



BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA

FACULTAD DE CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA

**“DISEÑO DE UNA ANTENA DE
MICROCINTA CON POLARIZACIÓN
DUAL A 4 GHz”**

TESIS

QUE PARA TENER EL GRADO DE:
LICENCIADO EN ELECTRÓNICA

PRESENTA:
C. EDGAR HERNÁNDEZ LIMÓN

BAJO LA ASESORÍA DE:
DR. RICHARD TORREALBA MELÉNDEZ (FCE-BUAP)
DR. HUMBERTO LOBATO MORALES (CICESE)



PUEBLA, PUE., JULIO, 2016

AGRADECIMIENTOS

Quiero agradecer primeramente a mi padre por todo el apoyo para superar los distintos obstáculos presentados durante la realización de este trabajo, en especial por brindarme apoyo económico para poder realizar mi estancia en Ensenada, Baja California. También, agradezco a mi madre, que gracias a su gran amor y esfuerzo he podido salir adelante, tanto en el ámbito personal, como en el profesional, y por brindarme las fuerzas de seguir adelante en mis estudios de licenciatura, que me han llevado a adquirir responsabilidad, al igual que agradezco a mis hermanos por toda la orientación y consejos por medio de sus experiencias en el ámbito laboral, sin olvidar las pláticas durante sus etapas como estudiantes, que me ayudó a formar un panorama .

Agradezco a la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP) por haberme dado la oportunidad de formar parte de su grupo de estudiantes y al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California, (CICESE) por brindarme una beca para realizar mis prácticas profesionales en el departamento de Electrónica y Telecomunicaciones. También deseo agradecer ampliamente a mis asesores de tesis, en especial al Dr. Richard Torrealba Meléndez por haberme brindado su apoyo, orientación y paciencia en el transcurso de la realización de la tesis, sobre todo por creer en mí para culminar este trabajo de tesis. También quiero agradecer al Dr. Humberto Lobato Morales por haberme enseñado sus amplios conocimientos en microondas, por haberme tratado excelentemente durante mi estancia en Ensenada, por su tiempo, paciencia y por haberme dado el acceso al CICESE para realizar la caracterización de la antena.

Por último, agradezco a mis amigos, por todos los momentos en convivencia, por las reuniones para estudiar en los tiempos de exámenes, por el apoyo en momentos difíciles cuando el proyecto final o prácticas de laboratorio no funcionaban, en general, por todos esos momentos por los cuales siento el apoyo de las personas y me hacen seguir adelante en las metas que me planteas.

ÍNDICE

Pág.

LISTA DE FIGURAS.....	IV
LISTA DE TABLAS	VII
RESUMEN	VIII
CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN	1
1.1. ESTADO DEL ARTE	2
1.2. OBJETIVO GENERAL.....	5
1.3. OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	5
1.4. METODOLOGÍA	5
1.5. ORGANIZACIÓN DE LA TESIS.....	7
CAPÍTULO 2 PROPAGACIÓN DE ONDAS Y ANTENAS	8
INTRODUCCIÓN	8
2.1. EL TEOREMA DE RECIPROCIDAD.....	8
2.2. ECUACIONES DE MAXWELL	9
2.3. PROPAGACIÓN DE ONDAS	10
2.4. CARACTERÍSTICAS GENERALES DE LA PROPAGACIÓN DE LA ONDA ELECTROMAGNÉTICA.....	13
2.5. ESPECTRO RADIOELÉCTRICO	14
2.6. ANTENAS	16
2.7. TEORÍA BÁSICA DE ANTENAS.....	17
2.7.1. <i>Ángulo de máxima radiación y ancho de haz de media potencia.</i>	21
2.7.2. <i>Ganancia</i>	22
2.7.3. <i>Eficiencia</i>	23
2.7.4. <i>Ancho de banda</i>	24
2.7.5. <i>Polarización</i>	25
2.7.6. <i>Coefficiente de reflexión, VSWR y pérdidas por retorno</i>	26
2.8. TIPOS DE ANTENAS	28
2.8.1. <i>Antenas de alambre</i>	28
2.8.2. <i>Antenas de apertura</i>	28
2.8.3. <i>Antenas reflectoras</i>	29

2.8.4. Antenas de parche	30
CAPÍTULO 3 ANTENA DE MICROCINTA	32
INTRODUCCIÓN	32
3.1. LÍNEAS DE MICROCINTA	32
3.1.1. Ecuaciones de una línea de microcinta	34
3.2. PARCHE RADIADOR.....	35
3.2.1. Modelo de línea de transmisión.....	36
3.3. TIPOS DE ALIMENTACIÓN.	38
3.4. DISEÑO DE LA ANTENA	39
3.4.1. Diseño del parche rectangular	39
3.4.2. Diseño de la línea de alimentación	41
3.4.3. Dimensiones de la línea de Alimentación de 50Ω	42
3.4.4. Dimensiones del transformador de impedancias.....	44
3.4.5. Dimensiones del tridente	45
3.5. DIMENSIONES DE LA ANTENA DE MICROCINTA.....	49
3.6. CONCLUSIONES	50
CAPÍTULO 4 ANÁLISIS Y RESULTADOS.....	51
INTRODUCCIÓN	51
4.1. RESULTADOS DE SIMULACIÓN	51
4.1.1. Alimentación en Fase	53
4.1.2. Puertos fuera de fase 180°	55
4.1.3. Diagramas de radiación en tres dimensiones y eficiencia de la antena.....	57
4.1.4. Resultados de simulación de la antena conectada a un acoplador tipo “rat-race”	58
4.2. RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	60
4.2.1. Obtención de los parámetros de dispersión “S” de la antena.....	60
4.2.2. Caracterización de la antena con el acoplador “rat-race”	62
4.2.3. Medición de la ganancia	64
4.3. CONCLUSIONES	70
CAPÍTULO 5 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO	71
5.1. CONCLUSIONES	71
5.1.1. Sobre el parche radiador y las líneas de alimentación de la antena	71
5.1.2. Sobre la diversidad de Polarización.....	72
5.2. TRABAJO FUTURO	73

ESTANCIAS DE INVESTIGACIÓN	74
APÉNDICE A. DISEÑO DE UN ACOPLADOR DE MICROCINTA TIPO “RAT-RACE” DE 3DB	75
APÉNDICE B. EQUIPOS DE MEDICIÓN	78
ANALIZADOR DE REDES <i>AGILENT PNA-X</i>	78
ANALIZADOR DE ESPECTROS <i>RHODE & SCHWARZ®</i> MODELO <i>FSP40</i>	79
GENERADOR DE SEÑALES <i>RHODE & SCHWARZ®</i> MODELO <i>SMB100A</i>	79
APÉNDICE C. ANTENAS VIVALDI.....	80
APÉNDICE D. PÉRDIDAS POR LOS CABLES	81
REFERENCIAS.....	82

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1.1. Diagrama de bloques de diversidad espacial de un sistema SIMO. _____	2
Figura 1.2. Diversidad del patrón de radiación (conformación de haz). _____	3
Figura 1.3. Recepción de una onda linealmente Polarizada, (a) horizontal, (b) vertical. _____	3
Figura 1.4. Acopladores comúnmente usados para generar cambio de fase a) tipo “rat-race”, b) Acoplador híbrido de 90° [10]. _____	4
Figura 1.5. Geometría de la antena con diversidad de polarización propuesta. _____	6
Figura 2.1. Representación de una onda electromagnética en el espacio libre _____	11
Figura 2.2. Dirección de propagación de los campos Eléctrico y Magnético. _____	12
Figura 2.3. Distribución del flujo de electrones a lo largo de una antena simple. _____	12
Figura 2.4. Distribución de las cargas en una antena simple. _____	13
Figura 2.5. Propagación de líneas de fuerza (para este caso la propagación es hacia el lector) [22]. _____	13
Figura 2.6. Antena como dispositivo de acoplamiento. _____	16
Figura 2.7. Equivalente de Thevenin, antena emisora [10]. _____	17
Figura 2.8. Sistemas de coordenadas esféricas. _____	18
Figura 2.9. Diagrama de radiación tridimensional [10]. _____	18
Figura 2.10. Diagrama de radiación en: (a) coordenadas polares, (b) coordenadas cartesianas. _____	19
Figura 2.11. Diagramas de radiación isótropo, omnidireccional y directivo. _____	20
Figura 2.12. Tipos de lóbulos en un diagrama de radiación. _____	21
Figura 2.13. Localización del ángulo de máxima radiación ϑ_m y el ángulo de media potencia. _____	21
Figura 2.14. Ancho de banda de una antena respecto al coeficiente de reflexión. _____	24
Figura 2.15. Tipos de Polarización. _____	25
Figura 2.16. Voltaje incidente, reflejado y transmitido. _____	26
Figura 2.17. Distintos ejemplos de antena tipo alambre. _____	28
Figura 2.18. Antenas de apertura: (a) Esquema y (b) fotografía de una antena piramidal, (c) antena de apertura cónica y (d) fotografía de una antena cónica [30]. _____	29
Figura 2.19. Antena reflectora de disco parabólico [10]. _____	29
Figura 2.20. Antena de parche o microcinta. _____	30
Figura 2.21. Formas de los elementos de los parches de microcinta [10]. _____	30
Figura 3.1. Estructura de una línea de microcinta [10]. _____	33
Figura 3.2. Geometría equivalente de una línea de microcinta; (a) Geometría original,	

(b) Geometría equivalente [10]. _____	33
Figura 3.3. Líneas de campo de un segmento de microcinta en su corte transversal [10]. _____	34
Figura 3.4. Antena de parche rectangular alimentada por una línea de microcinta [10]. _____	36
Figura 3.5. Dimensiones físicas de un parche rectangular; (a) vista superior, (b) vista lateral [10]. _____	37
Figura 3.6. Antena microcinta alimentada mediante (a) línea de transmisión. (b) coaxial. _____	38
Figura 3.7. Antena microcinta alimentada mediante; (a) acoplamiento por apertura, (b) acoplamiento por proximidad. _____	39
Figura 3.8. Antena monopolo cuadrado sin plano de tierra debajo del radiador. _____	40
Figura 3.9. Respuesta para diferentes dimensiones del parche L. _____	41
Figura 3.10. (a) Antena de parche con transformador de impedancias convencional, (b) Antena de parche sin plano de tierra, alimentada con transformador de impedancias y una estructura en forma de tridente. _____	42
Figura 3.11. Interfaz de la herramienta Microstrip Line Calculator. _____	44
Figura 3.12. Circuito de un transformador de impedancias de $\lambda/4$. _____	44
Figura 3.13. Respuestas al variar el ancho de la línea w_T del transformador de impedancias. _____	45
Figura 3.14. Dimensiones de la línea de alimentación en forma de tridente. _____	46
Figura 3.15. Perdidas por retorno para tres valores diferentes de a_1 . _____	46
Figura 3.16. Perdidas por retorno para tres valores diferentes de a_2 . _____	47
Figura 3.17. Perdidas por retorno para tres valores diferentes de a_3 . _____	48
Figura 3.18. Dimensiones de la antena con una línea de alimentación. _____	49
Figura 3.19. Geometría de la antena propuesta. Los parámetros son: $a_2=5$ mm, $w_t=0.62$ mm, $d_1=20.3$ mm, $d_2=20$ mm, $w=1.91$ mm, $l_1=7.98$ mm, $l_2=9.87$ mm, $l_3=14.77$ mm, $l=20.1$ mm, $L=26.5$ mm, y $g_w=89.94$ mm. _____	50
Figura 4.1. Simulación de los parámetros S de la antena mostrada en la Fig. 3.21. _____	52
Figura 4.2. Simulación de la distribución del campo Eléctrico en el parche cuando la antena es alimentada con señales en fase a una frecuencia de 4 GHz. _____	53
Figura 4.3. Simulación del Patrón de radiación en Ganancia cuando la antena es alimentada con señales en fase a una frecuencia de 4 GHz. _____	54
Figura 4.4. Simulación del patrón de radiación en coordenadas cartesianas cuando la antena es alimentada con señales en fase a una frecuencia de 4 GHz. _____	54
Figura 4.5. Simulación de la distribución del campo eléctrico E cuando la antena es alimentada con señales fuera de fase. _____	55
Figura 4.6. Simulación del Patrón de radiación en Ganancia cuando la antena es alimentada con señales en fuera de fase. _____	56
Figura 4.7. Simulación de la ganancia en coordenadas polares para el caso de una	

<i>alimentación en fuera de fase a 4 GHz.</i>	56
<i>Figura 4.8. Simulación del patrón de radiación en 3D en el plano x-z cuando la antena en alimentada con señales: (a) en fase, (b) Fuera de fase a 4 GHz.</i>	57
<i>Figura 4.9. Eficiencia de radiación simulada.</i>	58
<i>Figura 4.10. Acoplador "rat-race" para generar los cambios de fase en la señal.</i>	58
<i>Figura 4.11. Simulación del coeficiente de reflexión de la antena y el acoplador en modo común y modo diferencial.</i>	59
<i>Figura 4.12. Simulación de la diferencia de fase en la antena con el acoplador.</i>	60
<i>Figura 4.13. Fotografía del analizador de redes PNA-X Agilent.</i>	61
<i>Figura 4.14. Fotografía de la antena conectada al analizador de redes PNA-X de Agilent.</i>	61
<i>Figura 4.15. Resultados experimentales y simulados de los parámetros S de la antena.</i>	62
<i>Figura 4.16. Montaje de la antena con el acoplador en modo común.</i>	63
<i>Figura 4.17. Coeficiente de reflexión de la antena cuando es alimentada con una señal en fase.</i>	63
<i>Figura 4.18. Coeficiente de reflexión cuando la antena es alimentada con señal en fuera de fase.</i>	64
<i>Figura 4.19. Esquemático del montaje de las antenas al medir la ganancia.</i>	65
<i>Figura 4.20. Antenas Vivaldi con vista: (a) posterior, (b) anterior.</i>	66
<i>Figura 4.21. Montaje para la medición de la ganancia.</i>	67
<i>Figura 4.22. Acoplador como red de dos puertos.</i>	68
<i>Figura A. 1. Geometría del acoplador híbrido de 180° o "rat-race" [10].</i>	75
<i>Figura A. 2. Representación de los segmentos del acoplador "rat-race".</i>	76
<i>Figura A. 3. Parámetros de dispersión del acoplador "rat-race" obtenidos en simulación.</i>	77
<i>Figura A. 4. Parámetros de dispersión del acoplador "rat-race" obtenidos de forma experimental.</i>	77
<i>Figura C. 1. Parámetros de dispersión experimentales de las antenas Vivaldi.</i>	80
<i>Figura D. 1. Cables empleados en la caracterización de la antena.</i>	81
<i>Figura D. 2. Resultados experimentales de la caracterización de los cables.</i>	81

LISTA DE TABLAS

	Pág.
<i>Tabla 2.1. Denominación de las bandas de frecuencias por décadas [10].</i>	14
<i>Tabla 2.2. Denominación habitual de las bandas de frecuencias de microondas [10].</i>	15
<i>Tabla 2.3. Denominación de las bandas a frecuencias superiores [10].</i>	15
<i>Tabla 2.4. Comparación del VSWR, Γ y R_L [28].</i>	27
<i>Tabla 3.1. Variación de a_1 de la línea del tridente.</i>	47
<i>Tabla 3.2. Variación de a_2 de la línea del tridente.</i>	48
<i>Tabla 3.3. Variación de a_3 de la línea del tridente.</i>	49
<i>Tabla 4.1. Matrices para obtener las ganancias en las antenas.</i>	69
<i>Tabla 4.2. Ganancias obtenidas mediante el método de las tres antenas.</i>	69
<i>Tabla A. 1. Dimensiones de las líneas de alimentación.</i>	76
<i>Tabla A. 2. Dimensiones de los segmentos del acoplador en forma de anillo.</i>	76

RESUMEN

En este trabajo de investigación se diseña y caracteriza una antena planar en tecnología de microcinta, la cual está formada por un parche radiador de estructura cuadrada y una doble alimentación de líneas de microcinta para lograr que la antena presente diversidad de polarización al modificar las fases de las señales de excitación. Lo característico de esta antena es que no presenta plano de tierra por debajo del parche y en las líneas de alimentación se agrega una estructura en forma de tridente, con esto se pretende mejorar el acoplamiento hacia el parche radiador. Para cumplir con los objetivos establecidos en la tesis, se realizó un estudio de parámetros de dispersión, diagramas de radiación y de ganancia para dos casos de excitación de señales: 1) en fase, y 2) fuera de fase, aplicadas a las terminales de alimentación del parche. La antena es diseñada y construida sobre un substrato dieléctrico Rogers RO3003, con un espesor $h=0.76$ mm y constante dieléctrica $\epsilon_r=3$, a una frecuencia central de operación de 4 GHz, y en un rango de frecuencias de 3.6 GHz a 4.4 GHz, que corresponde a un ancho de banda fraccional de 20 %.

I

INTRODUCCIÓN

En la actualidad, los sistemas de comunicaciones inalámbricos requieren transferir enormes cantidades de datos en el menor tiempo posible y con buena calidad, esto obliga a que dichos sistemas presenten una alta relación señal/ruido, un mejor aprovechamiento del ancho de banda asignado y buena robustez en general. Sin embargo, el canal de radio es un medio hostil para las señales que se transmiten, esto debido a las limitaciones del espectro radioeléctrico y a una alta densidad de interferencias presentes en el radiocanal. Este comportamiento que presenta el canal se convierte en el principal obstáculo para lograr que los sistemas de comunicaciones inalámbricos funcionen con eficiencia y robustez.

Una manera de mejorar la eficiencia y hacer más robustos los sistemas de comunicaciones inalámbricos es la inclusión de antenas con una diversidad de operación tanto en el transmisor como en el receptor. Al incluir esta diversidad en las antenas se puede mejorar la eficiencia del sistema mediante la inclusión de nuevos canales, la reducción en pérdidas por polarización, reducción de los efectos multitrayectoria de la señal. Con lo anterior se puede considerar a las antenas con diversidad como una opción para mejorar las presentaciones de sistemas de comunicaciones limitados en ancho de banda y recursos de espacio físico [1], [2]. Hablando estrictamente de antenas con diversidad, estas pueden ser: a) diversidad del patrón de radiación (conformación de haz) [3], b) diversidad de polarización [4]-[7], c) diversidad de frecuencia [8], y d) diversidad espacial [9].

En esta tesis se aborda el diseño, fabricación y caracterización de una antena con diversidad de polarización, debido a que se puede obtener modificando las fases de las señales que alimentan a la antena y/o los puntos de acoplamiento en la antena. También se efectúa un estudio de conceptos de antenas, al igual que las características del sustrato, constante dieléctrica, espesor y tangente de pérdidas y los parámetros como: Parámetros de Dispersión (Parámetros S), Ancho de Banda, Directividad, Ganancia, Patrón de Radiación y Frecuencia de Operación.

1.1. Estado del arte

Como se ha comentado anteriormente, existe una forma de mejorar el rendimiento en ancho de banda y/o pérdidas de información de un sistema de comunicaciones inalámbrico mediante la inclusión de antenas con diversidad de operación. En primer lugar se puede mencionar la diversidad espacial. Esta requiere contar con múltiples antenas separadas a una distancia, que por lo general es de media longitud de onda de la frecuencia de operación en el receptor. Las señales que se reciben en cada una de las antenas se correlacionan en el receptor. En la Figura 1.1 podemos observar un ejemplo de un esquema de diversidad espacial, que corresponde a un sistema SIMO (*Single Input Multiple Output*).

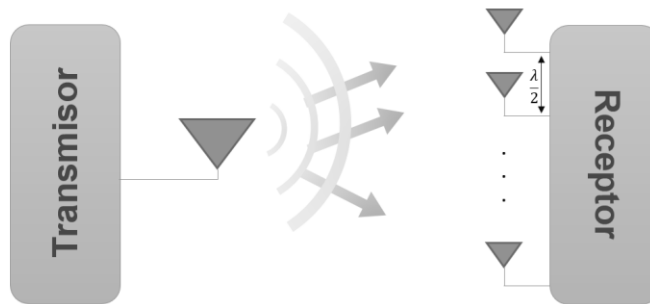


Figura 1.1. Diagrama de bloques de diversidad espacial de un sistema SIMO.

Otra forma de diversidad de operación es con el patrón de radiación, que se obtiene empleando múltiples antenas posicionando sus diagramas de radiación en diferentes direcciones o regiones angulares como se muestra en la Figura 1.2, con esto se logra la conformación de haz. Principalmente en este caso se emplean tanto software como hardware para obtener ésta diversidad de patrón de radiación.

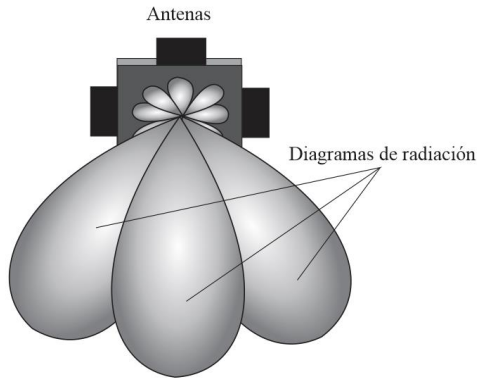


Figura 1.2. Diversidad del patrón de radiación (conformación de haz).

Finalmente una de las formas más usadas para obtener diversidad de operación es con el uso de antenas con diversidad de polarización. Entre sus principales ventajas, permite enviar dos señales simultáneamente procedentes de un transmisor, la polarización de las señales enviadas debe ser ortogonal entre sí mismas para que no exista interferencia en la recepción, como se muestra en la Figura 1.3. Otra forma es enviar una señal en polarización circular (el concepto de diversidad de polarización será tratado a profundidad en el Capítulo 2), como este tipo de polarización está conformado por dos componentes ortogonales solo se requiere tener un receptor con la polarización de la componente deseada. La diversidad de polarización no necesariamente requiere de separar a ciertas distancias las antenas transmisoras o receptoras (como es el caso de la diversidad espacial) o emplear algún hardware (como en la diversidad de patrón de radiación) lo cual hace a la diversidad de polarización atractiva, al hacer uso de pocos elementos adicionales.

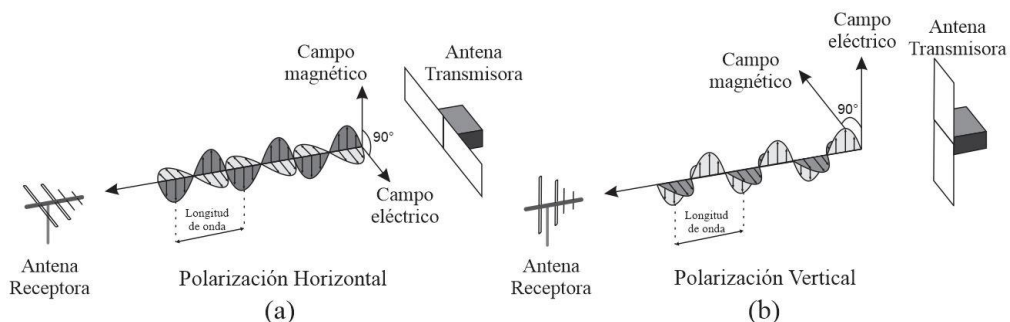


Figura 1.3. Recepción de una onda linealmente Polarizada, (a) horizontal, (b) vertical.

Usualmente, para obtener la diversidad de polarización es necesario utilizar acopladores de algún tipo, como los de tipo “rat-race” mostrado en la Figura 1.4(a), que dependiendo de su configuración en sus terminales 1 y 4 se puede obtener en las terminales 2 y 3 señales en fase (0° de diferencia) o señales fuera de fase (180° de diferencia). Otro acoplador muy empleado es el acoplador híbrido en cuadratura, Figura 1.4(b), que genera una diferencia de fase de 90° en sus terminales 2 y 3. Estos dispositivos suelen ser sencillos de diseñar y no presentan gran complejidad en su diseño.

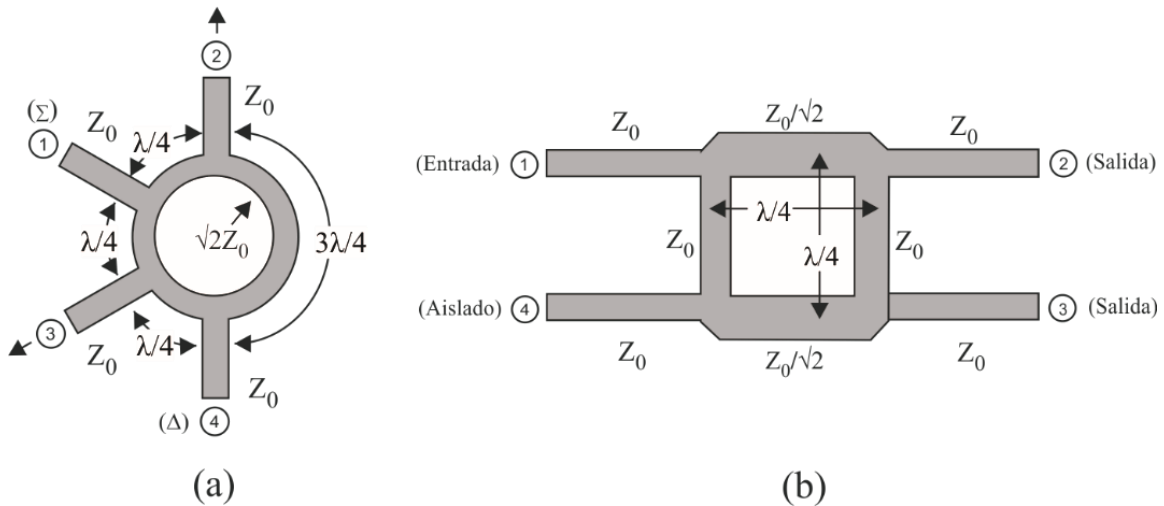


Figura 1.4. Acopladores comúnmente usados para generar cambio de fase a) tipo “rat-race”, b) Acoplador híbrido de 90° [10].

En la actualidad existen grandes avances en el diseño de antenas que presentan diversidad de polarización, esto debido a que presentan una gran capacidad de integración, son de bajo costo y compactas [5]-[9]. Dentro de las antenas que han recibido más atención se encuentran las diseñadas en microcinta, ya que la implementación de estas es muy práctica. A pesar de los avances que se tiene en este tipo de antenas con diversidad de polarización, por lo general las antenas propuestas presentan un ancho de banda limitado. Las investigaciones actuales en el diseño de estas antenas, se enfocan principalmente en lograr la diversidad de polarización en un ancho de banda amplio. Además se ha demostrado que el uso de sistemas de banda amplia combinado con antenas de diversidad de polarización incrementan significativamente las prestaciones de diversos sistemas de microondas. Por ejemplo en redes de comunicaciones de banda ancha pueden incrementar las velocidades de transmisión al reducir interferencia [11]-[16]. Para sistemas de radar, sistemas de imagenología, y de

localización, el uso de un ancho de banda amplio y de antenas con diversidad de polarización mejora sustancialmente la resolución y precisión de estos sistemas [17].

1.2. Objetivo General

Diseño de una antena de microcinta con diversidad de polarización con frecuencia central de 4 GHz y ancho de banda de 800 MHz (20 %).

