

UNIVERSIDAD NACIONAL DE RIO NEGRO



Desarrollo de una antena de doble polarización para aplicaciones en radar meteorológico

Néstor Fabián Ortiz

Trabajo Final

San Carlos de Bariloche, 08 de Julio de 2024

Director: Alejandro J. Venere

Agradecimientos

Como autor quiero expresar mi gratitud a todos los que colaboraron en este trabajo. En particular a mi director, Alejandro J. Venere y al dedicado personal del laboratorio de prototipado y de la cámara semianecoica de la Universidad Nacional de Río Negro.

Resumen

En este trabajo, se aborda el diseño de una antena de microtira de doble polarización para la próxima generación de radares meteorológicos basados en arreglos de antenas. Se analiza un único elemento radiante del arreglo de antenas, el cual consiste en una antena parche de geometría rectangular con dieléctrico de baja permitividad. La principal diferencia con antenas de microtira convencionales es el mecanismo de alimentación, que consiste en utilizar acopladores direccionales para aumentar el ancho de banda de la misma. Además, se incorpora una excitación diferencial para mejorar las características de la antena aumentando el rechazo a la polarización cruzada. El diseño se estudia mediante modelos teóricos basados en el modelo de cavidad resonante y simulaciones numéricas en un software comercial. Los resultados simulados se comparan con los resultados experimentales obtenidos de la medición de los prototipos construidos.

Abstract

In this work, the design of a dual-polarized microstrip antenna for the next generation of weather radars based on antenna arrays is addressed. Only one radiating element of the antenna array is analyzed, which consists of a rectangular geometry patch antenna with low permittivity dielectric. The main difference with conventional microstrip antennas is the feeding mechanism, which consists of using directional couplers to increase its bandwidth. In addition, differential excitation is incorporated to improve the characteristics of the antenna by increasing cross-polarization rejection. The design is studied through theoretical models based on the resonant cavity model and numerical simulations in commercial software. The simulated results are compared with the experimental results obtained from the measurement of the built prototypes.

Índice General

	Página
Índice General	7
Capítulo I Introducción	11
Organización del Capítulo I.....	13
1. Arreglo de Antenas de Microtira.....	15
2. Elemento Radiante.....	17
3. Organización de la Tesis.....	18
Capítulo II Fundamentos Teóricos	20
Organización del Capítulo II.....	22
I. Teoría de Antenas	24
1. Introducción.....	24
2. Parámetros Fundamentales de una Antena.....	24
2.1. Diagrama de Radiación.....	24
2.1.1. Regiones de Campo.....	25
2.2. Teorema de Reciprocidad.....	26
2.3. Densidad de Potencia Radiada.....	26
2.4. Intensidad de Radiación.....	28
2.5. Ancho de Haz.....	29
2.6. Directividad.....	30
2.7. Eficiencia de Antena.....	31
2.8. Ganancia, Ganancia Realizada.....	32
2.9. Ancho de Banda.....	34
2.10. Polarización.....	35
2.11. Impedancia de Entrada.....	36
2.12. Eficiencia de Radiación de Antena.....	37
3. Teoría de Arreglos.....	38
4. Resumen.....	39
II. Introducción a las Antenas de Microtira	41
1. Descripción.....	41
2. Técnicas de Alimentación.....	42
3. Modelos de Análisis.....	44
3.1. Línea de Transmisión.....	44
3.2. Cavidad Resonante.....	45
3.3. Full Wave Analysis.....	45
4. Interpretación Física del Fenómeno de Radiación.....	46
5. Consideraciones del Modelo de Cavidad Resonante.....	47

6.	Consideraciones de Diseño.....	47
6.1.	Elección del Sustrato.....	47
6.2.	Campo de Borde.....	48
7.	Antena Rectangular.....	48
7.1.	Criterios de Diseño.....	48
8.	Resumen.....	52
III.	Circuitos de RF	54
1.	El Transformador de Cuarto de Onda.....	54
2.	Acoplador Direccional de Líneas Paralelas.....	57
2.1.	Propiedades Básicas.....	58
2.2.	Teoría de Línea Acoplada.....	59
2.3.	Diseño de Acopladores de Líneas Paralelas.....	61
3.	Resumen.....	65
	Conclusión	67
 Capítulo III Diseño y Simulación		69
	Organización del Capítulo III.....	71
I.	Elementos Radiantes	73
1.	Elemento Parche de un Puerto.....	73
1.1.	Diseño.....	73
1.2.	Resultados.....	74
2.	Elemento Parche de Dos Puertos.....	79
2.1.	Diseño.....	80
2.2.	Resultados.....	80
3.	Resumen.....	84
II.	Antena Parche de Gran Ancho de Banda	86
1.	Acoplador Direccional.....	86
1.1.	Análisis del Diseño Convencional.....	87
1.2.	Diseño Propuesto.....	91
1.2.1.	Caso de Polarización Horizontal.....	93
1.2.2.	Caso de Polarización Vertical.....	95
2.	Antena Parche de Dos Puertos Alimentada por Acopladores Direccionales.....	96
3.	Resumen.....	100
III.	Alimentación Diferencial	102
1.	Diseño.....	102
2.	Ubicación del Tercer Acoplador.....	103
3.	Resultados.....	104
4.	Resumen.....	108
	Conclusión	110

Capítulo IV Antenas Construidas	112
Organización del Capítulo IV.....	114
I. Prototipado	116
1. Proceso de Fabricación.....	116
1.1. Prototipos.....	118
2. Soporte.....	119
3. Resumen.....	119
II. Resultados de Medición	121
1. Cámara Semianecoica.....	121
2. Diagrama de Radiación.....	123
2.1. Mediciones.....	123
3. Medición de Ganancia.....	128
3.1. Medición de ganancia por Comparación.....	128
4. Parámetros de Dispersión.....	132
5. Resumen.....	134
Conclusión	136
Capítulo V Discusión y Conclusiones	138
Logros Adicionales.....	140
Futuras Líneas.....	141
Anexo I - Hoja de Datos	143
Bibliografía	146

Capítulo I

Introducción

Organización del Capítulo I

A continuación se presenta una breve introducción del radar meteorológico y el estado actual de la tecnología de arreglo de antenas aplicada a esta disciplina. Luego se describe un diseño de un arreglo de antenas lineal que utiliza barrido en frecuencia para el control del diagrama de radiación. Esta propuesta consiste en la utilización de antenas de microtira de polarización dual y fue el punto de partida para el desarrollo de este proyecto.

El radar meteorológico es un dispositivo de teledetección capaz de localizar precipitaciones, calcular su movimiento, estimar su composición y hasta prever su evolución a muy corto plazo [1]. Su funcionamiento se basa en la emisión de pulsos electromagnéticos del orden del microsegundo en una determinada dirección, tanto en polarización horizontal como vertical. Los pulsos se propagan en el espacio libre a la velocidad de la luz. En su trayecto, las ondas electromagnéticas pueden interactuar con partículas de agua, llamadas hidrometeoros, que difractan en todas las direcciones la onda incidente. Una parte de la radiación es reflejada y recibida por la antena del radar, el cual amplifica y procesa la información para obtener los parámetros meteorológicos de interés, entre ellos la distancia a la que se encuentra la partícula, sus dimensiones y, en el caso de los radares más modernos, su velocidad y su composición. La utilización de antenas de doble polarización en radares meteorológicos es de creciente interés en la actualidad [2] debido a que incorpora diversidad polarimétrica en el procesamiento de la señal. Esta información adicional es útil al momento de identificar el tipo de precipitación y de mejorar la estimación de la tasa de precipitación, debido a que la polarización de las ondas electromagnéticas recibidas es sensible a la forma de los hidrometeoros [3]. Por este motivo, uno de los términos de mayor peso en el diseño de la antena es lograr un bajo nivel de polarización cruzada, también denominado pureza de polarización, en el diagrama de radiación. La tecnología actual, que predomina desde hace décadas, utiliza antenas reflectoras de gran tamaño para obtener alta ganancia y directividad, permitiendo dirigir toda la potencia entregada a la antena en un haz estrecho y logrando bajos niveles de polarización cruzada. Actualmente, se están desarrollando radares meteorológicos que utilizan arreglos de antenas los cuales presentan ventajas sobre la tecnología actual. Una de ellas, prescinde de los sistemas de rotación mecánica por barrido electrónico y barrido en frecuencia favoreciendo el pronóstico de fenómenos muy dinámicos. Por otro lado, esta tecnología permite agregar funciones adicionales al sistema como por ejemplo el monitoreo aéreo.

A pesar de las ventajas que presenta la utilización de esta tecnología, los enfoques tradicionales de antenas planas como muestra la Figura 1.1(a) presentan variaciones significativas en el diagrama de radiación y de la polarización del arreglo en función del ángulo de barrido electrónico, lo cual supone la utilización de técnicas de calibración por procesamiento muy costosas que terminan ralentizando el sistema y generan limitaciones en la estimación de los parámetros meteorológicos. Por este motivo, el estudio de nuevos diseños de antenas que mantengan sus características de radiación y polarización inalterables en función del ángulo de barrido es de creciente interés en la actualidad [4] - [8].



Figura 1.1. Arreglos de sensores utilizados en radares meteorológicos: (a) arreglo plano de cuatro caras [9]; (b) arreglo cilíndrico [10].

Una alternativa simple que soluciona los problemas del arreglo convencional consiste en utilizar una disposición cilíndrica como se muestra en la Figura 1.1(b). Por su geometría, esta arquitectura logra el mismo diagrama de radiación y mantiene las características de polarización en cualquiera de los N ángulos de exploración de azimut. Además, la disposición de las antenas en columnas permite utilizar una técnica de barrido en frecuencia para controlar el ángulo del haz en elevación [6]. Esta técnica evita la utilización de desplazadores de fase y configura el ángulo de haz principal del arreglo excitando al sistema con distintas frecuencias. Un problema de la configuración cilíndrica es que hay pocos elementos radiantes apuntando en la misma dirección lo que degrada las características de radiación respecto al arreglo convencional.

Este trabajo toma como punto de partida una propuesta específica de un arreglo de antenas con barrido en frecuencia basado en un diseño de arreglo lineal de antenas de microtira con bajo nivel de polarización cruzada, bajo nivel de lóbulos laterales y gran ancho de banda [6]. Dicha propuesta se presenta como una alternativa para el desarrollo del arreglo cilíndrico, cumpliendo los requerimientos necesarios para realizar mediciones meteorológicas polarimétricas en banda S. El objetivo específico de este trabajo consiste en analizar y validar las características del elemento radiante descrito en dicho artículo. En la siguiente sección se presenta en detalle la propuesta mencionada.

1. Arreglo de Antenas de Microtira

Aunque el diseño de arreglos de antenas de microtira de barrido en frecuencia se ha considerado durante muchos años, la capacidad de polarización dual con alto aislamiento de polarización cruzada y bajos requerimientos de lóbulos laterales hacen que el diseño sea engorroso y desafiante. La tecnología multicapa puede mejorar sustancialmente el rendimiento de un arreglo de polarización dual con respecto al patrón de aislamiento y polarización cruzada; sin embargo, el proceso de fabricación puede ser prohibitivamente

costoso. Por otro lado, las radiaciones espurias de las líneas de alimentación y el acoplamiento entre las líneas de transmisión deterioran el rendimiento y aumentan el nivel de polarización cruzada de un arreglo de antenas de una sola capa. El arreglo propuesto en [6] se compone de 10 antenas de microtira de parche rectangular dispuestas en columna como muestra la Figura 1.2. Cada elemento radiante está alimentado con acopladores direccionales a través de dos líneas principales, una por cada polarización: los puertos 3 y 7 excitan la polarización vertical y los puertos 1 y 5 la polarización horizontal; el resto de los puertos están conectados a cargas adaptadas a los mismos. Por un lado, la utilización de acopladores de placas paralelas permite aumentar el ancho de banda de adaptación de cada elemento radiante. Por otro lado, cada elemento utiliza doble alimentación en polarización vertical desfasada 180° para reducir la polarización cruzada horizontal y, para mejorar la polarización cruzada vertical, se utiliza una configuración de alimentación espejada como muestra la Figura 1.2, donde la segunda columna se ha reflejado con respecto a un plano vertical.

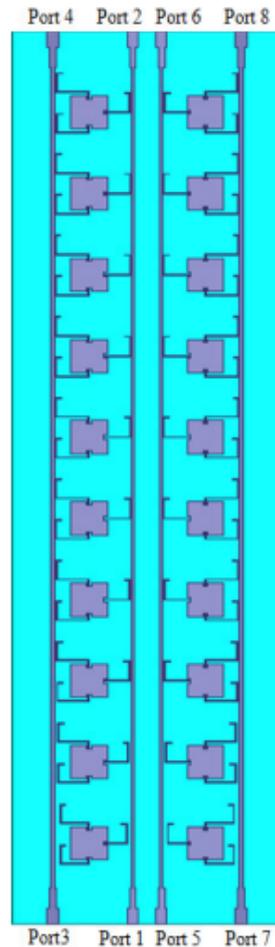
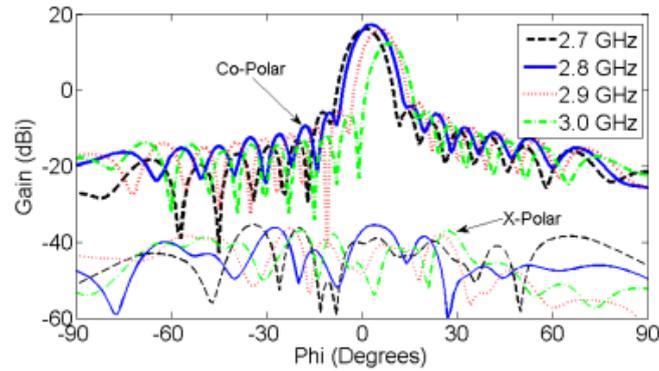
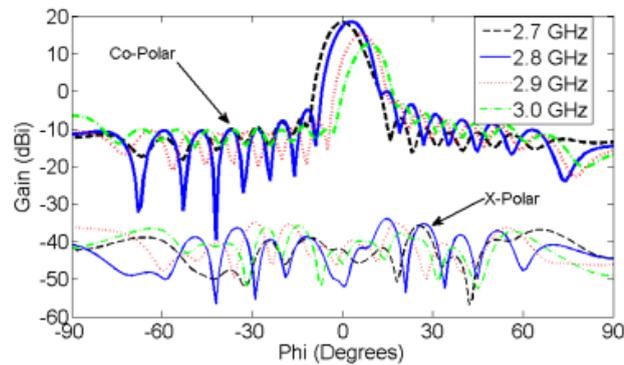


Figura 1.2. Vista superior del par de arreglos espejados.

El puerto 5 está desfasado 180° con respecto al puerto 1. Por lo tanto, para la excitación de polarización horizontal, los componentes copolares de dos columnas se suman en fase y los componentes de polarización cruzada se anulan entre sí. Para la excitación de polarización vertical, los puertos 3 y 7 se excitan con la misma fase. Los resultados de simulación presentados de este arreglo se muestran en la Figura 1.3.



(a)



(b)

Figura 1.3. Simulación del diagrama de polarización copolar y polarización cruzada del arreglo de antenas de dos columnas espejadas con (a) excitación H-pol y (b) excitación V-pol.

Se puede observar que el nivel de polarización cruzada del arreglo para ambas excitaciones se ha suprimido sustancialmente en -50 dB por debajo de la ganancia máxima del arreglo. Cabe señalar que aunque dos columnas verticales están cerca una de la otra, el acoplamiento entre ellas no afecta los diagramas de radiación. El efecto del acoplamiento entre dos líneas de transmisión paralelas se puede reducir diseñando paredes con orificios enchapados en los lados de la columna de la antena.

2. Elemento Radiante

Un esquema del diseño del elemento radiante se muestra en la Figura 1.4, este consta del parche radiante, tres brazos de acoplamiento y dos líneas principales de transmisión para las dos polarizaciones. El parche rectangular está diseñado para cubrir la banda de frecuencias de 2.7 a 3.0 GHz. Los acopladores direccionales de microtira están diseñados para acoplar la potencia de las líneas de transmisión principales a la antena. La longitud del acoplador está diseñada para ser $\lambda/4$ en la frecuencia central y de esa forma tener la máxima cantidad de acoplamiento de potencia. El ancho de la línea de transmisión principal es de 2,51 mm para tener una impedancia característica de 100 ohm y la impedancia característica de la línea acoplada es de 150 ohm. Se transfiere muy poca energía al puerto aislado del acoplador que termina en una resistencia de chip de 150 ohm. La resistencia de chip se necesita como carga adaptada en este puerto. De lo contrario, la potencia reflejada desde este

puerto puede afectar el rendimiento de los acopladores y afectar drásticamente el rendimiento de la antena. Este elemento radiante mencionado presenta dos particularidades a destacar que serán verificadas en este trabajo: por un lado, la alimentación diferencial en el puerto Port 3, para mejorar el patrón de polarización cruzada para la excitación vertical. Este se excita insertando dos fuentes de alimentación de igual potencia y diferencia de fase de 180° que se obtiene ajustando d_2 y d_3 en la Figura 1.4. Utilizando el concepto de alimentación diferencial, se suprimen los modos de orden superior que contribuyen al patrón de radiación de polarización cruzada; y por otro lado, la utilización de acopladores direccionales permite aumentar el ancho de banda de adaptación típico de las antenas de microtira.

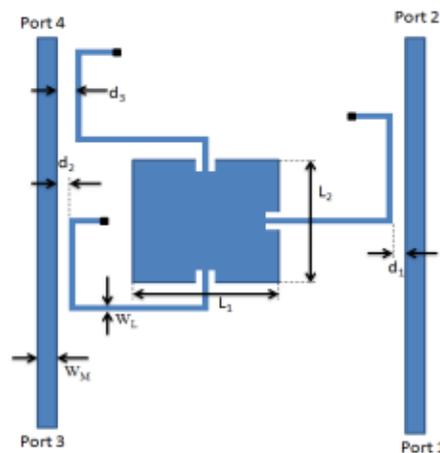


Figura 1.4. Esquema de un elemento parche de 4 puertos con alimentación diferencial, donde $W_M = 2,51$ mm, $W_L = 0,8$ mm, $L_1 = 30$ mm, $L_2 = 32$ mm.

Cabe mencionar que las características del elemento individual no se presentan en dicho artículo. Por lo tanto, nuestro trabajo aborda el diseño de esta arquitectura de antena para verificar sus características de radiación y validar su utilización en un arreglo de antenas para radares meteorológicos

3. Organización de la Tesis

Para presentar el trabajo realizado durante este proyecto se organiza la información de la siguiente manera: en el capítulo II, se presentan los fundamentos teóricos necesarios sobre antenas en general, antenas de microtira y acopladores direccionales. Luego, en el Capítulo III se describe el diseño realizado paso por paso hasta alcanzar el prototipo final. El Capítulo IV presenta el detalle de la construcción de los prototipos y los resultados de medición. Finalmente, el Capítulo V discute los resultados y conclusiones del trabajo.

Capítulo II

Fundamentos Teóricos

Organización del Capítulo II

Para iniciar el estudio de este capítulo, es necesario definir algunos parámetros y conceptos generales que se presentan en esta parte. En particular, se estudian las antenas de microtira a través de modelos teóricos que resultan imprescindibles para comprender su funcionamiento y plantear ecuaciones de diseño. En ciertos casos debido a la complejidad del fenómeno en estudio no es posible plantear una solución analítica de forma cerrada y se debe recurrir como herramienta a métodos numéricos y simulaciones. Además, se analizan en detalle los modelos analíticos para una geometría en particular junto con su criterio de diseño. Finalmente, se estudian los conceptos generales de los circuitos de RF que serán utilizados en la composición de la antena de microtira.

La Sección I es una introducción para abordar el estudio de antenas en general. En la misma se presentan de forma resumida los parámetros teóricos más importantes que se usarán de forma reiterada en el trabajo. En la Sección II, se describen las antenas de microtira y se realiza un análisis general de las mismas. También en esta sección, se hace hincapié principalmente en las antenas de geometría rectangular. Por último, en la Sección III, se analizan los circuitos de RF que formarán parte del elemento radiante propuesto en este trabajo; éstos son: el transformador de cuarto de onda y el acoplador direccional de líneas paralelas.

Sección I

Teoría de Antenas

Se presentan los conceptos básicos que son de uso común en el estudio de antenas. Los términos son definidos según la norma IEEE y el libro utilizado como referencia del tema [11].

1. Introducción

La definición estándar IEEE del término antena la define como “un medio para radiar o recibir ondas de radio”. En otras palabras, la antena es la estructura transicional entre el espacio libre y un dispositivo guiado. El dispositivo guiado o línea de transmisión puede ser una línea coaxial o un tubo hueco (guía de onda), y se utiliza para transportar energía electromagnética desde la fuente transmisora a la antena, o desde la antena al receptor [11]. Para poder caracterizar las antenas y comparar sus prestaciones, se recurre a ciertos parámetros que indican de forma cuantitativa las características como radiador y como elemento de un circuito. Dichos parámetros, junto con la notación empleada en el resto del trabajo son introducidas a continuación.

2. Parámetros Fundamentales de una Antena

Para describir el rendimiento de una antena es necesario definir varios parámetros. Algunos de los parámetros están interrelacionados y no es necesario especificarlos todos para obtener una descripción completa del rendimiento de la antena. Las definiciones de los parámetros se darán en esta sección y muchos de los que están entre comillas son de las *Definiciones Estándar de Términos para Antenas de la IEEE*.

2.1. Diagrama de Radiación

Un diagrama de radiación de antena o patrón de antena se define como “una función matemática o una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de las coordenadas espaciales. En la mayoría de los casos, el diagrama de radiación se determina en la región de campo lejano y se representa en función de las coordenadas direccionales. Las propiedades de radiación incluyen densidad de flujo de potencia, intensidad de radiación, fuerza de campo, directividad, fase o polarización”. En la Figura 2.1 se muestra un conjunto conveniente de coordenadas.

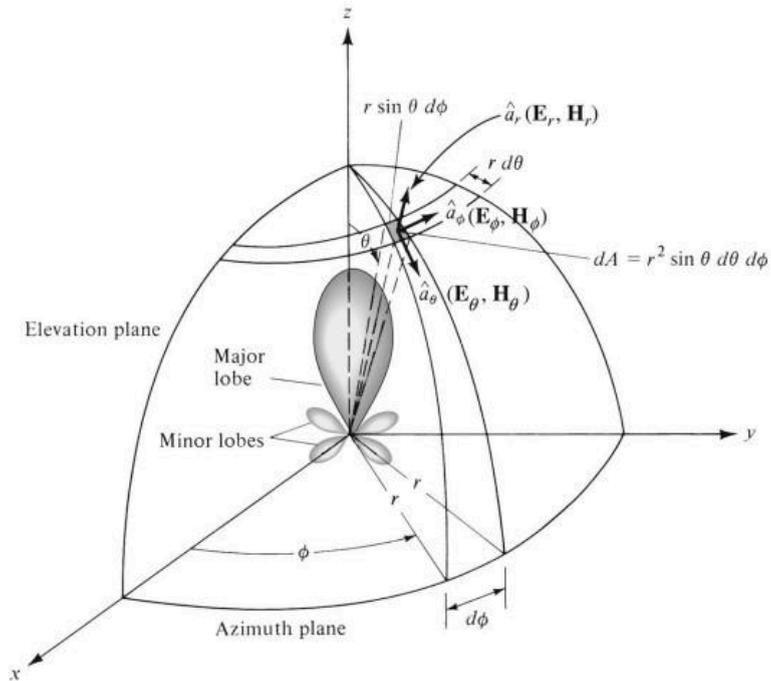


Figura 2.1. Sistema de coordenadas para el análisis de antenas.

En la práctica, el diagrama tridimensional se mide y registra en una serie de diagramas bidimensionales. Sin embargo, para la mayoría de las aplicaciones prácticas, algunos gráficos del diagrama en función de θ para algunos valores particulares de ϕ , más algunos gráficos en función de ϕ para algunos valores particulares de θ , brindan la mayor parte de la información útil y necesaria.

2.1.1. Regiones de Campo

El espacio que rodea a la antena generalmente se subdivide en tres regiones:

- Región de campo cercano reactivo.
- Región de campo cercano radiado o región de Fresnel.
- Región de campo lejano o región de Fraunhofer.

Estas regiones están así designadas para identificar la estructura de campo de cada una. Aunque no se notan cambios abruptos en las configuraciones de campo a medida que se cruzan los límites, existen claras diferencias entre ellos. Los límites que separan estas regiones no son únicos, aunque se han establecido varios criterios y se utilizan comúnmente para identificar las regiones [11].

Región de Campo Cercano Reactivo

Se define como “la porción de campo cercano que rodea inmediatamente a la antena en la que predomina el campo reactivo”. En general, se toma que los puntos de esta región están a una distancia de la antena

$$R < 0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (2.1)$$

donde:

D : mayor dimensión lineal de la antena o apertura

λ : longitud de onda

Región de Fresnel

Esta es la zona que se encuentra entre las regiones de campo reactivo cercano y la de Fraunhofer. En ésta, la distribución angular de los campos depende de la distancia a la antena y existe una componente radial apreciable. Puede suceder que no exista en el caso que $D \ll \lambda$. El límite interior se toma como la distancia $R \geq 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$ y el límite exterior como la distancia $R < 2D^2/\lambda$. Este criterio se basa en un error de fase máximo de $\pi/8 = 22.5^\circ$.

Región de Fraunhofer

Se define como “aquella región del campo de una antena donde la distribución del campo angular es esencialmente independiente de la distancia desde la antena”. En esta región, las componentes del campo son esencialmente transversales y la distribución angular es independiente de la distancia radial donde se realizan las mediciones. El límite interior se toma como la distancia radial $R = 2D^2/\lambda$ y el límite exterior en el infinito.

2.2. Teorema de Reciprocidad

El teorema de reciprocidad es un resultado conocido de la teoría de circuitos. Uno de los resultados de este teorema es la igualdad entre impedancias (admitancias) mutuas de la matriz de impedancias (admitancias) que caracterizan a una red de N puertos. Bajo la hipótesis de un medio lineal e isotrópico, aunque no necesariamente homogéneo, un resultado más general puede ser obtenido en electromagnetismo a partir de las ecuaciones de Maxwell [12].

Una de las consecuencias de este resultado es que una antena puede ser analizada independientemente de su función (transmisora o receptora). Esto se debe a que los parámetros fundamentales de una antena son idénticos ya sea que esté transmitiendo o recibiendo. Este resultado es de utilidad en la medición de sus características.

2.3. Densidad de Potencia Radiada

Las ondas electromagnéticas se utilizan para transportar información a través de un medio inalámbrico o una estructura guía, de un punto a otro. Entonces es natural suponer que la potencia y la energía están asociadas con los campos electromagnéticos. La cantidad

utilizada para describir la potencia asociada con una onda electromagnética es el vector de Poynting instantáneo definido como [11]

$$\mathbf{W} = \mathcal{E} \times \mathcal{H} \quad (2.2)$$

donde:

\mathbf{W} : vector de poynting instantáneo [W/m²]

\mathcal{E} : intensidad de campo eléctrico instantáneo [V/m]

\mathcal{H} : intensidad de campo magnético instantáneo [A/m]

Dado que el vector de Poynting es una densidad de potencia, la potencia total a través de una superficie cerrada se puede obtener integrando la componente normal del vector de Poynting sobre toda la superficie. En forma de ecuación

$$P = \oint_S \mathbf{W} \cdot d\mathbf{s} = \oint_S \mathbf{W} \cdot \hat{\mathbf{n}} da \quad (2.3)$$

donde:

P : potencia total instantánea [W]

$\hat{\mathbf{n}}$: vector unitario normal a la superficie

da : diferencial de área de la superficie cerrada [m²]

A menudo cuando se trabaja con campos variantes en el tiempo se busca obtener un promedio temporal de la densidad de potencia radiada integrando el vector de Poynting instantáneo en un periodo y dividiéndolo por este. Para variaciones temporales armónicas de la forma $e^{j\omega t}$, se definen los campos complejos \mathbf{E} y \mathbf{H} que están relacionados con sus contrapartes instantáneas \mathcal{E} y \mathcal{H} por

$$\mathcal{E}(x,y,z;t) = Re\{\mathbf{E}(x,y,z)e^{j\omega t}\} \quad (2.4)$$

$$\mathcal{H}(x,y,z;t) = Re\{\mathbf{H}(x,y,z)e^{j\omega t}\} \quad (2.5)$$

Utilizando las definiciones (2.4) y (2.5) y la identidad dado por

$$Re\{\mathbf{E}e^{j\omega t}\} = \frac{1}{2}Re\{\mathbf{E}e^{j\omega t} + \mathbf{E}^*e^{-j\omega t}\} \quad (2.6)$$

se puede entonces escribir (2.2) como

$$\mathbf{W} = \mathcal{E} \times \mathcal{H} = \frac{1}{2}Re\{\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*\} + \frac{1}{2}Re\{\mathbf{E} \times \mathbf{H}e^{j2\omega t}\} \quad (2.7)$$

El primer término de (2.7) no es una función del tiempo, y las variaciones temporales del segundo término son el doble de la frecuencia dada. El vector de Poynting promedio en el tiempo (densidad de potencia promedio) se puede escribir como

$$\mathbf{W}_{av}(x,y,z;t) = [\mathbf{W}(x,y,z;t)]_{av} = \frac{1}{2}Re\{\mathbf{E}\times\mathbf{H}^*\} \quad (2.8)$$

El factor 1/2 que aparece en (2.7) y en (2.8) se debe a que los campos \mathbf{E} y \mathbf{H} representan valores picos y se debe omitir en el caso que se trabaje con valores eficaces.

Se asume la parte imaginaria de $\mathbf{E}\times\mathbf{H}^*$ como la densidad de potencia almacenada en el campo electromagnético asociada al campo reactivo. Se puede demostrar fácilmente que la densidad de potencia asociada al campo electromagnético de una antena, (2.8), en campo lejano es prácticamente real y se hace referencia a ésta como *densidad de radiación*.

Con base en la definición (2.8), la potencia promedio radiada por una antena (potencia radiada) se puede escribir como

$$P_{rad} = P_{av} = \oint_S \mathbf{W}_{rad} \cdot d\mathbf{s} = \oint_S \mathbf{W}_{av} \cdot \hat{\mathbf{n}} da = \frac{1}{2} \oint_S Re\{\mathbf{E}\times\mathbf{H}^*\} \cdot d\mathbf{s} \quad (2.9)$$

Si bien una antena isotrópica es una fuente ideal que irradia la misma energía en todas las direcciones y en la práctica no existe, esta sirve como referencia para comparar otras antenas entre sí. Debido a su radiación simétrica, su vector de Poynting no será una función de los ángulos de coordenadas esféricas θ y ϕ . Es decir que sólo tendrá componente radial. Por lo tanto, la potencia total radiada por una antena de este tipo está dada por

$$P_{rad} = P_{av} = \oint_S \mathbf{W}_0 \cdot d\mathbf{s} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [\hat{\mathbf{a}}_r W_0(r)] \cdot [\hat{\mathbf{a}}_r r^2 \sin\theta d\theta d\phi] = 4\pi r^2 W_0 \quad (2.10)$$

y la densidad de potencia por

$$\mathbf{W}_0 = \hat{\mathbf{a}}_r W_0 = \hat{\mathbf{a}}_r \left(\frac{P_{rad}}{4\pi r^2} \right) \quad [\text{W/m}^2] \quad (2.11)$$

Se puede observar que está uniformemente distribuida sobre la superficie de una esfera de radio r .

2.4. Intensidad de Radiación

La intensidad de radiación en una dirección dada se define como la potencia radiada por la antena por unidad de ángulo sólido [11]. La intensidad de radiación es un parámetro de campo lejano y se obtiene de multiplicar la densidad de radiación por el cuadrado de la distancia. En forma matemática se expresa como

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2.12)$$

donde

$$U: \text{intensidad de radiación} \quad [\text{W/unidad de ángulo sólido}]$$

$$W_{rad}: \text{densidad de radiación} \quad [\text{W/m}^2]$$

La intensidad de radiación también está relacionada con el campo eléctrico de la zona lejana de una antena, mediante

$$U(\theta, \phi) = \frac{r^2}{2\eta} |\mathbf{E}(r; \theta, \phi)|^2 \simeq \frac{r^2}{2\eta} \left[|E_\theta(r, \theta, \phi)|^2 + |E_\phi(r, \theta, \phi)|^2 \right] \\ \simeq \frac{1}{2\eta} \left[|E_\theta^0(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi^0(\theta, \phi)|^2 \right] \quad (2.12a)$$

donde

$\mathbf{E}(r, \theta, \phi)$ = intensidad de campo eléctrico lejano de la antena

$$= \mathbf{E}^0(\theta, \phi) \frac{e^{-jkr}}{r}$$

E_θ, E_ϕ : componentes de campo eléctrico lejano de la antena

η : impedancia intrínseca del medio

La potencia total radiada se obtiene integrando la intensidad de radiación, dada por (2.12), sobre el ángulo sólido de 4π

$$P_{rad} = \oint_{\Omega} U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \sin\theta d\theta d\phi \quad (2.13)$$

donde $d\Omega$ = elemento de ángulo sólido = $\sin\theta d\theta d\phi$

Para una fuente isotrópica, U será independiente de los ángulos θ y ϕ , como fue el caso de W_{rad} . Por lo tanto, para este caso la potencia radiada está dada por

$$P_{rad} = \oint_{\Omega} U_0 d\Omega = U_0 \oint_{\Omega} d\Omega = 4\pi U_0 \quad (2.14)$$

De esta última expresión se deduce que la intensidad de radiación para una antena isotrópica es

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2.15)$$

2.5. Ancho de Haz

Asociado con el diagrama de radiación de una antena hay un parámetro designado como *ancho de haz*. El ancho de haz de un diagrama de radiación se define como la separación angular entre dos puntos idénticos y opuestos desde el máximo del diagrama [11]. En un diagrama de antena, hay una serie de anchos de haz. Uno de los anchos de haz más utilizados es el *Ancho de Haz de Potencia Media*, o ancho de haz de 3 dB, más conocido como HPBW (por sus siglas en inglés, Half-Power Beamwidth) que IEEE define como: “en

un plano que contiene la dirección del máximo de un haz, el ángulo entre las dos direcciones en el que la intensidad de radiación es la mitad del valor máximo del haz.”

El ancho de haz de 3 dB es un importante factor de mérito utilizado frecuentemente como relación de compromiso con el nivel de los lóbulos laterales, debido a que cuando éste decrece el nivel de lóbulos laterales aumenta y viceversa. Por otro lado, el ancho de haz de potencia media se utiliza para determinar la capacidad de resolución de una antena para ser distinguida entre dos fuentes de radiación adyacentes. Un criterio de resolución ampliamente utilizado establece que *la habilidad de resolución de una antena, para ser distinguida entre dos fuentes, es igual a la mitad del ancho del haz entre primeros nulos, FNBW/2 (por sus siglas en inglés, First-Null Beamwidth), el cual es por lo general utilizado para aproximar el ancho del haz de 3 dB [11].* Es decir, que una antena puede resolverse si se encuentra separada una distancia angular mayor o igual a $FNBW/2 \approx HPBW$.

2.6. Directividad

La directividad de una antena se define como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección determinada desde la antena sobre la intensidad de radiación promedio en todas las direcciones. La intensidad de radiación promedio es igual a la potencia total radiada por la antena dividida por 4π . Si no se especifica la dirección, se utiliza la dirección de máxima intensidad de radiación [11].

Expresado de manera más sencilla, la directividad de una fuente no isotrópica es igual a la relación entre su intensidad de radiación en una dirección dada y la intensidad de radiación de una fuente isotrópica. En forma matemática, utilizando (2.15), se puede expresar la directividad como

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.16)$$

Si la dirección no se especifica, implica la dirección de máxima intensidad de radiación (directividad máxima) expresada como

$$D_{max} = D_0 = \frac{U|_{max}}{U_0} = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.16a)$$

donde

D : directividad [adimensional]

D_0 : directividad máxima [adimensional]

U : intensidad de radiación [W/unidad de ángulo sólido]

U_{max} : intensidad de radiación máxima [W/unidad de ángulo sólido]

U_0 : intensidad de radiación para una fuente isotrópica [W/unidad de ángulo sólido]

P_{rad} : potencia total radiada [W]

La directividad es una figura de mérito que describe qué tan bien la antena dirige la energía en una dirección determinada.

La directividad de una fuente isotrópica es la unidad ya que su potencia se irradia igualmente en todas las direcciones. Para todas las demás fuentes, la directividad máxima siempre será mayor que la unidad, y es una "figura de mérito" relativa que describe las propiedades direccionales de la antena en comparación con las de una fuente isotrópica.

En (2.16) y (2.16a) la potencia radiada, P_{rad} , se puede calcular utilizando la expresión (2.13). Por lo tanto, se puede obtener una expresión general para la directividad y para la directividad máxima, respectivamente, en función de la intensidad de radiación $U(\theta, \phi)$ como

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \phi) \sin\theta \, d\theta d\phi} \quad (2.17)$$

$$D_0 = 4\pi \frac{U_{max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \phi) \sin\theta \, d\theta d\phi} \quad (2.18)$$

Para obtener una expresión general de la directividad en función de las coordenadas angulares esféricas θ y ϕ , se utiliza (2.12a).

La ecuación (2.18) también se puede expresar como

$$D_0 = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (2.19)$$

donde Ω_A es el ángulo sólido del haz y está dado por

$$\Omega_A = \frac{1}{U_{max}(\theta, \phi)} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \phi) \sin\theta \, d\theta d\phi = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U_n \sin\theta \, d\theta d\phi \quad (2.20)$$

donde

$$U_n(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{max}(\theta, \phi)} \quad (2.21)$$

es la intensidad de radiación normalizada respecto al máximo.

El ángulo sólido del haz, Ω_A , se define como el ángulo sólido a través del cual la antena radiaría toda la potencia si la intensidad de radiación fuera constante (e igual al valor máximo de U) para todos los ángulos dentro de Ω_A [11].

2.7. Eficiencia de Antena

La eficiencia de una antena se define como la relación entre la potencia radiada por ésta y la potencia disponible en los bornes de la fuente.

La eficiencia total de una antena, e_0 , tiene en cuenta las pérdidas en los terminales de entrada y dentro de la estructura de la antena [11]. Las causas de dichas pérdidas son las reflexiones debido a las desadaptaciones entre la línea de transmisión y la antena, y las pérdidas por efecto Joule tanto en el conductor como en el dieléctrico.

En general la eficiencia total puede escribirse como

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (2.22)$$

donde:

e_0 : eficiencia total

e_r : eficiencia de reflexión (desadaptación)

e_c : eficiencia de conducción

e_d : eficiencia del dieléctrico

La eficiencia de reflexión está dada por

$$e_r = 1 - |\Gamma|^2 \quad (2.23)$$

Γ es el coeficiente de reflexión en los terminales de entrada de la antena y se define de la misma manera que en la teoría de líneas de transmisión [12]

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2.24)$$

donde:

Z_{in} : impedancia de entrada de la antena

Z_0 : impedancia característica de la línea de transmisión

Usualmente e_c y e_d son muy difíciles de calcular pero pueden determinarse experimentalmente. Incluso por mediciones no pueden ser separadas y es por eso que usualmente es más conveniente escribir la eficiencia total como

$$e_0 = e_r e_{cd} = (1 - |\Gamma|^2) e_{cd} \quad (2.25)$$

donde $e_{cd} = e_c e_d$ es la eficiencia de radiación de la antena, que se utiliza para relacionar la ganancia y la directividad.

2.8. Ganancia, Ganancia Realizada

Otra figura de mérito útil que describe el rendimiento de una antena es la *ganancia*. Aunque la ganancia de la antena está estrechamente relacionada con la directividad, es una medida que tiene en cuenta la eficiencia de la antena así como sus capacidades direccionales.

La ganancia absoluta de una antena en una dirección dada se define como “la relación entre la intensidad de radiación en esa dirección sobre la intensidad de radiación que se obtendría si la potencia aceptada por la antena fuera radiada isotrópicamente. La intensidad de radiación correspondiente a la potencia radiada isotrópicamente es igual a la potencia aceptada (entrada) por la antena dividida por 4π ” [11]. De acuerdo con la definición se puede expresar la ganancia absoluta como

$$Gain = 4\pi \frac{\text{Intensidad de Radiación}}{\text{Potencia de entrada (aceptada) total}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.26)$$

En la mayoría de los casos tratamos con la *ganancia relativa*, que se define como la relación entre la ganancia de potencia en una dirección determinada sobre la ganancia de potencia de una antena de referencia en su dirección de referencia [11]. La potencia de entrada debe ser la misma para ambas antenas. La antena de referencia suele ser un dipolo, una bocina o cualquier otra antena cuya ganancia se pueda calcular o se conozca. En la mayoría de los casos, sin embargo, la antena de referencia es una fuente isotrópica sin pérdidas. De esta forma la ganancia relativa es

$$G = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in} \text{ (fuente isotrópica sin pérdidas)}} \quad (2.26a)$$

Cuando la dirección no se especifica, la ganancia de potencia se toma en la dirección de máxima radiación. Se puede relacionar la potencia radiada con la potencia de entrada a través de la eficiencia de radiación, de modo que

$$P_{rad} = e_{cd} P_{in} \quad (2.27)$$

donde e_{cd} es la eficiencia de radiación de la antena definida en (2.22) y (2.25).

De acuerdo con los estándares IEEE, la ganancia no incluye las pérdidas que surgen de la desadaptación de impedancia y de polarización (pérdidas). Por lo tanto, se definen dos tipos de ganancia [11]; una, referida como *ganancia* (G), y otra referida como *ganancia realizada* (G_{re}), que tiene en cuenta las pérdidas por reflexión/desadaptación representadas en (2.22) y (2.25).

