

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

ESTUDIO DE ESTRUCTURAS RADIANTES PLANAS EN TECNOLOGÍA IMPRESA PARA LA OBTENCIÓN DE ANTENAS CON POLARIZACIÓN CIRCULAR A LA FRECUENCIA DE OPERACIÓN DE 1,5 GHz

**TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE
INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

RONNIE ISAAC SÁNCHEZ CASA

DIRECTOR: DR.-ING. HERNÁN VINICIO BARBA MOLINA

CODIRECTOR: DRA. DIANA VERÓNICA NAVARRO MÉNDEZ

Quito, septiembre 2022

AVAL

Certificamos que el presente trabajo fue desarrollado por Ronnie Isaac Sánchez Casa, bajo nuestra supervisión.

DR.-ING. HERNÁN VINICIO BARBA MOLINA
DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

DRA. DIANA VERÓNICA NAVARRO MÉNDEZ
CODIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

Yo, Ronnie Isaac Sánchez Casa, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración dejo constancia de que la Escuela Politécnica Nacional podrá hacer uso del presente trabajo según los términos estipulados en la Ley, Reglamentos y Normas vigentes.

RONNIE ISAAC SÁNCHEZ CASA

DEDICATORIA

El desarrollo de este trabajo se lo dedico con todo mi amor al forjador de mi sendero, mi padre Wilson Germánico Sánchez, por ser mi primer maestro y amigo incondicional, quien me enseñó a trabajar por mis sueños y tuvo fe en mí siempre. Por tener siempre una palabra de ánimo y una lección que enseñarme. Estuvo junto a mí, hombro a hombro para sobreponerse a todas las adversidades que se presentaron en este camino, juntos pudimos superarlo todo y ahora recojo los frutos de su trabajo. Aunque ya no está en este plano, su amor seguirá conmigo todos los días de mi vida. Le dedico mi tesis en acto de reconocimiento por su esfuerzo y compromiso con mi vida y mis metas. Estoy seguro de que está muy orgulloso de mí en el cielo.

Y como un juego de espejos hoy encuentro todo lo tuyo en mí. Te fuiste y aquí te tengo habitándome entre mi piel y mi alma. Te amo y te necesito para siempre Papi.

AGRADECIMIENTO

A mis padres Wilson y Teresa, por todo el esfuerzo que realizaron para que pueda culminar mi carrera universitaria. Gracias por las lecciones de superación, humildad y sacrificio. A mis hermanos Laura, Tracy y Wilson, a mis sobrinitos Josué, Manu, Mimi e Isabellita por ser mi inspiración y motor de vida.

A mis tíos Telmo, Dolores y sus hijos por abrirme las puertas de su hogar cuando lo necesité, gracias por todo su apoyo.

Al Dr. Hernán Barba quien dirigió este trabajo, su aporte profesional y orientaciones fueron fundamentales para el desarrollo de este proyecto.

ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA.....	II
DEDICATORIA.....	III
AGRADECIMIENTO.....	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
RESUMEN	VII
ABSTRACT	VIII
1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 OBJETIVOS	2
1.2 ALCANCE	2
1.3 POLARIZACIÓN DE LA ONDA ELECTROMAGNÉTICA.....	3
1.3.1 POLARIZACIÓN ELÍPTICA	5
1.3.2 POLARIZACIÓN CIRCULAR.....	9
1.3.3 POLARIZACIÓN LINEAL.....	14
1.4 OBTENCIÓN DE POLARIZACIÓN CIRCULAR POR MEDIO DE DIPOLOS ORTOGONALES	18
2 METODOLOGÍA.....	20
2.1. ANTENA DIPOLO	20
2.2. ANTENA <i>BOWTIE</i>	26
2.3. ANTENA <i>SLOT</i>	29
2.4. ANTENA <i>DOG BONE</i>	36
2.5. ANTENA <i>PATCH</i>	39
3 RESULTADOS Y DISCUSIÓN	47
3.1 ANTENA CON DOS DIPOLOS ORTOGONALES	47
3.2 ANTENA CON DOS RADIADORES <i>BOWTIE</i> ORTOGONALES.....	52
3.3 ANTENA CON DOS <i>SLOTS</i> ORTOGONALES.....	55
3.4 ANTENA CON DOS RADIADORES <i>DOG BONE</i> ORTOGONALES.....	59
3.5 ANTENA <i>PATCH</i> CON DOBLE ALIMENTACIÓN.....	63
4 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	67
4.1 CONCLUSIONES.....	67
4.2 RECOMENDACIONES	68

5	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	69
	ANEXOS	71

RESUMEN

El presente trabajo de titulación propone el estudio de cinco estructuras radiantes planas en tecnología impresa para la obtención de polarización circular, las cuales se componen de dos elementos radiantes con polarización lineal dispuestos ortogonalmente y diferencia de fase controlada entre sus alimentaciones. Se incluye el diseño teórico de las estructuras sobre sustrato FR-4, que operan a la frecuencia de 1,5 GHz para aplicaciones de telemetría y telecomando. El modelamiento y simulación electromagnética de las estructuras se realiza en el software CST Studio Suite.

En el capítulo 1 se estudian los principales conceptos y parámetros referentes a la polarización y tipos de polarización, como fundamento teórico para el diseño de antenas que generan polarización circular. Además, se presentan ejemplos de implementación de antenas con polarización elíptica, circular y lineal.

El capítulo 2 presenta el diseño, modelamiento y simulación de cinco elementos radiantes con polarización lineal. Los elementos radiantes son las antenas dipolo, *BowTie*, *slot*, *Dog Bone* y *patch*. Se analizan los resultados de simulación del coeficiente de reflexión (S_{11}) y el análisis de los patrones de radiación en términos de co-polarización y polarización cruzada.

El capítulo 3 muestra el modelamiento y simulación de las estructuras ortogonales formadas por las antenas del capítulo 2, con una diferencia de fase entre sus alimentaciones para que las estructuras produzcan polarización circular y tengan buena adaptación. Se analizan los resultados del S_{11} , relación axial y los patrones de radiación en términos de polarización circular, co-polarización y polarización cruzada.

En el capítulo 4 se presentan las conclusiones y recomendaciones obtenidas del trabajo.

PALABRAS CLAVE: polarización, dipolo, *BowTie*, *slot*, *Dog Bone*, *patch*, co-polarización, polarización cruzada.

ABSTRACT

This work proposes the study of five planar radiating structures in printed technology to obtain circular polarization, which are composed of two radiating elements with linear polarization arranged orthogonally and controlled phase difference between their feeds. The theoretical design of the structures on FR-4 substrate is included, which operate at a frequency of 1.5 GHz for telemetry and telecommand applications. The electromagnetic modeling and simulation of the structures is carried out in CST Studio Suite.

Chapter 1 studies the main concepts and parameters related to polarization and types of polarization, as a theoretical basis for the design of antennas that generate circular polarization. In addition, examples of implementation of antennas with elliptical, circular, and linear polarization are presented.

Chapter 2 presents the design, modeling, and simulation of five radiating elements with linear polarization. The radiating elements are the dipole, BowTie, slot, Dog Bone, and patch antennas. The simulation results of the reflection coefficient (S_{11}) and the analysis of the radiation patterns in terms of co-polarization and cross-polarization are analyzed.

Chapter 3 shows the modeling and simulation of the orthogonal structures formed by the antennas realized on chapter 2, with a phase difference between their feeds so that the structures produce circular polarization and have good adaptation. The results of S_{11} , axial ratio and radiation patterns in terms of circular polarization, co-polarization and cross-polarization are analyzed.

Chapter 4 presents the conclusions and recommendations obtained from the work.

KEYWORDS: polarization, dipole, BowTie, slot, Dog Bone, patch, co-polarization, cross-polarization

1 INTRODUCCIÓN

La variedad de redes de comunicaciones inalámbricas está creciendo a pasos agigantados. Según el Cisco Annual Internet Report (2018 – 2023), el número total de suscriptores de servicios celulares a nivel mundial crecerá de 5,1 mil millones en 2018 a 5,7 mil millones en 2023. En términos de población, esto representa el 66% de la población mundial en 2018 y el 71% de la penetración de la población mundial en 2023 [1]. Ejemplos de este tipo son las redes celulares digitales que utilizan arreglos de antenas que optimizan los diagramas de transmisión y recepción [2], así como también las redes de sensores inalámbricos que cuentan con numerosos dispositivos distribuidos espacialmente, que utilizan sensores para controlar diversas condiciones en distintos puntos, entre ellas la temperatura, el sonido, la vibración, la presión y movimiento o los contaminantes [3].

Una antena es un dispositivo empleado para establecer una comunicación inalámbrica cuyo objetivo es transmitir y recibir información en forma de ondas electromagnéticas; se caracteriza por una parte radiante y una circuital. Algunos de los parámetros que caracterizan el funcionamiento de una antena son el patrón de radiación, ganancia, ancho de banda, frecuencia de resonancia, directividad y polarización [4].

La polarización permite la reducción de la interferencia y mejora ciertas características de transmisión dependiendo si es lineal, circular o elíptica. La polarización circular se usa principalmente en comunicaciones satelitales, en aplicaciones tales como receptores de sistemas de navegación por satélite global y enlace descendente de datos por satélite de alta velocidad [5]. Una de sus características es que permite recibir la señal con el menor *fading* provocado por las polarizaciones cambiantes debido a la rotación de la Tierra [6].

En el entorno satelital no se puede acceder fácilmente, por este motivo el desafío en Tierra es crear y analizar estructuras radiantes que correspondan a este tipo de polarización y se adapten a la tendencia tecnológica de fabricar dispositivos móviles de comunicación cada vez más pequeños que utilizan componentes de radiofrecuencia.

En el presente trabajo de titulación se pretende estudiar aquellas estructuras radiantes planares en tecnología impresa que generen polarización circular con el fin de, en un futuro, aprovechar su ventaja de implementación en las aplicaciones concernientes. Se propone el diseño y estudio por medio de simulaciones electromagnéticas tridimensionales de estructuras radiantes planares en tecnología impresa que generen polarización circular.

1.1 OBJETIVOS

El objetivo general de este Proyecto Técnico es:

- Realizar el estudio de estructuras radiantes planas modeladas en tecnología impresa a una frecuencia de operación de 1,5 GHz para la obtención de antenas con polarización circular en campo lejano.

Los objetivos específicos del Proyecto Técnico son:

- Revisar los parámetros que caracterizan la polarización circular en antenas.
- Modelar estructuras radiantes con diferentes anchos de banda en CST Studio Suite.
- Realizar modificaciones a las estructuras modeladas para la obtención de polarización circular.
- Realizar un análisis comparativo de los resultados obtenidos en simulación.

1.2 ALCANCE

En el presente trabajo de titulación se propone el estudio de estructuras radiantes planas modeladas en tecnología impresa para la obtención de polarización circular, incluyendo el diseño, modelamiento y simulación de las estructuras sobre un sustrato con baja permitividad relativa (FR-4) para aplicaciones de telemetría que operan en la banda L a la frecuencia de 1,5 GHz. Las estructuras se componen de dos elementos radiantes con polarización lineal (dipolos) dispuestos ortogonalmente.

En primera instancia, se estudiarán brevemente los parámetros que caracterizan la polarización circular en antenas. Se describirá de forma detallada la geometría de las estructuras radiantes planas que se utilizarán para obtener polarización circular, basado en el análisis de la teoría de diseño de antenas en tecnología impresa.

Las estructuras radiantes planas que se analizarán son:

- Antena dipolo
- Antena *BowTie* (dipolo grueso)
- Antena *slot* (ranura)
- Antena *Dog Bone* (hueso de perro)

- Antena *patch*

El acoplamiento de las estructuras radiantes se realizará para impedancias características de 50 Ω , 75 Ω y 200 Ω .

Como último punto, se analizarán los resultados de las simulaciones de cada una de las estructuras radiantes listadas. Este punto se realizará mediante el estudio del coeficiente de reflexión (acoplamiento, S_{11}) y el análisis de los patrones de radiación en términos de co-polarización y polarización cruzada con la ayuda del simulador CST Studio Suite.

Este proyecto no considera ningún producto físico final demostrable.

1.3 POLARIZACIÓN DE LA ONDA ELECTROMAGNÉTICA

La polarización de la onda electromagnética está definida por la dirección variable en el tiempo y por la magnitud relativa del vector de campo eléctrico total. Es decir, el lugar geométrico trazado por el extremo del vector campo eléctrico y el sentido en el que se traza representa la polarización del mismo, observado en el sentido de la propagación [4].

La polarización se clasifica en lineal, circular o elíptica. En general, el lugar geométrico que forma el campo eléctrico es una elipse, y se dice que el campo está polarizado elípticamente. Si el vector de campo eléctrico en función del tiempo siempre se dirige a lo largo de una línea, se dice que el campo está polarizado linealmente. La polarización lineal y circular son casos especiales de la polarización elíptica y se obtienen cuando la elipse se convierte en una línea recta o una circunferencia, respectivamente [4].

Las características de polarización de una antena se pueden representar de forma general por medio de su patrón de polarización el cual se define como la distribución espacial de las polarizaciones de un vector de campo radiado por una antena tomada sobre su esfera de radiación como se muestra en la Figura 1.1, la polarización de la antena se define como la curva trazada por el campo eléctrico instantáneo radiado por la antena en un plano perpendicular a la dirección radial [4].

Al describir las polarizaciones sobre la esfera de radiación, o parte de ella, se definen líneas de referencia sobre la esfera, para medir los ángulos de inclinación (τ) de las elipses de polarización y la dirección de polarización. En cada punto de la esfera de radiación, la polarización generalmente se resuelve en un par de polarizaciones ortogonales, la co-polarización y la polarización cruzada [4].

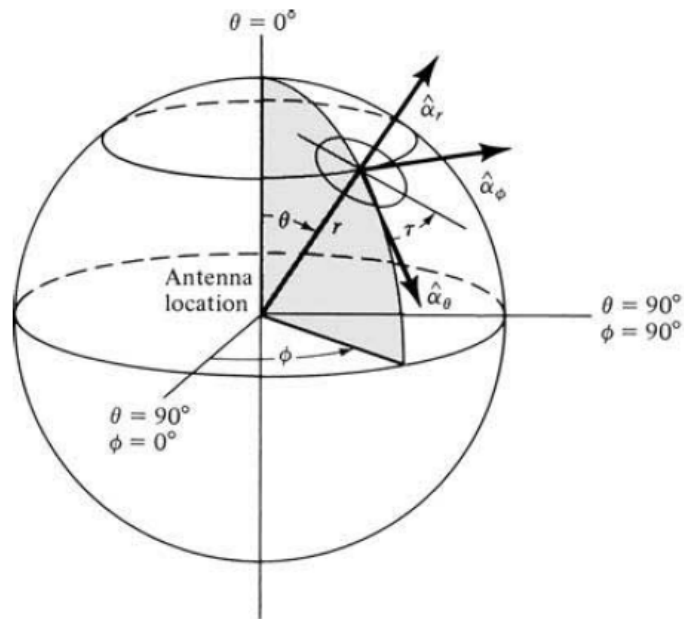


Figura 1.1 Esfera de radiación [4].

La co-polarización se puede definir como la polarización en la dirección para la que fue diseñada la antena. También, esta significa que la polarización de la antena transmisora y de la antena receptora es la misma, siendo esta condición la ideal en un sistema para que no existan pérdidas por polarización. Polarización cruzada significa que las antenas tanto transmisora como receptora tienen diferente polarización y es ortogonal a la polarización deseada (co-polarización). Normalmente lo que se busca en un sistema es que la cantidad de polarización cruzada sea cero. A manera de ejemplo, si la polarización principal es lineal sea horizontal o vertical, la polarización cruzada será perpendicular a la principal [7].

La polarización de una onda se puede visualizar mejor en la superficie de la esfera de Poincaré. Cada punto de la esfera de Poincaré representa una polarización única como se muestra en la Figura 1.2. El polo norte representa la polarización circular izquierda (LHCP), el polo sur representa la polarización circular derecha (RHCP) y los puntos a lo largo de la línea ecuatorial representan la polarización lineal de diferentes ángulos de inclinación. Todos los demás puntos de la esfera de Poincaré representan polarización elíptica. Si uno de los dos puntos de la esfera de Poincaré se utiliza para definir la polarización de la onda incidente y el otro, la polarización de la antena receptora, la separación angular puede utilizarse para determinar las pérdidas por polarización [4].

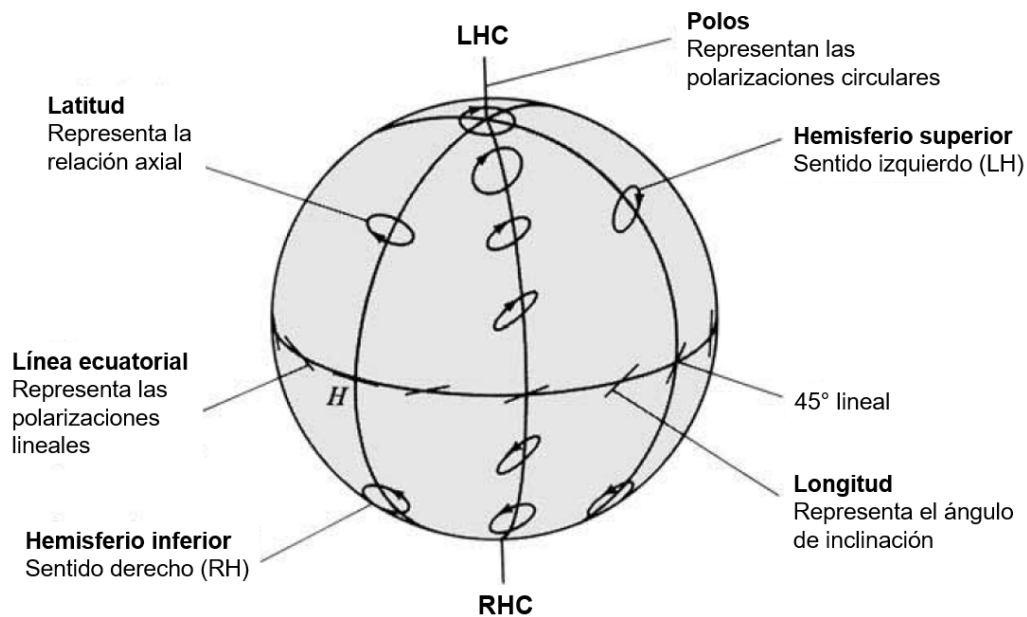


Figura 1.2 Representación de la polarización en la esfera de Poincaré [4].

1.3.1 POLARIZACIÓN ELÍPTICA

Para cuantificar la polarización se toman valores generales de componentes de campo eléctrico (E) representadas en la ecuación (1.1), las cuales presentan una determinada magnitud $|E_0|$, dirección de propagación (v.g. dirección $+z$), fase inicial Φ y un desfase ($\Delta\phi$). Este campo eléctrico varía con la función $\cos(\omega t - \beta z)$, donde β es la constante de propagación en el medio. El valor de β en el aire está dado por $\beta = 2\pi/\lambda_0$.

$$\begin{aligned}
 E_x(z, t) &= |E_{x0}| \cos(\omega t - \beta z + \phi_0) \\
 E_y(z, t) &= |E_{y0}| \cos(\omega t - \beta z + \phi_0 + \Delta\phi)
 \end{aligned}
 \tag{1.1}$$

En la Tabla 1.1 se muestran las condiciones de magnitud y diferencia de fase que se pueden presentar para obtener los diferentes tipos de polarización. La variable n puede tomar el valor de cualquier número entero [4].

Tabla 1.1 Condiciones de magnitud y diferencia de fase de las componentes de campo eléctrico para obtener los diferentes tipos de polarización.

Magnitud	Diferencia de fase ($\Delta\phi$)	Tipo de polarización
$E_{x0} \neq E_{y0}$	$\Delta\phi = 0 \wedge \Delta\phi = n\pi$	Lineal
	$\Delta\phi \neq 0 \wedge \Delta\phi \neq n\pi$	Elíptica
$E_{x0} = E_{y0}$	$\Delta\phi = (2n + 1) \pi/2$	Circular
	$\Delta\phi \neq (2n + 1) \pi/2$	Elíptica

El sentido de rotación se determina de acuerdo al movimiento que describe el vector de campo eléctrico en la dirección de propagación de la onda [4]. Una onda electromagnética está polarizada elípticamente hacia la derecha si el vector de campo gira en el sentido de las agujas del reloj, y está polarizado elípticamente hacia la izquierda si el vector de campo de la elipse gira hacia la izquierda [8].

Además de la dirección de rotación, la elipse de polarización que se muestra en la Figura 1.3 está definida por el ángulo de inclinación τ que se calcula mediante la ecuación (1.2) y por su relación axial (AR) cuya magnitud es la relación del eje mayor al menor como se indica en la ecuación (1.3), además se muestra la expresión para poder calcular este parámetro en dB. Estas ecuaciones se obtienen netamente del análisis geométrico de la elipse de polarización.

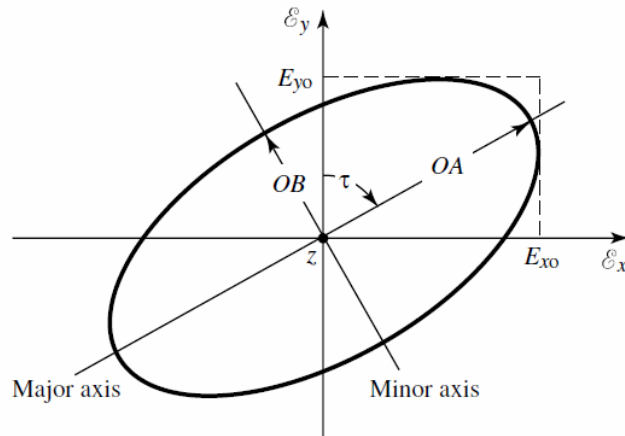


Figura 1.3 Componentes y variables de la elipse de polarización dada por el campo eléctrico total [4].

$$\tau = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2} \arctan \left[\frac{2E_{x0}E_{y0}}{E_{x0}^2 - E_{y0}^2} \cos(\Delta\phi) \right] \quad (1.2)$$

$$AR = \frac{OA}{OB} \quad (1.3)$$

$$AR_{dB} = 20 \log_{10}(AR)$$

La ecuación (1.4) muestra las expresiones para calcular los ejes OA y OB .

$$OA = \left[\frac{1}{2} \left\{ E_{x0}^2 + E_{y0}^2 + \left[E_{x0}^4 + E_{y0}^4 + 2E_{x0}^2E_{y0}^2 \cos(2\Delta\phi) \right]^{1/2} \right\} \right]^{1/2} \quad (1.4)$$

$$OB = \left[\frac{1}{2} \left\{ E_{x_0}^2 + E_{y_0}^2 - [E_{x_0}^4 + E_{y_0}^4 + 2E_{x_0}^2 E_{y_0}^2 \cos(2\Delta_\phi)]^{1/2} \right\} \right]^{1/2}$$

La relación axial puede tomar valores de $1 \leq AR \leq \infty$ [4].

