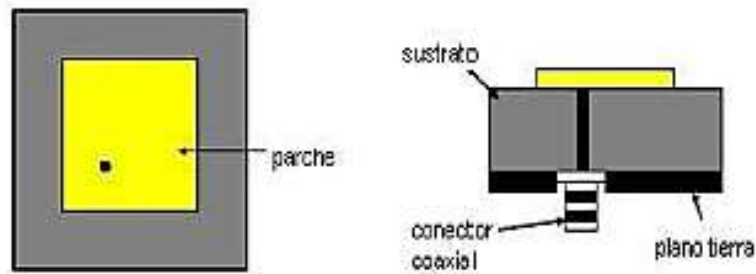


Figura 2.17 Antena con alimentación mediante cable coaxial.

Fuente: (Sandoval, 2009)

2.5.1.3 Alimentación por ranura.

Consiste en aumentar dos sustratos a la antena de parche, con alta y baja permitividad para ayudar la orientación y la emisión (véase 2.18). Estos sustratos van separados por un plano de tierra al que se le hace una ranura (figura 2.18). En la parte inferior del otro sustrato hay una línea de microcinta de alimentación cuya energía se acopla al parche por la ranura del plano de tierra que separa las dos capas. Esta línea de microcinta termina en un *stub* en circuito abierto (Sandoval, 2009), (Castillo del Pezo, 2018).

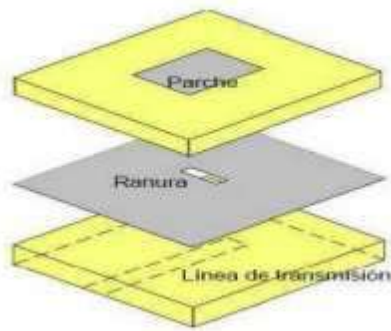


Figura 2.18 Alimentación de una antena con acoplamiento a través de ranura.

Fuente: (Sandoval, 2009)

2.5.1.4 Método de alimentación por proximidad.

Este método consiste en añadir dos capas de dieléctricos a la antena de parche, lo que aporta mayor grado de libertad en la implementación del diseño. La configuración varía respecto al método anterior porque presenta dos sustratos entre el parche y el plano de masa, como se muestra en la figura 2.19. Sobre el sustrato inferior va situada la línea de transmisión y está separada del parche por el sustrato superior. Este modelo permite aplicar métodos de ensanchamiento de banda de forma sencilla con una correcta elección de los dieléctricos. Esta técnica es muy utilizada en la construcción de arreglos de antenas. Sobre el sustrato superior se colocarían los parches y la red de alimentación estaría situada entre dicho sustrato y el inferior. Según documentación existente, una de las fases críticas de la construcción de este tipo de parches es la de la alineación de las capas de la antena y la alimentación.

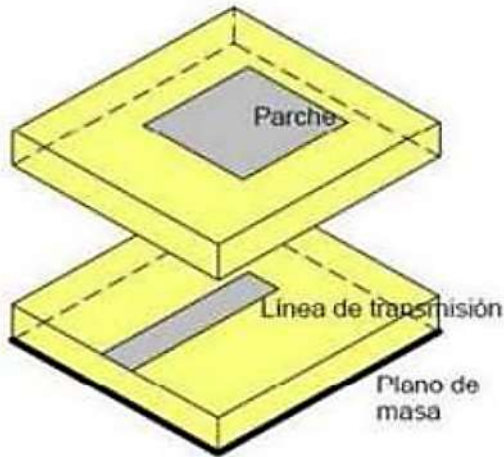


Figura 2.19 Antena alimentada por proximidad.

Fuente: (Sandoval, 2009)

2.6 Ventajas y desventajas de las antenas de microcinta.

Ventajas de los elementos de microcintas (Castillo del Pezo, 2018):

- Peso ligero, pequeño volumen, bajo perfil plano para fácil adaptación a la estructura de acoplamiento.
- Bajos costos de producción.
- Soportan polarización lineal y circular.
- Diseños para operar a diferentes frecuencias.
- Integración simple en circuitos de microondas impresos.

Desventajas (Castillo del Pezo, 2018):

- Baja eficiencia.
- Estrecho ancho de banda.
- Baja ganancia y potencia.
- Emiten en mitad del plano.

CAPITULO 3 . Generalidades de los arreglos de antenas.

En este capítulo se detallarán los conceptos básicos de los arreglos de antenas, especialmente la importancia que posee el factor del arreglo y la distribución de amplitud y fase de excitación en la forma del patrón de radiación. Como un tipo de arreglo de especial importancia se tratarán los arreglos de fase.

3.1 Características de los arreglos y principio de multiplicación del patrón de radiación.

El campo de las comunicaciones móviles inalámbricas está creciendo a una tasa explosiva, inesperada por los diseñadores de los sistemas actuales, los cuales empiezan a quedarse cortos en recursos de ancho de banda. Una aplicación de arreglo de antenas se ha sugerido en los recientes años para sobreponerse al problema del ancho de banda de canal limitado, satisfaciendo así la demanda cada día más grande de canales de comunicación por la gran cantidad de estaciones móviles (Campanella, Comas, & Alba, 2003).

Un arreglo de antenas consiste de un set de elementos de antena que se encuentran distribuidos espacialmente en lugares conocidos con respecto a un único punto de referencia fijo. El patrón de radiación del arreglo está determinado por el patrón de cada uno de los elementos individuales, su orientación y sus posiciones relativas en el espacio, y finalmente los cambios que se les haga a la amplitud y a la fase de la onda incidente. Si cada uno de los elementos del arreglo es una fuente puntual isotrópica, entonces el patrón de radiación del arreglo dependerá únicamente de la geometría del arreglo y de los cambios de amplitud y fase de la onda incidente y en ese caso el patrón de radiación es conocido como factor del arreglo (Campanella, Comas, & Alba, 2003).

Normalmente, un arreglo cumple la condición de que todos los elementos son iguales y están igualmente orientados, de modo que se pueden hacer coincidentes mediante una simple traslación.

Dentro de los arreglos uno de los más usados es el de antenas de microcintas ya que estos presentan mejor directividad, eficiencia y ganancia del sistema. Esto es debido a que una antena simple tiene un patrón de radiación más ancho que un arreglo, lo cual no es eficiente en comunicaciones punto a punto donde se necesitan antenas con gran directividad.

Debido a los fenómenos de interferencia entre las ondas radiadas por cada una de las antenas individuales, se crea un nuevo patrón de radiación único como resultado de la acción conjunta de todas. Para obtener su valor matemático se emplea el teorema de multiplicación del patrón de radiación el cual plantea que en un arreglo de N antenas idénticas e igualmente orientadas, se tiene que el patrón de radiación resultante es proporcional al producto de multiplicar el patrón de radiación de una de las antenas componentes $f_1(\theta, \phi)$, por el patrón de radiación del arreglo de un sistema de N fuentes isotrópicas $f_\Sigma(\theta, \phi)$, con sus fuentes isotrópicas colocadas en el centro de fase de las antenas componentes del arreglo y con la misma alimentación en amplitud y fase, o sea:

$$E_{tot}(\theta, \phi) = k f_1(\theta, \phi) f_\Sigma(\theta, \phi) \quad (3.1)$$

Donde:

$f_1(\theta, \phi)$: Es el patrón de radiación de un elemento cualquiera del arreglo.

$f(\theta, \phi)$: Es el patrón de radiación del arreglo de fuentes isotrópicas en que sus elementos han sido colocados en el centro de fase de cada una de las antenas reales y con igual alimentación tanto en amplitud como en fase.

3.2 Campos radiados por los arreglos.

En un arreglo de antenas es posible controlar la forma del patrón de radiación resultante, pudiéndose intensificar en aquellas direcciones que sea de interés y debilitarlo en otras direcciones no deseadas (Balanis, 2016).

Esto se puede lograr mediante:

- El número de antenas componentes y su disposición geométrica.
- El patrón de radiación de cada antena individual.
- La alimentación en amplitud y fase de cada uno de dichos elementos.

De esa manera se pueden variar considerablemente las características de radiación e impedancia del arreglo de antenas para que cumplan con las más exigentes necesidades técnicas.

3.3 Espaciado entre elementos del arreglo.

Un requerimiento muy importante es la separación entre los elementos. Este parámetro influye principalmente en la estructura del patrón de radiación (Balanis, 2016).

En la tabla 3.1 se muestra un resumen de la separación entre los elementos de arreglos lineales y planos, donde d es la separación entre elementos (distancia entre los centros de cada elemento).

Tabla 3.1 Separación entre elementos.

Arreglo	Distribución	Tipo	Dirección del máximo	Separación
Lineal	Uniforme	<i>Broadside</i>	$\theta_0=90^\circ$ solamente	$d_{max} < \lambda$
			$\theta_0=0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ simultáneamente	$d = \lambda$
Lineal	Uniforme	<i>End-fire</i>	$\theta_0=0^\circ$ solamente	$d_{max} < \frac{\lambda}{2}$
			$\theta_0=180^\circ$ solamente	$d_{max} < \frac{\lambda}{2}$
			$\theta_0=0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ simultáneamente	$d = \lambda$
Plano	Uniforme	Plano	$\theta_0=0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ simultáneamente	$d = \lambda$

Fuente: (Balanis, 2016)

3.4 Tipos de arreglos

La clasificación más sencilla de los arreglos es atendiendo a su geometría. En este caso las antenas individuales que componen un arreglo de antenas pueden estar organizadas en el espacio como arreglos lineales, planos o volumétricos. Esta clasificación no es única, y de hecho son muy importantes las clasificaciones según la ley de excitación (Kraus, 2001).

3.4.1 Arreglos lineales

En este tipo de arreglo los elementos se agrupan a lo largo de una recta, pudiendo estar equiespaciados y no equiespaciados.

En la figura 3.1 se presenta un arreglo lineal de N elementos lo largo del eje.

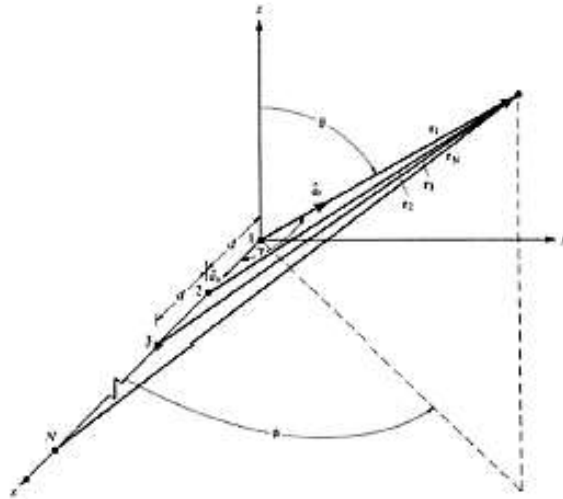


Figura 3.1 Arreglo lineal de N elementos posicionados sobre el eje x.

Fuente: (Balanis, 2016)

La comprensión de este tipo de arreglo sirve como base para otros más complejos, además de que son más fáciles de implementar. El factor del arreglo se puede obtener como la suma de las corrientes multiplicadas por sus términos de retardo.

3.4.2 Arreglos planos

En este tipo de arreglo las antenas se sitúan sobre una superficie bidimensional, tanto plana como curvada. Estas agrupaciones de dos dimensiones permiten obtener una gama más amplia de diagramas de radiación, al conformar y dirigir el haz en las dos coordenadas esféricas del espacio (θ), sin las restricciones que impone la simetría de revolución (Mailloux, McVennam, & Kernweis, 1981).

En la figura 3.2 se observa una agrupación plana.

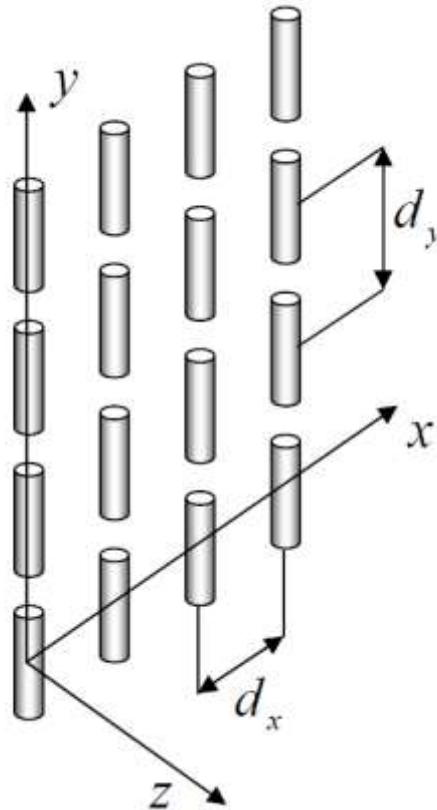


Figura 3.2 Arreglo plano.