Utilizando (2.27) en (2.26a) se obtiene

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} \left[4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right] \quad (2.28)$$

que está relacionada con la directividad de (2.16) y (2.17) por

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} D(\theta, \phi) \quad (2.29)$$

De manera similar, el valor máximo de la ganancia está relacionado con la directividad máxima de (2.16a) y (2.19) por

$$G_0 = G(\theta, \phi)|_{max} = e_{cd} D(\theta, \phi)|_{max} = e_{cd} D_0 \quad (2.29a)$$

Si bien (2.27) tiene en cuenta las pérdidas del elemento antena en sí, no tiene en cuenta las pérdidas cuando el elemento antena está conectado a una línea de transmisión.

Estas pérdidas de conexión generalmente se denominan pérdidas por reflexión (desadaptación) y se tienen en cuenta introduciendo una eficiencia de reflexión e_r , que está relacionada con el coeficiente de reflexión como $e_r = (1 - |\Gamma|^2)$. Por lo tanto, se introduce la ganancia realizada que tiene en cuenta las pérdidas por reflexión/desadaptación (debido a la conexión del elemento antena a la línea de transmisión), y se escribe como

$$\begin{aligned} G_{re}(\theta, \phi) &= e_r G(\theta, \phi) = (1 - |\Gamma|^2)G(\theta, \phi) \\ &= e_r e_{cd} D(\theta, \phi) = e_0 D(\theta, \phi) \end{aligned} \quad (2.29b)$$

donde e_0 es la eficiencia total definida en (2.22) y (2.25). Similarmente, la ganancia realizada máxima está relacionada con la directividad máxima por

$$\begin{aligned} G_{re0} &= G_{re}(\theta, \phi)|_{max} = e_r G(\theta, \phi)|_{max} = (1 - |\Gamma|^2)G(\theta, \phi)|_{max} \\ &= e_r e_{cd} D(\theta, \phi)|_{max} = e_0 D(\theta, \phi)|_{max} = e_0 D_0 \end{aligned} \quad (2.29c)$$

Si la antena se adapta a la línea de transmisión, es decir, la impedancia de entrada de la antena Z_{in} es igual a la impedancia característica Z_0 de la línea ($|\Gamma| = 0$), entonces las dos ganancias son iguales ($G_{re} = G$).

2.9. Ancho de Banda

El ancho de banda de una antena se define como el rango de frecuencias dentro del cual el desempeño de la antena, con respecto a alguna característica, se ajusta a un estándar específico [11]. Se puede considerar que el ancho de banda es el rango de frecuencias donde las características de la antena (como la impedancia de entrada, el diagrama de radiación, el ancho del haz, la polarización, el nivel de lóbulo lateral, la ganancia, dirección del haz, eficiencia de radiación) están dentro de un valor aceptable.

Para antenas de banda ancha, usualmente se expresa el ancho de banda como la relación de las frecuencias superior e inferior de operación aceptable. Por ejemplo, un ancho de banda de 10:1 indica que la frecuencia superior es 10 veces más grande que la frecuencia inferior. Para antenas de banda estrecha, el ancho de banda se expresa como un porcentaje de la diferencia de frecuencias (superior menos inferior) sobre la frecuencia central del ancho de banda. Por ejemplo, un ancho de banda del 5 % indica que el rango de frecuencia de operación aceptable es el 5 % de la frecuencia central del ancho de banda.

Debido a que las características de una antena (impedancia de entrada, ganancia, polarización, etc.) no necesariamente varían de la misma manera o incluso se ven afectadas críticamente por la frecuencia, no existe una caracterización única del ancho de banda. La aplicación de la antena hace que un parámetro u otro sea el preferido para caracterizar su ancho de banda.

2.10. Polarización

El término “polarización” es empleado en tres contextos diferentes:

1. Polarización de vector de campo en un punto del espacio en particular.
2. Polarización de una onda plana.
3. Polarización de una antena en una dirección dada.

Para poder discutir el concepto de polarización se debe asumir en todos los casos que las variaciones en el tiempo son sinusoidales. La *polarización de un vector de campo en un punto en particular* está dada por la forma, orientación y el sentido de la elipse que describe el extremo del vector al variar en el tiempo. Esta definición se puede aplicar tanto al campo magnético como al eléctrico.

En una onda plana, por definición, los vectores del campo tienen todos la misma polarización, y esta es tomada como la polarización de la onda. El IEEE adoptó como convención al campo eléctrico para determinar la polarización de onda electromagnética plana, observado en la dirección de propagación.

La polarización de una antena en una dirección dada se define como la polarización de la onda transmitida (irradiada) por la antena. Cuando no se indica la dirección, se considera que la polarización es la polarización en la dirección de máxima ganancia [11]. En la práctica, la polarización de la energía radiada varía con la dirección desde el centro de la antena, por lo que diferentes partes del diagrama pueden tener diferentes polarizaciones.

Según su forma, las polarizaciones se clasifican como:

- Lineal.
- Circular.
- Elíptica.

La polarización lineal se puede subdividir según su orientación respecto a la tierra como:

- Vertical.
- Horizontal.

A su vez, las polarizaciones circulares y elípticas se pueden subdividir según su sentido (visto en dirección de la propagación) como:

- Horario o derecho (RHCP, Right-Handed Circular Polarization).
- Antihorario o izquierdo (LHCP, Left-Handed Circular Polarization).

Idealmente una antena irradia su energía solamente en la polarización deseada, denominada polarización de referencia o copolarización. En la práctica la antena irradia la energía en dos polarizaciones, la copolarización y otra ortogonal a ésta llamada “polarización cruzada” o contra polar (crosspolar, en inglés). Una figura de mérito de una antena que da una idea de la proporción entre copolarización y polarización cruzada es el cociente entre la potencia de una y la otra, respectivamente. Esta relación se conoce como “pureza de polarización” y es expresada generalmente en dB.

2.11. Impedancia de Entrada

La impedancia de entrada se define como la impedancia presentada por una antena en sus terminales o la relación entre el voltaje y la corriente en su par de terminales [11]. En la Figura 2.2 estas terminales se designan como $a - b$, y la impedancia, Z_{in} , como en cualquier dispositivo lineal de dos terminales, está definida por el cociente entre la tensión, V_{in} , y la corriente, I_{in} , complejas

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_A + jX_A \quad (2.30)$$

donde:

Z_{in} : impedancia de la antena en los terminales $a - b$ (ohms)

R_A : resistencia de antena en los terminales $a - b$ (ohms)

X_A : reactancia de antena en los terminales $a - b$ (ohms)

En general la parte resistiva de (2.30) consiste de dos componentes; éstos son

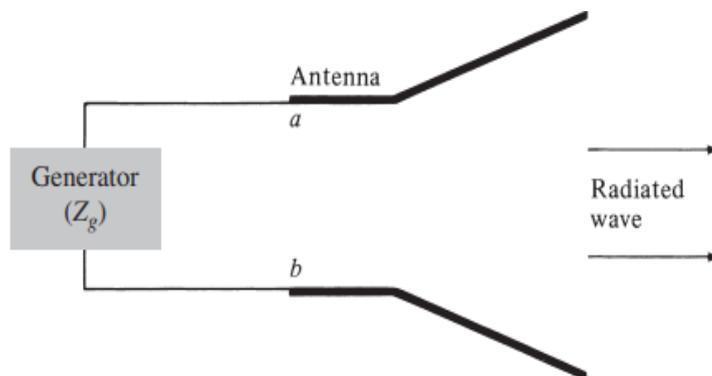
$$R_A = R_r + R_L \quad (2.31)$$

donde:

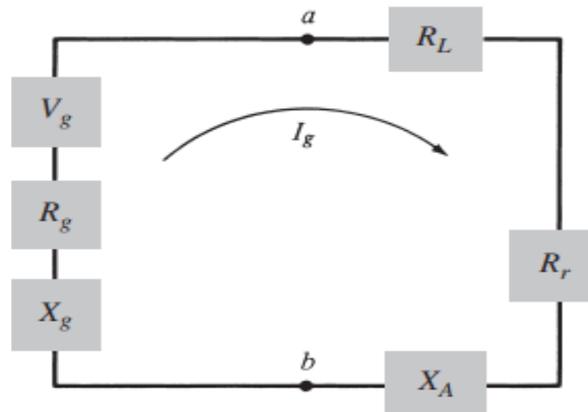
R_r : resistencia de radiación de la antena

R_L : resistencia de pérdida de la antena

R_r está asociada a la potencia de radiación de la antena y R_L a las pérdidas que se dan en los conductores y los dieléctricos que componen la antena.



(a) Antena en modo transmisión



(b) Equivalente de Thevenin

Figura 2.2. Antena transmisora y su circuito equivalente.

Si se asume que la antena está adaptada a el generador con impedancia interna

$$Z_g = R_g + jX_g \quad (2.32)$$

donde

R_g : resistencia de la impedancia del generador (ohms)

X_g : reactiva de la impedancia del generador (ohms)

y la antena es utilizada en modo de transmisión, se puede representar la antena y el generador mediante el circuito equivalente que se muestra en la Figura 2.2(b). Como en cualquier circuito lineal cuando se cumple la condición de adaptación

$$Z_g = Z_{in}^* \quad (2.33)$$

se verifica el *teorema de máxima transferencia de potencia*, y el generador estará entregando a la antena la máxima potencia disponible en sus bornes. Por otro lado, si la antena está funcionando en modo de recepción y están dadas las condiciones de adaptación, se estará entregando la máxima potencia disponible al circuito receptor.

2.12. Eficiencia de Radiación de Antena

En la sección 2.7 se mencionó que las pérdidas de conducción y dieléctricas de una antena son muy difíciles de calcular, y en la mayoría de los casos se miden. Incluso con mediciones, son difíciles de separar y, por lo general, se agrupan para formar la eficiencia e_{cd} . Debido a que la resistencia R_L es utilizada para representar las pérdidas de conducción-dieléctricas en una antena, se puede definir la *eficiencia de conducción-dieléctrica*, e_{cd} , como la relación de potencia entregada a la resistencia R_L sobre la potencia entregada a R_r y R_L

$$e_{cd} = \left[\frac{R_r}{R_r + R_L} \right] \quad (2.34)$$

3. Teoría de Arreglos

Por lo general, el diagrama de radiación de un solo elemento es relativamente amplio y proporciona valores bajos de directividad (ganancia). En muchas aplicaciones es necesario diseñar antenas con características muy directivas (ganancias muy altas) para satisfacer las demandas de comunicación a larga distancia. Esto solo se puede lograr aumentando el tamaño eléctrico de la antena [11].

Incrementar las dimensiones de los elementos individuales a menudo conduce a características más directivas. Otra forma de aumentar las dimensiones de la antena, sin aumentar necesariamente el tamaño de los elementos individuales, es formar un conjunto de elementos radiantes en una configuración eléctrica y geométrica. Esta nueva antena, formada por multielementos, se denomina *arreglo* (array, en inglés). En la mayoría de los casos, los elementos de un arreglo son idénticos. Esto no es necesario pero a menudo es conveniente, más simple y más práctico. Los elementos de un arreglo pueden tener cualquier forma (alambres, aberturas, etc.).

El campo total del arreglo está determinado por la suma vectorial de los campos radiados por los elementos individuales. Esto supone que la corriente en cada elemento es la misma que la de los elementos aislados. Es decir que se considera que los radiadores no se encuentran acoplados. La proximidad de otros radiadores hace que en realidad esto no suceda así. La cercanía de otras antenas genera acoplamientos electromagnéticos que alteran la distribución individual de corrientes apartando el resultado del cálculo teórico. Mientras más fuerte sea esta interacción, más se aleja el resultado teórico de la realidad.

Para proporcionar patrones altamente directivos, es necesario que los campos de los elementos del arreglo interfieran constructivamente (agreguen) en las direcciones deseadas e interfieran destructivamente (cancelen entre sí) en el espacio restante. Idealmente, esto se puede lograr, pero en la práctica es solo aproximado. En un arreglo de elementos idénticos hay al menos cinco variables que se pueden usar para dar forma al diagrama general de la antena. Estos son:

1. la configuración geométrica de todo el arreglo (lineal, circular, rectangular, esférica, etc.)
2. la ubicación relativa entre los elementos
3. la amplitud de excitación de los elementos individuales
4. la fase de excitación de los elementos individuales
5. el diagrama relativo de los elementos individuales

4. Resumen

En este capítulo fueron introducidos los conceptos y resultados fundamentales para el estudio de antenas. Estos resultados de índole general permitirán determinar de forma teórica las características principales de las antenas de microtira como radiador y como elemento de un circuito. Cabe mencionar que la caracterización de la antena se realiza siempre en campo lejano; aquella región del campo de una antena donde la distribución del campo es esencialmente independiente de la distancia desde la antena.

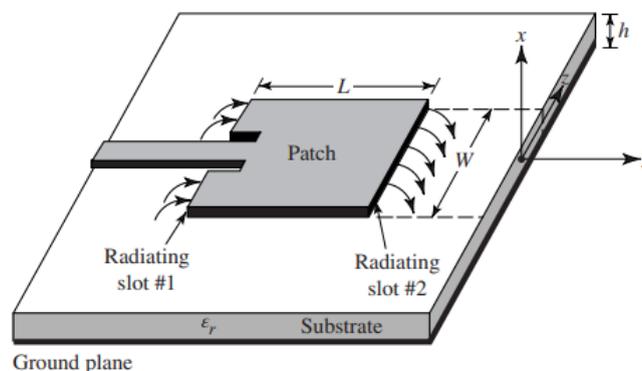
Sección II

Introducción a las Antenas de Microtira

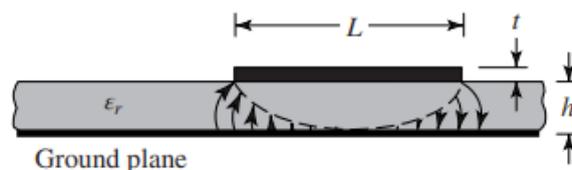
En la Sección II se presenta un análisis cualitativo y cuantitativo sobre las antenas de microtira. En la primera parte se presenta una descripción básica de la tecnología existente, las formas de alimentación, las características generales, y un breve resumen de los modelos matemáticos existentes para el análisis de este tipo de antenas. En la segunda parte se desarrolla un modelo teórico en particular -modelo de cavidad resonante- y, por último, la tercera parte establece un criterio de diseño para la antena microstrip de geometría rectangular con el fin de validar el modelo planteado.

1. Descripción

Las antenas de microtira, como se muestra en la Figura 2.3, consisten de una metalización o “parche” muy delgado ($t \ll \lambda_0$, donde λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre) separada una fracción de longitud de onda por un material dieléctrico ($h \ll \lambda_0$, generalmente $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$) sobre un plano de tierra [11].



(a) Antena Microstrip



(b) Vista lateral

Figura 2.3. Antena de microtira de geometría rectangular.

Las formas empleadas con mayor frecuencia para las antenas de microtira son la cuadrada, rectangular, circular y dipolo ya que son fáciles de analizar y fabricar, y por su atractiva característica de radiación, especialmente la baja radiación de polarización cruzada. Para un parche rectangular, la longitud L del elemento comúnmente es $\lambda_0 < L < \lambda_0/2$.

El material del sustrato puede variar dependiendo de las características particulares del diseño. El rango de los materiales empleados es tan diverso que incluye desde el aire ($\epsilon_r \approx 1$) hasta dieléctricos de alta permitividad ($\epsilon_r \approx 12$). Los sustratos que son más deseables para un buen rendimiento de la antena son los sustratos gruesos, cuya constante dieléctrica es baja, ya que brindan una mejor eficiencia, mayor ancho de banda, campos débilmente ligados para la radiación al espacio, pero a expensas de un tamaño más grande. Los sustratos delgados, cuya constante dieléctrica es alta, son deseables para los circuitos de microondas ya que requieren campos estrechamente unidos para minimizar la radiación y el acoplamiento no deseados; sin embargo, debido a sus grandes pérdidas son menos eficientes y tienen anchos de banda relativamente más pequeños [11]. Dado que las antenas microstrip a menudo se integran con otros circuitos de microondas, se debe llegar a un compromiso entre el buen rendimiento de la antena y el diseño del circuito.

2. Técnicas de Alimentación

Hay muchas configuraciones que pueden ser utilizadas para alimentar antenas microstrip. Las cuatro más populares son la sonda coaxial, la línea microstrip, el acoplamiento a través de una apertura y el acoplamiento por proximidad [11]. En la Figura 2.4 se ilustran los distintos tipos de alimentación.

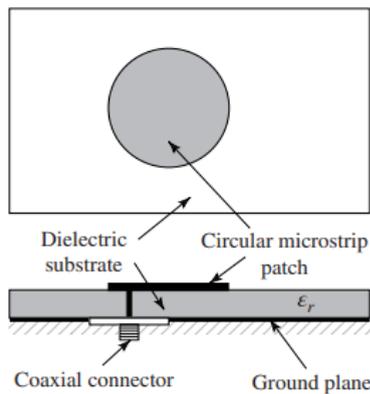
La alimentación por sonda coaxial es una de las formas más sencillas (Figura 2.4a). El conductor interior se conecta a la metalización superior y el conductor exterior al plano de tierra. Es de fácil fabricación, relativamente sencillo de adaptar y tiene poca radiación espuria. Por otro lado, presenta problemas cuando la separación h es grande ($h > 0,02\lambda$) y tiene un ancho de banda estrecho. Además, la sencillez de este modelo se pierde cuando se requiere alimentar un arreglo de antenas.

La alimentación a través de una línea de microtira está compuesta básicamente por una tira de material conductor de un ancho mucho menor que el largo del parche (Figura 2.4b). Esta forma de alimentación es fácil de fabricar, relativamente sencilla de modelar y simple de adaptar controlando la posición de inserción. El principal inconveniente que presenta es la radiación espuria de la línea que modifica el diagrama de radiación de la antena.

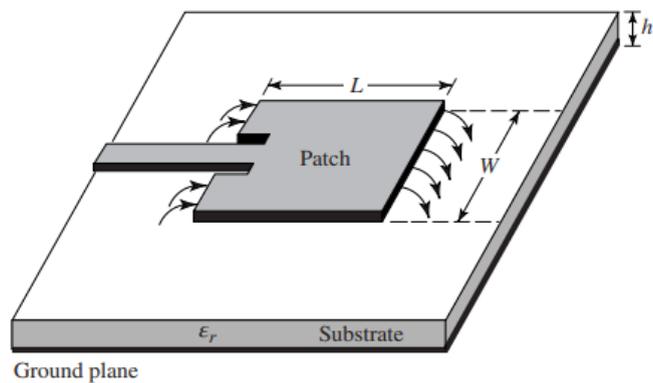
La alimentación a través del acoplamiento electromagnético de una apertura es la más compleja de fabricar. La ventaja de esta técnica es que permite la optimización del radiador y de la estructura de alimentación por separado. Al mismo tiempo tiene poca radiación espuria y baja componente de polarización cruzada. Como se ilustra en la Figura 2.4c, consiste de dos sustratos dieléctricos separados por un plano de tierra. Por debajo de este se encuentra una línea de microtira cuya energía es acoplada al radiador a través de una ranura en el plano de tierra que separa ambos sustratos. Típicamente, el sustrato inferior es angosto y de alta

permitividad, mientras que el superior es más ancho y de una constante dieléctrica menor. Este método de alimentación tiene un ancho de banda estrecho.

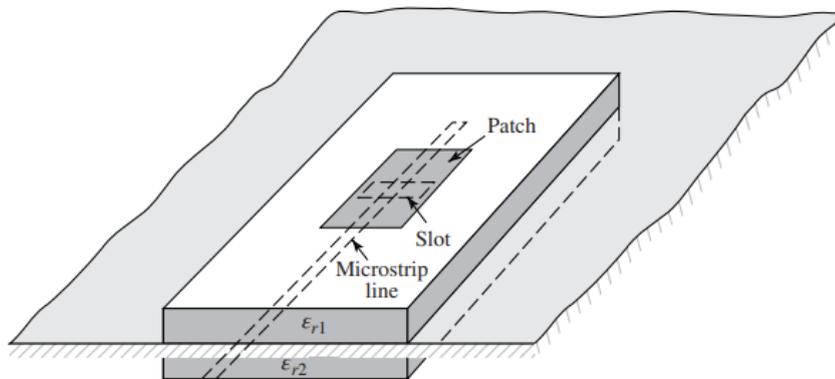
La alimentación a través de acoplamiento por proximidad (Figura 2.4d) tiene el mayor ancho de banda porcentual de los métodos presentados (tan alto como 13 %). Su modelado no es complejo y se pueden seleccionar los dieléctricos para limitar la radiación espuria. Sin embargo, su fabricación requiere dos capas de dieléctrico por lo que resulta complejo. El conductor interior es una línea de microtira terminada en un circuito abierto. La línea no está en contacto, ni es coplanar a la metalización del radiador. La energía es transferida a través de acoplamiento capacitivo.



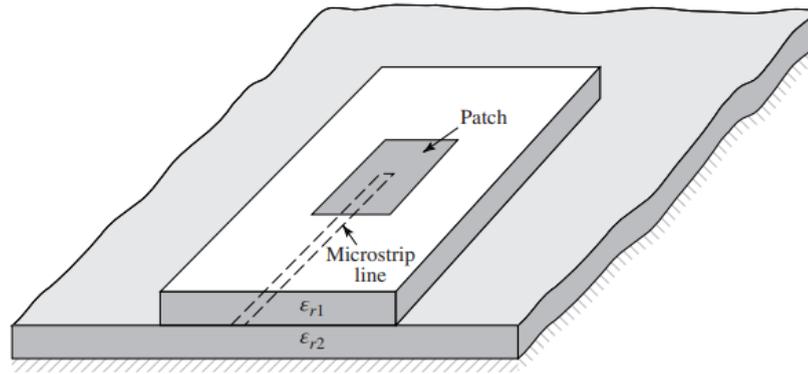
(a) Alimentación por sonda coaxial



(b) Alimentación por línea de transmisión



(c) Alimentación por acoplamiento a través de apertura



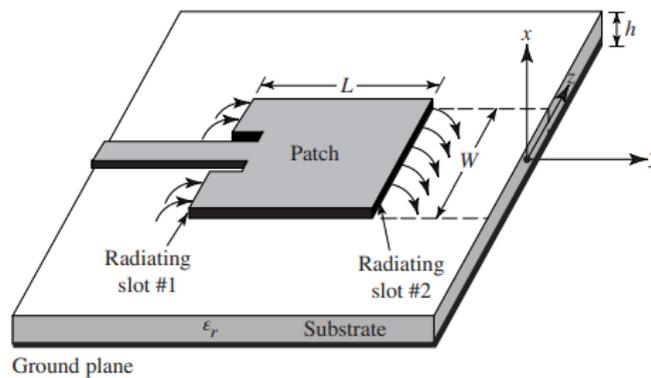
(d) Alimentación por acoplamiento por proximidad
 Figura 2.4. Alimentación típica para antenas microstrip.

3. Modelos de Análisis

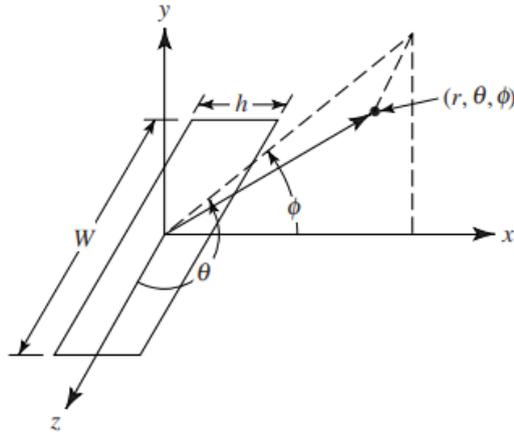
Hay muchos métodos de análisis para antenas de microtira. Los modelos más populares son la *línea de transmisión*, *cavidad resonante* y *full wave analysis* [11].

3.1. Línea de Transmisión

Es el modelo más fácil de todos, brinda una buena perspectiva física, pero es menos preciso. Para una antena microstrip rectangular (Figura 2.5), la idea consiste en representar la antena por dos aberturas (ranuras) angostas radiantes, cada una de ancho W y altura h , separadas por una línea de transmisión de baja impedancia, Z_C , y longitud L .



(a) Antena microstrip de geometría rectangular



(b) Sistema de coordenadas para cada ranura radiante
 Figura 2.5. Antena microstrip y sistema de coordenadas.

Este modelo presenta varias desventajas. Entre ellas, la extensión a formas que no sean rectangulares es compleja, no da una descripción detallada del campo debajo del parche, y los resultados obtenidos para la impedancia de entrada no son precisos. Además, con este modelo no es posible predecir las componentes de polarización cruzada por considerar un solo modo de propagación en la línea de transmisión.

3.2. Cavity Resonante

Las antenas Patch son antenas resonantes que se asemejan a cavidades resonantes con pérdidas. Para esto se supone que la cavidad está limitada por paredes eléctricas en las caras donde se encuentran las metalizaciones y paredes magnéticas, que hacen las veces de circuito abierto, en el perímetro del parche [11]. Bajo estas condiciones de contorno, es posible calcular los campos dentro de la cavidad. La solución al problema planteado de esta manera, es la de un resonador “ideal”, puramente reactivo. Por lo que es necesario agregar las pérdidas óhmicas y fundamentalmente las de radiación para obtener un valor realista de la impedancia de entrada. Esto se hace suponiendo que la distribución real de los campos no es muy diferente a la distribución del resonador ideal.

Este procedimiento y las aproximaciones involucradas en él es aceptado y se encuentra ampliamente validado por mediciones.

3.3. Full Wave Analysis

Las consideraciones que se hacen en los modelos anteriores llevan a que ninguno de los dos sea lo suficientemente exacto para modelar antenas con sustrato grueso, dipolos impresos, radiación de ondas superficiales, o formas de alimentación de mayor complejidad como acoplamiento por proximidad o a través de una apertura. Además, el modelado de geometrías arbitrarias es demasiado complicado. Por estos motivos surgen los modelos “Full Wave” que intercambian exactitud y versatilidad a cambio de complejidad numérica. Este método consiste en plantear la integral de Green de forma exacta, que es un resultado

conocido para geometrías con varias capas de distintos dieléctricos, y luego resolverla numéricamente.

4. Interpretación Física del Fenómeno de Radiación

En esta sección se arroja luz sobre el modelo de cavidad presentando una interpretación física de la formación de los campos dentro de la cavidad y la radiación a través de sus paredes laterales. De esta manera, tomando como base este modelo, se puede determinar analíticamente las propiedades de las antenas. Lo que se desea conocer es la distribución de campo fuera de la cavidad, que es la que determina las características de radiación de la antena microstrip. Sin embargo, los campos en el interior de la cavidad son las fuentes de estos campos exteriores.

Cuando se energiza la antena Patch, se establece una distribución de carga en las superficies superior e inferior del parche, así como en la superficie del plano de tierra [11], como muestra la Figura 2.6.

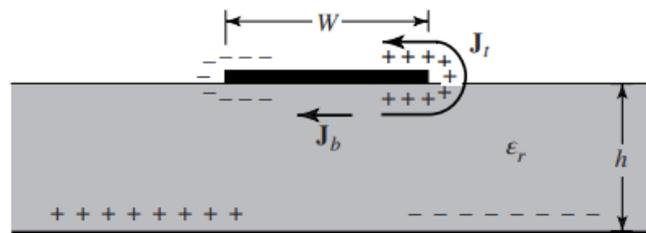


Figura 2.6. Distribución de carga y creación de densidad de corriente en el parche microstrip.

La distribución de carga es controlada por dos mecanismos: *atracción* y *repulsión*. El mecanismo de *atracción* se encuentra entre las cargas opuestas correspondientes en el lado inferior del parche y el plano de tierra, que tiende a mantener la concentración de carga debajo del parche. El mecanismo de *repulsión* se encuentra entre las cargas del mismo signo en la superficie inferior del parche, las cuales tienden a empujar algunas de estas cargas cercanas al borde hacia la superficie del parche. El movimiento de estas cargas produce las densidades de corriente J_t y J_b en las caras superior e inferior del parche, respectivamente, como se muestra en la Figura 2.6.

Debido a que la relación h/W en la mayoría de las antenas de microtira es pequeña, las fuerzas de atracción dominan por lo que la concentración de carga y el flujo de corriente permanecen debajo del parche. Una pequeña cantidad de corriente fluye alrededor de los bordes del parche hacia la superficie. Sin embargo, el flujo de corriente disminuye a medida que disminuye la relación h/W . En el límite, el flujo de corriente hacia la parte superior tiende a anularse, lo que idealmente no crearía componentes de campo magnético tangencial en los bordes del parche. Esto permite modelar las cuatro paredes laterales como superficies conductoras magnéticas perfectas que idealmente no perturbaran el campo magnético y, a su vez, las distribuciones del campo eléctrico debajo del parche. Dado que en la práctica existe una relación finita entre el ancho del parche y la altura del sustrato, aunque pequeña, los campos magnéticos tangenciales en los bordes no son exactamente cero. Sin embargo es una buena aproximación.

Por otro lado, dado que el sustrato es muy delgado comparado con la longitud de onda en el dieléctrico ($h \ll \lambda$), se puede considerar que no hay variaciones de campo magnético en la dirección perpendicular al parche. Además, h es lo suficientemente pequeño para que el efecto de campo de borde a lo largo de los límites pueda ser despreciado. Por lo tanto, el campo eléctrico será aproximadamente normal a la superficie del parche. Esta última condición permite modelar las paredes superior e inferior de la cavidad como paredes eléctricas.

Se puede observar que con estas consideraciones sólo los modelos transversales magnéticos, TM, serán posibles dentro de la cavidad.

5. Consideraciones del Modelo de Cavidad Resonante

En base al análisis cualitativo realizado en la sección anterior se puede mencionar brevemente las consideraciones hechas para este modelo:

1. Los campos no varían con x (altura, según la Figura 2.5) en el interior de la cavidad dado que $h \ll \lambda$.
2. En la región limitada por el parche y el plano de tierra, el campo eléctrico sólo tiene componente en x y el campo magnético posee sólo componentes transversales. Esto se debe a la suposición de paredes eléctricas en las caras superior e inferior de la cavidad.
3. Las corrientes eléctricas en los bordes del parche son cero, lo que implica que la componente tangencial del campo magnético a lo largo de los límites del parche es despreciable. De esta consideración se supone las paredes laterales como paredes magnéticas.

6. Consideraciones de Diseño

Generalmente, el objetivo principal en el diseño de este tipo de antenas es lograr una performance específica de alguna de sus características para la frecuencia de operación de interés. En nuestro caso, por ejemplo, se busca que la antena Patch sea una antena de gran ancho de banda con bajo nivel de polarización cruzada y que opere dentro de la *banda S*.

Si la antena de microtira se adapta a la aplicación, la primera decisión del diseñador consiste en seleccionar una geometría que cumpla con los requerimientos.

6.1. Elección del Sustrato

El primer paso en el proceso de diseño es elegir el sustrato que resulte más conveniente. Este es un material dieléctrico que en las antenas de microtira se necesita principalmente como soporte mecánico y puede afectar la performance eléctrica tanto de la antena como de la línea de transmisión. El sustrato debe satisfacer simultáneamente los requisitos mecánicos y eléctricos, lo cual muchas veces es difícil de lograr.

Un dieléctrico grueso, además de hacer la antena más robusta, incrementa la potencia radiada, reduce las pérdidas del conductor y aumenta el ancho de banda. Sin embargo, esto también incrementa el peso de la antena y las pérdidas del dieléctrico.

La constante dieléctrica relativa del sustrato, ϵ_r , tiene una influencia similar a la del espesor del mismo. Un valor bajo de ϵ_r incrementa el campo de borde en los límites del parche y de este modo incrementa la potencia radiada.

Por último, se debe tener en cuenta que un dieléctrico con un valor elevado de la tangente de pérdidas incrementará las pérdidas del sustrato. Por lo tanto, reduce la eficiencia de la antena.

6.2. Campo de Borde

Las dimensiones de las antenas de microtira determinan la frecuencia de resonancia. Este es un parámetro crítico en el diseño debido a que este tipo de antenas son de banda angosta. En este punto se debe tener en cuenta que, en la práctica, los campos no están confinados a la región delimitada por el parche como supone el modelo de cavidad resonante. Este efecto se conoce como *campo de borde* y es tenido en cuenta de diferentes maneras para cada geometría en particular.

7. Antena Rectangular

La antena Patch de geometría rectangular es por lejos la configuración más utilizada. Es sencilla de analizar utilizando tanto el modelo de línea de transmisión como el modelo de cavidad resonante. En esta sección se detallan los pasos a seguir en la determinación de las dimensiones del parche para obtener una frecuencia de resonancia específica y el punto de alimentación adecuado para lograr adaptar la antena con una línea de impedancia característica Z_0 .

En la sección 8 se mencionan de forma general los puntos a tener en cuenta para el diseño de una antena de microtira. El primer paso, como se señaló, consiste en elegir el material dieléctrico que resulte más conveniente.

7.1. Criterios de Diseño

Debido a que las dimensiones del parche son finitas a lo largo y a lo ancho, los campos en los bordes del parche sufren franjas que desbordan las dimensiones del mismo [11]. Esto se ilustra a lo largo de la longitud L en la Figura 2.3 para las dos ranuras radiantes de la antena microstrip. Lo mismo se aplica para el ancho W . La cantidad de franjas es una función de las dimensiones del parche y la altura del sustrato. Para el plano-E principal (plano xy), este efecto es una función de la relación entre la longitud L del parche y la altura h del sustrato (L/h) y la constante dieléctrica ϵ_r del sustrato. Dado que para antenas de microtira $L/h \gg 1$, el efecto de campo de borde se reduce; sin embargo, debe tenerse en cuenta ya que influye en la frecuencia de resonancia.

Para una línea de microtira como la que se muestra en la Figura 2.7(a) las líneas de campo eléctrico son, típicamente, como las que se pueden observar en la Figura 2.7(b). Esta es una línea no homogénea de dos dieléctricos; normalmente el sustrato y el aire. Como puede verse, la mayoría de las líneas de campo eléctrico residen en el sustrato y parte de estas en el aire. Siempre que la relación $W/h \gg 1$ y que $\epsilon_r \gg 1$, las líneas de campo se encuentran mayormente en el sustrato. El efecto de borde en este caso hace que la línea posea un ancho efectivo mayor que las dimensiones físicas. Dado que parte de las líneas yacen en el aire, se introduce una constante dieléctrica efectiva que da cuenta de este efecto [11].

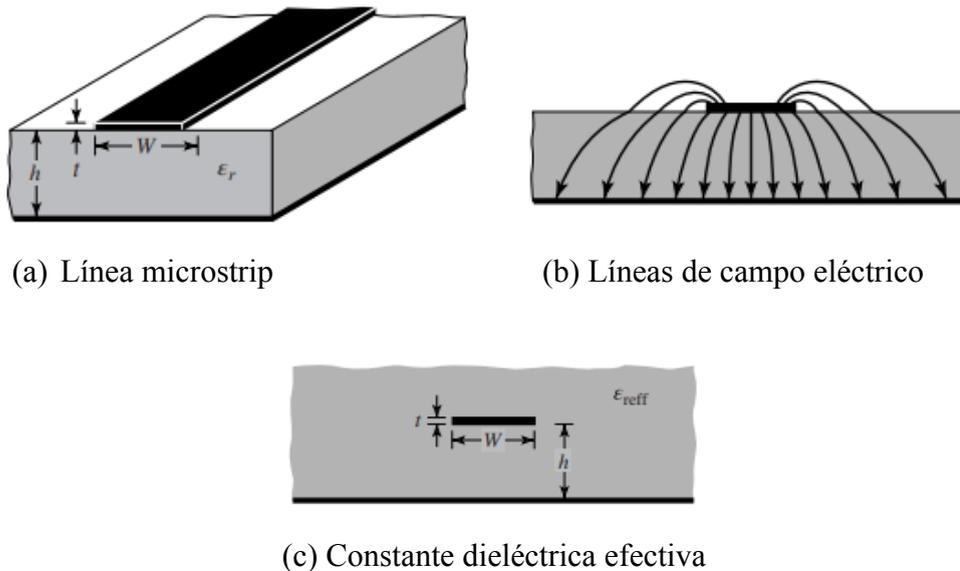


Figura 2.7. Constante dieléctrica efectiva, línea microstrip y líneas de campo eléctrico.

Para introducir esta constante dieléctrica efectiva, ϵ_{reff} , se asume que el conductor de la línea de microtira con sus dimensiones y su altura respecto al plano de tierra se encuentra en medio de un material dieléctrico homogéneo como se observa en la Figura 2.7(c). La constante dieléctrica efectiva se define como la constante dieléctrica de un material dieléctrico uniforme tal que la línea de la Figura 2.7(c) posea características idénticas a las de la línea original de la Figura 2.7(a). Para una línea de microtira con aire por sobre el sustrato, ϵ_{reff} toma valores entre $1 < \epsilon_{reff} < \epsilon_r$ [11]. En aplicaciones donde la constante dieléctrica del sustrato es mayor que la unidad ($\epsilon_r \gg 1$), el valor de ϵ_{reff} será muy cercano al valor real de la constante dieléctrica del sustrato.

La constante dieléctrica efectiva es una función de la frecuencia. Para frecuencias bajas, ϵ_{reff} es esencialmente constante. A medida que la frecuencia aumenta esta comienza a crecer tendiendo a ϵ_r . Esto se debe a que cuando la frecuencia de operación se incrementa, más líneas de campo eléctrico se concentran en el sustrato. La línea, en estas condiciones, se comporta como una línea homogénea de un único material dieléctrico (el sustrato) y el valor de la constante dieléctrica efectiva se aproxima al valor de la constante dieléctrica del sustrato.

Una fórmula muy utilizada para el cálculo de la constante dieléctrica efectiva está dada por [12]

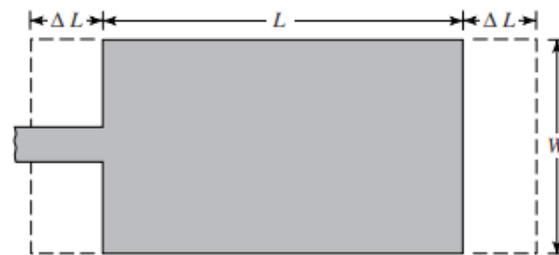
$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} \quad , \quad W/h > 1 \quad (2.35)$$

Como se mencionó, debido a los efectos de campo de borde, eléctricamente el parche de la antena parece mayor que sus dimensiones físicas. Esto se ilustra en la Figura 2.8 para el plano E principal (plano xy), donde las dimensiones del parche a lo largo de su longitud se extiende una distancia ΔL , que es una función de la constante dieléctrica efectiva ϵ_{reff} y la relación ancho-altura (W/h). Una relación aproximada muy popular y práctica para la extensión normalizada de la longitud es [11]

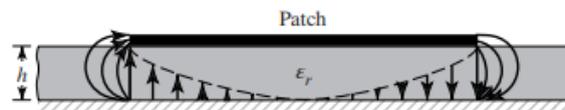
$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (2.36)$$

Dado que la longitud del parche se ha ampliado en ΔL en cada lado, la longitud efectiva del parche ahora es ($L = \lambda/2$ para el modo TM_{010} dominante sin efecto de campo de borde)

$$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L \quad (2.37)$$



(a) Vista superior



(b) Vista lateral

Figura 2.8. Longitud física y efectiva de una antena Patch rectangular.

Para el modo TM_{010} dominante, la frecuencia de resonancia de la antena microstrip es una función de su longitud. Usualmente está dada por

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.38)$$

donde v_0 es la velocidad de la luz en el espacio libre. Dado que (2.38) no tiene en cuenta el efecto de campo de borde, debe modificarse para incluirlo y debe calcularse utilizando [11]

$$\begin{aligned} (f_{rc})_{010} &= \frac{1}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{1}{2(L+2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \\ &= q \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = q \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \end{aligned} \quad (2.39)$$

donde

$$q = \frac{(f_{rc})_{010}}{(f_r)_{010}} : \text{factor marginal (factor de reducción de longitud)}$$

La frecuencia de resonancia diseñada, basada en el efecto de campo de borde, es más baja a medida que el parche parece más largo, como se indica en la Figura 2.8. La disminución de la frecuencia de resonancia debido a este efecto suele ser del 2 al 6 %.

En base a las fórmulas presentadas se puede hacer un resumen de los pasos a seguir en el diseño de una antena de microtira rectangular. Los datos que se deben especificar son: la frecuencia de resonancia f_r , la constante dieléctrica ϵ_r y la altura h del sustrato. Se busca determinar las dimensiones del parche W y L . El procedimiento es el siguiente:

1. Para un radiador eficiente, un ancho práctico que lleva a buenas eficiencias de radiación es [11]

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\mu_0\epsilon_0}}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r+1}} = \frac{v_0}{2f_r}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r+1}} \quad (2.40)$$

2. Determinar la constante dieléctrica efectiva de la antena microstrip utilizando (2.35).
3. Una vez hallada la longitud W usando (2.40), determinar la extensión de longitud ΔL utilizando (2.36).
4. Ahora puede determinarse la longitud real del parche resolviendo (2.39) para L o

$$L = \frac{1}{2f_r\sqrt{\epsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (2.41)$$

Una vez determinadas las dimensiones del parche para un dado sustrato y frecuencia de operación, el siguiente paso en el diseño de la antena consiste en establecer el punto de alimentación, de modo que haya adaptación entre la línea de transmisión y la antena de microtira. Una técnica de adaptación muy habitual consiste en utilizar una línea de alimentación insertada a una distancia y_0 desde el borde de la antena Patch, como se muestra en la Figura 2.9. Esta técnica puede ser utilizada efectivamente para ajustar el valor de la impedancia de entrada resonante de la antena, de modo tal que se pueda adaptar la antena a la impedancia característica de la línea microstrip.