Ejemplo de implementación de polarización elíptica

La Figura 1.4 muestra la implementación de una antena *patch* cuadrada recortada diagonalmente y reconfigurable en frecuencia para comunicaciones por satélite y aplicaciones de radiolocalización, propuesta en [9]. Esta antena es resonante en las frecuencias de 3,21 GHz y 3,40 GHz, al encender y apagar el diodo PIN que forma parte de esta estructura.

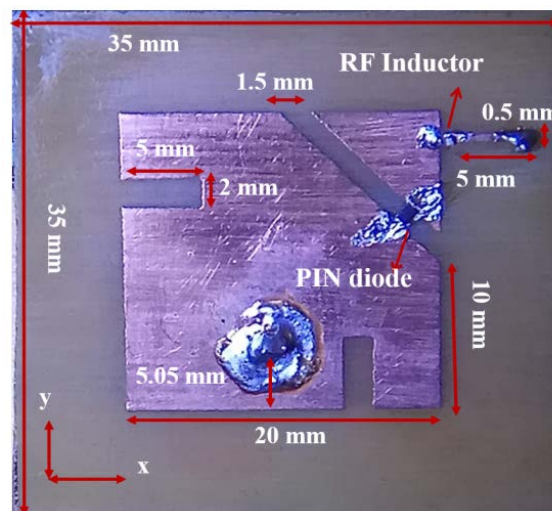


Figura 1.4 Foto de antena *patch* cuadrada recortada diagonalmente que produce polarización elíptica [9].

Este diseño de antena produce polarización elíptica en ambos estados de conmutación del diodo PIN. Esto se logra utilizando una estructura ranurada simple de la antena *microstrip*, que consiste en un parche recortado diagonalmente de una sola capa y alimentación única. La mayor ganancia de la antena es de 2,58 dBi cuando el diodo está apagado y un ancho de banda máximo de 210 MHz cuando el diodo está encendido [9].

La Figura 1.5 muestra las curvas del parámetro S_{11} obtenidas con la antena simulada y fabricada en ambos estados de conmutación. Cuando el diodo PIN está apagado, la parte principal del parche resuena a 3,40 GHz con un ancho de banda de 102 MHz y $S_{11} = -19$ dB para $VSWR < 2$. El diodo PIN se enciende cuando se le aplica un voltaje de CC por encima de su voltaje de umbral directo (0,95 V) y durante ese estado, ambas

partes del parche se conectan a través del diodo y la longitud eléctrica del parche aumenta, lo que traslada la frecuencia a un valor menor de 3,21 GHz con un ancho de banda de 210 MHz y $S_{11} = -15$ dB para $VSWR < 2$. El ancho de banda con el diodo encendido es mayor que el ancho de banda cuando se apaga porque el área del parche aumenta y existe mayor distribución de corriente [9].

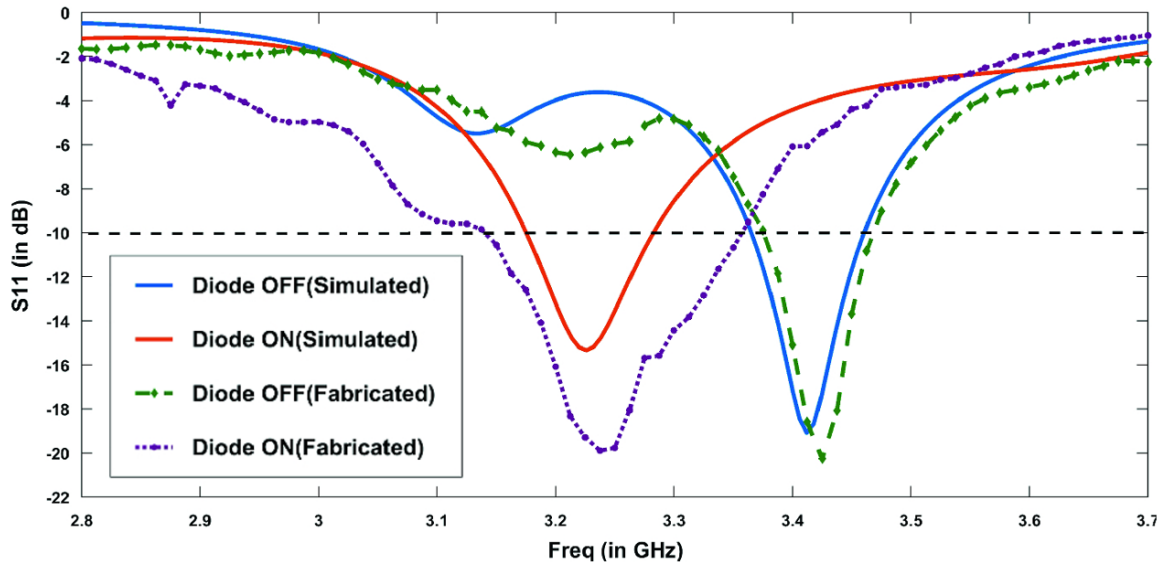


Figura 1.5 Curvas del parámetro S_{11} de la antena propuesta en [9].

En la Figura 1.6 se observa que, cuando el diodo está apagado, la relación axial es de 10,21 dB. Cuando el diodo PIN se enciende, el valor de la relación axial se reduce a 7,33 dB. Si la relación axial es superior a 3 dB, la polarización es elíptica, lo que se cumple para ambos estados de conmutación del diodo [9].

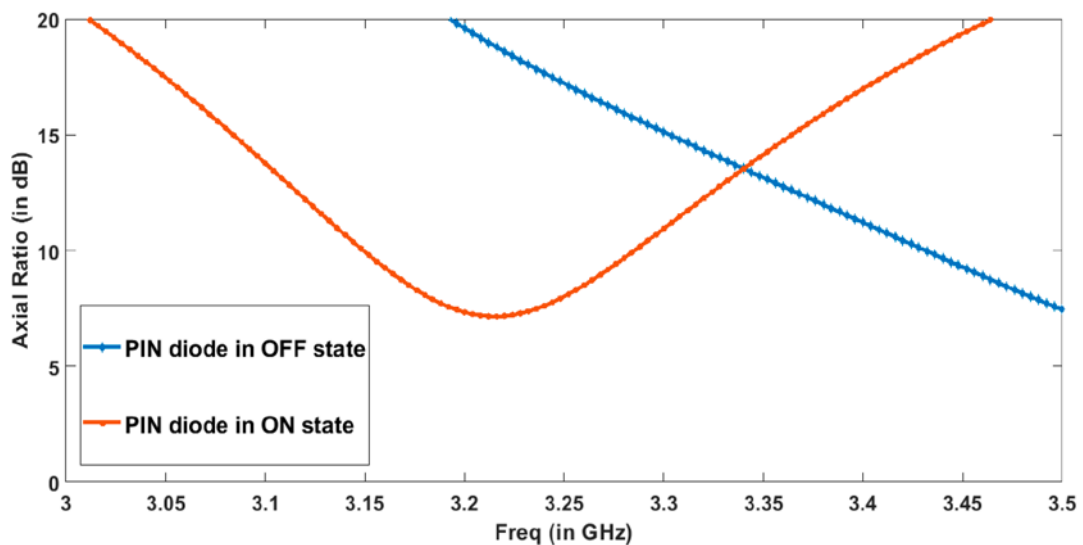


Figura 1.6 Curvas de la relación axial de la antena propuesta en [9].

La Figura 1.7 a) muestra el diagrama de radiación 2D para ambos casos de conmutación del diodo. A partir del diagrama del plano E (correspondiente a los valores θ donde ϕ es constante), se concluye que la antena propuesta es direccional con máxima radiación directa. Si el diodo PIN está encendido, la dirección del lóbulo principal del diagrama obtenido es 0° con una magnitud de lóbulo principal normalizada de 0,9 dB. La Figura 1.7 b) muestra el diagrama de radiación tridimensional de la antena cuando el diodo está apagado [9].

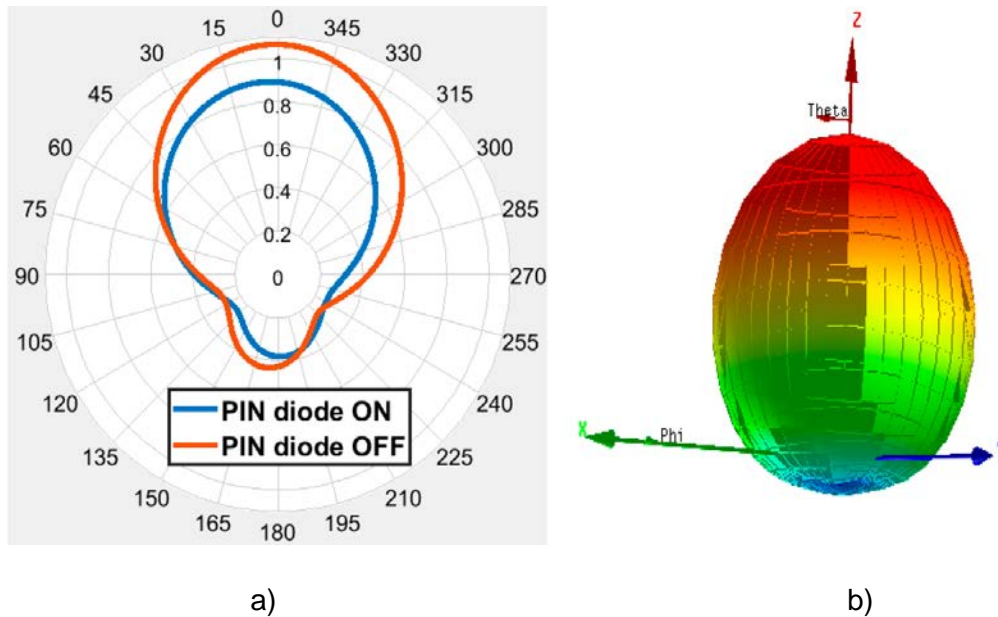


Figura 1.7 Diagramas de radiación de la antena propuesta en [9]. a) Diagrama de radiación 2D para ambos casos de conmutación; b) Diagrama de radiación 3D cuando el diodo está apagado.

1.3.2 POLARIZACIÓN CIRCULAR

Una onda se polariza circularmente si la punta del vector de campo eléctrico forma una circunferencia en función del tiempo [4]. Como se mencionó en la sección 1.3, la polarización circular es un caso especial de la polarización elíptica. La ecuación (1.5) representa el campo eléctrico expresado en el régimen del tiempo, en función de la posición y el tiempo.

$$\begin{aligned}
 E_x(z, t) &= |E_{x0}| \cos(\omega t - \beta z) \\
 E_y(z, t) &= |E_{y0}| \cos\left(\omega t - \beta z + \frac{\pi}{2}\right)
 \end{aligned}
 \tag{1.5}$$

Si se asume que las dos componentes de campo eléctrico tienen la misma magnitud y se propagan con la misma función temporal, pero con un desfase de $\pi/2$ entre ellas como se muestra en la Figura 1.8 y se expresa en la ecuación (1.5), se cumplen las condiciones de magnitud y diferencia de fase para obtener polarización circular como se indica en la Tabla 1.1.

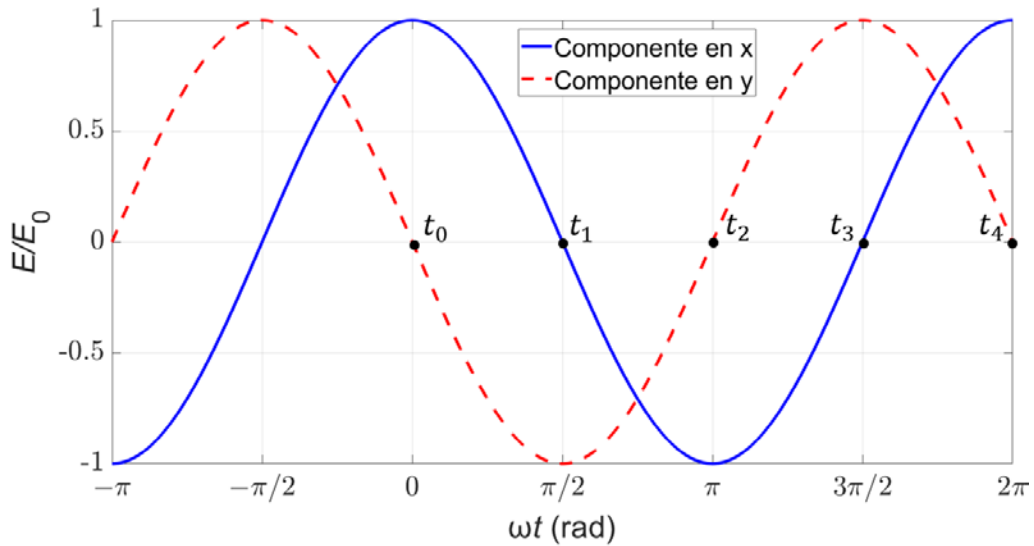


Figura 1.8 Componentes de campo eléctrico, en el dominio del tiempo, de una onda electromagnética con polarización circular.

En la Figura 1.8 se aprecia que para un tiempo t_0 el campo en x es máximo y en y es cero, por lo que su suma vectorial es igual al campo eléctrico máximo en x; mientras que en t_1 el campo en $-y$ es su máximo negativo y en x es cero, siendo su suma vectorial igual al campo eléctrico máximo negativo en $-y$. Esto también ocurre en los tiempos t_2 , t_3 y t_4 por lo que se puede decir que, cada $\pi/2$, una componente se anula cuando la otra componente alcanza su amplitud máxima o mínima. Este comportamiento de la suma de las componentes se observa de mejor manera en la Figura 1.9, de esta manera se forma el lugar geométrico de la polarización circular [4].

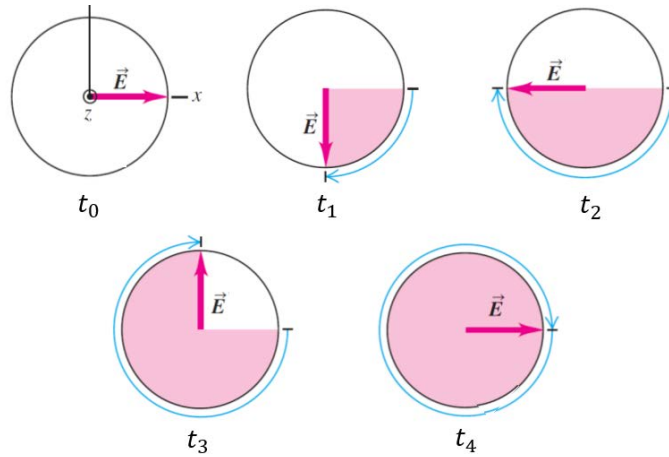


Figura 1.9 Suma de las componentes de campo eléctrico en diferentes tiempos para formar el lugar geométrico de la polarización circular.

La polarización es la curva trazada en función del tiempo por el punto final del vector que representa el campo eléctrico instantáneo en un lugar fijo en el espacio y el sentido en que se traza observado a lo largo de la dirección de propagación. La Figura 1.10 muestra la traza típica de la polarización circular en función del tiempo [4].

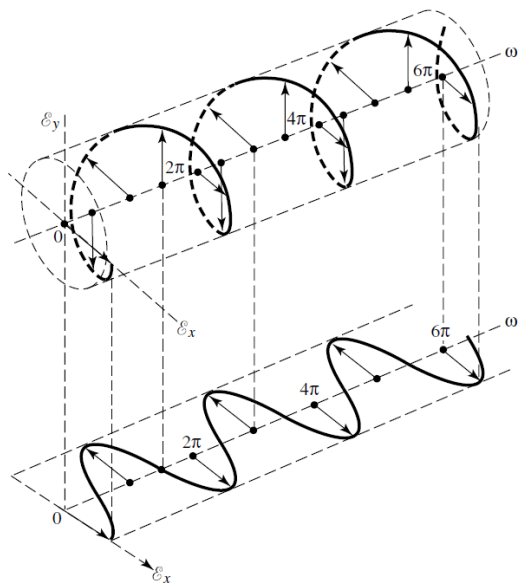


Figura 1.10 Lugar geométrico descrito por la punta del vector campo eléctrico en polarización circular [4].

El sentido de rotación se determina por cómo se mueve el vector de campo eléctrico en la dirección de propagación de la onda. Si la rotación es en sentido dextrorso, la onda está polarizada circularmente hacia la derecha (RHCP); si la rotación es en sentido sinistrorso, la onda está polarizada circularmente hacia la izquierda (LHCP). La dirección de

propagación está dada por el signo de βz en la ecuación (1.5) que en este caso es negativo lo que significa que la onda se está propagando en la dirección $+z$ [4].

En este tipo de polarización la relación axial (AR) es 1, ya que el eje mayor y menor de la elipse de polarización son iguales. Esto significa que la relación axial de la polarización circular tiene un valor de 0 dB si se aplica la ecuación (1.3). En aplicaciones prácticas y simulaciones se considera que una antena tiene polarización circular cuando la relación axial está por debajo de los 3 dB.

Ejemplo de implementación de polarización circular

La Figura 1.11 muestra el prototipo de una antena *patch* de banda ancha en forma de “E” reconfigurable en polarización de RHCP a LHCP y viceversa, propuesta en [10]. Su estructura consta de un parche en forma de “E” con una sola alimentación y dos diodos ubicados en las ranuras que unen los brazos de la letra. El diseño se realiza para operar en la banda de frecuencia del estándar WLAN IEEE 802.11 b/g (2,4 GHz – 2,5 GHz), estándar de los sistemas de comunicación inalámbrica.

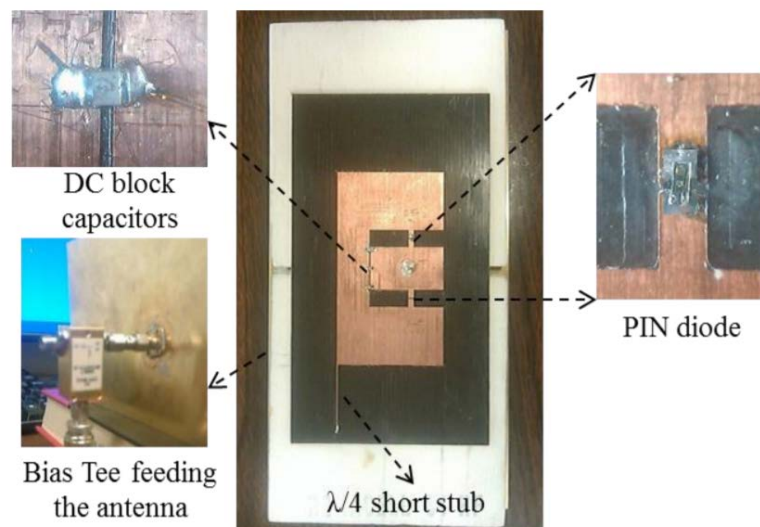


Figura 1.11 Fotografías de un prototipo de antena *patch* en forma de “E” con polarización circular junto con los ensambles de conmutación y polarización asociados [10].

Los dos diodos actúan como interruptores y producen cuatro estados de conmutación de la antena como se observa en la Figura 1.12. En el estado 1 y 2 la polarización es lineal, en el estado 3 produce LHCP y el estado 4 RHCP.

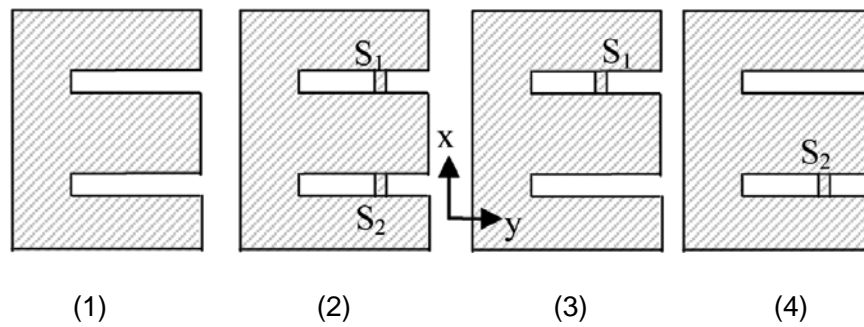


Figura 1.12 Estados de conmutación de la antena reconfigurable en forma de “E” [10].

Los resultados de simulación del software HFSS y los resultados medidos del parámetro S_{11} y de la relación axial en los estados 3 y 4 se muestran en la Figura 1.13. Debido a la simetría de la estructura, el parámetro S_{11} y la relación axial se mantienen al cambiar entre los dos estados como se aprecia en la Figura 1.13, siendo una ventaja de este diseño. En 2,45 GHz que es la frecuencia de operación de la antena, el valor de relación axial es menor que 3 dB, lo que significa que existe polarización circular.