1.3. Objetivos específicos

- Simulación de la antena de microcinta con diversidad de polarización.
- Construcción de la antena en el sustrato Rogers RO3003, con una constante dieléctrica $\epsilon_r = 3$, grosor del sustrato $h = 0.76 \text{ mm}$ y pérdida tangencial ($\tan\delta$) = 0.001 [18].
- Diseño de un acoplador tipo “*rat-race*” con una frecuencia central de 4 GHz.
- Comparación de resultados obtenidos experimentalmente de la antena construida con los resultados de la simulación (Parámetros de dispersión, Ancho de Banda, Ganancia, y Frecuencia de Resonancia).

1.4. Metodología

La temática de esta tesis se centra en el diseño de una antena de microcinta con diversidad de polarización. A partir de una antena de microcinta existente en la literatura [19], se lleva a cabo un estudio de la estructura que define el diseño de la antena, como es el caso del plano de tierra, forma del parche y principalmente las líneas de alimentación. De esa forma se obtiene inicialmente una primera antena con una doble alimentación, como se muestra en la Figura 1.5, operando a la banda de interés y con diversidad de polarización.

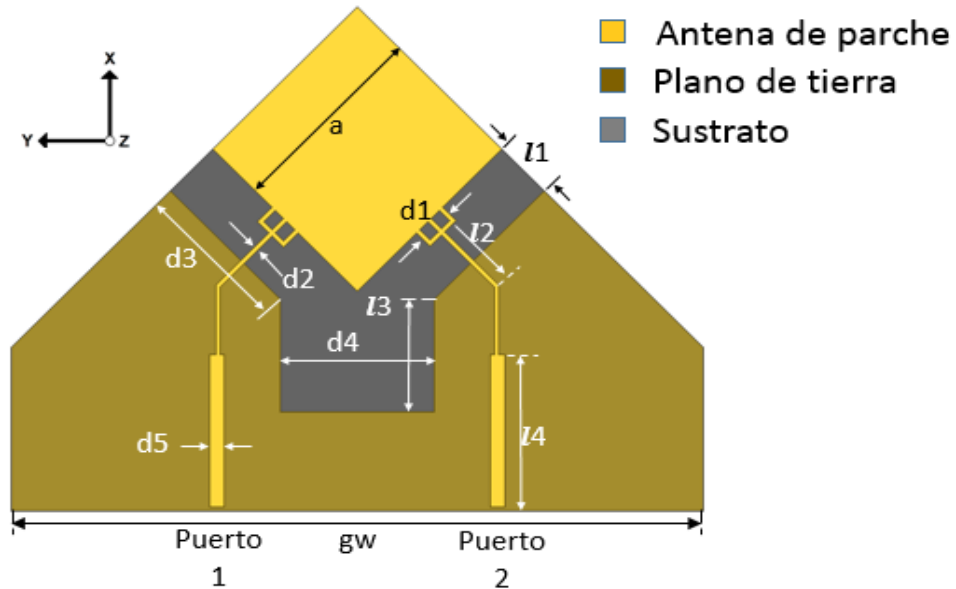


Figura 1.5. Geometría de la antena con diversidad de polarización propuesta.

Es importante el diseño de un acoplador que genere las diferencias de fase, ya que las líneas de alimentación de la antena a diseñar, mostrada en la Figura 1.5, proporcionan polarización lineal y para los casos de polarización circular o polarización cruzada se necesitan acopladores que generen el cambio de fase, por ejemplo acopladores híbridos de 90° o un tipo “*rat-race*” de 180° .

Una vez terminado el desarrollo de esta primera antena a nivel simulación, se hace uso de las tendencias de comportamiento obtenidas para llevar a cabo el diseño de nuevos prototipos que incluirán aportaciones a la estructura de forma que se mejoren las prestaciones del prototipo inicial. Finalmente, la antena con las mejores prestaciones es construida y caracterizada experimentalmente. Con las mediciones obtenidas en el laboratorio (Parámetros de dispersión, Ancho de Banda, Ganancia, y Frecuencia de Resonancia) se hace una comparación con los resultados de las simulaciones.

Por último, se menciona que las herramientas de simulación utilizadas para la obtención del comportamiento de los parámetros de diseño de las antenas junto con la optimización de estos han sido con los paquetes de simulación ADS [20] y HFSS [21].

1.5. Organización de la tesis

Esta tesis está organizada en cinco capítulos:

Capítulo 1: da una visión general de interés sobre los sistemas de comunicaciones inalámbricos y de los diferentes tipos de diversidad de operación en las antenas. Tras analizar el estado del arte de este tipo de antenas y observar cuales son las configuraciones más idóneas a utilizar en función de la aplicación a la que se destinen las antenas, se relatan brevemente los objetivos de la tesis. Finalmente se describe la metodología de diseño empleada para obtener una antena con diversidad de polarización.

Capítulo 2: introduce los principales aspectos teóricos sobre ondas electromagnéticas, propagación de ondas, el espectro radioeléctrico, y ofrece un detallado estudio del arte sobre antenas, por lo cual, se presentan conceptos como diagramas de radiación, ganancia, eficiencia, ancho de banda y polarización.

Capítulo 3: abarca el diseño teórico de una antena de microcinta de parche cuadrado que presenta una doble alimentación. Para el diseño de las líneas de alimentación, se realiza un estudio de las ecuaciones de E. Hammerstad y O. Jensen para el diseño de líneas de microcinta, las cuales son parte importante para cumplir con los objetivos de diseño. Por último, se desglosa la metodología empleada para la obtención de las dimensiones de la antena.

Capítulo 4: se describe la metodología utilizada para la caracterización de la antena, se muestran los parámetros de dispersión, distribución de corriente, patrón de radiación y eficiencia de la antena en forma simulada para posteriormente realizar la comparación con los resultados experimentales.

Finalmente, en el **Capítulo 5**, se presentan las conclusiones generales de este trabajo.

II

PROPAGACIÓN DE ONDAS Y ANTENAS

Introducción

Las ondas electromagnéticas están presentes en diversos fenómenos que se observan a diario, algunos ejemplos comunes son las ondas de radio, las señales de televisión, los haces de radar y los rayos luminosos. Una onda electromagnética es la forma de propagación de la radiación electromagnética a través del espacio, y sus aspectos teóricos están relacionados con la solución en forma de onda que admiten las ecuaciones de Maxwell.

En este capítulo se abordarán aspectos importantes sobre las ondas electromagnéticas, además de un breve estudio de las antenas, puesto que son los componentes básicos de cualquier sistema electrónico que depende del espacio libre como medio de propagación, dicho de otra forma, son el eslabón de conexión entre el espacio libre y el transmisor o receptor.

2.1. El teorema de reciprocidad

La antena transmisora está destinada a la transformación de la energía eléctrica producida por la señal de radiofrecuencia, en energía electromagnética de radiación, añadiendo además que esta radiación debe emitirse en unas direcciones determinadas.

La antena receptora está destinada a la transformación de la energía electromagnética de radiofrecuencia proveniente de unas direcciones dadas en energía eléctrica. Ya que el proceso de recepción es exactamente el inverso del de transmisión es posible establecer el teorema de reciprocidad el cual menciona que “Las características de una antena, tal como su impedancia, patrón de radiación, ganancia, etc., son las mismas sin importar que la antena sea utilizada para recepción o para transmisión” [22]. Sin embargo, debido a las diferencias en su aplicación, existen ciertas características prácticas entre las antenas transmisoras y receptoras. Por ejemplo, una antena transmisora debe ser diseñada para manejar altas potencias mientras que la receptora lo que requiere es quizá, trabajar sobre un mayor rango de frecuencias que la antena transmisora; esto es realmente en el caso de las antenas de radiodifusión comercial [22].

En resumen, aunque las reglas clásicas de la reciprocidad deben aplicarse con cuidado a los problemas prácticos con antenas, pueden suponerse que las características direccionales de un sistema de antenas para transmisión y recepción, además, para todos los fines prácticos, una antena que transmite bien en una dirección determinada, también proveerá una buena recepción para la misma dirección.

2.2. Ecuaciones de Maxwell

Las Ecuaciones de Maxwell son expresiones matemáticas que sirven para modelar el comportamiento de los campos eléctrico y magnético e inducción magnética y eléctrica. Los campos eléctrico y magnético son campos vectoriales, estos cumplen propiedades determinadas por las operaciones divergencia y rotacional, cuyas interpretaciones físicas dan lugar al entendimiento del comportamiento de las ondas electromagnéticas y luego entonces, el diseño de dispositivos que radian energía y transmiten información. Las ecuaciones de Maxwell pueden ser expresadas en su forma diferencial de la siguiente manera [22]:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.4)$$

La interpretación física de la primera ecuación de Maxwell (2.1) es que no es exclusiva la existencia del campo magnético debido a una corriente eléctrica. Debido a la existencia de campo eléctrico variable en el tiempo o corriente de desplazamiento también se tiene un campo magnético. Para la segunda ecuación de Maxwell (2.2) se interpreta que existe campo eléctrico debido a la presencia de un campo magnético variable en el tiempo. En el caso de la tercera ecuación de Maxwell (2.3), se tiene que las cargas eléctricas son fuentes del campo eléctrico. Y finalmente para la cuarta ecuación de Maxwell (2.4) y de manera similar que la tercera sólo que de manera contraria, expresa que no existen las cargas magnéticas aisladas.

Las señales u ondas electromagnéticas son cantidades vectoriales porque tienen velocidad, dirección y magnitud determinadas por condiciones del medio, frecuencia y polarización. Como resultado podemos transportar información por medio de las ondas.

2.3. Propagación de ondas

Como ya se mencionó, Maxwell planteó dos sistemas de ecuaciones matemáticas que nos ayudan a entender cómo es que se propagan las ondas electromagnéticas en el espacio. En la ecuación (2.1), establece que si en un medio se produce, de algún modo, un campo eléctrico variable, aparecen dos clases de corrientes eléctricas: una de conducción y la otra de desplazamiento; corrientes que a su vez, crean un campo magnético variable. En su segunda ecuación (2.2), Maxwell estableció que el campo magnético variable creado por las corrientes eléctricas, según la ley del primer sistema, debe incluir en el espacio un campo eléctrico, de acuerdo con las leyes fundamentales de la inducción electromagnética, el que también será variable [22].

Considerando los dos sistemas de ecuaciones en conjunto, estas expresan la fenomenología de una sucesión de campos eléctricos y magnéticos, que se generan mutuamente, propagándose al espacio con cierta velocidad. Acerca de esta velocidad, puesto que de las ecuaciones de Maxwell se deduce que si la variación del campo magnético da lugar a un campo eléctrico, y que la variación de este produce a su vez, un campo magnético y así indefinidamente, la velocidad con que se propagará la onda electromagnética no dependerá de la velocidad con que cada campo genera al otro. Esto es similar a decir que la velocidad de propagación de la onda electromagnética dependerá de la relación que exista entre la constante

dieléctrica (ϵ) y la permeabilidad magnética (μ) del medio, como se muestra en la ecuación (2.5) [22].

Velocidad de propagación de la onda

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.5)$$

Para una onda que se propaga en el espacio libre, tenemos que:

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ F/m}$$

$$\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi} \times 10^{-9} \frac{\text{Henrios}}{\text{mto.}}$$

Y por lo tanto, la velocidad de propagación de una onda en el vacío se describe como:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = 2.998 \times 10^8 \text{ m/s}$$

La onda electromagnética radiada se propaga en el vacío con una velocidad aproximada de $3 \times 10^8 \text{ m/s}$. En un punto fijo del espacio, la onda que pasa aparece como un campo eléctrico y un campo magnético que varían senoidalmente (Figura 2.1).

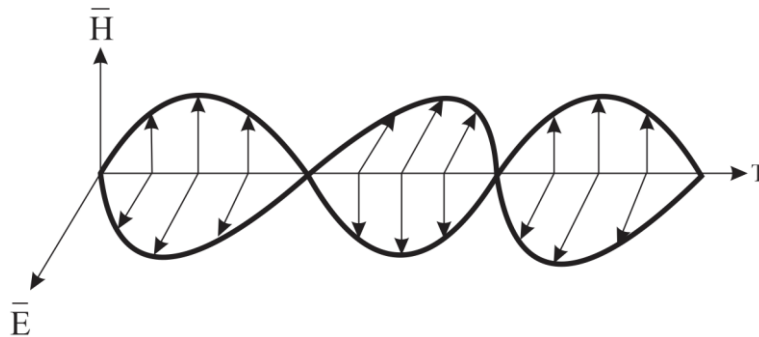


Figura 2.1. Representación de una onda electromagnética en el espacio libre

Para un área muy pequeña de esta superficie, tal como la que ocupa una antena receptora, puede considerarse que la onda es plana. Los vectores eléctrico y magnético pueden representarse por rectas dentro de un mismo plano (Figura 2.2), se observa que, los campos \vec{E} y \vec{H} están siempre en fase en lo que concierne al tiempo, pero están en cuadratura en lo que concierne al espacio. Esto quiere decir que están en fase, pero perpendiculares entre sí.

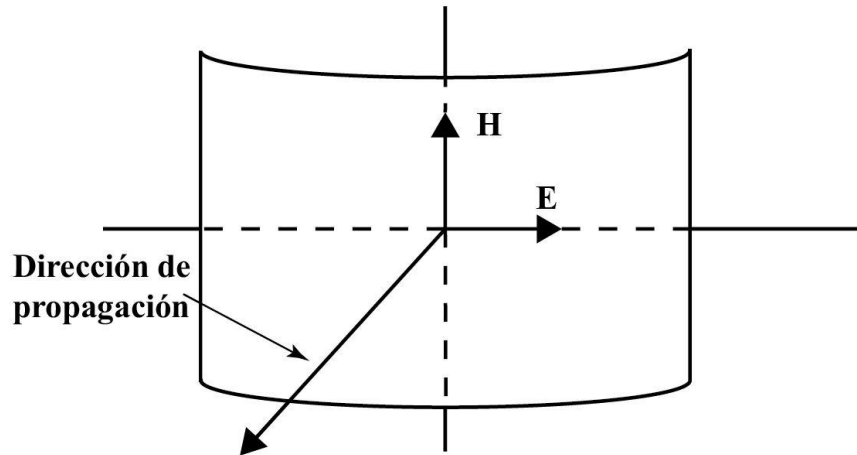


Figura 2.2. Dirección de propagación de los campos Eléctrico y Magnético.

Cuando se aplica la salida de un transmisor a una antena, se origina una corriente que fluye en ella, en un sentido y en el otro, a todo lo largo de la antena, sin embargo, como la antena no es un circuito cerrado, este flujo de corriente hace que los electrones se distribuyan en forma desigual. La Figura 2.3 muestra como esto ocurre en una antena simple, alimentada en el centro por el transmisor [22].

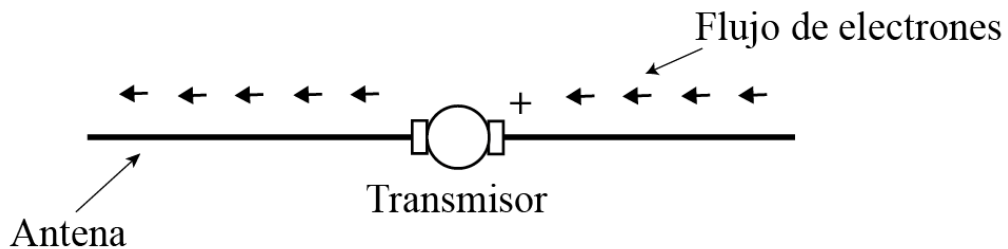


Figura 2.3. Distribución del flujo de electrones a lo largo de una antena simple.

En un instante dado, la terminal izquierda del transmisor puede ser negativa y de la derecha positiva. Entonces los electrones que hay en la antena son rechazados por la terminal negativa y atraídos por la positiva, de modo que la carga negativa tiende a crecer en el extremo izquierdo de la antena, mientras que la carga positiva lo hace en el derecho (Figura 2.4) [22].

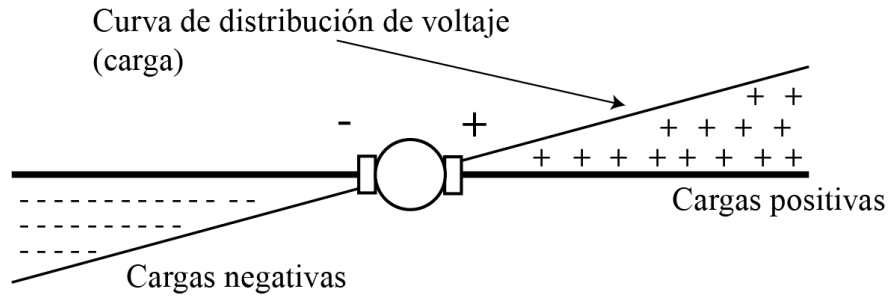


Figura 2.4. Distribución de las cargas en una antena simple.

La corriente de antena produce un campo magnético ya que, es bien sabido, que el flujo de corriente en cualquier conductor crea un campo magnético alrededor del mismo; la distribución de la carga a lo largo de la antena origina un campo eléctrico entre el extremo cargado positivamente y el de la carga negativa. Según se estudió en los cursos de campos, este siempre se produce entre dos cuerpos cualesquiera que tengan cargas opuestas [22].

2.4. Características generales de la propagación de la onda electromagnética

Las ondas electromagnéticas consisten de campos eléctricos y magnéticos entrelazados que varían en el tiempo, y que están relacionados entre sí, de manera que la energía total de la onda se divide por partes iguales entre el campo magnético y el campo eléctrico. Las líneas de fuerza de estos dos campos están siempre perpendiculares entre sí, y ambos campos a su vez, están siempre perpendiculares a cualquier plano que contenga la dirección de propagación [22].

En la Figura 2.5 vemos las líneas de fuerza eléctrica y magnética mirando de frente una onda electromagnética, cabe mencionar que la dirección de propagación es hacia el lector.

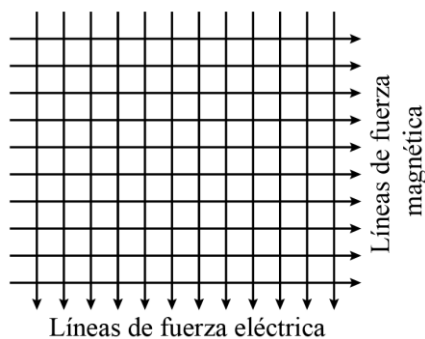


Figura 2.5. Propagación de líneas de fuerza (para este caso la propagación es hacia el lector) [22].

La velocidad de propagación; de las ondas electromagnéticas depende del medio en que se propagan, y es de aproximadamente 3×10^8 metros por segundo en el espacio vacío. En cualquier otro medio, la velocidad de propagación es menor que en el vacío.

2.5. Espectro Radioeléctrico

Las ondas electromagnéticas se caracterizan por su frecuencia y su longitud de onda, ambas relacionadas por la velocidad de propagación en el medio, que habitualmente en antenas tiene las propiedades del vacío ($c = 3 \times 10^8$ m/s), con $c = \lambda f$. Donde c es la velocidad de propagación en metros por segundo, λ es la longitud de la onda en metros y f la frecuencia en ciclos por segundo (Hz).

El conjunto de todas las frecuencias, o espectro de frecuencias, se divide por décadas en bandas, con la denominación presentada en la Tabla 2.1. Cada aplicación tiene asignada por los organismos de normalización unas determinadas porciones de ese espectro.

Tabla 2.1. Denominación de las bandas de frecuencias por décadas [10].

Banda	Frecuencia	Longitud de onda	Denominación
ELF	<3 kHz	>100 km	Extremely Low Frequency
VLF	3-30 kHz	100-10 km	Very Low Frequency
LF	30-300 kHz	10-1 km	Low Frequency
MF	0.3-3 MHz	1,000-100 m	Medium Frequency
HF	3-30 MHz	100-10 m	High Frequency
VHF	30-300 MHz	10-1 m	Very High Frequency
UHF	0.3-3 GHz	100-10 cm	Ultra High Frequency
SHF	3-30 GHz	10-1 cm	Super High Frequency
EHF	30-300 GHz	10-1 mm	Extremely High Frequency

A frecuencias de microondas existe una subdivisión acuñada desde los primeros tiempos del radar, recogida en la Tabla 2.2, que es ampliamente utilizada en la actualidad.

Tabla 2.2. Denominación habitual de las bandas de frecuencias de microondas [10].

Banda	Frecuencia	Longitud de onda
L	1-2 GHz	30-15 cm
S	2-4 GHz	15-7.5 cm
C	4-8 GHz	7.5-3.75 cm
X	8-12.4 GHz	3.75-2.42 cm
Ku	12.4-18 GHz	2.42-1.66 cm
K	18-26.5 GHz	1.66-1.11 cm
Ka	26.5-40 GHz	11.1-7.5 mm
mm	40-300 GHz	7.5-1 mm

A frecuencias superiores nos encontramos con las ondas electromagnéticas correspondientes al infrarrojo, visible, ultravioleta y rayos X (Tabla 2.3).

Tabla 2.3. Denominación de las bandas a frecuencias superiores [10].

Banda	Frecuencia	Longitud de onda	Denominación
	300-800 GHz	1-0.4 mm	Región submilimétrica
IR	800 GHz-400 THz	0.4 mm-0.8 micras	Infrarrojo
V	400-750 THz	0.8-0.4 micras	Visible
UV	750-10,000 THz	400-12 nanómetros	Ultravioleta
		120-0.6 amstrong	Rayos X

En general, cada aplicación impondrá unos requisitos sobre la zona del espacio en la que se desee concentrar la energía. Asimismo, para poder extraer información se ha de ser capaz de captar en algún punto del espacio la onda radiada, absorber energía de esa onda y entregarla al receptor.

2.6. Antenas

El Instituto de Ingenieros en Eléctrica y Electrónica (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*, IEEE) define una antena como “aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas” (IEEE Std. 145-1983) [23]. Dicho de otro modo, la antena es una estructura de transición o acoplamiento entre el espacio libre y una línea de transmisión o guía de ondas. Como se observa en la Figura 2.6, la señal generada en el transmisor es transportada por una línea de transmisión o guía de ondas hasta la antena y la esta se encarga de radiar la señal en forma de onda electromagnética hacia el espacio. Para el caso de una antena receptora, está destinada a la transformación de ondas electromagnéticas provenientes de unas direcciones dadas en energía eléctrica.

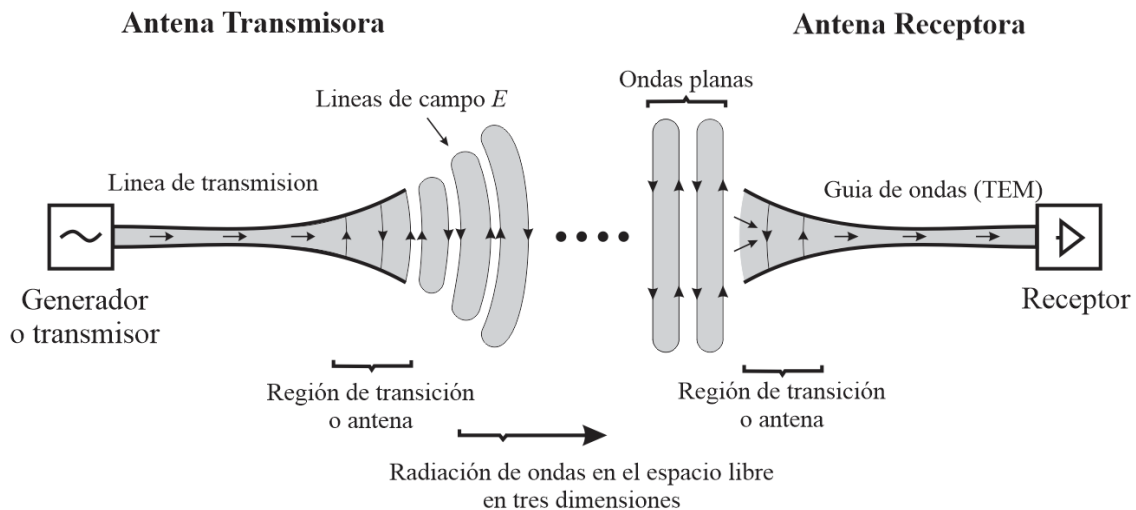


Figura 2.6. Antena como dispositivo de acoplamiento.

La antena conectada al generador por medio de una línea de transmisión puede ser modelada como un equivalente de Thevenin, como se muestra en la Figura 2.7, que consta de un generador ideal, una línea de transmisión representada por una línea con impedancia Z_c , y la antena representada por una carga $Z_A = (R_L + R_r) + jX_A$. La resistencia R_L representa las pérdidas dieléctricas y de conducción asociadas con la estructura de la antena mientras que R_r se refiere a la resistencia de radiación, la cual representa la radiación de la antena. La reactancia X_A se utiliza para representar la parte imaginaria de la impedancia asociada con la radiación de la antena [10].

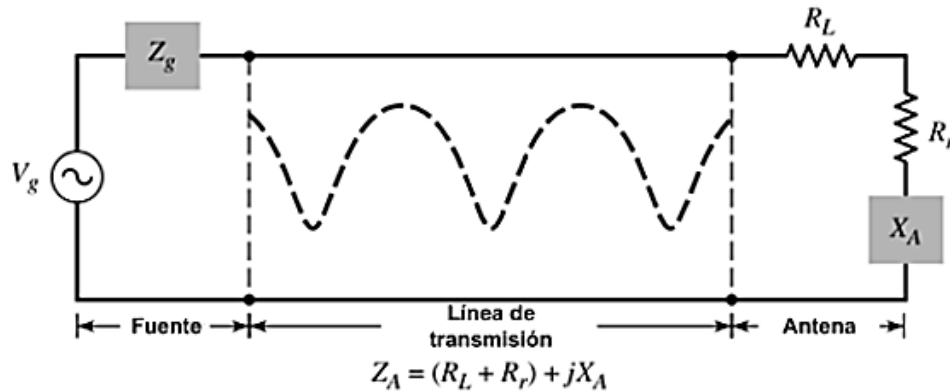


Figura 2.7. Equivalente de Thevenin, antena emisora [10].

En condiciones ideales, la energía generada por la fuente debería ser transferida en su totalidad a la resistencia de radiación R_r . Sin embargo esto no se logra en la práctica debido a que existen pérdidas intrínsecas por conducción y por el dieléctrico, al igual por desacoplamiento de impedancias por lo que no toda la potencia es transmitida y se generan dos tipos de ondas viajando en direcciones opuestas: ondas transmitidas de la fuente hacia la carga y ondas reflejadas en dirección contraria. Estas ondas en direcciones opuestas generan interferencia constructiva o destructiva que deriva en las llamadas ondas estacionarias (*standing waves*) [24].

2.7. Teoría básica de antenas

Para describir el comportamiento de una antena es importante las definiciones de diversos parámetros que la caracterizan, algunos de los parámetros están interrelacionados y no todos de ellos necesitan ser especificados para una descripción completa del funcionamiento de la antena.

Un diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena, en función de las distintas direcciones del espacio, a una distancia fija. Normalmente se empleará un sistema de coordenadas esféricas, como se muestra en la Figura 2.8. Con la antena situada en el origen, los ángulos θ y ϕ son empleados para definir una dirección en el espacio. Este sistemas de coordenadas define los vectores unitarios \hat{r} , $\hat{\theta}$ y $\hat{\phi}$ los cuales al ser influenciados por los ángulos θ y ϕ brindan una perspectiva tridimensional acerca de la dirección a la cual está apuntando la antena y por lo tanto la onda electromagnética [10].