Fuente: (Ferrando & Valero, 2004)

3.4.2.1 Factor del arreglo.

Sea una agrupación rectangular de $M \times N$ antenas iguales, situadas sobre el plano (xy) , con espaciados dx y dy en las direcciones x e y respectivamente, y alimentadas con corrientes I_{mn} .

El factor de la agrupación será el resultado de la interferencia en campo lejano de la radiación de todas las antenas (Balanis, 2016).

Por analogía con la agrupación lineal, el factor de una agrupación rectangular está dado por la ecuación 3.2.

$$FA(k_x, k_y) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} I_{mn} e^{jmk_x dx} e^{jnk_y dy} \quad (3.2)$$

La expresión anterior indica que el patrón de un arreglo rectangular es el producto de los factores del arreglo en las direcciones x e y. Para una alimentación con fase progresiva α_x en la dirección x y α_y en y,

$$I_{mn} = a_{mn} e^{jm\alpha_x} e^{jn\alpha_y} \quad (3.3)$$

Y definiendo los ángulos Ψ_x y Ψ_y , que representan el desfase eléctrico entre las contribuciones en campo lejano de dos elementos consecutivos en los planos (xz) y (yz) respectivamente:

$$\Psi_x = k_x d_x + \alpha_x = k d_x \sin \theta \cos \phi + \alpha_x \quad (3.4)$$

$$\Psi_y = k_y d_y + \alpha_y = k d_y \sin \theta \sin \phi + \alpha_y \quad (3.5)$$

Resulta el factor de la agrupación:

$$FA(\Psi_x, \Psi_y) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{mn} e^{jm\Psi_x} e^{jn\Psi_y} \quad (3.6)$$

Análogamente el factor de una agrupación lineal, $FA(\Psi_x, \Psi_y)$ es la transformada de Fourier en dos dimensiones de la secuencia a_{mn} , mientras que esta última es el conjunto de los coeficientes de la serie de Fourier bidimensional de la función periódica de dos variables $FA(\Psi_x, \Psi_y)$.

Para una alimentación separable $a_{mn}=a_m \cdot a_n$, se tiene que:

$$FA(\Psi_x, \Psi_y) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{jm\Psi_x} \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\Psi_y} = FA_x(\Psi_x) FA_y(\Psi_y) \quad (3.7)$$

Nótese que el factor de una agrupación plana rectangular separable puede interpretarse también como el factor de una agrupación lineal en x cuya antena básica es una agrupación lineal en y, o bien como el factor de una agrupación lineal en y cuya antena básica es una agrupación lineal en x.

Si las alimentaciones son reales y positivas, $a_{mn} \in \mathfrak{R}^+$ el máximo del factor de la agrupación se encuentra en el origen y la dirección del máximo de radiación en el espacio real es:

$$\theta_{max} = \sin^{-1} \sqrt{\left(\frac{\alpha_x}{kd_x}\right)^2 + \left(\frac{\alpha_y}{kd_y}\right)^2} \quad (3.8)$$

$$\phi_{max} = \tan^{-1} \left(\frac{d_x \alpha_y}{d_y \alpha_x} \right) \quad (3.9)$$

Obsérvese que cuando las fases progresivas son nulas, $\alpha_x = \alpha_y = 0$, la dirección del máximo está definida por $\theta_{max} = 0^\circ$ o 180° y ϕ_{max} cualquiera, lo cual corresponde a un haz perpendicular a la agrupación (en la dirección del eje z). Este resultado es lógico, teniendo en cuenta que si la fase progresiva es nula la interferencia constructiva de todos los elementos se produce en el eje perpendicular al plano de la agrupación.

En general, variando la longitud de onda λ , o los espaciados eléctricos $\frac{d_x}{\lambda}$ y $\frac{d_y}{\lambda}$, o las fases progresivas, α_x y α_y , se pueden controlar los ángulos θ_{max} y ϕ_{max} para dirigir el haz en la dirección deseada. También pueden generarse varios haces principales si se utilizan espaciados mayores que la longitud de onda para que aparezcan lóbulos de difracción. Una aplicación práctica importante se encuentra en las agrupaciones con barrido electrónico, muy utilizadas en sistemas de radar: la agrupación es capaz de barrer el espacio con el haz principal hasta localizar un blanco y fijar este haz sobre él para seguir su movimiento.

3.4.2.2 Arreglos planos uniformes

La distribución de corriente uniforme se caracteriza por tener coeficientes de alimentación iguales a la unidad, $a_{mn} = 1$.

Sustituyendo en la expresión del factor de la agrupación, resulta:

$$|FA(\Psi_x, \Psi_y)| = |FA_x(\Psi_x)| |FA_y(\Psi_y)| = \left| \frac{\sin M \frac{\Psi_x}{2} \sin N \frac{\Psi_y}{2}}{\sin \frac{\Psi_x}{2} \sin \frac{\Psi_y}{2}} \right| \quad (3.10)$$

Donde se observa que la agrupación plana uniforme equivale a una línea uniforme en x cuya antena básica es otro lineal uniforme en y/o viceversa.

Para demostrar los principios de la teoría de los arreglos planos, se tomará como referencia la representación gráfica del factor del arreglo, representada en forma de superficie o curvas de nivel, de una agrupación bidimensional uniforme formada por $M=5$ y $N=5$ elementos (véase figura 3.3).

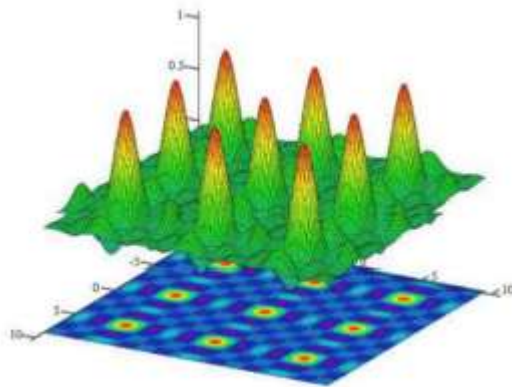


Figura 3.3 Curvas de nivel de un arreglo plano uniforme de 5x5 elementos.

Fuente: Autor

Igual que en las agrupaciones lineales se tiene que:

- La separación entre elementos y la fase fijan el margen visible. Por ejemplo, para una fase uniforme, si $d_x < \lambda$ no aparecerán lóbulos de difracción en el

diagrama en el plano xz ; de igual forma, si $d_y < \lambda$ no aparecerán lóbulos de difracción en el diagrama en el plano yz .

- La fase progresiva permite desapuntar el haz principal. En este caso el eje se puede desapuntar en cualquier punto del espacio manipulando adecuadamente la fase progresiva en cada dirección.
- Si $\alpha_x = \alpha_y = 0$ y $d_x = d_y = \frac{\lambda}{4}$ el lóbulo principal estará orientado alrededor de $\theta_0 = 0^\circ$ y solo se observará el patrón de radiación en el plano XY , como se muestra en la figura 3.4.
- Si $\alpha_x = \alpha_y = 0$ y $d_x = d_y = \frac{\lambda}{2}$ aparecerán lóbulos secundarios en todos los planos de radiación, como se muestra en la figura 3.5.

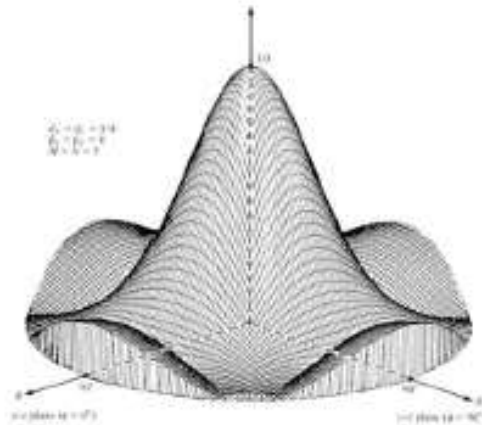


Figura 3.4 Patrón de radiación de un arreglo plano uniforme con separación $dx = dy = \lambda/4$.

Fuente: (Balanis, 2016)

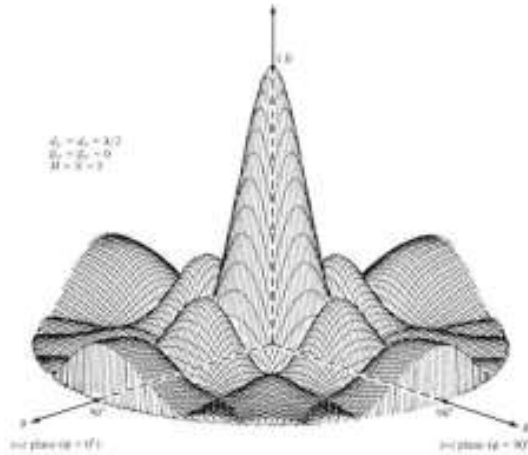


Figura 3.5 Patrón de radiación de un arreglo plano uniforme con separación $dx = dy = \lambda/2$.

Fuente: (Balanis, 2016)

3.4.2.3 Directividad

La directividad en el factor del arreglo $F(\theta, \phi)$ cuyo haz mayor es indicado en la dirección $\theta = \theta_0$ y en la $\phi = \phi_0$ puede ser obtenida mediante la expresión 3.11 (Balanis, 2016).

$$D_0 = \frac{4\pi [FA(\theta, \phi)][FA(\theta, \phi)]^*}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi [FA(\theta, \phi)][FA(\theta, \phi)]^* \sin \theta d\theta d\phi} \quad (3.11)$$

En arreglos planos de elevada dimensión como los *broadside*, la directividad se reduce a:

$$D_0 = \Pi \cos \theta D_x D_y \quad (3.12)$$

Donde D_y y D_x son las directividades de los elementos del arreglo lineal *broadside*. El factor $\cos \theta$ está relacionado con el decrecimiento de la directividad producto a la disminución del área proyectada del arreglo.

Para la mayoría de las distribuciones prácticas la directividad anterior es expresada en función del ángulo sólido:

$$D_0 = \frac{\pi^2}{\Omega_A(\text{rad}^2)} = \frac{32400}{\Omega_A(\text{grados}^2)} \quad (3.13)$$

A continuación, se relaciona la directividad con el ángulo sólido Ω_A que debe poseer el patrón de radiación, el cual va a estar dado por:

$$\Omega_A = \theta_h \Psi_h \quad (3.14)$$

Donde θ_h es la amplitud del rayo a mitad de potencia en el plano yz y Ψ_h es la amplitud del rayo a mitad de potencia en el plano xy .

3.4.3 Arreglos volumétricos

En este tipo de arreglos los elementos se sitúan sobre un volumen. Los casos particulares más importantes son los semiesféricos y los conformados a una superficie dada.

3.5 Generalidades de los arreglos de fase.

Se denominan arreglos de fase o de haz direccionado a los arreglos de antenas tradicionales, donde el lóbulo principal es dirigido a una dirección específica y constituyen un conjunto de antenas, cuyas fases relativas de las señales con que se alimenta cada elemento, se varían intencionadamente con el objetivo de alterar el diagrama de radiación del conjunto, logrando reforzar la radiación en la dirección determinada (Aguirre, 2018).

Como se puede apreciar en la figura 3.6 los arreglos de fase consisten en la unión de varios bloques funcionales que se interconectan entre sí para formar un sistema inteligente (Aguirre, 2018).