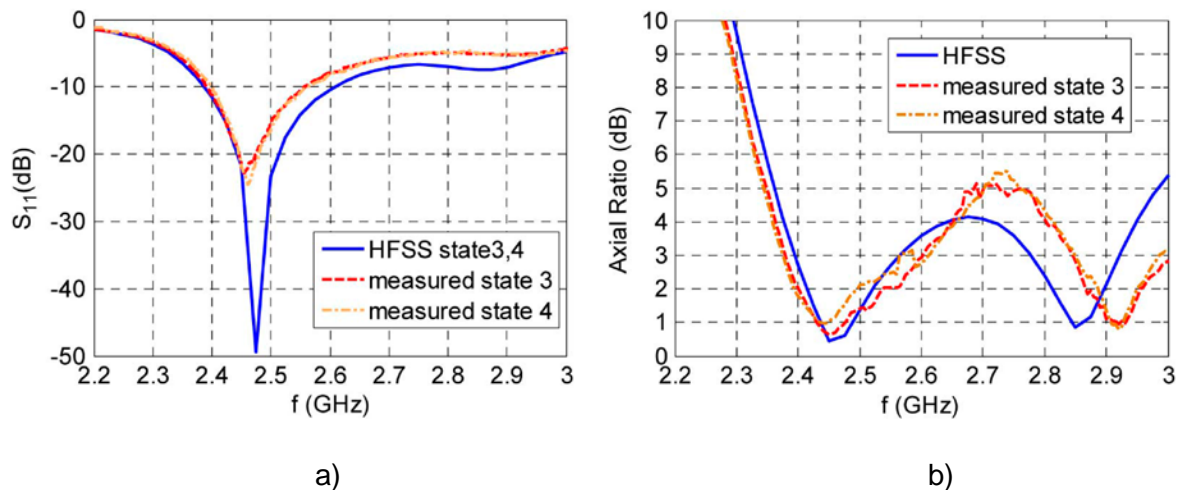


Figura 1.13 Resultados simulados y medidos de a) S_{11} y b) relación axial de la antena propuesta en los estados 3 y 4 [10].

Los diagramas de radiación de la antena para 2,45 GHz se muestran en la Figura 1.14. El diagrama de radiación en el plano YZ se mantiene después de la conmutación, mientras que en el plano XZ se refleja debido a la simetría de la estructura en los estados 3 y 4.

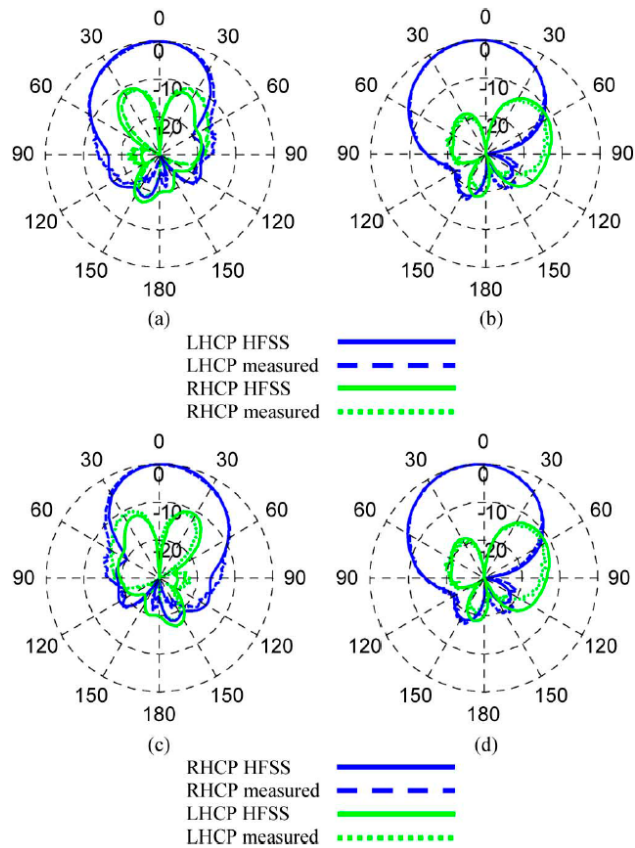


Figura 1.14 Diagrama de radiación simulado y medido de la antena propuesta a 2,45 GHz: a) plano XZ en el estado 3; b) plano YZ en el estado 3; c) plano XZ en el estado 4; y d) plano YZ en el estado 4 [10].

Existe una buena aproximación entre los resultados simulados y medidos. La antena tiene un ancho de banda efectivo del 7% en el rango de 2,4 GHz a 2,57 GHz con una ganancia máxima de 8,7 dBi. La simetría de radiación de la antena se mantiene al cambiar entre los dos modos de polarización circular [10].

1.3.3 POLARIZACIÓN LINEAL

Una onda electromagnética está polarizada linealmente si el vector del campo eléctrico en un plano fijo de observación siempre está orientado a lo largo de la misma línea recta en cada instante de tiempo. Para que la onda tenga polarización lineal, la diferencia de tiempo-fase entre los dos componentes debe ser $\Delta\phi = \Phi_y - \Phi_x = n\pi$, $n = 0, 1, 2, \dots$ [4]

La polarización lineal es posible si el vector de campo eléctrico posee solo una componente, o dos componentes lineales ortogonales con el desfase $\Delta\phi$ mencionado anteriormente [4].

En este tipo de polarización la relación axial AR es infinita, ya que el eje menor siempre tendrá una longitud de 0.

Ejemplo de implementación de polarización lineal

La Figura 1.15 muestra una antena dipolo impreso propuesta en [11] que produce polarización lineal tanto vertical como horizontal la cual opera a la frecuencia de 2,4 GHz, diseñada para aplicaciones de comunicación inalámbrica. Se fabrican y combinan dos antenas dipolo ortogonales impresas, cada una con una estructura de alimentación de *balun* de orificio pasante *microstrip* sobre FR-4. Se utiliza un circuito para operación del diodo PIN para cambiar su estado y seleccionar la polarización deseada de la antenna.

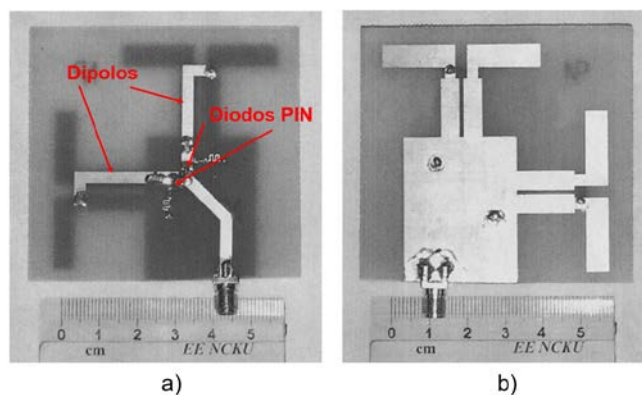


Figura 1.15 Fotografías de la antena de diversidad de polarización lineal propuesta, realizada sobre FR-4. a) Vista frontal; b) Vista posterior.

La geometría de esta antena de diversidad de polarización planar está compuesta por dos antenas dipolo impresas ortogonales. La Relación de Onda Estacionaria ($VSWR$) calculada y medida se muestra en la Figura 1.16 para las selecciones de dipolo vertical y horizontal. Se observa un acuerdo satisfactorio entre la simulación y la medición. La $VSWR$ es menor a 2 en el rango de 2,2 GHz a 3 GHz.

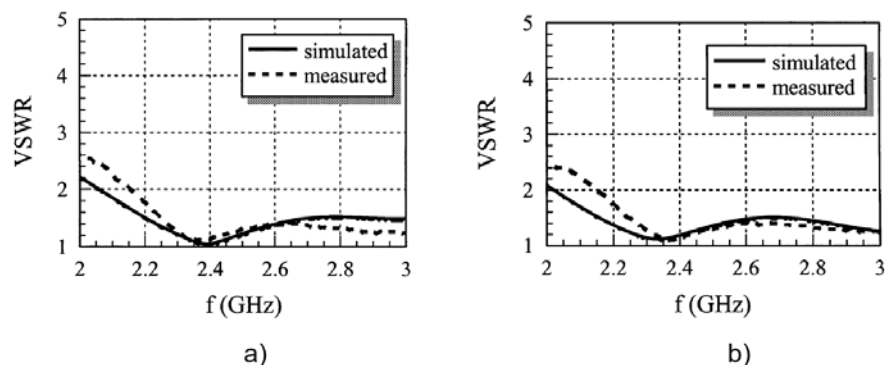


Figura 1.16 $VSWR$ de entrada de antena dipolo impresa con diversidad de polarización. a) Selección de dipolo vertical; b) Selección de dipolo horizontal.

La Figura 1.17 muestra los diagramas de radiación calculados en 3D, E_θ (polarización vertical) y E_ϕ (polarización horizontal). Se puede observar que la polarización vertical u horizontal es dominante cuando se selecciona la sección de dipolo asociada.

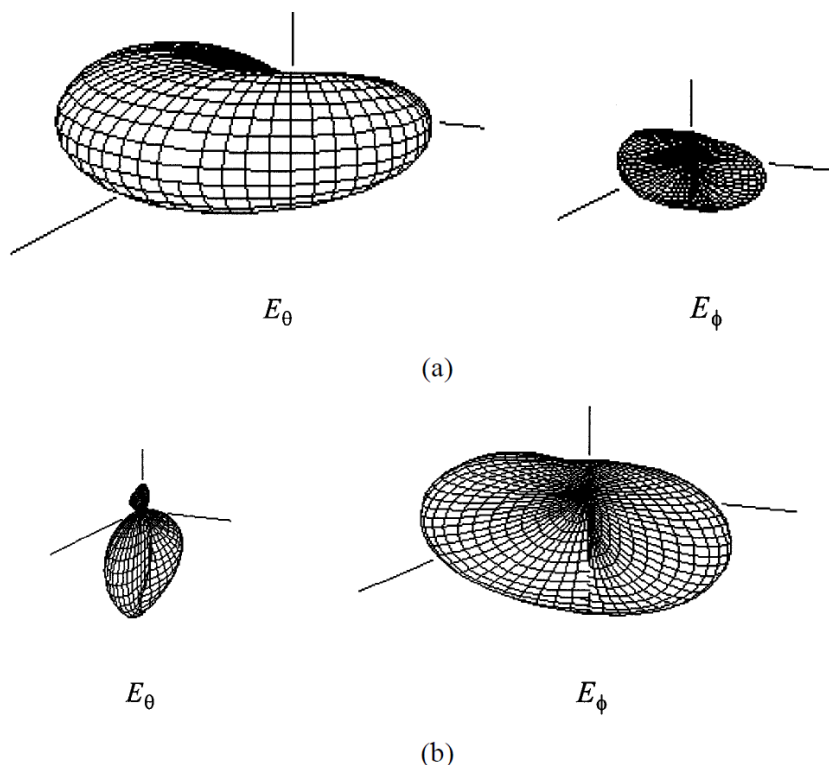
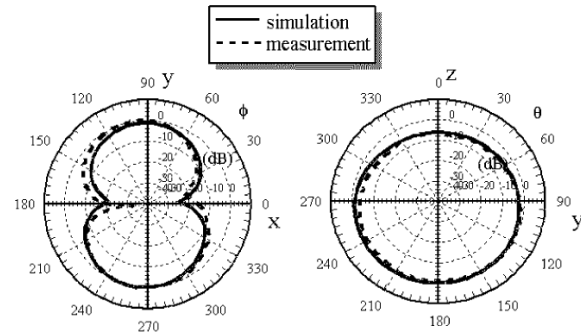
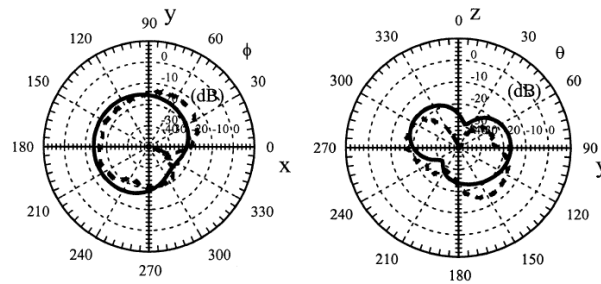


Figura 1.17 Patrones de radiación 3D E_θ (polarización vertical) y E_ϕ (polarización horizontal) de una antena dipolo impresa con diversidad de polarización. a) Selección de dipolo vertical; b) selección de dipolo horizontal.

La Figura 1.18 y la Figura 1.19 muestran los diagramas calculados y medidos con selección de dipolo vertical u horizontal a 2,45 GHz. Los resultados simulados y medidos en los campos de co-polarización concuerdan bien.

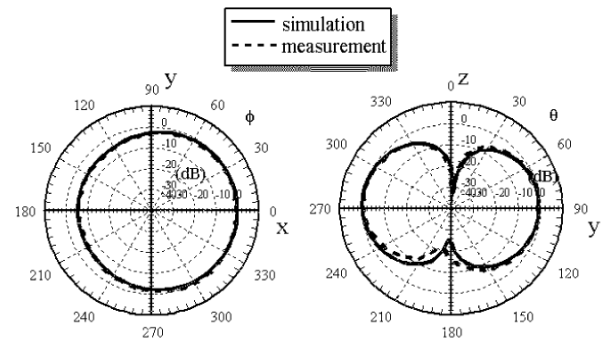


(a)

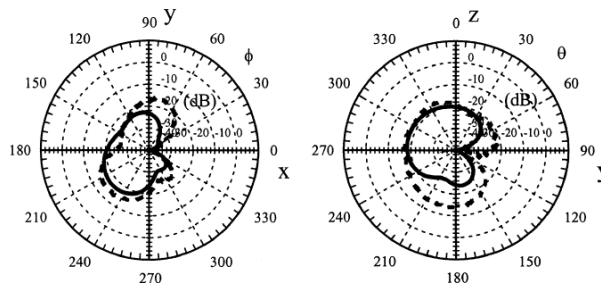


(b)

Figura 1.18 Diagramas de radiación 2D de la antena propuesta con selección de dipolo vertical. a) Co-polarización (pol vertical) E_{θ} ; b) Polarización cruzada (pol. horizontal) E_{ϕ}



(a)



(b)

Figura 1.19 Diagramas de radiación 2D de la antena propuesta con selección de dipolo horizontal. a) Co-polarización (pol. horizontal) E_{ϕ} ; b) Polarización cruzada (pol. vertical) E_{θ}

1.4 OBTENCIÓN DE POLARIZACIÓN CIRCULAR POR MEDIO DE DIPOLOS ORTOGONALES

Las antenas de polarización circular se han estudiado intensamente desde la década de los 1940s. Los enfoques de diseño de antenas para generar radiación con polarización circular se pueden clasificar básicamente en cinco tipos de acuerdo con sus principios de operación. El primer tipo es utilizar la superposición de dipolos complementarios, como la combinación de dipolo/monopolo y bucle, dipolos cilíndricos ranurados y tiras y ranuras impresas. La segunda forma de producir polarización circular es introducir las estructuras de torniquete como las hélices y espirales. El tercer tipo es excitar dos modos degenerados dentro de un solo radiador, por ejemplo, una *patch* o un resonador dieléctrico, empleando acopladores/divisores híbridos de 90° o usando perturbaciones. El cuarto utiliza las estructuras periódicas o de ondas viajeras, como las antenas de bocina alimentadas por guías de ondas, las antenas de guías de ondas integradas en el sustrato y las antenas de ondas con fugas basadas en metamateriales [12].

El quinto tipo y en el cual se enfoca esta sección se logra mediante la superposición de dipolos idénticamente ortogonales. El uso de dos elementos dipolo cruzados ortogonalmente alimentados con la misma magnitud y una diferencia de fase de 90° es una forma relativamente sencilla de generar radiaciones con polarización circular [12].

Una topología muy común que se ha empleado para obtener polarización circular es la que consiste en dos dipolos ortogonales de media longitud de onda perpendiculares entre sí alimentados con una diferencia de fase de 90° entre ellos, conocida como antena *turnstile* la cual se observa en la Figura 1.20 [13].

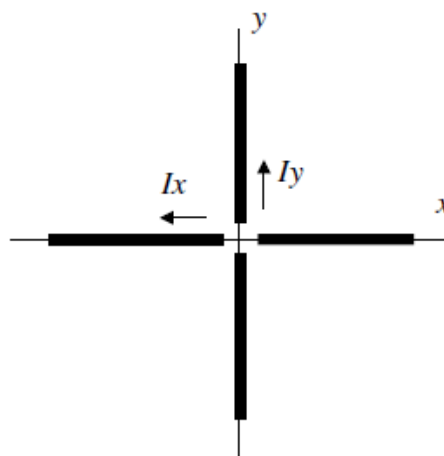


Figura 1.20 Esquema de funcionamiento de una antena con dipolos ortogonales alimentados por corrientes I_x e I_y desfasadas 90° [13].

Si las corrientes en cada dipolo I_x e I_y están desfasadas 90° entonces el campo radiado es el que se indica en la ecuación (1.6).

$$E(z, t) = |E_{x0}| \cos(\omega t - \beta z) + |E_{y0}| \cos\left(\omega t - \beta z + \frac{\pi}{2}\right) \quad (1.6)$$

La expresión corresponde a un campo electromagnético con polarización circular que se propaga en dirección del eje z positivo, y produce una polarización circular en sentido sinistrorso.

Para alimentar ambos dipolos con 90° de desfase generalmente se utiliza un híbrido en cuadratura o se conectan mediante una línea de longitud $\lambda/4$.

2 METODOLOGÍA

En el presente trabajo se diseñan, modelan y simulan cinco antenas en tecnología impresa con el objetivo de obtener polarización circular. Cuatro de estas antenas se componen de dos elementos radiantes con polarización lineal dispuestos ortogonalmente que son las antenas dipolo, *BowTie*, *slot* y *Dog Bone*. En este capítulo se describe todo el proceso de diseño, modelamiento y simulación de estos elementos radiantes. La quinta antena que se diseña en este capítulo es una *patch*, la cual servirá como premisa para modelar la antena *patch* con doble alimentación que produce polarización circular descrita en la sección 3.5. Las estructuras serán diseñadas y después optimizadas para operar en la banda L a una frecuencia de 1,5 GHz.

Las antenas son modeladas y simuladas en el software CST Studio Suite, la adaptación de impedancia se realizará para impedancias características de 50 Ω , 75 Ω y 200 Ω ; y el puerto de alimentación dependerá del tipo de estructura. El material de las partes radiantes de cada una de las antenas es cobre de espesor $t = 17 \mu\text{m}$, y una conductividad de 58 S/m. Todas las antenas se construyen sobre sustrato FR-4 y se asume una permitividad relativa de $\epsilon_r = 4,25$ y espesor $h = 1,54 \text{ mm}$, con base en el *datasheet* del Anexo A.

En este capítulo se muestran las estructuras modeladas y se analizan los resultados de las simulaciones de cada una de las antenas mencionadas mediante el estudio del coeficiente de reflexión (adaptación de impedancia, S_{11}), su relación axial y la observación de los patrones de radiación que son una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena, determinado en la región del campo lejano y que se representa como una función de las coordenadas angulares (θ , Φ) [4].

La simulación de todas las antenas se realiza para un rango de dos veces la frecuencia de operación desde 0 a 3 GHz y se crean monitores de campo eléctrico, campo magnético y campo lejano, para analizar el funcionamiento de las estructuras.

2.1. ANTENA DIPOLO

Se diseña una antena dipolo de media longitud de onda impresa sobre FR-4 que opera a una frecuencia de 1,5 GHz cuya impedancia de entrada se asume de $73 + j42,5 \Omega$ [4]. La Figura 2.1. muestra la estructura de la antena.

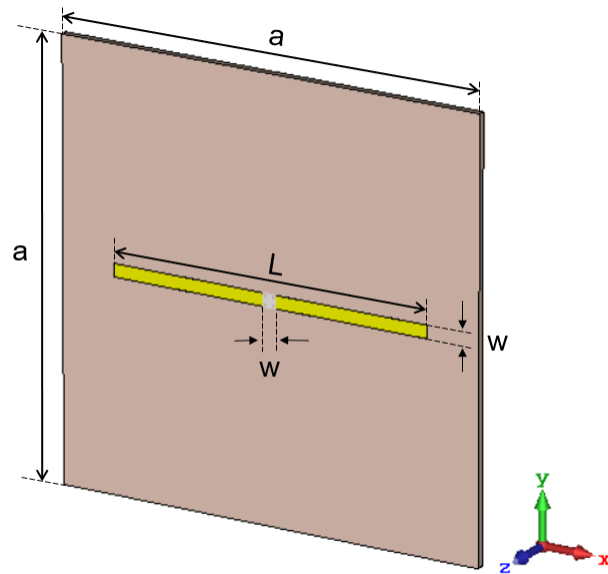


Figura 2.1 Modelamiento de la antena dipolo en CST Studio Suite.

La antena se compone de dos brazos de cobre que, inicialmente, tienen una longitud total de $\lambda_0/2$ [14]. La separación entre brazos se asume igual al ancho de estos.

Para iniciar con el diseño, se calcula el valor de $\lambda_0/2$ por medio de la ecuación (2.1):

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0} \quad (2.1)$$

$$\lambda_0 = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{1,5 \text{ GHz}} = 0,2 \text{ m}$$

$$L = \frac{\lambda_0}{2} = 0,10 \text{ m} = 100 \text{ mm}$$

El ancho de los brazos de la antena es una variable relevante que, permite determinar el ancho de banda. Para el presente estudio, se asume un valor inicial de $w = 3 \text{ mm}$. Este valor es pensado en que, en un futuro, esta estructura pueda ser construida sin complicaciones de fabricación. El sustrato es una placa cuadrada de dimensiones $a \times a = 144 \text{ cm}^2$. Los valores iniciales del diseño se presentan en la Tabla 2.1.

Tabla 2.1 Valores iniciales de los parámetros de diseño de la antena dipolo.

Variable	Valor
Longitud del dipolo ($L + w$)	100 + 3 mm
Tamaño del sustrato ($a \times a$)	144 cm ²
Ancho del dipolo y separación entre brazos (w)	3 mm

Se realiza el modelamiento de la antena en el software CST Studio Suite, donde el primer paso es definir las variables con los valores iniciales para poder modelar la estructura en base a ellas. Se crea el substrato y el dipolo, configurados como se describe al inicio de este capítulo en cuanto al material, ϵ_r , conductividad y dimensiones. La estructura es modelada de forma que el máximo de la radiación (máximo del campo eléctrico) se encuentre sobre el eje z como se muestra en la Figura 2.1.

La antena se alimenta mediante un puerto discreto tipo pastilla o puerto discreto de cara que se conecta entre un borde y una cara de los brazos metálicos con el objetivo de guiar la corriente en todo el ancho de la estructura sin incluir de esta manera discontinuidades. El puerto se configura con una impedancia de entrada de 75Ω , que es una impedancia comercial, cercana a la impedancia de entrada de esta antena. El puerto colocado y su ventana de configuración se muestran en la Figura 2.2.