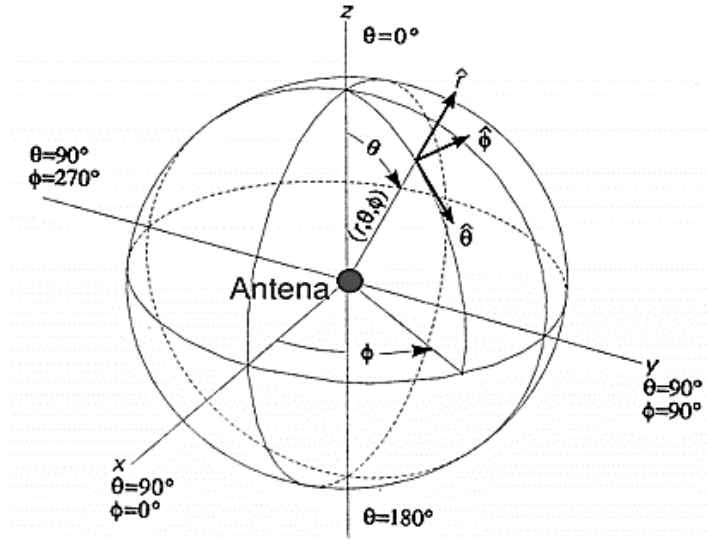


Figura 2.8. Sistemas de coordenadas esféricas.

El diagrama de radiación se puede representar en forma tridimensional utilizando diversas técnicas gráficas, como las curvas de nivel o el dibujo en perspectiva. La Figura 2.9 muestra el diagrama tridimensional de una antena y los planos E y H . Ambos planos son perpendiculares y su intersección determina una línea que define la dirección de máxima radiación de la antena.

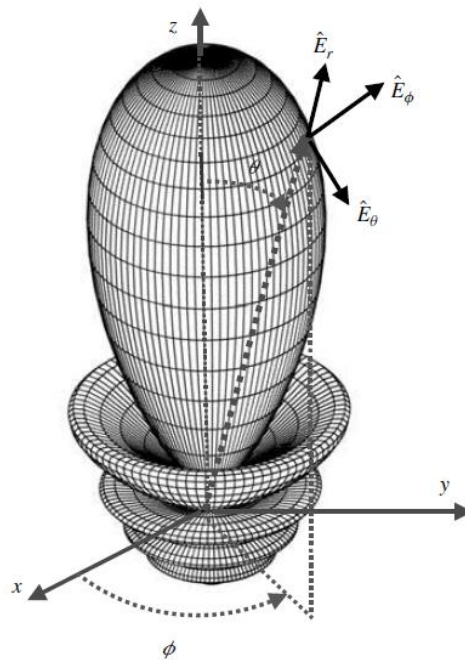


Figura 2.9. Diagrama de radiación tridimensional [10].

En antenas linealmente polarizadas se definen los planos E y H :

- Plano E: formado por la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en esta dirección.
- Plano H: formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en esta dirección.

Si bien la información de la radiación es tridimensional, puede ser de interés, y en muchos casos suficiente, representar un corte del diagrama. Los cortes pueden hacerse de infinitas formas. Los más habituales son los que siguen los meridianos en una hipotética esfera (cortes para ϕ constante) o los paralelos (cortes con θ constante). La información de todos los cortes del diagrama es excesiva, por lo que se recurre a representar dicha información sólo en los planos principales [10].

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. La Figura 2.10 muestra ejemplos de ambas representaciones.

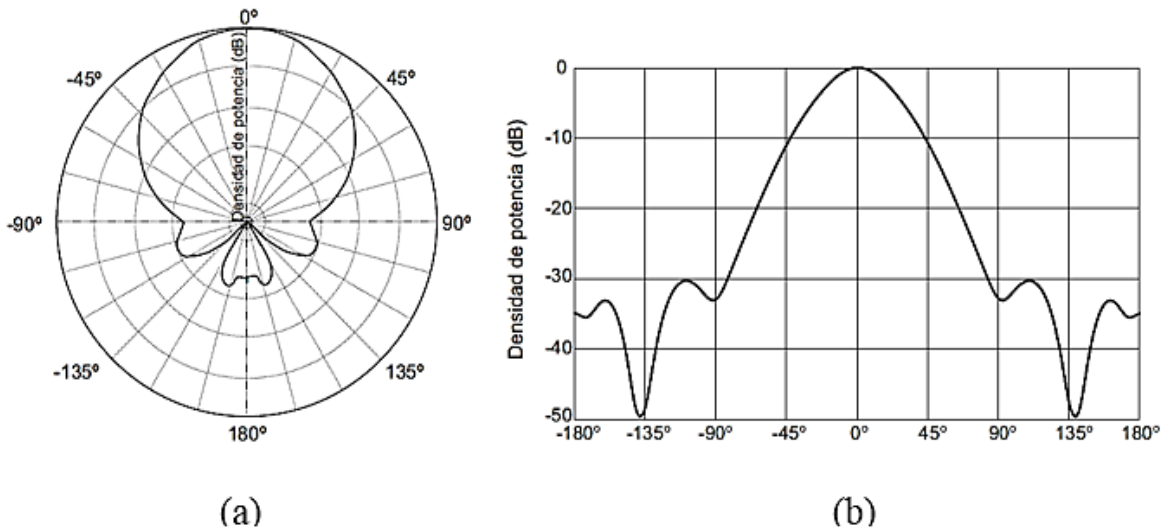


Figura 2.10. Diagrama de radiación en: (a) coordenadas polares, (b) coordenadas cartesianas.

La representación en coordenadas cartesianas permite observar los detalles en antenas muy directivas, mientras que el diagrama polar suministra una información más clara de la distribución de la potencia en las diferentes direcciones del espacio.

En base a su diagrama de radiación, como los que se muestran en la Figura 2.11, una antena puede considerarse:

- a. Isotrópica. Un radiador isotrópico se define como una antena hipotética “sin pérdidas” capaz de radiar con la misma intensidad en todas las direcciones.
- b. Omnidireccional. Su objetivo es irradiar o recibir radiación en la mayor cantidad de direcciones posibles. En general se considera una antena omnidireccional si es capaz de irradiar en todas las direcciones de un plano con una distribución relativamente uniforme; obteniéndose una escasa radiación en el eje sobrante debido a las limitaciones físicas de las antenas.
- c. Direccional. Un radiador direccional transmite o recibe ondas electromagnéticas con mayor eficiencia en ciertas regiones que otras, concentrando la energía en una dirección.

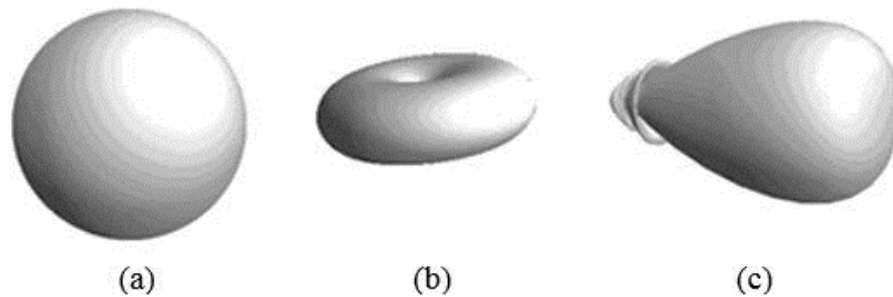


Figura 2.11. Diagramas de radiación isotrópico, omnidireccional y direccional.

Algunas partes del patrón de radiación se denominan lóbulos, los cuales son porciones del patrón de radiación limitados por regiones con una intensidad de radiación relativamente débil. Los lóbulos de radiación se clasifican en lóbulo principal y lóbulos menores o laterales (*side lobe level* “SLL”). Las distintas categorías de lóbulos se muestran en la Figura 2.12.

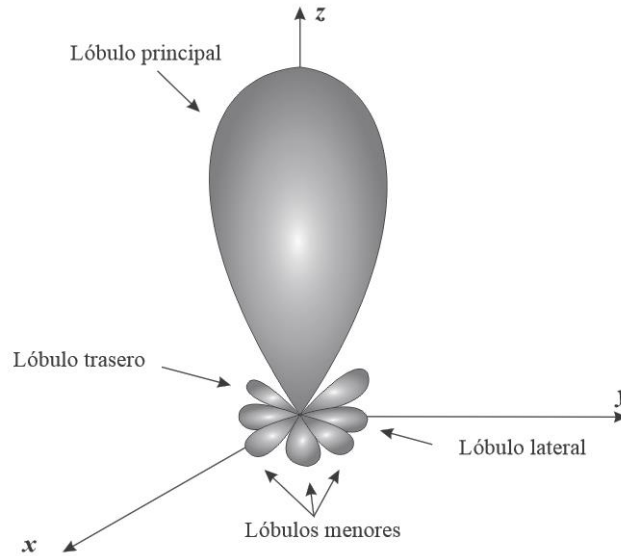


Figura 2.12. Tipos de lóbulos en un diagrama de radiación.

2.7.1. Ángulo de máxima radiación y ancho de haz de media potencia.

El ángulo de máxima radiación θ_m , es el punto angular en donde la densidad del flujo de potencia radiada es máxima. El ancho del haz o ángulo de media potencia (*Half power beamwidth* "HPBW"), se expresa usualmente en grados y es el ángulo donde la potencia cae a la mitad (-3 dB) por debajo del ángulo de máxima radiación, como se puede apreciar en la Figura 2.13. Normalmente se mide en el plano horizontal (Magnético), aunque también puede medirse en el plano vertical (Eléctrico) [25].

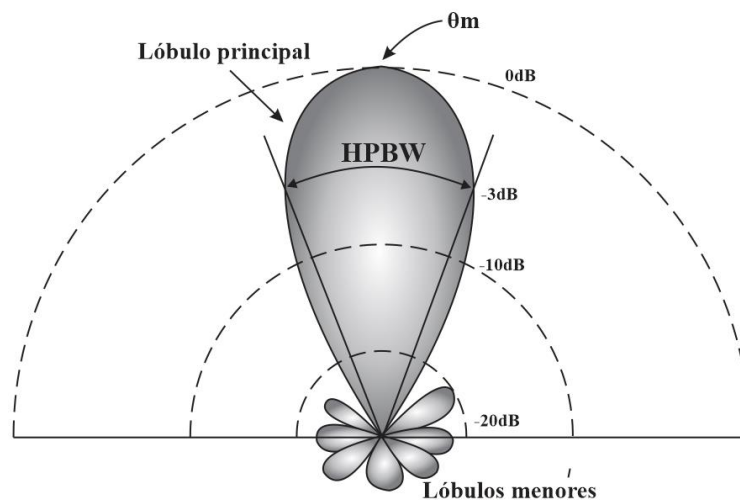


Figura 2.13. Localización del ángulo de máxima radiación θ_m y el ángulo de media potencia.

La directividad de una antena (D), se define como la razón de la intensidad de radiación en una dirección dada desde la antena, a una intensidad radiada promedio en todas las direcciones, en las cuales el promedio de la intensidad radiada es igual a la potencia de entrada en la antena dividido por 4π , ecuación (2.6). En otras palabras se puede decir que la directividad se puede definir donde la potencia se radia con mayor intensidad en una dirección. Cuando no se especifica la dirección, entonces se refiere a la directividad máxima, ecuación (2.7) [10].

$$D_{ir} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.6)$$

$$D_0 = \frac{\pi^2}{\Theta_H \Theta_E} \quad (2.7)$$

Donde: **D_{ir}** = Directividad (adimensional).

D_0 = Directividad máxima (adimensional).

U = Intensidad radiada (W).

P_{rad} = Potencia radiada (W)

Θ_H = Barrido de ángulo a mitad de la potencia en el plano H (rad).

Θ_E = Barrido de ángulo a mitad de la potencia en el plano E (rad).

2.7.2. Ganancia

La ganancia de la antena (G) es un parámetro que está relacionado de manera muy cercana a la directividad, y representa la razón de la intensidad de radiación en una dirección, a la intensidad de radiación de una antena que radia de manera isotrópica. La intensidad de radiación correspondiente a la potencia radiada isotrópica es igual a la potencia de entrada de la antena dividida por 4π , ecuación (2.8). Dado que algunas antenas radian mayor potencia en una dirección que en otras, por consiguiente la ganancia es la cantidad de potencia radiada en una dirección a expensas de una reducción de potencia radiada en otras direcciones. La ganancia siempre está relacionada con el lóbulo principal y se especifica en la dirección de máxima radiación, a menos que se indique lo contrario [10].

En una antena, la potencia de entrada se transforma en potencia radiada, donde una pequeña parte, se absorbe debido a las pérdidas del conductor y del dieléctrico utilizado. Si la antena es 100% eficiente, entonces la potencia de entrada será igual a la potencia radiada por la

antena. La ganancia es adimensional pero comúnmente puede expresarse en decibeles como en la ecuación (2.9), y se relaciona con la eficiencia “ η ” de la antenna mediante la ecuación (2.10).

$$G = \frac{4\pi U}{P_{ent}} \quad (2.8)$$

$$G[dB] = 10 \log G \quad (2.9)$$

$$G = \eta \cdot D_{ir} \quad (2.10)$$

$$P_{rad} = \eta \cdot P_{ent} \quad (2.11)$$

Donde: G = Ganancia de la antenna (adimensional y dB).

U = Intensidad radiada en una dirección (W).

P_{ent} = Potencia de entrada (W).

P_{rad} = Potencia radiada (W).

D_{ir} = Directividad de la antenna (adimensional o en dB).

η = Eficiencia de la antenna.

2.7.3. Eficiencia

La eficiencia de la antenna (η) es un parámetro que indica la capacidad que tiene la antenna para radiar, la cual se define como la razón entre la potencia radiada y la potencia de entrada. También se puede relacionar con la conductancia de radiación G_{rad} , la conductancia de entrada G_{in} y la resistencia de radiación R_{rad} [5], y puede calcularse mediante la ecuación (2.12).

$$\eta = \frac{G_{rad}}{G_{in}} = \frac{1}{G_{in}R_{rad}} \quad (2.12)$$

En el caso de las líneas de microcinta, los substratos deben de tener una permitividad relativa alta, para que el campo electromagnético se propague dentro de el sin presentar fugas del campo (radiación). Por otra parte los substratos de baja permitividad se utilizan para el desarrollo de antenas, puesto que permiten que el campo electromagnético se radie. Por lo tanto,

cuando la permitividad del sustrato se aproxima a la permitividad relativa del vacío, éste radiará con mayor facilidad, provocando un incremento de la eficiencia de la antena [26].

2.7.4. Ancho de banda

Es el margen de frecuencias en el cual los parámetros de la antena cumplen unas determinadas características. Se puede definir un ancho de banda de impedancia, de polarización, de ganancia o de otros parámetros. Esta relación puede ser expresada en forma de porcentaje mediante la ecuación (2.13), donde f_{max} es la frecuencia superior, f_{min} la frecuencia inferior y f_0 la frecuencia central.

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \quad (2.13)$$

Esta definición es especialmente útil en sistemas de altas frecuencias ya que nos da una idea del rango de operación en relación con la banda de frecuencias en la que trabaja

El ancho de banda, desde el punto de vista de la impedancia de entrada, nos da una idea de la adaptación del sistema, ya que está definido como el rango de frecuencias dentro del cual el coeficiente de reflexión a la entrada de la antena, expresado en decibelios, se mantiene por debajo de -10 dB, tal y como se ve en la Figura 2.14 [27].

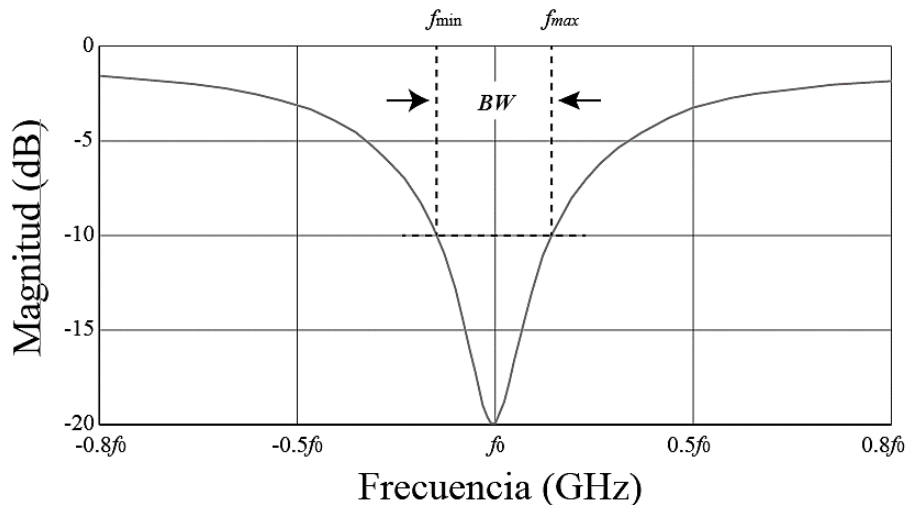


Figura 2.14. Ancho de banda de una antena respecto al coeficiente de reflexión.

2.7.5. Polarización

La polarización de una onda radiada, se define como el vector del campo eléctrico que se mueve en función del tiempo sobre un punto fijo en el espacio. La punta del vector describe la figura geométrica que forma la polarización. La polarización lineal vertical se obtiene cuando el campo eléctrico, se mueve a lo largo de la tierra en el plano vertical, Figura 2.15(a), y la polarización lineal horizontal es aquella que oscila paralelamente con la tierra [10], como se muestra en la Figura 2.15(b). Cuando dos componentes polarizadas linealmente no están en fase, su vector suma gira sobre la dirección de propagación, mientras que su amplitud puede ser periódica. En este caso las puntas de los vectores del campo eléctrico forman una elipse cuya forma y orientación se controlan por la amplitud relativa y fase de las dos componentes, Figura 2.15(c). Cuando dos componentes polarizadas linealmente de un campo polarizado elípticamente tienen la misma amplitud y están en cuadratura (desfasados 90° grados), la elipse se convierte en circular, Figura 2.15(d). Por lo que en la polarización elíptica y circular se tienen dos tipos de rotaciones que son con el sentido del reloj y contra el sentido del reloj.

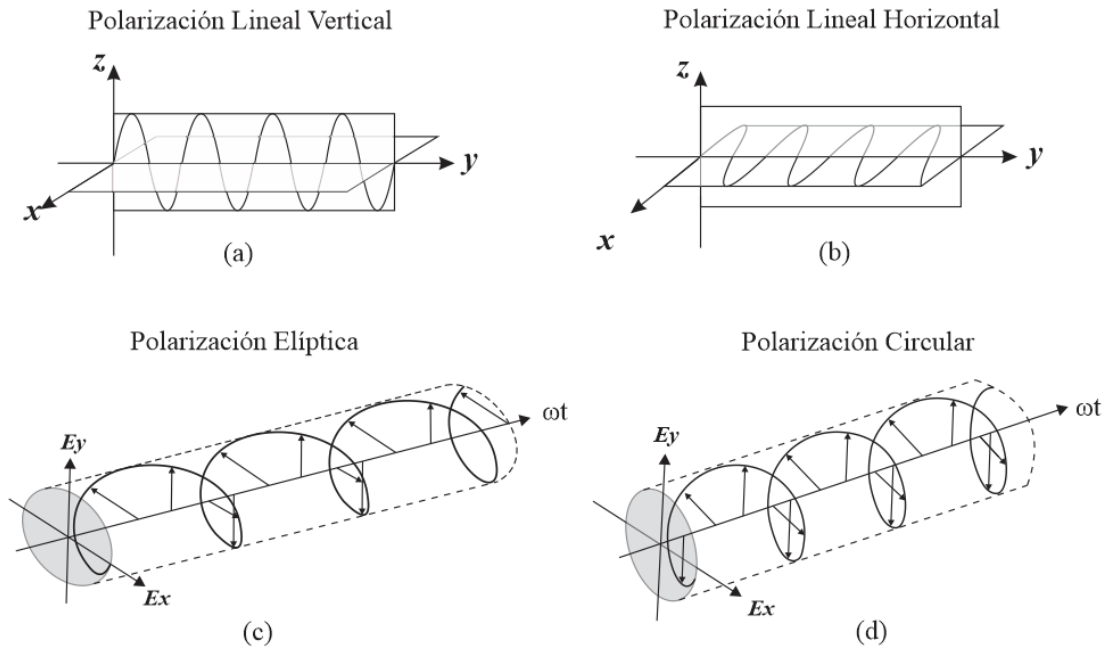


Figura 2.15. Tipos de Polarización.

2.7.6. Coeficiente de reflexión, VSWR y pérdidas por retorno

El coeficiente de reflexión Γ describe la magnitud y el cambio de fase de una señal reflejada debido al desacoplamiento de la impedancia de la carga y la impedancia característica, es decir, indica una fracción reflejada de una señal incidente, como se muestra en la Figura 2.16.

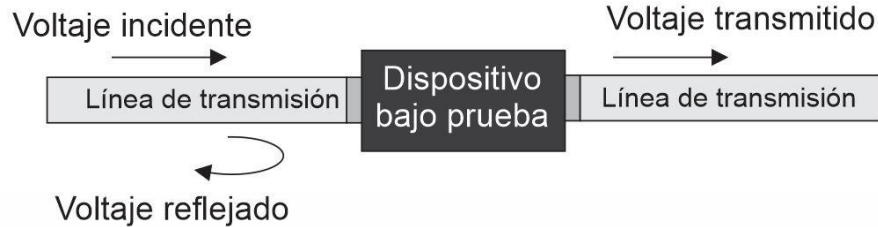


Figura 2.16. Voltaje incidente, reflejado y transmitido.

El Γ está definido dentro del rango especificado $-1 \leq \Gamma \leq 1$ y se calcula mediante la ecuación 2.14.

$$\Gamma = \frac{V_{ref}}{V_{inc}} = \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} = 10^{\frac{R_L[dB]}{20}} \quad (2.14)$$

Donde: V_{ref} = Voltaje reflejado.

V_{inc} = Voltaje incidente.

La relación de onda estacionaria de voltaje (*Voltage Standing Wave Ratio* “VSWR”), es la relación de un nivel de voltaje máximo a un nivel mínimo de las ondas incidentes y reflejadas presentes en una línea de transmisión, y se define por la ecuación (2.15) [28].

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.15)$$

Donde $V_{max} = V_{inc} + V_{ref}$ y $V_{min} = V_{inc} - V_{ref}$.

Las pérdidas por retorno R_L o S_{11} indican el nivel de la señal reflejada con respecto a la señal incidente en dB, representado también como la magnitud del Γ expresado en dB, y se calcula con la ecuación (2.16).

$$R_L = 20 \log|\Gamma| \quad (2.16)$$

Si R_L es mayor a cero, significa que se está reflejando más de lo que está incidiendo. En la Tabla 2.4 se muestra una comparación de los niveles del VSWR, Γ y R_L .

Tabla 2.4. Comparación del VSWR, Γ y R_L [28].

VSWR	Γ	$R_L(dB)$	Notas
0:1	-1	0	Corto circuito. Toda la señal se refleja.
1:1	0	$-\infty$	Acoplamiento perfecto. Máxima transferencia de potencia.
1.1:1	0.05	-26.44	
1.2:1	0.09	-20.83	
1.3:1	0.13	-17.69	
1.4:1	0.17	-15.56	
1.5:1	0.20	-13.98	
1.6:1	0.23	-12.74	
1.7:1	0.26	-11.73	
1.8:1	0.29	-10.88	
1.9:1	0.31	-10.16	
2.0:1	0.33	-9.54	
3.0:1	0.50	-6.02	
4.0:1	0.60	-4.44	
5.0:1	0.67	-3.52	
6.0:1	0.71	-2.92	
10:1	0.82	-1.71	
∞ :1	1	0	Circuito abierto. Toda la señal se refleja.

2.8. Tipos de antenas

Cada tipo de antena posee diferentes formas, tamaños, materiales de fabricación y metodologías de diseño para satisfacer diferentes tipos de aplicaciones inalámbricas. A continuación presentamos y describimos brevemente los más importantes tipos de antenas.

2.8.1. Antenas de alambre

Es el tipo más común de antenas, son antenas cuyos elementos radiantes son conductores de alambre que tienen una sección despreciable respecto a la longitud de onda de trabajo. Este tipo de antenas se utilizan extensamente en las bandas de frecuencia de Onda Media MF, HF, VHF y UHF, y se analizan a partir de las corrientes eléctricas de los conductores. Existen varios tipos de antenas de alambre, dependiendo de las diferentes formas que pueden adoptar, como los monopolos, los dipolos, la antena espira y la antena helicoidal. Como se muestran en la Figura 2.17.



Figura 2.17. Distintos ejemplos de antena tipo alambre.

2.8.2. Antenas de apertura

Aquellas que utilizan superficies o aperturas para direccionar el haz electromagnético de forma que concentran la emisión y recepción de su sistema radiante en una dirección, formando ángulos sólidos. Su estructura consta de una guía de onda con terminación en formas piramidales, cilíndricas, de corneta, etc.

Las antenas de apertura son muy prácticas en muchos sistemas de comunicaciones actuales, como pueden ser las aplicaciones espaciales, embarcadas en aviones, etc., ya que, por ejemplo, pueden ser empotradas en la superficie de la nave. Las más utilizadas en comunicaciones tanto civiles como militares son las de tipo piramidal y cónico representadas en la Figura 2.18 [29].

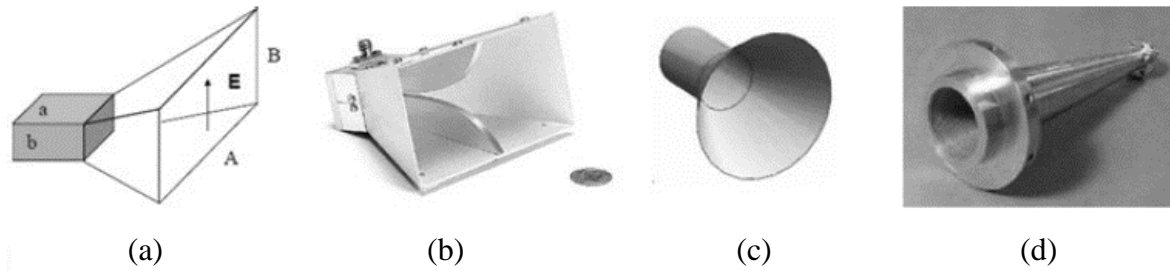


Figura 2.18. Antenas de apertura: (a) Esquema y (b) fotografía de una antena piramidal, (c) antena de apertura cónica y (d) fotografía de una antena cónica [30].

2.8.3. Antenas reflectoras

El éxito en la exploración espacial ha dado como resultado grandes avances en teoría de antenas. Dada la necesidad de comunicación a grandes distancias, formas sofisticadas de antenas se deben usar para transmitir y recibir señales que viajan millones de kilómetros. Una forma muy común de este tipo de antena es un reflector parabólico como el mostrado en la Figura 2.19. Se han construido antenas de diámetros de hasta 305 m. Tales dimensiones son necesarias para alcanzar una alta ganancia para recibir y transmitir señales después de haber recorrido millones de millas [10].



Figura 2.19. Antena reflectora de disco parabólico [10].