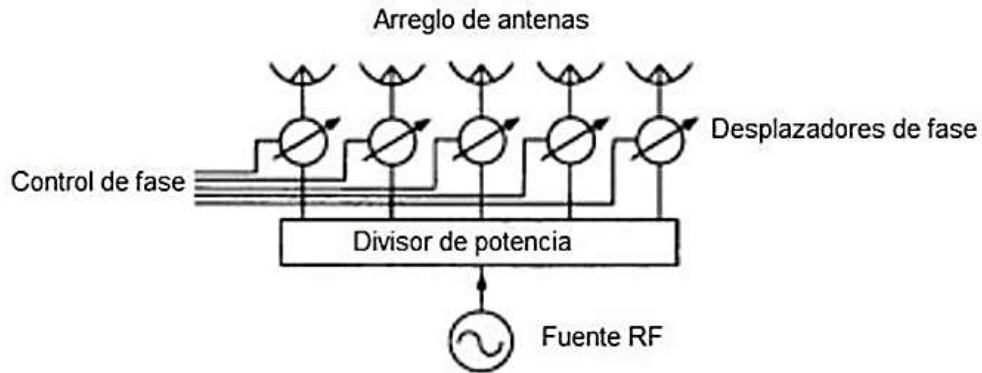


Figura 3.6. Esquema en bloques de un arreglo de fase.

Fuente: (Litva & Lo, 1996)

3.5.1 Aplicaciones de los arreglos de fase

Teniendo en cuenta los principios planteados anteriormente respecto a los arreglos de fase se impone mencionar sus principales aplicaciones. Los radares han sido el principal objetivo de los arreglos de fase, aunque debido a sus potencialidades son utilizados en otras aplicaciones de gran interés. Las comunicaciones inalámbricas en los últimos años han necesitado mejorar los sistemas de antenas, así como mejorar sus funcionalidades, encontrando una alternativa en los sistemas de arreglos de fase.

Varias arquitecturas de arreglos de fase han sido investigadas para su uso en radares y sistemas de comunicaciones, por su facilidad de direccionar el haz sin elementos mecánicos mejorando la ganancia y directividad del sistema. A continuación, se describirán diversas aplicaciones de los arreglos de fase en los diferentes campos de las comunicaciones inalámbricas. (Baggen, Holzwarth , Böttcher , & Eube , 2005)

- Sistemas de radares

Entre los precursores de los arreglos de fase se encuentran los investigadores del laboratorio Lincoln que desde los años 1950 han evolucionado y desarrollado los arreglos de fase para ser aplicados en la tecnología de radares. Casi todos los

radares militares modernos se basan en arreglos de fase, relegando los sistemas basados en antenas rotatorias a aplicaciones donde el costo es un factor determinante.

En la actualidad los arreglos de fase tienen múltiples usos, sobre todo en la esfera militar. Son parte imprescindible del sistema de combate AEGIS (Aegis Combat System), el cual constituye un sistema de armas naval integrado, desarrollado en Estados Unidos, que utiliza potentes radares y computadores para rastrear y guiar misiles con el objetivo de destruir blancos enemigos.

Su uso está también extendido en aeronaves militares debido a su capacidad de seguir múltiples objetivos. El primer avión en usar un arreglo de fase fue el B-1B Lancer, y el primer caza, el MIG-31 ruso. El sistema radar de dicho avión está considerado como el más potente de entre todos los cazas (Fenn, Temme, & Delaney, 2000).

Uno de los desarrollos más importantes en la tecnología de radar desde la década de 40 fueron los radares con Antena de Escaneo Electrónico Activo (*Active Electronic Scanned Antenna (AESA)*) basados en arreglos de fase. Con una gran disponibilidad y un desempeño incomparables transformaron muchos aspectos del combate aéreo y operaciones de ataque. En el año 2002 se presenta el Seaspray 7000Y con tecnología AESA para equipar helicópteros y aeronaves de patrulla marítima leves. La modernización puede venir por medios de *software* y no de *hardware* para controlar las formas del fajo, patrones de barrido o comportamiento de los lóbulos laterales.

- Sistemas de comunicaciones móviles

El uso de los arreglos de fase ha jugado un papel importante en las comunicaciones móviles inalámbricas, debido al incremento de la demanda de los servicios de telefonía celular y multimedia. Son varias las razones de introducir la tecnología de los arreglos de antenas en los sistemas de comunicaciones inalámbricos. La primera razón es aumentar la capacidad de los canales de comunicación manteniendo una buena calidad en el servicio.

La segunda razón es responder al interés que demandan los sistemas de acceso inalámbrico, para extender los servicios de red de banda ancha a los terminales inalámbricos, con el objetivo de mejorar los servicios de multimedia y rápido acceso a Internet. Otra de las razones es reducir la potencia de transmisión disminuyendo el descargue de las baterías en los terminales móviles.

Aunque la tendencia de los terminales móviles es ser más pequeño, la vida de sus baterías debe de ser más largas. Reduciendo la potencia de transmisión también puede reducirse la relación ruido señal interferente (SINR) y por consiguiente se hace posible minimizar la tasa de bit erróneo (BER) a un nivel aceptable (Fenn, Temme, & Delaney, 2000).

- Identificación por radiofrecuencia

Las antenas basadas en arreglos de fase han sido incluidas recientemente en Sistemas de Identificación por Radiofrecuencia (RFID). Esta es una técnica de almacenamiento y recuperación de datos remoto, que usa dispositivos denominados etiquetas, tarjetas y transpondedores. Esta tecnología ofrece la posibilidad de leer la información contenida en una etiqueta, sin necesidad de contacto físico, como se muestra en la figura 3.7.

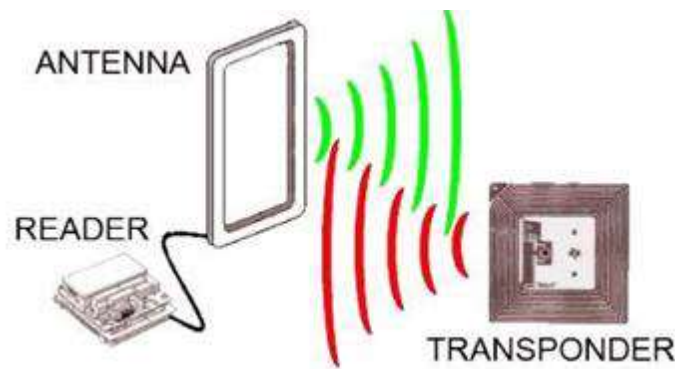


Figura 3.7 Sistema de RFID genérico.

Fuente: (Prometec, 2017)

- Comunicaciones satelitales

Las comunicaciones satelitales a menudo necesitan de arreglos de fase de antenas. Algunas aplicaciones en las comunicaciones satelitales fueron desarrolladas por el programa *Mobile Satellite* (MSAT) basado en la telefonía móvil, en los años 80. Se emplearon dos arreglos de fase de 19 elementos: uno de ranura cruzada y otro de microcintas (Larsen, 2007).

El primero de estos dos arreglos es mostrado en la figura 3.8 a). A finales de la década del 80 fueron desarrollados arreglos de fase de estos tipos, ambos utilizados en servicios aeronáuticos de Inmarsat, la cual provee soluciones de servicios satelitales móviles. Esta técnica se aplica en la actualidad en antenas comerciales de alta ganancia como la T-4000 de Inmarsat, la cual se muestra en la figura 3.8 b).



Figura 3.8.a) Arreglo de fase de 19 elementos de ranura cruzada. b) Antena de alta ganancia T-4000 de Inmarsat.

Fuente: (Larsen, 2007)

Entre las ventajas que introduce la tecnología de los arreglos de fase en las comunicaciones satelitales, se encuentra la reducción significativa del tamaño de las antenas en aeronaves y además proporciona un enlace satelital con una alta calidad.

3.6 Ventajas y desventajas de los arreglos.

La principal ventaja de utilizar un arreglo es que la dimensión total de la antena se incrementa sin tener que incrementar el tamaño de los elementos individuales. Otras ventajas son (Sainati, 1996):

- La flexibilidad de formar un patrón de radiación

- determinado.
- Alta directividad y ganancia.
- La habilidad de proveer un haz capaz de cambiar su dirección eléctricamente (evitando la rotación mecánica).

Entre sus principales inconvenientes están:

- La complejidad de la red de alimentación.
- Las limitaciones de ancho de banda (principalmente producto a la red de alimentación) (Sainati, 1996).

CAPITULO 4 . Diseño y simulación de arreglos de antenas de microcinta de parche rectangular.

En este capítulo se presenta el diseño y simulación de dos arreglos planos uniformes de antenas de microcintas de parche rectangular de 2x2 elementos y 4x4 elementos, en la banda de frecuencias de 2.4 GHz, variando la fase de excitación de cada uno de sus elementos. En la elaboración se empleó el sustrato FR4, el cual tiene una permitividad dieléctrica relativa ($\epsilon_r=4.4$), con una altura de 1.5 mm, alimentación por conector coaxial y el programa de simulación Ansoft HFSSv15.0.2.

4.1 Diseño y simulación del elemento simple.

Una de las configuraciones más populares en los parches de las antenas de microcintas es el rectangular. El diseño de una antena de microcintas con parche rectangular se realiza mediante el análisis de sus características principales como la impedancia de entrada, directividad, ganancia y frecuencia de resonancia (Hernandez, 2015).

El elemento simple de los arreglos será una antena de microcintas de parche rectangular alimentada con un conector coaxial. Para realizar el diseño de esta antena es necesario emplear las ecuaciones obtenidas por el método de la línea de transmisión, explicado con anterioridad.

Cálculo de la longitud de onda para la frecuencia de trabajo.

$$\lambda = \frac{c}{f} = 125 \text{ mm}$$

Cálculo del ancho del parche.

$$W = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = 38 \text{ mm}$$

Cálculo de la constante dieléctrica efectiva.

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} = 5.2$$

Cálculo de la extensión en la longitud del parche.

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} = 1.3 \text{ mm}$$

Cálculo de la longitud del parche.

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}} \epsilon_0 \mu_0} - 2\Delta L = 29.5 \text{ mm}$$

Cálculo de la longitud total efectiva del parche.

$$L_{eff} = L + 2\Delta L = 30.8 \text{ mm}$$

Valores entre el parche y el sustrato FR4.

$$\frac{\lambda}{4} = 31.25 \text{ mm}$$

Para realizar la simulación de la antena de microcintas se utilizó la herramienta computacional Ansoft HFSSv15.0.2. Primeramente, se simuló la antena con los datos calculados con anterioridad y luego se optimizaron sus dimensiones y la posición del conector coaxial, obteniéndose los datos que se muestran en la tabla 4.1. En la figura 4.1 se puede observar la antena.

Tabla 4.1. Dimensiones y materiales para la antena optimizados.

Componente	Material	Dimensiones (mm)
Antena	Cobre	28.75x38.20x0.035
Plano de tierra	Cobre	92.5x100.50x0.035
Sustrato	FR4	92.5x100.50x1.5

Fuente: Autor

Todas las dimensiones expuestas son del estilo W x L x H, donde W es el ancho, L es el largo y H el grosor.

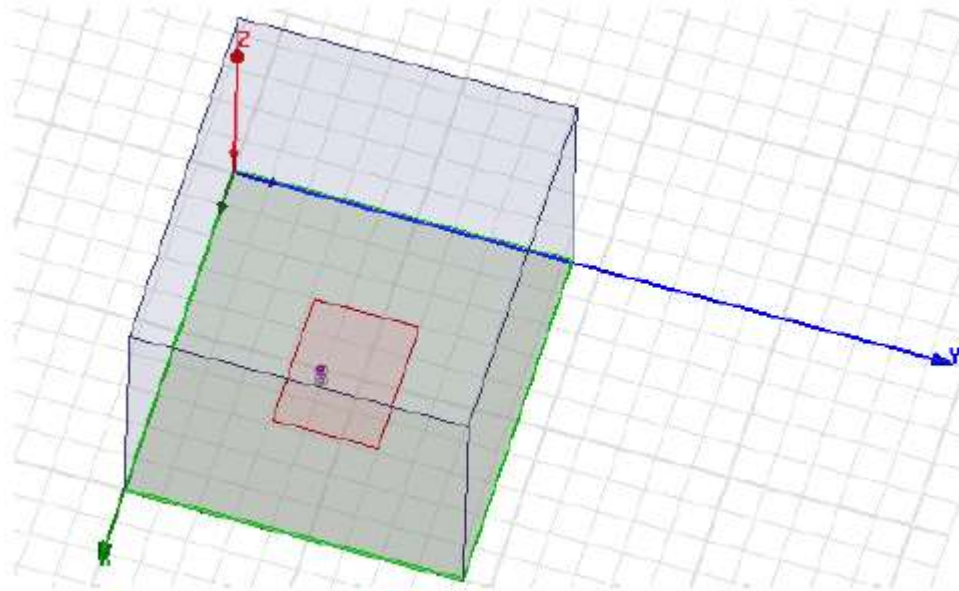


Figura 4.1. Antena de parche rectangular diseñada en el software HFSS.