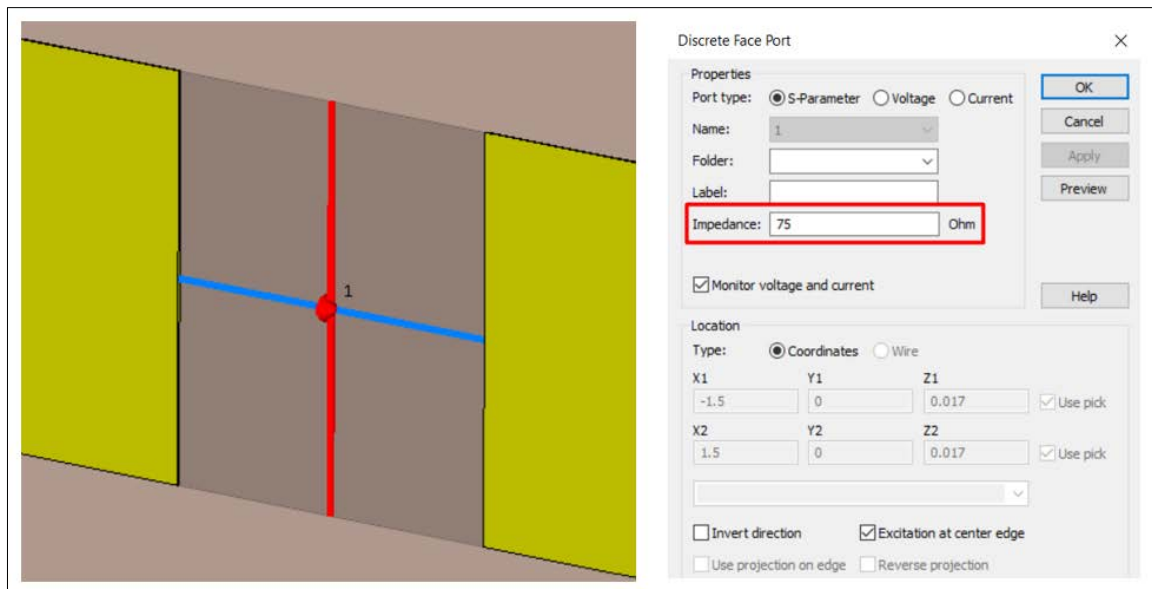


Figura 2.2 Alimentación de la antena dipolo mediante un puerto discreto tipo pastilla con impedancia de 75Ω .

Con la estructura alimentada inicia la fase de simulación para lo cual es necesario definir un espacio de simulación finito como medio circundante para que el cálculo de los campos de radiación sea específico. Esta configuración se realiza en la ventana *Background* y se definen límites de $\lambda_0/2$ en todas las direcciones como se indica en la Figura 2.3.

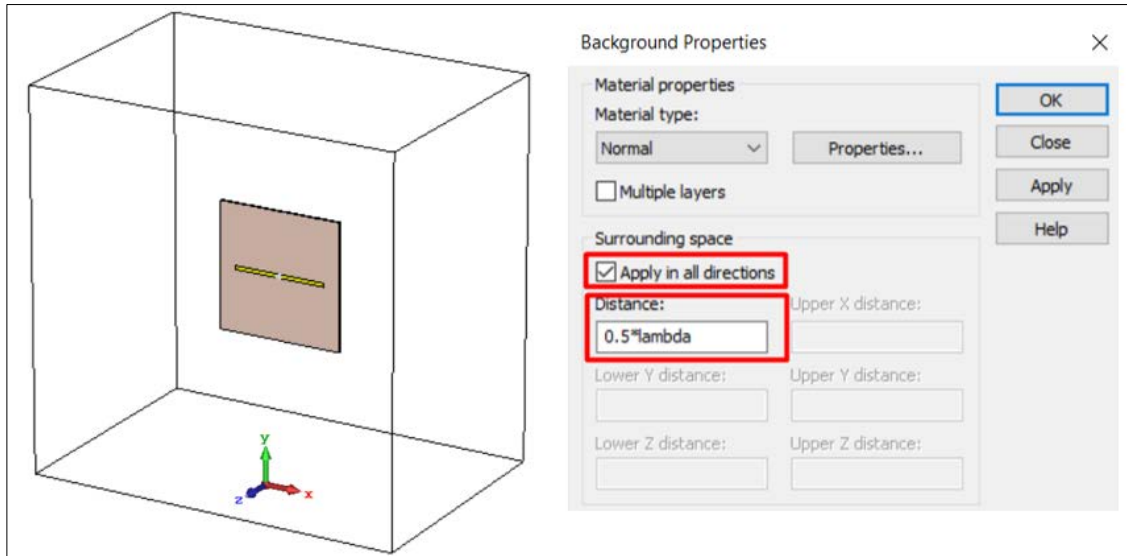


Figura 2.3 Configuración del espacio de simulación (*Background*) para la antena dipolo.

El diseño de la antena es simétrico por lo que es posible definir planos de simetría con el fin de reducir el tiempo de simulación. El dipolo impreso tiene un plano de simetría eléctrico en el plano YZ y magnético en el plano XZ, esta configuración se muestra en la Figura 2.4. Cada plano de simetría que se define disminuye el tiempo de cálculo en un factor de 2, por lo que es recomendable especificar las simetrías, si estas existen.

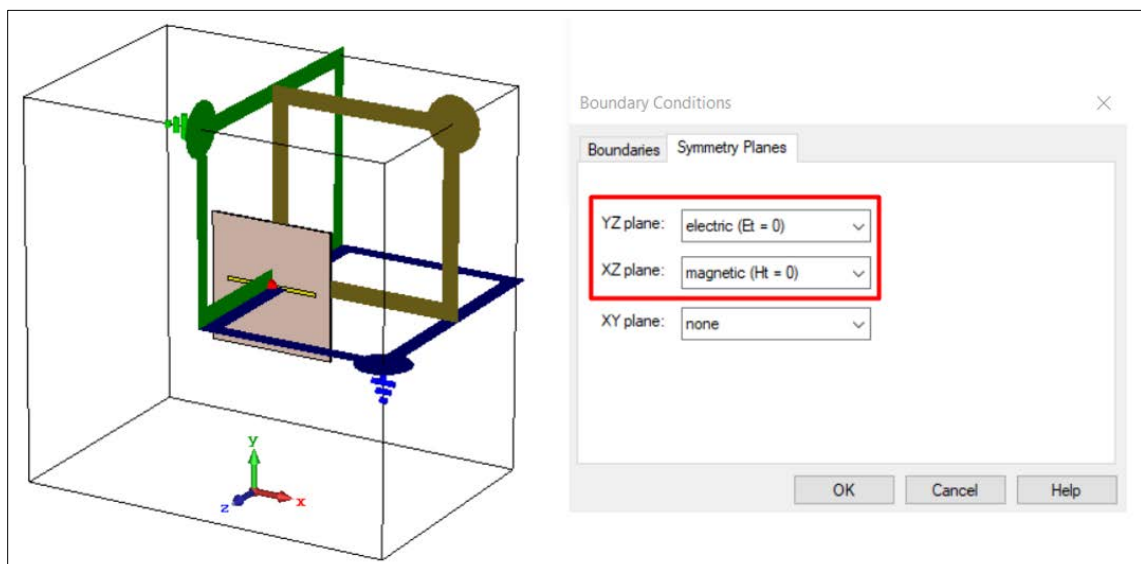


Figura 2.4 Definición de los planos de simetría en la antena dipolo.

Una computadora solo es capaz de calcular problemas de expansión finita, por lo que se debe especificar las condiciones de contorno. Esto se puede hacer dentro del cuadro de diálogo *Boundaries*, que se aprecia en la Figura 2.5, donde se define la condición de cada límite del *Background*. Para todas las antenas se configura como abierto (*open*) en

todas las direcciones, de esta manera se extiende la geometría táctil virtualmente hasta el infinito [15].

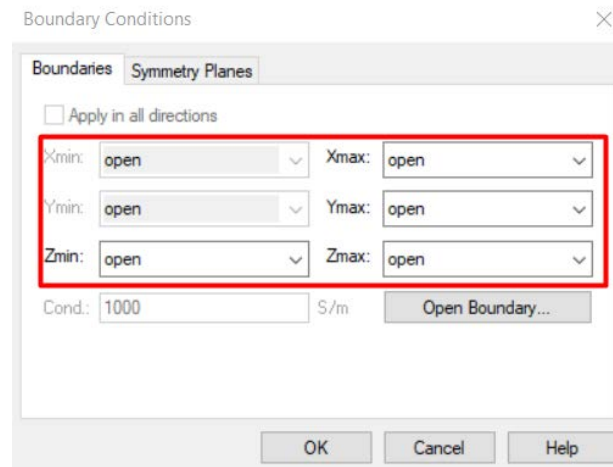


Figura 2.5 Configuración del cuadro de diálogo *Boundaries* para la simulación de todas las antenas en CST Studio Suite.

Se realizan varias simulaciones en el dominio de la frecuencia y se ajusta el diseño en busca de adaptar la antena para que sea resonante a la frecuencia de 1,5 GHz. Los parámetros que varían son $L = 72$ mm y $a = 100$ mm respectivamente, el valor de a se disminuye para reducir el tamaño de la antena. Los valores finales de diseño se muestran en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2 Valores finales de los parámetros de diseño de la antena dipolo.

Variable	Valor
Longitud del dipolo ($L + w$)	72 + 3 mm
Tamaño del substrato ($a \times a$)	100 cm ²
Ancho del dipolo y separación entre brazos (w)	3 mm

El primer resultado que se estudia es el coeficiente de reflexión o parámetro S_{11} que se muestra en la Figura 2.6, donde se observa que la antena resuena a la frecuencia de 1,5 GHz con un valor de $S_{11} = -17,52$ dB. El ancho de banda (AB) del dipolo medido en $S_{11} = -10$ dB es de 230,53 MHz.

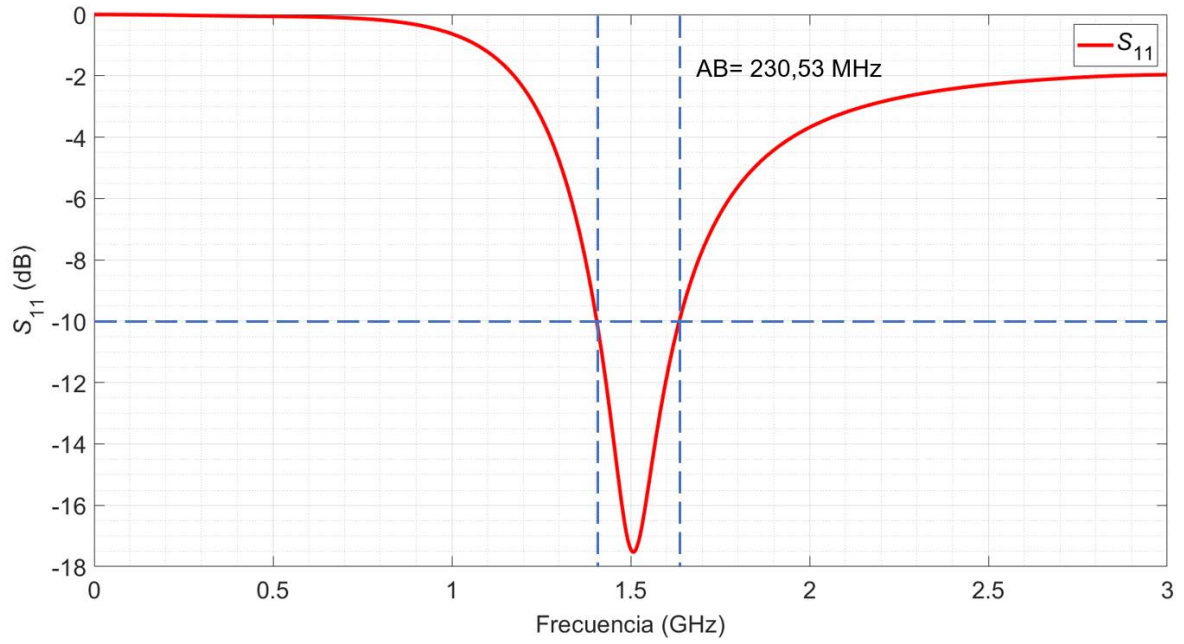
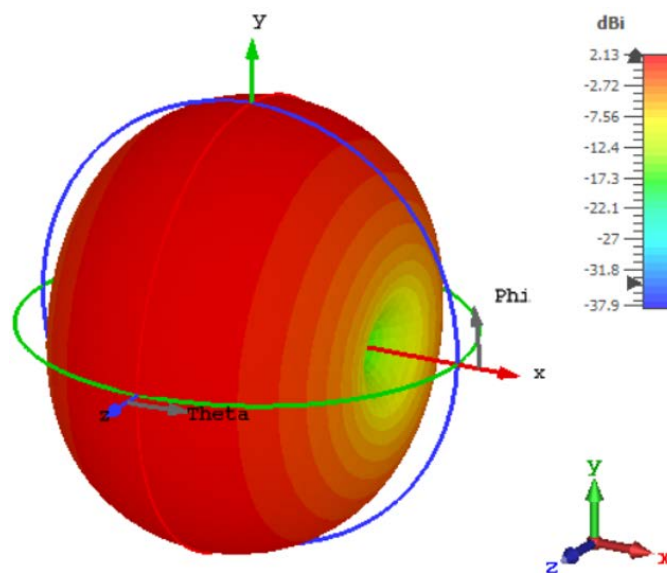


Figura 2.6 Resultado de simulación del parámetro S_{11} y ancho de banda de la antena dipolo.

El siguiente criterio que se analiza es el patrón de radiación cuyo resultado se muestra en la Figura 2.7. Se aprecia en el patrón de radiación 3D el valor simulado de directividad de 2,13 dBi, similar a la directividad teórica de una antena dipolo que es de 2,16 dBi.



a)

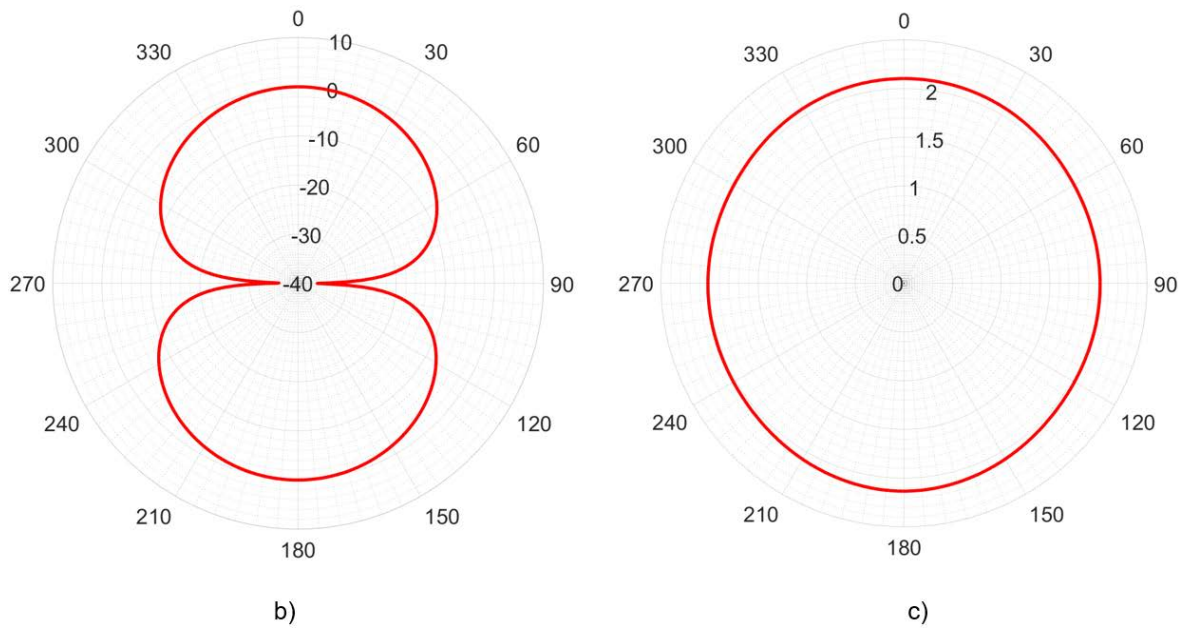


Figura 2.7 Patrón de radiación de la antena dipolo. a) Diagrama 3D; b) Plano H; c) Plano E.

2.2. ANTENA *BOWTIE*

El diseño de la antena *BowTie* o dipolo grueso se basa en la antena dipolo, se modela de igual manera sobre FR-4 a una frecuencia de operación de 1,5 GHz y con impedancia de entrada de $73 + j42,5 \Omega$ [4]. La antena modelada se muestra en la Figura 2.8.

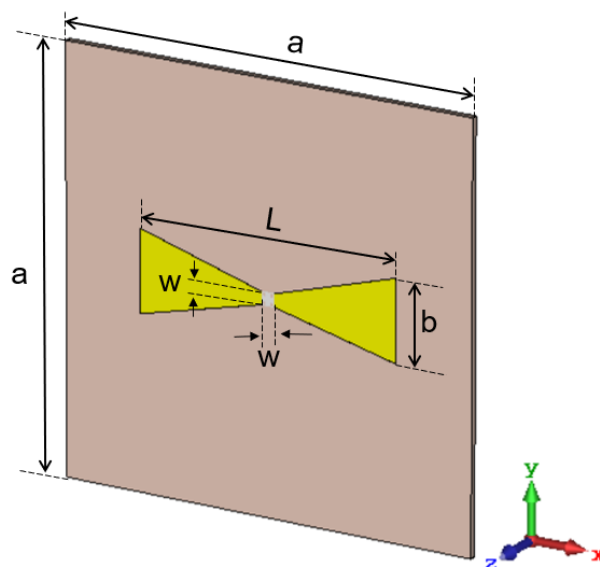


Figura 2.8 Modelamiento de la antena *BowTie* en CST Studio Suite.

Esta antena se compone de dos brazos cónicos de cobre de longitud $L = 72 + 3$ mm entre sus extremos (valor optimizado en la antena dipolo).

Para formar el dipolo grueso se tienen dos variables de ancho del dipolo que se los llamará ancho interno (w) y externo (b) respectivamente, los cuales permiten variar el ancho de banda de la antena. Se establece el valor de $w = 3$ mm y para b se toma como valor inicial $\lambda_0/4$, es decir $b = 25$ mm. El substrato es cuadrado de tamaño $a \times a = 100$ cm². Los parámetros iniciales de diseño se presentan en la Tabla 2.3.

Tabla 2.3 Valores iniciales de los parámetros de diseño de la antena *BowTie*.

Variable	Valor
Longitud del dipolo ($L + w$)	72 + 3 mm
Tamaño del substrato ($a \times a$)	100 cm ²
Ancho interno y separación de los brazos (w)	3 mm
Ancho externo de los brazos (b)	25 mm

Se realiza el modelamiento de la antena haciendo uso de las variables definidas con sus valores iniciales. Se modela el substrato y el dipolo grueso de tal manera que el máximo de la radiación (máximo del campo eléctrico) se encuentre sobre el eje z como se muestra en la Figura 2.8.

Esta antena se alimenta mediante un puerto tipo pastilla igual que la antena dipolo, su configuración se describe en la Figura 2.2.

Los límites del *Background* tiene un valor de $\lambda_0/2$ en todas las direcciones tal como se muestra en la Figura 2.3. Se configuran los planos de simetría eléctrica en el plano YZ y magnética en el plano XZ , igual que en la antena dipolo y como se indica en la Figura 2.4.

Después de varias simulaciones en el dominio de la frecuencia se ajusta el diseño para adaptar la antena y que sea resonante a 1,5 GHz. Los parámetros que se varían son L y b cuyos valores finales se muestran en la Tabla 2.4.

Tabla 2.4 Valores finales de los parámetros de diseño de la antena *BowTie*.

Variable	Valor
Longitud del dipolo ($L + w$)	60 + 3 mm
Tamaño del substrato ($a \times a$)	100 cm ²
Ancho interno y separación de los brazos (w)	3 mm
Ancho externo de los brazos (b)	18 mm

El parámetro S_{11} resultante de la simulación de la antena optimizada se muestra en la Figura 2.9. Se puede apreciar que la antena es resonante a la frecuencia de 1,5 GHz con un valor de $S_{11} = -13,16$ dB. El ancho de banda de esta antena medido a $S_{11} = -10$ dB es de 266,76 MHz. Tal como se esperaba, el ancho de banda es mayor que el de la antena dipolo en 36,23 MHz ya que la estructura permite diferentes caminos a la corriente distribuida sobre sus brazos y estas resonancias producidas se acoplan para incrementar el ancho de banda.

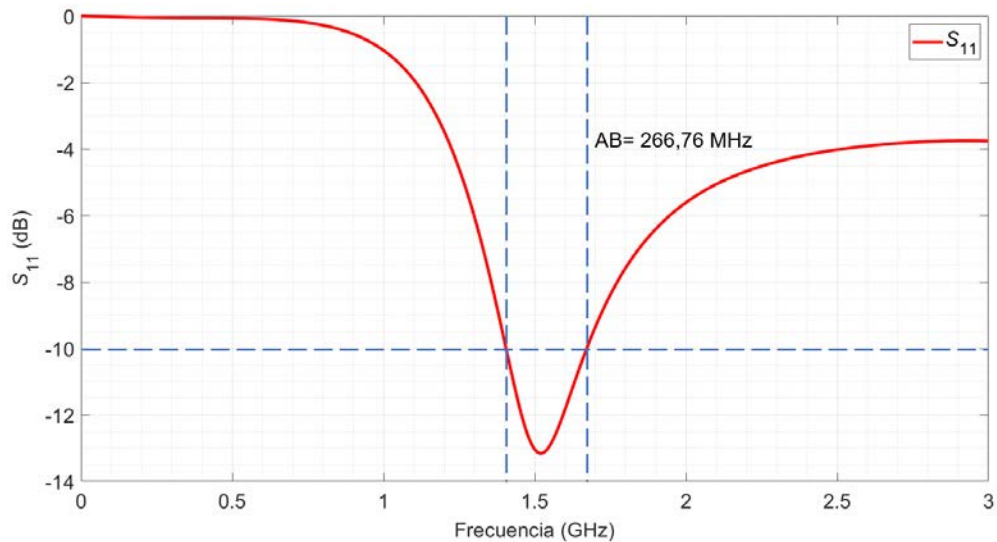
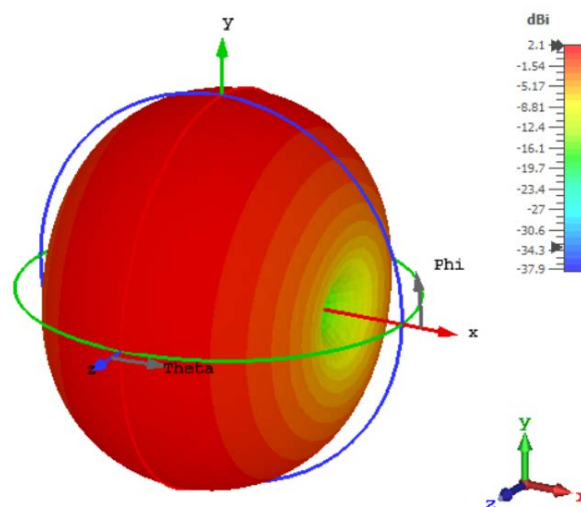


Figura 2.9 Resultado de simulación del parámetro S_{11} y ancho de banda de la antena *BowTie*.