2.8.4. Antenas de parche

Una antena de parche o de microcinta se basa en la tecnología de los circuitos impresos, es decir, que está formada por un elemento radiante o parche, posicionado en una de las caras del substrato dieléctrico ($\epsilon_r \leq 12$), ubicando el plano de tierra en el otro lado del substrato, como se muestra en la Figura 2.20. El material conductor que forma el elemento radiante, suele ser oro o cobre.

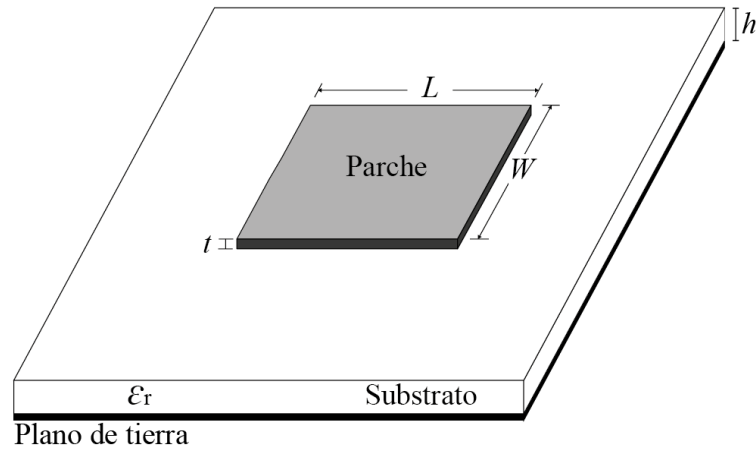


Figura 2.20. Antena de parche o microcinta.

Las antenas tipo parche se clasifican según la forma. Las más habituales son los parches rectangulares y circulares, también se puede encontrar en forma de anillo, triangular u otros más irregulares. En la Figura 2.21 se muestran las posibles formas de la antena tipo parche:

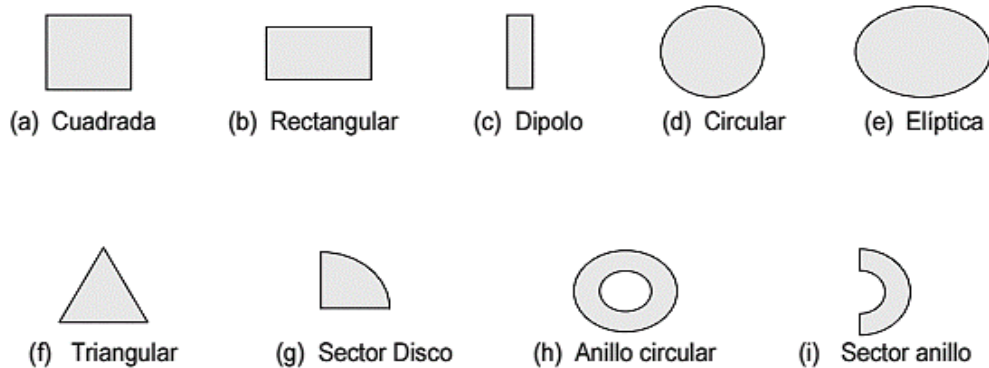


Figura 2.21. Formas de los elementos de los parches de microcinta [10].

Las principales ventajas que han hecho que las antenas de parche sean uno de los tipos de elementos radiantes más empleados dentro del campo de las microondas (100MHz-100GHz) son:

- Facilidad de construcción por su bajo peso, volumen y perfil.
- Costos reducidos de producción.
- Robustez mecánica.
- Posibilidad de polarización lineal y circular con una única alimentación.
- Permiten crear estructuras de doble frecuencia de funcionamiento y polarización.
- Posibilidad de integrarse en circuitos de microondas.
- Permiten incluir dentro de la misma estructura de la antena las líneas de alimentación y las redes de adaptación.
- Fáciles de agrupar en arreglos.
- Compatibles con dispositivos activos.
- Adaptables a superficies curvas.

III

ANTENA DE MICROCINTA

Introducción

En este capítulo, se estudian las bases para el diseño de una antena de microcinta con parche rectangular con plano de tierra removido. Se inicia describiendo aspectos físicos de la línea de microcinta, así como las ecuaciones de análisis y síntesis que nos ayudarán en la fase de diseño. Posteriormente, para calcular las dimensiones del parche se emplea el modelo de línea de transmisión y de esta forma se obtiene la impedancia característica de la antena, esto nos ayudará a diseñar el transformador de impedancias y seguir con la optimización del prototipo final.

Al final del capítulo se presenta la antena con todas las dimensiones físicas. Para analizar con mayor detalle la antena se utiliza el software de simulación para estructuras electromagnéticas HFSS.

3.1. Líneas de microcinta

Una línea de microcinta es una línea de transmisión plana, que se deriva de una línea de transmisión de alambres paralelos, la cual consiste de un plano de tierra y una línea conductora separados por un material dieléctrico. La estructura general de una microcinta con un corte transversal se ilustra en la Figura 3.1.

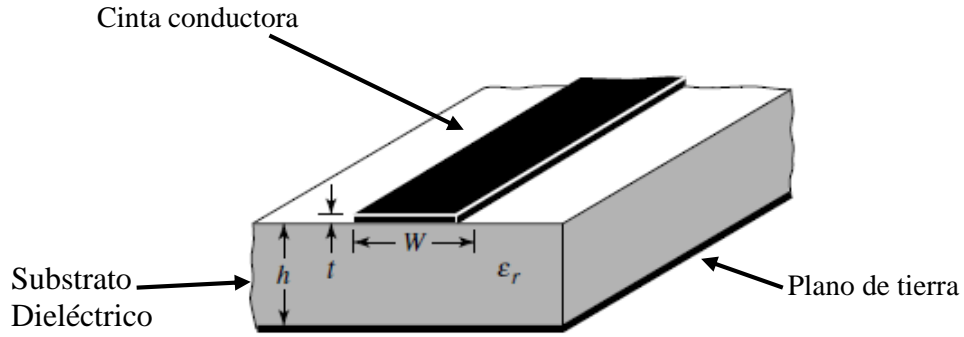


Figura 3.1. Estructura de una línea de microcinta [10].

El diseño y la construcción de circuitos de microcinta requieren mayor cuidado que los circuitos impresos de bajas frecuencias, ya que se consideran las dimensiones físicas de cada segmento de línea. Las dimensiones físicas de la microcinta, están en función de la longitud de onda de la frecuencia de operación f_0 y de la constante dieléctrica efectiva ϵ_{eff} , la cual mediante una aproximación se puede obtener por medio de la ecuación (3.1).

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (3.1)$$

La constante dieléctrica efectiva, se puede interpretar como la constante dieléctrica de un medio homogéneo que equivalentemente involucra las regiones del aire y del dieléctrico de la línea de microcinta, como se muestra en la Figura 3.2(b).

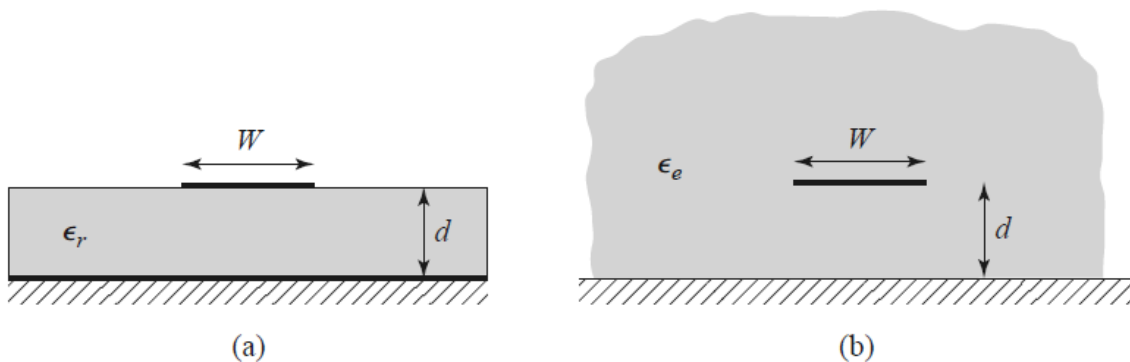


Figura 3.2. Geometría equivalente de una línea de microcinta; (a) Geometría original, (b) Geometría equivalente [10].

Las dos propiedades más importantes de este tipo de líneas, en cuanto a diseño se refieren, son la impedancia característica Z_C y la velocidad de propagación v_p . Al no ser contenida la propagación de la energía en la microcinta enteramente en el sustrato y existir dos dieléctricos (aire y sustrato), los modos propagados son híbridos o quasi-TEM (casi Transversal Eléctrico-Magnético). Se puede observar la propagación de las líneas de campo eléctrico y magnético en la Figura 3.3.

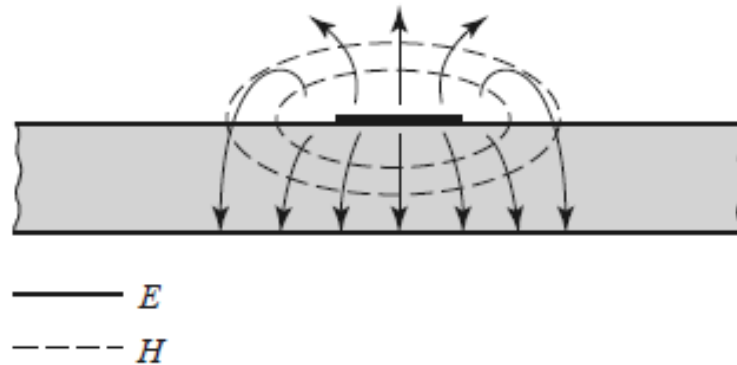


Figura 3.3. Líneas de campo de un segmento de microcinta en su corte transversal [10].

El análisis de este tipo de líneas es complejo, convirtiéndose en un tema de estudio por muchos investigadores y tecnólogos como H. A. Wheeler, quien en 1964 publicó unas ecuaciones de análisis y síntesis para obtener las dimensiones de la línea de microcinta. Sin embargo, no fue hasta que E. Hammerstad y O. Jensen [31] quienes trabajaron en estas ecuaciones que reportaron en una Conferencia de Microondas en Europa en 1975, que habían desarrollado las ecuaciones de análisis y síntesis con una exactitud del orden del 1%, considerándose éste un resultado excelente.

3.1.1. Ecuaciones de una línea de microcinta

Como ya se mencionó en la sección anterior existen unas ecuaciones que facilitan el diseño de la línea de microcinta. El procedimiento para determinar las características físicas tales como el ancho (w) y el largo (ℓ) de la cinta parte de los valores de la constante de permitividad dieléctrica del sustrato ϵ_r , espesor h , grosor de la capa conductora t , frecuencia de operación f_r , impedancia Z_m y longitud eléctrica ϕ_m de la microcinta. Las ecuaciones de síntesis de Hammerstad para w/h en términos de Z_m y ϵ_r son:

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } w/h < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } w/h > 2 \end{cases} \quad (3.2)$$

Donde:

$$A = \frac{Z_m}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (3.3)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\epsilon_r} \quad (3.4)$$

Las ecuaciones para determinar la impedancia característica en función de las dimensiones de la microcinta son:

$$Z_m = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(8 \frac{h}{w} + \frac{w}{4h} \right) & \text{para } w/h \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} [w/h + 1.393 + 0.667 \ln(w/h + 1.444)]} & \text{para } w/h \geq 1 \end{cases} \quad (3.5)$$

Donde: w = ancho de la línea.

h = altura del sustrato dieléctrico.

3.2. Parche radiador

Una antena de microcinta en su forma más básica, consiste de un parche radiador sobre la superficie de un sustrato dieléctrico, que descansa sobre un plano de tierra, como la del ejemplo que se muestra en la Figura 3.4. El tamaño del parche se encuentra directamente ligado a la longitud de onda de operación, la cual depende también del espesor y constante dieléctrica relativa del dieléctrico. La forma del parche impreso puede tomar cualquier geometría, aunque los diseños más comunes, y por consiguiente los que han sido estudiados más en detalle, son los parches cuadrados, rectangulares, romboidales, triangulares, circulares, elípticos o, en

general, con formas geométricas regulares. La forma del parche se elige a las necesidades de la aplicación, permitiendo así satisfacer diferentes especificaciones relativas, por ejemplo, al ancho de banda, polarización o patrón de radiación.

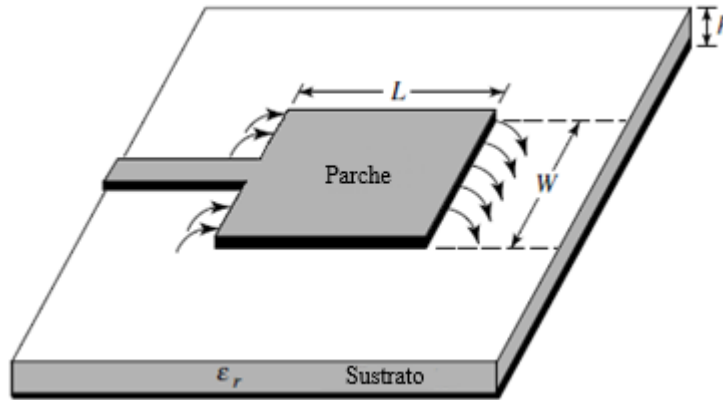


Figura 3.4. Antena de parche rectangular alimentada por una línea de microcinta [10].

El tipo de antena a estudiar en esta sección es de parche rectangular, como el representado en la Figura 3.4. La longitud L corresponde a una fracción de la longitud de onda a la frecuencia de operación, mientras que el ancho se ajusta para satisfacer los requisitos de diseño (impedancia, ancho de banda, polarización, etc.). Esta configuración es de las más empleadas, debido a que existen distintos modelos analíticos que describen acertadamente sus características de funcionamiento, como el que se presenta a continuación.

3.2.1. Modelo de línea de transmisión

El modelo de línea de transmisión sólo soporta parches rectangulares. En este modelo el parche radiador se trata como una línea resonante con variaciones transversales del campo electromagnético. Las variaciones del campo y la resonancia del parche, se determinan por la longitud del parche que comúnmente es de media longitud de onda, y se deben considerar los efectos de extensión de los campos (*fringing field effects*), Figura 3.5(b) [10]. Este modelo permite obtener las dimensiones del parche (ancho W y largo L) mediante las expresiones (3.6) a (3.9), teniendo definida la constante dieléctrica del sustrato (ϵ_r), la frecuencia de resonancia (f_r) y la altura del sustrato (h).

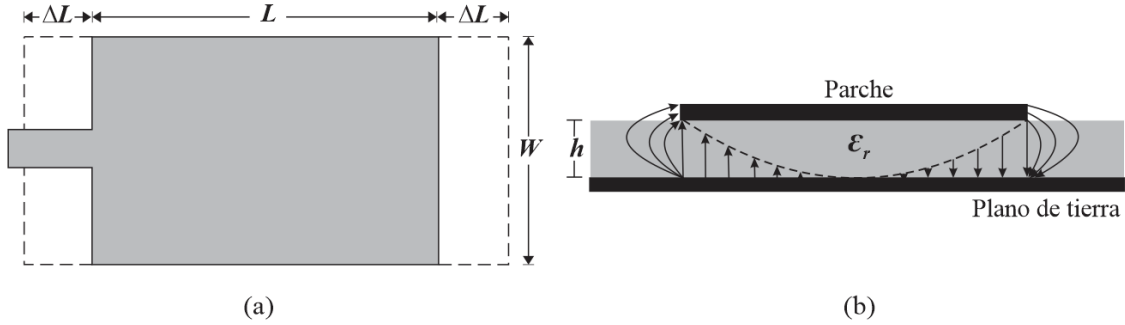


Figura 3.5. Dimensiones físicas de un parche rectangular; (a) vista superior, (b) vista lateral [10].

La frecuencia de resonancia para el modo fundamental de un parche rectangular viene definida como [2]:

$$f_r = \frac{c}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{c}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.6)$$

Donde ΔL es la longitud del efecto de borde [2]:

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.262\right)}{(\epsilon_{ff} + 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (3.7)$$

Obteniéndose finalmente que la longitud física L de diseño del parche es:

$$L = \frac{c}{2f_r\sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (3.8)$$

Con el ancho W del parche se puede ajustar la impedancia de entrada y mejorar la eficiencia de la antena. Una buena aproximación del ancho W en base a una óptima eficiencia de radiación se define mediante la ecuación (3.9):

$$W = \frac{1}{2 f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2 f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.9)$$

Donde: v_0 es la velocidad de la luz en el vacío ($v_0 = 3 \times 10^8$ m/seg.).

f_r Es la frecuencia de resonancia.

ϵ_r Es la constante dieléctrica del sustrato.

Es importante mencionar que si se desea tener polarización circular en la antena es necesario realizar el diseño de la dimensión W igual a L , obteniéndose un parche cuadrado.

3.3. Tipos de alimentación.

Al momento de diseñar una antena, es muy importante el tipo de alimentación que se utilizará para obtener las especificaciones de diseño deseadas (el objetivo de este trabajo es obtener diversidad de polarización).

Existen diferentes formas de alimentar a un elemento radiador. Estos métodos se pueden clasificar en dos categorías: los de contacto y los que no hacen contacto. Dentro de los métodos por contacto, la transferencia de energía al parche, se realiza por medio de una línea de microcinta o cable coaxial, como se muestra en la Figura 3.6.

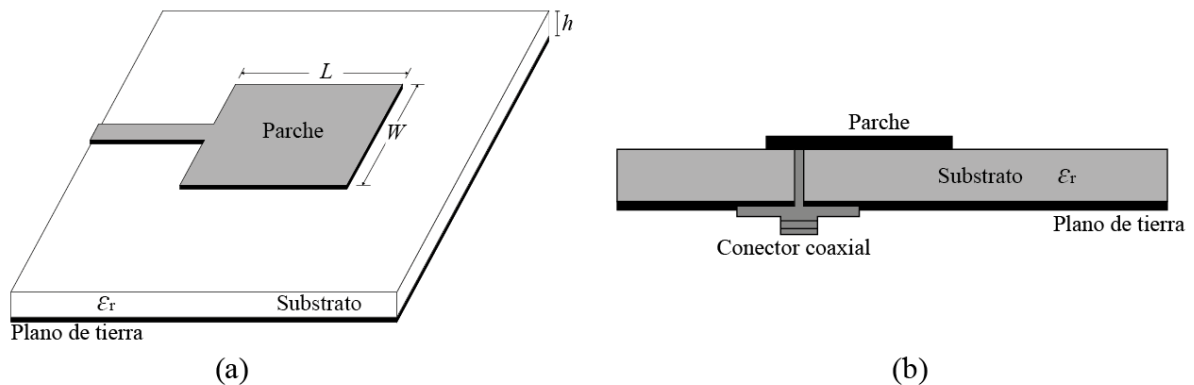


Figura 3.6. Antena microcinta alimentada mediante (a) línea de transmisión. (b) coaxial.

En el método de alimentación sin contacto la transferencia de energía se realiza mediante un acoplamiento electromagnético a través del material dieléctrico entre la línea de microcinta y el parche, como se muestra en la Figura 3.7. Los más populares en esta categoría son el acoplamiento por apertura y el acoplamiento por proximidad [10].

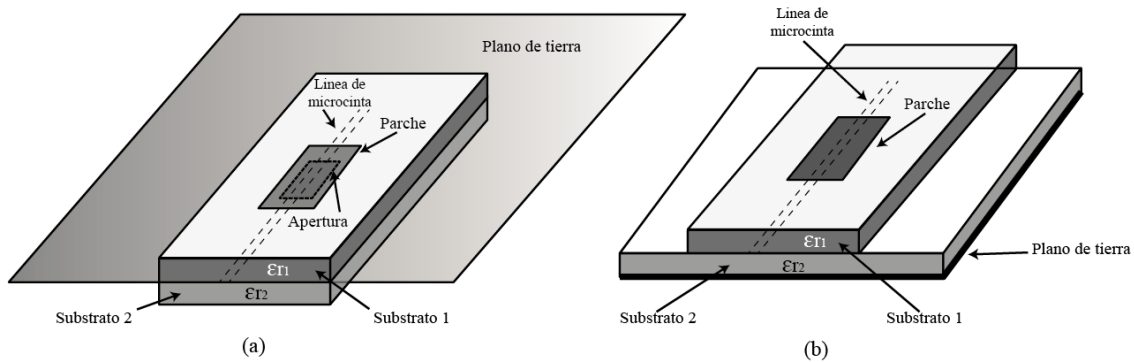


Figura 3.7. Antena microcinta alimentada mediante; (a) acoplamiento por apertura, (b) acoplamiento por proximidad.

3.4. Diseño de la antena

Ya mencionadas las partes que conlleva el diseño general de una antena de microcinta de parche rectangular, se procede a calcular las dimensiones físicas de la antena propuesta para esta tesis. El diseño se divide en dos partes que son: las dimensiones del parche radiador y la línea de alimentación.

Para el análisis del comportamiento de la antena al variar sus dimensiones se empleó el software de simulación de Ansys HFSS (*High Frequency Structure Simulator*), el cual es de alto rendimiento para el diseño, modelación y simulación de estructuras en 3D creado para altas frecuencias. Permite el estudio electromagnético de modelos a través del método de elementos finitos y mallas adaptativas, facilitando además la visualización del comportamiento de las ondas electromagnéticas por medio de herramientas interactivas y dinámicas [21].

3.4.1. Diseño del parche rectangular

En base a las especificaciones técnicas del sustrato utilizado en esta tesis, se procede a diseñar el parche radiador que será la clave fundamental para el comportamiento de la antena. La geometría utilizada es cuadrangular y no hace uso de plano de tierra en la parte inferior del

parche con el objetivo de incrementar la radiación de la energía hacia el aire. Básicamente, el diseño propuesto parte de un monopolo UWB reportado en [19], la antena propuesta (Figura 3.8) presenta un transformador de impedancias, con esto se pretende obtener un mejor acoplamiento entre la línea de alimentación de 50Ω y el parche cuadrado. Se emplea para el diseño un sustrato Rogers 3003; con una constante dieléctrica $\epsilon_r = 3$, grosor del sustrato $h = 0.76 \text{ mm}$, la antena debe resonar a una frecuencia $f_r = 4 \text{ GHz}$.

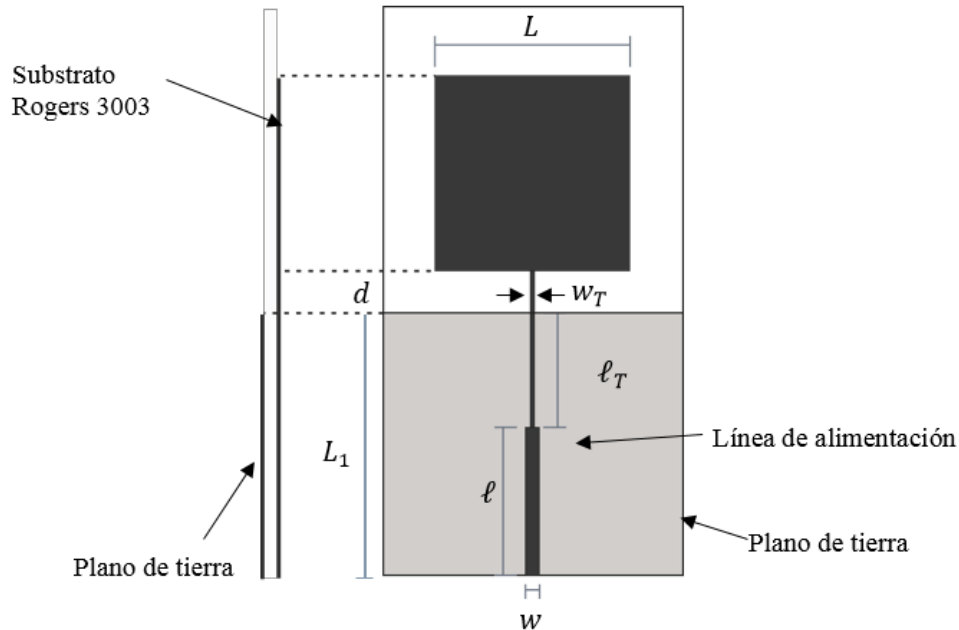


Figura 3.8. Antena monopolo cuadrado sin plano de tierra debajo del radiador.

Las dimensiones w y ℓ denotan la longitud y el ancho de la línea de alimentación de 50Ω , ℓ_T y w_T hacen referencia al transformador de impedancias, el plano de tierra de longitud L_1 solo cubre la sección de la línea de alimentación, mientras que d es una separación entre el punto de alimentación del parche y el plano de tierra.

La Figura 3.9 presenta las curvas de pérdida de retorno S_{11} simuladas para diferentes dimensiones del parche cuadrado L con sus respectivos valores de diseño óptimos, es decir, $w = 1.91 \text{ mm}$, $\ell = 22.31 \text{ mm}$, $w_T = 0.619 \text{ mm}$, $\ell_T = 12.4 \text{ mm}$ y $d = 7 \text{ mm}$. Las dimensiones antes mencionadas corresponden a la línea de alimentación y se analizan en la siguiente sección.

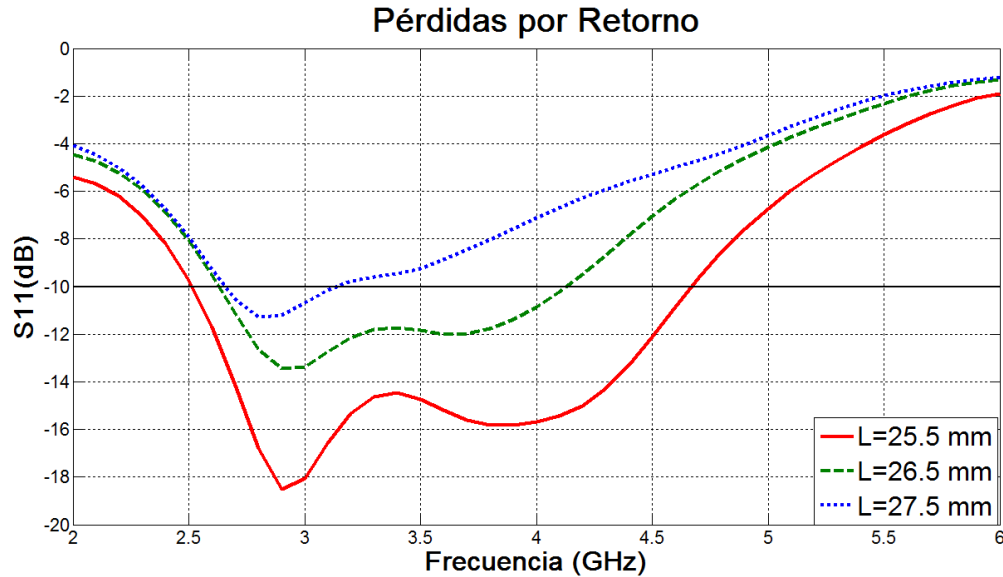


Figura 3.9. Respuesta para diferentes dimensiones del parche L .

Se observa que para un tamaño del parche $L = 25.5$ mm se cubre un ancho de banda de 2.1 GHz y este disminuye conforme aumentan las dimensiones del monopolo. La antena, en términos de sus características en dominio de la frecuencia, depende principalmente de la franja d , el ancho del plano de tierra y la dimensión del parche. La frecuencia de resonancia se asocia directamente con la dimensión del monopolo porque la corriente se distribuye principalmente a lo largo del borde del parche. Los efectos de d y el plano de tierra son analizados más adelante.