Fuente: Autor

Luego de realizada la simulación y optimización de la antena de parche rectangular se observan los resultados que se muestran en las figuras 4.2, 4.3, 4.4, 4.5 y 4.6.

Como se puede observar en la figura 4.2 las pérdidas de retorno para la frecuencia central, son inferior a los -10 dB lo que da una medida que esta tiene un buen acoplamiento de impedancias. Este valor es de aproximadamente -29 dB.

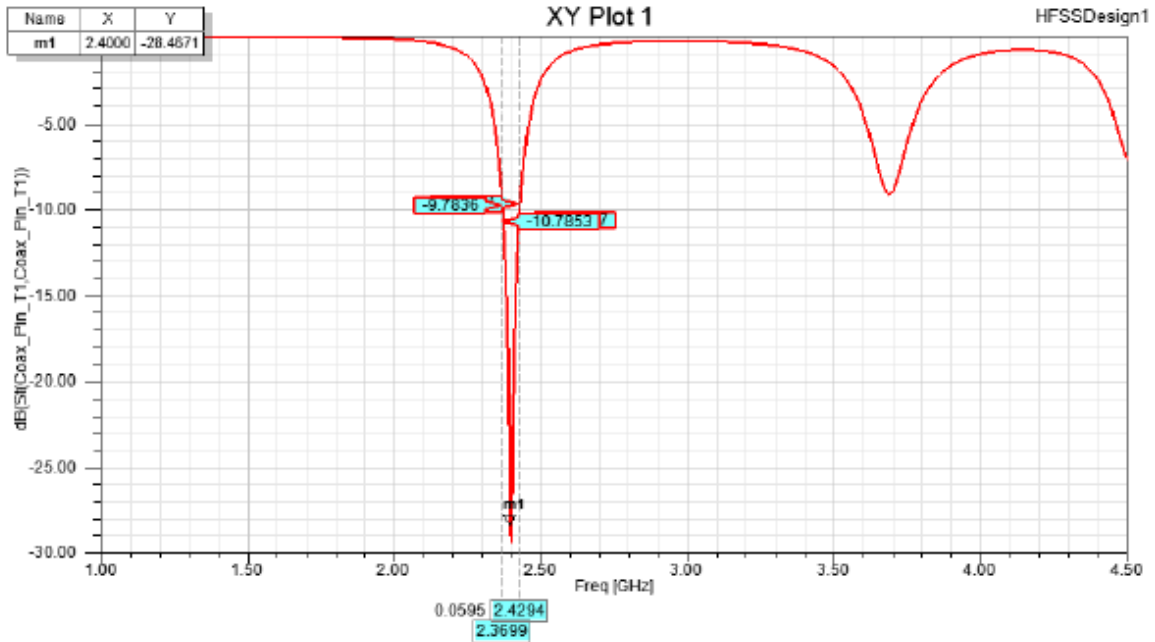


Figura 4.2. Frecuencia de resonancia y pérdidas de retorno de la antena de parche.

Fuente: Autor

En la figura 4.3 se puede observar que la antena tiene un lóbulo principal en el cual se logra la mayor ganancia de esta, 3.28 dB aproximadamente.

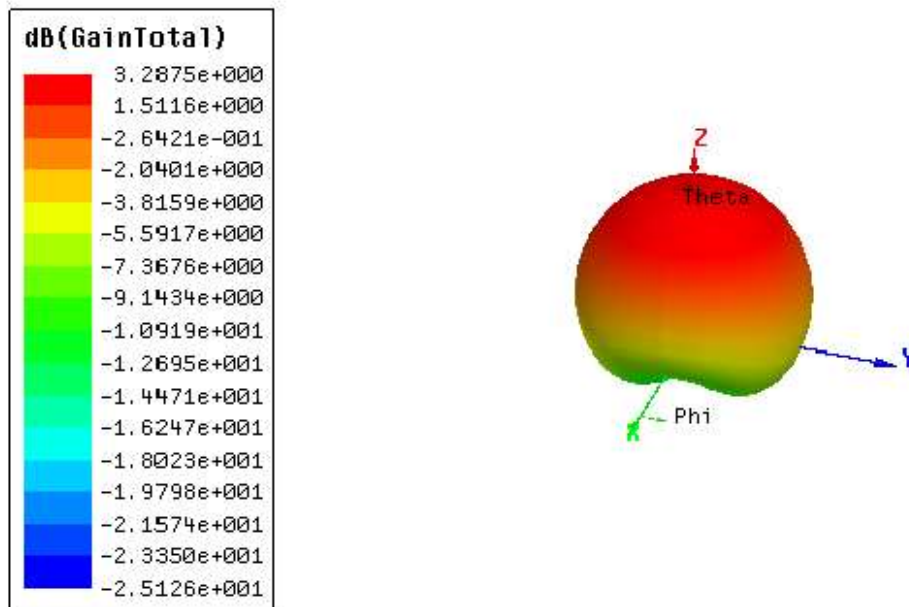


Figura 4.3. Diagrama de ganancia de la antena de parche.

Fuente: Autor

El valor de impedancia mostrado en la figura 4.4 se tomó a la frecuencia donde se encuentra la máxima resonancia, obteniéndose $Z_{in} = 46.9534 + j1.9822 \Omega$. Este comportamiento permite caracterizar el acoplamiento de la antena. Nótese como a pesar de que la impedancia de entrada en la antena es compleja, existe buen acoplamiento con el puerto de alimentación, el cual tiene una impedancia de 50Ω . Esto ocurre debido a que la parte reactiva es muy pequeña con respecto a la resistencia de resonancia.

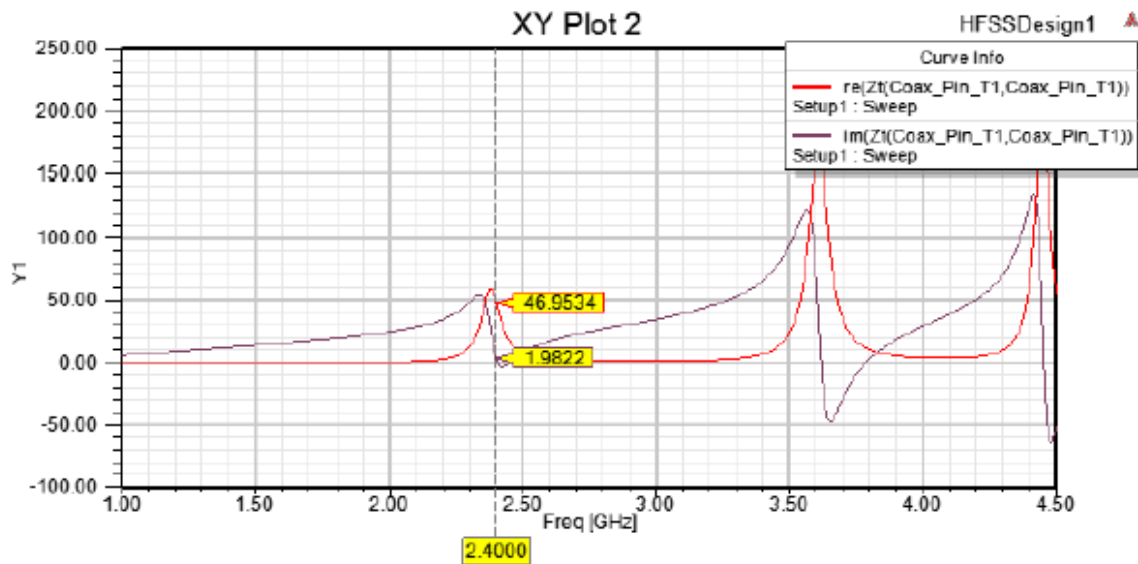


Figura 4.4. Impedancia de entrada de la antena de parche.

Fuente: Autor

El valor de la Razón de Onda Estacionaria mostrado en la figura 4.5 es de aproximadamente 1.07. Este resultado es adecuado pues está entre 1 y 2, que es el límite definido para los sistemas de comunicaciones inalámbricos sin necesidad de realizar un acoplamiento de impedancias.

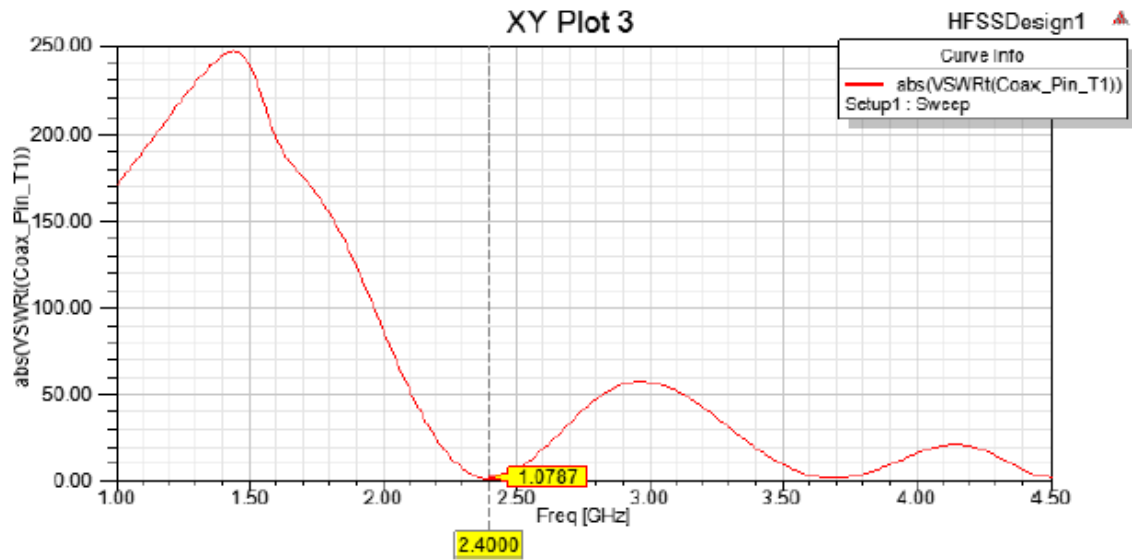


Figura 4.5. Razón de Onda Estacionaria de la antena de parche.

Fuente: Autor

La figura 4.6 muestra cómo se comporta la directividad alcanzada por la antena de parche rectangular diseñado, cuyo valor máximo es de 7 dB, así como la capacidad con la que cuenta para enviar la energía a la dirección deseada. Tomando en cuenta la relación entre este valor y el de la ganancia, la antena de microcintas tiene una eficiencia de radiación de aproximadamente 46.6 %.

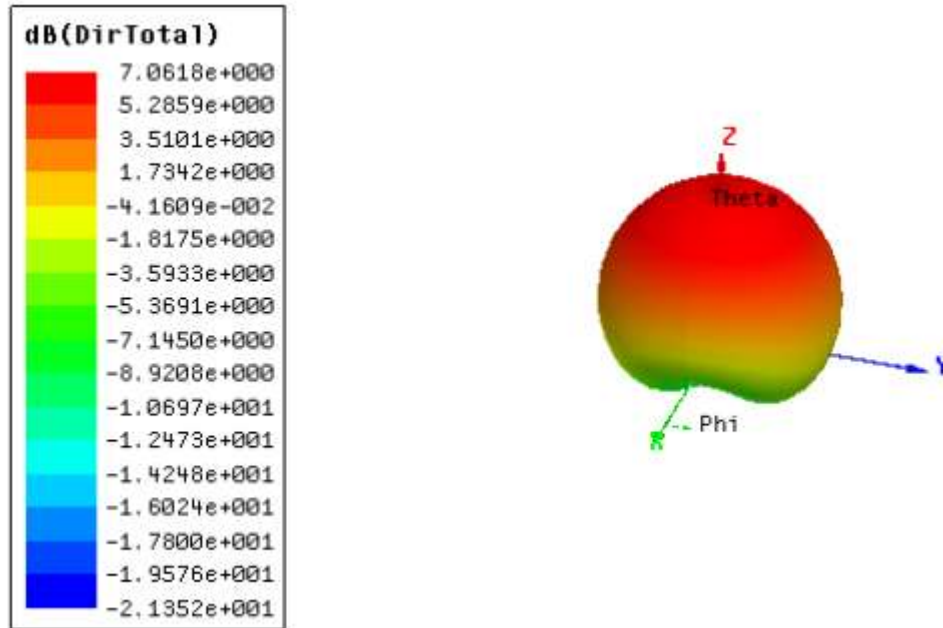


Figura 4.6. Directividad de la antena de parche.