El diagrama de radiación se muestra en la Figura 2.10. Se aprecia en el patrón de radiación 3D el valor simulado de directividad de 2,1 dBi; siendo ésta un poco menos directiva que la antena dipolo.



a)

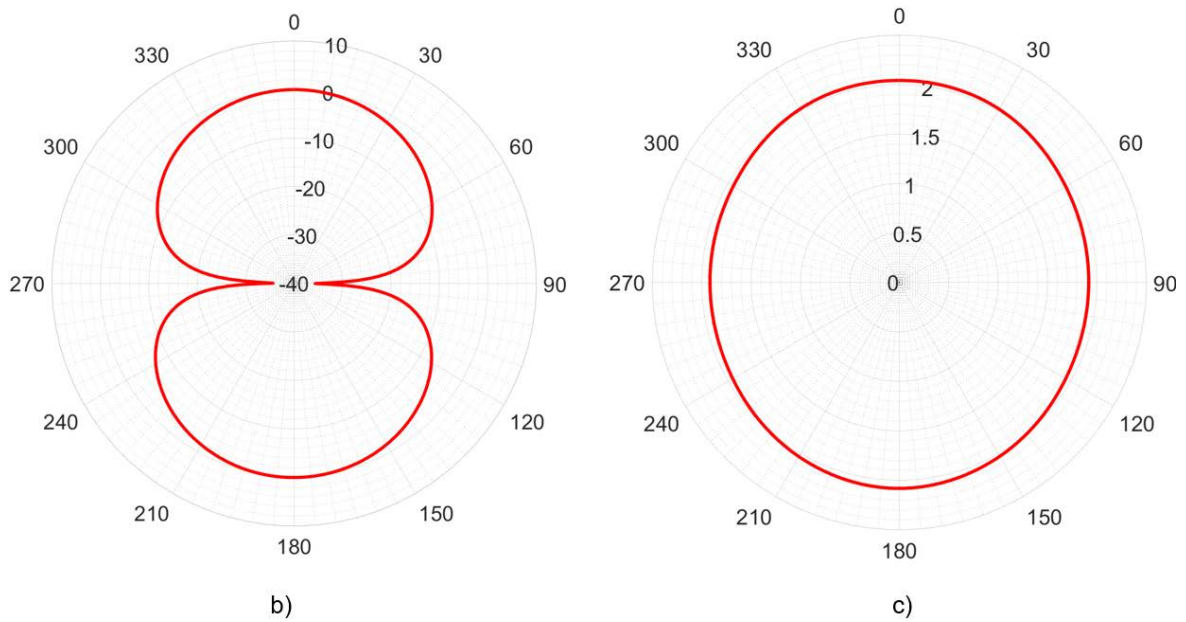


Figura 2.10 Patrón de radiación de la antena *BowTie*. a) Diagrama 3D; b) Plano H; c) Plano E.

2.3. ANTENA *SLOT*

La antena *slot* se diseña como una ranura practicada en la placa de cobre que recubre una cara del substrato FR-4 (la otra cara, obviamente, no presenta recubrimiento de cobre), a una frecuencia de operación de 1,5 GHz e impedancia de entrada de 200 Ω (acorde al principio de Babinet [16]). La estructura de la antena *slot* se muestra en la Figura 2.11.

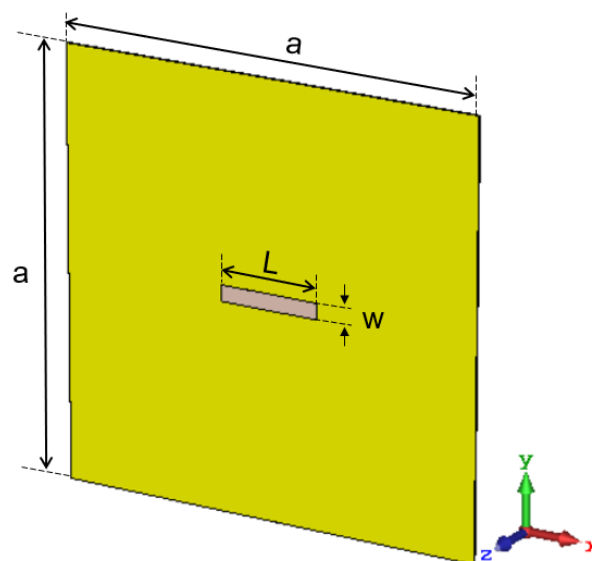


Figura 2.11 Modelamiento de la antena *slot* en CST Studio Suite.

Esta antena es considerada como complementaria de la antena dipolo por lo que se espera un comportamiento similar. La antena dipolo está formada por dos tiras metálicas inmersas en un infinito de vacío, por lo que su complemento es el vacío (*slot*) sumergido en un infinito metálico. Para conseguir la simulación del plano infinito metálico, en primer lugar, se fija un tamaño finito del substrato (y por ende un tamaño finito de la placa metálica) de $a \times a = 1600 \text{ cm}^2$ equivalente a $2\lambda_0 \times 2\lambda_0$,

El ancho y longitud del *slot* se definen en $w = 3 \text{ mm}$ y $L = 75 \text{ mm}$ respectivamente. El resumen de los valores iniciales de diseño de la antena *slot* se listan en la Tabla 2.5. La estructura se modela de tal manera que el máximo del campo eléctrico radiado se encuentre sobre el eje z como se muestra en la Figura 2.11.

Tabla 2.5 Valores iniciales de los parámetros de diseño de la antena *slot*.

Variable	Valor
Longitud del slot (L)	75 mm
Ancho del slot (w)	3 mm
Tamaño del substrato ($a \times a$)	1600 cm ²

Esta antena se alimenta por medio de un puerto discreto puntual que se conecta entre la mitad de los bordes superior e inferior de la longitud del *slot*. El puerto se configura con impedancia de 200Ω , similar a la impedancia teórica de entrada de la antena. El puerto colocado y su ventana de configuración se muestran en la Figura 2.12.

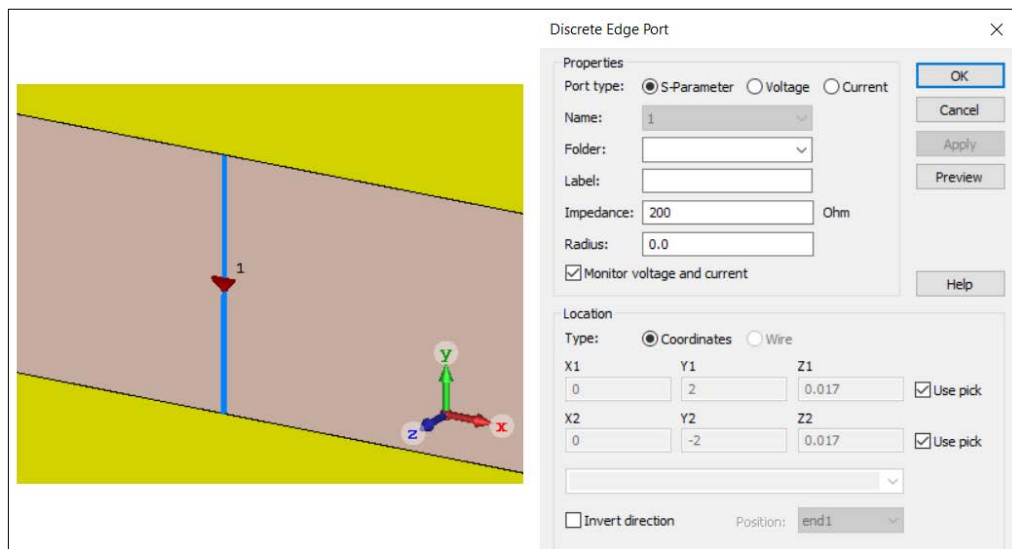


Figura 2.12 Alimentación de la antena *slot* por medio de un puerto discreto de borde con impedancia de 200Ω .

Con el objetivo de simular el plano infinito metálico en CST Studio Suite, el espacio circundante de simulación (*Background*) se configura de tal forma que en aquella dimensión en la que se requiere que la estructura sea infinita, este espacio circundante sea cero (0), es decir, el límite debe estar al borde de la estructura. Ahora, para permitir la simulación de la radiación en la dirección del eje z, a esta se la establece con un espacio circundante de valor $\lambda_0/2$. La configuración del espacio de simulación se observa en la Figura 2.13.

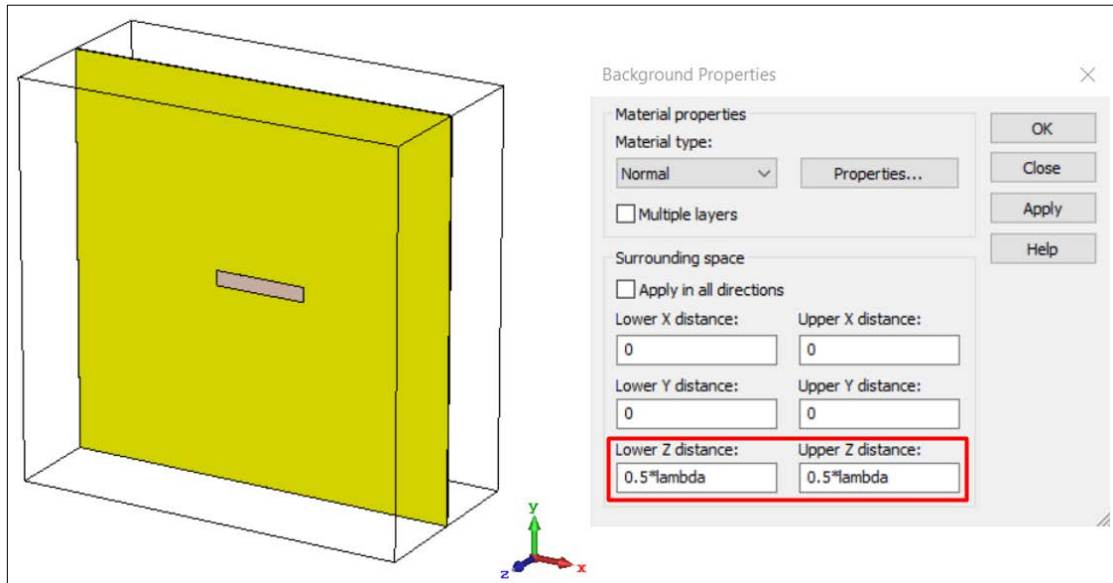


Figura 2.13 Configuración del espacio de simulación (*Background*) para la antena *slot*.

En este caso se establecen un plano de simetría magnética en el plano YZ y un plano de simetría eléctrica en el plano XZ.

Después de efectuar varias simulaciones en el dominio de la frecuencia se ajusta el diseño de la antena para que sea resonante a 1,5 GHz. Los parámetros que varían son la longitud (L) y ancho (w) del *slot*, los valores finales de los parámetros de diseño de esta antena se muestran en la Tabla 2.6.

Tabla 2.6 Valores finales de los parámetros de diseño de la antena *slot*.

Variable	Valor
Longitud del slot (L)	93 mm
Ancho del slot (w)	15 mm
Tamaño del substrato ($a \times a$)	1600 cm ²

Se analizan los resultados de la simulación de la estructura ajustada empezando por el coeficiente de reflexión (S_{11}). Se observa que la antenna es resonante a 1,5 GHz con un valor de $S_{11} = -16,78$ dB, similar al de la antenna dipolo. El ancho de banda de la antenna *slot* medido a $S_{11} = -10$ dB es de 252,03 MHz como se muestra en la Figura 2.14. El AB de esta antenna es mayor que el de la antenna dipolo en 21,5 MHz y menor que el de la antenna *BowTie* en 14,73 MHz.

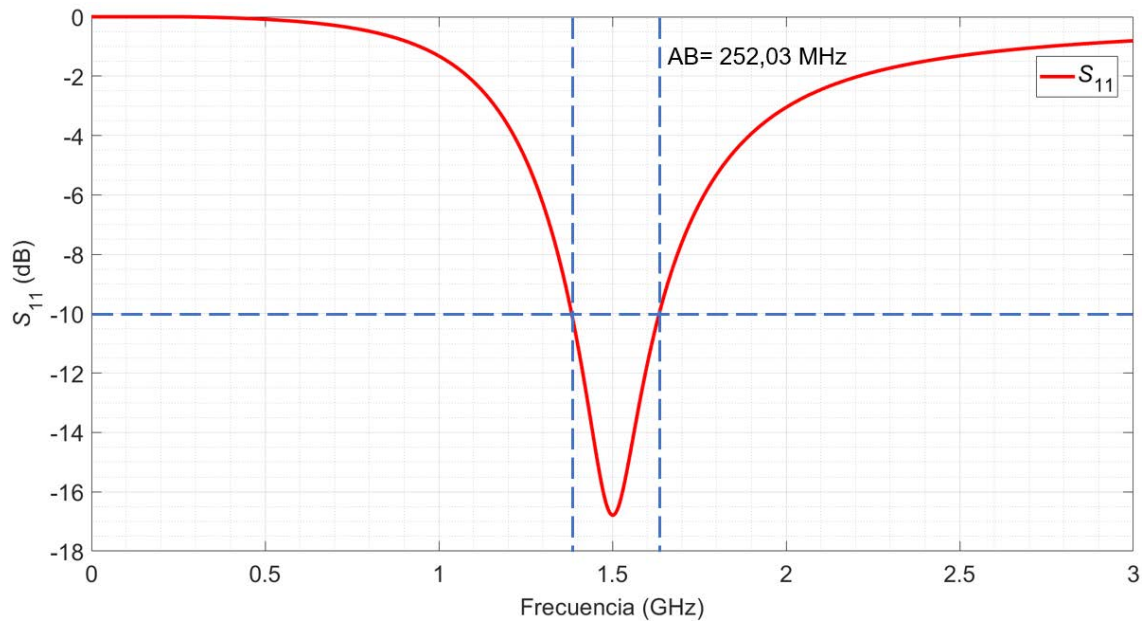
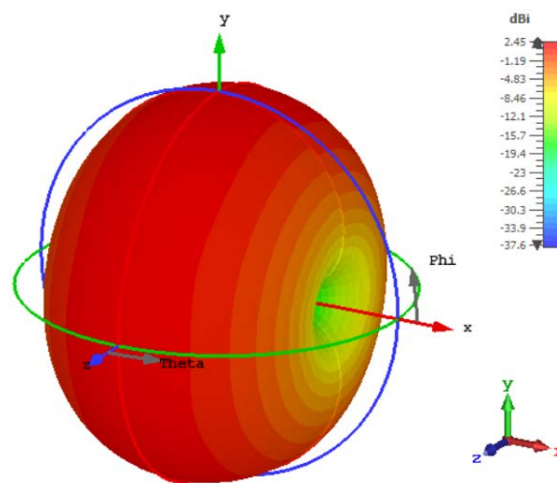


Figura 2.14 Resultado de simulación del parámetro S_{11} y ancho de banda de la antenna *slot*.

El resultado del patrón de radiación es similar al de la antenna dipolo con la diferencia que es más directivo con un valor de 2,45 dBi. La Figura 2.15 presenta el patrón de radiación 3D donde también se observa su valor de directividad simulada.



a)

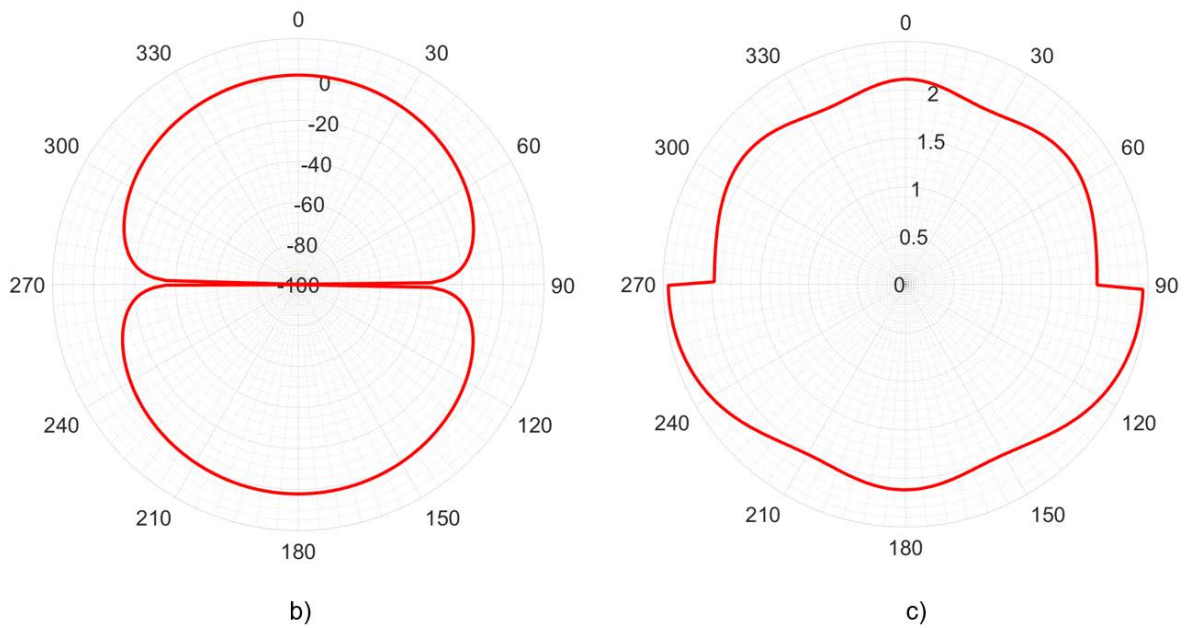


Figura 2.15 Patrón de radiación de la antena *slot*. a) Diagrama 3D; b) Plano H; c) Plano E.

Debido a que la estructura de esta antena será utilizada para generar polarización circular y que, para cumplir con este objetivo, se deberá implementar dos estructuras ortogonales tal como se presenta en la sección 3.3, se excita ahora el *slot* en dos puntos en fase sobre el elemento radiante como se muestra en la Figura 2.16.

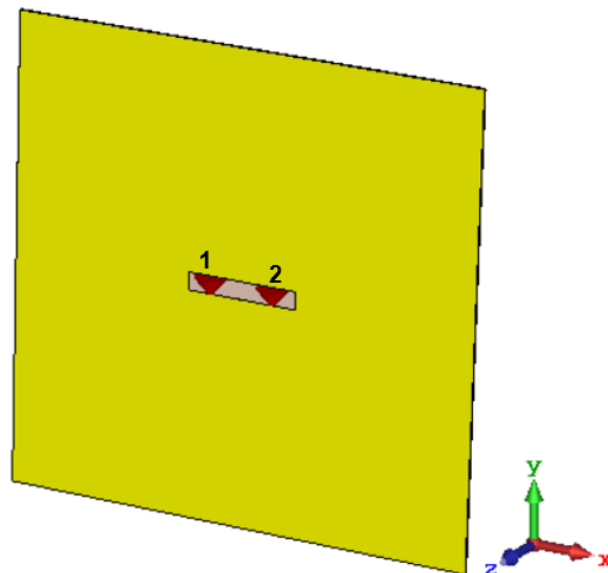


Figura 2.16 Modelamiento de la antena *slot* con dos excitaciones en fase en CST Studio Suite.

La alimentación de esta estructura se la realiza mediante el circuito esquemático que se muestra en la Figura 2.17. Este está formado por un puerto externo de alimentación y un divisor de potencia ideal con impedancia igual a la impedancia de entrada de la antenna, cuyas salidas se conectan a los dos puertos de la antenna dotando de alimentación en fase para cada uno de ellos.

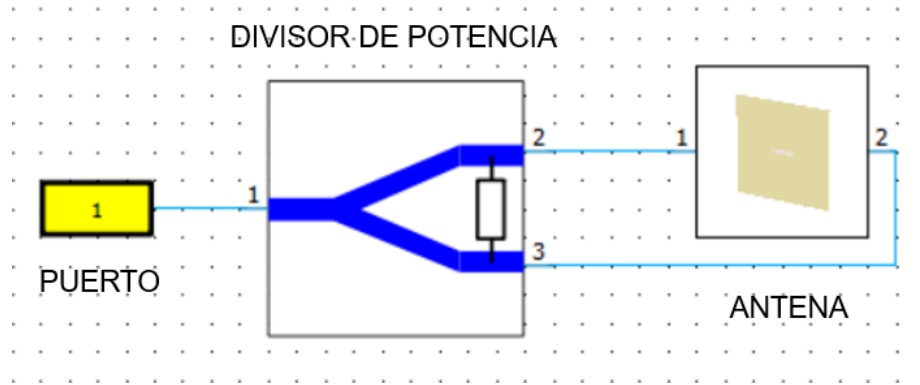


Figura 2.17 Circuito esquemático de alimentación de la antena *slot* con dos excitaciones en fase.

Este tipo de alimentación no afecta la radiación esperada de la antena (tal como se analizará posteriormente) y mejora considerablemente su adaptación al tener un valor de $S_{11} = -36,95$ dB y ancho de banda de 310,48 MHz como se muestra en la Figura 2.18.