3.4.2. Diseño de la línea de alimentación

El tipo de alimentación empleado en éste trabajo es por contacto mediante una línea de microcinta. Con esta técnica de alimentación, una cinta conductora se conecta directamente al borde del parche radiador como se muestra en la Figura 3.10(a). La línea es más angosta comparada con el parche y se tiene la ventaja de que puede diseñarse sobre el mismo sustrato (estructura planar). La impedancia característica del parche, debe acoplarse a una impedancia de la línea de alimentación, que es de 50Ω . Este acoplamiento se realiza por medio de un transformador de impedancias.

El diseño propuesto en esta tesis consta de tres partes fundamentales que son la línea de alimentación de 50Ω , un transformador de impedancias, y una estructura en forma de tridente (ver Figura. 3.10b). Las antenas de microcinta de estructura simple como el de la Figura 3.8a,

tienen como desventaja un ancho de banda angosto. Sin embargo, el uso de un parche monopolo sin plano de tierra como el reportado en [32] aumenta significativamente el ancho de banda en el que puede operar, mientras que la estructura en forma de tridente mejora el acoplamiento de la energía de la línea al parche.

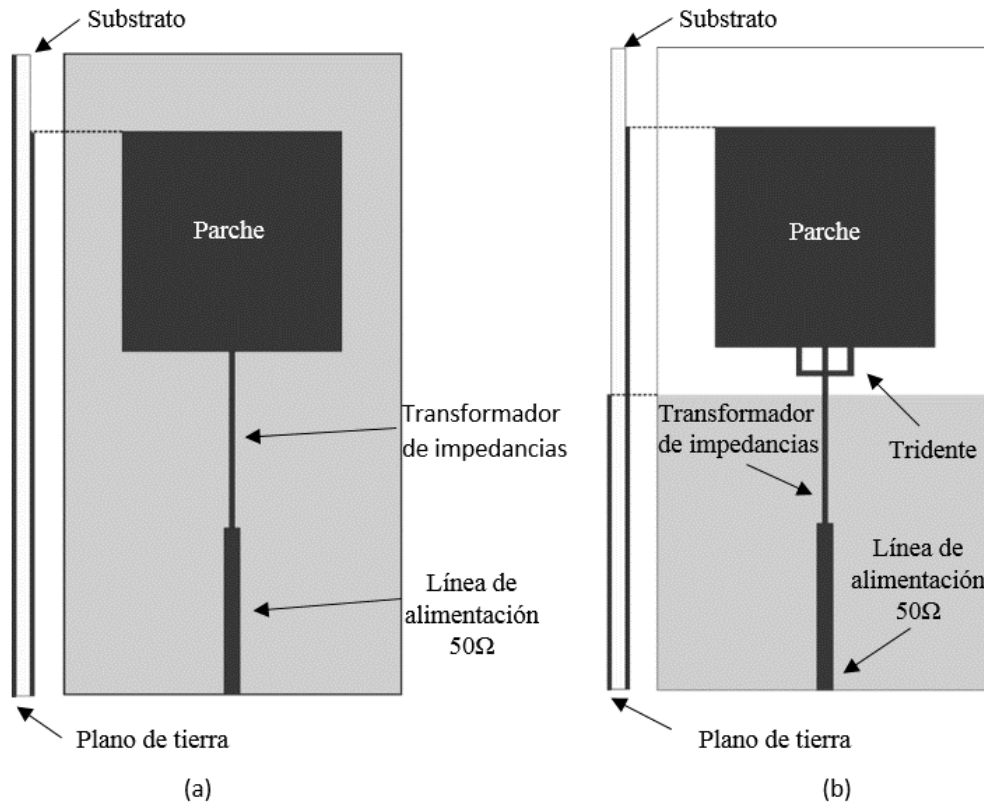


Figura 3.10. (a) Antena de parche con transformador de impedancias convencional, (b) Antena de parche sin plano de tierra, alimentada con transformador de impedancias y una estructura en forma de tridente.

Una vez considerando las partes de la línea de alimentación, se hace un análisis de cada una de ellas para obtener sus dimensiones óptimas del diseño, el desarrollo se muestra a continuación.

3.4.3. Dimensiones de la línea de Alimentación de 50 Ω

Para el diseño de la línea de microcinta se requiere especificar los valores de la impedancia característica y su longitud eléctrica, en nuestro caso tenemos que $Z_0 = 50 \Omega$ y

$\phi_m = 180^\circ$, con el sustrato Rogers RO3003. Utilizando las ecuaciones (3.2) y (3.3) para calcular w/h y asumiendo que $w/h < 2$, tenemos que:

$$A = \frac{50\Omega}{60} \sqrt{\frac{3+1}{2}} + \frac{3-1}{3+1} \left(0.23 + \frac{0.11}{3} \right) = 1.31$$

Por lo tanto:

$$\frac{w}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} = 2.52$$

Como la condición de $w/h < 2$ no se cumple utilizaremos la expresión para $w/h > 2$.

Primero utilizamos (3.4) para calcular B :

$$B = \frac{377\pi}{2(50)(3)} = 6.83$$

Entonces:

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left[6.83 - 1 - \ln(2(6.83) - 1) + \frac{3-1}{2(3)} \left\{ \ln(6.83 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{3} \right\} \right] = 2.51$$

De esta forma se obtiene el valor del ancho de la línea, teniendo como resultado $w = 2.51h = 1.91 \text{ mm}$. Para calcular el largo de la línea de alimentación ℓ , para una longitud eléctrica $\phi_m = 180^\circ$, es mediante:

$$\phi_m = 180^\circ = \beta\ell = \sqrt{\epsilon_{eff}} k_0 \ell$$

Donde:

$$k_0 = \frac{2\pi f_r}{c} = 83.77 \text{ m}^{-1}$$

La longitud de la línea de alimentación es:

$$\ell = \frac{180^\circ(\pi/180^\circ)}{\sqrt{2.8}(83.77 \text{ m}^{-1})} = 22.31 \text{ mm}$$

Existen varias herramientas computacionales disponibles que aproximan directamente los valores de W y L para líneas de microcinta, como “*Microstrip Line Calculator*” que está disponible en internet [33], su interfaz se muestra en la Figura 3.11.

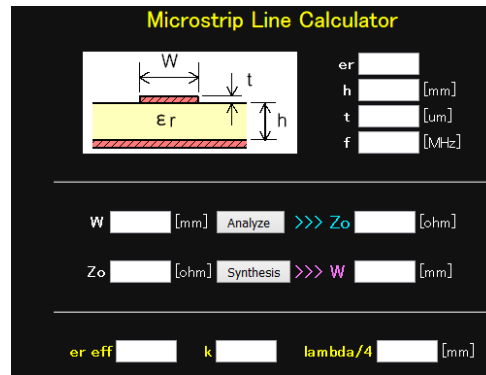


Figura 3.11. Interfaz de la herramienta *Microstrip Line Calculator*.

3.4.4. Dimensiones del transformador de impedancias

Los transformadores de impedancia son utilizados comúnmente para hacer acoplamientos entre una impedancia de carga a la de una línea de transmisión. En el caso particular de líneas de transmisión se acostumbra comúnmente el uso de transformadores de un cuarto de longitud de onda con impedancia distinta a Z_0 , los cuales están encargados de realizar procesos de acoplamiento efectivo entre la línea de transmisión y la carga (en este caso el parche radiador) que presentan distintas impedancias [10].

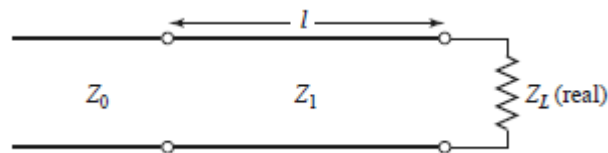


Figura 3.12. Circuito de un transformador de impedancias de $\lambda/4$.

El circuito transformador de adaptación de cuarto de onda de una sola sección se muestra en la Figura 3.12, la impedancia característica de la sección se calcula con la expresión:

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L} \quad (3.10)$$

Para calcular el ancho que debe tener el transformador de impedancias y las líneas que conforman el tridente, se requiere conocer la impedancia característica del radiador (parche rectangular). Sin embargo, no existe una metodología de análisis y síntesis para conocer la impedancia característica de un monopolo sin plano de tierra. De forma que, para obtener el ancho de la línea se realizó un análisis paramétrico en simulaciones, es decir, simulando varios

anchos w_T y ver en cual la respuesta S_{11} presenta mejor acoplamiento. En la Figura 3.13, se muestran las perdidas por retorno correspondientes a los diferentes anchos del transformador de impedancia.

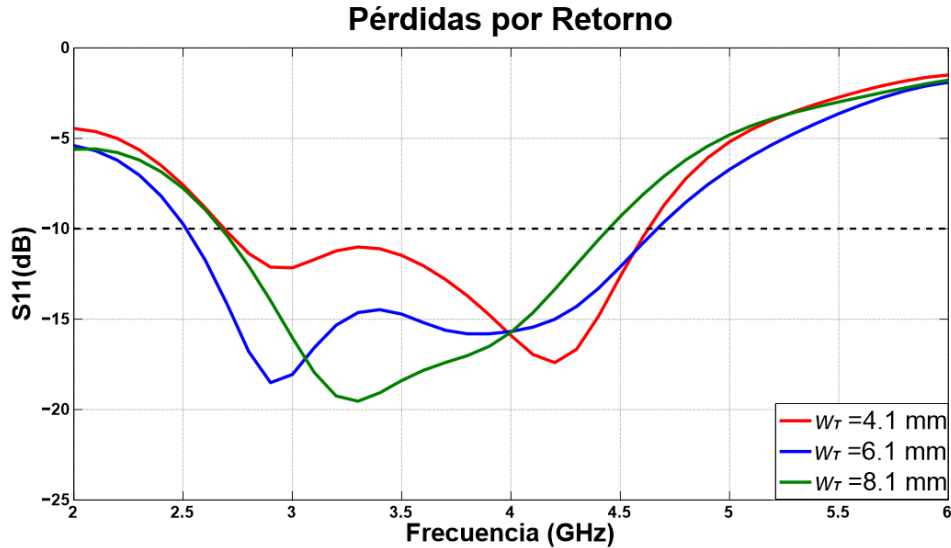


Figura 3.13. Respuestas al variar el ancho de la línea w_T del transformador de impedancias.

El valor que mejor se acopla tanto en ancho de banda y pérdidas por retorno es $w_T = 0.61$ mm. Para calcular el largo del transformador de impedancias se emplea la herramienta “*Microstrip Line Calculator*”, al introducir el valor w_T obtenemos un valor de impedancia de la línea de $Z_T = 92.2 \Omega$ y una longitud $\ell_T = 12.4$ mm.

3.4.5. Dimensiones del tridente

El diseño de la línea de alimentación en forma de tridente se realiza siguiendo la metodología de análisis reportada en [34] y [35]. En la Figura 3.14 se muestra la geometría de la antena propuesto con tres líneas conectadas a la antena. El parche cuadrado tiene una longitud lateral L y se excita a tres puntos de alimentación A , B , y C . Nótese también que el punto B es a lo largo de la línea central del tridente y los puntos A y C están simétricamente en dos lados del punto B .

Todos los anchos de la línea de alimentación en forma de tridente son uniformes y se toma como referencia el ancho del transformador de impedancia que es de $w_T = 0.619$ mm. En la Figura 3.14, son tres parámetros (a_1, a_2, a_3) que intervienen en el diseño de esta estructura.

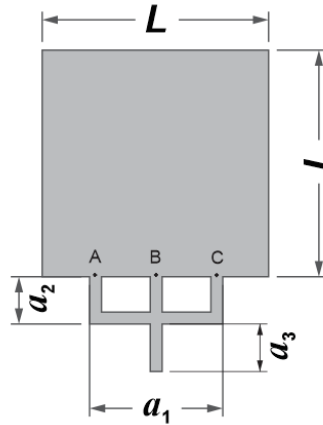


Figura 3.14. Dimensiones de la línea de alimentación en forma de tridente.

En las Tablas 3.1 a 3.3 se hacen comparaciones del ancho de banda para variaciones de las dimensiones de la línea tridente. El tamaño del parche que se utilizó en las simulaciones es de $L = 21.5 \text{ mm}$, la consideración principal que se tomó en estos resultados es que las pérdidas por retorno deben de estar por debajo de los -10dB , cubriendo el mayor rango de frecuencias. Para visualizar estas pérdidas se emplean los parámetros de dispersión, que para un sistema de un puerto de entrada se expresa con el parámetro S_{11} .

En la Figura 3.15 se presentan las pérdidas por retorno simuladas de la antena propuesta que se muestra en la Figura 3.14 en función de a_1 , que es la distancia entre los puntos A y C, estos valores varían de 3 a 7 mm en este estudio.

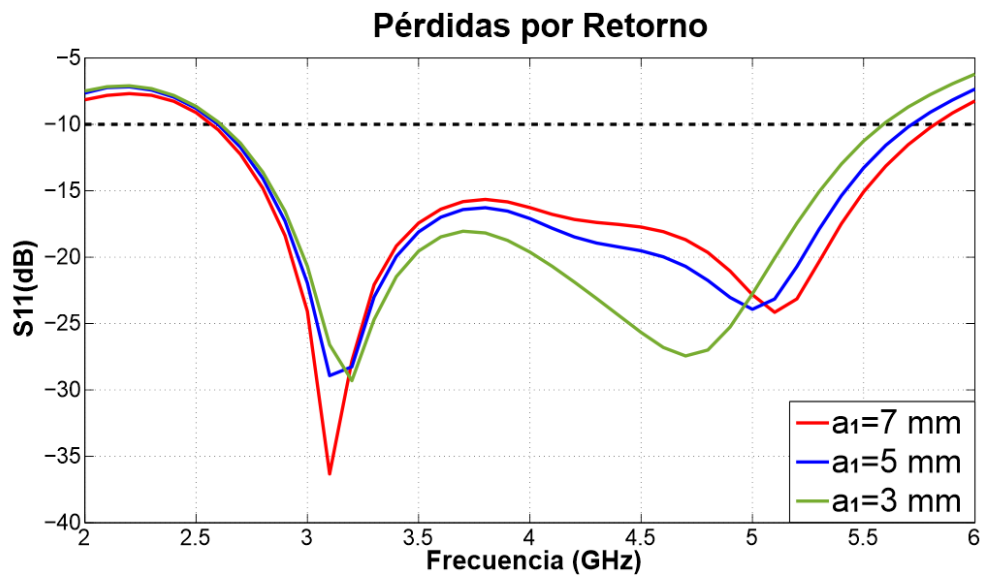


Figura 3.15. Pérdidas por retorno para tres valores diferentes de a_1 .

Los datos correspondientes para la comparación del ancho de banda se indican en la Tabla 3.1. Se observa que el acoplamiento de impedancia es poco dependiente de a_1 , y se toma el valor intermedio que es $a_1 = 5$ mm para alcanzar un acoplamiento de impedancia equilibrado en ancho de banda y pérdidas por retorno de la señal.

Tabla 3.1. Variación de a_1 de la línea del tridente.

a_1, a_2, a_3 (mm)	Ancho de Banda (GHz)	Ancho de banda (%)
3, 3, 7	2.6 – 5.6	73.17 %
5, 3, 7	2.6 – 5.7	75.00 %
7, 3, 7	2.6 – 5.8	76.19 %

La Figura 3.16 muestra las pérdidas de retorno simuladas de la antena propuesta que se muestra en la Figura 3.14 en función de a_2 , que es la longitud de las ramas laterales.

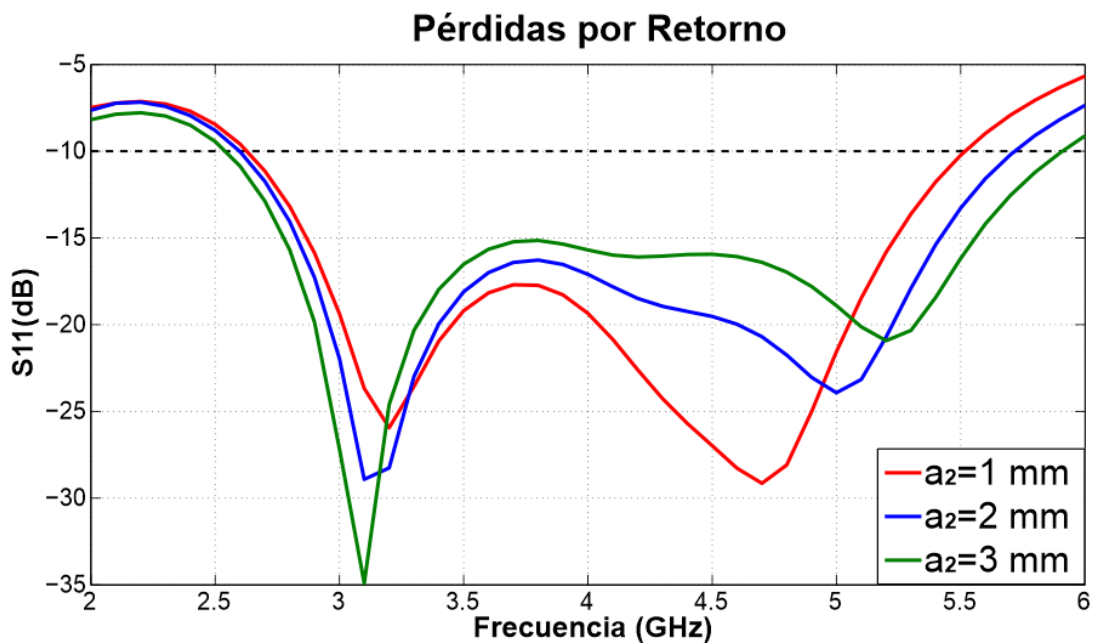


Figura 3.16. Pérdidas por retorno para tres valores diferentes de a_2 .

En la Tabla 3.2 se indican los datos medidos para a_2 . Los resultados muestran que, para obtener un buen acoplamiento de impedancia para las frecuencias a través de un ancho de banda muy amplio es para el caso de $a_2 = 3$ mm.

Tabla 3.2. Variación de a_2 de la línea del tridente.

a_1, a_2, a_3 (mm)	Rango de frecuencias (GHz)	Ancho de banda (%)
5, 1, 7	2.55 –5.5	73.3 %
5, 2, 7	2.62 –5.7	74 %
5, 3, 7	2.63 –5.9	76.7 %

Por ultimo, para una variacion del parametro a_3 se presentan las perdidas por retorno mostradas en la Figura 3.17.

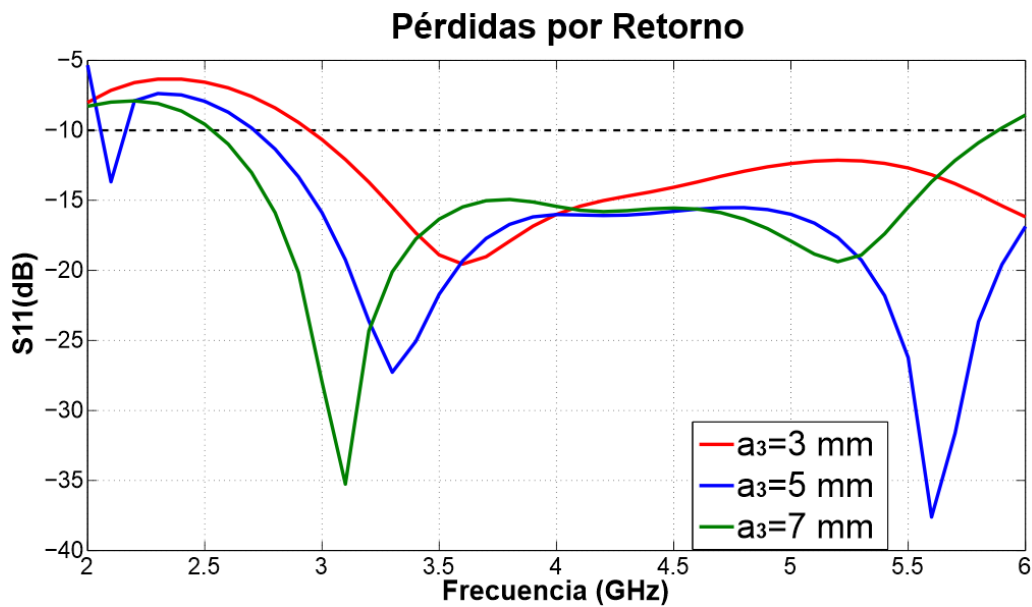


Figura 3.17. Pérdidas por retorno para tres valores diferentes de a_3 .

En la Tabla 3.3, se observa que existe una importante relacion con la longitud a_3 de la rama central del tridente, vease Figura 3.14. Para este caso, se debe considera que la antena tendrá una doble alimentacion, por tal motivo, el valor óptimo será el que presente un ancho de banda con frecuencia central proximo a la frecuencia de resonancia de la antena, dando como resultado un valor de $a_3 = 7$ mm.

Tabla 3.3. Variación de a_3 de la línea del tridente.

a_1, a_2, a_3 (mm)	Rango de frecuencias (GHz)	Ancho de banda (%)
5, 3, 3	2.9 –7.4	87.3 %
5, 3, 5	2.75 –7	87.2 %
5, 3, 7	2.5 –5.9	81 %

Por último, los valores óptimos de la línea tridente son $a_1 = 5$ mm, $a_2 = 3$ mm y $a_3 = 7$ mm. En la Figura 3.18 se muestran estos valores junto a las dimensiones del parche, la línea de 50Ω y el transformador de impedancias.

3.5. Dimensiones de la antena de microcinta

En esta sección se hace un resumen de las dimensiones calculadas para cada una de las partes de la antena, en la Figura 3.18 se muestra la geometría de la antena conectada a una sola línea de alimentación.

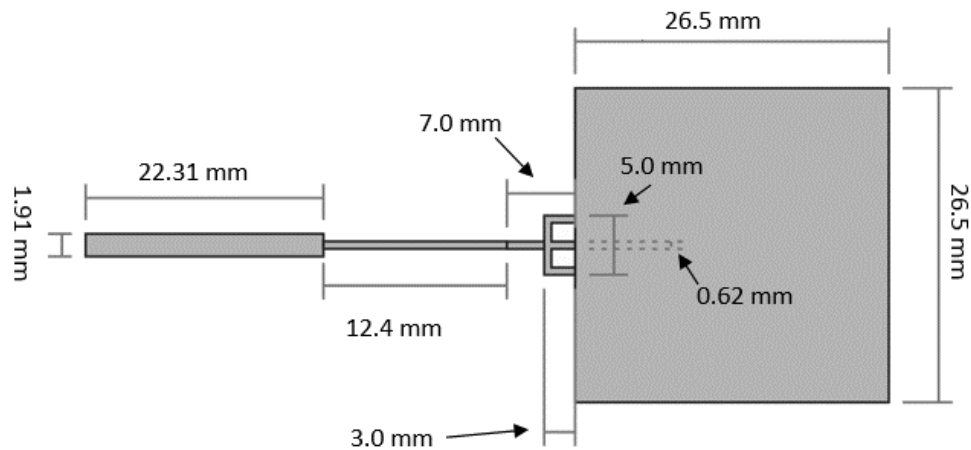


Figura 3.18. Dimensiones de la antena con una línea de alimentación.

Para la propuesta del prototipo final se tomó como referencia la geometría reportada en [19]. La idea principal es combinar dos antenas de parche cuadrado alimentadas de forma ortogonal al compartir el mismo elemento radiador, esto se consigue con una doble alimentación como se muestra en la Figura 3.19. El plano de tierra se modifica y optimiza con el fin de

aumentar el aislamiento entre los dos puertos de alimentación. Los resultados de simulación y las ventajas que esto proporciona en términos de la diversidad de polarización serán presentados y comentados en el Capítulo 4.

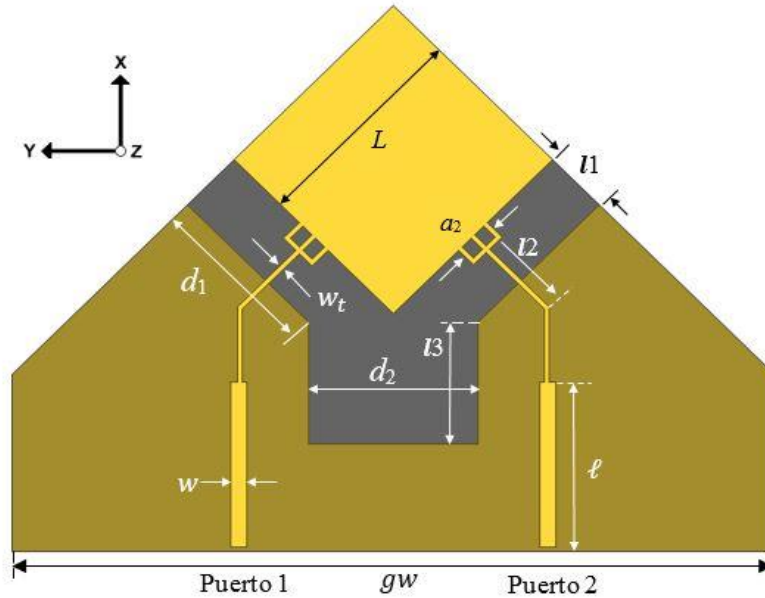


Figura 3.19. Geometría de la antena propuesta. Los parámetros son: $a_2=5$ mm, $w_t=0.62$ mm, $d_1=20.3$ mm, $d_2=20$ mm, $w=1.91$ mm, $l_1=7.98$ mm, $l_2=9.87$ mm, $l_3=14.77$ mm, $\ell=20.1$ mm, $L=26.5$ mm, y $gw=89.94$ mm.

3.6. Conclusiones

En este capítulo se hizo una introducción a la línea de microcinta, al igual que se presentaron las ecuaciones básicas para su diseño. También se realizó una metodología de análisis para obtener las dimensiones del parche radiador mediante ajustes paramétricos. Para mejorar el desempeño del ancho de banda de la antena se utilizó un procedimiento de análisis mediante simulaciones como el reportado en [34]. Cabe mencionar, que para complementar el diseño de la antena se utilizó el software de simulación HFSS. Es una herramienta útil para resolver sistemas de estructura compleja que son difíciles de modelar considerando métodos puramente algebraicos, como fue el caso de la línea en forma de tridente.

IV

ANÁLISIS Y RESULTADOS

Introducción

En este capítulo se presenta el análisis de los resultados obtenidos mediante simulación y medición de la antena propuesta. La primera parte de este capítulo muestra los resultados de simulación de los parámetros S , diagramas de radiación con diversidad de polarización, la cual se obtiene alimentando la antena con señales en fase o fuera de fase, y las distribuciones de corriente en la estructura de la antena para los diferentes modos de excitación.

En la segunda parte de este capítulo se presenta la caracterización de la antena, en sus diferentes modos de excitación, mediante mediciones de sus parámetros de dispersión y ganancia. Finalmente se realizó una comparación de los resultados de simulación con los experimentales.