Fuente: Autor

En la figura 4.7 se ilustran, a modo de resumen, los principales parámetros de la antena de parche rectangular.

Quantity	Freq	Value
Max U	2.4GHz	0.0017143 W/sr
Peak Directivity		5.0837
Peak Gain		2.1318
Peak Realized Gain		2.1292
Radiated Power		0.0042377 W
Accepted Power		0.010106 W
Incident Power		0.010118 W
Radiation Efficiency		0.41934
Front to Back Ratio		68.485
Decay Factor		0

Figura 4.7. Principales parámetros de la antena de parche rectangular diseñada.

Fuente: Autor

4.2 Diseño y simulación de un arreglo plano uniforme de 4 elementos.

El arreglo plano uniforme de antenas de microcintas de parche rectangular de 2x2 elementos se muestra en la figura 4.8.

Los elementos de microcintas dentro del arreglo están espaciados uniformemente en función de la longitud de onda de la señal ($d_x = d_y = \frac{\lambda}{4} = 31.25 \text{ mm}$). Estos elementos van a ser excitados con fases diferentes.

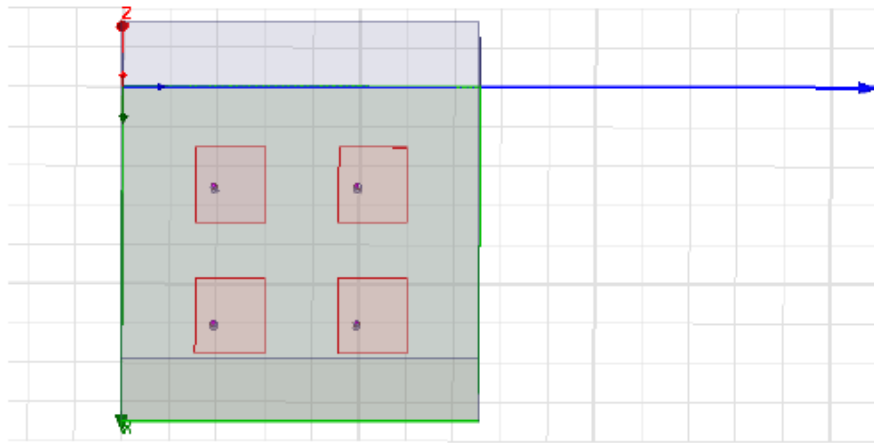


Figura 4.8. Arreglo plano uniforme diseñado en el software HFSS.

Fuente: Autor

Los resultados de la simulación del arreglo se observan en las figuras de la 4.9 a la 4.11.

La figura 4.9 presenta las pérdidas de retorno, que posibilita examinar el ancho de banda alcanzado para el diseño. De acuerdo al criterio de resonancia de un elemento con el parámetro S_{11} que debe ser menor a -10 dB; se encuentra que los límites inferior y superior de la banda son 2.3682 GHz y 2.4271 GHz respectivamente con una frecuencia de resonancia máxima de 2.4 GHz alcanzando un ancho de banda de 59 MHz. (Olivera, 2016)

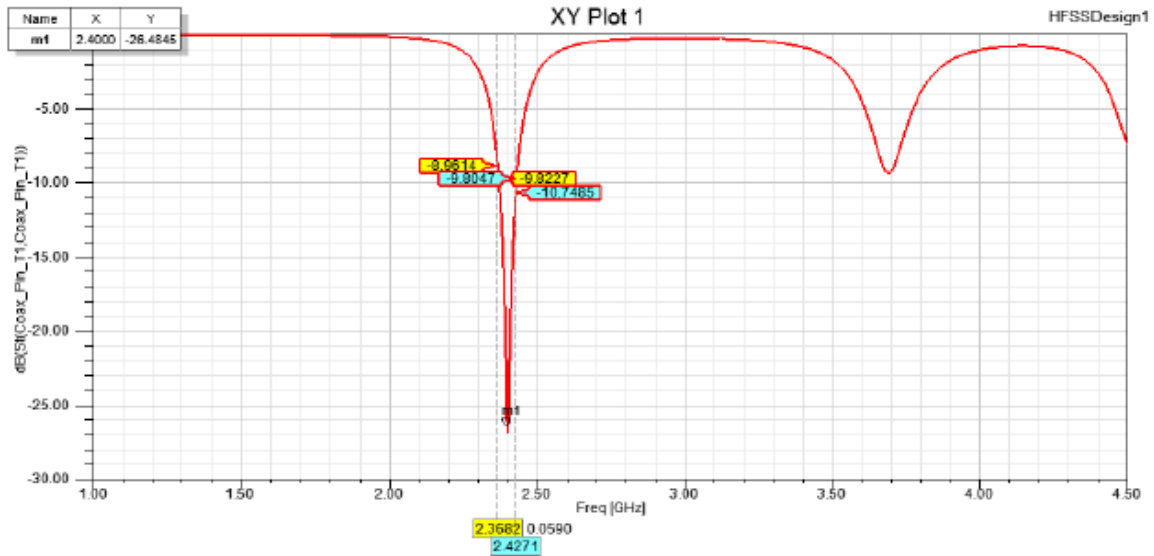


Figura 4.9. Frecuencia de resonancia y pérdidas de retorno del arreglo.

Fuente: Autor

En la figura 4.10 se puede observar que la ganancia máxima del arreglo es de aproximadamente 8.36 dB. En teoría hay 3 dB de aumento de ganancia al duplicar la cantidad de elementos del arreglo, pero el valor es algo menor por las pérdidas de los cables y la separación de las antenas.

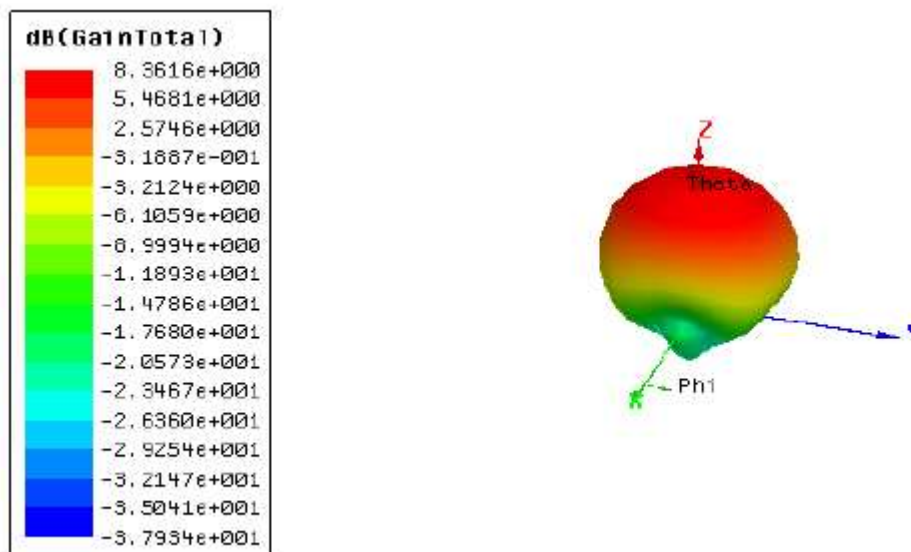


Figura 4.10. Diagrama de ganancia del arreglo.

Fuente: Autor

La figura 4.11 muestra el comportamiento de la directividad alcanzada por el arreglo diseñado, cuyo valor máximo es de 14.45 dB, lo cual demuestra que a medida que se incrementa el número de elementos aumenta la capacidad de enviar energía en la dirección deseada. Teniendo en cuenta la relación entre este parámetro y la ganancia, el arreglo plano uniforme tiene una eficiencia del 73%.

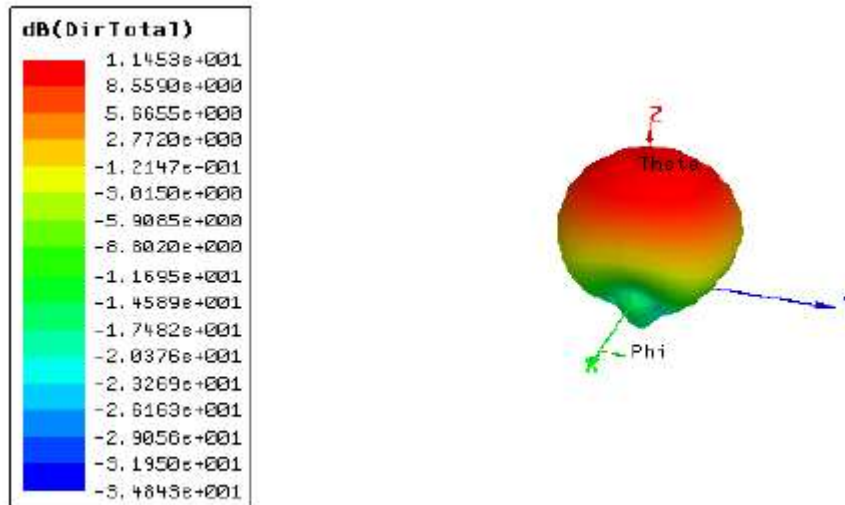


Figura 4.11. Directividad del arreglo.

Fuente: Autor

4.2.1 Análisis de radiación

Para variar la dirección del lóbulo principal del haz de radiación es necesario determinar la fase de alimentación de los elementos que componen el arreglo. Para esto se utilizarán las ecuaciones 4.1 y 4.2. (Balanis, 2016)

$$\beta_x = -kd_x \sin \theta \cos \phi \quad (4.1)$$

$$\beta_y = -kd_y \sin \theta \cos \phi \quad (4.2)$$

Donde β_x y β_y son las diferencias de fase entre elementos en la dirección del eje x y del eje y respectivamente, tal como se muestra en la figura 4.12.

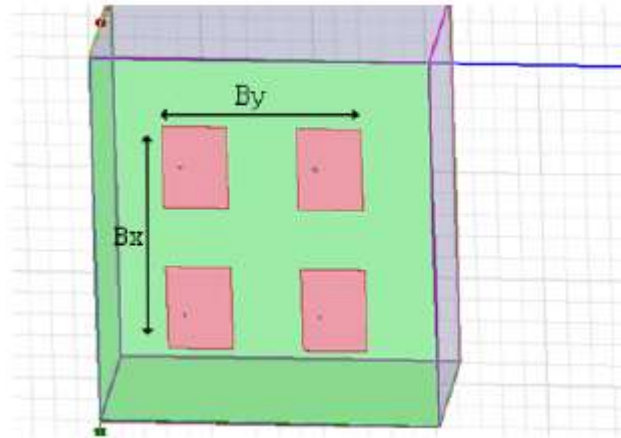


Figura 4.12. Diferencia de fase entre los elementos del arreglo plano uniforme.

Fuente: Autor

En la tabla 4.2 se ilustran los valores de fase con los cuales será excitado el arreglo para obtener la variación del lóbulo principal del haz de radiación en la dirección deseada.

Tabla 4.2.Fase de excitación de los elementos del arreglo.

θ	ϕ	β_x	β_y
90°	0°	-90°	0°
90°	30°	-77.94°	-45°
90°	60°	-45°	-77.94°
90°	90°	0°	-90°
90°	180°	90°	0°
90°	270°	0°	90°
90°	360°	-90°	0°

Fuente: Autor

La figura 4.13 muestra las características de radiación para una variación del lóbulo principal del haz de radiación hacia 0°. En este caso la diferencia de fase entre los elementos que componen al arreglo serán igual a -90° en la dirección del eje x y 0° en el eje y.

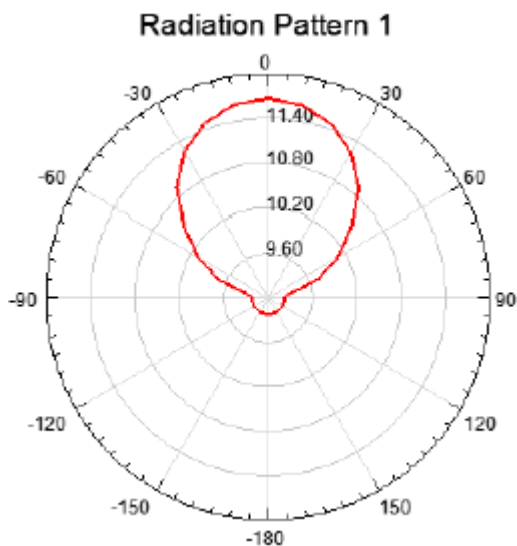


Figura 4.13. Patrón de radiación para el caso $\theta=90^\circ$ y $\phi=0^\circ$.