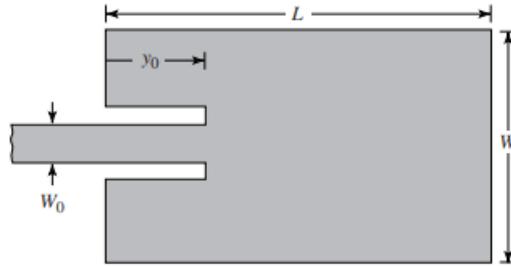


Figura 2.9. Inserción de alimentación de la línea micristrip.

El valor máximo de la impedancia de entrada resonante ocurre en el borde del parche ($y_0 = 0$), donde el voltaje es máximo y la corriente es mínima; los valores típicos varían entre 150 y 300 ohms. El valor mínimo (cero) ocurre en el centro del parche ($y_0 = L/2$) donde el voltaje es cero y la corriente es máxima. A medida que el punto de alimentación insertado se mueve desde el borde hacia el centro del parche, la impedancia de entrada resonante disminuye monótonamente y llega a cero en el centro [11].

8. Resumen

En esta parte del capítulo se realizó una descripción general de la tecnología de antenas de microtira. Además, se presentó una interpretación física del fenómeno de radiación y se introdujo de forma general el modelo de cavidad resonante. Por otra parte, se introdujo el criterio de diseño que sirve como guía para desarrollar un modelo válido al problema planteado.

Sección III

Circuitos de RF

Se analizan los circuitos de microondas/RF que forman parte del elemento radiante -el transformador de cuarto de onda y el acoplador direccional-.

1. El Transformador de Cuarto de Onda

El transformador de cuarto de onda es un circuito simple y útil para adaptar una impedancia de carga real a una línea de transmisión [12]. Una característica adicional del transformador de cuarto de onda es que puede extenderse a diseños de varias secciones de manera metódica para proporcionar un ancho de banda más amplio. Si solo se requiere una adaptación de impedancia de banda estrecha, puede ser suficiente un transformador de una sola sección.

Un inconveniente de este transformador es que solo puede adaptar una impedancia de carga real. Sin embargo, una impedancia de carga compleja siempre se puede transformar en una impedancia real, utilizando una longitud de línea de transmisión apropiada entre la carga y el transformador, o un elemento reactivo en serie o en paralelo apropiado. Estas técnicas generalmente alteran la dependencia de la frecuencia de la carga, y esto a menudo tiene el efecto de reducir el ancho de banda de la adaptación.

Aquí se hará enfoque en el rendimiento del ancho de banda del transformador en función de la desadaptación de la carga. El circuito transformador de adaptación de cuarto de onda de una sola sección se muestra en la Figura 2.10, con la impedancia característica de la sección de adaptación dada como

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L} \quad (2.42)$$

A la frecuencia de diseño, f_0 , la longitud eléctrica de la sección de adaptación es $\lambda_0/4$, pero a otras frecuencias la longitud es diferente, por lo que ya no se obtiene una adaptación perfecta. Por lo tanto, se obtendrá una expresión aproximada para la desadaptación de impedancia resultante en función de la frecuencia.

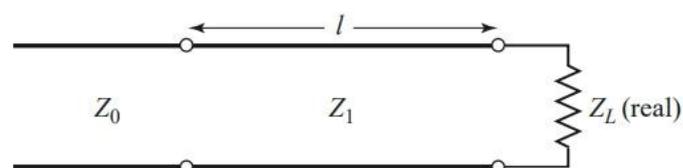


Figura 2.10. Transformador de adaptación de cuarto de onda de una sola sección. $l = \lambda_0/4$ a la frecuencia de diseño f_0 .

La impedancia de entrada que se ve en la sección correspondiente es

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z_L + jZ_1 t}{Z_1 + jZ_L t} \quad (2.43)$$

donde $t = \tan \beta l = \tan \theta$, y $\beta l = \theta = \pi/2$ en la frecuencia de diseño f_0 [12]. El coeficiente de reflexión resultante es

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} = \frac{Z_1(Z_L - Z_0) + jt(Z_1^2 - Z_0 Z_L)}{Z_1(Z_L + Z_0) + jt(Z_1^2 + Z_0 Z_L)} \quad (2.44)$$

Ya que $Z_1^2 = Z_0 Z_L$, (2.44) se reduce a

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0 + j2t\sqrt{Z_0 Z_L}} \quad (2.45)$$

La magnitud del coeficiente de reflexión es

$$\begin{aligned} |\Gamma| &= \frac{|Z_L - Z_0|}{\left[(Z_L + Z_0)^2 + 4t^2 Z_0 Z_L\right]^{1/2}} \\ &= \frac{1}{\left\{(Z_L + Z_0)^2 / (Z_L - Z_0)^2 + \left[4t^2 Z_0 Z_L / (Z_L - Z_0)^2\right]\right\}^{1/2}} \\ &= \frac{1}{\left\{1 + \left[4Z_0 Z_L / (Z_L - Z_0)^2\right] + \left[4Z_0 Z_L t^2 / (Z_L - Z_0)^2\right]\right\}^{1/2}} \\ &= \frac{1}{\left\{1 + \left[4Z_0 Z_L / (Z_L - Z_0)^2\right] \sec^2 \theta\right\}^{1/2}} \end{aligned} \quad (2.46)$$

ya que $1 + t^2 = 1 + \tan^2 \theta = \sec^2 \theta$.

Si se asume que la frecuencia de operación es cercana a la frecuencia de diseño f_0 , luego $l \approx \lambda_0/4$ y $\theta \approx \pi/2$. Luego $\sec^2 \theta \gg 1$ y (2.46) se reduce a

$$|\Gamma| \approx \frac{|Z_L - Z_0|}{2\sqrt{Z_0 Z_L}} |\cos \theta| \quad \text{para } \theta \text{ cercano a } \pi/2 \quad (2.47)$$

Este resultado proporciona la desadaptación aproximada del transformador de cuarto de onda cerca de la frecuencia de diseño, como se muestra en la Figura 2.11.

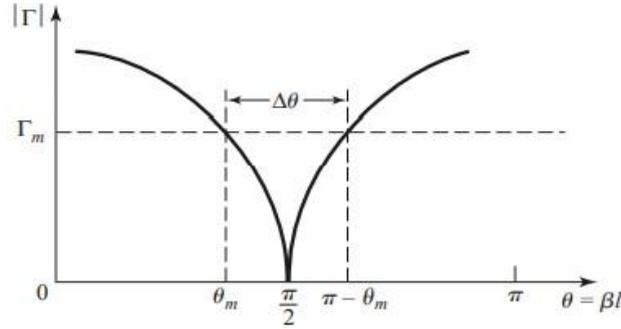


Figura 2.11. Comportamiento aproximado de la magnitud del coeficiente de reflexión para un transformador de cuarto de onda de una sola sección que opera cerca de su frecuencia de diseño.

Si se establece un valor máximo, Γ_m , para una magnitud de coeficiente de reflexión aceptable, entonces el ancho de banda del transformador de adaptación se puede definir como [12]

$$\Delta\theta = 2\left(\frac{\pi}{2} - \theta_m\right) \quad (2.48)$$

ya que la respuesta de (2.46) es simétrica respecto a $\theta = \pi/2$, y $\Gamma = \Gamma_m$ en $\theta = \theta_m$ y en $\theta = \pi - \theta_m$. Igualando Γ_m a la expresión exacta de la magnitud del coeficiente de reflexión en (2.46) permite resolver para θ_m :

$$\frac{1}{\Gamma_m^2} = 1 + \left(\frac{2\sqrt{Z_0 Z_L}}{Z_L - Z_0} \sec \theta_m\right)^2$$

o

$$\cos \theta_m = \frac{\Gamma_m}{\sqrt{1 - \Gamma_m^2}} \frac{2\sqrt{Z_0 Z_L}}{|Z_L - Z_0|} \quad (2.49)$$

Si se asumen líneas TEM, luego

$$\theta = \beta l = \frac{2\pi f}{v_p} \frac{v_p}{4f_0} = \frac{\pi f}{2f_0} \quad (2.50)$$

donde v_p es la velocidad de fase de la línea. Entonces la frecuencia del borde inferior de la banda en $\theta = \theta_m$ es

$$f_m = \frac{2\theta_m f_0}{\pi} \quad (2.51)$$

y el ancho de banda fraccional usando (2.49) es

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{2(f_0 - f_m)}{f_0} = 2 - \frac{2f_m}{f_0} = 2 - \frac{4\theta_m}{\pi}$$

$$= 2 - \frac{4}{\pi} \cos^{-1} \left[\frac{\Gamma_m}{\sqrt{1-\Gamma_m^2}} \frac{2\sqrt{Z_0 Z_L}}{|Z_L - Z_0|} \right] \quad (2.52)$$

El ancho de banda fraccional generalmente es expresado como porcentaje, $100\Delta f/f_0$ %. Además, hay que tener en cuenta que el ancho de banda del transformador aumenta a medida que Z_L se aproxima a Z_0 (una carga menos desigual).

Los resultados anteriores son estrictamente válidos sólo para líneas TEM. Cuando se utilizan líneas que no son TEM (como las guías de ondas), la constante de propagación ya no es una función lineal de la frecuencia y la impedancia de la onda dependerá de la frecuencia [12]. Estos factores sirven para complicar el comportamiento general de los transformadores de cuarto de onda para líneas que no son TEM, pero en la práctica, el ancho de banda del transformador suele ser lo suficientemente pequeño como para que estas complicaciones no afecten sustancialmente el resultado.

Otro factor ignorado en el análisis anterior es el efecto de las reactancias asociadas con las discontinuidades cuando hay un cambio de paso en las dimensiones de una línea de transmisión. Esto a menudo se puede compensar haciendo un pequeño ajuste en la longitud de la sección correspondiente.

La Figura 2.12 muestra un gráfico de la magnitud del coeficiente de reflexión frente a la frecuencia normalizada para varias cargas no adaptadas. Puede notarse la tendencia de un mayor ancho de banda para desajustes de cargas más pequeñas.

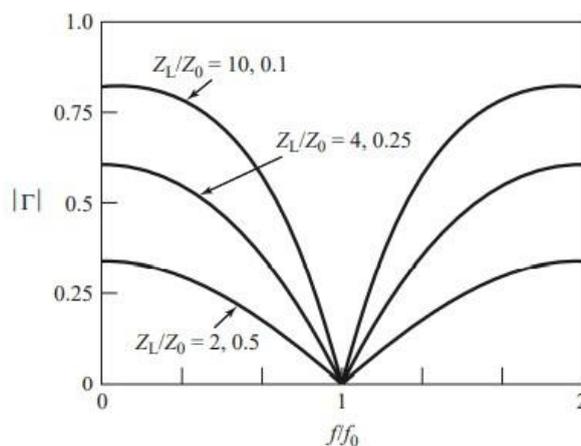


Figura 2.12. Magnitud del coeficiente de reflexión en función de la frecuencia para un transformador de acoplamiento de cuarto de onda de una sola sección con varias cargas desadaptadas.

2. Acoplador Direccional de Líneas Paralelas

Los acopladores direccionales son componentes de microondas pasivos que se utilizan para la división o combinación de potencia, como se ilustra en la Figura 2.13. En la división de potencia, una señal de entrada se divide en dos (o más) señales de salida de menor

potencia, mientras que en un combinador de potencia acepta dos o más señales de entrada y las combina en un puerto de salida [12]. El acoplador o divisor puede tener tres puertos, cuatro puertos o más, y puede ser (idealmente) sin pérdidas. Los divisores de potencia generalmente proporcionan señales de salida en fase con una relación de división de igual potencia (3 dB), pero también son posibles relaciones de división de potencia desiguales. Los acopladores direccionales se pueden diseñar para una división de potencia arbitraria.

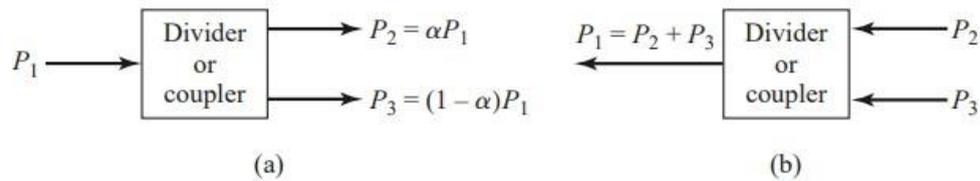


Figura 2.13. División y combinación de potencia. (a) División de potencia. (b) Combinación de potencia.

2.1. Propiedades Básicas

Cuando dos líneas de transmisión sin blindaje están muy cerca, la energía se puede acoplar de una línea a la otra debido a la interacción de los campos electromagnéticos [12]. Estas líneas se denominan *líneas de transmisión acopladas* y, por lo general, constan de tres conductores próximos, aunque se pueden utilizar más conductores. La Figura 2.14 muestra varios ejemplos de líneas de transmisión acopladas.

Las líneas acopladas que se muestran en la Figura 2.14 son simétricas, lo que significa que las dos tiras conductoras tienen el mismo ancho y posición con respecto a tierra; esto simplifica el análisis de su funcionamiento.

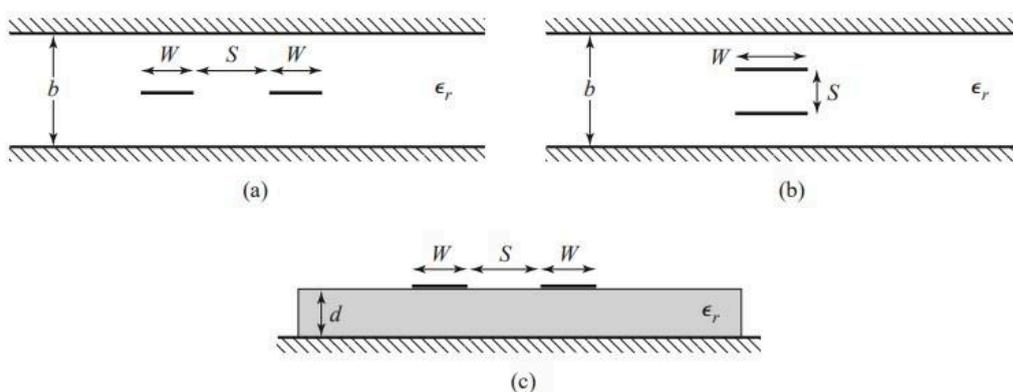


Figura 2.14. Diversas geometrías de líneas de transmisión acopladas. (a) Stripline acoplado (planar o borde acoplado). (b) Stripline acoplado (apilado). (c) Líneas microstrip acopladas.

2.2. Teoría de Línea Acoplada

Las líneas acopladas de la Figura 2.14, u otras líneas simétricas de tres conductores, se pueden representar mediante la estructura y el circuito equivalente que se muestra en la Figura 2.15. Si se asume propagación TEM, las características eléctricas de las líneas acopladas se pueden determinar completamente a partir de las capacidades efectivas entre las líneas y la velocidad de propagación en la línea [12].

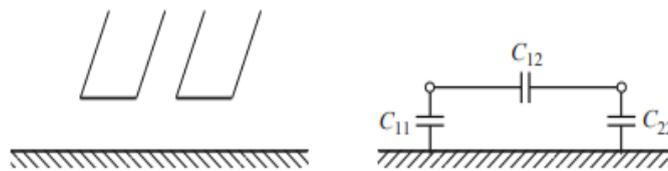
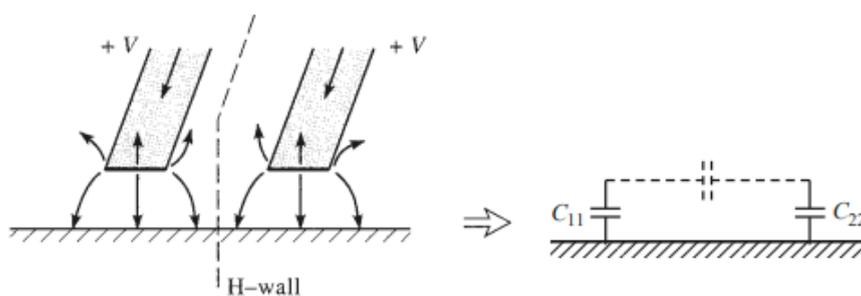


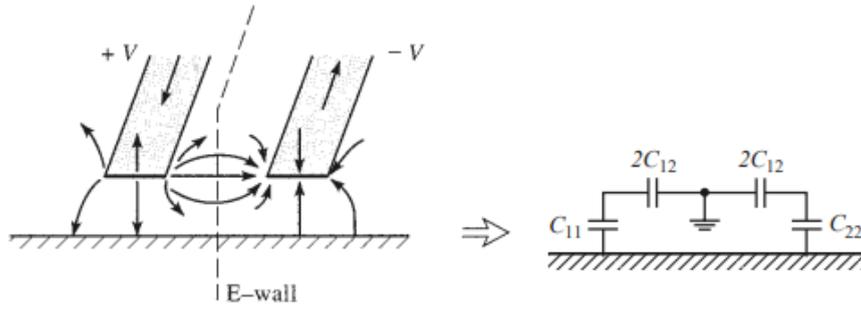
Figura 2.15. Línea de transmisión acoplada de tres conductores y su red de capacitancia equivalente.

Como se muestra en la Figura 2.15, C_{12} representa la capacitancia entre las dos líneas conductoras, y C_{11} y C_{22} representa la capacitancia entre una línea conductora y tierra. Debido a que las líneas conductoras son idénticas en tamaño y ubicación en relación con el conductor de tierra, se cumple que $C_{11} = C_{22}$. Nótese que la designación de “tierra” para el tercer conductor no tiene especial relevancia más allá de que sea conveniente, ya que en muchas aplicaciones este conductor es el plano de tierra de un circuito stripline o microstrip [12].

Ahora se consideran dos tipos especiales de excitación para la línea acoplada: el *modo par*, donde las corrientes en las líneas conductoras son iguales en amplitud y dirección; y el *modo impar*, donde las corrientes en las líneas conductoras son iguales en amplitud pero en direcciones opuestas [12]. Las líneas de campo para estos dos casos se ilustran en la Figura 2.16.



(a) Excitación en modo par



(b) Excitación en modo impar

Figura 2.16. Excitaciones en modo par e impar para una línea acoplada y las redes de capacitancias equivalentes resultantes.

Debido a que la línea es TEM, la constante de propagación y la velocidad de fase son las mismas para ambos modos: $\beta = \omega/v_p$ y $v_p = v_0/\sqrt{\epsilon_r}$, donde ϵ_r es la permitividad relativa de la línea TEM.

Para el modo par, el campo eléctrico tiene una simetría uniforme con respecto a la línea central y no fluye corriente entre las dos líneas conductoras [12]. Esto se representa en su circuito equivalente, donde C_{12} está efectivamente en circuito abierto. La capacitancia entre cualquiera de las líneas y tierra resulta ser, para el modo par,

$$C_e = C_{11} = C_{22} \quad (2.53)$$

asumiendo que las dos líneas conductoras son idénticas en tamaño y ubicación. Entonces la impedancia característica para el modo par es

$$Z_{0e} = \sqrt{\frac{L_e}{C_e}} = \frac{\sqrt{L_e C_e}}{C_e} = \frac{1}{v_p C_e} \quad (2.54)$$

Para el modo impar, las líneas del campo eléctrico tienen una simetría impar con respecto a la línea central y existe un voltaje nulo entre las dos líneas conductoras. Se puede pensar esto como un plano de tierra a través del medio de C_{12} , lo que conduce al circuito equivalente que se muestra en la Figura 2.16(b). En este caso la capacitancia resultante entre la línea conductora y tierra es

$$C_o = C_{11} + 2C_{12} = C_{22} + 2C_{12} \quad (2.55)$$

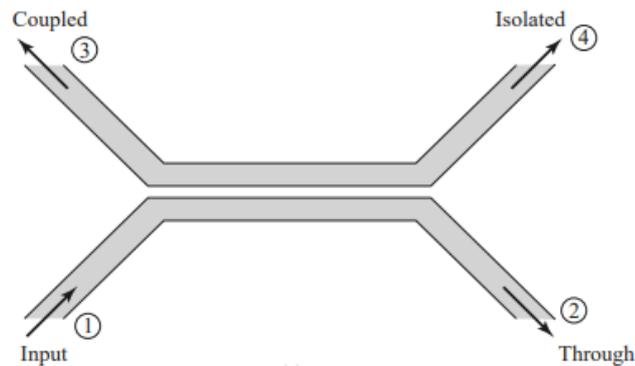
y la impedancia característica para el modo impar es

$$Z_{0o} = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} = \frac{\sqrt{L_o C_o}}{C_o} = \frac{1}{v_p C_o} \quad (2.56)$$

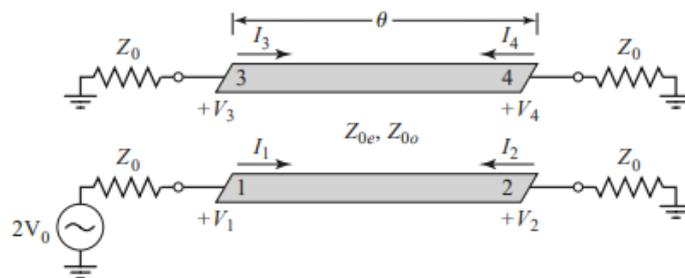
En otras palabras, Z_{0e} (Z_{0o}) es la impedancia característica de una de las líneas conductoras con respecto a tierra cuando la línea acoplada funciona en el modo par (impar).

2.3. Diseño de Acopladores de Líneas Paralelas

Con las definiciones anteriores de las impedancias características de modo par e impar, se puede aplicar un análisis de modo par-impar a una longitud de línea acoplada para llegar a las ecuaciones de diseño de un acoplador de línea paralela de una sección. Tal línea se muestra en la Figura 2.17.



(a) Geometría y designación de puertos



(b) Circuito esquemático

Figura 2.17. Acoplador de líneas paralelas de una sola sección.

Esta red de cuatro puertos está terminada en una impedancia Z_0 en tres de sus cuatro puertos y se alimenta con un generador de voltaje $2V_0$ e impedancia interna Z_0 en el puerto 1 [12]. Se demostrará que se puede diseñar un acoplador con acoplamiento arbitrario tal que la entrada (puerto 1) está adaptada, mientras que el puerto 4 está aislado. El puerto 2 es el puerto directo y el puerto 3 es el puerto acoplado. En la Figura 2.17 se entiende que un conductor de tierra es común a ambas líneas conductoras.

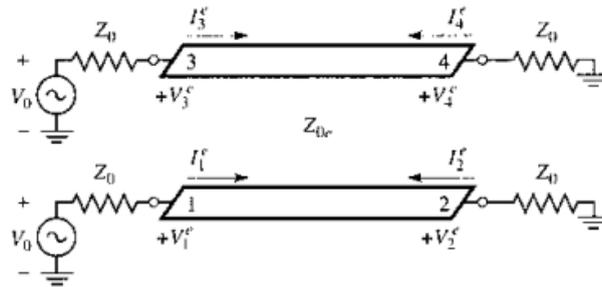
Para este problema se aplica la técnica de análisis del modo par-impar en conjunto con los voltajes y corrientes en la línea. Entonces, por superposición, la excitación en el puerto 1 de la Figura 2.17 puede tratarse como la suma de las excitaciones de modo par e impar que se muestran en la Figura 2.18. Por simetría se puede observar que

$$I_1^e = I_3^e, I_4^e = I_2^e, V_1^e = V_3^e \text{ y } V_4^e = V_2^e$$

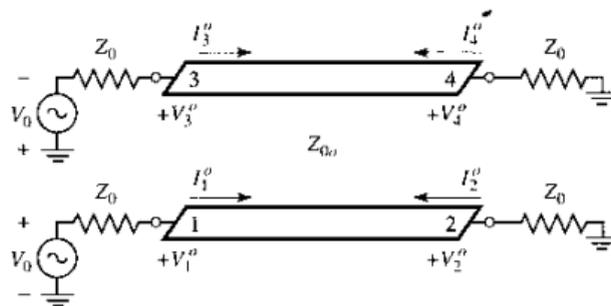
para el modo par, mientras que

$$I_1^o = -I_3^o, I_4^o = -I_2^o, V_1^o = -V_3^o \text{ y } V_4^o = -V_2^o$$

para el modo impar.



(a) Modo par



(b) Modo impar

Figura 2.18. Descomposición del circuito acoplador de líneas paralelas de la Figura 2.17 en excitaciones de modo par e impar.

La impedancia de entrada en el puerto 1 del acoplador de la Figura 2.17 puede expresarse como

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_1^e + V_1^o}{I_1^e + I_1^o} \quad (2.57)$$

Sea Z_{in}^e la impedancia de entrada en el puerto 1 para el modo par, y Z_{in}^o la impedancia de entrada para el modo impar, entonces

$$Z_{in}^e = Z_{0e} \frac{Z_0 + jZ_{0e} \tan\theta}{Z_{0e} + jZ_0 \tan\theta} \quad (2.58)$$

$$Z_{in}^o = Z_{0o} \frac{Z_0 + jZ_{0o} \tan\theta}{Z_{0o} + jZ_0 \tan\theta} \quad (2.58a)$$

ya que, para cada modo, la línea parece una línea de transmisión de impedancia característica Z_{0e} o Z_{0o} terminada en una impedancia de carga Z_0 . Luego por división de voltaje,

$$V_1^o = V_0 \frac{Z_{in}^o}{Z_{in}^o + Z_0} \quad (2.59)$$

$$V_1^e = V_0 \frac{Z_{in}^e}{Z_{in}^e + Z_0} \quad (2.59a)$$

y

$$I_1^0 = \frac{V_0}{Z_{in}^o + Z_0} \quad (2.60)$$

$$I_1^e = \frac{V_0}{Z_{in}^e + Z_0} \quad (2.60a)$$

Utilizando estos resultados en (2.57) se obtiene

$$Z_{in} = \frac{Z_{in}^o(Z_{in}^e + Z_0) + Z_{in}^e(Z_{in}^o + Z_0)}{Z_{in}^e + Z_{in}^o + 2Z_0} = Z_0 + \frac{2(Z_{in}^o Z_{in}^e - Z_0^2)}{Z_{in}^e + Z_{in}^o + 2Z_0} \quad (2.61)$$

Ahora si se hace

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e} Z_{0o}} \quad (2.62)$$

luego (2.58) y (2.58a) se reduce a

$$Z_{in}^e = Z_{0e} \frac{\sqrt{Z_{0o}} + j\sqrt{Z_{0e}} \tan\theta}{\sqrt{Z_{0e}} + j\sqrt{Z_{0o}} \tan\theta} \quad (2.63)$$

$$Z_{in}^o = Z_{0o} \frac{\sqrt{Z_{0e}} + j\sqrt{Z_{0o}} \tan\theta}{\sqrt{Z_{0o}} + j\sqrt{Z_{0e}} \tan\theta} \quad (2.63a)$$

entonces $Z_{in}^e Z_{in}^o = Z_{0e} Z_{0o} = Z_0^2$, y (2.61) se reduce a

$$Z_{in} = Z_0 \quad (2.64)$$

Por lo tanto, siempre que se satisfaga (2.62), el puerto 1 (y por simetría todos los demás puertos) estará adaptado.

Ahora bien, si se cumple (2.62), de modo que $Z_{in} = Z_0$, se obtiene que $V_1 = V_0$ por división de voltaje. El voltaje en el puerto 3 es

$$V_3 = V_3^e + V_3^o = V_1^e - V_1^o = V_0 \left[\frac{Z_{in}^e}{Z_{in}^e + Z_0} - \frac{Z_{in}^o}{Z_{in}^o + Z_0} \right] \quad (2.65)$$

utilizando (2.59) y (2.59a). De (2.58), (2.58a) y (2.62) se puede demostrar que

$$\frac{Z_{in}^e}{Z_{in}^e + Z_0} = \frac{Z_0 + jZ_{0e} \tan\theta}{2Z_0 + j(Z_{0e} + Z_{0o}) \tan\theta} \quad (2.66)$$

$$\frac{Z_{in}^o}{Z_{in}^o + Z_0} = \frac{Z_0 + jZ_{0o} \tan\theta}{2Z_0 + j(Z_{0e} + Z_{0o}) \tan\theta} \quad (2.66a)$$

por lo que (2.65) se reduce a

$$V_3 = V_0 \frac{j(Z_{0e} - Z_{0o}) \tan \theta}{2Z_0 + j(Z_{0e} + Z_{0o}) \tan \theta} \quad (2.67)$$

Se define el coeficiente de acoplamiento, C , como [12]

$$C = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} \quad (2.68)$$

que en realidad es el coeficiente de acoplamiento de voltaje de banda media, V_3/V_0 . Entonces

$$\sqrt{1 - C^2} = \frac{2Z_0}{Z_{0e} + Z_{0o}} \quad (2.69)$$

por lo que

$$V_3 = V_0 \frac{jC \tan \theta}{\sqrt{1 - C^2} + j \tan \theta} \quad (2.70)$$

Similarmente, se puede demostrar que

$$V_4 = V_4^e + V_4^o = V_2^e - V_2^o = 0 \quad (2.71)$$

$$V_2 = V_2^e + V_2^o = V_0 \frac{\sqrt{1 - C^2}}{\sqrt{1 - C^2} \cos \theta + j \sin \theta} \quad (2.72)$$

Las ecuaciones (2.70) y (2.72) se pueden utilizar para graficar los voltajes de puerto acoplado y directo en función de la frecuencia, como muestra la Figura 2.19 [12]. A frecuencias muy bajas ($\theta \ll \pi/2$), prácticamente toda la energía se transmite a través del puerto 2 sin que se acople al puerto 3. Para $\theta = \pi/2$, el acoplamiento al puerto 3 está en su primer máximo; este es el lugar donde generalmente se opera el acoplador, para una línea de tamaño pequeño y mínima pérdida. De lo contrario, la respuesta es periódica, con máximos en V_3 para $\theta = \pi/2, 3\pi/2, \dots$

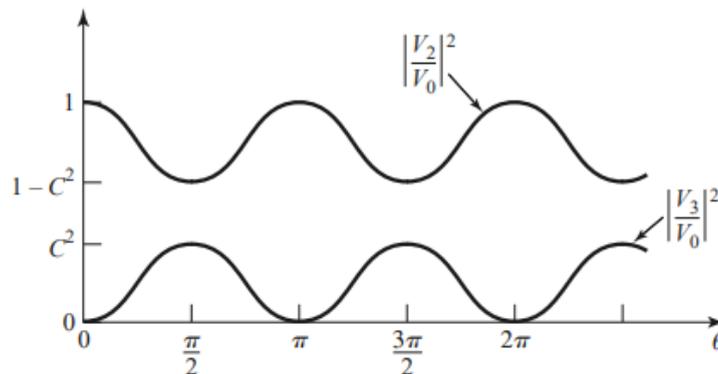


Figura 2.19. Voltaje del puerto acoplado y puerto directo (al cuadrado) en función de la frecuencia para el acoplador de línea paralela de la Figura 2.17.

Para $\theta = \pi/2$, el acoplador tiene una longitud de $\lambda/4$, y (2.70) y (2.72) se reducen a

$$\frac{V_3}{V_0} = C \quad (2.73)$$

$$\frac{V_2}{V_0} = -j\sqrt{1 - C^2} \quad (2.74)$$

lo que muestra que $C < 1$ es el factor de acoplamiento de voltaje a la frecuencia de diseño $\theta = \pi/2$. Nótese que estos resultados satisfacen la conservación de la energía ya que $P_{in} = (1/2)|V_0|^2/Z_0$, mientras que las potencias de salida son $P_2 = (1/2)|V_2|^2/Z_0 = (1/2)(1 - C^2)|V_0|^2/Z_0$, $P_3 = (1/2)|C|^2|V_0|^2/Z_0$ y $P_4 = 0$, de modo que $P_{in} = P_2 + P_3 + P_4$. También se puede observar que hay un cambio de fase de 90° entre los dos puertos de salida (puerto 2 y puerto 3); por lo tanto, este acoplador de longitud $\lambda/4$ se puede utilizar como un acoplador híbrido en cuadratura. Además, siempre que se satisfaga (2.62), el acoplador estará adaptado a la entrada y tendrá un aislamiento perfecto en cualquier frecuencia.

Finalmente, si se especifica la impedancia característica, Z_0 , y el coeficiente de acoplamiento de voltaje, C , entonces las siguientes ecuaciones de diseño para las impedancias características de modo par e impar requeridas se pueden derivar fácilmente de (2.62) y (2.68) [12]:

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} \quad (2.75)$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}} \quad (2.75a)$$

3. Resumen

Se presentaron los conceptos teóricos de dos circuitos básicos de RF. En primer lugar, un circuito simple y útil para adaptar una impedancia de carga real a una línea de transmisión denominado *transformador de cuarto de onda*. Se hizo foco en el rendimiento del ancho de banda del transformador en función de la desadaptación de la carga, la cual a su vez es dependiente de la frecuencia. En segundo lugar, se habló de un circuito utilizado para la división o combinación de potencia denominado *acoplador direccional*. Partiendo de los modelos de excitación par-impar se obtuvieron las ecuaciones de diseño para un acoplador direccional de líneas paralelas de una sección de acoplamiento arbitrario. Por último, para obtener el máximo acoplamiento de un acoplador, se halló que se debe ajustar la longitud de la línea acoplada a $\lambda/4$, siendo λ la longitud de onda en la frecuencia de diseño f_0 .

Conclusión

En esta parte del trabajo se adquirieron las herramientas necesarias para poder diseñar una antena de microtira y un acoplador direccional de líneas paralelas de cuarto de onda. Para esto fue necesario estudiar teoría de antenas y teoría de microondas, y en particular emplear sus resultados al analizar las antenas Patch y el acoplador. De esta manera se pudo comprender el mecanismo de radiación de las antenas de microtira y el funcionamiento de los acopladores. Se exhortó que para determinar las características de la antena como radiador era necesario determinar la distribución de campo debajo del parche. Para ello se empleó el modelo de cavidad resonante, el cual es un buen compromiso entre exactitud y complejidad.

En la Sección II se estudió una geometría de metalización muy conocida: la rectangular. A partir del modelo de cavidad resonante estudiado fueron halladas expresiones analíticas sencillas que sirven para calcular los principales parámetros de interés de la antena. A su vez se presentó una guía con los criterios fundamentales necesarios para el diseño de la antena. En la Sección III se analizó el comportamiento de dos circuitos sencillos y muy utilizados: el transformador de cuarto de onda y el acoplador direccional de líneas paralelas. Con estos resultados, y combinando ambos circuitos, se logra obtener un acoplador direccional de cuarto de onda con las propiedades de cada uno de ellos: adaptar una carga real al puerto aislado del acoplador; mejorar el ancho de banda y obtener el máximo acoplamiento posible de la línea acoplada.

A pesar de que los modelos teóricos dan resultados aproximados que sólo sirven como punto de partida para el diseño, estos permiten comprender el fenómeno bajo estudio y la relación que existe entre los parámetros que el diseñador controla.

Capítulo III

Diseño y Simulación

Organización del Capítulo III

Partiendo del trabajo de investigación presentado en el Capítulo I, se desarrolla el diseño de un elemento radiante del arreglo de antenas para analizar sus características y comprobar si es viable su aplicación. De esta manera, se da inicio al proceso de diseño de una antena Patch de doble polarización lineal para realizar mediciones meteorológicas polarimétricas en Banda S. En primer lugar, la Sección I presenta el análisis del diseño de una antena Patch convencional de un puerto utilizando el modelo de cavidad resonante. Luego, se analiza el diseño de la misma antena con doble polarización. En la Sección II se presenta el diseño de los acopladores direccionales de microtira y la integración de los mismos en la antena de doble polarización. Estos acopladores están diseñados para acoplar un nivel de potencia determinada de las líneas de transmisión principales a la antena en toda la banda de frecuencias de interés con el objetivo de aumentar el ancho de banda de la antena parche. Por último, en la Sección III se propone reducir el nivel de polarización cruzada diseñando una antena con configuración de alimentación diferencial para la polarización vertical. Todo el proceso de diseño se realiza mediante la herramienta de diseño CST Studio Microwave y el post procesamiento de los datos a través de la herramienta MATLAB.

Sección I

Elementos Radiantes

Este es el primer paso en nuestro diseño para alcanzar el modelo de antena parche de alimentación diferencial. Como primera medida se aborda el diseño de una antena parche convencional de geometría rectangular alimentada por una línea de transmisión. En esta etapa se utilizan los criterios de diseño descritos en el Capítulo II, tales como la elección adecuada del sustrato, determinar las dimensiones del parche microstrip y emplear una técnica de adaptación. El objetivo aquí es analizar las características de eficiencia y ancho de banda del parche en función de la adaptación y las características del sustrato.

Como segunda medida, se diseña una antena parche rectangular alimentada por dos líneas de transmisión partiendo de la antena de un puerto, de manera de obtener la doble polarización. Este diseño servirá para realizar una comparación de las características logradas por la alimentación diferencial, descrita en la Sección III.

1. Elemento Parche de un Puerto

1.1. Diseño

En primer lugar se propone que el rango de frecuencia de la antena esté entre 2.7 y 3.1 GHz. Por lo tanto, la frecuencia de diseño o frecuencia de resonancia es $f_r = 2.9$ GHz y el ancho de banda relativo es 14% aproximadamente. Estos requerimientos son ambiciosos para una antena tipo parche y serán verificados en este primer diseño. El segundo paso consiste en seleccionar el sustrato que servirá como soporte mecánico para la antena Patch. De los sustratos disponibles en el laboratorio para implementar el diseño, se utiliza inicialmente el laminado $RO4350B^{\circledR}$ de Rogers Corporation. El mismo posee un espesor de 1,524 mm y permitividad relativa de 3,66. Utilizando esta información se obtienen las dimensiones iniciales del parche microstrip partiendo de las ecuaciones de diseño planteadas en el Capítulo II. Conociendo la constante dieléctrica del sustrato, la altura del mismo y la frecuencia de resonancia, o frecuencia de diseño de la antena Patch, se pueden obtener mediante las ecuaciones (2.40) y (2.41):

$W = 33,88$ mm: ancho del parche microstrip

$L = 29,22$ mm: largo del parche microstrip

Una vez determinadas las dimensiones del parche para este sustrato, el siguiente paso en el diseño de la antena consiste en establecer el punto de alimentación sobre uno de los bordes resonantes del parche e insertar la línea de transmisión utilizada para obtener

adaptación entre la misma y la antena de microtira. En la Figura 3.1 se muestra el diseño inicial de la antena Patch con un puerto de alimentación.

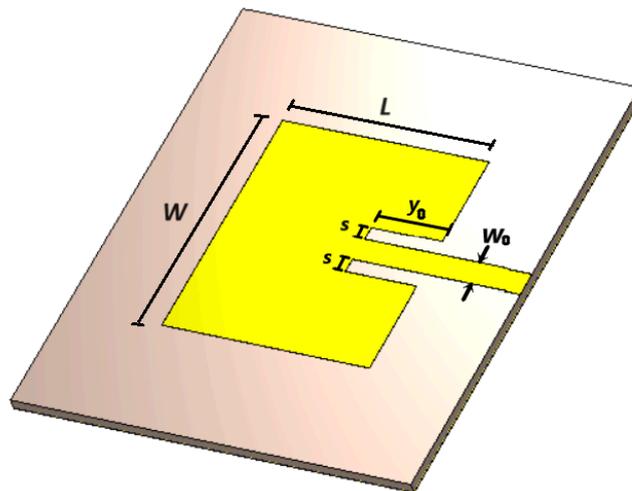


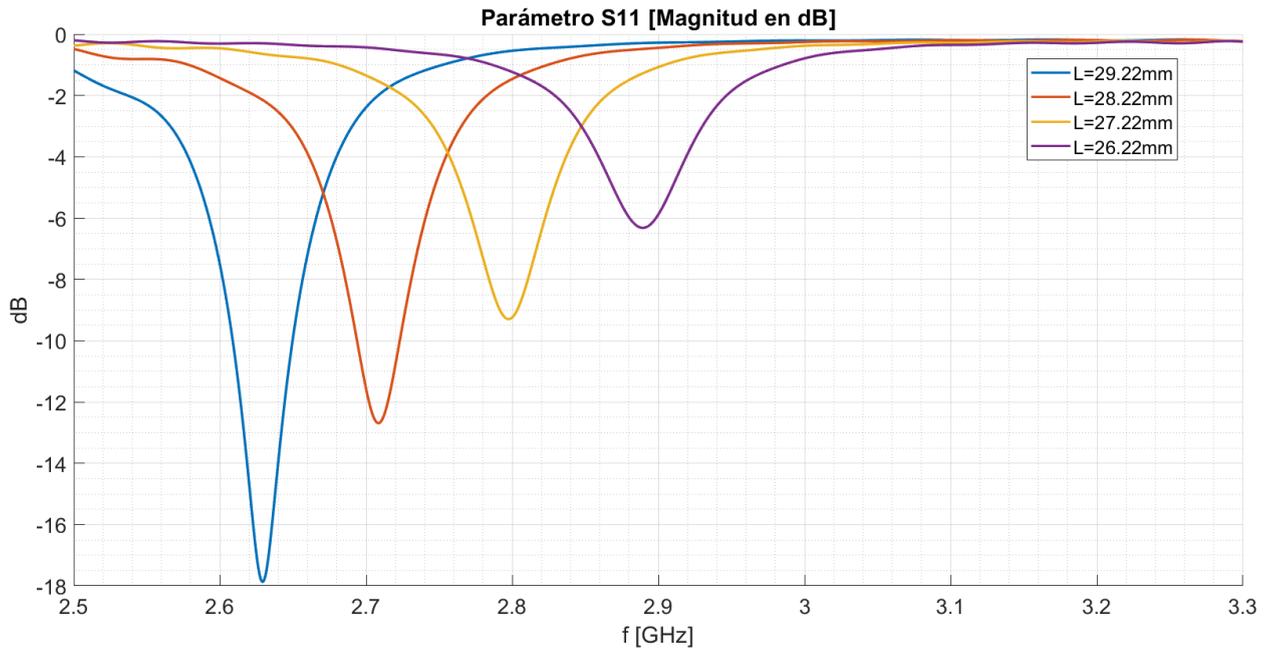
Figura 3.1. Antena microstrip alimentada por una línea de transmisión.