4.1. Resultados de simulación

En esta sección se presentan los resultados de simulación de la antena propuesta en el capítulo anterior (Figura 3.14), la simulación se realizó en el software *Ansys HFSS* versión 13. La Figura 4.1 muestra los resultados obtenidos del coeficiente de reflexión, S_{11} , y el aislamiento entre los dos puertos, S_{21} . Es importante mencionar que, por estándar [10], las pérdidas por retorno deben estar por debajo de los -10 dB, con este valor se asegura que la antena radiará, al menos, el 70% de la energía de entrada en condiciones ideales, *i.e.*, si los materiales no

presentaran pérdidas. De la Figura 4.1 se observa que el parámetro S_{11} está por debajo de -10dB en un rango de frecuencias de 2.5 GHz a 4.75 GHz. Por otro lado, el aislamiento S_{21} es menor a -15dB en un rango de frecuencias que van desde 2.9 GHz hasta frecuencias superiores a 6 GHz.

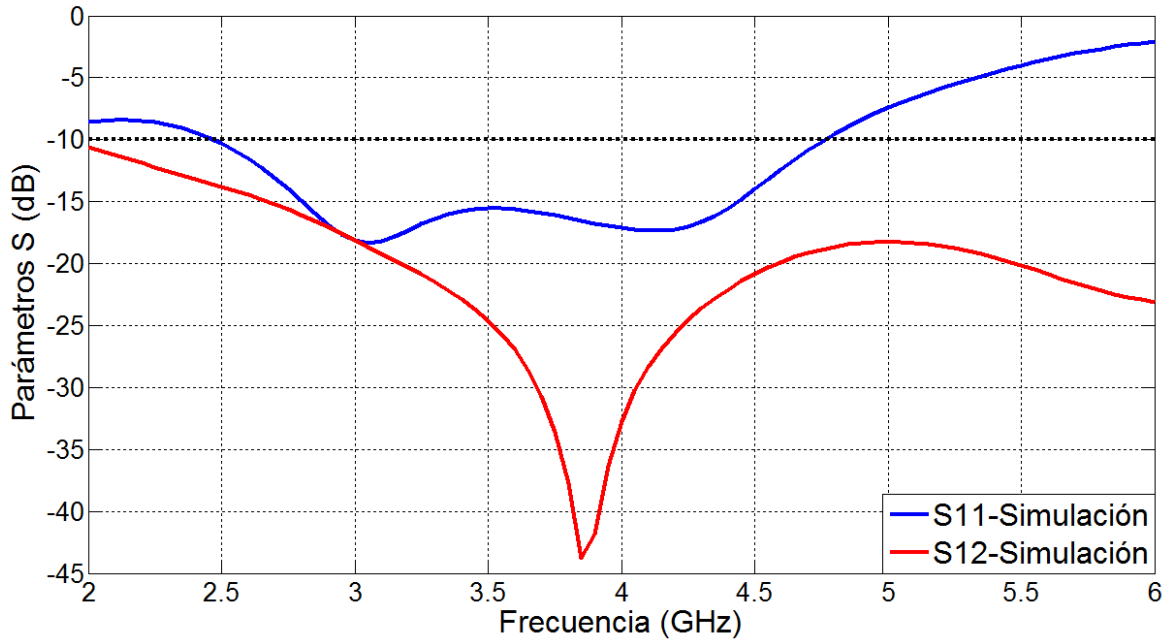


Figura 4.1. Simulación de los parámetros S de la antena mostrada en la Fig. 3.21.

Con estos resultados se aprecia que la antena opera en la frecuencia de diseño, 4 GHz, especificada en los objetivos de esta tesis, además de que el aislamiento entre los puertos de la antena en la frecuencia deseada es de 35dB, con esto se asegura que la interferencia entre los puertos es nula.

Uno de los objetivos de esta tesis es obtener una antena con diversidad de polarización, esto se consigue, como se menciona en capítulos anteriores, modificando las fases de las señales que alimentan a la antena, por esta razón, se hace un análisis en simulación de la distribución del campo eléctrico, apoyados de diagramas de radiación para diferentes fases de la señal en la antena. Se realizarán dos casos: cuando las señales tiene la misma fase (diferencia de 0°) y cuando están en fuera de fase (diferencia de 180°).

4.1.1. Alimentación en Fase

En este apartado se presenta el caso donde la excitación en los puertos, 1 y 2, de la antena tienen la misma magnitud y fase. En la Figura 4.2 se aprecia la distribución del campo eléctrico (E) resultante. Tomando como referencia el eje de coordenadas asignado a la antena, se observa que la distribución del campo eléctrico E presenta variaciones a lo largo del eje vertical, uno en el extremo inferior, y el otro en el extremo superior. Esto hace una referencia a una polarización lineal sobre el plano y - z .

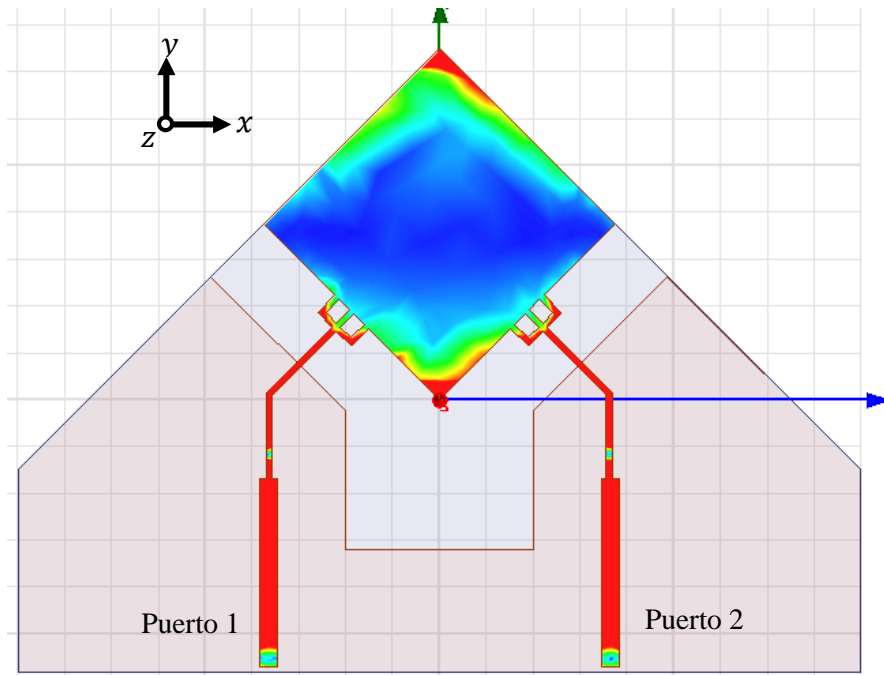


Figura 4.2. Simulación de la distribución del campo Eléctrico en el parche cuando la antena es alimentada con señales en fase a una frecuencia de 4 GHz.

En la Figura 4.3 se grafica el diagrama de radiación de la ganancia a lo largo del plano de elevación θ para dos puntos en el plano azimutal $\phi = 0^\circ$ (línea roja) y $\phi = 90^\circ$ (línea azul). Por lo tanto, se presentan dos diagramas de radiación, que son la componente de polarización directa (Co-Pol) y el diagrama de radiación de polarización cruzada (Cross-Pol). Para el caso de la polarización cruzada, se refiere a la polarización ortogonal a la polarización que se desea. La polarización cruzada tendrá niveles de potencia en dBi principalmente negativos, ya que lo que se busca, es tener solo la componente de polarización deseada.

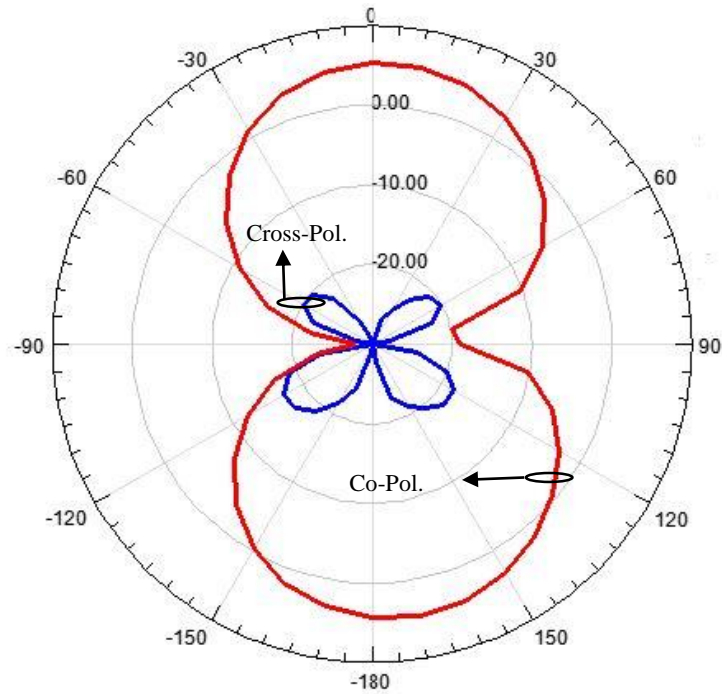


Figura 4.3. Simulación del Patrón de radiación en Ganancia cuando la antena es alimentada con señales en fase a una frecuencia de 4 GHz.

En la Figura 4.4 se muestra el diagrama de radiación en coordenadas cartesianas para visualizar con mayor detalle la diferencia entre polarizaciones.

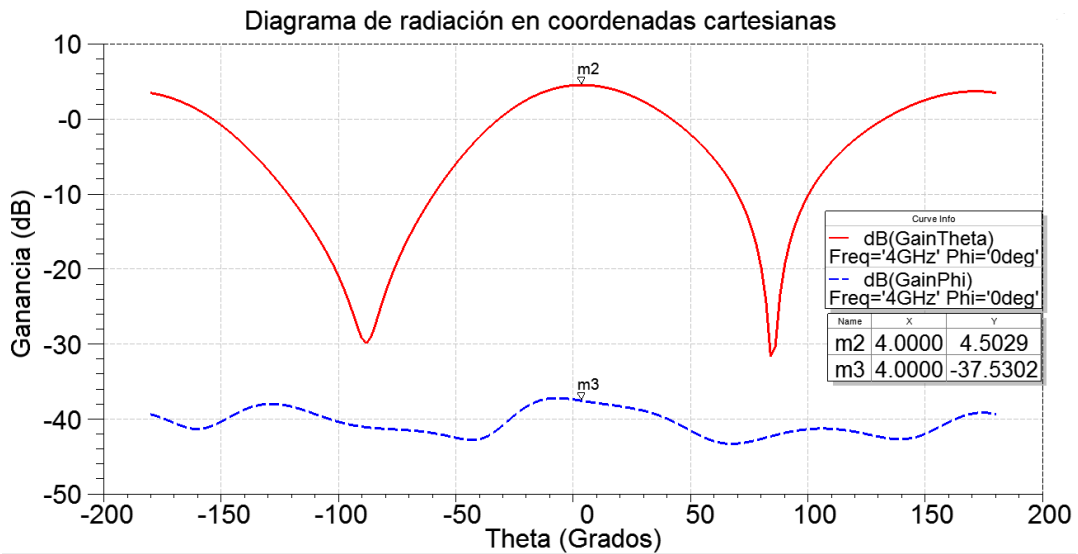


Figura 4.4. Simulación del patrón de radiación en coordenadas cartesianas cuando la antena es alimentada con señales en fase a una frecuencia de 4 GHz.

De la Figuras 4.3 y 4.4 se tiene como resultado que la antena presenta una polarización puramente lineal sobre el plano de elevación. Esto se puede cuantificar obteniendo la diferencia de ganancia entre polarización cruzada y polarización directa, que es de -42.03 dB, para $\theta = 4^\circ$.

4.1.2. Puertos fuera de fase 180°

En el caso de una alimentación con señales en fuera de fase (180°), la distribución del campo eléctrico E presenta variaciones a lo largo del eje horizontal, como se observa en la Figura 4.5. En comparación con el caso anterior, se obtiene una polarización lineal horizontal, es decir, a lo largo del plano $x-z$.

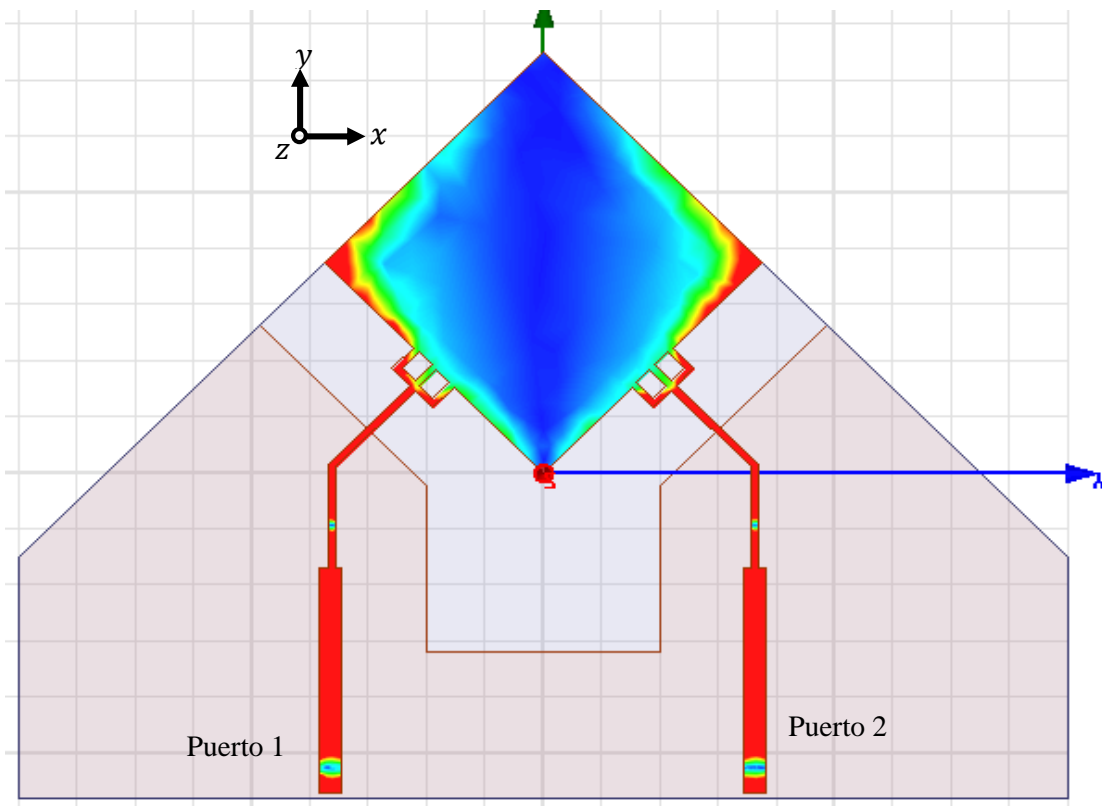


Figura 4.5. Simulación de la distribución del campo eléctrico E cuando la antena es alimentada con señales fuera de fase.

En la Figura 4.6 se grafica el diagrama de radiación de la ganancia en θ para $\phi = 0^\circ$ (línea roja) y $\phi = 90^\circ$ (línea azul). Se observa que la componente en polarización cruzada es imperceptible en comparación al caso anterior.

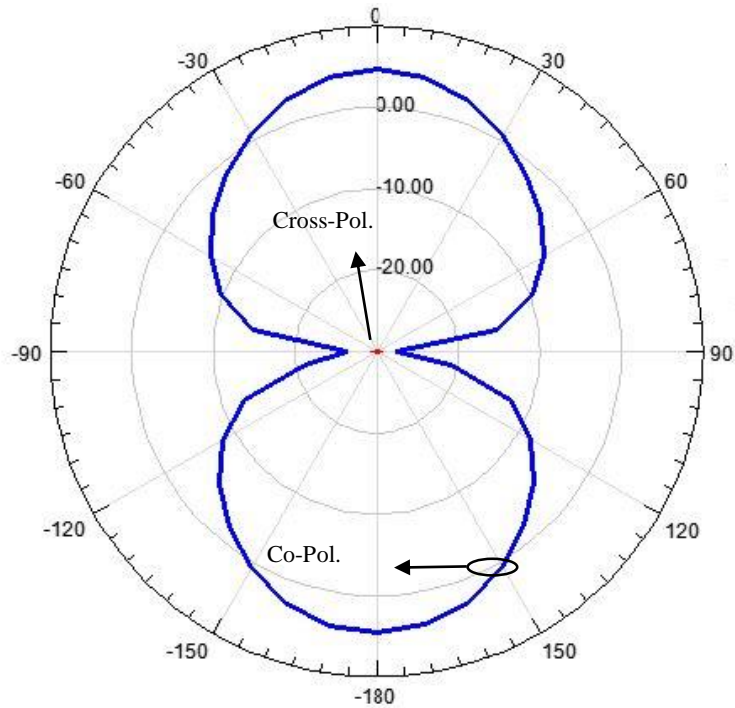


Figura 4.6. Simulación del Patrón de radiación en Ganancia cuando la antena es alimentada con señales en fuera de fase.

En la Figura 4.7, se observa que la diferencia entre la polarización cruzada y la deseada es de -44.44dB para $\theta = 6^\circ$.

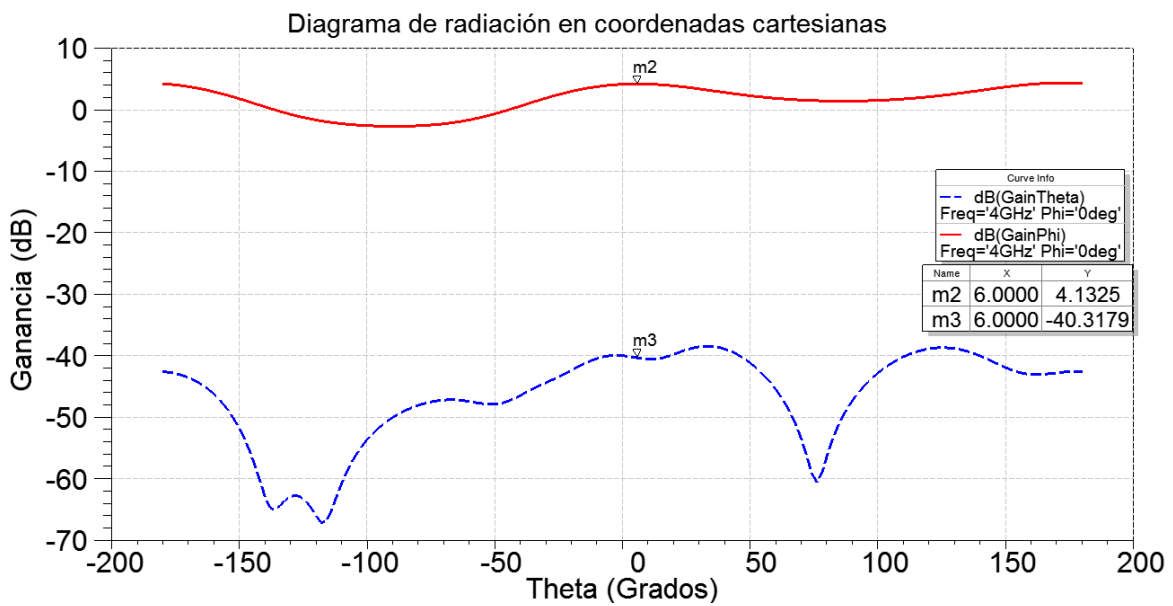


Figura 4.7. Simulación de la ganancia en coordenadas polares para el caso de una alimentación en fuera de fase a 4 GHz.

4.1.3. Diagramas de radiación en tres dimensiones y eficiencia de la antena

Por otro lado, se generaron mediante simulación, los diagramas de radiación en tres dimensiones presentando los dos casos: en fase, y fuera de Fase, como se muestra en la Figura 4.8. Se observa que para una alimentación en fase, la antena radia de forma omnidireccional en el plano x - z . Mientras que para una alimentación en fuera de fase, la radiación la hace de forma direccional en el plano y - z .

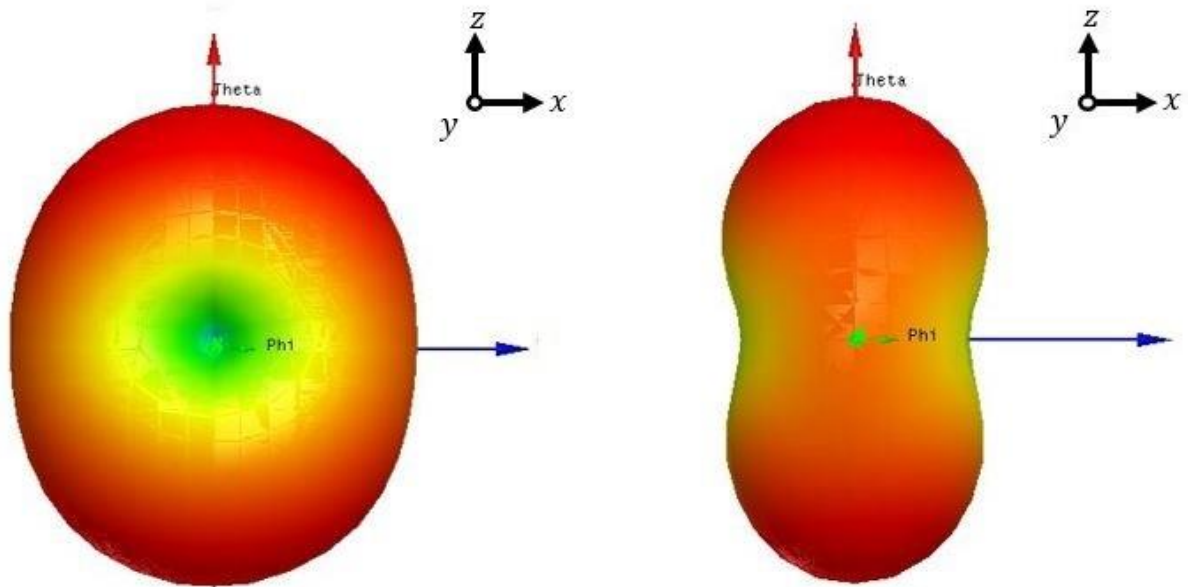


Figura 4.8. Simulación del patrón de radiación en 3D en el plano x - z cuando la antena en alimentada con señales: (a) en fase, (b) Fuera de fase a 4 GHz.

Con respecto a la eficiencia de radiación, se encontró que en ambos casos de excitación de la antena se tiene una eficiencia de radiación entre el 96% y 98%, en el rango de 3.5 GHz a 4.4 GHz. Este resultado se observa en la Figura 4.9 obtenida mediante simulación. Este comportamiento alto de la eficiencia se debe a que no hay plano de tierra por debajo del parche y de esta forma, la mayor parte de la radiación de la señal la hace sobre las direcciones $\pm z$ de la antena.

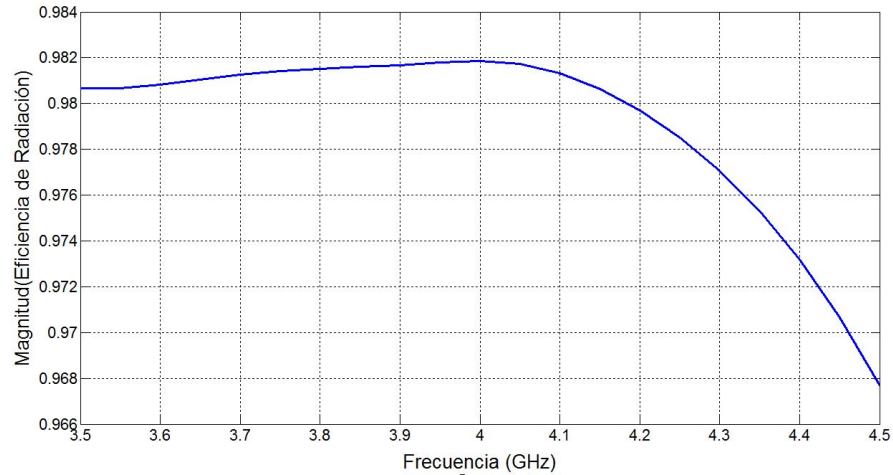


Figura 4.9. Eficiencia de radiación simulada.

4.1.4. Resultados de simulación de la antena conectada a un acoplador tipo “rat-race”

Para realizar la excitación de los puertos con señales en fase y fuera de fase, se diseñó y fabricó un acoplador de microcinta tipo “rat-race” que opera en el rango de frecuencias de 2.5 GHz a 4.75 GHz, que es donde opera la antena propuesta (tanto el diseño como sus parámetros S del acoplador son mostrados en el Apéndice A. La estructura del acoplador se muestra en la Figura 4.10. Se fabricó con el sustrato Rogers RO3003, con un grosor de 0.76 mm. Las dimensiones físicas totales son de 4.76 cm de largo (distancia entre los puertos 1 y 2) y 3.76 cm de ancho.

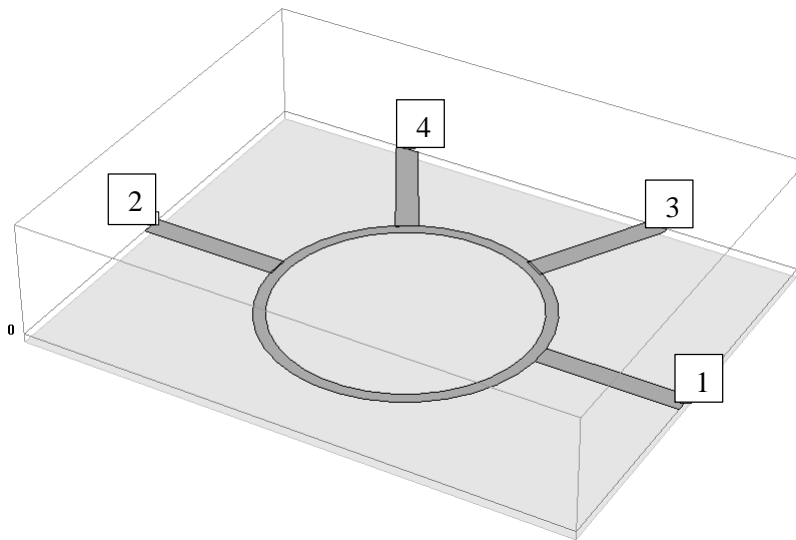


Figura 4.10. Acoplador “rat-race” para generar los cambios de fase en la señal.

De acuerdo a la Figura 4.10, este dispositivo es capaz de proporcionar dos señales de salida en fase por los puertos 2 y 3, si la señal de entrada es inducida por el puerto 4 (modo común del acoplador). Con respecto a las señales fuera de fase, la alimentación es por el puerto 1 y las salidas desfasadas 180° estarán en los puertos 2 y 3 (modo diferencial) [10]. Para ambas configuraciones el puerto que no se utiliza es el puerto aislado, este puerto se conecta con una carga de 50Ω . En la Figura 4.11, se muestran los coeficientes de reflexión S_{11} del acoplador en modo diferencial y modo común, cuando está conectado a la antena.

Cuando se tiene una configuración en modo común en el acoplador, la antena está siendo alimentada con dos señales de misma fase y magnitud, presentado un rango de operación de 2.8 GHz a 4.7 GHz.