Fuente: Autor

En la figura 4.14 se puede observar las características de radiación para una variación del lóbulo principal del haz de radiación hacia 30°. Para este caso los

valores de θ y Φ serán 90° y 30° respectivamente. La diferencia de fase entre los elementos en el eje x será -77.94° y en el eje y -45° .

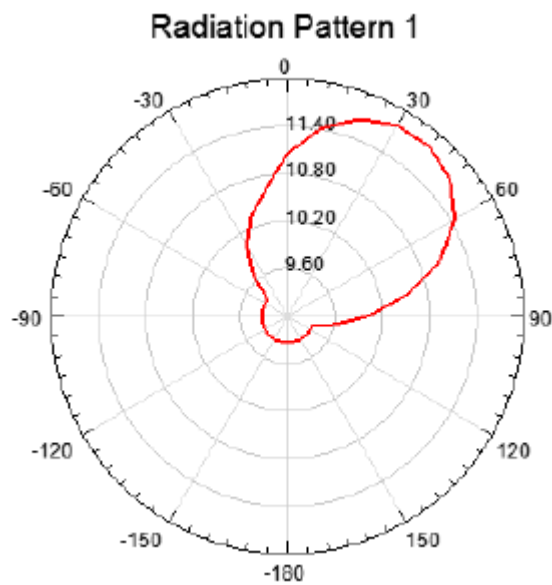


Figura 4.14. Patrón de radiación para el caso $\theta=90^\circ$ y $\phi=30^\circ$.

Fuente: Autor

La figura 4.15 ilustra las características de radiación para una variación del lóbulo principal del haz de radiación hacia 60° . Para este caso los valores de θ y Φ serán 90° y 60° respectivamente. La diferencia de fase entre los elementos en el eje x será -45° y en el eje y -77.94° .

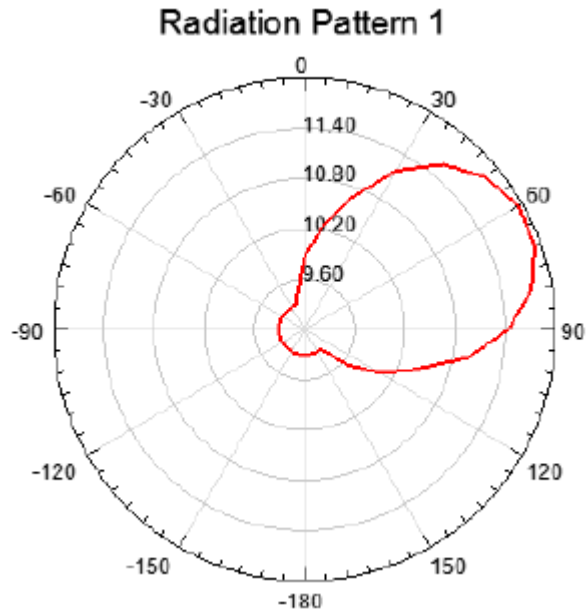


Figura 4.15. Patrón de radiación para el caso $\theta=90^\circ$ y $\phi=60^\circ$.

Fuente: Autor

En la figura 4.16 se puede observar las características de radiación para una variación del lóbulo principal del haz de radiación hacia 90° . Para este caso los valores de θ y ϕ serán 90° . La diferencia de fase entre los elementos en el eje x será 0° y en el eje y 90° .

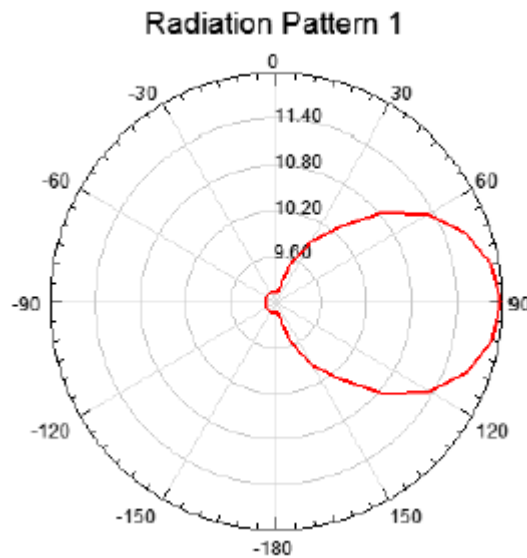


Figura 4.16. Patrón de radiación para el caso $\theta=\phi=90^\circ$.

Fuente: Autor

En la figura 4.17 se muestra las características de radiación para una variación del lóbulo principal del haz de radiación hacia 180° . Para este caso los valores de θ y Φ serán 90° y 180° respectivamente. La diferencia de fase entre los elementos en el eje x será 90° y en el eje y 0° .

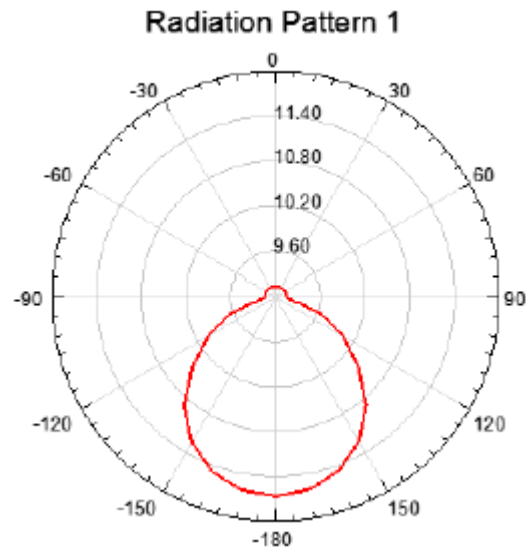


Figura 4.17. Patrón de radiación para el caso $\theta=90^\circ$ y $\phi=180^\circ$.

Fuente: Autor

La figura 4.18 ilustra las características de radiación para una variación del lóbulo principal del haz de radiación hacia 270° . Para este caso los valores de θ y Φ serán 90° y 270° respectivamente. La diferencia de fase entre los elementos en el eje x será 0° y en el eje y 90° .

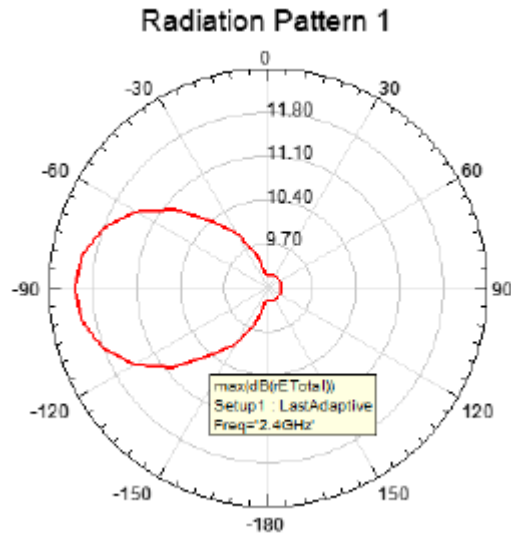


Figura 4.18 Patrón de radiación para el caso $\theta=90^\circ$ y $\phi=270^\circ$.

Fuente: Autor

Para una variación del lóbulo principal del haz de radiación hacia 360° , las características de radiación coinciden con las de 0° pues presentan la misma diferencia de fase en los ejes x e y. Los resultados anteriores se pudieran mejorar aumentando la dimensión del arreglo plano uniforme.

4.3 Diseño y simulación de un arreglo plano uniforme de 16 elementos.

Para comprobar que aumentando el número de elementos que conforman el arreglo, la dirección del haz principal se acerca al ángulo deseado, aumentando su directividad y al mismo tiempo incrementándose el número de lóbulos secundarios y disminuyendo la potencia de estos, se realizó el diseño y simulación de un arreglo plano uniforme de 16 elementos.

Los elementos de microcintas dentro del arreglo están espaciados uniformemente en función de la longitud de onda de la señal ($d_x = d_y = \frac{\lambda}{4} = 31.25 \text{ mm}$).

En la figura 4.19 se representa el arreglo.

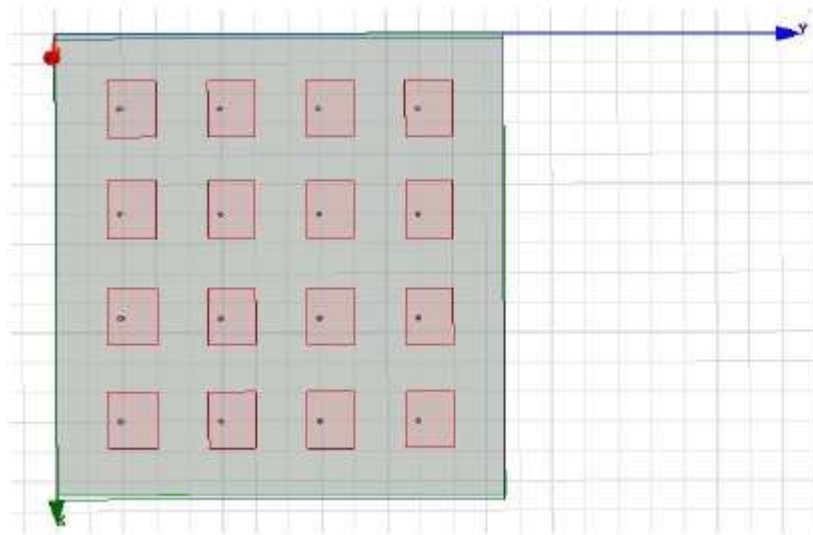


Figura 4.19 Arreglo plano uniforme diseñado en el software HFSS.

Fuente: Autor

Los resultados de la simulación del arreglo se observan en las figuras 4.20 y 4.21.

En la figura 4.20 se puede observar que el arreglo de antenas tiene un lóbulo principal en el cual se logra la mayor ganancia de esta, 14.63 dB aproximadamente.

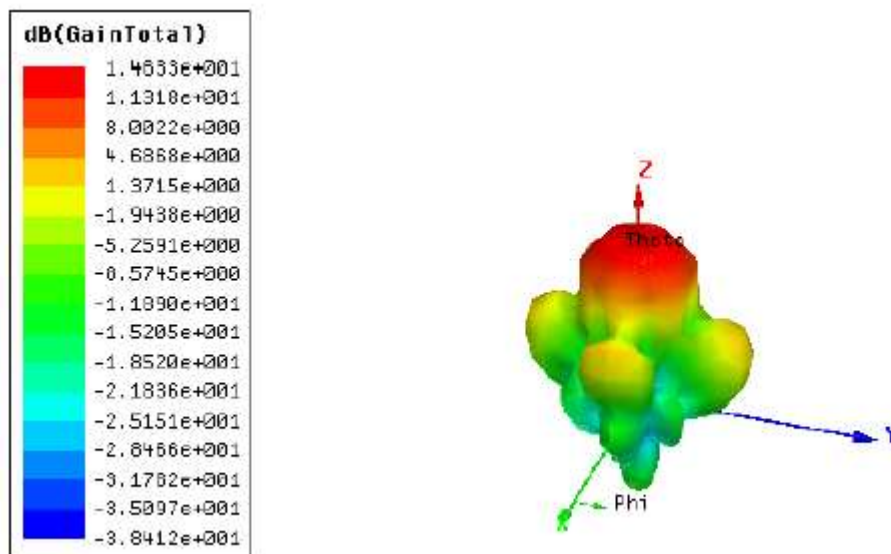


Figura 4.20. Diagrama de ganancia del arreglo.

Fuente: Autor

La figura 4.21 ilustra el comportamiento de la directividad alcanzada por el arreglo plano uniforme de 16 elementos, cuyo valor máximo es de 17.44 dB.