Se utilizó una línea de transmisión con un ancho inicial de 3,36 mm para obtener una impedancia característica de 50 ohm, y una distancia de inserción de la línea sobre el parche, denotada y_0 , de 10 mm. Al insertar la línea de transmisión en el elemento parche se introduce una muesca física, s , que se puede modelar como una capacitancia que influye ligeramente en la frecuencia de resonancia de la antena. Para analizar dicha influencia se generaron variaciones de 1 mm a 2 mm de la muesca observando variaciones de la frecuencia de resonancia menores al 1% por lo que en el diseño se considera una muesca de 2 mm. En cuanto al tamaño de la placa, se considera lo suficientemente grande para evitar problemas de efecto de borde por discontinuidades del sustrato en el parche radiante.

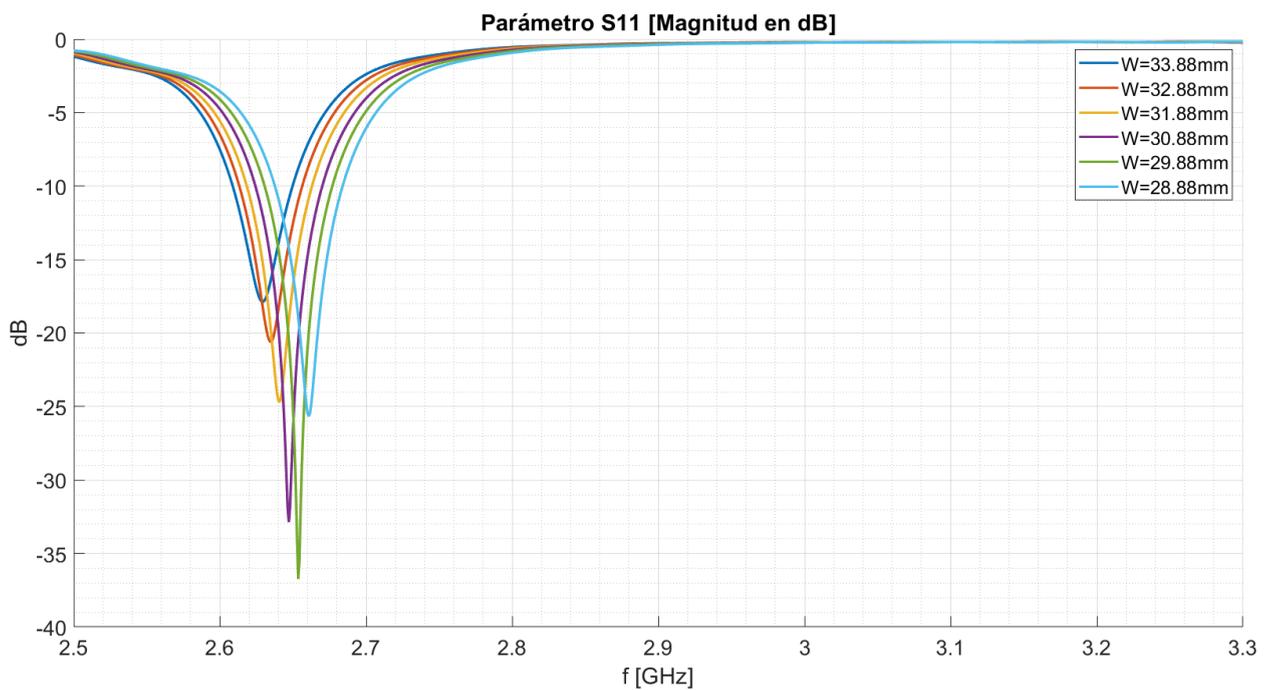
El ancho de banda de este tipo de antenas resonantes está definido por el rango de frecuencias de adaptación de la misma. Por lo tanto, para determinar las dimensiones finales del diseño tanto del elemento parche como la línea de transmisión, se realizan reiteradas simulaciones variando las longitudes de la arquitectura con el fin de lograr una buena relación entre el ancho de banda y la adaptación de la antena. Las dimensiones analizadas son: el largo del parche, L ; el ancho del parche, W ; la distancia donde se inserta la línea de transmisión desde el borde del parche, y_0 ; y el ancho de la línea W_0 . Para obtener los resultados de simulación se varía un parámetro a la vez mientras que el resto toman los valores iniciales definidos previamente.

1.2. Resultados

La magnitud del parámetro S_{11} está directamente relacionada con las pérdidas por retorno y el concepto de adaptación de la antena. Por este motivo se analiza su comportamiento para los distintos resultados generados.



(a) Variación del largo del parche, L

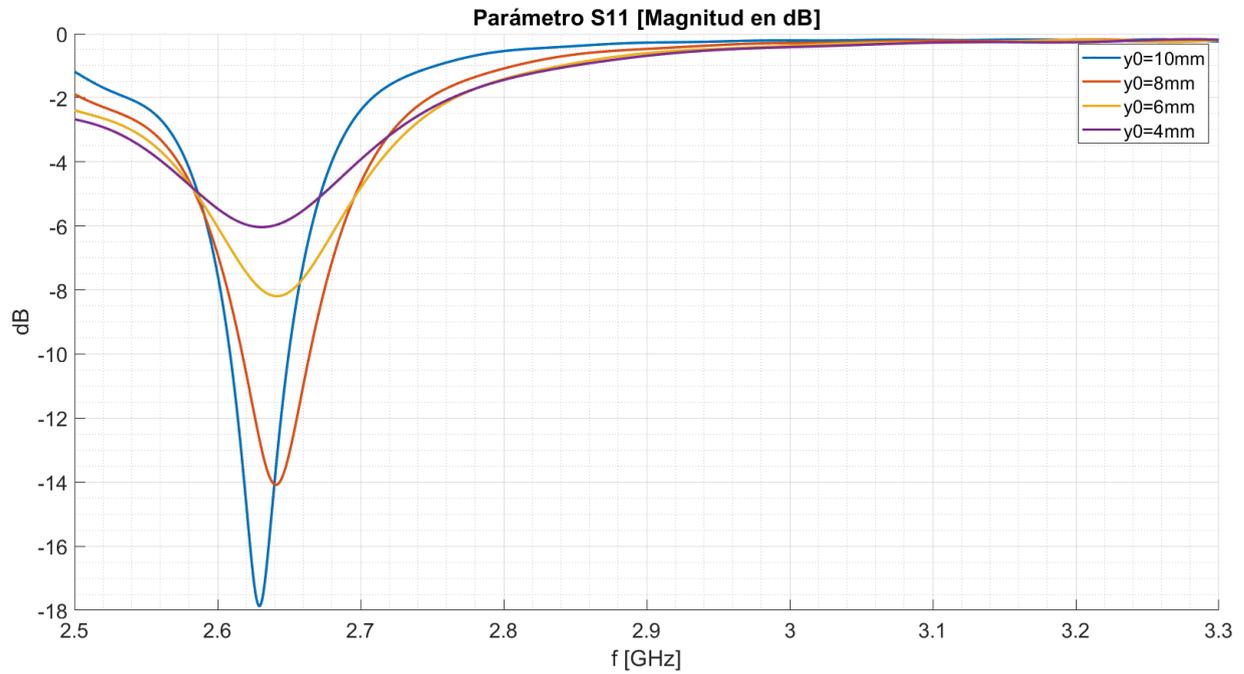


(b) Variación del ancho del parche, W

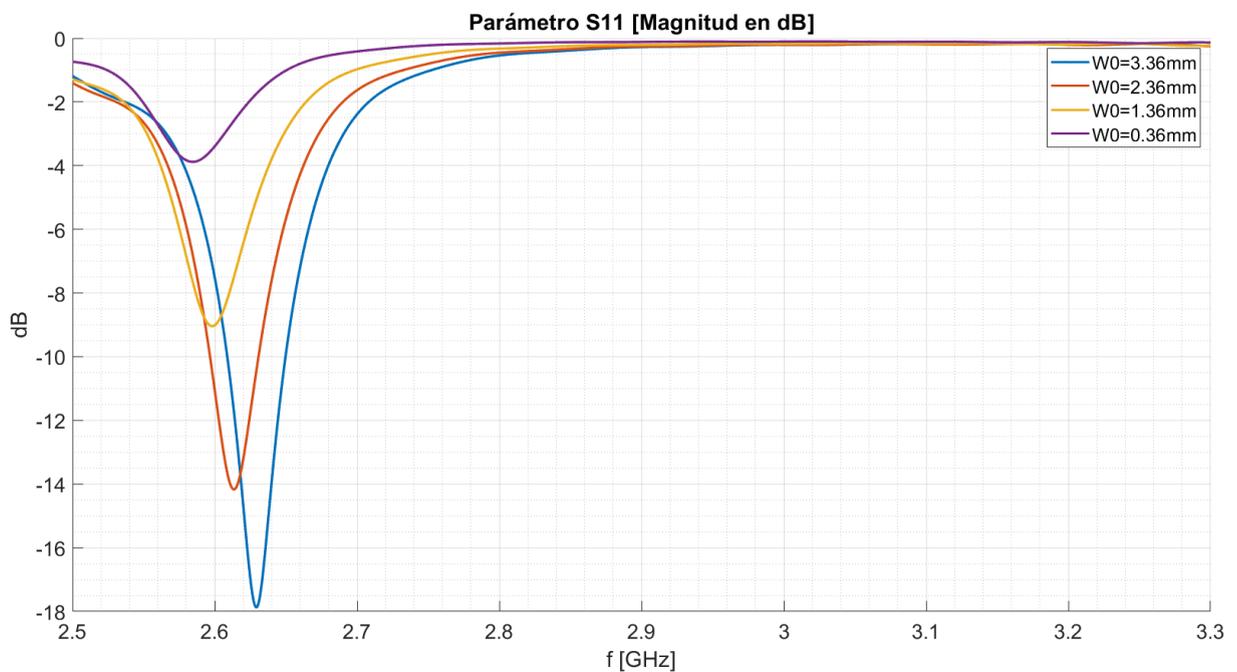
Figura 3.2. Comportamiento del parámetro S_{11} ante cambios en las dimensiones del elemento parche.

La Figura 3.2 muestra los resultados para distintas dimensiones del largo y ancho del parche, donde se puede observar que la frecuencia de resonancia varía significativamente con L y muy poco con W . Puede observarse que la antena está resonando a una frecuencia cercana a 2.6 GHz (es decir, está adaptada a esa frecuencia) cuando el largo del elemento parche es

29,22 mm y comienza a resonar en la frecuencia de diseño cuando disminuye su valor cerca de 26 mm. En cuanto al ancho W del parche, se observa que la antena mejora la adaptación a medida que este disminuye, excepto cuando W es menor a la longitud L .



(a) Variación del punto de alimentación, y_0



(b) Variación del ancho de la línea de transmisión, W_0

Figura 3.3. Comportamiento del parámetro S_{11} ante el ajuste de (a) el punto de alimentación y (b) el ancho de la línea de transmisión.

La Figura 3.3 presenta los resultados de adaptación para diferentes valores del ancho de la línea de transmisión, W_0 , y la distancia de inserción, y_0 , en el parche. Se observa que disminuir la distancia y_0 logra una mejora en el ancho de banda de la antenna a costa de una degradación de la adaptación. Por otro lado, aumentar el ancho de la línea, W_0 , produce una mejora en la adaptación pero a su vez esta mejora reduce el ancho de banda.

En particular, se observa que no se pueden alcanzar las características de ancho de banda deseadas en ninguno de los casos. Por lo tanto, se decide agregar otro parámetro de diseño: la altura o espesor del sustrato, h . Para analizar las características de ancho de banda y la adaptación en este caso se generaron resultados de la eficiencia de la antenna para distintos valores del espesor del sustrato. La Figura 3.4 muestra que hay una mejora en la eficiencia de la antenna a medida que aumenta el grosor del laminado. En concordancia con la teoría, cabe recordar que un dieléctrico grueso, además de hacer la antenna más robusta, incrementa la potencia radiada, reduce las pérdidas del conductor y aumenta el ancho de banda. Sin embargo, esto también incrementa el peso de la antenna y las pérdidas del dieléctrico, además de aumentar la radiación espuria de la línea de transmisión.

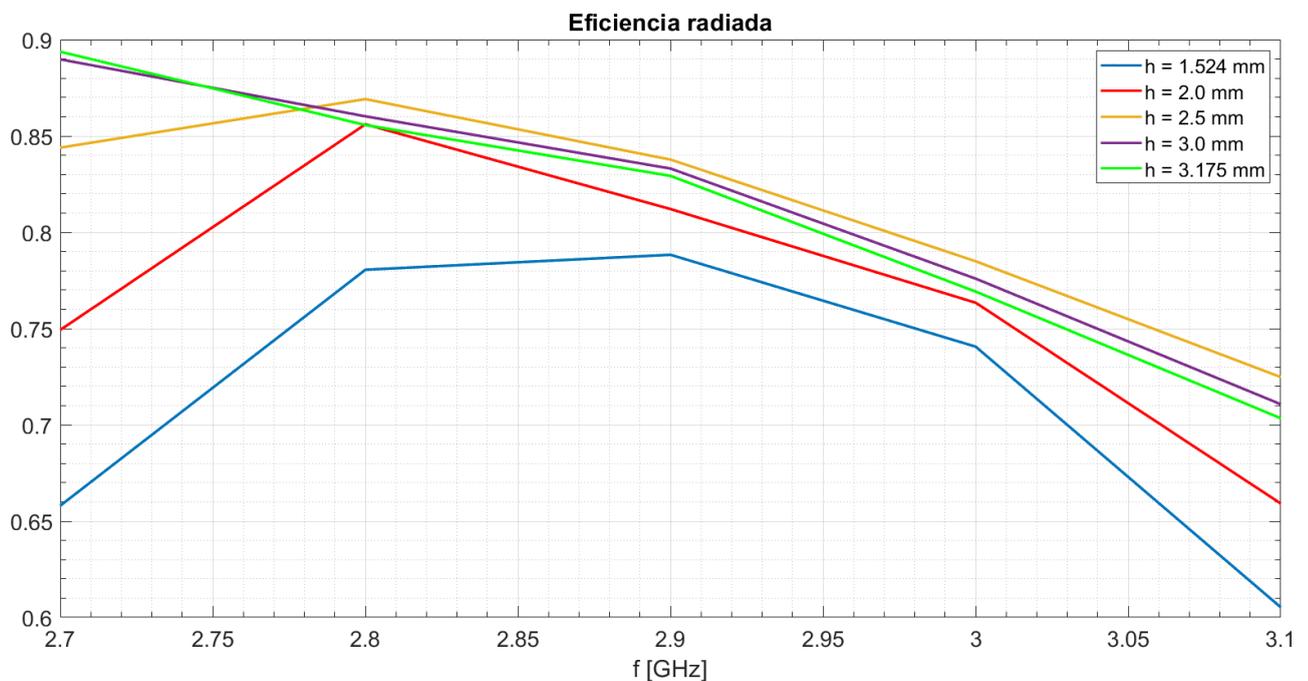


Figura 3.4. Eficiencia radiada para distintos valores de h .

El resultado de la eficiencia indica que la antenna presenta mejoras en las características de radiación para frecuencias bajas a medida que el espesor del sustrato aumenta. En otras palabras, la frecuencia de resonancia es menor cuando aumenta el grosor del sustrato. Para resolver esto se modifica el largo, L , del elemento parche ya que este es el parámetro de diseño principal para determinar la frecuencia de resonancia de la antenna. A partir de estos resultados se considera la utilización de un sustrato grueso. En particular, de los sustratos disponibles en el laboratorio para implementar la antenna, se elige el sustrato *RT/duroid® 6002* de Rogers Corporation, que presenta un espesor de 3,05 mm y constante

dieléctrica 2,94. Introduciendo los datos del nuevo material en el software de diseño, se modificó el largo de la antena para obtener la frecuencia de resonancia en 2.9 GHz, y en la Figura 3.5 se muestra el resultado de la eficiencia radiada.

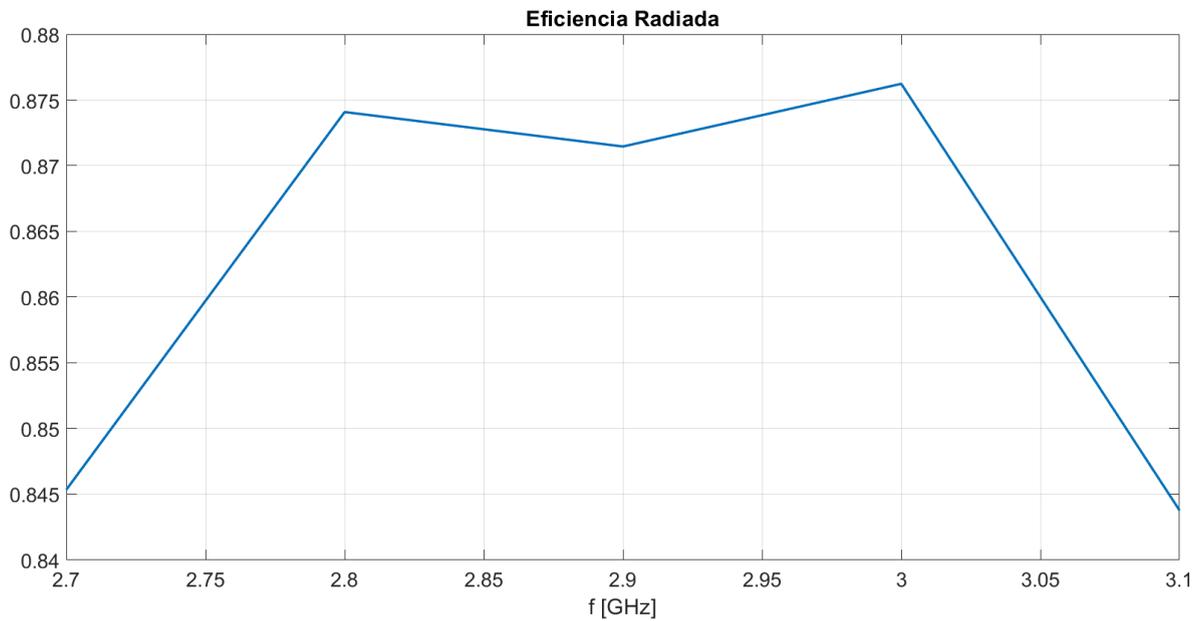


Figura 3.5. Eficiencia radiada de la antena Patch. $h = 3,05$ mm.

Este resultado muestra que la eficiencia aumenta considerablemente en comparación con todos los resultados de la Figura 3.4. Esto se debe al aumento del espesor así como también a la constante dieléctrica y tangente de pérdida menores que el sustrato anterior. Esto se muestra en la Tabla 3.1. La constante dieléctrica relativa del sustrato, ϵ_r , tiene una influencia similar a la del espesor del mismo. Un valor bajo de ϵ_r incrementa el campo de borde en los límites del parche y de este modo incrementa la potencia radiada y en consecuencia mejora la eficiencia radiada. Por otro lado, un valor elevado de la tangente de pérdidas incrementa las pérdidas del sustrato. Por lo tanto, reduce la eficiencia de la antena.

<i>RO4350B</i> [®]	<i>RT/duroid</i> [®] 6002
$h = 1,524$ mm	$h = 3,05$ mm
$\epsilon_r = 3,66$	$\epsilon_r = 2,94$
$\tan \delta = 0,0037$	$\tan \delta = 0,0012$

Tabla 3.1. Comparación de los sustratos considerados en el diseño.

Dado que se obtuvieron mejores resultados (entre 84% y 88% de eficiencia radiada), de ahora en más se continúa el proceso de diseño con el nuevo sustrato. Dicho proceso, inicia nuevamente el análisis de adaptación, ancho de banda y eficiencia a medida que se ajustan las dimensiones de los parámetros de diseño, manteniendo el espesor del sustrato en 3,05 mm.

La arquitectura del diseño final de esta sección se presenta en la Figura 3.6 y sus dimensiones en la Tabla 3.2.

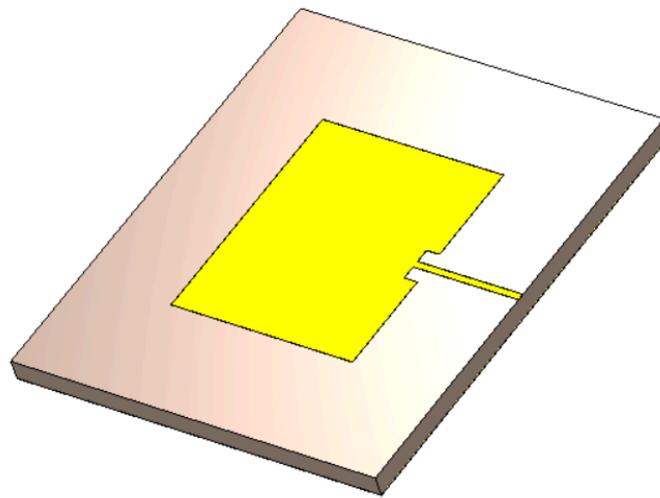


Figura 3.6. Antena Patch de un puerto.

<i>Parámetro</i>	<i>Descripción</i>	<i>Dimensión [mm]</i>
h	espesor del dieléctrico	3,05
L	largo del parche microstrip	28
W	ancho del parche microstrip	34
y_0	distancia de inserción de línea empotrada desde el borde del parche	2
W_0	ancho de la línea de transmisión	1

Tabla 3.2. Parámetros de diseño.

2. Elemento Parche de Dos Puertos

Como primera medida, y partiendo del diseño planteado previamente, se diseña una nueva antena de iguales características pero con la adición de una línea de alimentación al elemento parche. La nueva línea de alimentación excita al elemento parche por uno de los bordes perpendiculares al borde donde se encuentra la línea de alimentación ya existente para lograr la doble polarización.

2.1. Diseño

En la Figura 3.7 se muestra el diseño preliminar de esta nueva antena. Para el agregado de los dos puertos de excitación se tuvo en cuenta el diseño del elemento radiante final presentado en la Figura 1.4 donde hay dos líneas principales, las cuales se asumen a la misma distancia de la antena. Por lo tanto, la longitud de cada línea será diferente para cumplir esta condición.

Se establece, con respecto a la longitud de las líneas microstrip, que la longitud inicial para la excitación de polarización horizontal sea $\lambda/4$ (15 mm) y para la excitación de polarización vertical $\lambda/2$ (30 mm), donde λ es la longitud de onda en la frecuencia de diseño.

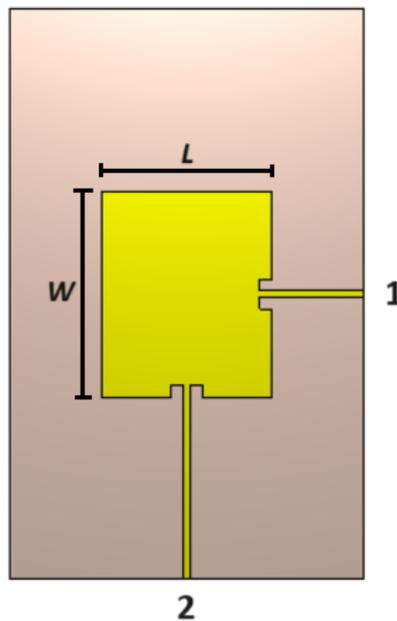


Figura 3.7. Diseño preliminar de la antena de dos puntos de alimentación.

2.2. Resultados

Como se puede observar en la Figura 3.7, la nueva línea de alimentación corresponde a la excitación de polarización vertical o puerto 2, mientras que la excitación de polarización horizontal es generada por el puerto 1 de la antena. Dado que la eficiencia para el puerto 1 está resuelta, el proceso de diseño dicta que si se desea obtener una buena eficiencia radiada para el puerto 2, el parámetro de diseño que se debe ajustar es la longitud del ancho del elemento parche, W , ya que este es el parámetro más crítico que determina la frecuencia donde resuena la antena en la polarización vertical. En la Figura 3.8 se muestran las curvas de eficiencia para distintos valores de W .

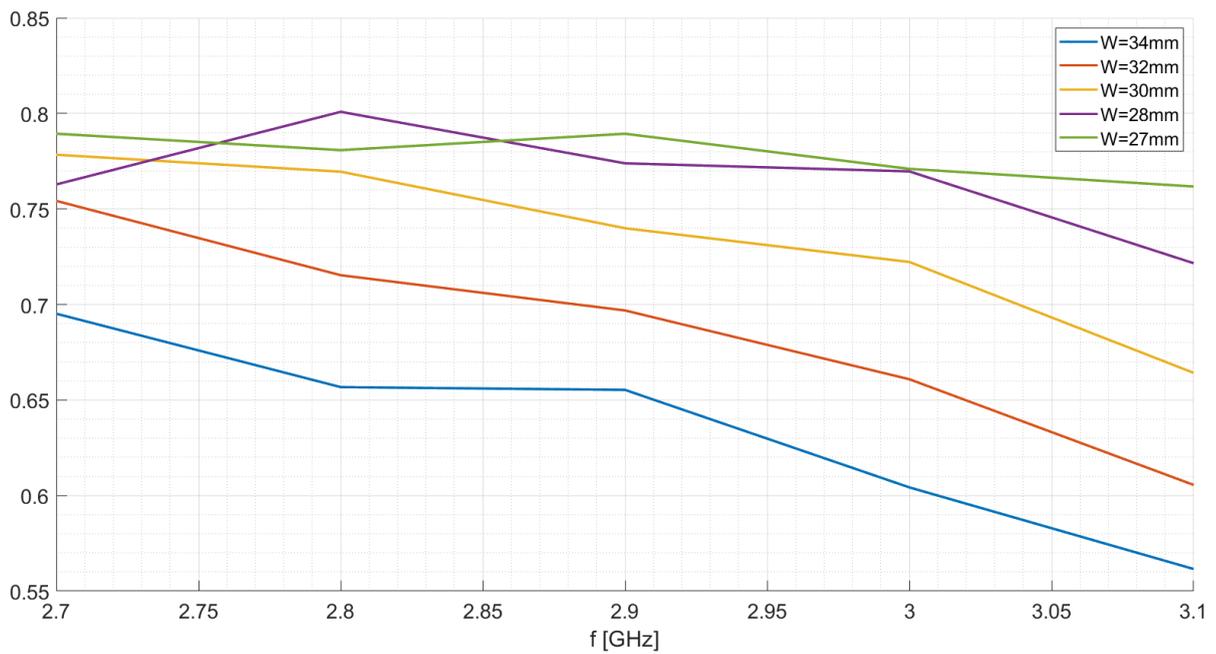


Figura 3.8. Eficiencia radiada para distintos valores de W .

Otro resultado importante que se observa durante el diseño es el nivel de polarización cruzada que existe entre los dos puertos. Como criterio de desempeño de la antena para una buena pureza de polarización, se determina que el nivel de polarización cruzada debe estar por debajo de -20 dB en toda la banda de frecuencias. En la Figura 3.9 se muestra el sistema de coordenadas para el análisis de la antena y en la Figura 3.10 se muestra el diagrama de radiación de la antena a distintas frecuencias.

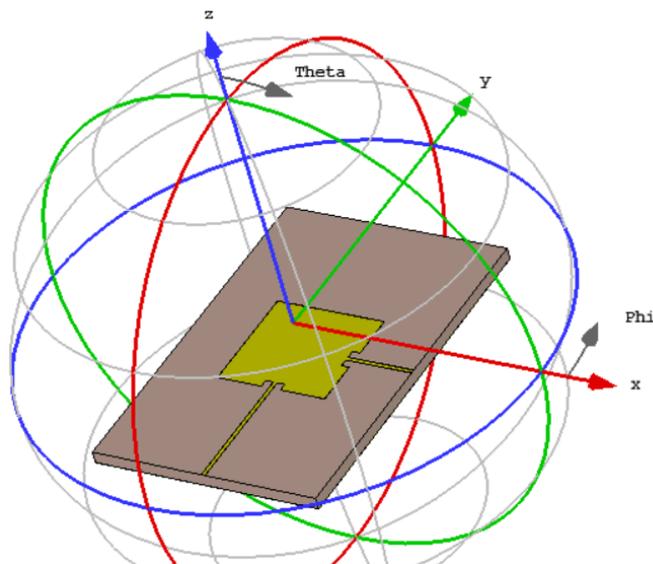
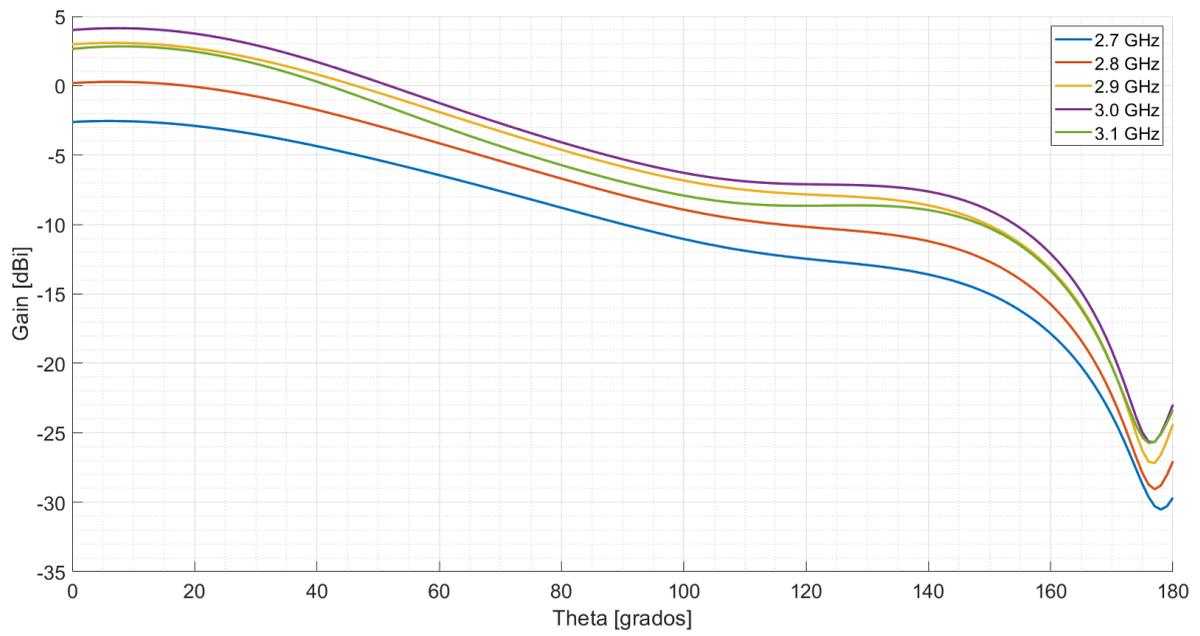
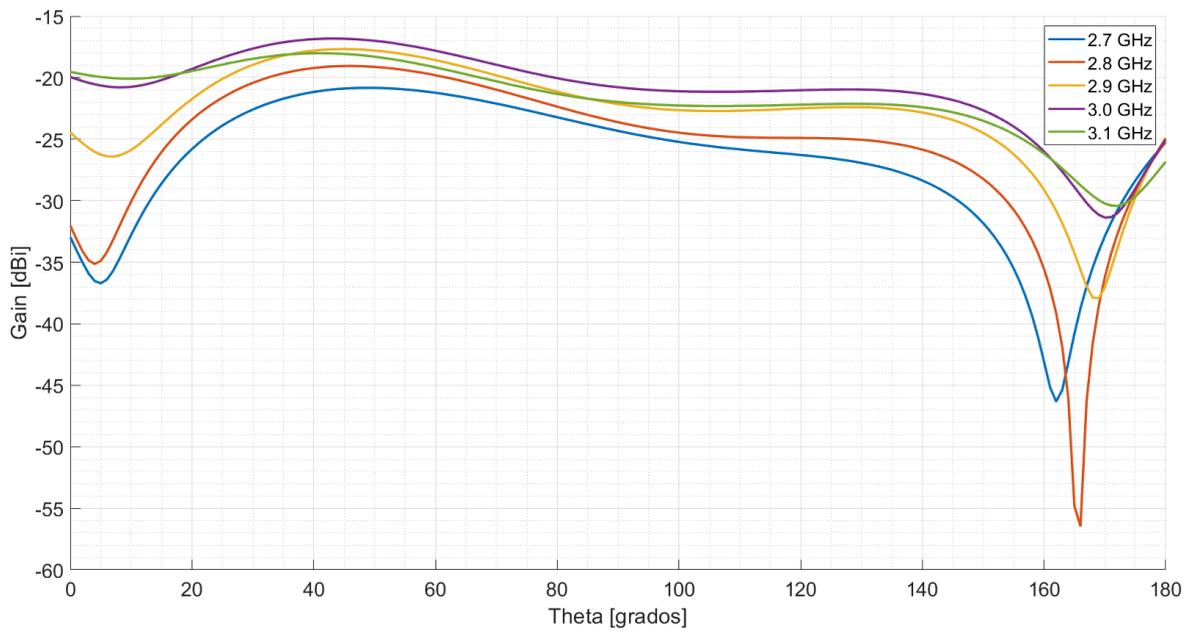


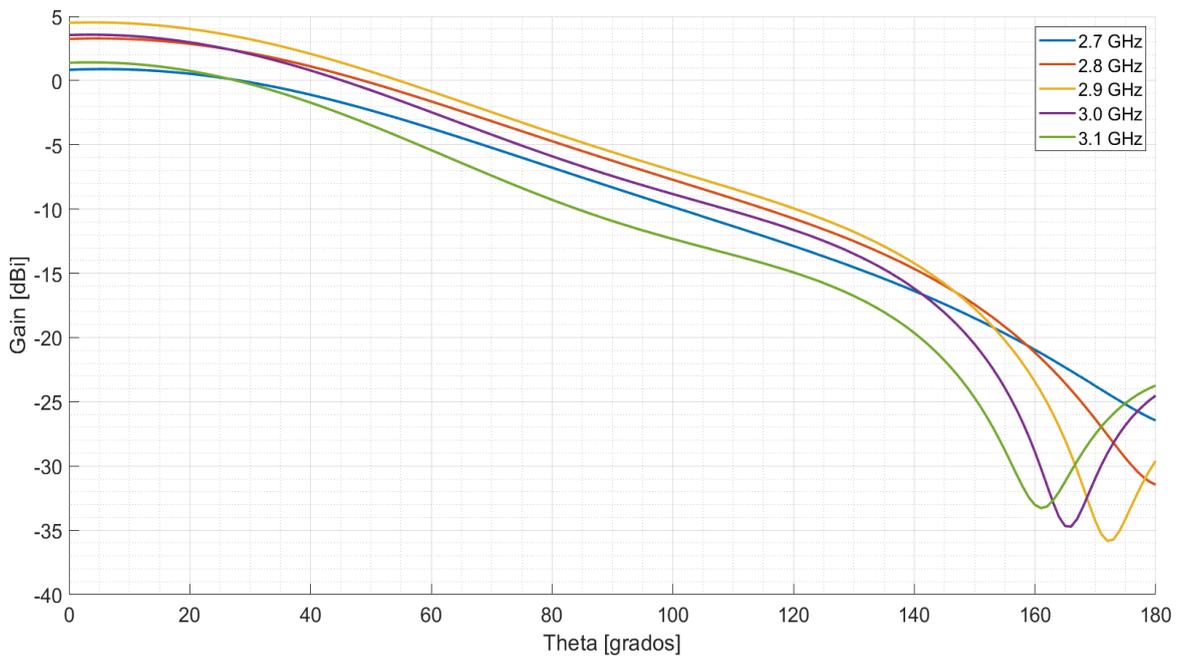
Figura 3.9. Sistema de coordenadas.



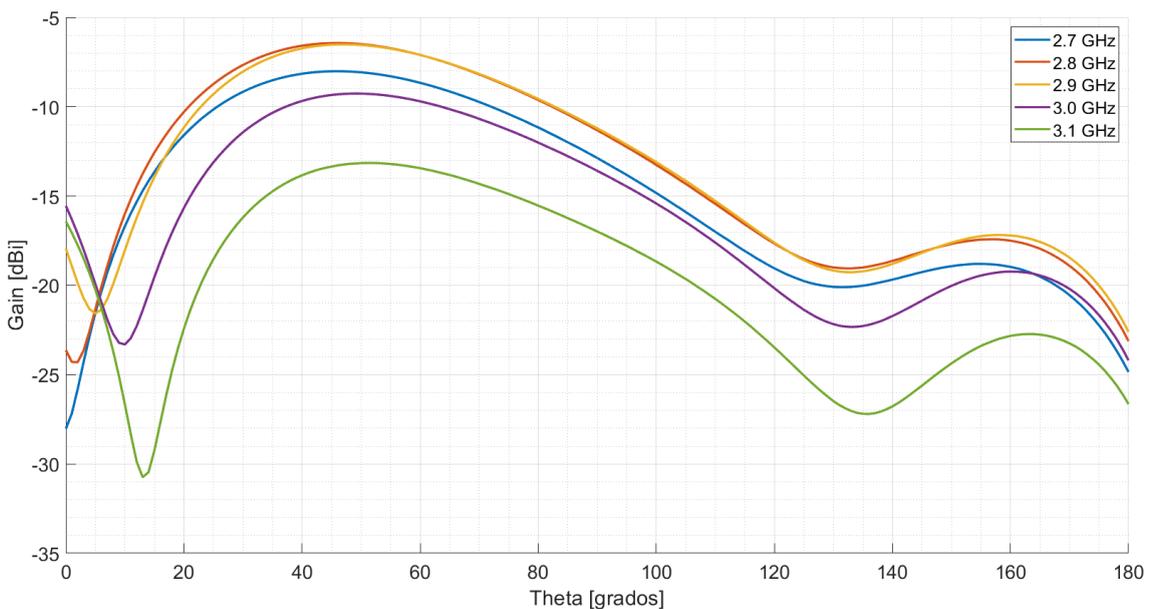
(a) Co-polar, polarización vertical



(b) Cross-polar, polarización vertical



(c) Co-polar, polarización horizontal



(d) Cross-polar, polarización horizontal

Figura 3.10. Diagrama de radiación (ganancia realizada) simulado en el plano de la antena $\Phi=0^\circ$, para la polarización vertical y horizontal. $L = 28\text{mm}$, $W = 27\text{mm}$.

Como se puede observar en la Figura 3.10(b) y (d), el nivel de polarización cruzada no satisface aún el requerimiento planteado para un buen desempeño de la antena. Se demostrará en la Sección III que utilizar una configuración de alimentación diferencial en la excitación de polarización vertical mejora el nivel de polarización cruzada y los niveles de lóbulo lateral para dicha polarización.

3. Resumen

Se diseñó una antena Patch de geometría rectangular alimentada por una línea de transmisión que opera en la banda de frecuencias de 2.7 a 3.1 GHz. La misma fue diseñada aplicando los conceptos de diseño descritos en el Capítulo II. Quedó en evidencia la relación de compromiso que existe entre la adaptación, el ancho de banda y la eficiencia radiada de la antena, lo que conllevó a definir el sustrato *RT/duroid*[®] 6002 de Rogers Corporation como soporte mecánico para la antena Patch. Este resultado será utilizado posteriormente en la implementación del prototipo de la antena Patch propuesta en este trabajo. Además, partiendo de este modelo de antena de un puerto, se diseña una antena con doble polarización añadiendo otra línea de alimentación en uno de los bordes del elemento parche. Este diseño preliminar será utilizado para integrar los acopladores direccionales de microtira a la antena parche.

Sección II

Antena Parche de Gran Ancho de Banda

Una vez que se han examinado las características de las antenas convencionales, se procede a incluir el uso de acopladores direccionales de microtira para la alimentación de cada polarización con el objetivo de incrementar el ancho de banda. En una primera fase, se realiza una verificación del funcionamiento de los acopladores, ajustando parámetros fundamentales como la longitud, el ancho y la separación entre las líneas acopladas. Luego, se incorporan los acopladores al diseño de la antena de doble polarización, conectando un acoplador a cada puerto. Por último, se llevan a cabo los ajustes en las dimensiones de los acopladores con el objetivo de alcanzar el diseño óptimo, y para ello se establece alcanzar un nivel de ganancia similar al diseño de antena de 2 puertos de la Sección I en ambos sentidos de polarización.

1. Acoplador Direccional

Como se mencionó en el Capítulo II, un acoplador es un componente diseñado para dividir, combinar y distribuir energía en circuitos de RF/microondas. Su función varía ampliamente según la aplicación. En particular, el acoplador propuesto extrae una parte, alrededor de -10 dB, de la potencia disponible en una línea de transmisión para aplicarla a la antena. La razón por la que se requiere este nivel de potencia acoplada se debe a que se espera que la antena bajo estudio se utilice en un arreglo lineal de 10 elementos como se muestra en la Figura 1.2, donde cada elemento extrae idealmente el 10 % de la energía total entregada al arreglo mediante los acopladores direccionales. Además, el acoplador direccional debe operar en la banda de frecuencias de 2.7 a 3.1 GHz y debe estar diseñado sobre el mismo sustrato seleccionado para la antena (*RT/duroid® 6002*). El esquema básico del acoplador se presenta en la Figura 3.11, el cual tiene cuatro puertos: entrada (1), salida (2), puerto aislado (3) y puerto acoplado (4). Además, se distingue una línea principal y una línea cercana denominada línea colectora.

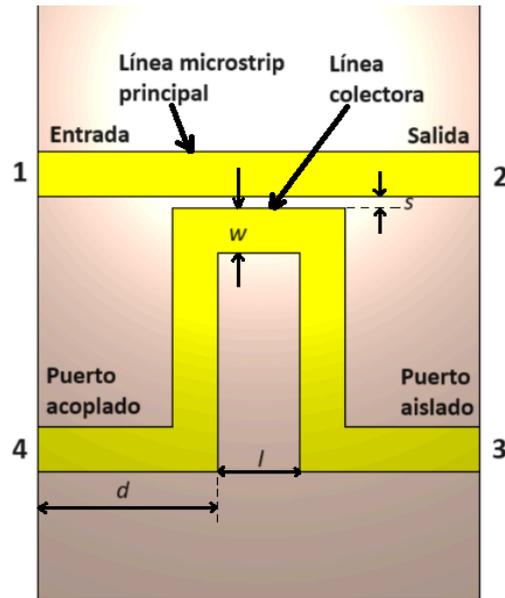


Figura 3.11. Geometría del acoplador básico.