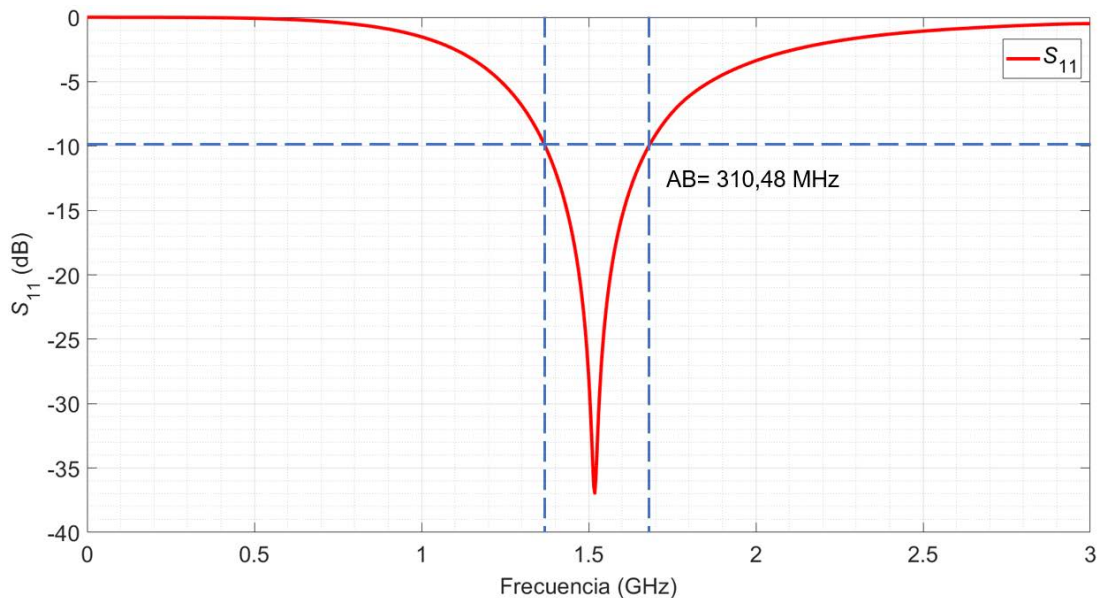


Figura 2.18 Resultado de simulación del parámetro S_{11} y ancho de banda de la antena *slot* con dos excitaciones en fase.

Para el análisis radiante, se combinan los resultados de simulación con el fin de obtener el campo lejano combinado, esto se configura en el cuadro de diálogo mostrado en la Figura 2.19. Esta configuración equivale al circuito esquemático de la Figura 2.17 ya que define un divisor de media potencia (lo que implica una intensidad de amplitud de alimentación relativa de 0,707), sin diferencia de fase.

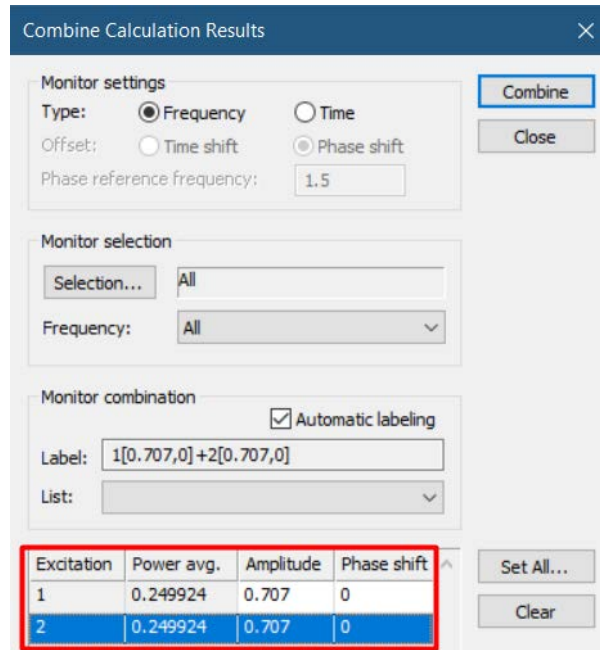
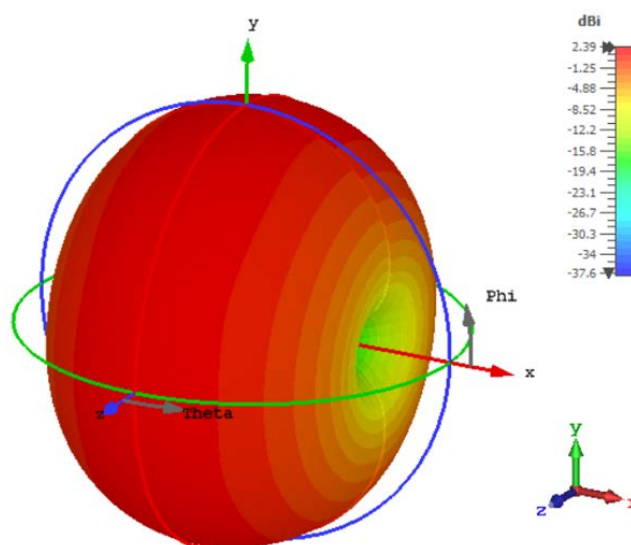


Figura 2.19 Cuadro de diálogo para combinar los resultados radiantes de simulación de la antena *slot* con dos excitaciones en fase.

La Figura 2.20 presenta el diagrama de radiación de la antena *slot* con dos excitaciones en fase, el cual tiene una directividad de 2,39 dBi.



a)

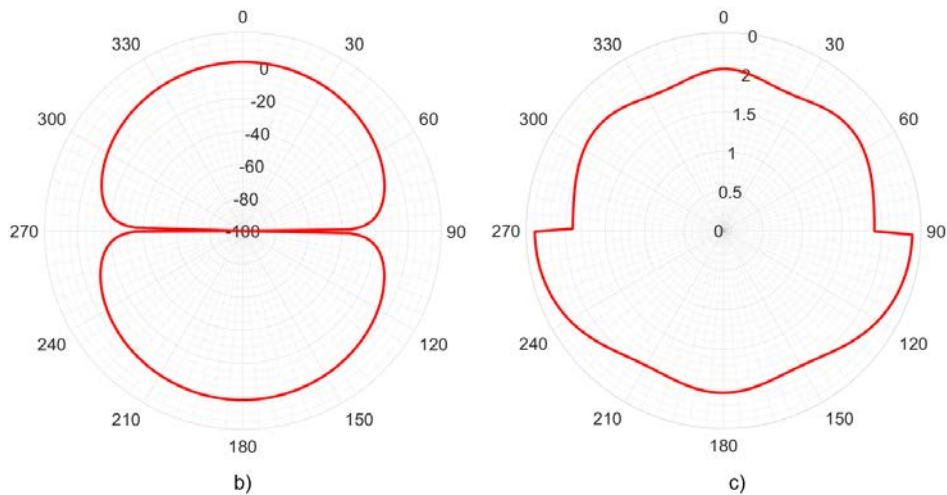


Figura 2.20 Patrón de radiación de la antena *slot* con dos excitaciones en fase.

a) Diagrama 3D; b) Plano H; c) Plano E.

Como se puede observar, la alimentación con dos puertos sobre la estructura radiante (con una separación entre ellos menor a un cuarto de longitud de onda) produce un solapamiento de las corrientes alrededor de la ranura que, al ser excitadas en fase, mantienen la excitación de la misma corriente magnética ($\mathbf{M} = M_0 \mathbf{a}_x$) excitada con un único puerto en la mitad de la estructura.

2.4. ANTENA *DOG BONE*

El modelamiento de la antena *Dog Bone* se asemeja al de la antena *slot* ya que se trata de igual manera de una placa de cobre del tamaño del sustrato y con una ranura en la mitad. La diferencia es que, ahora, la ranura es un *slot* rectangular con círculos en los extremos asemejándose a la forma de un hueso de perro (de ahí su nombre del inglés, *dog bone*). La frecuencia de operación e impedancia de alimentación se mantienen iguales. La estructura de la antena se muestra en la Figura 2.21.

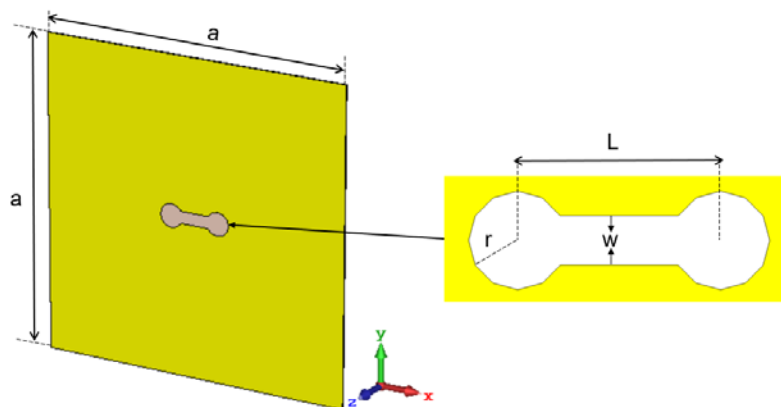


Figura 2.21 Modelamiento de la antena *Dog Bone* en CST Studio Suite.

Esta antena se puede considerar complementaria a la antena *BowTie* por lo que se espera un comportamiento parecido entre ellas. Se aplica el mismo principio que para la antena *slot*, por lo que se establece el tamaño de la estructura en $a \times a = 1600 \text{ cm}^2$, con el fin lograr simular un plano infinito metálico.

Tomando como referencia la antena *slot* ajustada cuyos parámetros de diseño se muestran en la Tabla 2.6, se define el ancho del *slot* que une los dos círculos en $w = 15 \text{ mm}$ y la distancia entre sus centros en $L = 93 \text{ mm}$. El radio de los círculos se fija en $\lambda_0/4$ que equivale a $r = 25 \text{ mm}$. El resumen de los valores iniciales de diseño de esta antena se muestra en la Tabla 2.7.

Tabla 2.7 Valores iniciales de los parámetros de diseño de la antena *Dog Bone*.

Variable	Valor
Longitud entre centros de los círculos (L)	93 mm
Tamaño del sustrato ($a \times a$)	1600 cm^2
Ancho del slot (w)	15 mm
Radio de los círculos (r)	25 mm

El puerto de alimentación de esta antena es igual al de la antena *slot*, es decir es un puerto discreto de borde con los mismos puntos de conexión y se configura igual como se muestra en la Figura 2.12. El *Background* se configura igual que para la antena *slot* (Figura 2.13) y se establecen los planos de simetría magnética en el plano YZ y eléctrica en el plano XZ.

Se ejecutan varias simulaciones en el dominio de la frecuencia y se ajusta el diseño de la antena para que opere a 1,5 GHz. Los parámetros que varían son la longitud (L) y radio (r) de la ranura, los valores finales de las variables de diseño de esta antena se muestran en la Tabla 2.8.

Tabla 2.8 Valores finales de los parámetros de diseño de la antena *Dog Bone*.

Variable	Valor
Longitud entre centros de los círculos (L)	62 mm
Tamaño del sustrato ($a \times a$)	1600 cm^2
Ancho del slot (w)	15 mm
Radio de los círculos (r)	15 mm

Una vez que la antena ha sido optimizada, se analiza el parámetro S_{11} donde se observa que la antena es resonante a 1,5 GHz con un valor de $S_{11} = -43,32$ dB, mejor que la antena *BowTie* que es de $-13,16$ dB. El ancho de banda de esta antena es de 345,68 MHz como se aprecia en la Figura 2.22, mayor que el de la antena *BowTie*, su complementaria, que tiene un $AB = 266,76$ MHz.

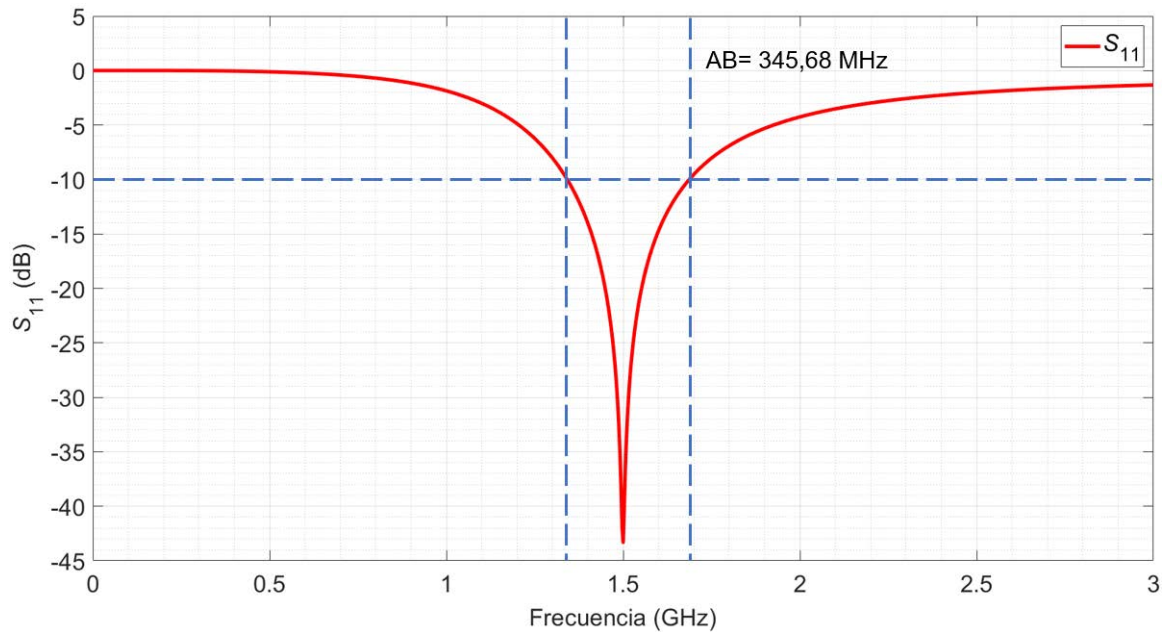
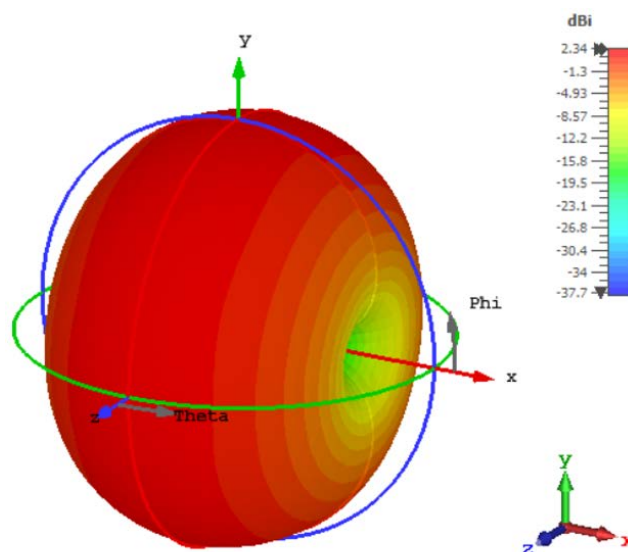


Figura 2.22 Resultado de simulación del parámetro S_{11} y ancho de banda de la antena *Dog Bone*.

El diagrama de radiación es similar al de la antena *BowTie*, con la diferencia que tiene mayor directividad con un valor de 2,34 dBi, este se muestra en la Figura 2.23.



a)

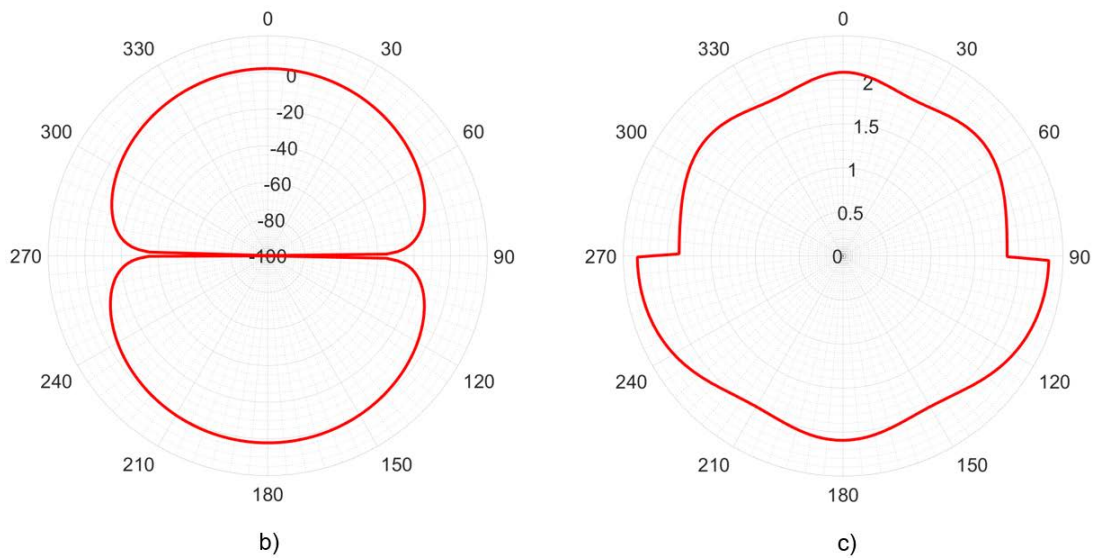


Figura 2.23 Patrón de radiación de la antena *Dog Bone*. a) Diagrama 3D; b) Plano H; c) Plano E.

Al igual que la antena *slot*, esta estructura será excitada en dos puntos en fase sobre el elemento radiante y será utilizada para generar polarización circular, colocando dos estructuras ortogonales tal como se presenta en la sección 3.4.

2.5. ANTENA *PATCH*

La antena *patch* se diseña sobre el sustrato FR-4 y, al ser una antena *microstrip*, esta presenta un plano de masa en la parte posterior. La frecuencia de operación de esta antena es de 1,5 GHz. Se establece que la alimentación sea del tipo *inset* con una línea *microstrip* de impedancia característica 50 Ω . La antena se modela de tal forma que su máximo de radiación se dirija hacia la dirección +z y se muestra en la Figura 2.24.

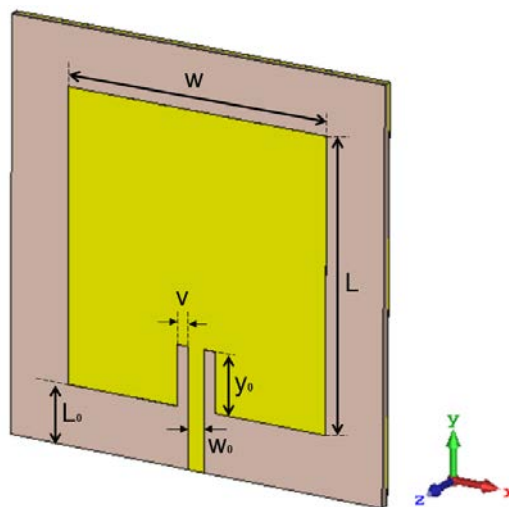


Figura 2.24 Modelamiento de la antena *patch* en CST Studio Suite.

Para el diseño teórico de esta antena se toma de referencia el proceso planteado en [4] donde se parte calculando el ancho del parche de la antena (W) mediante la ecuación (2.2).

$$W = \frac{c}{2f_0} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.2)$$

$$W = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2 \times (1,5 \text{ GHz})} \sqrt{\frac{2}{4,25 + 1}} = 61,72 \text{ mm}$$

El siguiente paso es calcular la permitividad relativa efectiva ($\epsilon_{r,\text{eff}}$) y una corrección (debido al efecto *fringing*) de la longitud (ΔL) con las ecuaciones (2.3) y (2.4) respectivamente. Estas variables son necesarias para calcular el valor de L .

$$\epsilon_{r,\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w_0}\right) \quad (2.3)$$

$$\epsilon_{r,\text{eff}} = \frac{4,25 + 1}{2} + \frac{4,25 - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{1,54 \text{ mm}}{61,72 \text{ mm}}\right) = 4,05$$

$$\Delta L = 0,412 \times h \times \frac{(\epsilon_{r,\text{eff}} + 0,3) \left(\frac{w}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{r,\text{eff}} - 258) \left(\frac{w}{h} + 0,8\right)} \quad (2.4)$$

$$\Delta L = 0,412 \times 1,54 \text{ mm} \times \frac{(4,05 + 0,3) \left(\frac{61,72 \text{ mm}}{1,54 \text{ mm}} + 0,264\right)}{(4,05 - 0,258) \left(\frac{61,72 \text{ mm}}{1,54 \text{ mm}} + 0,8\right)} = 0,72 \text{ mm}$$

Se calcula la longitud (L) de antena con la ecuación (2.5).

$$L = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}} - 2\Delta L \quad (2.5)$$

$$L = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2 \times 1,5 \text{ GHz} \times \sqrt{4,05}} - 2(0,72 \text{ mm}) = 48,25 \text{ mm}$$

El ancho (W_0) de la línea *microstrip* se define con la ayuda de un macro de CST Studio Suite que permite calcular de forma analítica la impedancia de la línea de alimentación de una antena. Esta ventana se configura como se muestra en la Figura 2.25, se ingresan las variables que se solicitan (recuadros rojos), y entrega un valor de impedancia (recuadro azul). Después de realizar algunas pruebas se observa que con el valor de

$W_0 = 3 \text{ mm}$ se tiene una impedancia cercana a los 50Ω , por lo que se considera este ancho como valor inicial. Este valor será ajustado para obtener la impedancia de línea lo más cercano posible a los 50Ω .