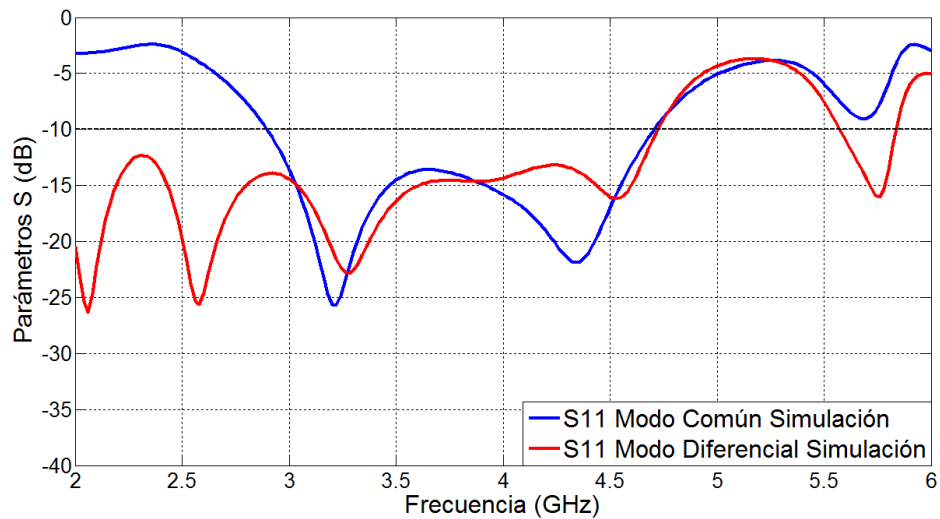


Figura 4.11. Simulación del coeficiente de reflexión de la antena y el acoplador en modo común y modo diferencial.

Mientras que para una configuración del acoplador en modo diferencial, la antena está siendo excitada con dos señales desfasadas 180° , y las pérdidas por retorno se mantienen por debajo de los -12dB desde una frecuencia de 2 GHz a 4.7 GHz..

Un factor importante a considerar en el diseño del acoplador, es que mantengan una tolerancia en la diferencia de fase de $\pm 6^\circ$ en el ancho de banda de operación, el valor en la tolerancia de la fase puede variar y para esta tesis se toma el valor reportado en [19], de modo

que el ancho de banda de la antenna se verá limitada por esta diferencia de fase. En la Figura 4.12 se muestran el comportamiento de la fase para las dos configuraciones del acoplador.

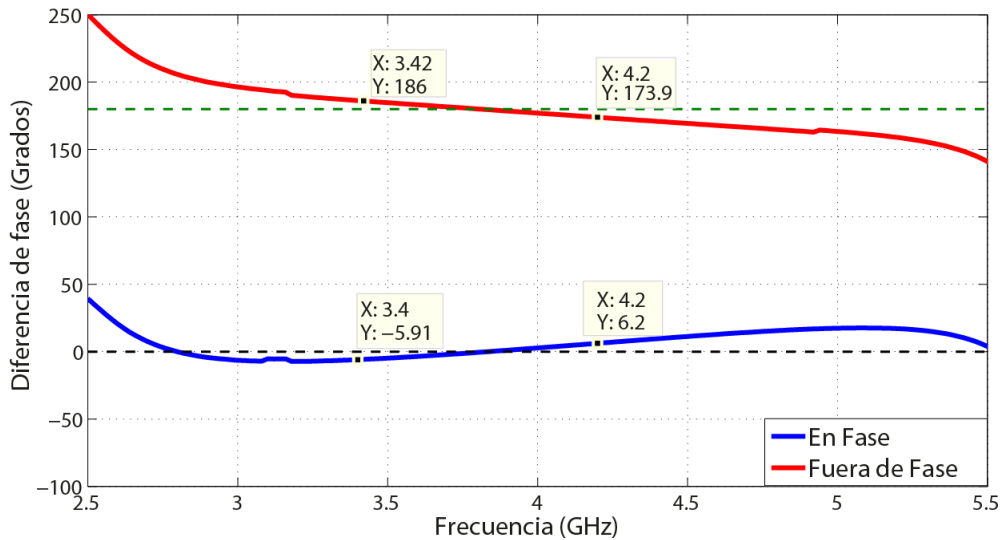


Figura 4.12. Simulación de la diferencia de fase en la antenna con el acoplador.

Considerando una tolerancia en la fase de $\pm 6^\circ$, el rango de frecuencia de operación de la antenna conectada con el acoplador es de 3.4 GHz a 4.2 GHz, esto es un ancho de banda de 800 MHz (ancho de banda fraccional del 21 %). Con los resultados de simulación obtenidos hasta el momento, se cumple el objetivo principal de esta tesis (revisar Capítulo 1).

4.2. Resultados Experimentales

En esta sección se presentará la caracterización de la antenna mediante mediciones de sus parámetros S y ganancia. Estas mediciones se realizaron para una configuración del acoplador en modo común y modo diferencial, con estas dos configuraciones podemos modificar la fase de las señales que excitan a la antenna, consiguiendo de este modo una diversidad de polarización.

4.2.1. Obtención de los parámetros de dispersión “S” de la antenna.

Los parámetros S se midieron con un analizador de redes *Agilent PNA-X* (sus características técnicas son mostradas en el Apéndice B), el cual fue calibrado usando una

calibración SOLT (por sus siglas en inglés *Short, Open, Load, and Thru*). En la Figura 4.13 se muestra una fotografía del analizador de redes utilizado.



Figura 4.13. Fotografía del analizador de redes PNA-X Agilent.

En primer lugar, se caracterizaron los coeficientes de reflexión y transmisión de la antena sin conectarla con el acoplador “*rat-race*”. Para conectar la antena al *PNA-X*, se le colocaron conectores SMA hembra para posteriormente conectarla al *PNA-X* usando cables coaxiales con conectores SMA macho. En la Figura 4.14 se presenta una fotografía del montaje de la antena con el analizador de redes.

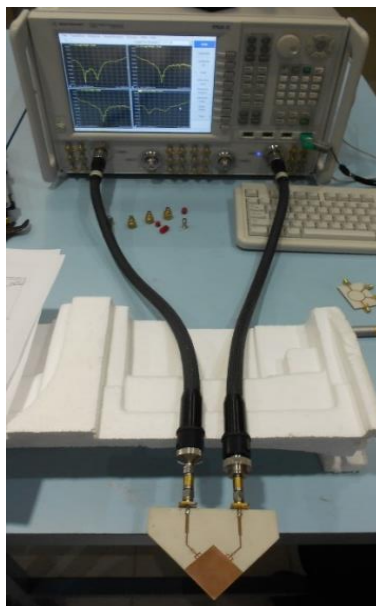


Figura 4.14. Fotografía de la antena conectada al analizador de redes *PNA-X* de Agilent.

En la Figura 4.15 se observan los parámetros S obtenidos experimentalmente, los parámetros S_{11} representan las pérdidas por retorno correspondientes a cada puerto, se observa que el rango de frecuencias en el que opera la antenna es de 2.25 GHz a 5.125 GHz, esto es un ancho de banda de 625 MHz mayor que en el obtenido en simulación. Para los parámetros S_{11} , que representan el aislamiento entre los dos puertos, en frecuencias cercanas a 4 GHz se obtienen valores de 40 dB.

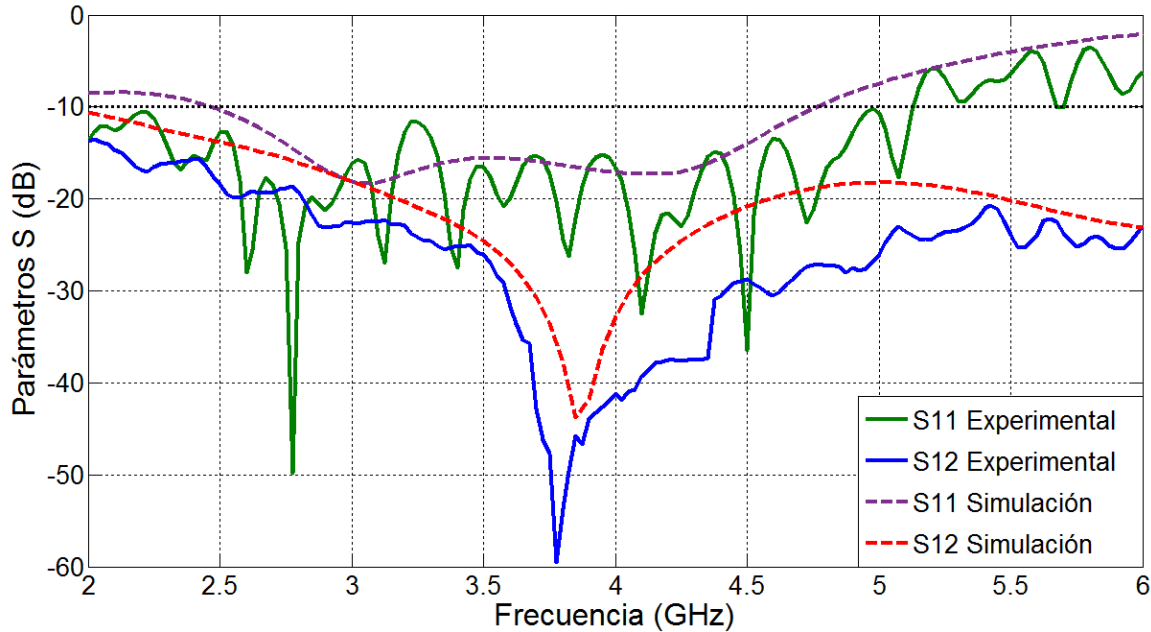


Figura 4.15. Resultados experimentales y simulados de los parámetros S de la antenna.

4.2.2. Caracterización de la antenna con el acoplador “*rat-race*”

De las imágenes anteriores, se puede observar que los resultados experimentales de los parámetros S de la antenna se aproximan bien al comportamiento en simulación. Lo siguiente es anexar el acoplador “*rat-race*” y medir las pérdidas por retorno para una configuración en modo diferencial (puerto 1 del acoplador) y modo común (puerto 4), de esta forma se obtiene el rango de frecuencias de operación. En la Figura 4.16, se muestra el montaje de la antenna y el acoplador dispuestos en modo común.

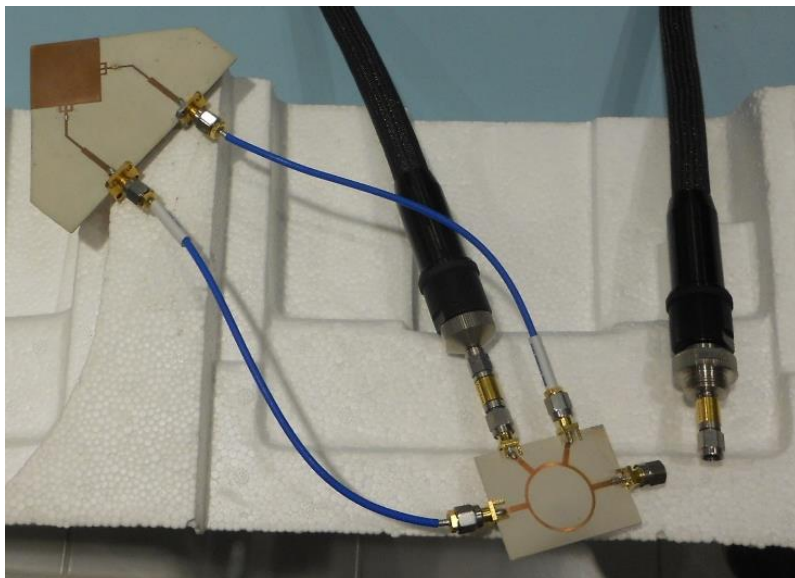


Figura 4.16. Montaje de la antena con el acoplador en modo común.

En la Figura 4.17 se muestra la comparación de los resultados experimentales con los de simulación de la antena conectada al acoplador en una configuración en modo común. El rango de frecuencias de operación es de 3.25 GHz a 4.5 GHz, es decir, un ancho de banda de 650 MHz menor que en los resultados de simulación. Sin embargo, el coeficiente de reflexión llega a tener un valor de -25 dB para una frecuencia de 4 GHz, garantizando buen acoplamiento y radiación.

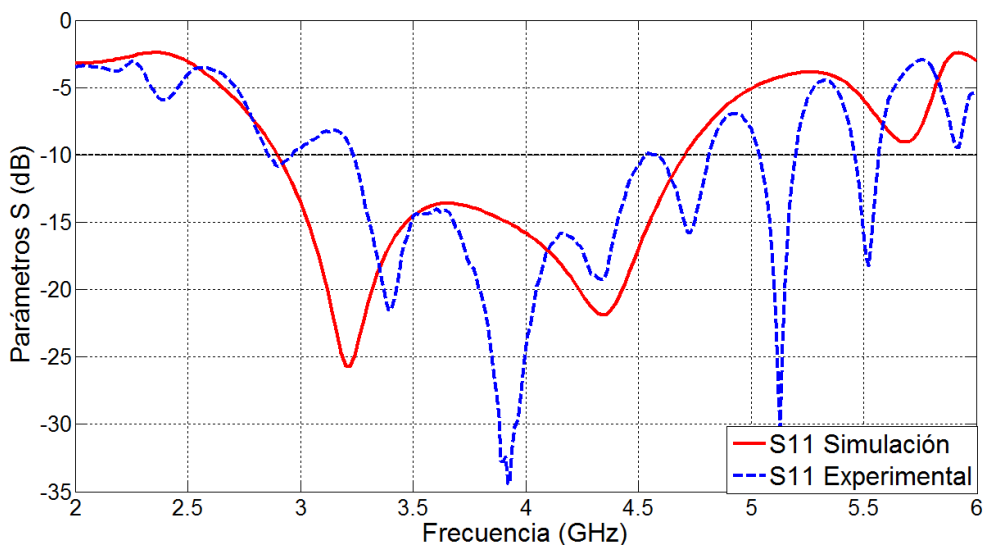


Figura 4.17. Coeficiente de reflexión de la antena cuando es alimentada con una señal en fase.

Los resultados experimentales de la antena con el acoplador con una configuración en modo diferencial son presentados en la Figura 4.18. El comportamiento de los coeficientes de reflexión simulados se extienden desde una frecuencia de 2 GHz hasta 4.7 GHz, sin embargo, para el resultado experimental se presenta un lóbulo por arriba de los -10 dB a una frecuencia de 3.2 GHz, provocando un rango de frecuencia de 3.25 GHz a 4.5 GHz, en cierta medida, es el mismo rango operacional para la configuración del acoplador en modo común.

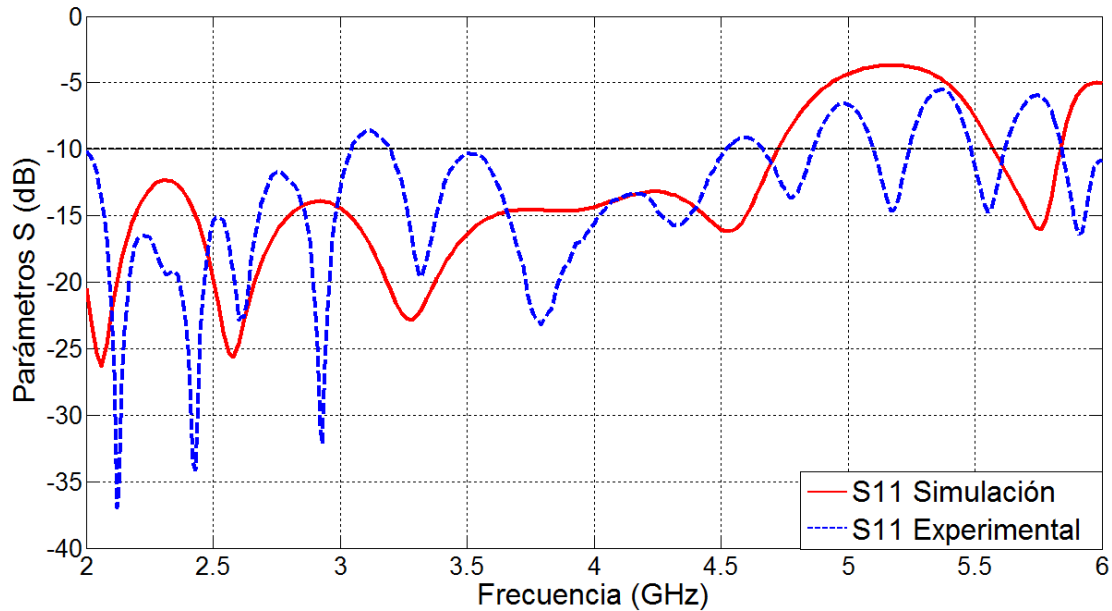


Figura 4.18. Coeficiente de reflexión cuando la antena es alimentada con señal en fuera de fase.

La caracterización de la antena en modo diferencial y en modo común es principalmente para asegurar que la antena siga radiando la mayor parte de la energía en estas configuraciones, ya que el dispositivo acoplador es el encargado de generar las señales en fase y fuera de fase, y de esta forma obtener diversidad de polarización en la antena.

4.2.3. Medición de la ganancia

La ganancia de la antena se midió utilizando un analizador de espectros *Rhode & Schwarz*® modelo *FSP40* y un generador de señales *Rhode & Schwarz*® modelo *SMB100A* (consultar Apéndice B). Se empleó el método de las tres antenas, con este procedimiento no se necesita conocer el valor de la ganancia de alguna de las antenas. El método requiere de tres mediciones. La primera medición se realiza entre la antena A_1 y la antena A_2 (M_{12}), la segunda

entre la antena A_1 y la A_3 (M_{13}) y la tercera medición entre la antena A_2 y la A_3 (M_{23}). La Figura 4.19 es el esquema experimental para la realización de las mediciones y los factores que hay que considerar en el cálculo de la ganancia.

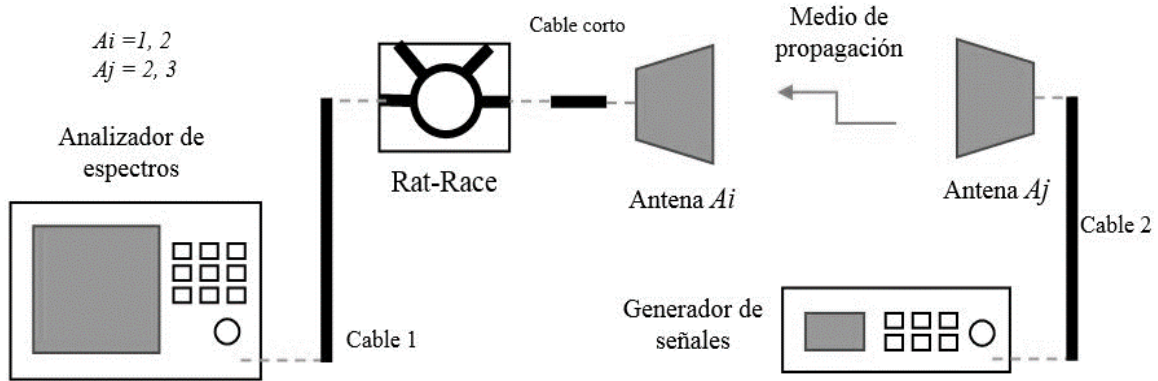


Figura 4.19. Esquemático del montaje de las antenas al medir la ganancia.

De tal forma que al tener tres mediciones se pueden escribir tres ecuaciones (una para cada medición) de la siguiente forma.

Combinación A_1 - A_2 (M_{12})

$$(G_{A1})_{dB} + (G_{A2})_{dB} = P_r - P_t + L_{c1} + L_a + L_{cc} + L_{RR} + L_{c2} \quad (4.1)$$

Combinación A_1 - A_3 (M_{13})

$$(G_{A1})_{dB} + (G_{A3})_{dB} = P_r - P_t + L_{c1} + L_a + L_{cc} + L_{RR} + L_{c2} \quad (4.2)$$

Combinación A_2 - A_3 (M_{23})

$$(G_{A2})_{dB} + (G_{A3})_{dB} = P_r - P_t + L_{c1} + L_a + L_{cc} + L_{RR} + L_{c2} \quad (4.3)$$

Donde: P_r = Potencia recibida, dB

P_t = Potencia transmitida, dB

L_{c1} = Perdas en el cable 1, dB

G_1 = Ganancia en la antena 1, dB

L_a = Perdas en el medio de propagación en el aire $\left(20 \log_{10} \frac{4\pi R}{\lambda}\right)$, dB

R = separación entre las antenas, m

λ = Longitud de onda de operación, m

G_2 =Ganancia en la antena 2, dB

L_{cc} =Perdidas en el cable corto, dB

L_{RR} =Perdidas en el acoplador rat-race, dB

L_{c2} =Perdidas en el cable 2, dB

G_{A1} =Ganancia de la antena 1 (Desconocida)

G_{A2} =Ganancia de la antena 2 (Desconocida)

G_{A3} =Ganancia de la antena 3 (Desconocida)

En el presente trabajo se utilizaron antenas Vivaldi de banda ancha (Figura 4.20) para el cálculo de la ganancia. Este tipo de antenas presentan un diagrama de radiación directivo con lóbulo máximo sobre el eje $+x$. En el Apéndice C se muestran sus parámetros S experimentales y su forma de radiación.



(a)

(b)

Figura 4.20. Antenas Vivaldi con vista: (a) posterior, (b) anterior.

En la Figura 4.21 se presenta el montaje para la medición de la ganancia. Las mediciones se realizaron a una distancia de 1.4 metros con una potencia del transmisor de 5 dBm.



Figura 4.21. Montaje para la medición de la ganancia.

La primera medición se realizó para una configuración del acoplador en modo diferencial, es decir, para una alimentación en la antena con señales desfasadas 180° , es importante recordar la dirección de polarización de la antena cuando se tienen señales en fuera de fase, que en este caso la dirección de radiación de la onda es en dirección $y-z$ de la antena (Figura 4.8b). Se dirigen los máximos de radiación de la antena de parche (A_1) con la antena Vivaldi I (A_2) para medir la ganancia en polarización directa, tanto la antena Vivaldi I como la antena de parche se posicionan de tal forma que sus planos de tierra sean paralelos al suelo, posteriormente se mide la componente de polarización cruzada de la antena de parche rotando su orientación de tal forma que el plano de tierra sea perpendicular al suelo, obteniendo de esta forma el valor de la potencia recibida P_r en Co-Pol y Cross-Pol. Lo siguiente es remplazar la antena Vivaldi I por antena Vivaldi II (A_3) y realizar sus correspondientes mediciones.

Se realiza un procedimiento similar al ya descrito para una configuración del acoplador en modo común, solo que para este caso se tiene una alimentación en la antena con señales en fase. De la Figura 4.8(a), se observa que la radiación de la señal es sobre el plano $x-z$, por lo cual, la orientación de la antena de parche es con el plano de tierra perpendicular al suelo para

una polarización directa, como se muestra en la Figura 4.21, mientras que para la componente de polarización cruzada la antena cambia su posición a horizontal.

Por último, se mide la potencia recibida entre las antenas Vivaldi I y Vivaldi II en polarización directa. Para este caso, no es necesario medir la potencia recibida en polarización cruzada.

Para calcular la ganancia en las antenas, también es necesario caracterizar las pérdidas por los cables (consultar Apéndice D), medio de propagación y el acoplador. Las pérdidas en los cables 1 y 2, tienen un valor de 2.1 dB, mientras que para el cable corto se tiene una atenuación de 0.31 dB. Las pérdidas por el acoplador se pueden obtener como el promedio de los parámetros de transmisión S_{21} y S_{31} , que visto como una red de dos puertos hacen referencia a las salidas, como se muestra en la Figura 4.22.

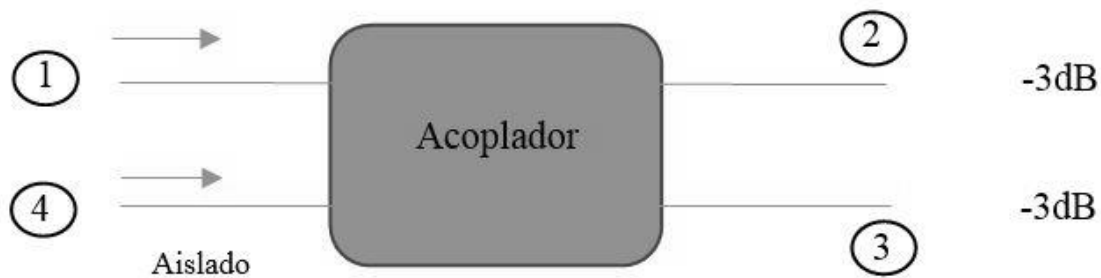


Figura 4.22. Acoplador como red de dos puertos.

Para un acoplador ideal de 3 dB las pérdidas serían 0 dB, de esta forma, las pérdidas del acoplador “*rat-race*” diseñado en este trabajo son $S_{21} = -3.44$ dB y $S_{31} = -3.52$ dB. Al hacer el promedio de las pérdidas adicionales (tomando en cuenta que la potencia de salida ideal es de 3 dB en cada puerto), obtenemos una atenuación total de -0.48 dB.

Por lo tanto, la matriz generada para resolver el sistema de ecuaciones, formado por las ecuaciones (4.1) a (4.3) con tres incógnitas (para cada una de las configuraciones del acoplador y polarizaciones de la antena) se muestran en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1. Matrices para obtener las ganancias en las antenas.

Modo Diferencial			
Polarización Directa		Polarización Cruzada	
$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} G_{A1} \\ G_{A2} \\ G_{A3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 15.15 \\ 15.55 \\ 18.66 \end{pmatrix}$		$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} G_{A1} \\ G_{A2} \\ G_{A3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1.35 \\ 4.25 \\ 18.66 \end{pmatrix}$	
Modo Común			
Polarización Directa		Polarización Cruzada	
$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} G_{A1} \\ G_{A2} \\ G_{A3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 13.25 \\ 15.95 \\ 18.66 \end{pmatrix}$		$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} G_{A1} \\ G_{A2} \\ G_{A3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 4.45 \\ 3.25 \\ 18.66 \end{pmatrix}$	

Al solucionar la matriz generada por las incógnitas G_{A1} , G_{A2} y G_{A3} se obtiene el valor de la ganancia de cada antena. En la tabla 4.2 se muestran las ganancias de la antena propuesta en esta tesis. La diferencia entre sus componentes de polarización directa y cruzada es de -12.55 dB en modo diferencial y -10.57 dB en modo común.

Tabla 4.2. Ganancias obtenidas mediante el método de las tres antenas.

Modo Diferencial			
Polarización Directa		Polarización Cruzada	
Simulación	Experimental	Simulación	Experimental
$G_A = 4.1 \text{ dBi}$	$G_{A1} = 6.02 \text{ dBi}$	$G_A = -40.31 \text{ dBi}$	$G_{A1} = -6.53 \text{ dBi}$
Modo Común			
Polarización Directa		Polarización Cruzada	
Simulación	Experimental	Simulación	Experimental
$G_A = 4.5 \text{ dBi}$	$G_{A1} = 5.27 \text{ dBi}$	$G_A = -37.5 \text{ dBi}$	$G_{A1} = -5.48 \text{ dBi}$

Tanto en los resultados de simulación como en los experimentales, se obtuvieron ganancias negativas en polarización cruzada. Esto indica que al modificar las fases (0° y 180°) con el dispositivo acoplador, la antena presentará dos polarizaciones, una en el plano $x-z$ y otra en el plano $y-z$.

4.3. Conclusiones

El diseño de la antena reportada en este trabajo partió de una antena monopolo sin plano de tierra por debajo del parche, y mediante una doble alimentación con terminación en forma de tridente, se logró obtener una antena con diversidad de polarización. Sin embargo, fue necesaria la implementación de un acoplador tipo “*rat-race*”. Al comparar las ganancias en simulación con las experimentales existen variaciones de aproximadamente 1 dB, esta diferencia debe ser causa de las condiciones de simulación (caja de radiación, materiales ideales) o errores menores en las dimensiones de la antena o acoplador.