1.1. Análisis del Diseño Convencional

Una vez establecido el diseño a utilizar se analizó su funcionamiento en etapas. La primera de ellas consiste en implementar la geometría del acoplador básico que se muestra en la Figura 3.11, sobre el sustrato *RT/duroid®6002*, cuya permitividad relativa es de 2.94. Las líneas microstrip tienen un ancho inicial de 7,8 mm para lograr una impedancia característica de 50 ohm en un sustrato de 3,05 mm de espesor. Hay cuatro parámetros de diseño que se investigan para el acoplador básico, los cuales se muestran en la Tabla 3.3.

Símbolo	Cantidad
l	longitud de la línea colectora
s	distancia entre la línea microstrip principal y la línea colectora
w	ancho de la línea colectora
d	posición de offset de la línea colectora desde el borde izquierdo de la placa de circuito

Tabla 3.3. Parámetros de diseño.

Utilizando la geometría simétrica del acoplador se establecen las dimensiones iniciales en el diseño: $w = 7,8$ mm, $d = 31$ mm, $l = 14$ mm y $s = 0,5$ mm. El puerto 4 del acoplador es seleccionado como el puerto acoplado. La magnitud de los parámetros S del acoplador básico con las dimensiones mencionadas se muestran en la Figura 3.12.

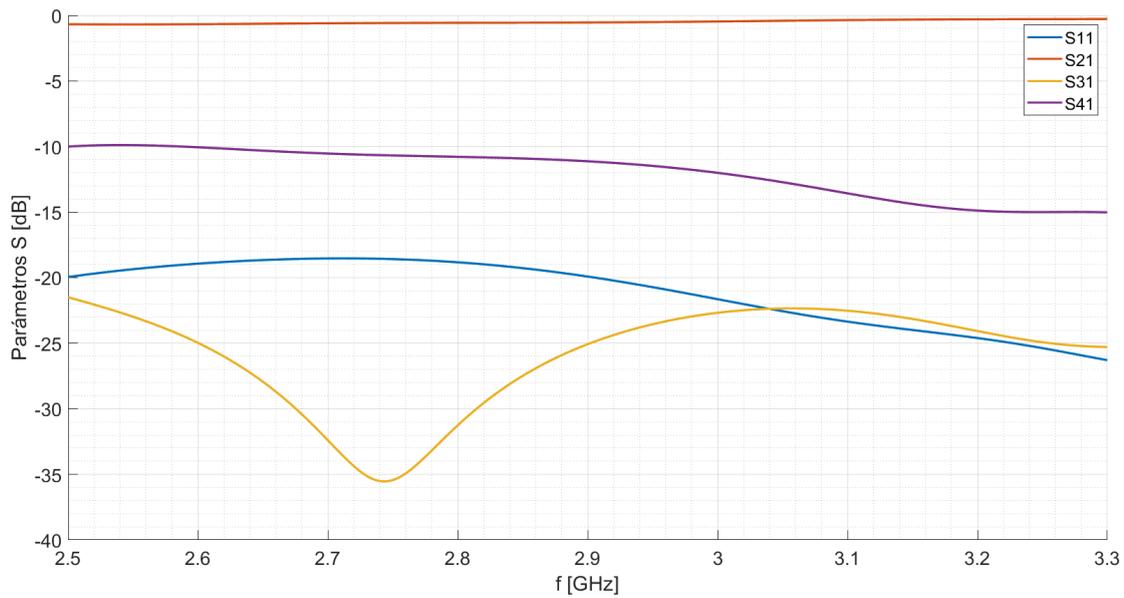


Figura 3.12. Magnitud de los parámetros S del acoplador básicos para $w = 7,8$ mm, $d = 31$ mm, $l = 14$ mm y $s = 0,5$ mm.

El parámetros S_{11} es inferior a -18 dB, lo que indica una buena adaptación de entrada. S_{21} es superior a $-0,6$ dB en la banda de interés. S_{41} es la potencia acoplada en el puerto 4. La potencia acoplada es $-10,5$ dB a $2,7$ GHz y $-13,5$ dB a $3,1$ GHz, lo que equivale a una diferencia de 3 dB de dicho parámetro entre la frecuencia mínima y la frecuencia máxima. El objetivo en esta sección es aumentar el acoplamiento a $3,1$ GHz y reducirlo a frecuencias más bajas para lograr un nivel de potencia acoplada plano en la banda de frecuencias de $2,7$ a $3,1$ GHz. Por último, el parámetro S_{31} representa la fuga de energía en el puerto aislado.

Para comenzar el análisis se obtuvieron resultados de simulación al variar los distintos parámetros de la Tabla 3.3 individualmente. La Figura 3.13 muestra la magnitud del parámetro S_{41} del acoplador básico de $2,5$ GHz a $3,3$ GHz para diferentes valores de s cuando $w = 7,8$ mm, $d = 31$ mm, $l = 14$ mm.

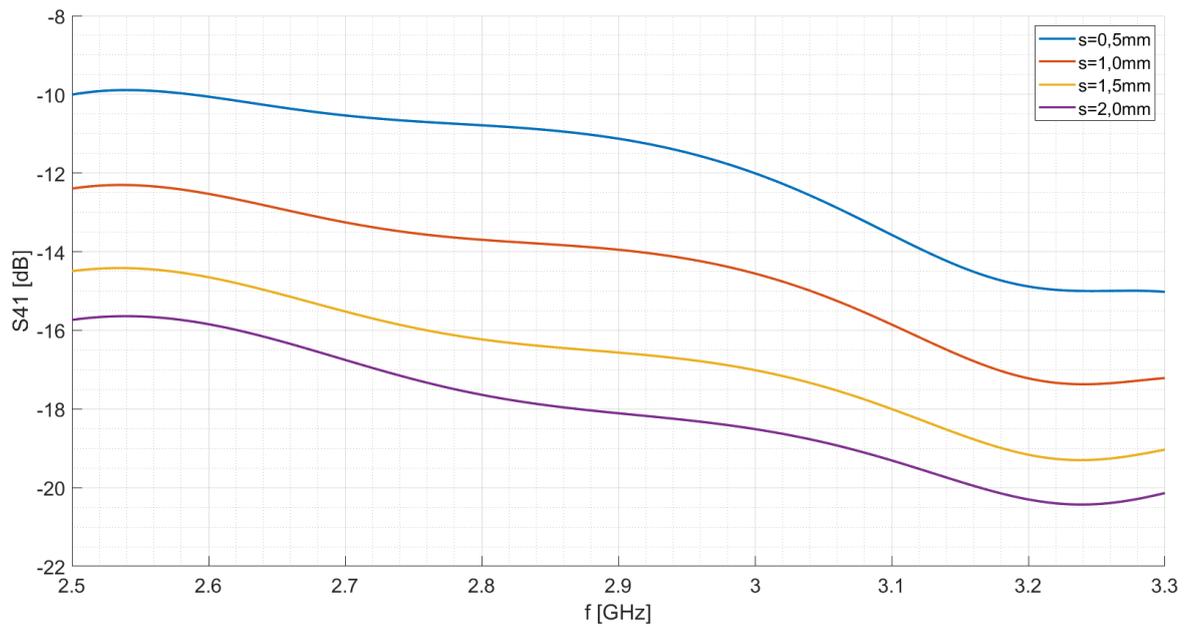


Figura 3.13. Magnitud de S_{41} del acoplador básico para diferentes valores de s .

Los resultados observados son consistentes con los esperados del modelo teórico en donde la potencia acoplada es máxima cuando $s = 0,5 \text{ mm}$ y se reduce cuando s aumenta. También se observó el efecto sobre S_{41} frente a la variación de la longitud de la línea colectora, l . La Figura 3.14 muestra la magnitud del parámetro S_{41} del acoplador básico cuando $w = 7,8 \text{ mm}$, $d = 31 \text{ mm}$ y $s = 0,5 \text{ mm}$.

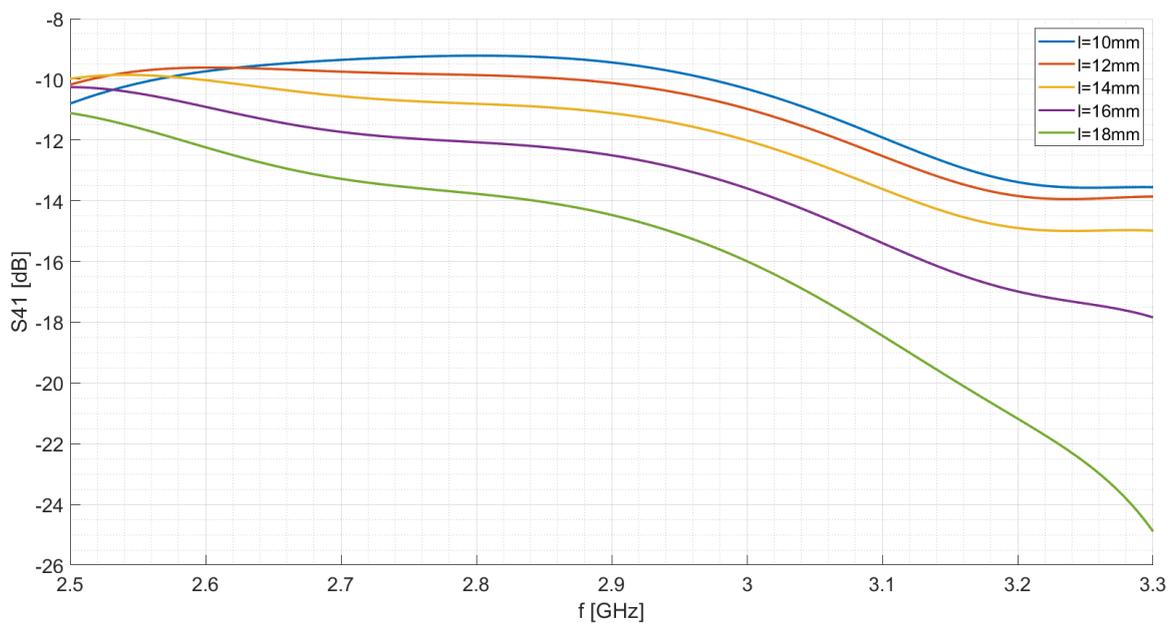


Figura 3.14. Magnitud de S_{41} del acoplador básico para diferentes valores de l .

El principal efecto sobre el parámetro S_{41} con respecto al largo de la línea es un corrimiento en frecuencia del valor de acoplamiento máximo. Para $l = 10 \text{ mm}$ la potencia acoplada máxima está alrededor de 2.8 GHz y a medida que l aumenta la potencia acoplada disminuye. Además, considerando la banda de frecuencias de interés se observa que $l = 18 \text{ mm}$ presenta el peor caso donde disminuye el acoplamiento a medida que aumenta la frecuencia y $l = 12 \text{ mm}$ y $l = 14 \text{ mm}$ presentan una respuesta de potencia acoplada más plana.

Por otro lado, el efecto del ancho de la línea colectora sobre la potencia acoplada en el puerto 4 se muestra en la Figura 3.15, cuando $l = 14 \text{ mm}$, $d = 31 \text{ mm}$ y $s = 0,5 \text{ mm}$.

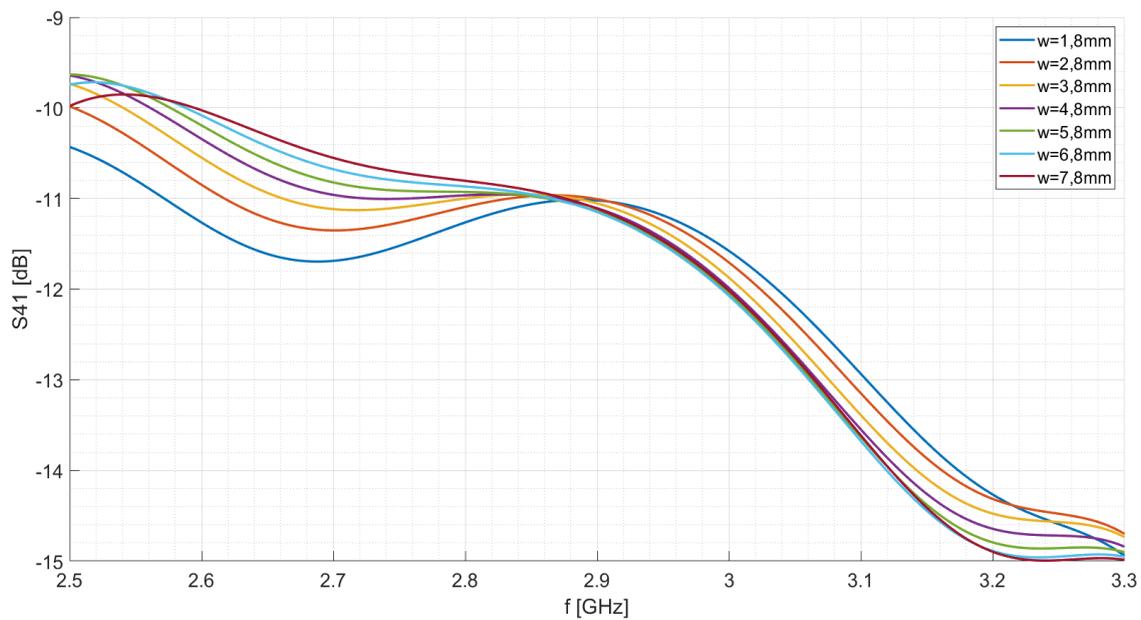


Figura 3.15. Magnitud de S_{41} del acoplador básico para diferentes valores de w .

Analizando la respuesta en el rango de frecuencias de interés, 2.7 a 3.1 GHz, no se observan cambios significativos en la potencia acoplada a medida que aumenta la frecuencia. El principal cambio con esta dimensión es el valor de la impedancia característica de la línea colectora. También se investigó el efecto de la posición de offset de la línea colectora variando la distancia d . Los resultados se muestran en la Figura 3.16, cuando $w = 7,8 \text{ mm}$, $s = 0,5 \text{ mm}$ y $l = 14 \text{ mm}$. Se puede decir que la potencia acoplada en el puerto 4 no cambia por la variación de la distancia de offset, d .

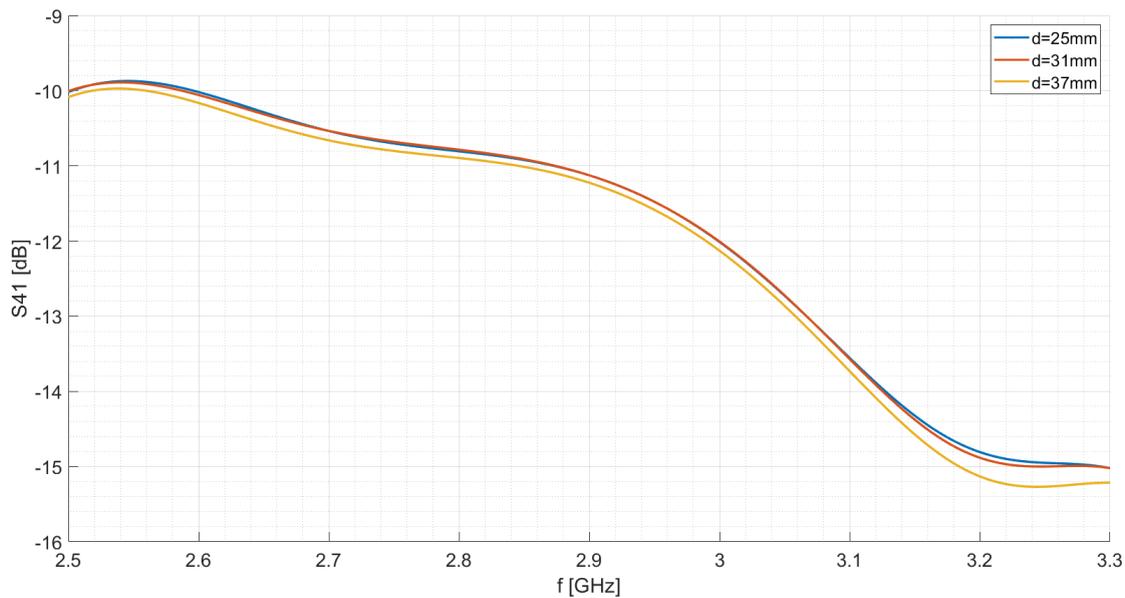


Figura 3.16. Magnitud de S_{41} del acoplador básico para diferentes valores de d .

1.2. Diseño Propuesto

Los resultados del acoplador convencional muestran que hay variaciones significativas en los valores de acoplamiento en función de la frecuencia y los parámetros de diseño no permiten obtener un nivel de acoplamiento constante en todo el rango de frecuencia deseado. Por este motivo, para alcanzar un acoplamiento constante, se utiliza la arquitectura propuesta en [13] que incorpora dos principales diferencias respecto al diseño convencional: por un lado, una ranura en el plano de tierra que permite modificar el acoplamiento, principalmente aquel relacionado al campo magnético; por otro lado, una impedancia en cortocircuito en el puerto aislado para lograr un valor de acoplamiento constante en función de la frecuencia. En nuestro caso, no utilizamos la carga en cortocircuito debido a que genera desadaptación de impedancia en la línea principal lo cual perjudica la conexión de más antenas a la misma. Por este motivo, se optó por utilizar una resistencia de chip para adaptar el puerto aislado como es habitual en los acopladores direccionales. En la Figura 3.17 se muestra la arquitectura diseñada para el acoplador la cual consiste de una línea principal de impedancia característica de 70 Ohm, una línea colectora bien angosta y una ranura en el plano de tierra.

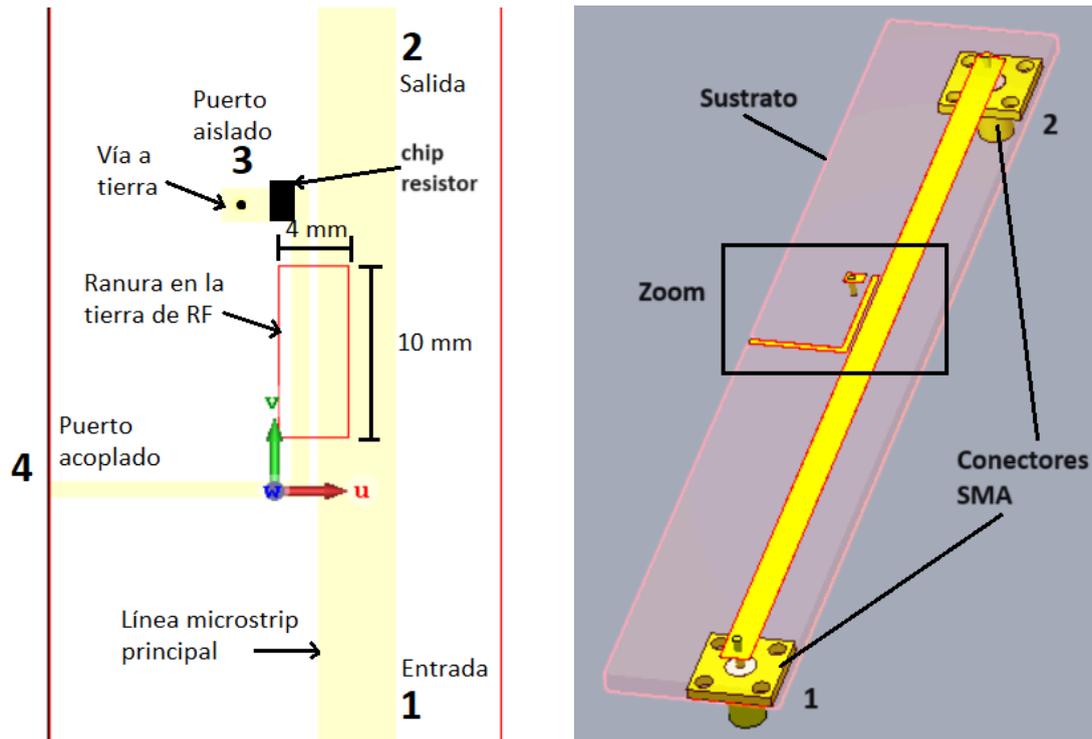


Figura 3.17. Geometría del acoplador mejorado.

El acoplamiento de la respuesta de potencia acoplada en el puerto 4 se logra utilizando las siguientes técnicas:

1. Se selecciona la línea colectora como muy estrecha ($w = 1$ mm). Esto aumenta la inductancia de la línea colectora, por lo que la cantidad de potencia acoplada a frecuencias más altas se reduce y el acoplamiento a frecuencias bajas aumenta debido al aumento de la reactancia inductiva.
2. El acoplamiento entre la línea microstrip principal y la línea colectora se realiza a través de campos eléctricos y magnéticos. La proximidad de la línea colectora y la línea microstrip principal, s , provoca un aumento de la potencia acoplada debido al aumento de la intensidad del campo eléctrico.
3. El acoplamiento del campo magnético se puede aumentar abriendo una ranura en la tierra de RF como se muestra en la Figura 3.17. Esta ranura de 10x4 mm aumenta el acoplamiento y ayuda a aplanar el nivel de potencia acoplada en el puerto 4 sin degradar los parámetros S_{11} y S_{21} .

La línea microstrip principal se ajustó disminuyendo su ancho inicial de 7,8 mm, con impedancia característica de 50 ohm, a 4,5 mm para lograr una impedancia característica de 70 ohm en un sustrato de 3,05 mm de altura. Este ajuste se debió principalmente a la practicidad del diseño ya que el desempeño del acoplador no se ve alterado drásticamente al disminuir el ancho de la línea de transmisión principal. Esta línea microstrip tiene en sus extremos conectores SMA montados sobre el plano de tierra para simular el puerto de entrada y el puerto de salida del acoplador. Un diseño adecuado de estos conectores dará como

resultado un comportamiento cercano al real si se los diseña correctamente. En la Figura 3.18 se muestra el modelo del conector SMA diseñado.

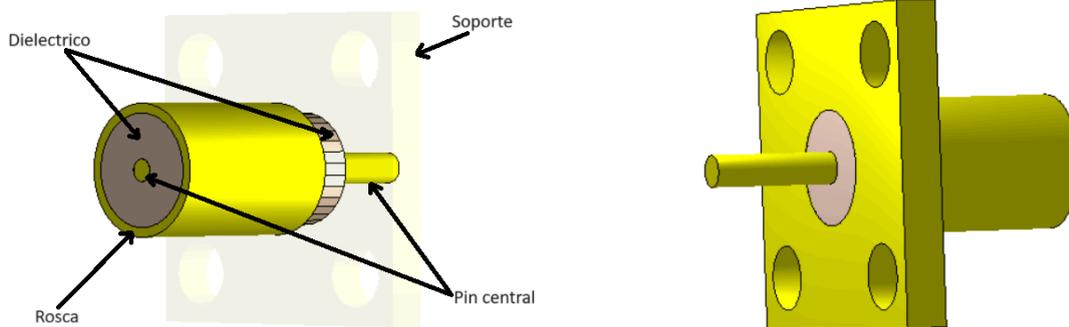


Figura 3.18. Conector SMA.

Por otro lado, se establece que el largo de la línea colectora, l , sea $\lambda/4 = 15$ mm para obtener el máximo acoplamiento de las líneas acopladas. El parámetro d es un parámetro que puede despreciarse y s tiene valores diferentes dependiendo del sentido de polarización.

Para abordar el diseño de este acoplador se tiene en cuenta que el largo de las líneas de alimentación de la antena de doble polarización presentada en la Sección I son diferentes. Por lo tanto, cada una podría tener un requerimiento de acoplamiento diferente. Esto llevó a analizar ambos casos por separado.

1.2.1. Caso de Polarización Horizontal

Como se mencionó en el diseño de la antena Patch, se utiliza una línea microstrip de longitud $\lambda/4$ en la excitación de polarización horizontal para conectar la antena con el acoplador. Una vez fijada la posición del acoplador, es posible modificar el acoplamiento en el puerto 4 variando el espacio entre las líneas acopladas. Esto se logra desplazando la posición de la línea microstrip principal, acercando o alejando la distancia a la línea colectora. En la Figura 3.19 se muestran los resultados de la magnitud del parámetro S_{41} para distintos valores de s y en la Figura 3.20 la magnitud de los parámetros S del acoplador mejorado para la excitación de polarización horizontal cuando $s = 1,5$ mm.

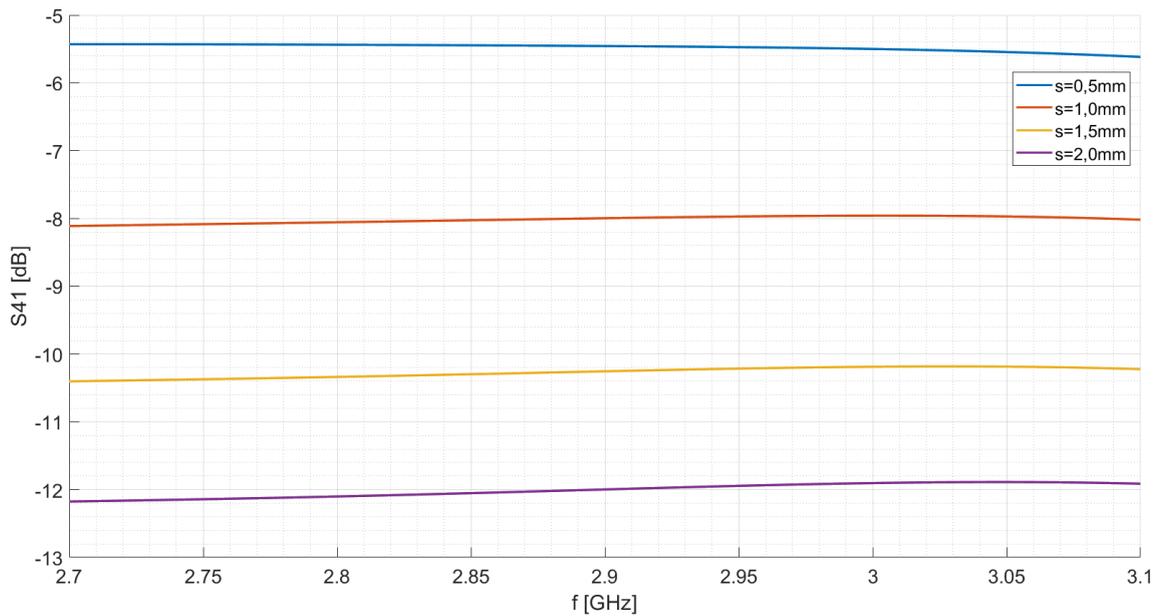


Figura 3.19. Magnitud de S_{41} del acoplador mejorado en la polarización horizontal para distintos valores de s .

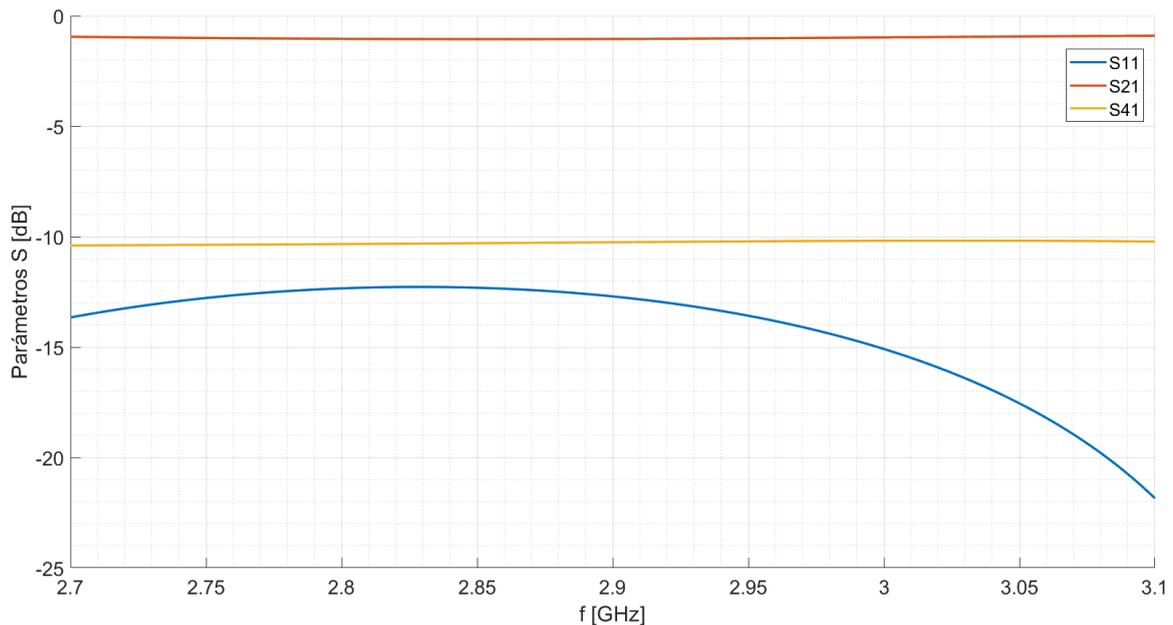


Figura 3.20. Magnitud de los parámetros S del acoplador propuesto para la polarización horizontal, $s = 1,5$ mm.

La Figura 3.20 muestra que la magnitud S_{11} en decibeles es de aproximadamente -12 dB o mejor en toda la banda de frecuencias. S_{41} es de aproximadamente -10,2 dB en la frecuencia de diseño. A 2.7 y 3.1 GHz, los valores de S_{41} son -10,40 y -10,22 dB, respectivamente. Por lo tanto, la potencia acoplada es prácticamente plana alrededor de -10 dB en toda la banda de frecuencias de interés. La pérdida de inserción, o S_{21} , es inferior a 1,06

dB. Es decir, que la potencia de entrada se distribuye adecuadamente entre el puerto acoplado y el puerto de salida del acoplador en el cual se conectarán las siguientes antenas del arreglo lineal mostrado en la Figura 1.2.

1.2.2. Caso de Polarización Vertical

Debido a la disposición del elemento parche, la línea que excita el puerto correspondiente a la polarización vertical es más larga que la línea que excita el puerto de polarización horizontal. Específicamente, la longitud de la línea microstrip que une la antena con el acoplador es de $\lambda/2$, inicialmente, o lo que es igual a 30 mm. Una vez fijada la posición del acoplador, es posible modificar el acoplamiento en el puerto 4 variando el espacio entre las líneas acopladas. Esto se logra desplazando la posición de la línea microstrip principal, acercando o alejando la distancia a la línea colectora. En la Figura 3.21 se muestran los resultados de la magnitud del parámetro S_{41} para distintos valores de s y en la Figura 3.22 los parámetros S del acoplador mejorado para la excitación de polarización vertical cuando $s = 1,25$ mm.

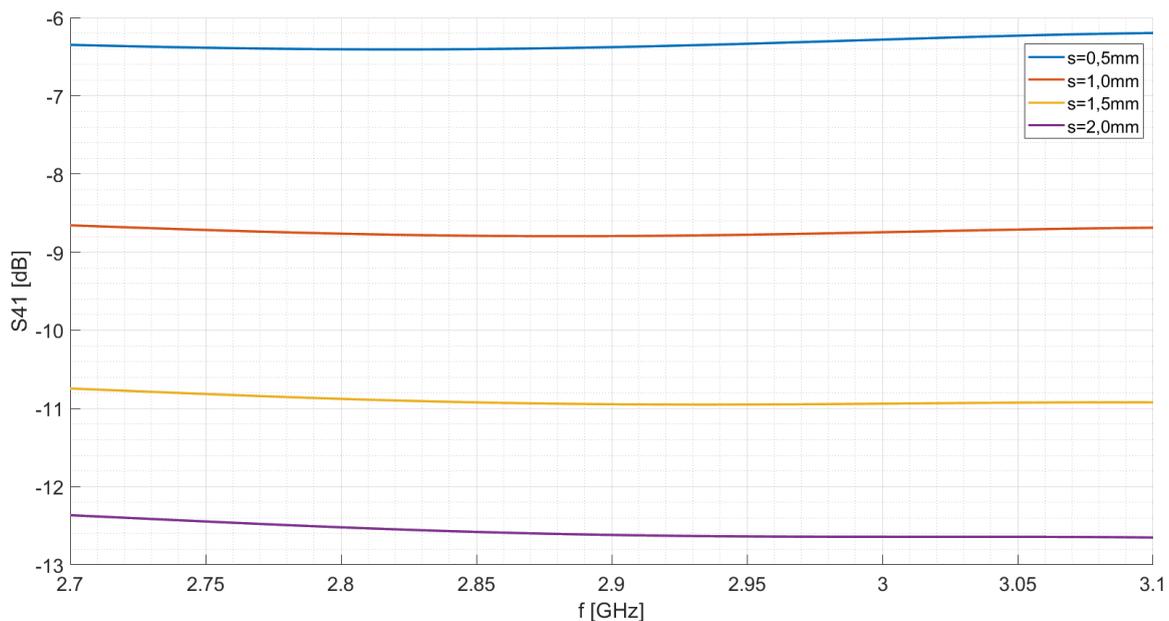


Figura 3.21. Magnitud de S_{41} del acoplador mejorado en la polarización vertical para distintos valores de s .

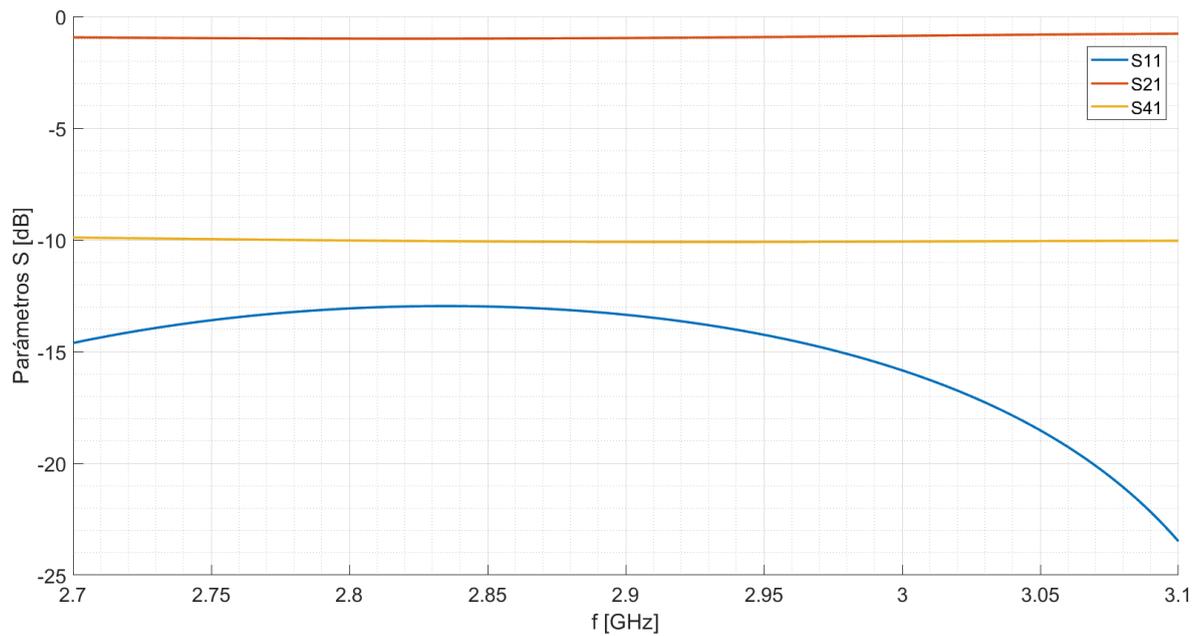


Figura 3.22. Magnitud de los parámetros S del acoplador propuesto para la polarización vertical. $s = 1,25$ mm.

Al igual que en la polarización horizontal, se obtiene una buena adaptación en el puerto 1, una pérdida de inserción aceptable y un nivel de potencia acoplada casi plano de -10 dB en toda la banda de frecuencias de interés.

2. Antena Parche de Dos Puertos Alimentada por Acopladores Direccionales

Una vez terminado el diseño de los acopladores, el siguiente paso consiste en conectar los mismos al elemento parche de dos puertos presentado en la Sección I. Esto se ilustra en la Figura 3.23. La antena consta del parche radiante, dos líneas de transmisión conectadas a los acopladores direccionales y cuatro puertos utilizados para alimentar la antena y conectar las demás antenas en un arreglo lineal. Los puertos 1 y 3 son los puertos de entrada y los puertos 2 y 4 se conectan a cargas de 50 ohm.

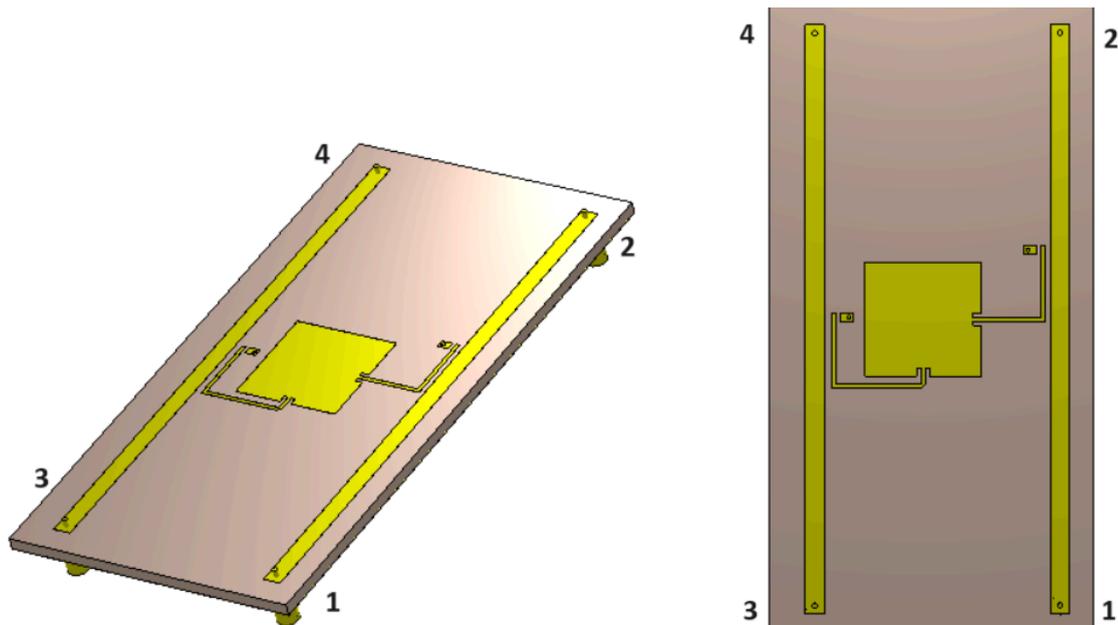
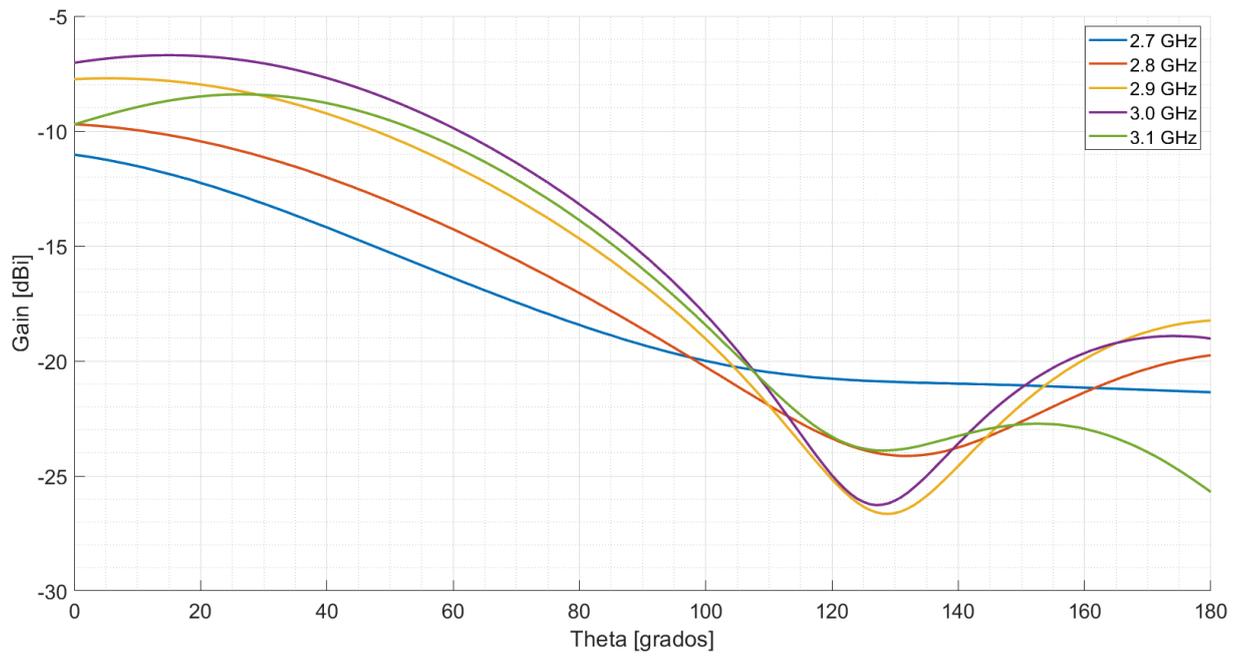
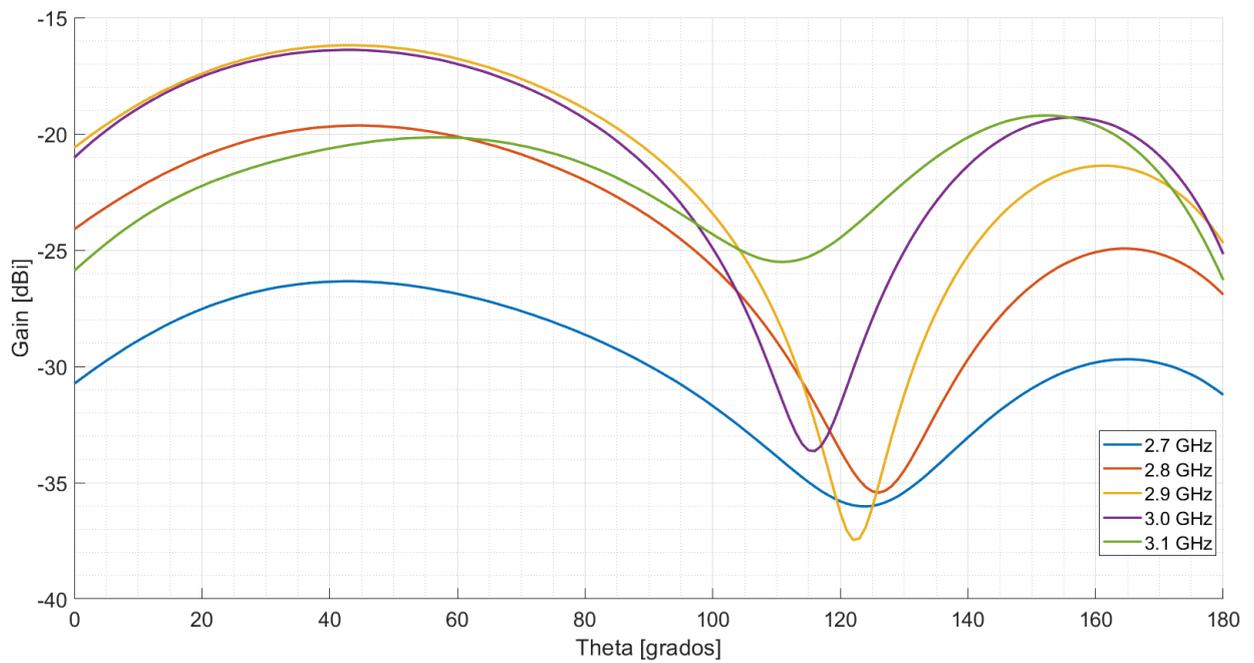


Figura 3.23. Diseño de antena Patch de 2 puertos.