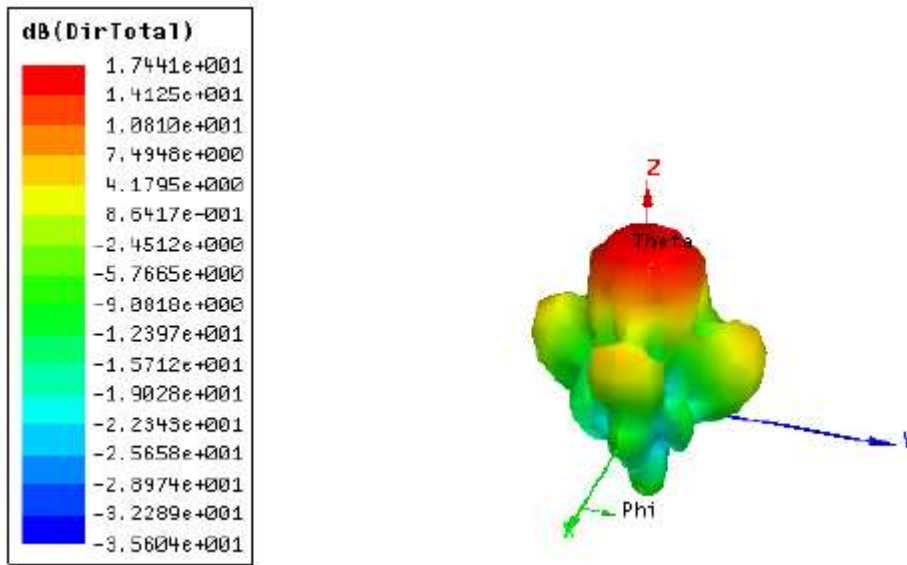


Figura 4.21. Directividad del arreglo.

Fuente: Autor

Teniendo en cuenta la relación que existe entre la ganancia y la directividad, el arreglo plano uniforme de 16 elementos presenta una eficiencia de radiación de aproximadamente 90%. Los resultados anteriores demuestran por qué los arreglos de antenas de microcintas son uno de los más usados, debido a que estos presentan mejor directividad, eficiencia y ganancia del sistema.

4.3.1 Análisis de radiación.

Para variar la dirección del lóbulo principal del haz de radiación es necesario determinar la fase de excitación de cada uno de los elementos que componen el arreglo. Para lograr esto se empleó un procedimiento homólogo al realizado en el arreglo plano uniforme de 4 elementos.

Realizando un barrido donde Phi toma valores entre 0 y 360 grados (ϕ ($0^\circ - 360^\circ$)) y Theta entre 0 y 90 grados (θ ($0^\circ - 90^\circ$)) y empleando las ecuaciones 4.1 y 4.2 se obtuvieron valores de diferencia de fase iguales a los mostrados en la tabla 4.2.

La figura 4.22 ilustra las características de radiación para una variación del lóbulo principal del haz de radiación hacia 0° . En este caso la diferencia de fase entre los elementos que componen al arreglo serán igual a -90° en la dirección del eje x y 0° en el eje y.

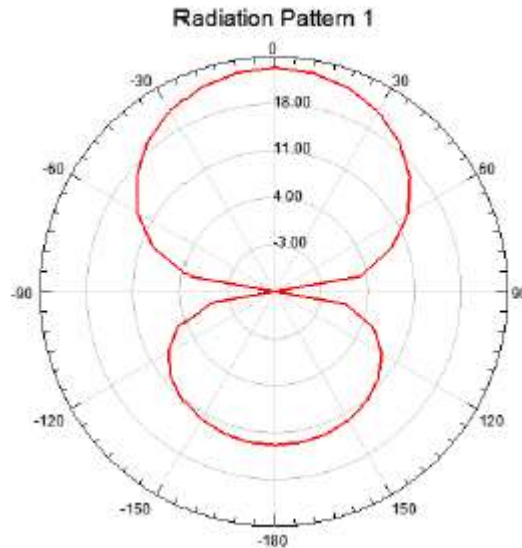


Figura 4.22. Patrón de radiación para el caso $\theta=90^\circ$ y $\phi=0^\circ$.

Fuente: Autor

En la figura 4.23 se muestra las características de radiación para una variación del lóbulo principal del haz de radiación hacia 30° . Para este caso los valores de θ y Φ serán 90° y 30° respectivamente. La diferencia de fase entre los elementos en el eje x será -77.94° y en el eje y -45° .

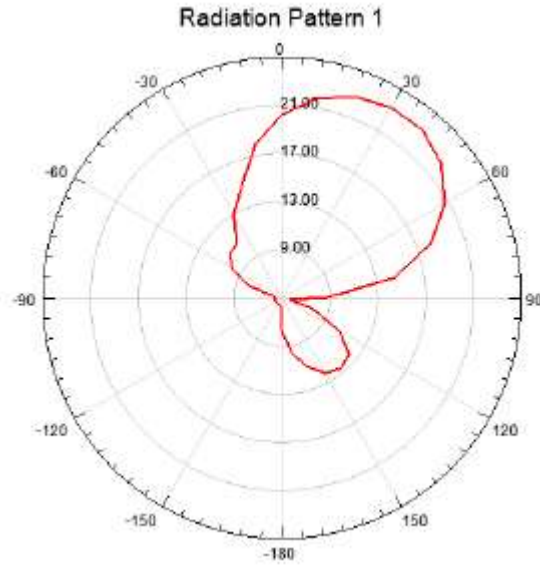


Figura 4.23. Patrón de radiación para el caso $\theta=90^\circ$ y $\phi=30^\circ$.

Fuente: Autor

En la figura 4.24 se puede observar las características de radiación para una variación del lóbulo principal del haz de radiación hacia 60° . Para este caso los valores de θ y Φ serán 90° y 60° respectivamente. La diferencia de fase entre los elementos en el eje x será -45° y en el eje y -77.94° .

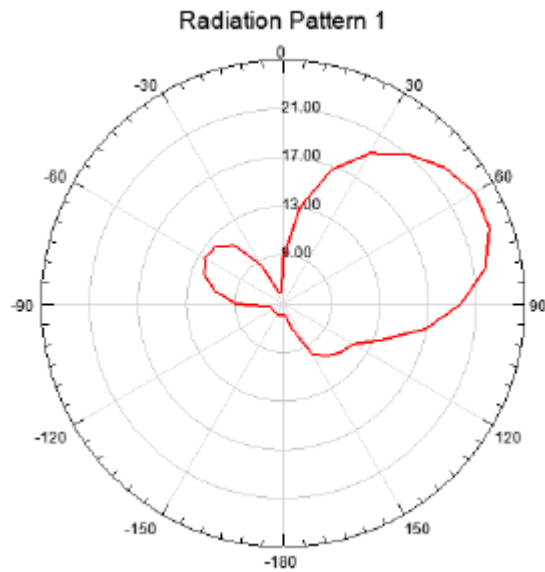


Figura 4.24. Patrón de radiación para el caso $\theta=90^\circ$ y $\phi=60^\circ$.

Fuente: Autor

La figura 4.25 ilustra las características de radiación para una variación del lóbulo principal del haz de radiación hacia 90° . Para este caso los valores de θ y Φ serán 90° . La diferencia de fase entre los elementos en el eje x será 0° y en el eje y 90° .

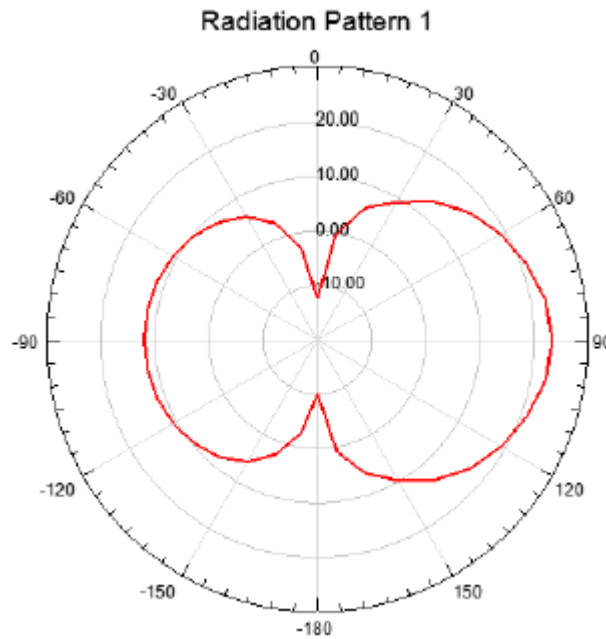


Figura 4.25. Patrón de radiación para el caso $\theta=\phi=90^\circ$.

Fuente: Autor

En la figura 4.26 se muestra las características de radiación para una variación del lóbulo principal del haz de radiación hacia 180° . Para este caso los valores de θ y Φ serán 90° y 180° respectivamente. La diferencia de fase entre los elementos en el eje x será 90° y en el eje y 0° .

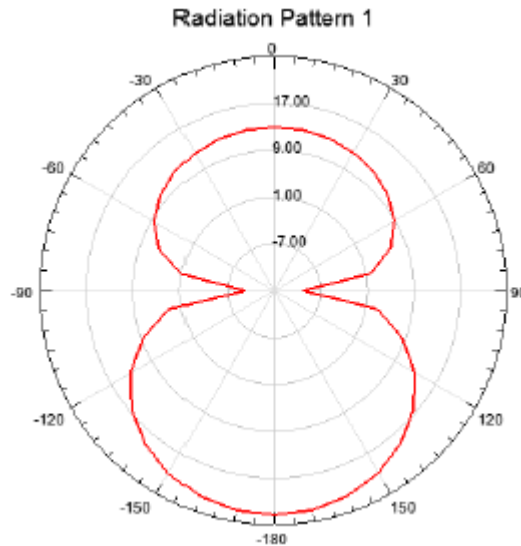


Figura 4.26. Patrón de radiación para el caso $\theta=90^\circ$ y $\phi=180^\circ$.

Fuente: Autor

En la figura 4.27 se puede observar las características de radiación para una variación del lóbulo principal del haz de radiación hacia 270° . Para este caso los valores de θ y Φ serán 90° y 270° respectivamente. La diferencia de fase entre los elementos en el eje x será 0° y en el eje y 90° .

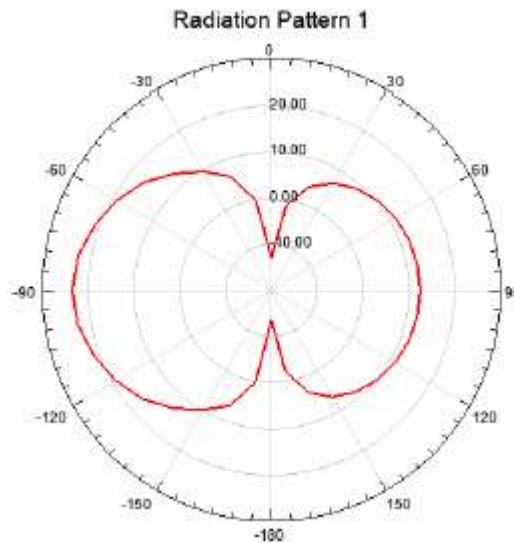


Figura 4.27. Patrón de radiación para el caso $\theta=90^\circ$ y $\phi=270^\circ$.

Fuente: Autor

Para una variación del lóbulo principal del haz de radiación hacia 360°, las características de radiación coinciden con las de 0° pues presentan la misma diferencia de fase en los ejes x e y.

4.4 Comparación entre los arreglos planos uniformes de 4 y 16 elementos.

Cuando se observan las simulaciones de los arreglos planos uniformes de 4 y 16 elementos se pueden constatar una serie de diferencias entre uno y otro, en parámetros de gran importancia en el funcionamiento de las antenas, como por ejemplo en la eficiencia, la ganancia y la directividad. En las figuras 4.28 y 4.29 se puede observar lo anteriormente planteado.

Quantity	Freq	Value
Max U	2.4GHz	0.021964 W/sr
Peak Directivity		13.972
Peak Gain		6.8574
Peak Realized Gain		6.8182
Radiated Power		0.019755 W
Accepted Power		0.040251 W
Incident Power		0.040483 W
Radiation Efficiency		0.49081
Front to Back Ratio		27138
Decay Factor		0

Figura 4.28 Parámetros del arreglo plano uniforme de 4 elementos.