V

CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

En este capítulo se presentan las siguientes conclusiones y aportaciones obtenidas durante el desarrollo de esta tesis para cumplir con los objetivos de la misma.

5.1. Conclusiones

Esta tesis se ha centrado en el estudio y diseño de una antena con diversidad de polarización, y para ello, es indispensable conocer los conceptos fundamentales para la caracterización de la antena, por ejemplo, diagramas del patrón de radiación, respuesta en frecuencia, ganancia, polarización y líneas de microcinta.

5.1.1. Sobre el parche radiador y las líneas de alimentación de la antena

En esta tesis se diseñó una antena de parche cuadrado, a partir de un monopolo con respuesta UWB reportado en [19]. Con este diseño se verificó mediante simulaciones que, al igual que la referencia mencionada, se incrementó la eficiencia de radiación debido a que esta antena no presenta plano de tierra por debajo del parche radiador.

Con respecto a la alimentación de la antena, para obtener la diversidad de polarización se implementaron líneas de alimentación de microcinta con una estructura terminada en forma de tridente, las cuales incrementaron el ancho de banda de operación de la antena en contraste

con una alimentación con una sola línea de microcinta. Al utilizar este tipo de alimentación se observó que la antena puede tener un ancho de banda fraccional mayor al 20% con una frecuencia central de 4GHz.

Finalmente, para obtener las dimensiones físicas, tanto del parche radiador como de la estructura en forma de tridente en las líneas de transmisión, se realizó un análisis paramétrico mediante simulaciones, es decir, simulando las respuestas de la antena variando las dimensiones del parche y del tridente, y se determinó en cual era mejor la respuesta a través de sus parámetros de dispersión “ S ”. Es importante mencionar que las dimensiones iniciales del parche y de las líneas de alimentación se obtuvieron mediante las ecuaciones descritas en el Capítulo 3.

5.1.2. Sobre la diversidad de Polarización

En esta tesis, para obtener una diversidad de polarización mediante simulación, se realizaron cambios de fase en las señales de excitación, con el fin de observar la dirección de radiación, ganancia y el aislamiento entre su polarización directa y cruzada. En los resultados obtenidos se observó que la antena propuesta presenta un aislamiento entre sus polarizaciones directa y cruzada de -40dB. Este valor de aislamiento es similar para cuando la antena es alimentada tanto en modo común (señales en fase) como modo diferencial (señales fuera de fase).

Por otro lado, de forma experimental se comprobó el funcionamiento de la antena en la frecuencia de diseño establecida, de 4 GHz, mediante la medición de sus parámetros S , tanto en modo común como en modo diferencial. Para alimentar la antena en estos modos fue necesario diseñar y construir un acoplador de tipo “*rat-race*”.

También se midió de forma experimental la ganancia de la antena en sus dos modos, empleando el método de tres antenas. Se obtuvo la ganancia de la polarización directa y la cruzada. Con estos resultados se observó que la ganancia de la polarización cruzada es negativa en ambos modos, en el orden de -4dBi, esto debido al aislamiento entre los puertos de la antena. Con estos resultados se observa una concordancia con los resultados obtenidos mediante las simulaciones.

5.2. Trabajo futuro

Como recomendaciones para trabajos futuros de investigación sobre esta tesis, se pueden mencionar las siguientes:

1. Realizar simulaciones y mediciones con la antena alimentada con señales desfasadas 90° para que la antena presente una polarización circular.
2. Aplicar esta antena en tarjetas RFID, donde convencionalmente se utilizan dos antenas operando en polarización lineal cruzada entre ellas [36], por lo que el uso de una sola antena en la tarjeta, operando en polarización dual, reduciría considerablemente sus dimensiones.

Estancias de Investigación

Para el desarrollo y el cumplimiento de los objetivos de esta tesis, se realizó una estancia de investigación de un mes, en el Centro de Investigación Científica y Estudios Superiores de Ensenada, Baja California, CICESE. Esta estancia se realizó en Noviembre de 2015. En esta estancia de investigación se realizó la caracterización de la antena propuesta de forma experimental.

Apéndice A. Diseño de un acoplador de microcinta tipo “rat-race” de 3dB

En este apartado se presenta el diseño de un acoplador híbrido de 180° en forma de anillo o “rat-race” de 3dB en tecnología de microcinta. Este dispositivo consta de tres segmentos con una longitud eléctrica de $\lambda/4$ y un segmento de $3\lambda/4$ con impedancia $\sqrt{2}\cdot Z_0$, donde λ es la longitud de onda de la frecuencia de operación (4 GHz) del acoplador, la Figura A.1, presenta la geometría del acoplador.

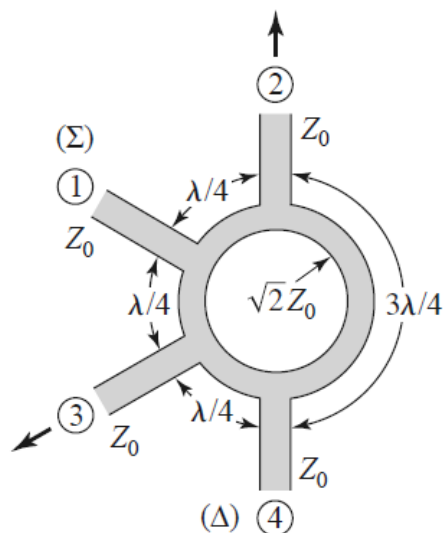


Figura A. 1. Geometría del acoplador híbrido de 180° o “rat-race” [10].

Entre cada uno de los segmentos se conectan líneas de alimentación de microcinta con impedancia Z_0 , estas se pueden calcular con ayuda del software “*Microstrip line Calculator*” disponible en internet [33].

El acoplador “rat-race” se diseñó con el sustrato Rogers RO3003 con un espesor $h = 0.76$ mm y una permitividad relativa $\epsilon_r = 3$, que es el mismo empleado para el diseño de la antena propuesta en esta tesis. En la Tabla A.1, se muestran las dimensiones correspondientes a las líneas de alimentación con una impedancia de $Z_0 = 50 \Omega$.

Tabla A. 1. Dimensiones de las líneas de alimentación.

Línea de 50 Ω	
Ancho, W	1.9 mm
Largo, L	12.1 mm

Para calcular las dimensiones de los arcos que conforman la estructura en forma de anillo del acoplador, primero se calculan los ángulos conformados para cada segmento. Para los segmentos con una longitud eléctrica de $\lambda/4$ le corresponde un ángulo de 60° , mientras que para el segmento de $3\lambda/4$ es un ángulo de 180° , como se muestra en la Figura A.2.

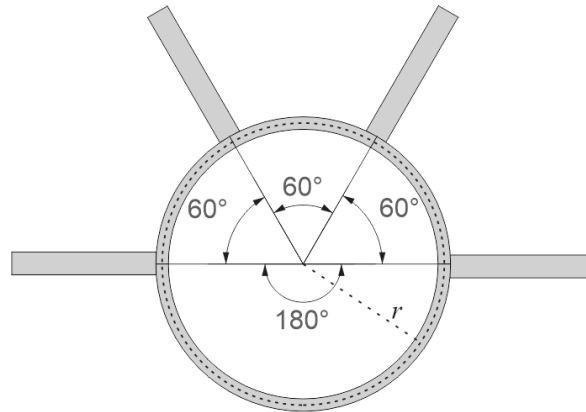


Figura A. 2. Representación de los segmentos del acoplador “rat-race”.

Para calcular el radio del anillo, primero se calculan las dimensiones de W_r y L_r para una línea de microcinta con una longitud eléctrica de $6\lambda/4$ e impedancia $\sqrt{2}\cdot Z_0$. Por último, al usar la fórmula para calcular el perímetro de un círculo $P = 2\cdot\pi\cdot r$ se obtiene el radio del anillo, es decir, $L_r = 2\cdot\pi\cdot r$. En la Tabla A.2, se muestran los resultados obtenidos mediante “*Microstrip line Calculator*”.

Tabla A. 2. Dimensiones de los segmentos del acoplador en forma de anillo.

	Longitud Eléctrica	Ángulo	Ancho, W_r	Radio, r
Líneas de 70.7 Ω y $\lambda/4$	90°	60°	1.04 mm	11.8 mm
Líneas de 70.7 Ω y $3\lambda/4$	270°	180°	1.04 mm	11.8 mm

Con las dimensiones presentadas en las Tablas A.1 y A.2, se realizó la simulación de sus parámetros S en el software "Sonnet Lite" [37], disponible en internet. En las Figuras A.3 y A.4, se muestran los parámetros S en forma simulada y experimental.

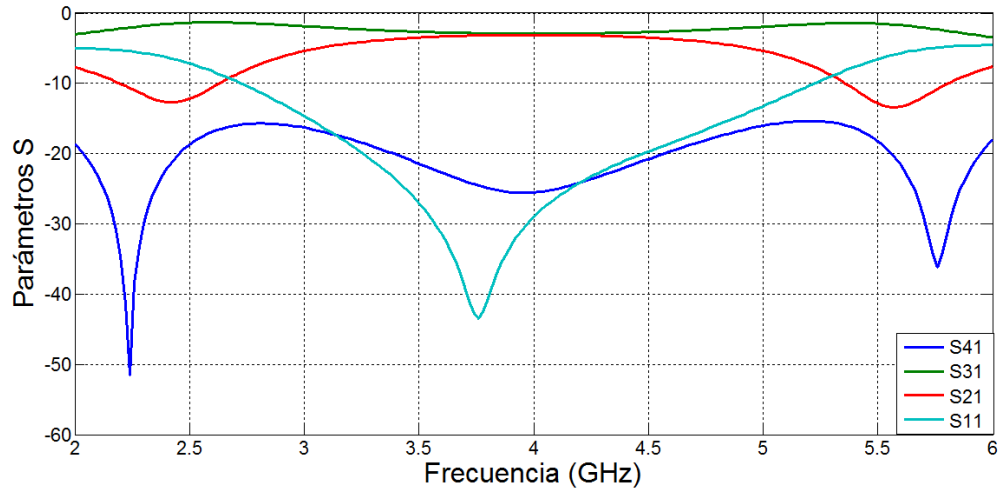


Figura A. 3. Parámetros de dispersión del acoplador "rat-race" obtenidos en simulación.

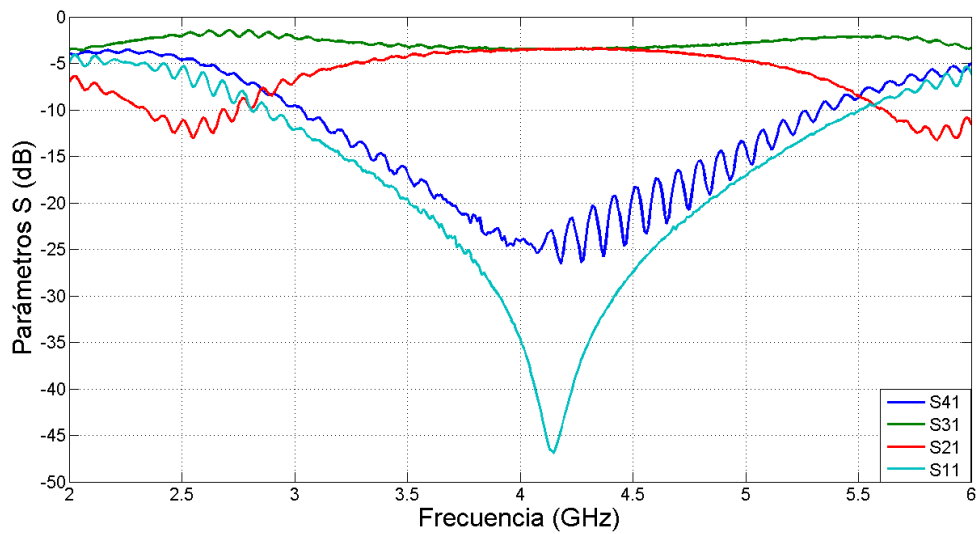


Figura A. 4. Parámetros de dispersión del acoplador "rat-race" obtenidos de forma experimental.

Apéndice B. Equipos de medición

Analizador de redes *Agilent PNA-X*

Para la medición de los parámetros de dispersión en la antena se utilizó el analizador de redes *Agilent PNA-X* mostrado en la Figura B.1. Entre sus principales características técnicas, presenta un rango de trabajo de 10 MHz hasta 50 GHz, con un rango dinámico de 124 dB, alta potencia de salida de 15 dBm, bajo ruido de trazo (0.002 dBrms), cuenta con 2 o 4 puertos, armónicos (-60 dBc), y bajo ruido de fondo (-111 dBm). Se emplea para aplicaciones en antenas, mezcladores, convertidores de frecuencia, amplificadores, entre otros. Ofrece mediciones de:

- Parámetros *S*.
- Ruido de figura.
- Parámetros *X*.
- Pulsos *RF*.

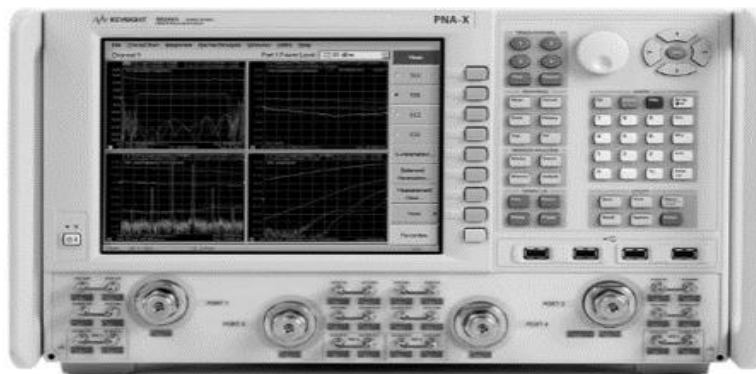


Figura B. 1. Analizador de redes *Agilent PNA-X*

Analizador de espectros *Rhode & Schwarz*® modelo *FSP40*

En la medición de la ganancia en las antenas se utilizó el Analizador de espectros *Rhode & Schwarz*® modelo *FSP40*, mostrado en la Figura B.2. Presenta un rango de frecuencia de operación de 9 KHz a 40 GHz, resolución de ancho de banda de 1 Hz a 10 MHz, nivel de ruido promedio -115 (1 Hz), canal para filtros. Funciones de medición para TOI, MC ACP, OBW, CCDF, APD, etc. Entre las aplicaciones de medición se encuentran los estándares para telefonía móvil y propósitos generales, es decir, ruido de fase, ruido de figura, etc.



Figura B. 2. Analizador de espectros Rhode & Schwarz® modelo FSP40.

Generador de señales *Rhode & Schwarz*® modelo *SMB100A*

Para la generación de las señales en la medición de la ganancia en la antena se empleó el Generador de señales *Rhode & Schwarz*® modelo *SMB100A*. Entre sus principales características, presenta un rango de frecuencias de operación de 100 KHz a 40 GHz, alta potencia de salida (+27 dBm), todas las modulaciones analógicas importantes (AM, FM/φM) y modulación por pulsos.



Figura B. 3. Generador de señales Rhode & Schwarz® modelo SMB100A.

Apéndice C. Antenas Vivaldi

La antena Vivaldi mostrada en la Figura 4.21, se caracteriza principalmente por tener un ancho de banda mucho más amplio con respecto a las pérdidas por retorno, esto se puede apreciar en la Figura C.2, ambas antenas presentan un ancho de banda de 2 GHz a 8 GHz. La antena Vivaldi está conformada por un parche radiador posicionados uno en la cara frontal del dieléctrico y el otro en la cara posterior. Respecto a la estructura de alimentación se utiliza una línea de microcinta cuyo plano de tierra gradualmente se estrecha hasta formar una línea de transmisión compuesta por un par de “*striplines*”. Una de las principales aplicaciones de las antenas Vivaldi, es para la caracterización de otras antenas debido a un ancho de banda amplio, diagrama de radiación muy directivo y una ganancia moderada.

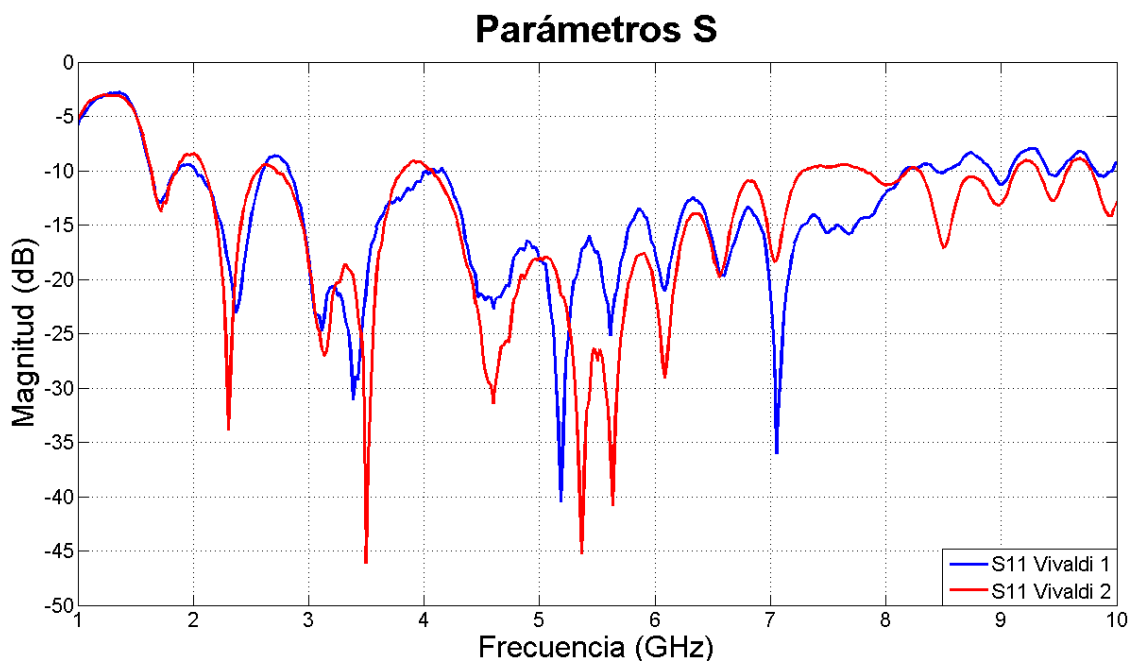


Figura C. 1. Parámetros de dispersión experimentales de las antenas Vivaldi.

Apéndice D. Pérdidas por los cables

Los cables empleados en la caracterización de la antena son mostrados en la Figura D.1, presentan muy bajas pérdidas por reflexión inferiores a -25 dB. En la Figura D.2, se muestra la caracterización de Parámetros S de los cables obtenidos experimentalmente.



Figura D. 1. Cables empleados en la caracterización de la antena.

Parámetros S

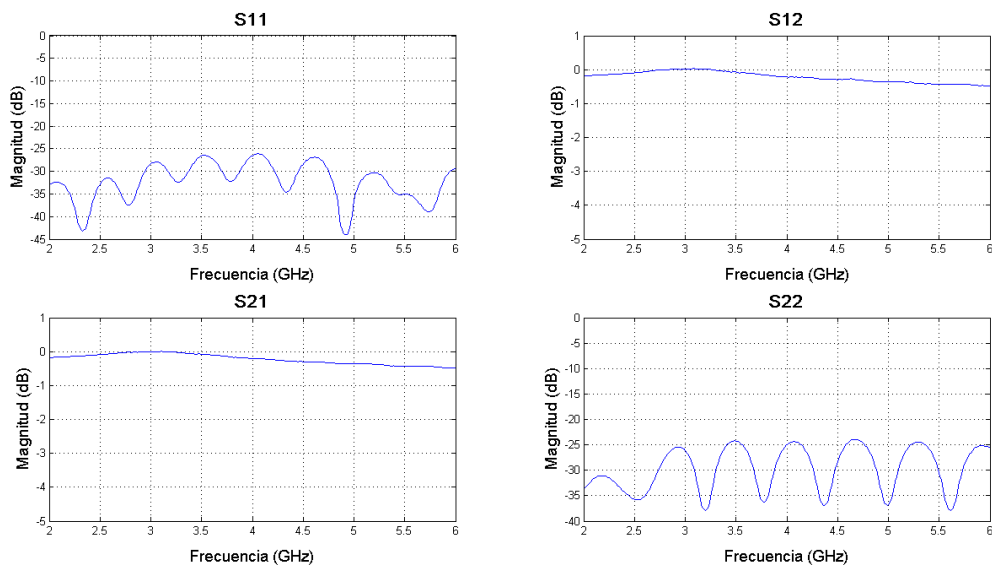


Figura D. 2. Resultados experimentales de la caracterización de los cables.

REFERENCIAS

1. S. C. Ko and R. D. Murch, "Compact integration diversity antenna for wireless communications", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 49, no. 6, pp.954 -960 2001
2. S. S. Yang and K. M. Luk "Design of a wide-band L-probe patch antenna for pattern reconfiguration or diversity applications", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 2, pp.433 -438 2006
3. K. L. Wong , H. C. Tung and T. W. Chiou "Broadband dual-polarized aperture-coupled patch antennas with modified H-shaped coupling slots", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 50, pp.188 -191 2002
4. F. Ferrero , C. Luxey , R. Staraj , G. Jacquemod , M. Yedlin and V. Fusco "A novel quad-polarization agile patch antenna", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 5, pp.1562 -1566 2009
5. S. Gao , A. Sambell and S. S. Zhong "Polarization-agile antennas", *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 48, no. 6, pp.28 -37 2006
6. Y. Dong and T. Itoh "Substrate integrated composite right/left-handed leaky-wave structure for polarization-flexible antenna application", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 2, 2012
7. N. Behdad and K. Sarabandi "A varactor-tuned dual-band slot antenna", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 2, pp.401 -408 2006
8. C. Dietrich , K. Dietze , J. R. Nealy and W. L. Stutzman "Spatial, polarization, and pattern diversity for wireless handheld terminals", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 49, no. 9, pp.1271 -1281 2001
9. K. L. Wong, S. W. Su and Y. L. Kuo, "A printed ultra-wideband diversity monopole antenna", *Microw. Opt Technol. Lett.*, vol. 38, no. 4, pp.257 -259 2003.
10. Balanis Constantine A., *Antenna theory analysis and design*, John Wiley and Sons, 3rd ed., New York.
11. T. S. P. See and Z. N. Chen "An ultra-wideband diversity antenna", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 6, pp.1597 -1605 2009
12. W. K. Toh, Z. N. Chen, X. Qing and T. S. P. See "A planar UWB diversity antenna", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 11, pp.3467 -3473 2009
13. S. Zhang, Z. Ying, J. Xiong and S. He, "Ultra-wideband MIMO/diversity antennas with a tree-like structure to enhance wideband isolation", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp.1279 -1282 2009
14. A. Locatelli , D. Modotto , F. M. Pigozzo , S. Boscolo , C. Angelis , A. Capobianco and M. Midrio "A planar, differential, and directive ultra-wideband antenna", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 7, pp.2439 -2442 2010
15. K. L. Wong , C. H. Wu and S. W. Su "Ultrawide-band square planar metal-plate monopole antenna with a trident-shaped feeding strip", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 4, pp.1262 -1269 2005
16. J. Liang , C. C. Chiau , X. Chen and C. G. Parini "Study of a printed circular disc monopole antenna for UWB systems", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 11, pp.3500 -3504 2005

17. Torrealba-Melendez, R.; Olvera-Cervantes, J.L.; Corona-Chavez, A., "UWB microwave radar imaging for detection and discrimination of benign and malignant breast tumors using circularly polarized antennas," *Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2014 IEEE 15th Annual*, vol., no., pp.1,3, 6-6 June 2014 doi: 10.1109/WAMICON.2014.6857738.
18. Substrato Rogers RO3003, web: "<https://www.rogerscorp.com/documents/722/acs/RO3000-Laminate-Data-Sheet-RO3003-RO3006-RO3010-RO3035.pdf>", consultado en 2016.
19. Yuandan Dong; Itoh, T., "Planar Ultra-Wideband Antennas in Ku- and K-Band for Pattern or Polarization Diversity Applications," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.60, no.6, pp.2886, 2895, June 2012 doi: 10.1109/TAP.2012.2194680.
20. Advanced Design System, ADS, web: "<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5988-3326EN.pdf>", consultado en 2016.
21. High Frequency Electromagnetic Field Simulation, ANSYS HFSS, web: "<http://www.ansys.com/Products-/Electronics/ANSYS-HFSS>", consultado en 2016.
22. Consideraciones Generales y Propagación de las Ondas Electromagnéticas, "http://cdigital.dgb.uanl.mx/te/-1020147454/1020147454_02.pdf", consultado (2016).
23. IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas, Std 145-1983, Revision of ANSI/IEEE, Std 145-1973
24. David K. Cheng. *Field and Waves Electromagnetics*. Addison-Wesley, 1989.
25. Milligan, Thomas A., *Modern antenna design*, John Wiley and Sons Inc., 2nd ed., New.
26. Carver K. R. y Mink J. W., "Microstrip Antennas technology", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 29, pp. 2-24, 1981.
27. Ángel Cardama Aznar, Lluís Cofre Roca, Juan Manuel Rius Casals, Jordi Romeo Robert, Sebastián Blanch Boris, Miguel Ferrando Bataller, *Antenas*. Edition UPC. 1998.
28. Buenrostro Rocha S., "Metodología para el diseño y construcción de antenas de microcinta en la banda WiMAX a 3.5GHz", Instituto Politécnico Nacional, OCTUBRE, 2007.
29. Raúl Hernández Aquino Diseño, simulación y construcción de antenas tipo parche para bluetooth y WI-FI, bandas 2.4 GHz y 5.8 GHz. Departamento de Computación, Electrónica y Mecatrónica. Escuela de Ingeniería y Ciencias. Universidad de las Américas Puebla. 2008.
30. Juan Luis Corral González, *Antenas*. Departamento de Comunicaciones, Escuela Politécnica Superior de Gandia. Universidad Politécnica de Valencia.
31. Hammerstad E. y O. Jensen, *Accurate models for microstrip computer aided design*", *IEEE Microwave Symposium Digest*, pp. 407-409, 1980.
32. J. Liang, C. C. Chiau, X. Chen, and C. G. Parini, "Study of a printed circular disc monopole antenna for UWB systems," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 11, pp. 3500–3504, Nov. 2005.
33. Microstrip Line Calculator, "http://www1.sphere.ne.jp/i-lab/ilab/tool/ms_line_e.htm", en *Linea* consultado en 2016.
34. K. L. Wong, C. H. Wu, and S. W. Su, "Ultrawide-band square planar metal-plate monopole antenna with a trident-shaped feeding strip," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 4, pp. 1262–1269, Apr. 2005.

35. Q. Wu, R. Jin, J. Geng, and M. Ding, "Printed Omni-Directional UWB Monopole Antenna With Very Compact Size", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 3, March 2008.
36. S. Preradovic, N. Kamakar and E. M. Amin "Chipless RFID tag with integrated resistive and capacitive sensors" *Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference, Australia*, pp.1354 -1357, 2011.
37. High-Frequency Electromagnetic Software, Sonnet, web: "<http://www.sonnetsoftware.com/products/lite/>", consultado en 2016.