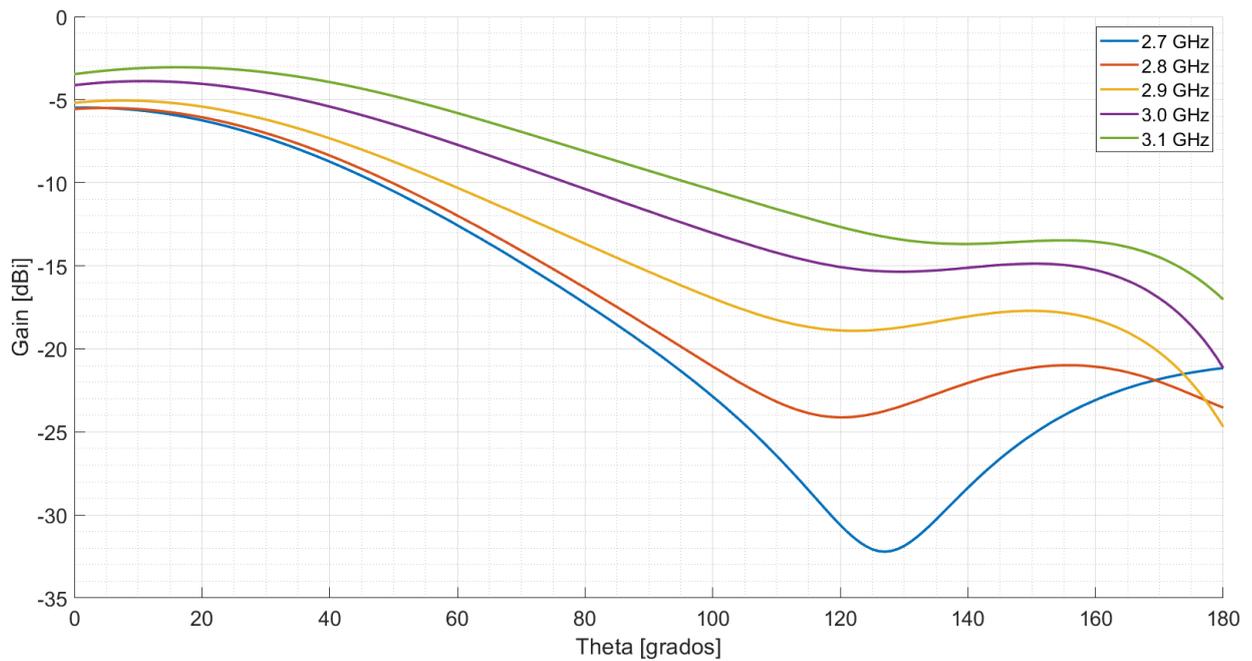
El parche rectangular está diseñado para cubrir la banda de frecuencias de 2.7 a 3.1 GHz. Los acopladores direccionales microstrip están diseñados para acoplar la potencia de las líneas de transmisión principales a la antena Patch. La longitud del acoplador está diseñada para ser $\lambda/4$ en la frecuencia central, con el objetivo de obtener la máxima cantidad de acoplamiento de potencia. El ancho de la línea de transmisión principal es de 4,5 mm para lograr una impedancia característica de 70 ohm. Se elige que la impedancia característica de la línea acoplada sea de aproximadamente 130 ohm. Se transfiere muy poca energía al puerto aislado de los acopladores debido a que terminan en una resistencia de chip de 50 ohm y 100 ohm para la polarización horizontal y vertical, respectivamente. La resistencia de chip se necesita como carga adaptada en este puerto del acoplador. De lo contrario, la potencia reflejada desde este puerto puede afectar el rendimiento de los acopladores y afectar drásticamente el rendimiento de la antena. El valor de estos resistores se obtuvo mediante reiteradas simulaciones, donde se observó la performance de la ganancia y la eficiencia de la antena. Al igual que los valores de los resistores, el valor de la longitud de la línea microstrip que excita la polarización vertical se reduce de 30 mm a 22 mm. La cantidad deseada de acoplamiento se obtiene cambiando el espacio entre las líneas acopladas. La ventaja de utilizar acopladores direccionales es que la cantidad de acoplamiento no varía mucho con la frecuencia y, por lo tanto, se puede lograr niveles de ganancia similares para toda la banda de frecuencia. En la Figura 3.24 se muestran los diagramas de radiación de la antena a distintas frecuencias para la polarización vertical y horizontal .



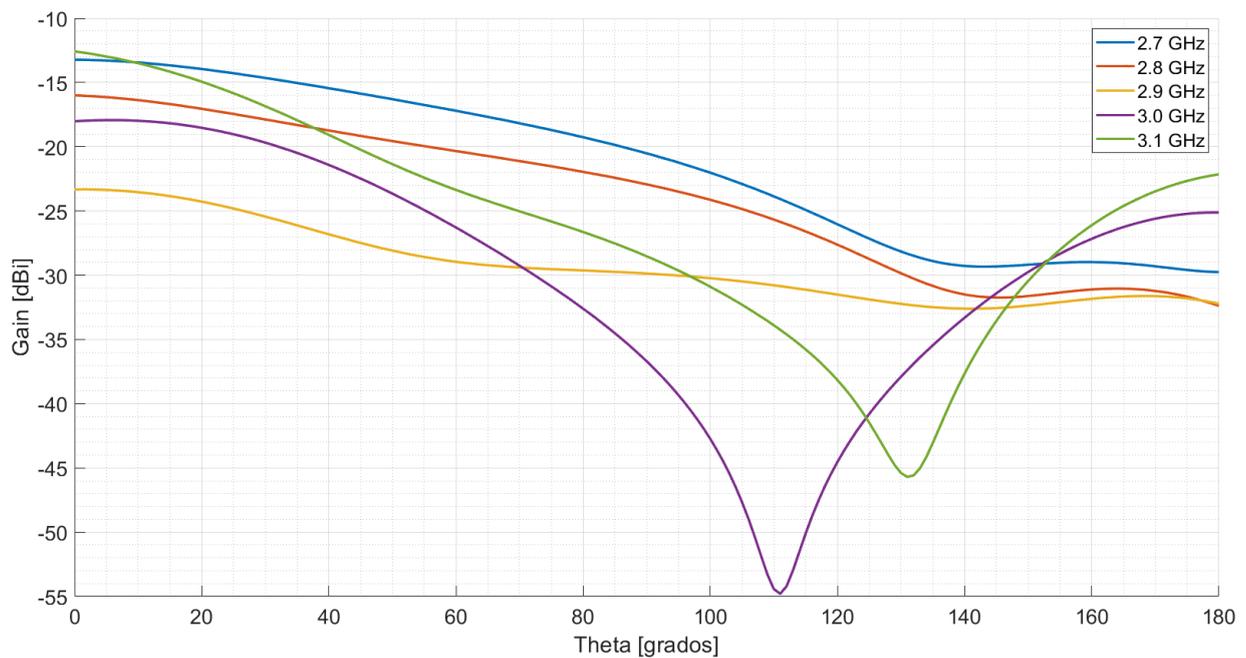
(a) Co-polar, polarización vertical



(b) Cross-polar, polarización vertical



(c) Co-polar, polarización horizontal



(d) Cross-polar, polarización horizontal

Figura 3.24. Diagrama de radiación de la antena de 2 puertos (ganancia realizada) simulado en el plano de la antena $\Phi = 0^\circ$, para la polarización vertical y horizontal.

A partir de la Figura 3.24 se observa que la ganancia de la antena presenta un comportamiento similar al de la antena patch de la Sección I afectada por el valor de acoplamiento de 10 dB. Esto se debe principalmente al acoplamiento constante logrado en nuestro dispositivo. Sin embargo, la polarización cruzada en ambos casos es alta,

aproximadamente 10 dB, lo cual hace sospechar que no será posible alcanzar las características de polarización que se logran en el arreglo lineal mostrado en la Figura 1.2.

3. Resumen

Se estudiaron y utilizaron distintas técnicas novedosas en el diseño de un acoplador direccional de microtira con el objetivo de hacer más eficiente su desempeño. El diseño presentado para el acoplador es básicamente un acoplador direccional con una relación de división de potencia (relación de acoplamiento) de 10 dB. Es decir, el acoplador propuesto proporciona un nivel de potencia acoplada casi plano de -10 dB en la banda de frecuencias de interés. La especificación de diseño apunta solo a la magnitud de la potencia acoplada. Por esta razón, no se requiere la fase de los parámetros de dispersión. La excitación del elemento radiante y las líneas de transmisión principales se obtuvo mediante el uso de estos acopladores direccionales. En cuanto a los resultados obtenidos en la antenna se puede decir que el primer inconveniente de diseño está en el ancho de banda de la misma. Pese a los intentos de mantener el ancho de banda inicial de 400 MHz, se observa que la eficiencia de la antenna decae a frecuencias más altas, por lo que se decide acotar el ancho de banda entre 2.7 y 3.0 GHz.

Sección III

Alimentación Diferencial

La antena en conjunto con los acopladores de microtira operan en la banda de frecuencias de 2.7 a 3.0 GHz. Durante el proceso de diseño descrito en esta sección se mostrará la técnica de reducción de la polarización cruzada utilizando una configuración de alimentación diferencial para la polarización vertical.

1. Diseño

La arquitectura propuesta consiste en una antena Patch alimentada desde tres puntos, como se muestra en la Figura 3.25, los cuales generan campos electromagnéticos de polarización lineal ortogonales entre sí. Si bien dos puntos serían suficientes para lograr la caracterización de doble polarización, el punto adicional permite reducir el nivel de polarización cruzada y los niveles de lóbulos laterales. Además, la antena se alimenta utilizando acopladores direccionales para aumentar el ancho de banda de la misma.

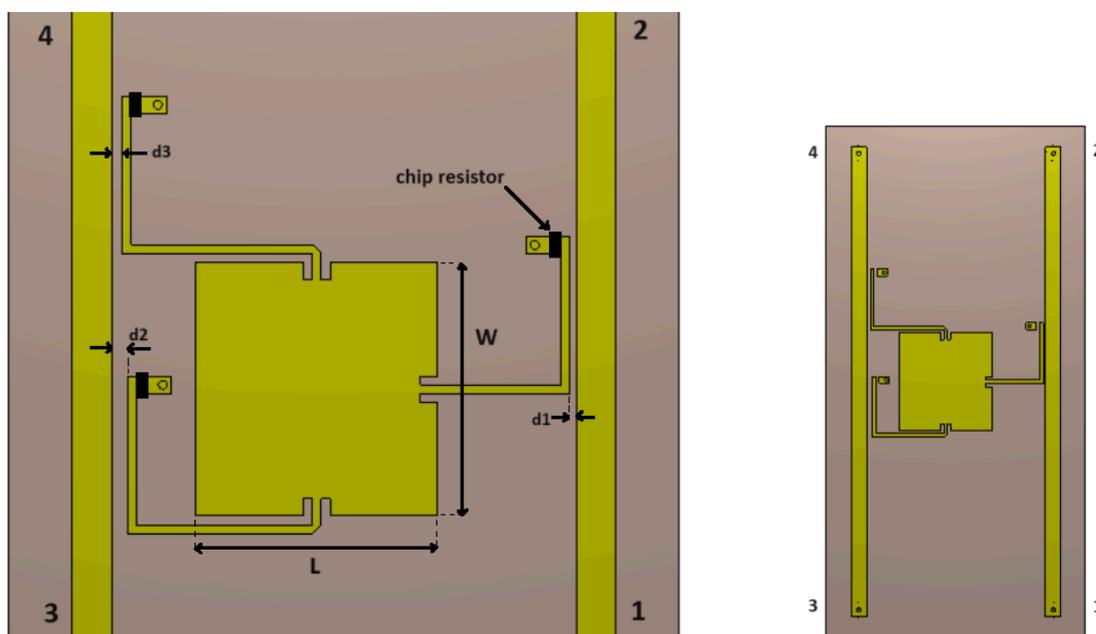
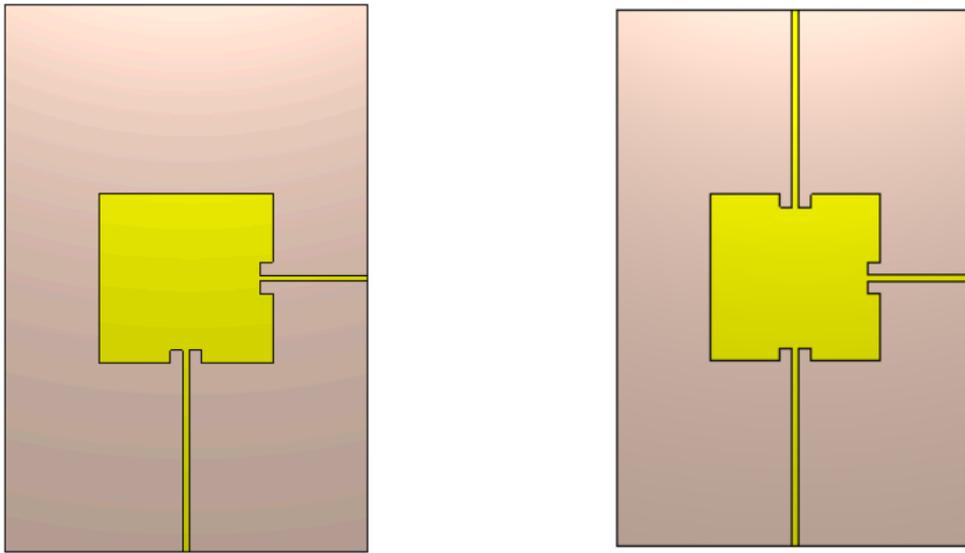


Figura 3.25. Diseño de antena Patch con alimentación diferencial.

De la misma manera que se hizo en la Sección II, donde el diseño final se construyó partiendo de un diseño previo al cual luego se le agregaron las etapas de acopladores, se realiza un estudio preliminar de la antena propuesta. Cabe decir que en estos diseños preliminares no se considera ni el acoplador direccional ni las líneas de transmisión principales. Partiendo del diseño descrito en la Sección II, cuya figura se muestra en la Figura

3.26(a), se inserta una nueva línea de alimentación para la excitación de polarización vertical como se muestra en la Figura 3.26(b).



(a) Diseño preliminar de la Sección II (b) Diseño preliminar de la antena propuesta
Figura 3.26. Primera etapa en el diseño de la antena con alimentación diferencial.

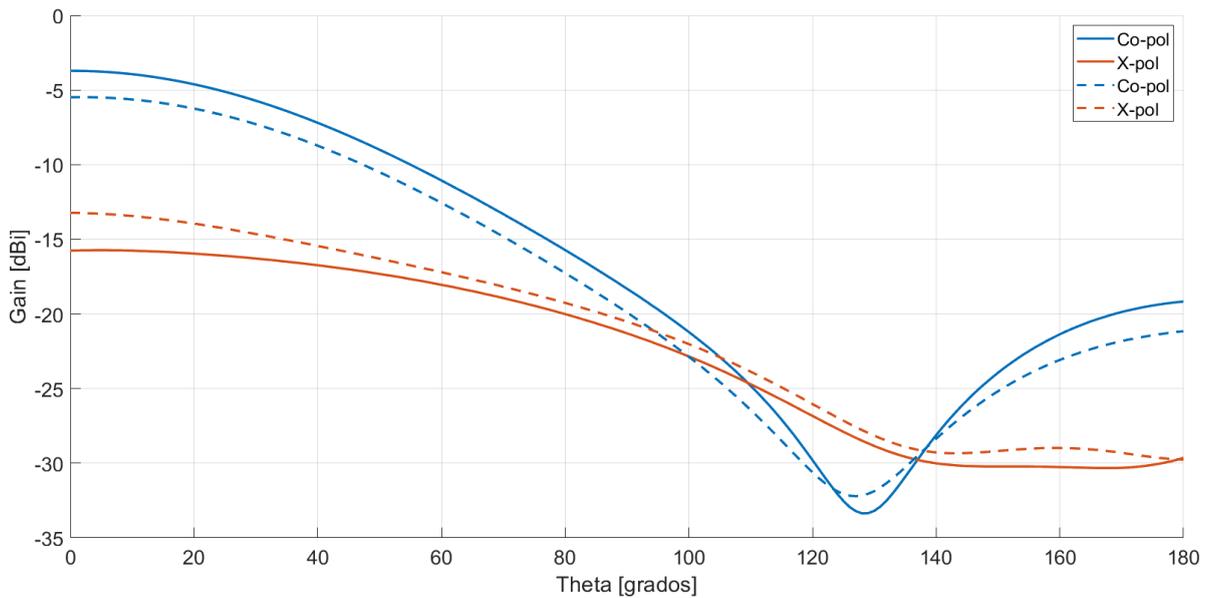
La nueva línea de alimentación tiene la misma longitud y el mismo ancho que su par de excitación de polarización vertical. Ambas líneas excitan al elemento parche alimentándolo con igual potencia y diferencia de fase de 180° . Al insertar la nueva línea de alimentación, la frecuencia de resonancia para la excitación de polarización vertical se vio modificada por lo que se debió ajustar el ancho del elemento parche, W .

2. Ubicación del Tercer Acoplador

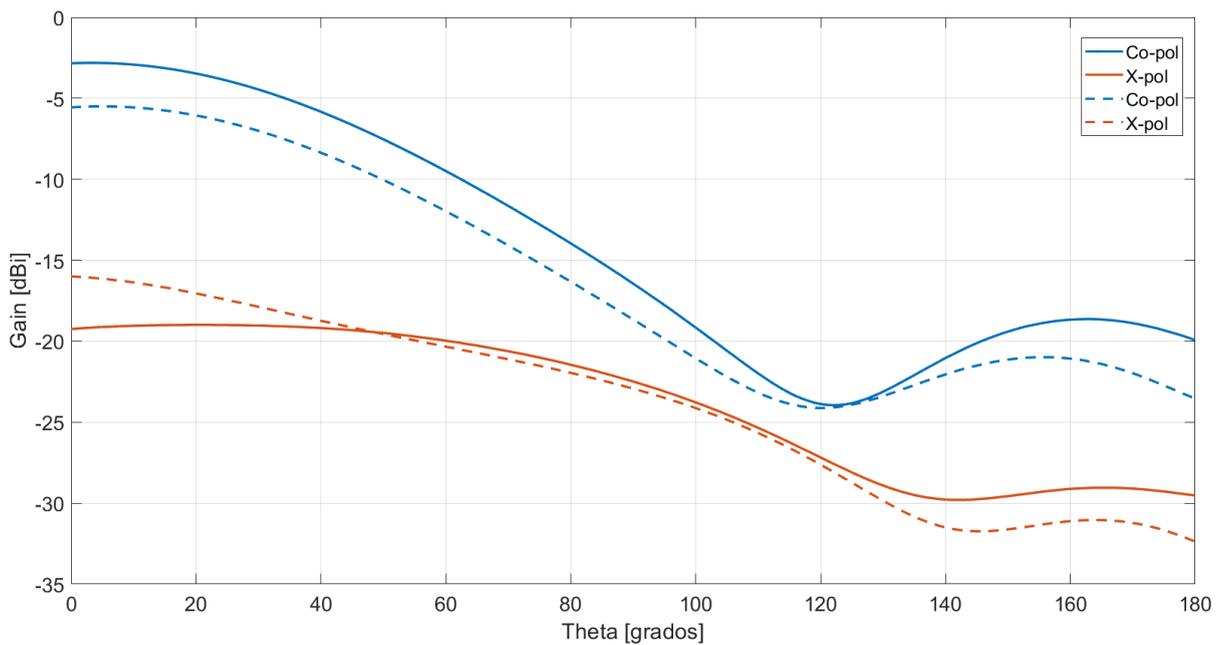
Una vez analizados los datos del diseño preliminar y determinadas las dimensiones del elemento parche, el siguiente paso fue insertar los acopladores direccionales de microtira a la antena Patch. La separación de las líneas acopladas de los acopladores son d_1 , d_2 y d_3 . Además, se toma como criterio que la distancia que separa los acopladores que excitan la polarización vertical sea cercana a $\lambda/2$ para lograr una diferencia de fase de 180° . Como se puede apreciar en la Figura 3.25, los brazos acoplados que excitan al elemento parche en la polarización vertical son casi idénticos. La única diferencia entre ellos es la distancia que hay entre las líneas colectoras y la línea de transmisión principal. Para determinar d_1 , d_2 y d_3 se toma como referencia d_2 , estableciendo su valor en 1,78 mm (valor obtenido en el diseño de la Sección II) y variar d_1 y d_3 hasta alcanzar un nivel de ganancia en $\theta = 0^\circ$ similar en ambos sentidos de polarización. De esta manera, luego de reiteradas simulaciones, se determina que $d_1 = 0,7$ mm y $d_3 = 1,2$ mm.

3. Resultados

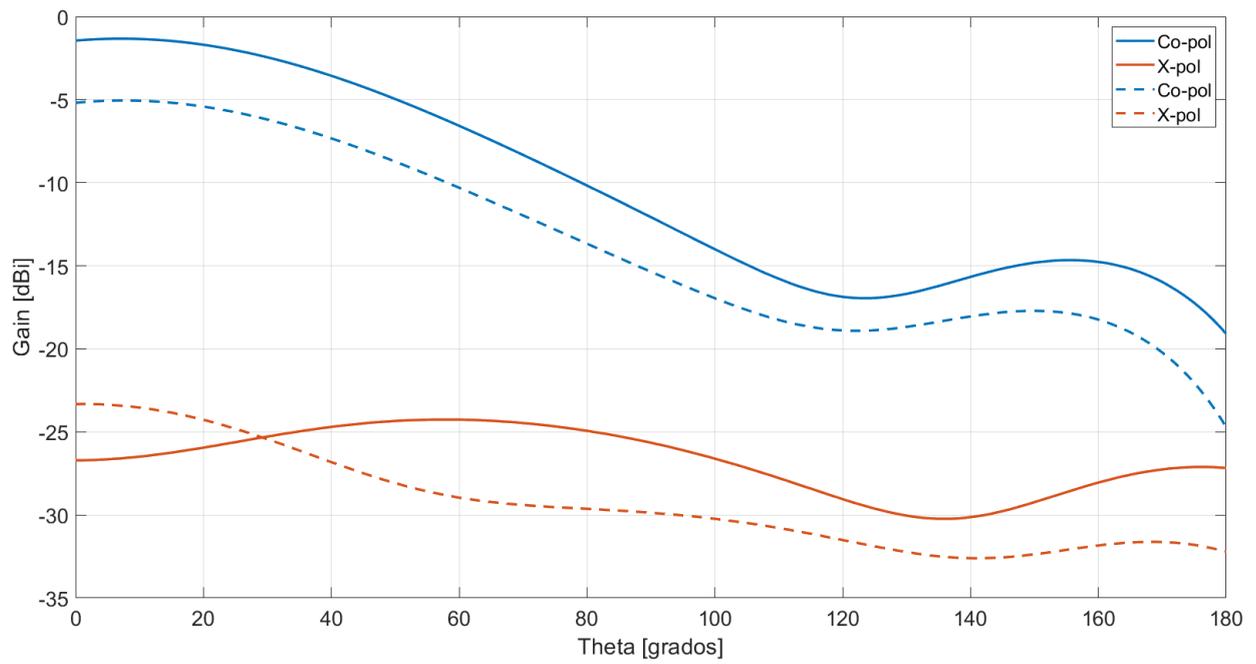
El hecho de agregar un segundo punto de alimentación en la polarización vertical reduce el nivel de polarización cruzada y los niveles de lóbulos laterales para dicha polarización. Esto se ilustra en los diagramas de radiación simulados de las antenas con y sin alimentación diferencial, los cuales se comparan en los patrones polar H y polar V, como se muestra en la Figura 3.27 y la Figura 3.28, respectivamente. Los diagramas en líneas sólidas hacen referencia a la antena con alimentación diferencial, mientras que los diagramas en líneas punteadas hacen referencia a la antena sin alimentación diferencial, descrita en la Sección II.



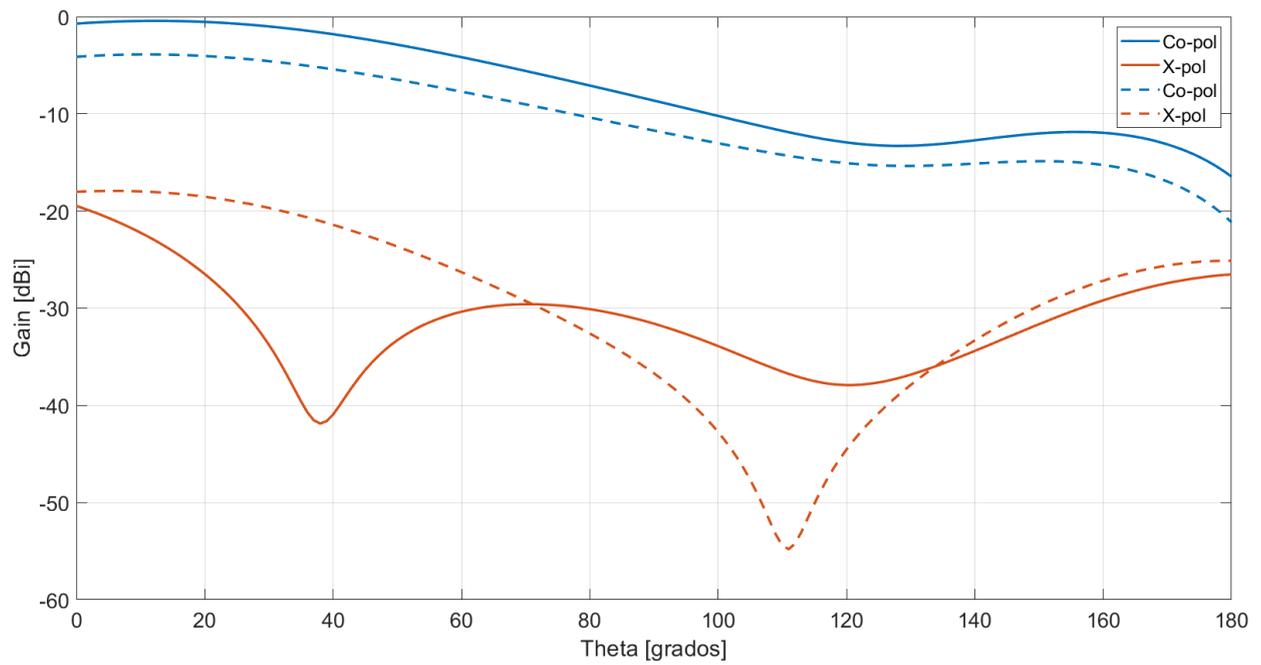
(a) 2.7 GHz



(b) 2.8 GHz

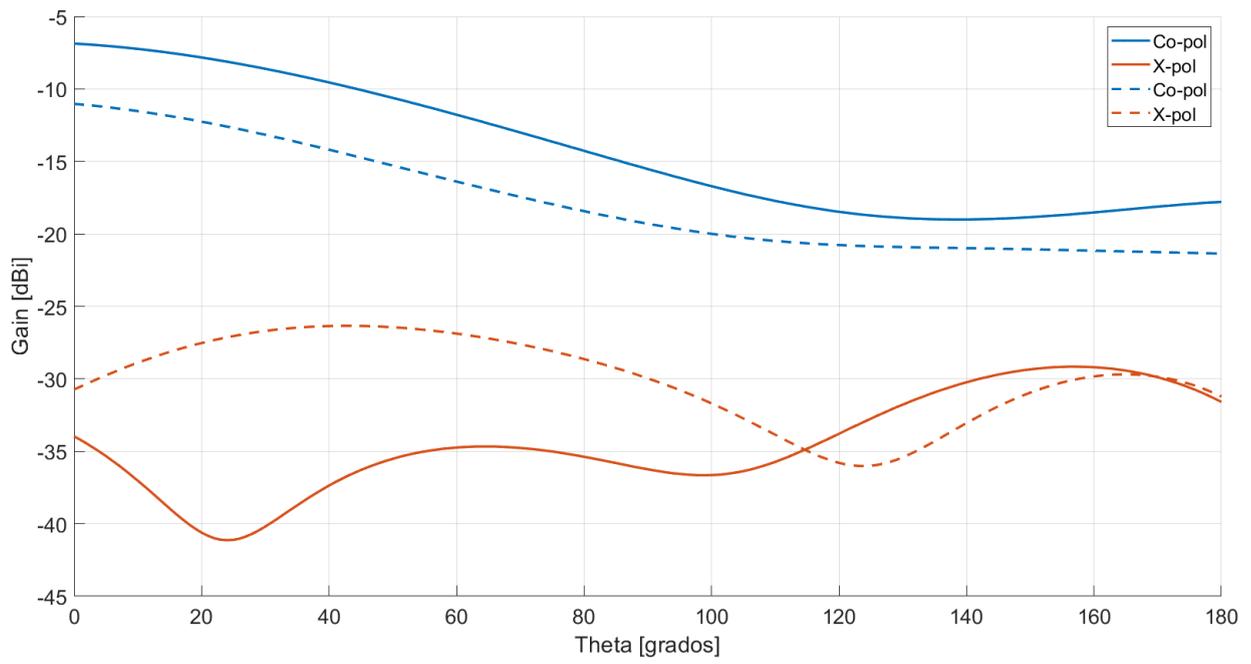


(c) 2.9 GHz

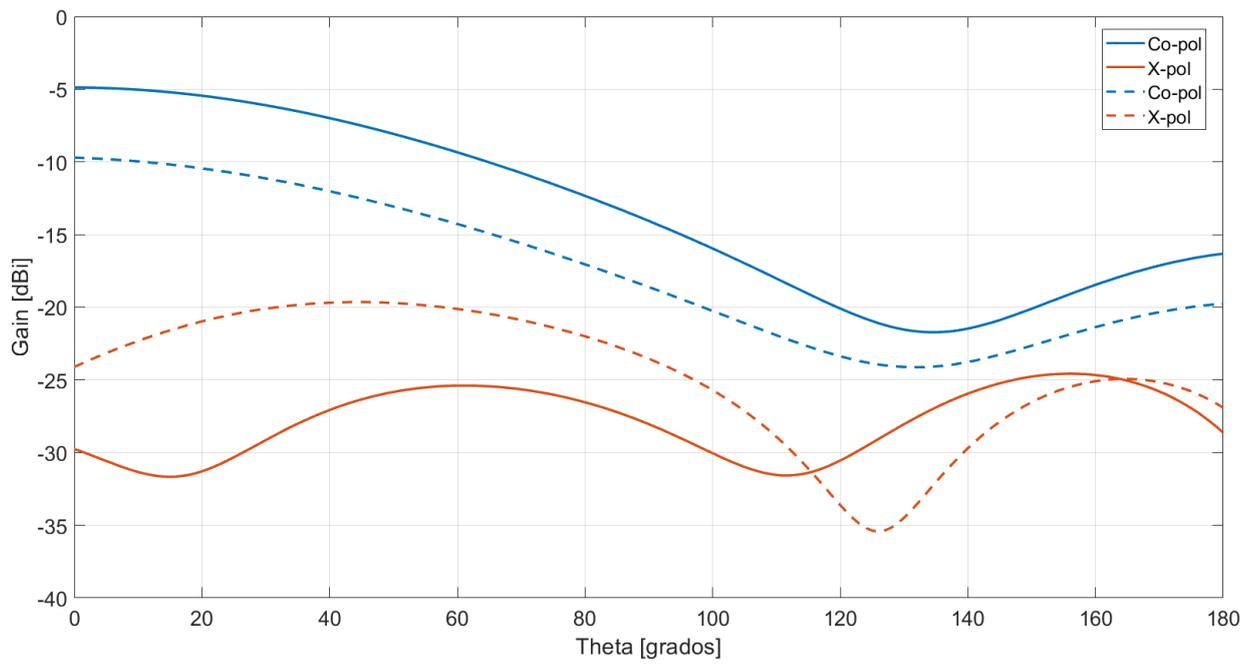


(d) 3.0 GHz

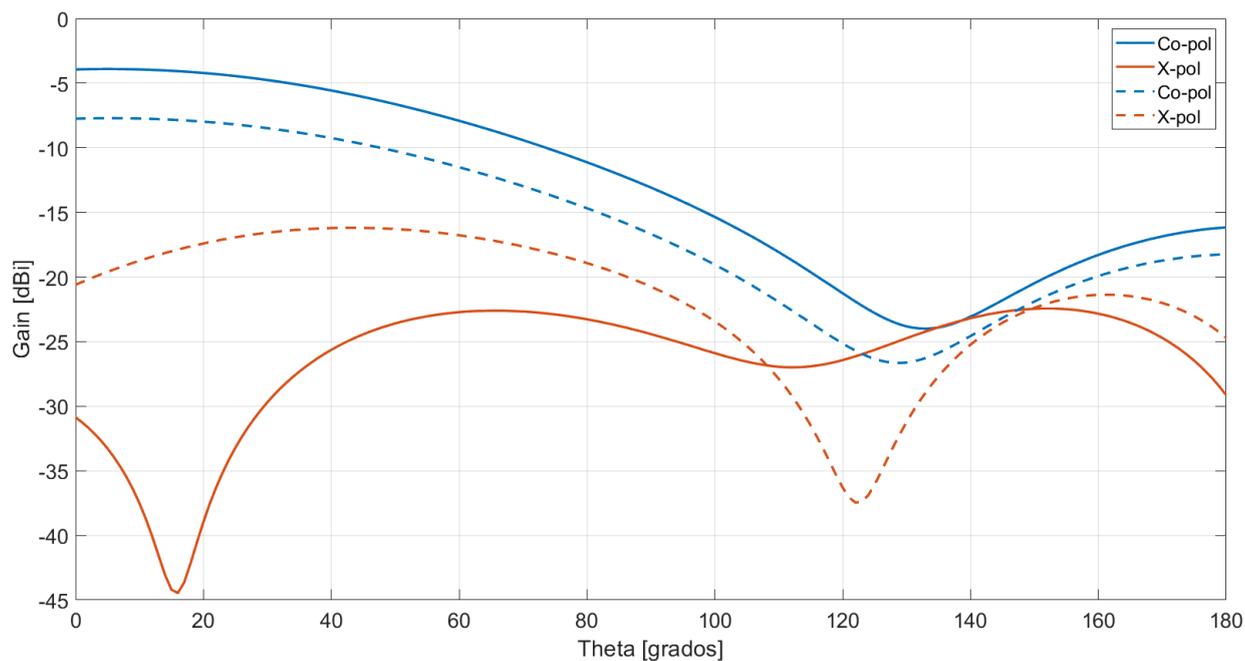
Figura 3.27. Diagrama copolar y contrapolar simulados de la antena con H-pol. Excitación a diferentes frecuencias.



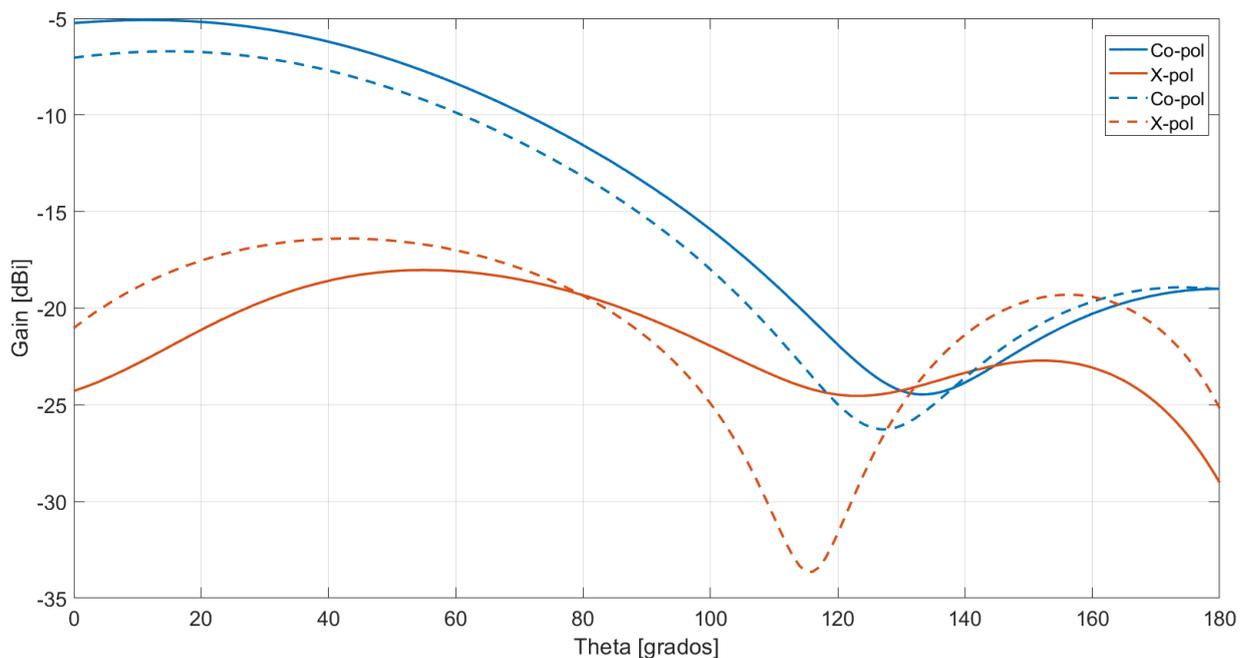
(a) 2.7 GHz



(b) 2.8 GHz



(c) 2.9 GHz



(d) 3.0 GHz

Figura 3.28. Diagrama copolar y contrapolar simulados de la antena con V-pol. Excitación a diferentes frecuencias.

Se puede notar que, alrededor del lóbulo principal del diagrama de radiación el nivel de polarización deseada aumenta cuando se utiliza alimentación diferencial y el nivel de polarización cruzada disminuye debido a la suma constructiva y destructiva de los niveles de señal de ambos acopladores.

4. Resumen

Se presentó el proceso de diseño de la antena Patch propuesta en este trabajo. La misma fue diseñada para operar en la banda de frecuencias de 2.7 a 3.0 GHz con una configuración de alimentación diferencial para la excitación de polarización vertical. Esta técnica redujo los niveles de polarización cruzada respecto de la antena descrita en la Sección II, la cual se alimenta solo con un punto de alimentación en cada sentido de polarización.

Conclusión

A partir del estudio del artículo presentado en el Capítulo I se desarrolla y detalla el diseño de un elemento radiante perteneciente al arreglo, el cual se construye mediante diferentes etapas de diseño. En la Sección I se utilizan los criterios de diseño del Capítulo II para el estudio de una antena Patch convencional de geometría rectangular alimentada por una línea de transmisión. Como resultado de esta etapa se determina cambiar el sustrato inicial por otro de mayor espesor y con menores pérdidas dieléctricas. De esta manera se logró obtener una mejor eficiencia de radiación de la antena.

Antes de llegar al diseño de la antena propuesta, la cual utiliza una configuración de alimentación diferencial para la excitación de polarización vertical, en la Sección II se realiza un diseño de antena que sirve para hacer una comparación de las características logradas por la alimentación diferencial. Además, en la Sección II se diseña una versión mejorada de un acoplador direccional de microtira partiendo de una geometría de referencia. Este acoplador presenta mejoras en la potencia acoplada a través de la utilización de diversas técnicas novedosas. En casi todas las etapas de diseño se utilizó una estructura modular. Es decir, se inicia el diseño de una estructura partiendo de otra previamente diseñada. De esta manera, se divide el problema de diseño en estructuras más pequeñas y menos complejas. Luego, en la unión de las partes, se pudo lograr un resultado más ajustado al diseño de antena que se pretendía alcanzar.