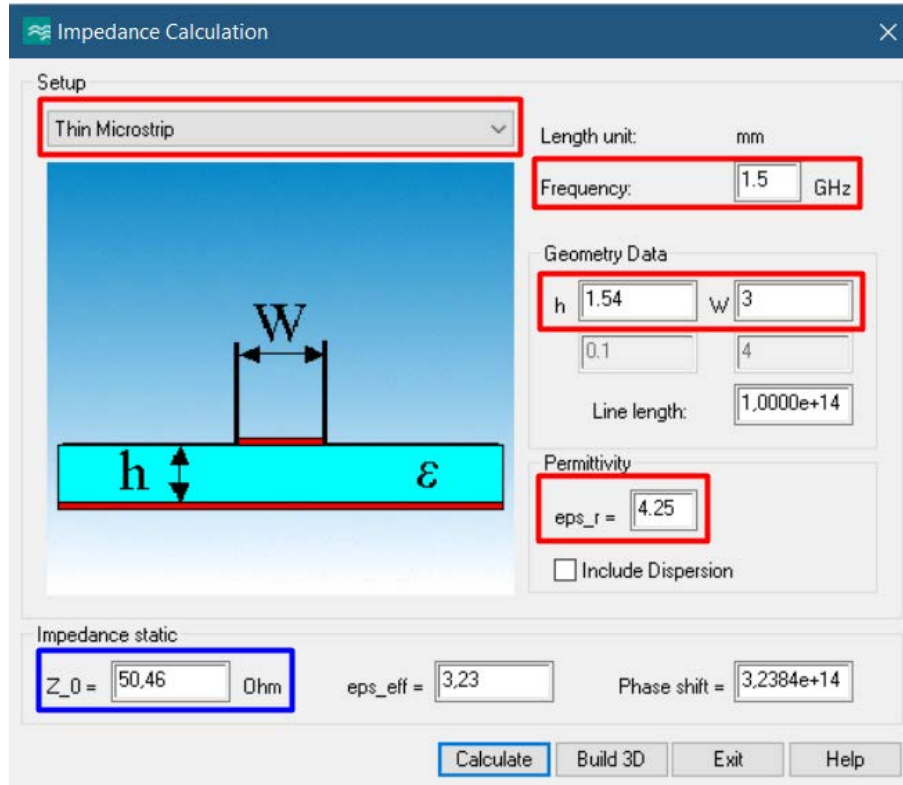


Figura 2.25 Configuración del macro para calcular la impedancia de línea de la antena *patch* en CST Studio Suite.

Para calcular la longitud de la alimentación *inset* (y_0), se parte del cálculo de G_1 mediante la ecuación (2.6).

$$G_1 = \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right) \quad (2.6)$$

$$G_1 = \frac{1}{90} \left(\frac{61,72 \text{ mm}}{200 \text{ mm}} \right) = 3,43 \times 10^{-3} \text{ S}$$

En la ecuación (2.7) se reemplaza el valor de impedancia de entrada de la línea que es 50Ω y G_1 calculado anteriormente, con esto se despeja el valor de y_0 .

$$R_{in}(y_0) = \frac{1}{2G_1} \cos^2 \left(\frac{\pi y_0}{L} \right) \quad (2.7)$$

$$50 \Omega = \frac{1}{2(3,43 \times 10^{-3} \text{ S})} \cos^2 \left(\frac{\pi y_0}{48,25 \text{ mm}} \right)$$

$$y_0 = 14,51 \text{ mm}$$

La distancia desde el parche hacia el borde del sustrato (L_0) se define con un valor inicial de 10 mm. El ancho de la inserción en el *patch* se establece como $v = 2$ mm. Los valores iniciales del diseño de esta antena se resumen en la Tabla 2.9.

Tabla 2.9 Valores iniciales de los parámetros de diseño de la antena *patch*.

Variable	Valor
Longitud del <i>patch</i> (L)	48,25 mm
Ancho del <i>patch</i> (W)	61,72 mm
Ancho de línea de alimentación (W_0)	3 mm
Longitud de la línea de alimentación (L_0)	10 mm
Longitud de la alimentación <i>inset</i> (y_0)	14,51 mm
Ancho de la inserción en el <i>patch</i> (v)	2 mm

La alimentación de la línea *microstrip* (y por consiguiente de la antena *patch*), a diferencia de las estructuras anteriormente detalladas en las que se utilizó un puerto discreto, es con un puerto del tipo guía de onda. Para alimentar la línea entonces, se selecciona toda la cara del extremo de la línea *microstrip* y se coloca el puerto tipo guía de onda. Como regla general, el tamaño del puerto se determina por un factor de extensión (k), de acuerdo con la Figura 2.26, en este caso $k = 2$ [15].

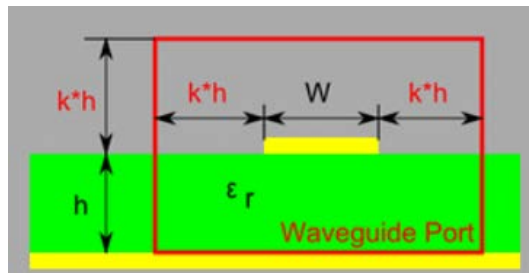


Figura 2.26 Dimensiones del puerto tipo guía de onda en CST Studio Suite [15].

En el cuadro de diálogo se especifica la extensión del puerto alrededor de la geometría seleccionada al ingresar las dimensiones en los campos de entrada correspondientes, lo que se muestra en la Figura 2.27.

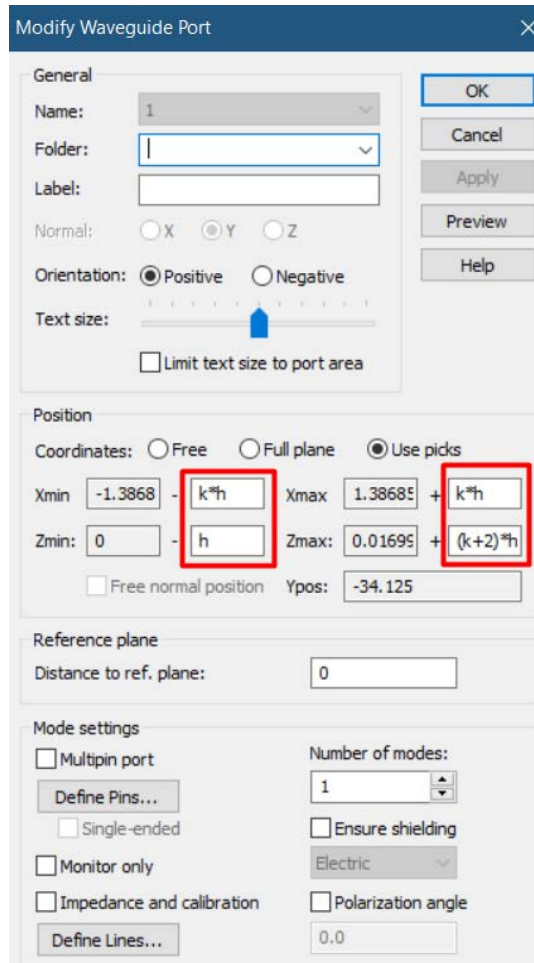


Figura 2.27 Ventana de configuración de puerto tipo guía de onda de la antena *patch*.

El puerto se muestra en la Figura 2.28 donde se debe corroborar que la orientación de excitación del puerto (flecha en la esquina inferior izquierda) se dirija hacia el interior de la antena para que la simulación sea correcta.

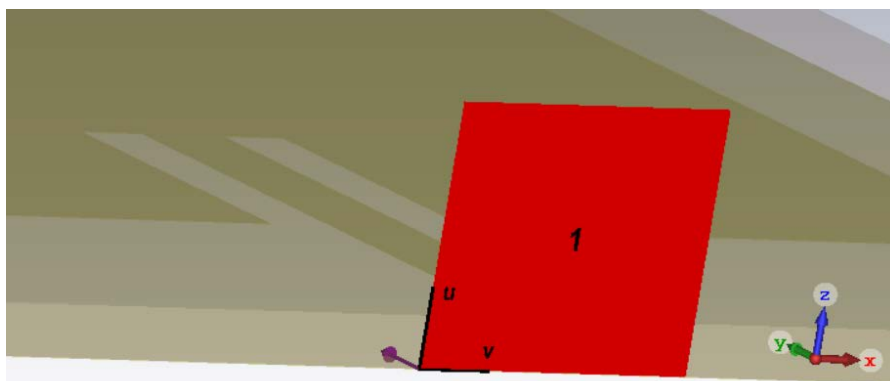


Figura 2.28 Puerto tipo guía de onda que alimenta la antena *patch*.

El *Background* se configura con un valor de $\lambda/2$ en todas las direcciones, como se indica en la Figura 2.3 y en este caso solo se establece un plano de simetría magnética en el

plano YZ. Nótese que el plano de simetría eléctrico es removido ya que la geometría de la estructura no es simétrica en dicho plano.

Se simula en primer lugar el puerto de alimentación (simulación de modos) y se observa que su impedancia no está acoplada a 50Ω por lo que se calcula el valor exacto de W_0 con la ayuda de la herramienta de optimización de CST Studio Suite obteniendo un valor de $W_0 = 2,77 \text{ mm}$. Se corrobora el acoplamiento mediante el análisis de la gráfica de la impedancia de línea del puerto que se muestra en la Figura 2.29, donde se aprecia que a la frecuencia de $1,5 \text{ GHz}$ la impedancia de la línea es de 50Ω .

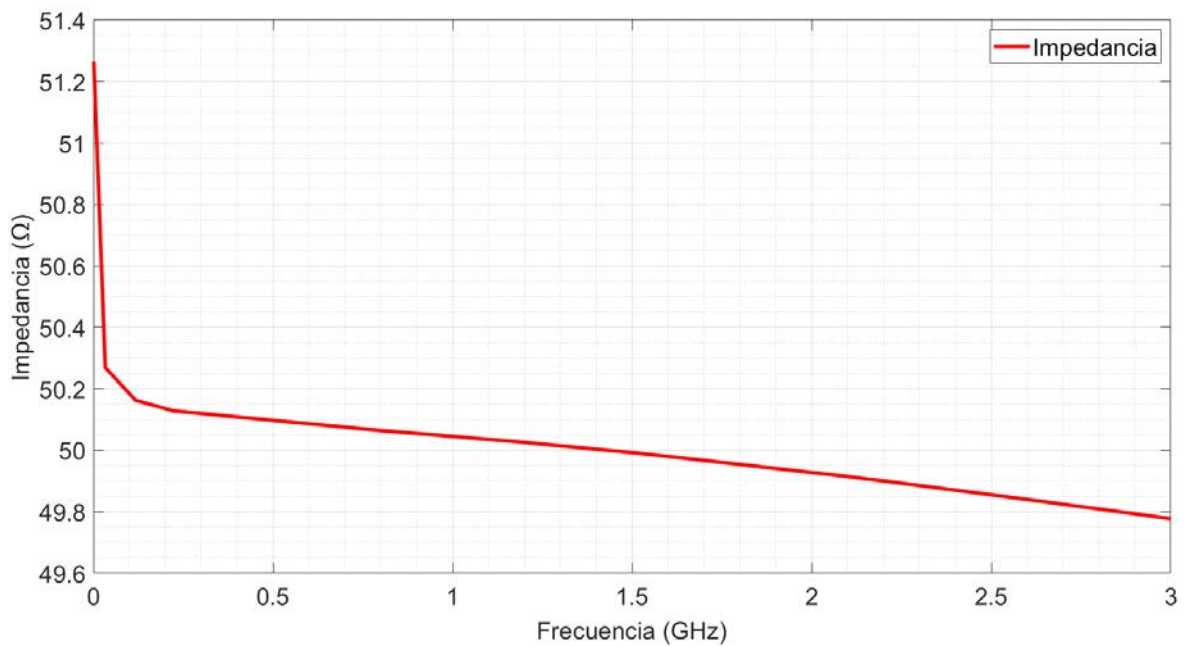


Figura 2.29 Impedancia de línea del puerto de alimentación de la antena *patch*.

Una vez adaptado el puerto a 50Ω , es posible empezar a simular la antena como tal, buscando ajustar el diseño para que opere a una frecuencia de $1,5 \text{ GHz}$. Los valores finales de los parámetros de diseño de esta antena se muestran en la Tabla 2.10.

Tabla 2.10 Valores finales de los parámetros de diseño de la antena *patch*.

Variable	Valor
Longitud del <i>patch</i> (L)	48,25 mm
Ancho del <i>patch</i> (W)	45 mm
Ancho de línea de alimentación (W_0)	2,77 mm
Longitud de la línea de alimentación (L_0)	10 mm
Longitud de la alimentación <i>inset</i> (y_0)	10 mm
Ancho de la inserción en el <i>patch</i> (v)	2 mm

Se analizan los resultados de la simulación de la antena *patch* ajustada. El coeficiente de reflexión (S_{11}) muestra que la antena es resonante a 1,5 GHz con un valor de $S_{11} = -19,78$ dB. El ancho de banda de esta antena que se mide a $S_{11} = -10$ dB en la gráfica del parámetro S_{11} es de 39,04 MHz como se muestra en la Figura 2.30.

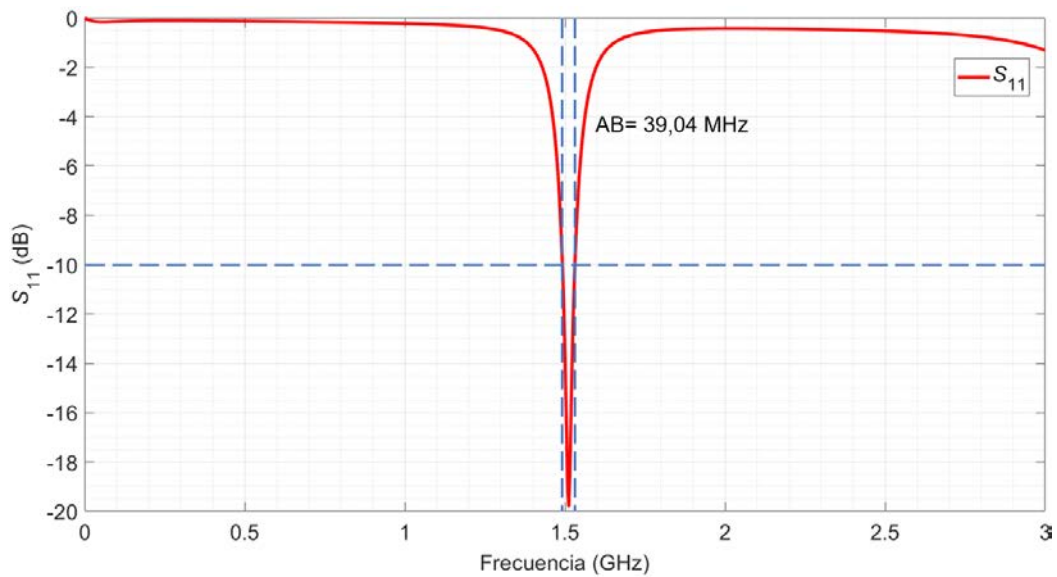
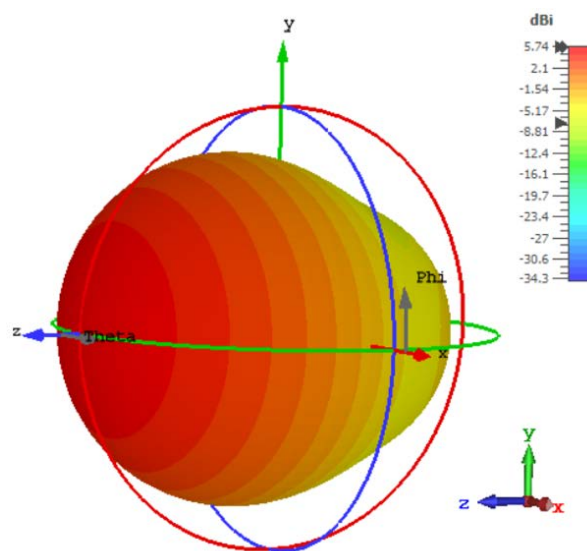


Figura 2.30 Resultado de simulación del parámetro S_{11} y ancho de banda de la antena *patch*.

El resultado del patrón de radiación se muestra en la Figura 2.31 donde se observa su valor de directividad de 5,74 dBi.



a)

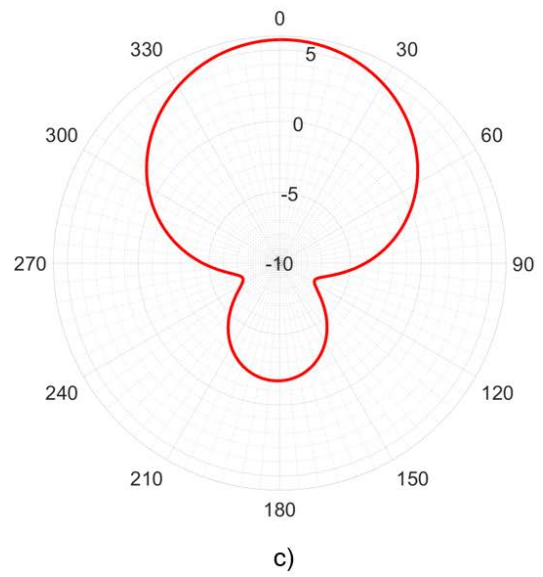
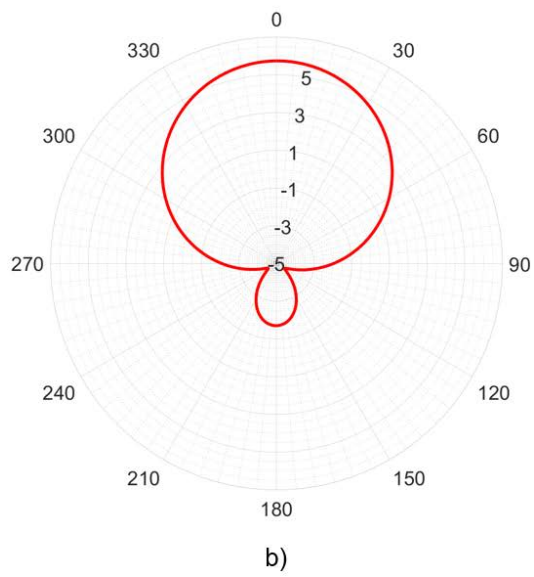


Figura 2.31 Patrón de radiación de la antena *patch*. a) Diagrama 3D; b) Plano E; c) Plano H.

3 RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Teóricamente, una onda con polarización circular puede representarse como la suma de dos ondas polarizadas linealmente de igual amplitud, perpendiculares en dirección y con alimentación ortogonal (90° de desfaseamiento entre sus alimentaciones) [17]. En este capítulo se modelan y simulan cinco antenas que están formadas por las estructuras descritas en el Capítulo 2 dispuestas de forma ortogonal, a las cuales se aplica esta premisa definiendo un ángulo de desfase de alimentación (ϕ) inicial de -90° , este ángulo es ajustado para que las antenas produzcan polarización circular y presenten una adecuada adaptación de impedancia.

La frecuencia de operación de las antenas es de 1,5 GHz y se mantienen las impedancias de entrada de las antenas en las cuales se basan. La simulación de todas las antenas se realiza para un rango de dos veces la frecuencia de operación, es decir, desde 0 a 3 GHz. En el simulador, se eliminan todos los planos de simetría porque las estructuras, al componerse de dos elementos radiantes, ya no son simétricas. Asimismo, el *Background* se configura con límites de $\lambda_0/2$ en todas las direcciones como se indica en la Figura 2.3. El cuadro de diálogo *Boundaries*, se configura como abierto (*open*) en todas las direcciones como se aprecia en la Figura 2.5.

En cada sección se muestra la estructura modelada y los resultados de las simulaciones que son analizados mediante el estudio del parámetro S_{11} , su relación axial y la respuesta de los monitores de campo lejano eléctrico y magnético.

3.1 ANTENA CON DOS DIPOLOS ORTOGONALES

Esta antena se compone de dos dipolos cada uno colocado en una cara del sustrato y dispuestos de forma ortogonal como se observa en la Figura 3.1.

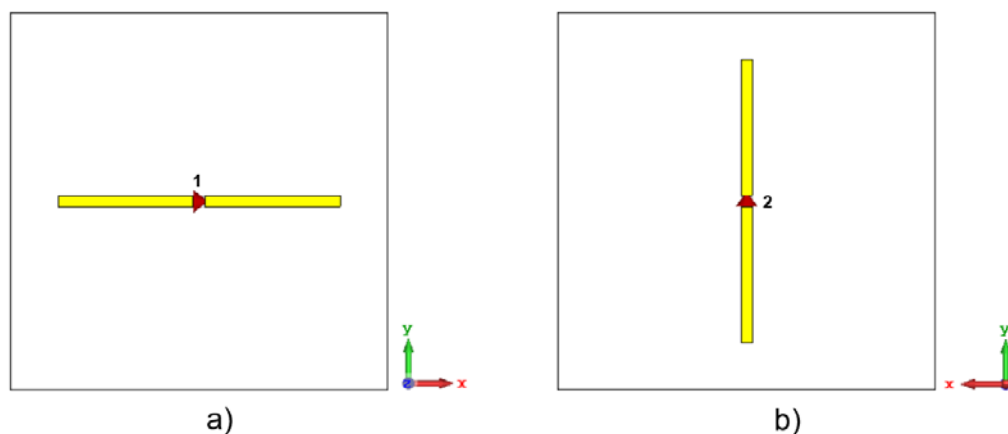


Figura 3.1 Antena con dos dipolos ortogonales. a) Vista frontal; b) Vista posterior.

La diferencia de fase de alimentación para la simulación se obtiene mediante el circuito esquemático que se muestra en la Figura 3.2. Este está formado por un puerto externo de alimentación, un divisor de potencia ideal y un desfasador realizado con línea de transmisión para la frecuencia de operación, configurados con una impedancia igual a la impedancia de entrada de la antenna que es 75Ω . El desfasador se conecta entre una salida del divisor de potencia y uno de los puertos de la antenna.

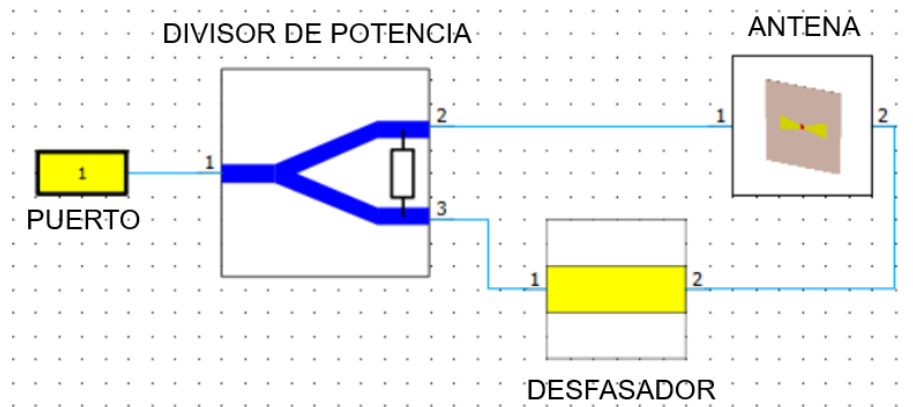


Figura 3.2 Circuito esquemático desfasador de alimentación para antena de dos puertos.