Fuente: Autor

	Quantity	Freq	Value
	Max U	2.4GHz	0.36918 W/sr
	Peak Directivity		55.473
	Peak Gain		29.059
	Peak Realized Gain		28.907
	Radiated Power		0.083633 W
	Accepted Power		0.15965 W
	Incident Power		0.16049 W
	Radiation Efficiency		0.52384
	Front to Back Ratio		356.44
	Decay Factor		0

Figura 4.29 Parámetros del arreglo plano uniforme de 16 elementos.

Fuente: Autor

Como se puede observar el arreglo plano uniforme de 16 elementos presenta una mejor eficiencia, directividad y ganancia porque en teoría hay 3 dB de incremento de ganancia cuando se aumenta la cantidad de elementos del arreglo.

Otra diferencia apreciable es que conforme aumenta la dimensión del arreglo plano uniforme el número de lóbulos secundarios se incrementan, es decir el arreglo plano uniforme de 16 elementos presenta mayor cantidad de lóbulos secundarios que el de 4 elementos.

En ambos arreglos se pudo demostrar que variando la fase de excitación de cada uno de los elementos que lo componen se puede variar la dirección del lóbulo principal del haz de radiación en la dirección deseada.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Conclusiones

1. Se diseñó y simuló una antena de parche rectangular utilizando el sustrato FR4 de 1.5 mm de espesor, la cual constituye el elemento simple de los arreglos. Se determinaron sus parámetros de radiación (Directividad=7.0618 dB) e impedancia de entrada ($Z_{in}=46.9534+j1.9822 \Omega$) a la frecuencia de 2.4 GHz empleando la herramienta de simulación Ansoft HFSSv15.0.2.
2. Se diseñaron y simularon dos arreglos planos uniformes de parches rectangulares alimentados con conector coaxial, obteniéndose adecuados resultados de ganancia y directividad.
3. Se determinó la fase de excitación relativa de los elementos que componen a los arreglos planos uniformes, lo cual permitió variar la dirección del lóbulo principal del haz de radiación desde 0 hasta 360 grados.
4. Se comprobó que conforme aumenta la dimensión del arreglo plano uniforme el número de lóbulos secundarios se incrementan.
5. En ambos arreglos se pudo demostrar que variando la fase de excitación de cada uno de los elementos que lo componen se puede variar la dirección del lóbulo principal del haz de radiación en la dirección deseada. Se comprobó además que aumentando el número de elementos que componen el arreglo de antenas, la ganancia y la directividad aumentan.
6. Se puede concluir que los diseños realizados pueden ser empleados en sistemas inalámbricos que operen en la banda de 2.4 GHz.

Recomendaciones

1. Implementar los arreglos diseñados para comprobar los resultados obtenidos en la simulación realizada.
2. Probar otros métodos de alimentación para analizar el comportamiento de los arreglos.
3. Realizar arreglos con otras geometrías y estructura, así como diferentes rangos de frecuencia de operación.
4. Comprobar la efectividad de estas técnicas variando la cantidad de elementos que conforman los arreglos.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Aguirre, G. (2018). *Diseño del desplazador de fase activo de una antena inteligente para redes Wi-Fi en entornos rurales*. Trabajo de titulación previo a la obtención del grado de Magister en Telecomunicaciones, Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.
- Alvarez, A. (2017). *Diseño y simulación de una antena de resonancia de orden-cero (ZOR) con metamateriales para tratamiento de tumores vía Hipertermia*. Guayaquil: UCSG.
- Baggen, R., Holzwarth, S., Böttcher, M., & Eube, M. (2005). Phased Array Technology: Trends & Developments. *GeMiC*.
- Balanis, C. (2016). *Antenna Theory. Analysis and Design* (4ta ed.). New Jersey: JOHN WILEY & SONS.
- Campanella, H., Comas, A., & Alba, Y. (2003). Antenas inteligentes con aplicación en SDMA. Obtenido de <https://iie.fing.edu.uy/ense/asign/tes/materiales/publicaciones/AntenasInteligentesCDMA.pdf>
- Cardama, Á., Jofre, L., Rius, J., Romeu, J., Blanch, S., & Ferrando, M. (2002). *Antenas*. Editions UPC.
- Carrillo, M. (2010). *Agrupación de antenas microstrip para un receptor SAR biestatico*. Barcelona: UAB.
- Castillo del Pezo, E. (2018). *Diseño de una etiqueta pasiva sin chip para aplicaciones RFID en UWB*. Guayaquil: Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.
- Fenn, A. J., Temme, D. H., & Delaney, W. P. (2000). The Development of Phased-Array Radar Technology. *LINCOLN LABORATORY JOURNAL*.
- Ferrando, M., & Valero, A. (2004). *Agrupaciones planas*. Universidad Politécnica de Valencia, Comunicaciones. Obtenido de

www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Agrupaciones_planas.pdf

- 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.
- González, F. (2008). *Diseño de antenas impresas de banda ancha y polarización circular para sistemas WiMax*. Universidad Autónoma de Madrid.
- Hernandez, D. (2015). *Diseño, simulación y comparación de antenas microcintas a una frecuencia de 2.4GHz*. Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.
- Kraus, J. D. (2001). *Antennas*. McGraw-Hill Education Singapore.
- Larsen, N. (2007). *Electronically Steerable Antennas for Satellite Communications*. Technical University of Denmark.
- Litva, J., & Lo, T. K. (1996). *Digital Beamforming in Wireless Communication*.
- Mailloux, R. J., McVennam, J. F., & Kernweis, N. P. (1981). Microstrip Array Technology. *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, AP-29(1)*.
- Millanes, R. (2013). *Diseño y fabricación de un arreglo de antenas planares sectorizadas con aplicación en WiMAX*. Ensenada: CICESE.
- Olivera, I. (2016). *Diseño de un arreglo de antenas para la Quinta Generación de las comunicaciones en la banda de 73 GHz*. Santa Clara.
- Orbaiceta, A. (2017). *Diseño y caracterización de un array de antenas en tecnología plana en la banda de 8GHz con polarización circular*. Pamplona: E.T.S. de Ingeniería Industrial, Informática y de Telecomunicación.
- Park, D. (2017). *Diseño y simulación de un arreglo de antenas de microcintas con geometrías triangular y rectangular alimentadas por línea de transmisión para la banda de 2.4 GHz*. Guayaquil: UCSG.
- Pozar, D. M., & Schaubert, D. H. (1995). *Microstrip antennas: the analysis and design of microstrip antennas and arrays*. John Wiley & Sons.
- Prieto, J. (2017). Introducción a los sistemas de comunicación inalámbricos.
- Prometec. (2017). *Los RFID. Leyendo codigos RFID con Arduino*. . Obtenido de <https://www.prometec.net/los-rfid/>

- Sainati, R. A. (1996). *CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications*. L.Artech House Boston. Artech House.
- Sampieri, R. H., Collado, C. F., & Lucio, P. B. (2006). *Metodología de la Investigación*. Istapalapa: Mc Graw Hill.
- Sandoval, F. (2009). *Antenas de microcintas o patch: métodos de alimentación*.
- Waterhouse, R. B. (2003). *Microstrip Patch Antennas: A Designer's Guide*. Springer Science+Business Media New York.

GLOSARIO DE TÉRMINOS

Abreviatura	Significado en Español	Significado en Inglés
AESA	Antena de Escaneo Electrónico Activo	<i>Active Electronic Scanned Antenna</i>
BER	Taza de Bit Erróneo	<i>Bit Error Rate</i>
FDTD	Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo	<i>Finite Differences in Time Dominion</i>
FEM	Método de los Elementos Finitos	<i>Finite Elements Method</i>
GPS	Sistema de Posicionamiento Global	<i>Global Position System</i>
HFSS	Simulador de Estructuras a Altas Frecuencias	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
IEEE	Instituto de Ingenieros Eléctricos Y Electrónicos	<i>Institute of Electric and Electronic Engineers</i>
ROE	Razón de Onda Estacionaria	<i>Stationary Wave Reason</i>
SINR	Relación Ruido Señal Interferente	<i>Signal Interfering Noise Ratio</i>
TEM	Transverso Electro Magnético	<i>Transverse Electro Magnetic</i>
TM	Transverso Magnético	<i>Transverse Magnetic</i>
WLAN	Redes Inalámbricas de Área Local	<i>Wireless Local Area Network</i>

ANEXOS

Anexo I. PROGRAMA PARA EL CÁLCULO DE LA VARIACIÓN DE FASE ENTRE LOS ELEMENTOS QUE COMPONEN AL ARREGLO EN PYTHON

```
import math
dy = (float)(input ('Introduzca la separación entre los elementos horizontal (?): \n'));
dx = (float)(input ('Introduzca la separación entre los elementos vertical (?)\n'));
x = (float)(input ('Introduzca el valor de theta (en grados) \n'));
y = (float)(input ('Introduzca el valor de phi (en grados) \n'));
k = 2*180;
Bx = k*dx*math.sin(x)*math.cos(y)
print('Bx:',Bx);
By = k*dy*math.sin(x)*math.sin(y)
print('By:',By);
```



**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, **Sig-Tu Toral Adrián Alfonso**, con C.C: # **0926806696** autor/a del trabajo de titulación: **Diseño de arreglos de antenas de microcinta para sistemas inalámbricos en la banda de 2.4 GHz** 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, 7 de marzo del 2019

f. _____

Nombre: **Sig-Tu Toral Adrián Alfonso**

C.C: **0926806696**



REPOSITORIO NACIONAL EN CIENCIA Y TECNOLOGÍA

FICHA DE REGISTRO DE TESIS/TRABAJO DE TITULACIÓN

TÍTULO Y SUBTÍTULO:	Diseño de arreglos de antenas de microcinta para sistemas inalámbricos en la banda de 2.4 GHz.		
AUTOR(ES)	Sig-Tu Toral Adrián Alfonso		
REVISOR(ES)/TUTOR	MSc. Orlando Philco Asqui; MSc. Luis Córdova Rivadeneira / MSc. Manuel Romero Paz		
INSTITUCIÓN:	Universidad Católica de Santiago de Guayaquil		
FACULTAD:	Sistema de Posgrado		
PROGRAMA:	Maestría en Telecomunicaciones		
TÍTULO OBTENIDO:	Magister en Telecomunicaciones		
FECHA DE PUBLICACIÓN:	Guayaquil, 7 de marzo de 2019	No. DE PÁGINAS:	92
ÁREAS TEMÁTICAS:	Diagrama de radiación, Razón de onda estacionaria, línea de transmisión, cavidad resonante, Geometría del parche, Directividad, Ganancia, Eficiencia		
,PALABRAS CLAVES/ KEYWORDS:	Antenas de microcintas, arreglos de antenas, arreglos de fase		
RESUMEN/ABSTRACT:			
<p>En este trabajo se describe el diseño y simulación de arreglos de antenas de microcintas de parche rectangular. Se realiza un estudio de arreglos de fase y principales características de radiación, así como los fundamentos teóricos del diseño de antenas de microcintas, describiéndose las configuraciones, modos de alimentación y excitación. Se fundamenta el diseño de la antena que constituye el elemento simple de los arreglos y se determinan sus características de radiación e impedancia de entrada a 2.4 GHz con el empleo del programa de Simulación de Estructuras de Alta Frecuencia (<i>HFSS</i>). Se propone el diseño y simulación de dos arreglos planos uniformes de 2x2 y 4x4 elementos con diferentes valores de fase relativa de excitación para variar la dirección del lóbulo principal del haz de radiación desde 0 hasta 360 grados. Se utiliza el método Exploratorio, para profundizar el estado actual de la tecnología de arreglos de antenas de microcinta y su empleo en comunicaciones inalámbricas, estableciendo así el estado del arte de dicha temática. Con esto se aplica el método Descriptivo para analizar la información obtenida y emplearla en diseñar arreglos de antenas de microcinta para sistemas inalámbricos en la banda de 2.4 GHz. Se aplica el paradigma Empírico-Analítico y un enfoque Cuantitativo con operaciones matemáticas para caracterizar las tecnologías estudiadas y realizar diseños de cada estructura propuesta. La metodología de diseño es Experimental porque se manipulan los parámetros investigados, para obtener las mejores características del diseño en cuanto a ganancia y directividad.</p>			
ADJUNTO PDF:	<input checked="" type="checkbox"/> SI	<input type="checkbox"/> NO	
CONTACTO CON AUTOR/ES:	Teléfono: +593-996013593	E-mail: ast91@hotmail.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:			
DIRECCIÓN URL (tesis en la web):			