Capítulo IV

Antenas Construidas

Organización del Capítulo IV

En este capítulo se presentan los resultados de medir las características de las antenas una vez fabricadas para validar los datos de las simulaciones y determinar el desempeño real de las mismas. En primera instancia, se construyeron las antenas de polarización dual propuestas con y sin alimentación diferencial. Lo siguiente fue medir sus características de radiación y sus parámetros de dispersión. Los diagramas de radiación de las antenas y la ganancia de la antena propuesta se midieron en la cámara semianecoica de la Universidad Nacional de Río Negro (UNRN). En cuanto a la medición de los parámetros de dispersión, se realizaron en las instalaciones de la empresa INVAP S.E. con un analizador de redes vectorial o VNA (Vector Network Analyzer, en inglés). Los datos medidos se contrastan con los datos simulados.

Sección I

Prototipado

Se construyen los prototipos de antena microstrip de doble polarización lineal diseñados en el Capítulo III.

1. Proceso de Fabricación

En el proceso de fabricación se utilizó la técnica de litografía con iluminación UV, la cual consiste en utilizar un material fotosensible sobre la placa e iluminar con luz ultravioleta para imprimir el circuito sobre la placa. Los materiales contemplados para la fabricación de PCBs a través del método UV son:

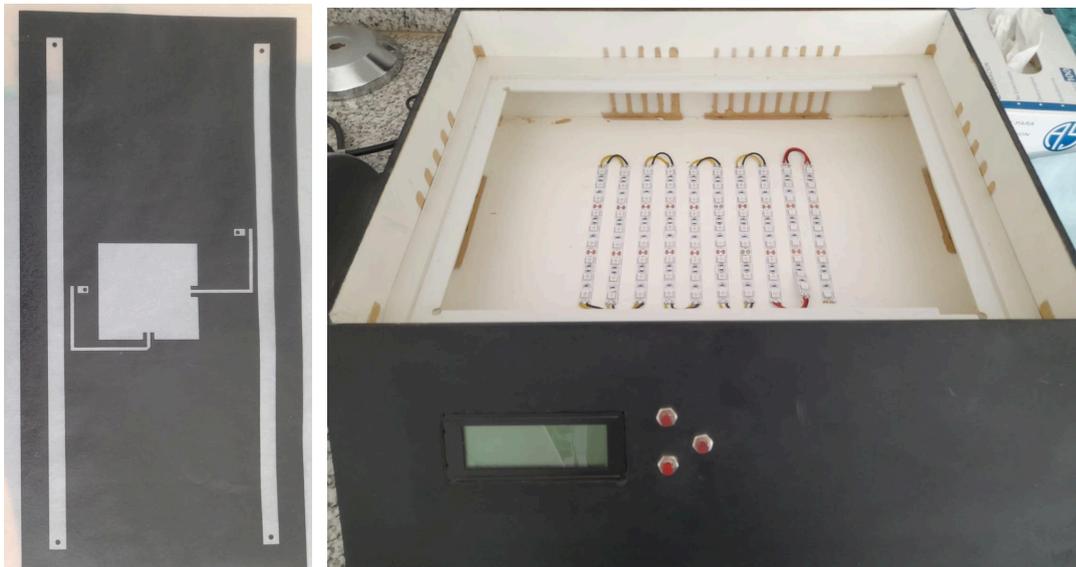
- Film fotosensible
- Impresora laser
- Papel vegetal (hoja de impresión transparente compatible)
- Luz UV
- Soda cáustica
- Cloruro férrico
- Agua
- Placa PCB virgen
- Mini torno y sus accesorios:
 - Brocas de 0.75mm y 1.2mm
 - Punta de corte
- Lija de grano fino
- Esponja de acero inoxidable
- Thinner
- Flux

A continuación se describen las etapas del proceso de fabricación:

1. Impresión: se imprime el negativo del circuito sobre una lámina de impresión transparente. Un aspecto importante de la impresión es lograr un alto contraste del color negro para evitar filtraciones de luz UV.
2. Preparación: previo a realizar el proceso de exposición de luz se debe realizar la limpieza de la placa virgen ya que cualquier tipo de desnivel o irregularidad en la misma puede provocar problemas en los resultados finales. Para esta tarea se utiliza una esponja de acero, tal que la placa se vea sumamente lisa.

3. Exposición: se coloca un film fotosensible sobre la placa virgen y luego la lámina transparente con el circuito impreso para llevar a cabo la exposición a la luz UV. Este proceso adhiere el material fotosensible sobre la placa en las zonas iluminadas.
4. Revelado: con la placa correctamente expuesta a la luz UV, se procede a despegar la cubierta del film fotosensible, seguidamente se introduce la placa en el líquido revelador aproximadamente 5 minutos para remover todo el material fotosensible que no fue iluminado. Pasado el tiempo, se hace la limpieza de la placa con agua para retirar el líquido revelador.
5. Ataque químico: esta fase consiste en disolver todo el cobre que no está cubierto por el film fotosensible. La placa debe depositarse en el cloruro férrico aproximadamente 15 minutos, moviendo la placa y agitando levemente el recipiente en el que se encuentra cada 3 minutos.
6. Perforado y terminaciones: las perforaciones realizadas al PCB se hacen de manera casera (con un mini torno en mano). Las mismas deben ser precisas, por lo que se tuvo especial cuidado. Para terminar la placa, se remueve el film fotosensible restante con thinner y se remueven las asperezas con una esponja de acero de trazo fino. Finalmente se rocía la placa con una laca protectora (flux) y se la deja secar por aproximadamente 20 minutos.

En la Figura 4.1 se presentan algunas imágenes del proceso realizado sobre la antena de dos puertos. Este mismo proceso se repitió para la antena de tres puertos.



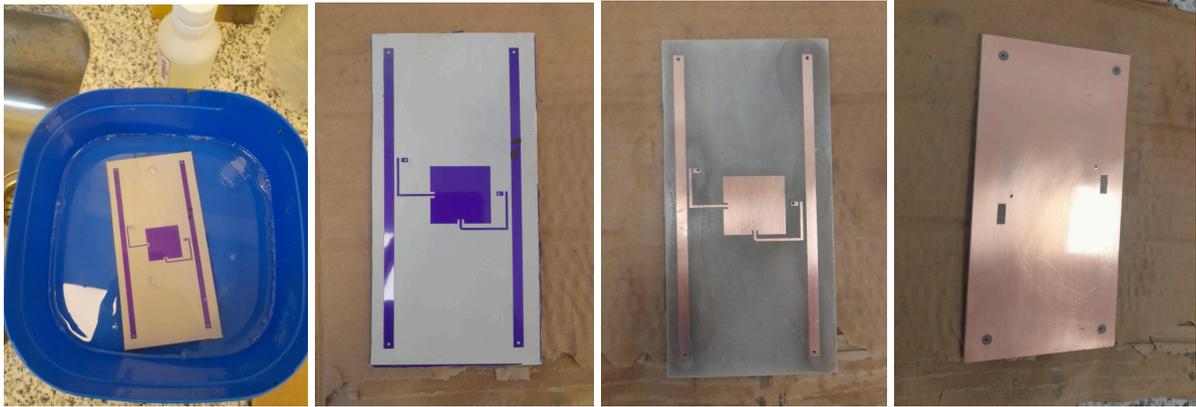


Figura 4.1. Proceso de fabricación de la antena parche.

Cabe decir que las dimensiones del laminado original eran de 6x6 pulgadas pero se dividió a la mitad ya que el espacio era suficientemente grande para caber dos elementos radiantes. De esta manera, el sustrato para cada antena es de 6x3 pulgadas o lo que es aproximadamente igual a 15x8 centímetros.

1.1. Prototipos

Las antenas están implementadas en el sustrato *RT/duroid*[®]6002 de Rogers Corporation con 3,05 mm de espesor y constante dieléctrica 2,94, y se muestran en la Figura 4.2.

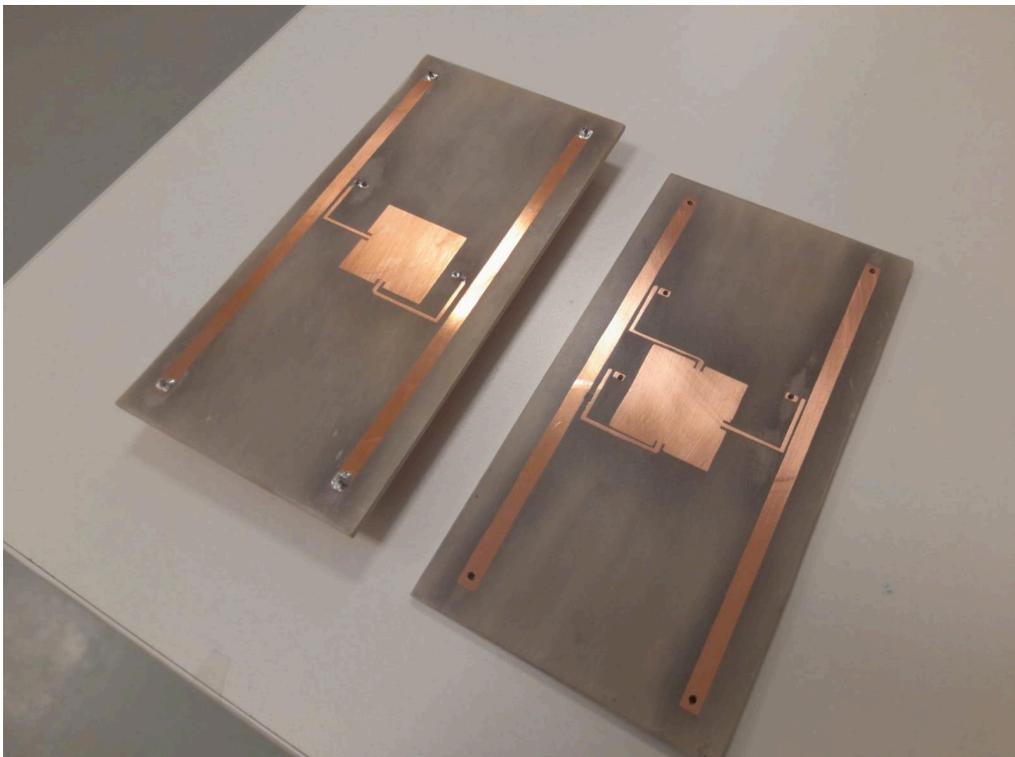
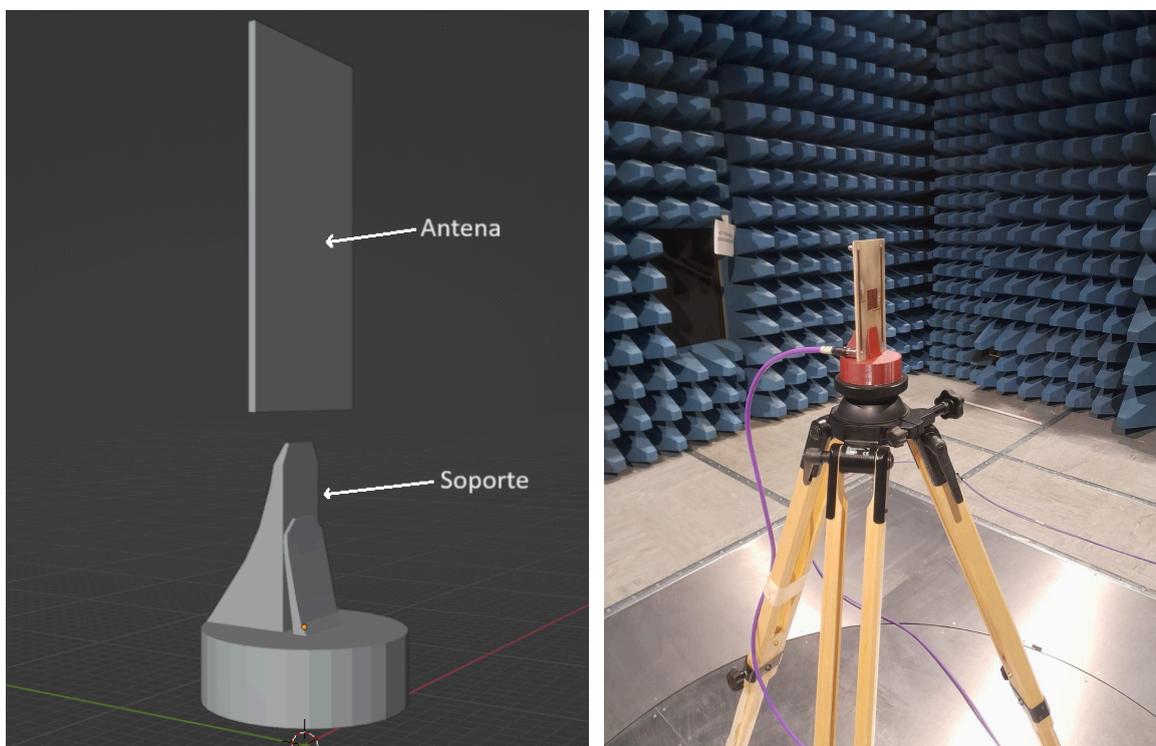


Figura 4.2. Antenas construidas.

2. Soporte

Para realizar correctamente las mediciones fue necesario ubicar la antena microstrip perpendicular al plano del suelo a una altura h del mismo. Se contó con un trípode de altura regulable pero se requirió diseñar un soporte que permita sujetar la antena al trípode. Utilizando software de modelado 3D, se introdujeron las medidas acorde a las dimensiones de la antena Patch y la base del trípode para modelar un soporte de base cilíndrica de 8,6 cm de diámetro y 3 cm de altura (la cual posee una hendidura de $\frac{1}{4}$ de pulgada de diámetro y 2 cm de profundidad en la parte inferior) con un respaldo y una lengüeta flexible en la parte superior. El diseño se fabricó mediante impresión 3D y se le colocó una tuerca hexagonal estándar de $\frac{1}{4}$ de pulgada en la hendidura inferior de la base. De esta manera, se pudo fijar el soporte al trípode y sujetar la antena Patch al soporte, como se muestra en la Figura 4.3(b).



(a) Diseño

(b) Implementación

Figura 4.3. Diseño e implementación del soporte para la antena Patch.

3. Resumen

Se construyeron dos prototipos de antena Patch para comparar y validar las ventajas de la configuración de alimentación diferencial. Las mismas operan en la banda de frecuencias de 2.7 a 3.0 GHz sobre sustrato *RT/duroid®6002* de Rogers Corporation con 3,05 mm de espesor y constante dieléctrica 2,94. Para adquirir las mediciones, primero fue necesario diseñar y construir un soporte que permitiera sujetar la antena a un trípode mientras este gira sobre la base giratoria dentro de la cámara semianecoica.

Sección II

Resultados de Medición

Para medir el diagrama de radiación de las antenas se armó un setup de medición el cual consiste de la antena microstip, 3 cargas SMA de 50 ohm, un trípode, el soporte diseñado, una antena generadora de campo que transmite en el rango de frecuencias de interés, cables de RF e instrumentos de medición tal como un generador de RF y un analizador de espectro. Los ensayos se realizan en la cámara semianecoica, la cual posee una base giratoria donde se coloca el dispositivo bajo prueba (en este caso, las antenas construidas). Y las mediciones se adquieren en el cuarto contiguo a la misma donde se ubican los instrumentos de medición. La conexión de los instrumentos con las antenas se hace mediante conectores pasamuros y cables de RF.

1. Cámara Semianecoica

Una cámara anecoica o semianecoica es un recinto que emula las condiciones de las ondas electromagnéticas en el espacio libre. En las paredes internas, techo e incluso suelo (esto último sólo para las cámaras anecoicas) contiene material anecoico capaz de absorber la energía de las ondas electromagnéticas producidas por un emisor y así evitar reflexiones de las ondas. El exterior de la cámara posee un blindaje para bloquear cualquier fuente externa de radiación electromagnética. En estas condiciones se evita cualquier tipo de interferencia externa con lo que suceda en el interior. A modo ilustrativo, en la Figura 4.4 se muestra un setup de medición similar al utilizado en las instalaciones de la cámara semianecoica.

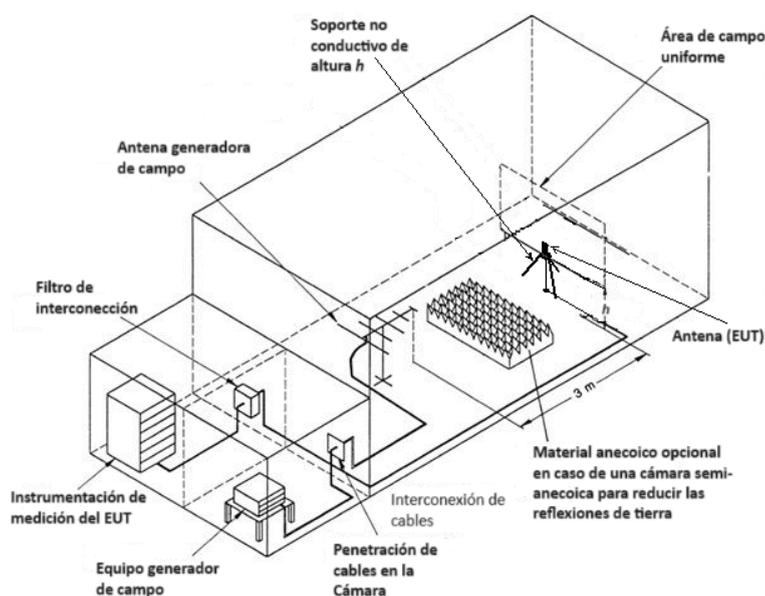


Figura 4.4. Ejemplo de setup de medición.

La altura a la que se ubica el equipo bajo prueba o EUT (Equipment Under Test, en inglés), en este caso la antena microstrip, y la altura de la antena generadora de campo es igual a $h = 1,48$ m. Un criterio aproximado para saber si la antena está dentro del límite inferior del campo lejano es 3λ a la frecuencia superior [14]. Es decir, la distancia mínima a la que se debe ubicar la antena a medir de la antena generadora de campo es de $3\lambda = 3v_p/f_{sup} \cong 3(3 \times 10^8)/(3 \times 10^9)$ m = 0.3 m, donde v_p es la velocidad de la luz en el espacio libre. Por lo tanto, más allá de 0.3 m las componentes del campo serán esencialmente transversales y la distribución angular será independiente de la distancia radial donde se realizan las mediciones [11], por lo que la distribución de campo será uniforme.

Durante los ensayos, la distancia que separa a ambas antenas fue de 3 m. Opcionalmente puede ir entre ellas material anecoico para evitar las reflexiones del suelo pero en nuestro caso no se utilizó. En la Figura 4.5 se muestra parte de la cámara y la ubicación de las antenas antes de realizar la medición.

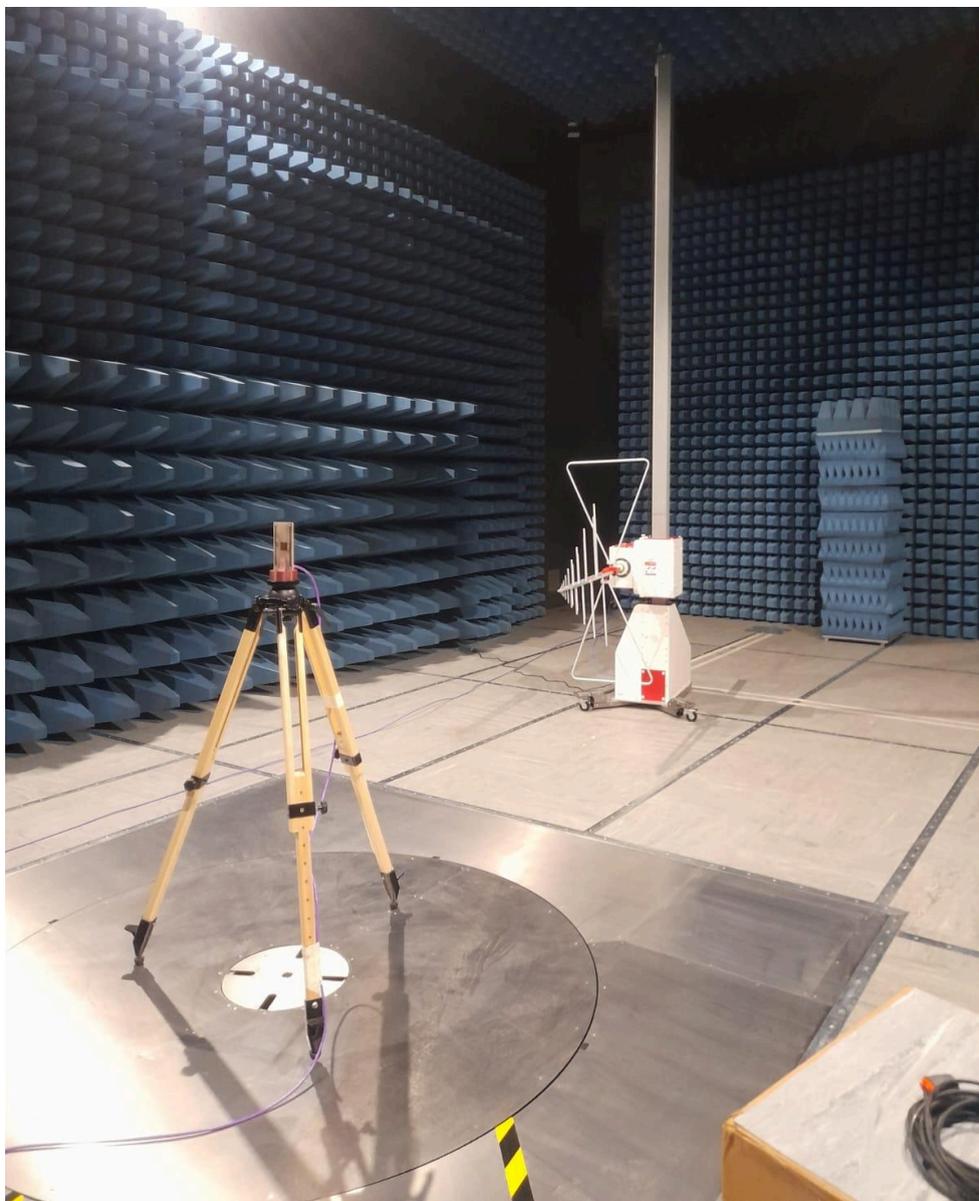


Figura 4.5. Cámara semianecoica.

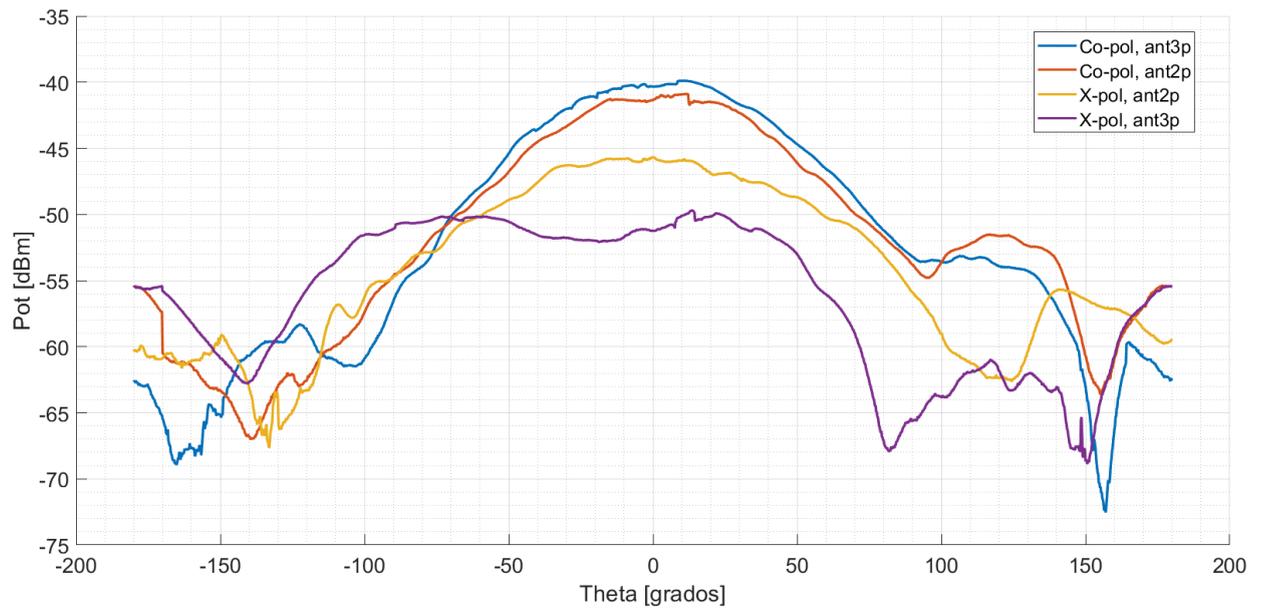
La antena generadora de campo es una antena trilog de banda ancha (25 MHz - 8 GHz), de origen alemán, modelo ALX-8000E del Grupo Frankonia [15]. Como se puede observar en la Figura 4.5, se conecta un cable de RF a la antena generadora de campo y otro en uno de los puertos de entrada de la antena parche (mientras que los demás puertos permanecen adaptados con terminaciones de 50 ohm) desde los conectores pasamuros. Detrás de una de las paredes de la cámara se encuentra el cuarto donde están ubicados los instrumentos de medición. La cámara posee una base giratoria para el EUT la cual es controlada desde el cuarto contiguo permitiendo girar la antena la cantidad de grados deseados en el plano de medición. Tanto la base giratoria como la altura de la antena generadora de campo son controladas desde el cuarto contiguo permitiendo agilizar la medición.

2. Diagrama de Radiación

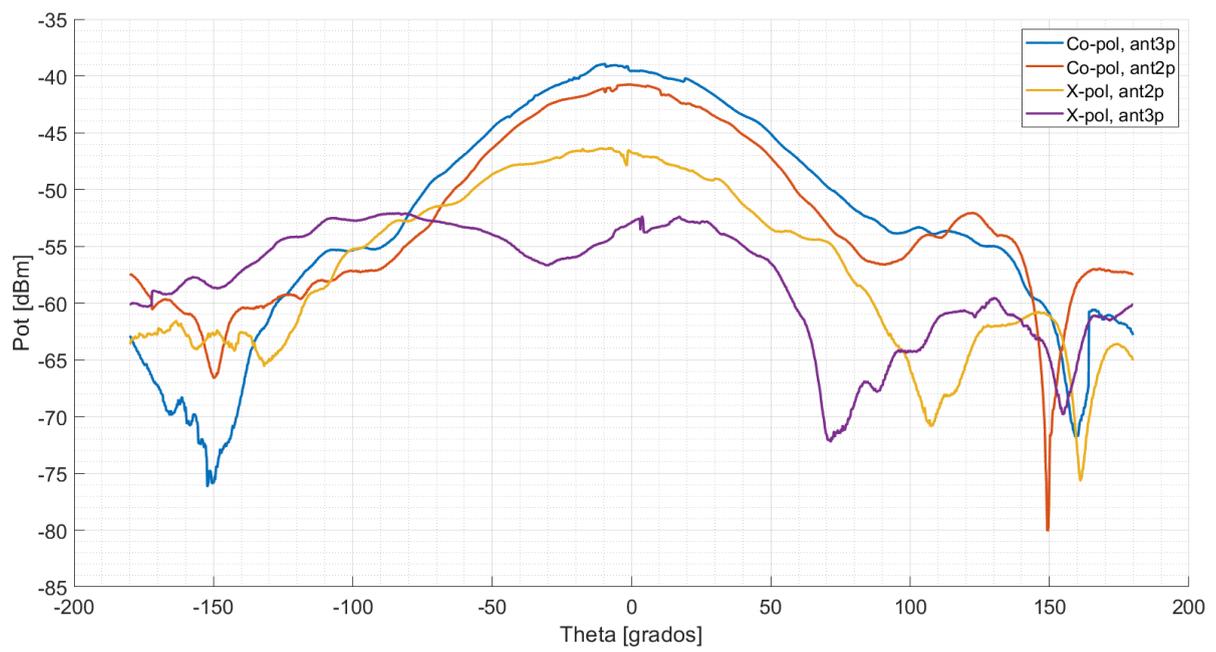
Una vez colocadas las antenas en su lugar y hechas las conexiones a los instrumentos de medición, se configuran los mismos para adquirir las mediciones en la banda de frecuencias de 2.7 a 3.0 GHz con pasos de 1 GHz y barrido de 180°. Para ello, primero se toma el tiempo que tarda la base giratoria en girar 360°. Tal valor se lo agrega al analizador de espectro como el tiempo de barrido de medición. Luego, se inicia la medición en la frecuencia de 2.7 GHz inyectando la máxima potencia disponible del generador de RF (17 dBm) a la antena generadora de campo durante el tiempo que tarda el analizador de espectro en tomar los datos. Luego, manteniendo la misma frecuencia, se hace rotar la antena transmisora 90° y se realiza la medición del nivel de polarización cruzada en esa frecuencia. Lo mismo se hace para las frecuencias 2.8, 2.9 y 3.0 GHz. Una vez terminadas las mediciones en uno de los puertos de entrada de la antena Patch se conecta el cable de RF al otro puerto, el cual tiene sentido de polarización ortogonal, y se efectúan las mediciones para cada frecuencia.

2.1. Mediciones

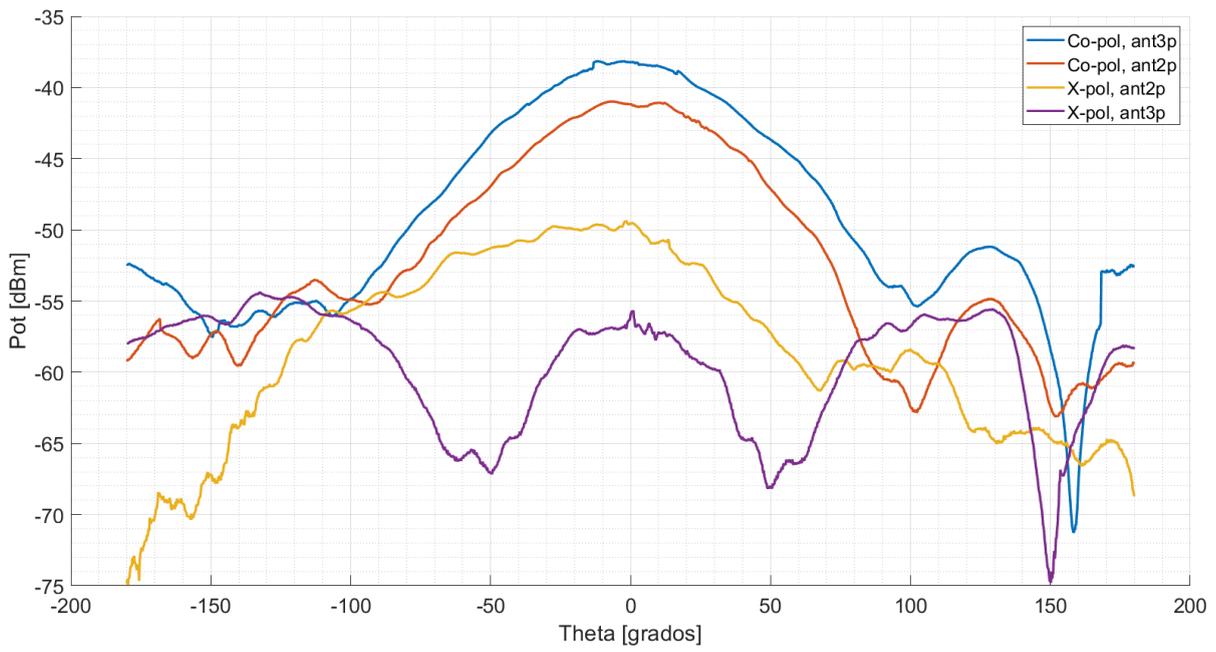
Una vez obtenidas las mediciones en ambas antenas microstrip, se las compara a modo de observar las ventajas/diferencias entre ellas. La leyenda *ant3p* y *ant2p* hacen referencia a la antena de tres y dos puntos de alimentación, respectivamente. Cabe recordar que la antena con tres puntos de alimentación es la que utiliza la configuración de alimentación diferencial. Las mediciones se realizaron en el plano azimutal (de -180° a 180°) con la antena orientada como muestra la Figura 4.3, y excitando los puertos correspondientes para obtener la polarización horizontal y vertical como muestran las Figuras 4.6 y 4.7, respectivamente.



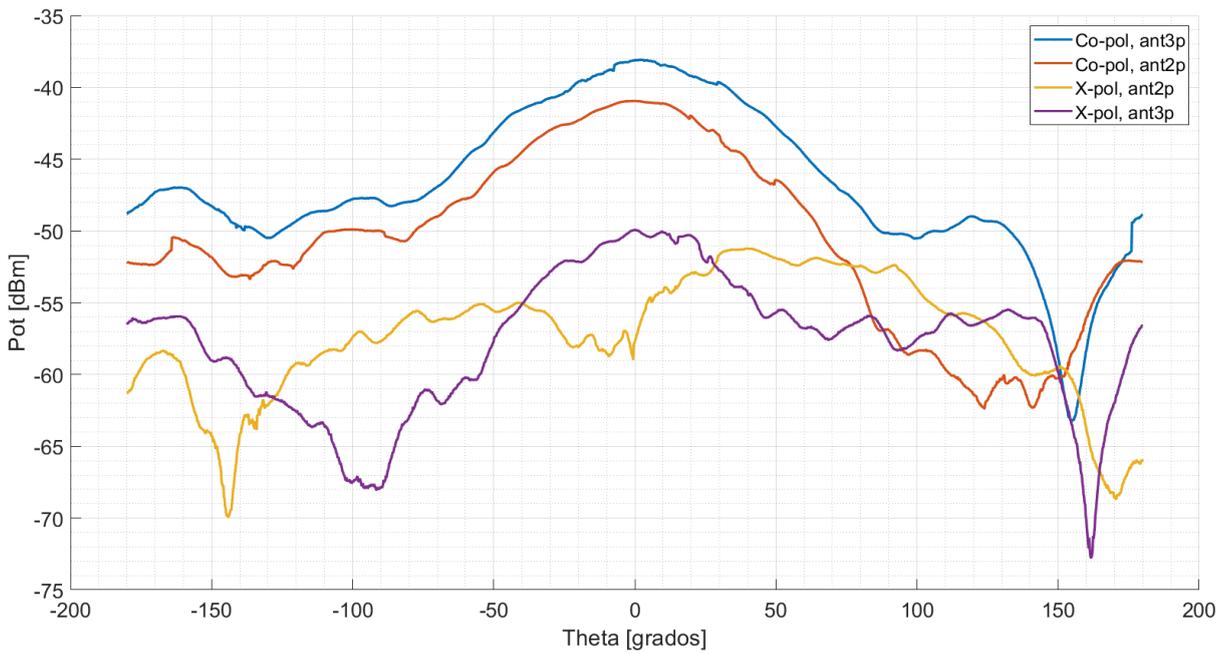
(a) 2.7 GHz



(b) 2.8 GHz

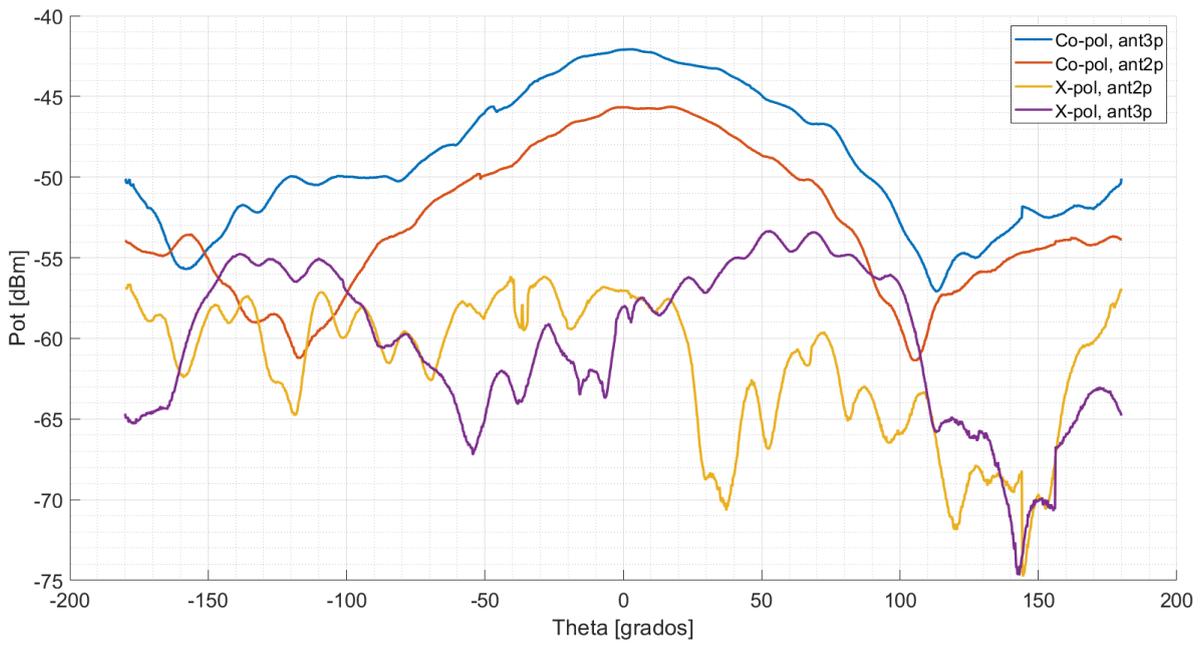


(c) 2.9 GHz

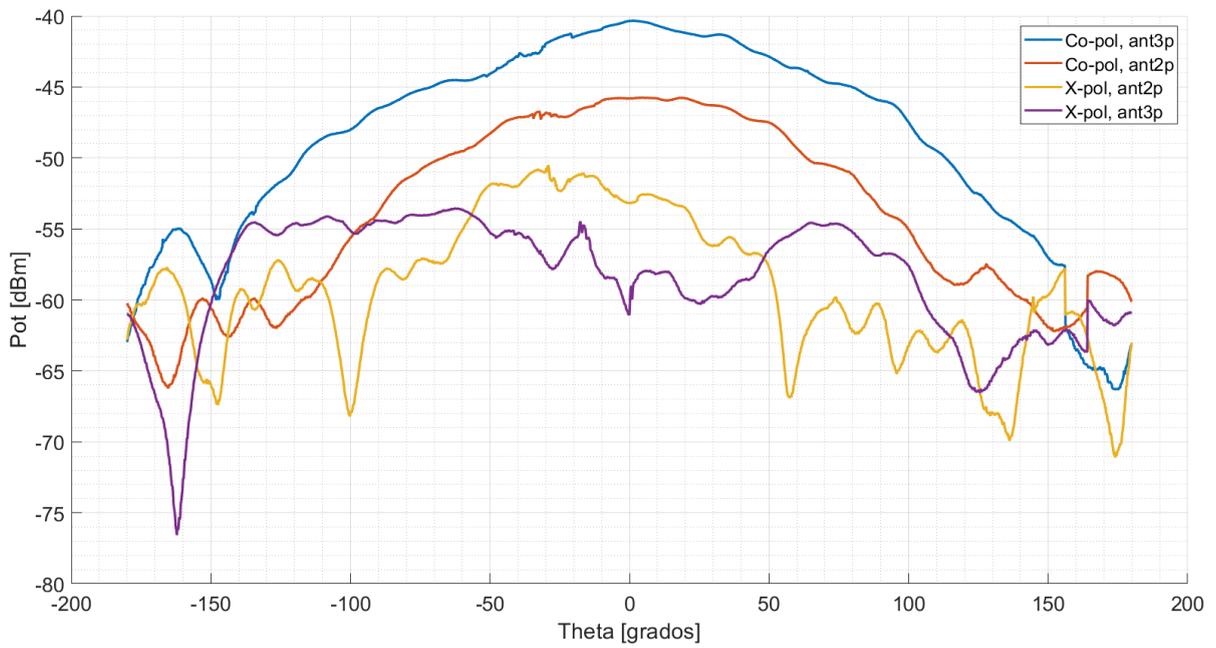


(d) 3.0 GHz

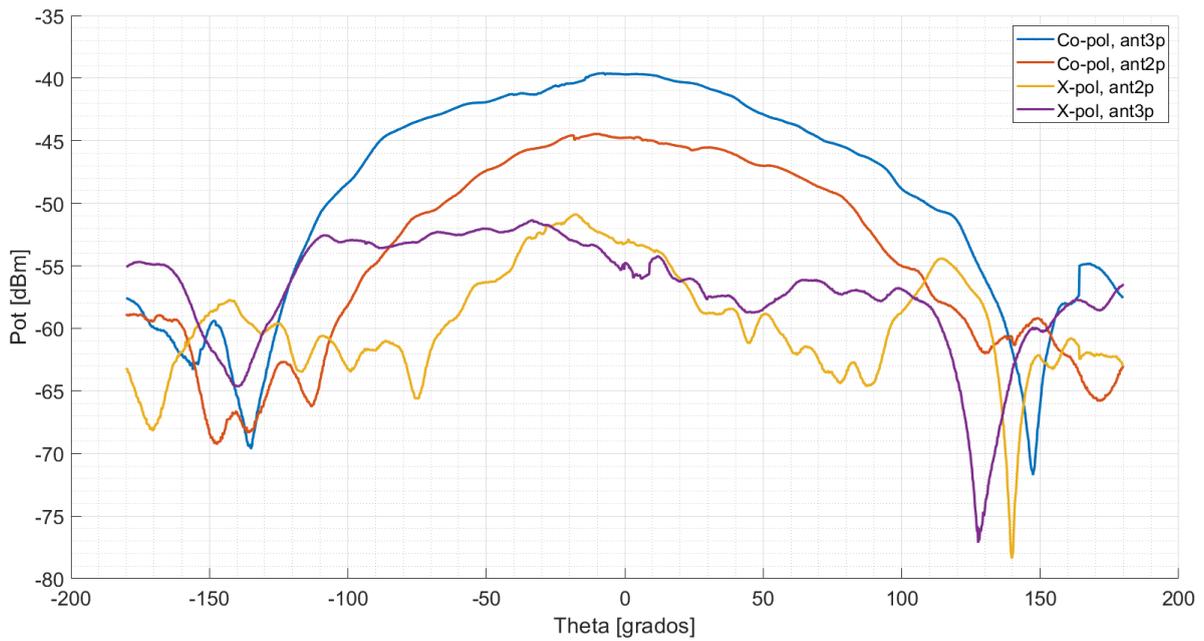
Figura 4.6. Diagrama copolar y contrapolar medidos de las antenas construidas en el plano H con H-pol. Excitación a diferentes frecuencias.



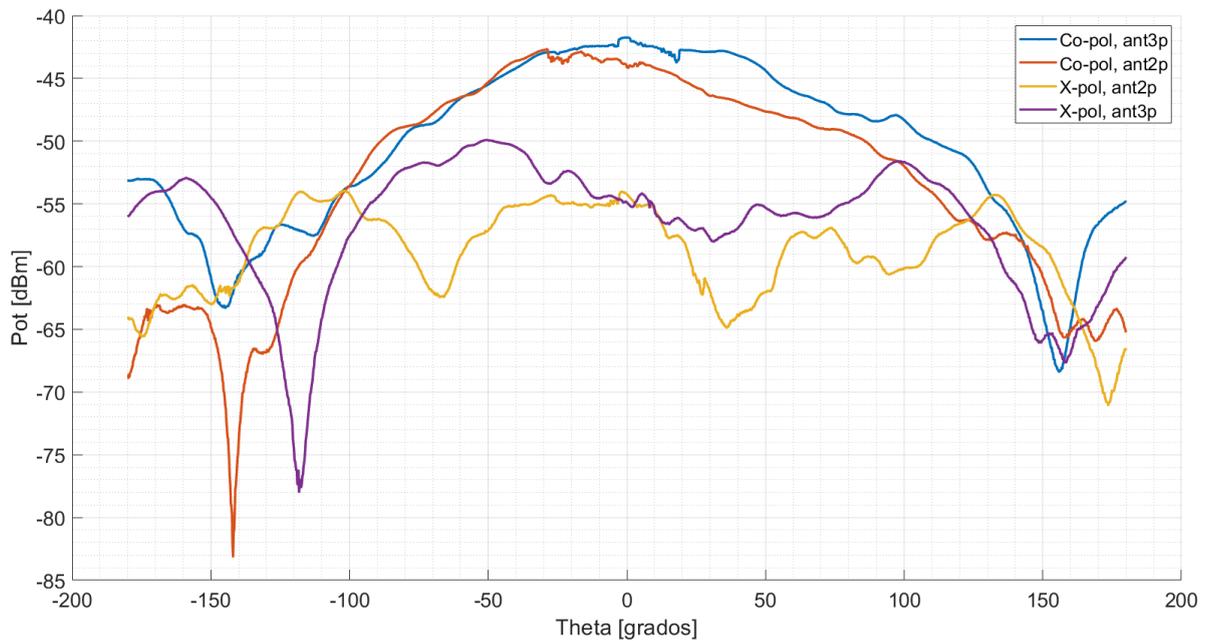
(a) 2.7 GHz



(b) 2.8 GHz



(c) 2.9 GHz



(d) 3.0 GHz

Figura 4.7. Diagrama copolar y contrapolar medidos de las antenas construidas en el plano H con V-pol. Excitación a diferentes frecuencias.

Se puede observar en la Figura 4.6 y 4.7 que la diferencia entre los niveles de potencia correspondientes a cada polarización es cercana a 15 dB en el caso de la antena con configuración de alimentación diferencial y cercana a 10 dB en la antena de dos puntos de alimentación. Si bien esto muestra una mejora respecto a las características de polarización al

utilizar alimentación diferencial, los valores observados no son típicos de una antena con bajo nivel de polarización cruzada como son los dipolos o las ranuras [11], que alcanzan valores superiores a 20 dB de aislación a la polarización cruzada.

3. Medición de Ganancia

Un parámetro importante que describe las características de radiación de una antena es la ganancia. Existen distintas técnicas para obtener su valor que dependen principalmente de la cantidad de antenas utilizadas: método de dos antenas, tres antenas y cuatro antenas. La elección depende principalmente de la disponibilidad.

En este trabajo se hizo enfoque en el método de dos antenas sobre el cual existen dos alternativas que pueden utilizarse para la medición de la ganancia: medición de ganancia absoluta o medición de ganancia por comparación. El primer método mide la ganancia de una antena utilizando dos antenas idénticas y no requiere tener conocimiento a priori de la ganancia de ninguna antena. El problema típico de esta medición es disponer de dos antenas exactamente iguales. En el caso de la medición por comparación se utiliza una antena de referencia cuya ganancia es conocida para determinar la ganancia absoluta de la antena bajo prueba. Este segundo método es el que se utilizó para medir la ganancia de la antena propuesta.

3.1. Medición de Ganancia por Comparación

Para medir la ganancia de la antena bajo prueba se mide la potencia recibida cuando se transmite con una antena de referencia cuya ganancia es conocida. Con esta medición y conociendo las pérdidas por propagación, se puede calcular la ganancia de la antena bajo prueba utilizando la ecuación de transmisión de Friis teniendo en cuenta que las antenas están alineadas respecto al punto de máxima radiación y respecto a la polarización. De esta manera se puede expresar la ecuación de Friis como

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 G_{0t} G_{0r} \quad (4.1)$$

donde

P_r : potencia entregada a la carga de la antena receptora.

P_t : potencia de entrada de la antena transmisora

G_{0t} : Ganancia máxima de la antena transmisora

G_{0r} : Ganancia máxima de la antena receptora

El término $(\lambda/4\pi R)^2$ se conoce como factor de pérdida en el espacio libre y tiene en cuenta las pérdidas debidas a la dispersión esférica de la energía por parte de la antena. Sin embargo, para evitar el cálculo de la pérdidas por propagación se realiza una nueva medición reemplazando la antena bajo prueba por una antena patrón, cuya ganancia también es conocida. Finalmente, restando la potencia recibida en ambas mediciones se puede obtener la ganancia de la antena bajo prueba sin utilizar el cálculo de pérdidas por propagación. De

acuerdo con la fórmula de Friis expresada en dB, para cada una de estas medidas se puede plantear las siguientes relaciones

$$G_t[dBi] + G_e[dBi] = 20\log\left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right) + 10\log\left(\frac{P_e}{P_t}\right) \quad (4.2)$$

$$G_t[dBi] + G_s[dBi] = 20\log\left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right) + 10\log\left(\frac{P_s}{P_t}\right) \quad (4.3)$$

donde:

$G_t[dBi]$: ganancia de la antena transmisora.

$G_e[dBi]$: ganancia de la antena bajo prueba.

$G_s[dBi]$: ganancia de la antena de referencia.

De la diferencia entre (4.2) y (4.3) se deduce que

$$G_e[dBi] = G_s[dBi] + 10\log\left(\frac{P_e}{P_s}\right) \quad (4.4)$$

De (4.4) se puede observar que para determinar la ganancia de la antena bajo estudio es necesario medir la relación de potencias recibidas por cada antena y conocer únicamente la ganancia de la antena de referencia. En general, los tipos de antenas que son utilizados como antenas de referencia son el dipolo resonante de $\lambda/2$ (con una ganancia de aproximadamente 2,1 dBi) y la bocina piramidal (con una ganancia entre 12 y 25 dBi) [11]. Ambas antenas poseen polarización lineal. En nuestro caso, la antena de referencia utilizada consiste en una antena bocina de banda ancha (700MHz - 18GHz), de origen alemán, modelo PowerLOG®70180 de la empresa Aeronia AG [16], la cual se muestra en la Figura 4.8.



Figura 4.8. Medición de ganancia.

Debido a que se realizaron mediciones previas sobre la antenna bajo prueba, para llevar a cabo el cálculo de la ganancia utilizando la ecuación (4.4) solo hace falta medir la potencia recibida por la antenna de referencia. Para llevar a cabo esta medición se coloca la antenna de referencia en el lugar de la antenna bajo prueba apuntando en la dirección de máxima radiación como muestra la Figura 4.8. Se realizó la medida de la potencia sobre la antenna de referencia, P_s , para distintas frecuencias como muestra la Figura 4.9.

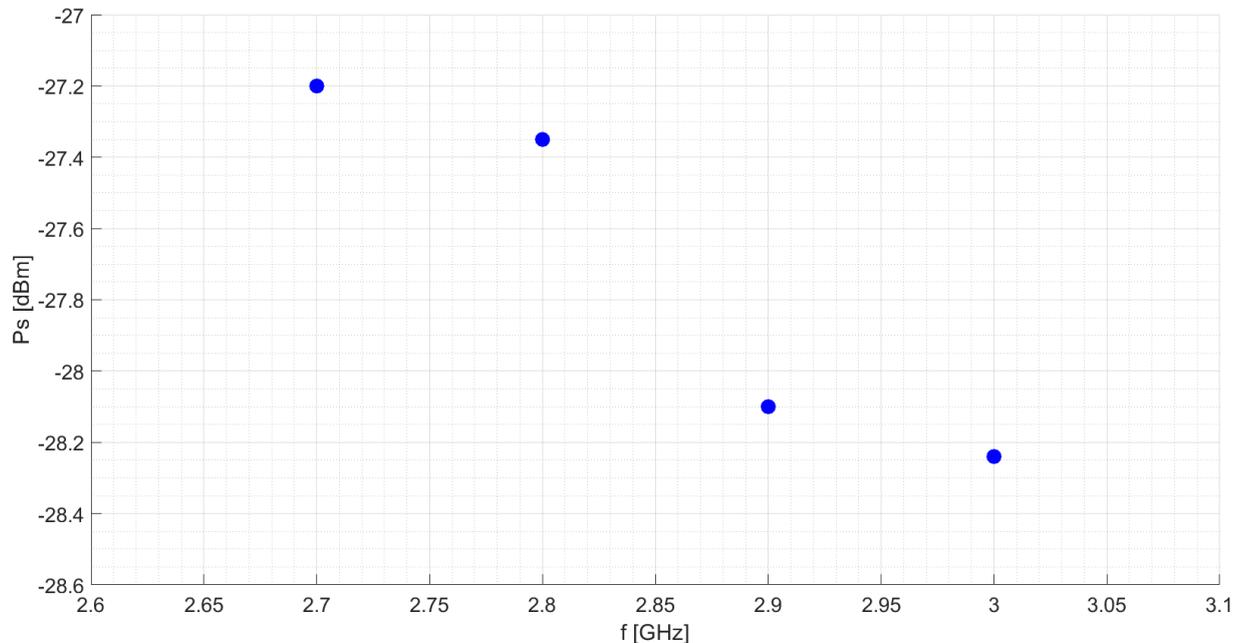


Figura 4.9. Potencia medida por la antenna de referencia.

Los valores obtenidos son -27.2dBm @ 2.7GHz, -27.35dBm @ 2.8GHz, -28.1dBm @ 2.9GHz y -28.24dBm @ 3.0GHz. Finalmente, para realizar los cálculos se toma el valor de potencia de la antenna bajo prueba de la Figura 4.7(c) en la frecuencia de 2.9 GHz, donde la potencia máxima es aproximadamente -40dBm.

Según las especificaciones de la antenna de referencia, la ganancia en 2.9 GHz es de 9,19 dBi en el plano H y por lo tanto la ganancia de la antenna bajo estudio según (4.4) es

$$\begin{aligned}
 G_e [dBi] &= G_s [dBi] + 10 \log \left(\frac{P_e}{P_s} \right) = \\
 &= G_s [dBi] + P_e [dBm] - P_s [dBm] \simeq \\
 &\simeq 9,19 \text{ dBi} + (-40 \text{ dBm}) - (-28,1 \text{ dBm}) = \\
 &\simeq -2,71 \text{ dBi}.
 \end{aligned}$$

Este valor concuerda con los datos simulados. En la Figura 4.10 y Figura 4.11 se ilustra el diagrama de radiación normalizado con el valor de ganancia calculado y se compara con los resultados de las simulaciones en el plano H.

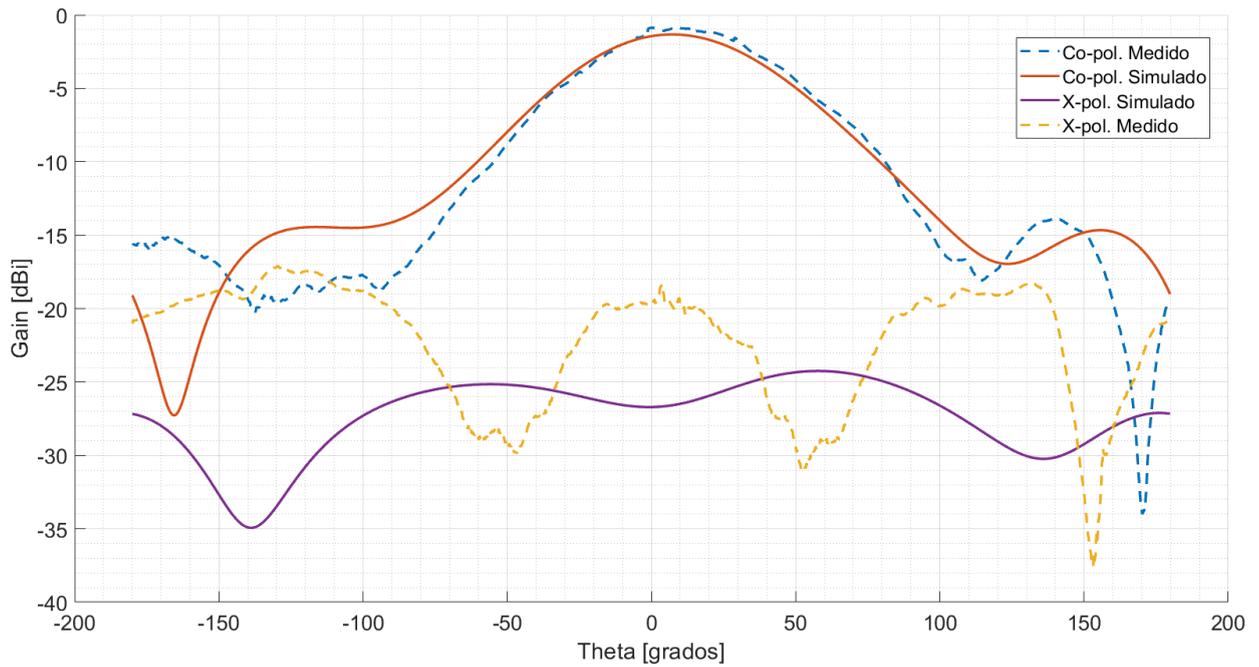


Figura 4.10. Diagrama copolar y contrapolar medidos y simulados de la antena con H-pol.

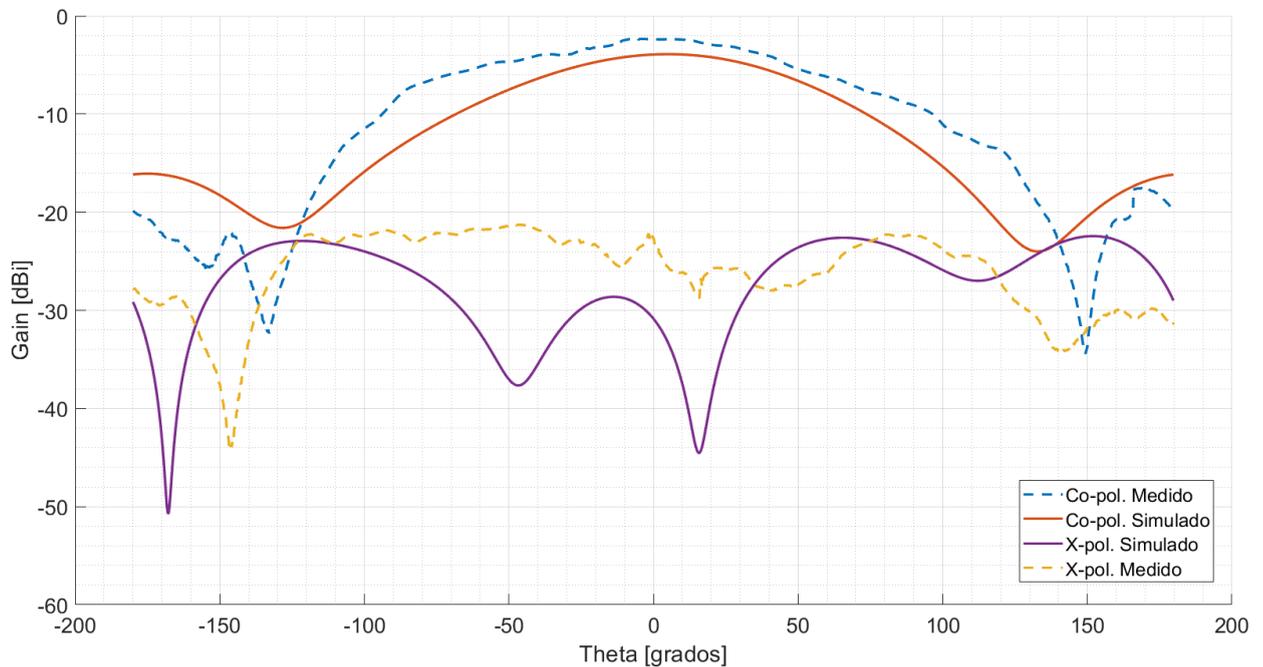


Figura 4.11. Diagrama copolar y contrapolar medidos y simulados de la antena con V-pol.

Si bien el diagrama de polarización cruzada obtenido en las mediciones discrepa del obtenido en las simulaciones, esto puede atribuirse a imperfecciones de implementación en los prototipos y reflexiones del suelo durante los ensayos de medición en la cámara semianecoica. Por otra parte, se observa que el diagrama copolar medido se asemeja bastante al calculado.

4. Parámetros de Dispersión

Para empezar, se arma el setup de medición el cual consiste de un analizador de redes, dos cables coaxiales SMA-SMA, dos cargas SMA de 50 ohm y la antena Patch, como se muestra en la Figura 4.12. Previo a la medición, se realiza la calibración del instrumento mediante un kit de calibración el cual se muestra en la Figura 4.13. La calibración permite eliminar errores que se generan en el analizador de redes y los errores introducidos por los cables y conectores cuando se realiza la medición de los parámetros S.

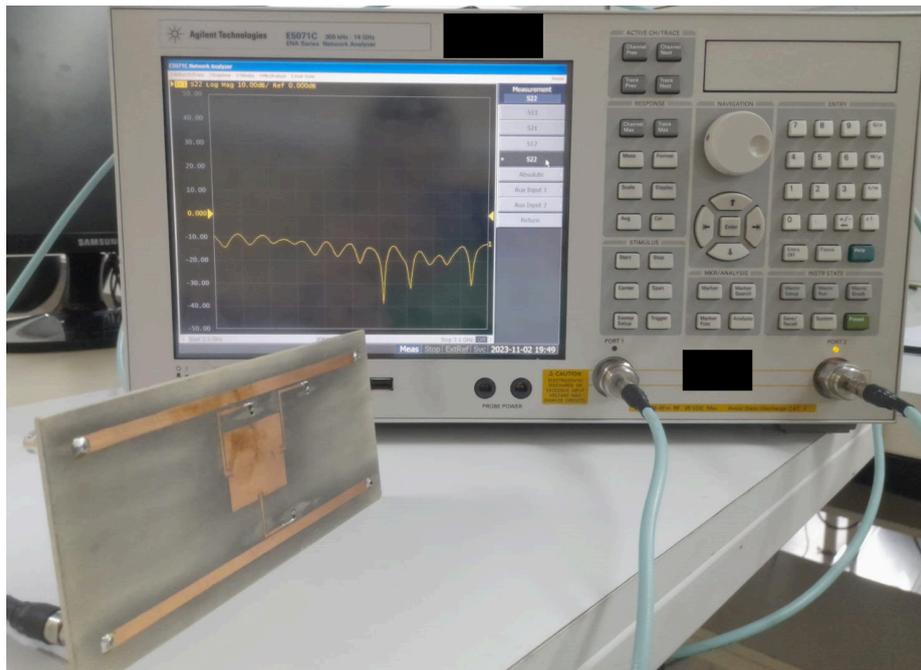
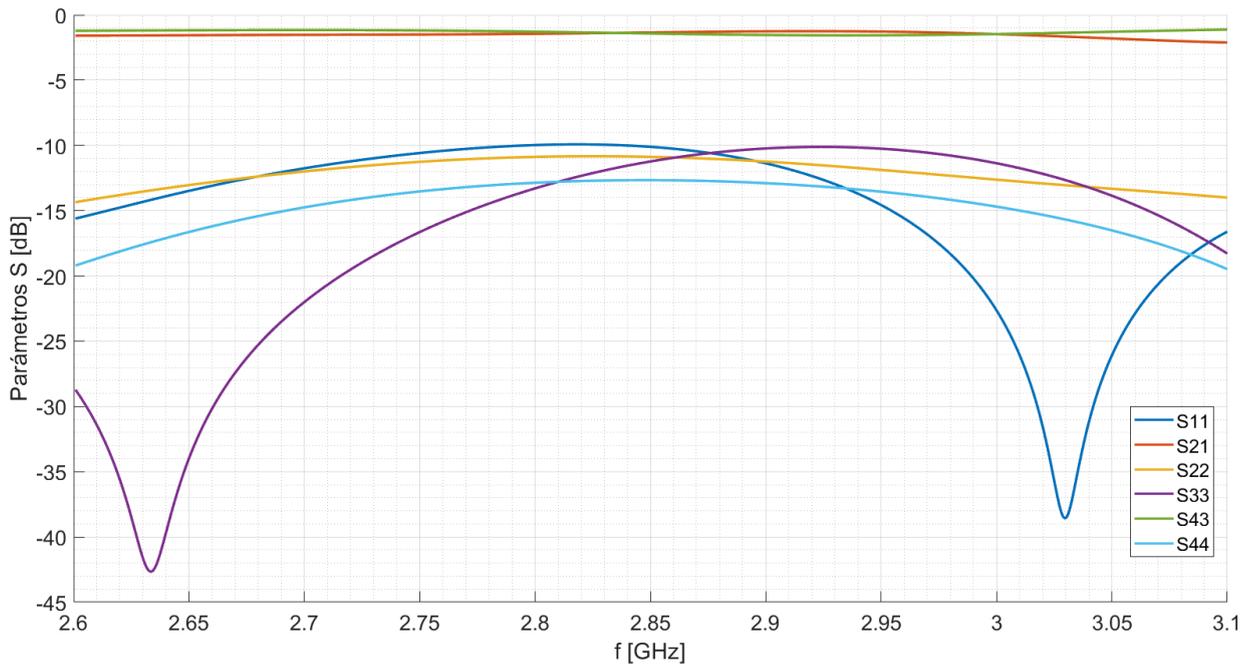


Figura 4.12. Setup de medición.

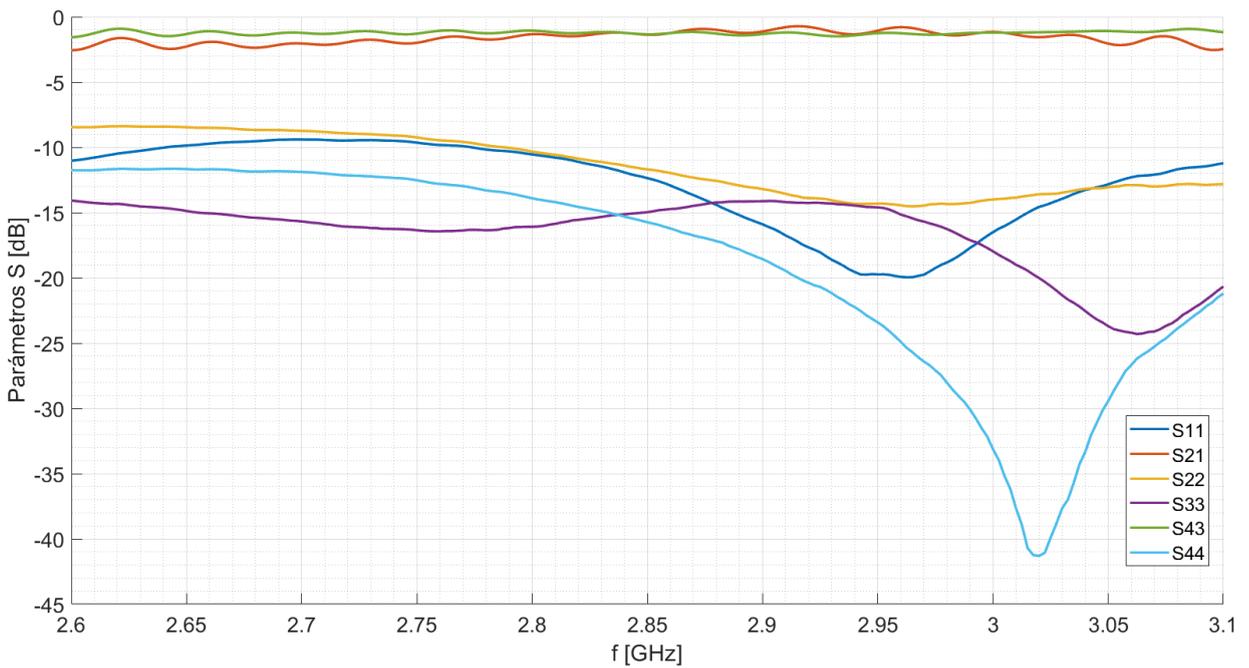


Figura 4.13. Kit de calibración utilizado.

Luego de la calibración se configura el rango de frecuencias y la cantidad de muestras para la adquisición de los datos. En la Figura 4.14 se muestran, a modo comparativo, los resultados simulados y medidos de los parámetros S de la antena propuesta.



(a) Datos simulados



(b) Datos medidos

Figura 4.14. Magnitud de los parámetros S de la antenna propuesta.

Se puede observar que los parámetros de dispersión medidos de la antenna concuerdan bastante con los datos simulados. Además, en la Figura 4.15 se puede ver que la pérdida de retorno es mejor que 9 dB para ambas polarizaciones y el aislamiento es mejor que 34 dB en toda la banda de frecuencias de interés.

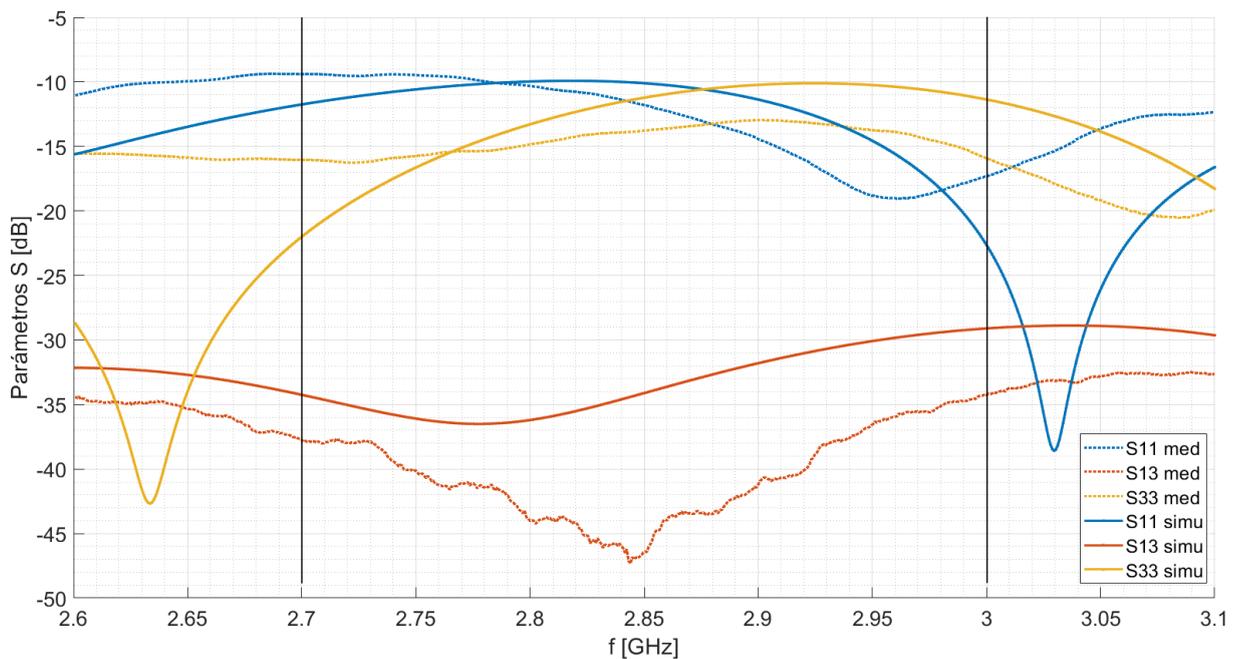


Figura 4.15. Magnitud de los parámetros S de la antena propuesta simulados (línea sólida) y medidos (línea punteada).

Los coeficientes de reflexión medidos en ambos puertos de entrada concuerdan con los resultados calculados; sin embargo, se observan cambios de frecuencia en las frecuencias resonantes alrededor de los nulos de reflexión. Este cambio de frecuencia podría atribuirse a los materiales del sustrato que tienen algunas diferencias con respecto a los valores simulados, así como algunas tolerancias de fabricación.

5. Resumen

Los resultados de medición de los diagramas de radiación en ambas antenas permitieron comparar el desempeño real una frente a otra. Los datos arrojados revelan, como se esperaba, que la antena con configuración de alimentación diferencial presenta una mejora en el nivel de ganancia en el diagrama copolar mientras que a su vez disminuye el nivel de polarización cruzada en el lóbulo principal respecto a la otra antena. Por otra parte, la medición de ganancia de la antena propuesta arrojó resultados satisfactorios tras comparar el diagrama copolar y contrapolar con los datos simulados. Esto, junto con los resultados obtenidos de las mediciones de los parámetros de dispersión da a entender que el prototipo construido es congruente con su estudio y análisis previo.

Conclusión

En esta parte del trabajo se consuma el proyecto propuesto caracterizando el prototipo de antena bajo estudio. Se analizó el desempeño real midiendo el diagrama de radiación, la ganancia y los parámetros de dispersión. Se pudo observar que los datos adquiridos en los ensayos de medición fueron los esperados de acuerdo a las simulaciones. Además, se demostró la ventaja de utilizar la alimentación de configuración diferencial para reducir el nivel de polarización cruzada.

Capítulo V

Discusión y Conclusiones

En este trabajo se abordó el diseño de una antena microstrip de gran ancho de banda y bajo nivel de polarización cruzada con la finalidad de validar su aplicación en un arreglo de antenas para un radar meteorológico basado en esta tecnología. Se analizó en detalle un diseño propuesto en un artículo de revista [6] el cual presentaba información limitada del elemento radiante utilizado. Para ello se avanzó con un análisis del diseño en forma ordenada incorporando cada propuesta por separado. En primer lugar se realizó el diseño de una antena de microtira convencional, donde quedó en evidencia la relación de compromiso que existe entre la adaptación, el ancho de banda y la eficiencia radiada de la antena. Gracias a esto se logró definir qué sustrato era el más adecuado para la antena parche. Luego se incorporó el uso de acopladores direccionales como alternativa para aumentar el ancho de banda de adaptación de la antena, mediante distintas técnicas novedosas. Y finalmente se agregó un puerto adicional al elemento radiante para reducir las características de polarización cruzada de la antena. Gracias al agregado de los acopladores direccionales se observó un incremento del ancho de banda de adaptación, pasando del 3% de una antena convencional a 10,52%. Por otro lado, debido a la alimentación diferencial realizada al incorporar un puerto adicional se observó una reducción del nivel de polarización cruzada de -15dB a -20dB en el lóbulo principal y una mejora de hasta 5 dB en la polarización copolar.

Sin embargo, con ciertas limitaciones se alcanzaron los objetivos planteados. Se obtuvo el diseño de una antena de microtira con buenas características de polarización cruzada y gran ancho de banda. Si bien se analizaron y lograron mejoras en las características de la antena, los resultados no permiten concluir si la utilización de este tipo de elemento radiante en un arreglo lineal pueda generar un diagrama de radiación como se muestra en [6], en donde se alcanza un nivel de polarización cruzada de -50dB. Finalmente, se concluye que el diseño presentado facilita la fabricación de un arreglo lineal debido a la simplicidad para combinar varios elementos en una misma línea principal utilizando acopladores direccionales. No obstante, este diseño muestra una baja capacidad para mitigar la polarización cruzada, por lo que no sería adecuado para aplicaciones destinadas a mediciones meteorológicas.

Logros Adicionales

Durante el trabajo fue necesario realizar un estudio sobre la teoría general de antenas, profundizando en particular en antenas de microtira. Se trata de una tecnología moderna que actualmente se encuentra en crecimiento dada la necesidad de diseños compactos, sólidos y livianos en sistemas móviles, inalámbricos y aplicaciones espaciales. El software utilizado permitió familiarizarse con una herramienta de diseño asistido por computadora que en la actualidad es una de las prácticas más difundidas en la industria para la fabricación de antenas. Sin embargo, se comprobó que los modelos teóricos desarrollados, junto con los criterios de diseño analizados resultan indispensables como punto de partida para el posterior ajuste mediante estas simulaciones.

Otro punto valioso lo constituye la experiencia ganada en el empleo de instrumental para mediciones de RF. En la construcción de los prototipos se emplearon diversas herramientas de taller necesitando cierta precisión manual y mecánica. Cabe decir, además,

que la necesidad de cuantificar el desempeño de los prototipos construidos implicó la utilización de equipos adecuados y un entorno electromagnético apto para la caracterización de los mismos.

El trabajo permitió integrar varias de las disciplinas vistas a lo largo de la carrera para la aplicación directa en un problema práctico. Además, involucró la recopilación y comparación de diversas fuentes de información y de ellas hacer una síntesis de las ideas expuestas. Finalmente, todos los resultados obtenidos en este proyecto serán de utilidad y objeto de estudio en el análisis de radares meteorológicos implementados en arreglos de antenas.

Futuras Líneas

Este trabajo deja pendiente ciertas tareas y líneas de trabajo relacionadas al desarrollo de arreglos de antenas con control de haz por barrido en frecuencia para aplicaciones en radares meteorológicos. Por un lado, quedan pendientes las actividades relacionadas con el diseño del arreglo de antenas utilizando el elemento radiante analizado y caracterizado en este proyecto. En primer lugar, se debe analizar la disponibilidad del material utilizado de Roger Corporation o adaptar el diseño de la antena a otro material accesible como podría ser FR-4. Por otro lado, si bien las características del elemento radiante fueron satisfactorias, queda una línea de investigación abierta relacionada a la búsqueda de otros tipos de antenas que permitan reducir aún más los parámetros de polarización cruzada y aumentar aún más el ancho de banda.

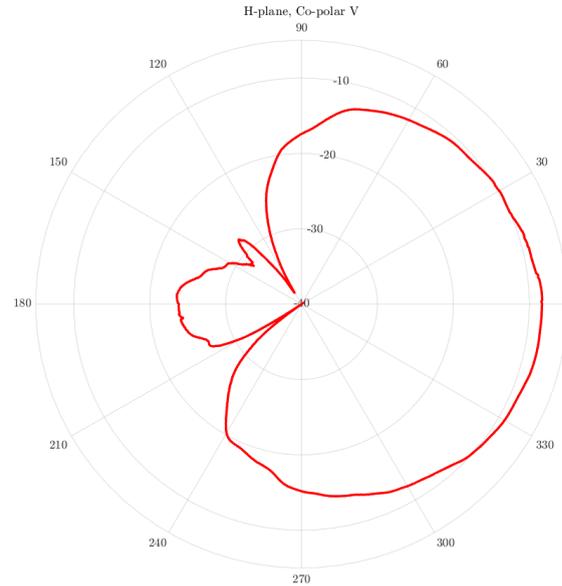
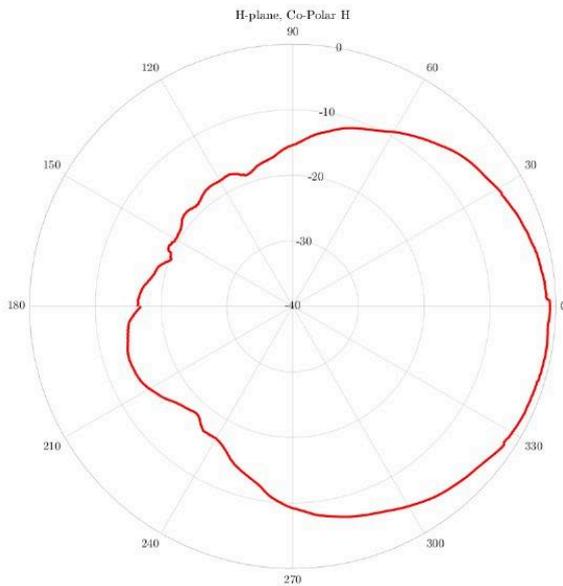
Anexo I - Hoja de Datos

Technical data

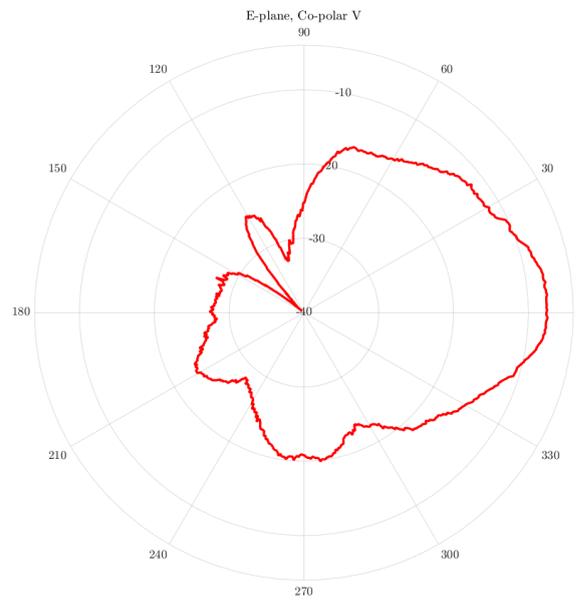
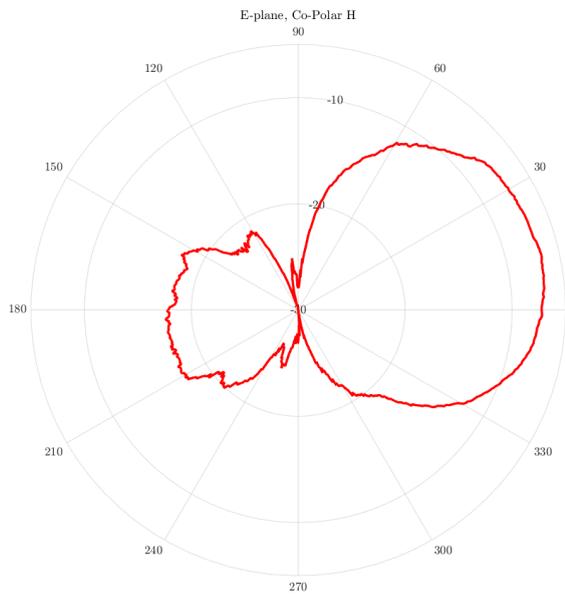
Antenna Connector	SMA
Gain	-2 dBi
Type	Microstrip
Polarization	Dual Linear
VSWR	$\leq 2.7:1$
Frequency	2700 - 3000 MHz
Size	152.4 mm / 76.2 mm / 3.05 mm



H-Plane



E-plane



Bibliografía

- [1] <https://www.meteogalicia.gal/>
- [2] M. J. Weber, J. Cho, J. Herd, W. Flavin, Benner, and G. Torok, “The next-generation multimission u.s. surveillance radar network”, 2007, p. 1739–1751.
- [3] Alexander V. Ryzhkov, Dusan S. Zrnic, *Radar Polarimetry for Weather Observations*, Springer Nature Switzerland AG, 2019.
- [4] Saeidi-Manesh, H., Karimkashi, S., Zhang, G., & Doviak, R. J. “High-isolation low cross-polarization phased-array antenna for MPAR application.” *Radio Science*, vol. 52, pp. 1544–1557. 2017.
- [5] Chunhong Chen; Chengqiang Li; Zhimin Zhu; Wen Wu, “Wideband and Low Cross-Polarization Planar Annular Ring Slot Antenna”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.16 pp 3009 - 3013, 2017.
- [6] Shaya Karimkashi, Guifu Zhang, Ahmed A. Kishk, Wascar Bocangel, Redmond Kelley, John Meier, and Robert D. Palmer, “Dual-polarization frequency scanning microstrip array antenna with low cross-polarization for weather measurements”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 61, no. 11, pp. 5444 - 5452, Nov. 2013.
- [7] Shaya Karimkashi; Guifu Zhang, “A Dual-Polarized Series-Fed Microstrip Antenna Array With Very High Polarization Purity for Weather Measurements”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 61, Issue 10, pp 5315 - 5319, 2013.
- [8] Biao Li, “Wideband Dual-Polarized Patch Antenna With Low Cross Polarization and High Isolation”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 11, pp 427 - 430, 2012.
- [9] M. Yearly “Phased Array Weather / Multipurpose Radar”, 2010 IEEE Radar Conference.
- [10] Caleb Fulton, att “Cylindrical Polarimetric Phased Array Radar: Beamforming and Calibration for Weather Applications”, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 55, no. 5, pp 2827 – 2841, May 2017.
- [11] C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Inc., 4th edition, 2016.
- [12] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., 4th edition, 2012.

[13] Bahadır S. Yıldırım, Kutlu Karayahşi, “Broadband UHF microstrip coupler”, *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, vol. 108, pp 91-95, August 2019.

[14] C. A. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, John Wiley & Sons, Inc., 2nd edition, 2006.

[15] <https://frankonia-solutions.com/test-systems/emission-measurements/antennas/>

[16] <https://aaronia.com/en/produkte/antennas/powerlog>