El circuito permite analizar el parámetro S_{11} de acuerdo con el valor de fase configurado en el bloque desfasador, el cual será ajustado para conseguir polarización circular; sin descuidar la respuesta de S_{11} , es decir, que la antena tenga resonancia a 1,5 GHz y se transmita la mayor cantidad de potencia hacia la estructura.

Se estableció en primer lugar una diferencia de fase de -90° (valor negativo que normalmente se obtiene utilizando una línea de transmisión, puede ser también $+90^\circ$), desfase con el cual se logra la adaptación de la estructura a 1,5 GHz. La Figura 3.3. muestra el resultado de simulación del parámetro S_{11} con un ángulo de desfase $\phi = -90^\circ$, con el cual se logra una resonancia a 1,5 GHz con un valor de $S_{11} = -41,36$ dB y un ancho de banda de 864,25 MHz.

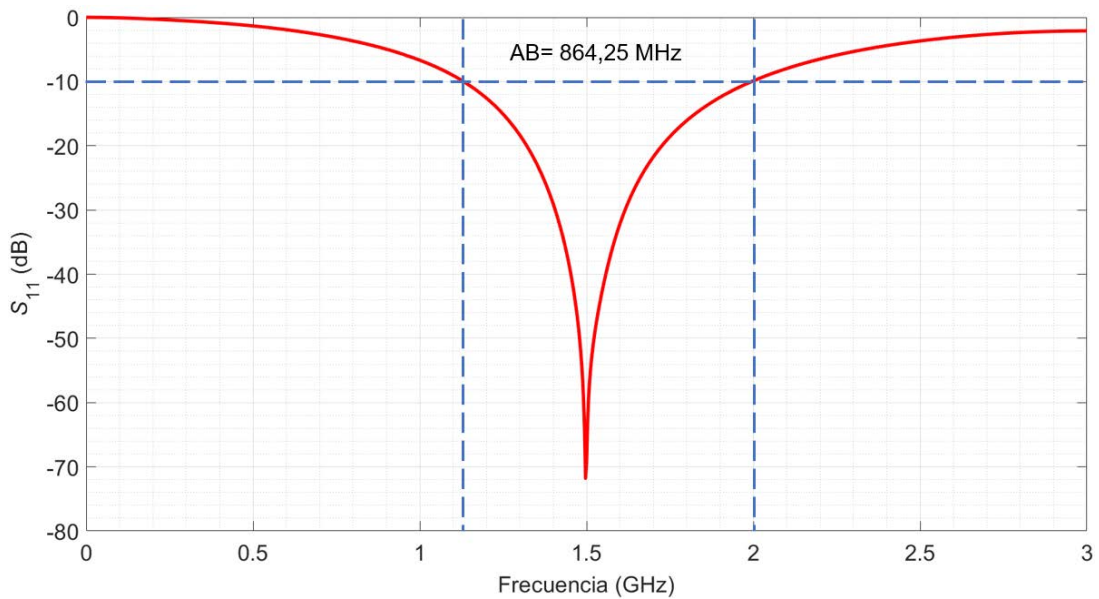


Figura 3.3 Magnitud del parámetro S_{11} de la antena con dos dipolos ortogonales alimentados con desfase de -90° .

Para el análisis radiante se combinan los resultados de simulación de cada elemento radiante con el ángulo de desfase (ϕ) para obtener el campo lejano combinado, esto se configura en el cuadro de diálogo que se observa en la Figura 3.4. Esta configuración equivale al circuito esquemático de la Figura 3.2 ya que define un divisor de media potencia (lo que implica una intensidad de amplitud de alimentación relativa de 0,707) y el ángulo de desfase en uno de los puertos de excitación.

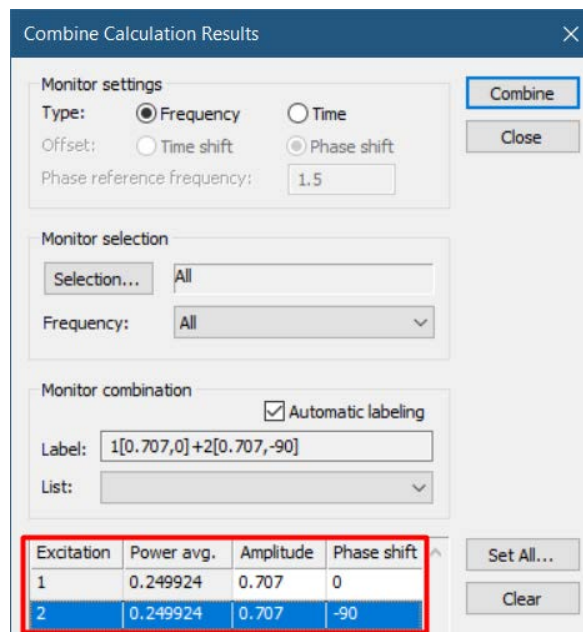
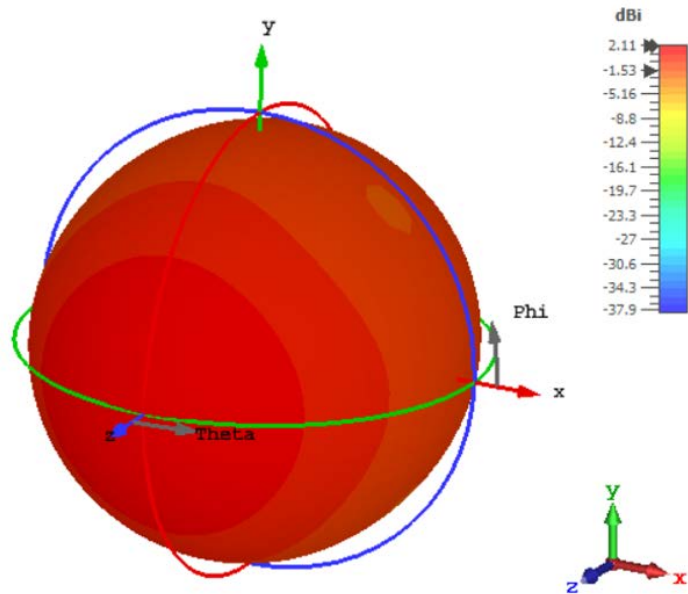
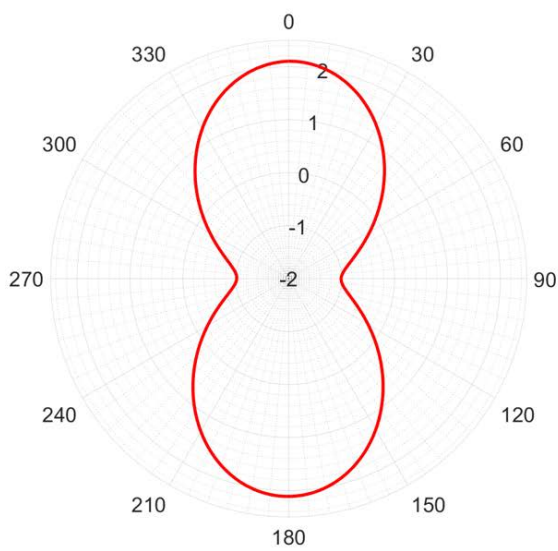


Figura 3.4 Cuadro de diálogo para combinar los resultados radiantes de simulación de la antena con dos puertos.

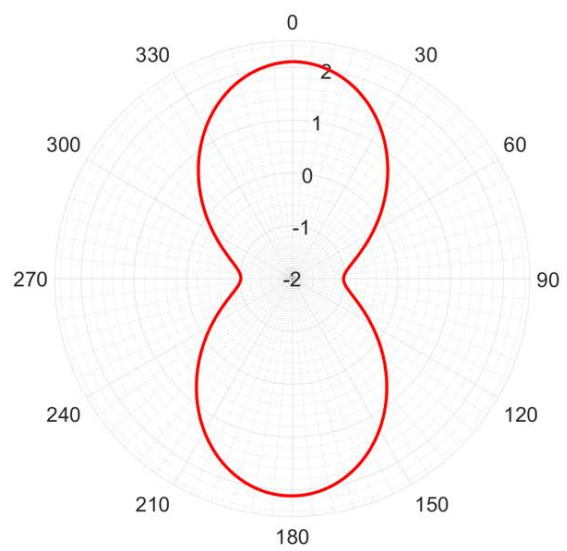
La Figura 3.5 muestra el resultado del patrón de radiación tridimensional a la frecuencia de operación de 1,5 GHz con un valor de directividad de 2,11 dBi, similar al de la antena dipolo de una cara que tiene una directividad de 2,13 dBi.



a)



b)



c)

Figura 3.5 Patrón de radiación de la antena con dos dipolos ortogonales. a) Diagrama 3D; b) Plano YZ; c) Plano XZ.

CST Studio Suite permite analizar el patrón de radiación en términos de polarización circular, estos resultados se muestran en la Figura 3.6. Se obtiene como resultado que en la dirección $+z$ se tiene RHCP y en la dirección $-z$ se tiene LHCP.

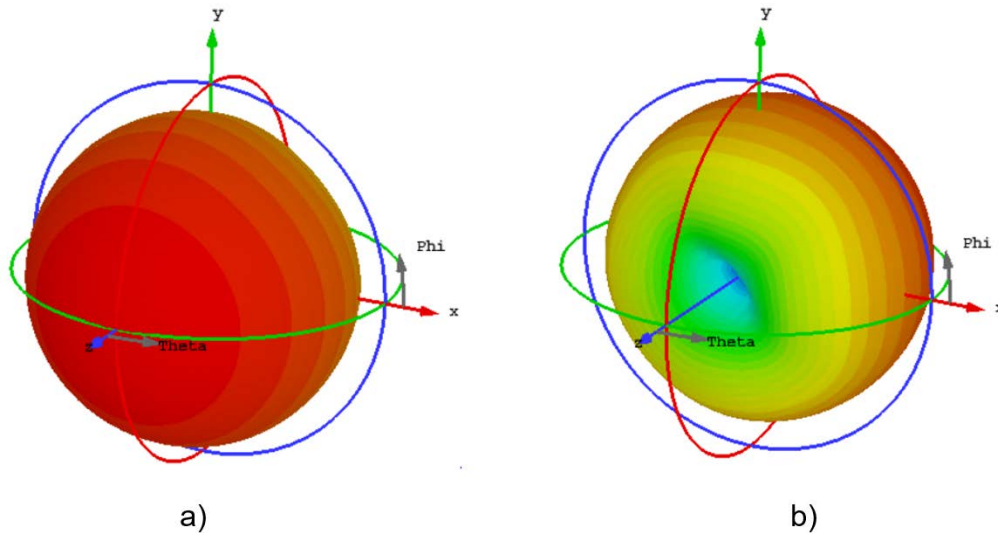


Figura 3.6 Diagramas de radiación para co-polarización y X-polarización circular de la antena con dos dipolos ortogonales. a) RHCP co-polarización; b) LHCP co-polarización

La Figura 3.7 muestra la relación axial tanto para la dirección de máxima radiación $(\theta, \Phi) = (0^\circ, 0^\circ)$ como para la dirección de máxima radiación $(\theta, \Phi) = (180^\circ, 0^\circ)$, para el rango de frecuencias determinado por debajo de $S_{11} = -10$ dB mostrado en la Figura 3.3. Se observa que para todas las frecuencias, el valor de la relación axial está por debajo de los 3 dB, lo que significa que la antena produce polarización circular en todo el ancho de banda de impedancia.

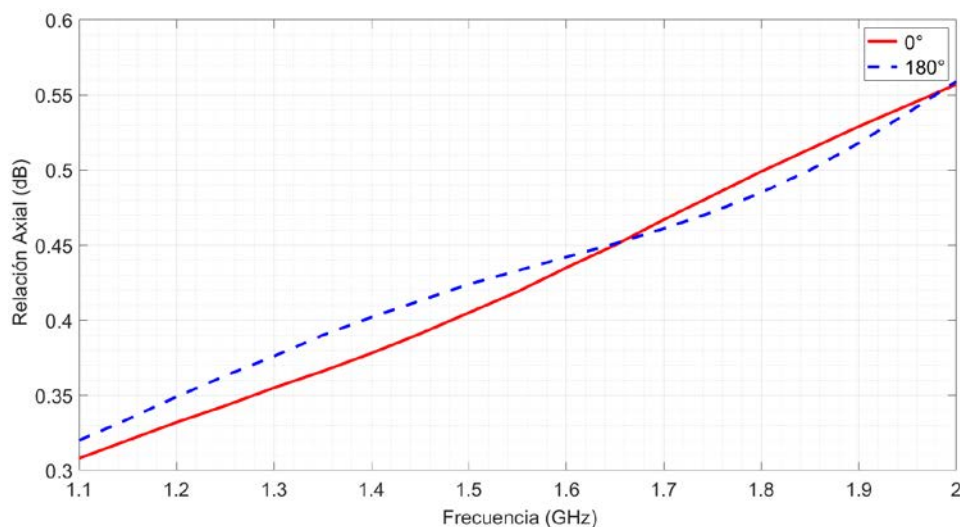


Figura 3.7 Relación axial de la antena con dos dipolos ortogonales para el rango de frecuencias del ancho de banda, en las direcciones de propagación $\theta = 0^\circ$ y $\theta = 180^\circ$.

3.2 ANTENA CON DOS RADIADORES *BOWTIE* ORTOGONALES

Esta antena se compone de dos estructuras *BowTie* o dipolo grueso, cada uno ubicado en una cara del substrato y dispuestos de forma ortogonal como se observa en la Figura 3.8.

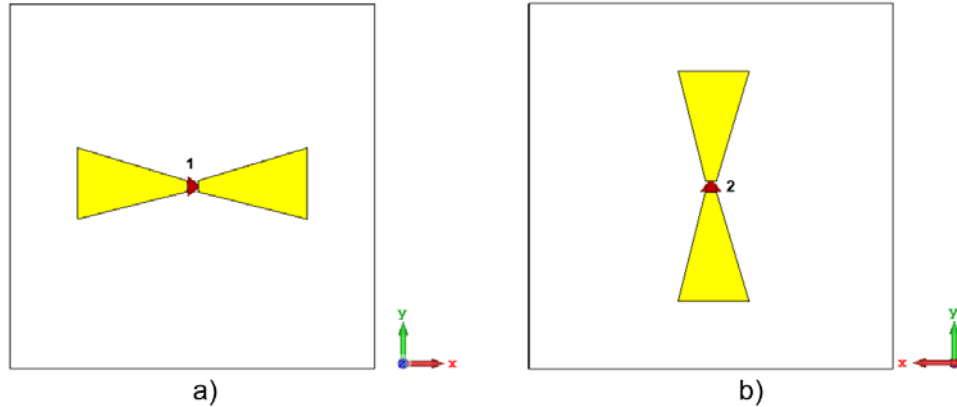


Figura 3.8 Antena con dos radiadores *BowTie* ortogonales. a) Vista frontal; b) Vista posterior.

Una vez modelada la antena se construye el circuito esquemático que se indica en la Figura 3.2 y el valor de ϕ se ajusta a $-90,25^\circ$. La Figura 3.9 muestra el resultado del parámetro S_{11} donde se observa que la antena presenta una resonancia a 1,5 GHz con un valor de $S_{11} = -79,25$ dB y un ancho de banda de $AB = 1,02$ GHz.

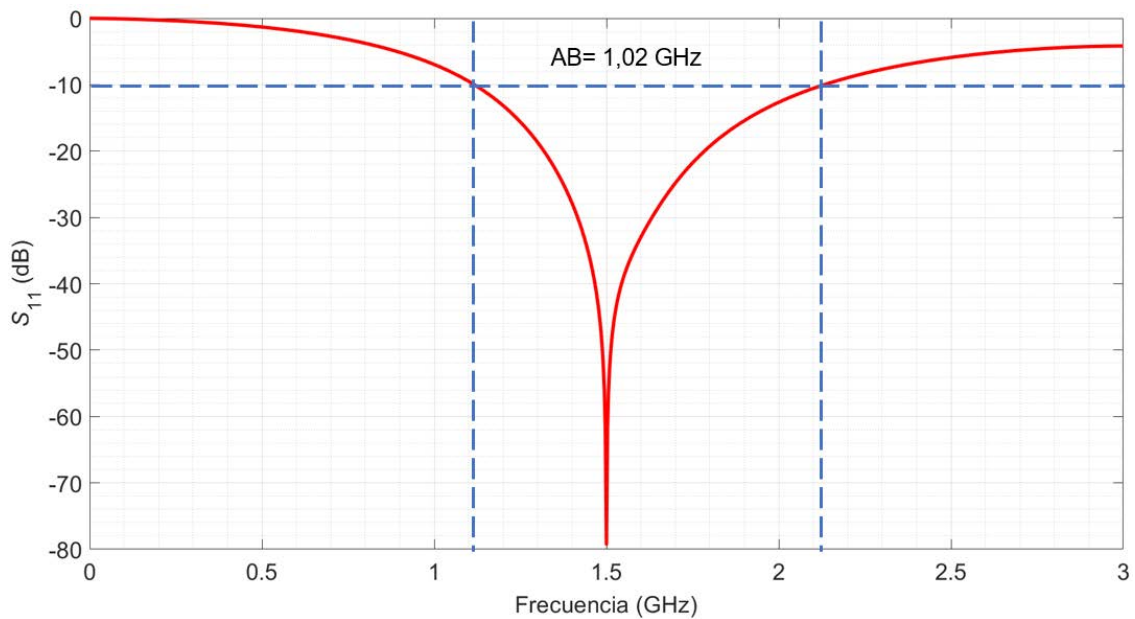


Figura 3.9 Magnitud del parámetro S_{11} de la antena con dos radiadores *BowTie* ortogonales alimentados con desfase de $-90,25^\circ$.

Se combinan los resultados con el valor de ϕ ajustado para obtener el campo lejano combinado. La Figura 3.10 muestra el patrón de radiación tridimensional a la frecuencia de operación de 1,5 GHz con un valor de directividad de 2,13 dBi, casi igual a la antena *BowTie* de una cara que tiene una directividad de 2,1 dBi.

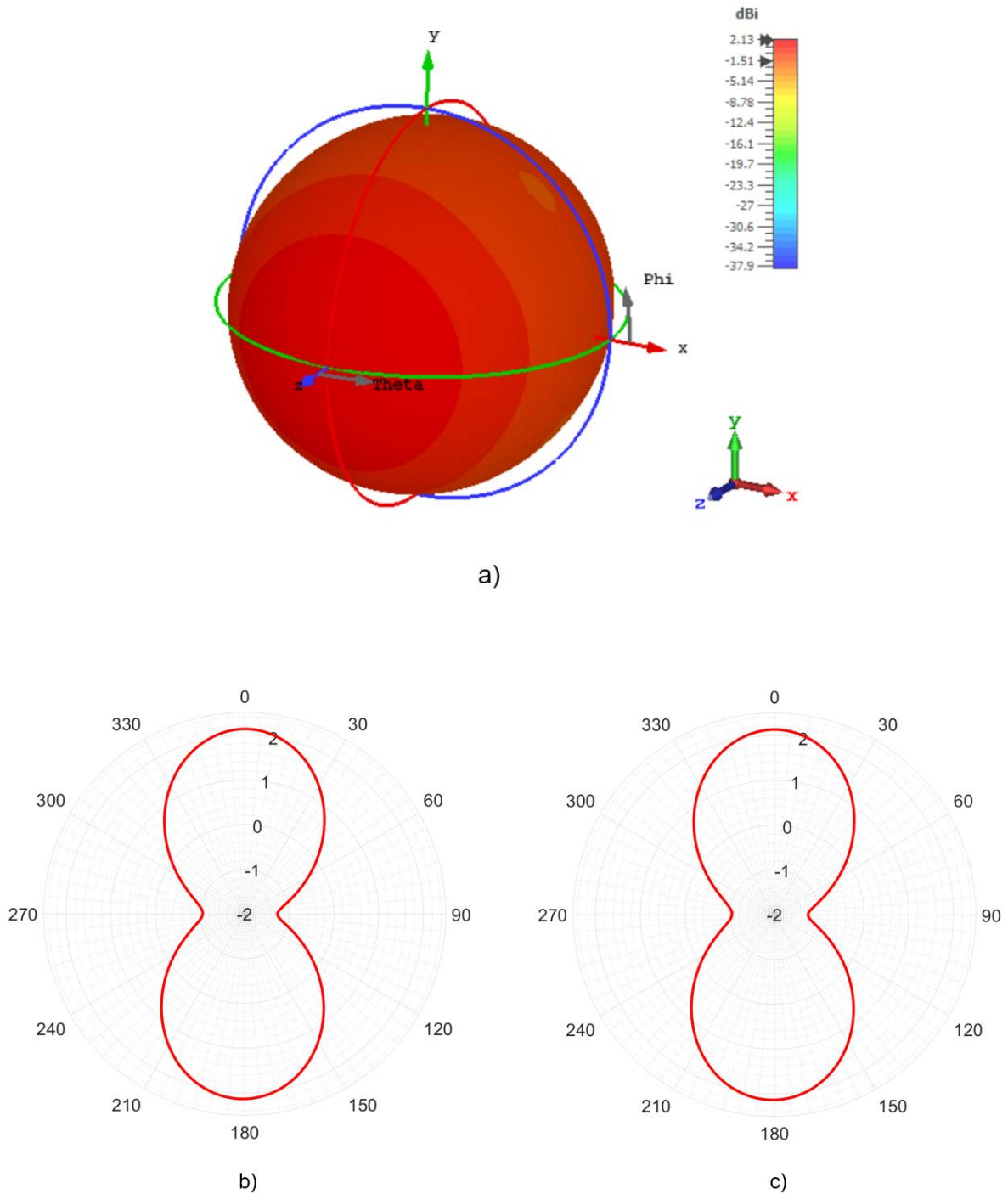


Figura 3.10 Patrón de radiación de la antena con dos radiadores *BowTie* ortogonales.

a) Diagrama 3D; b) Plano YZ; c) Plano XZ.

La Figura 3.11 muestra el patrón de radiación en términos de polarización circular donde se observa que se genera RHCP en la dirección +z y LHCP en la dirección -z.

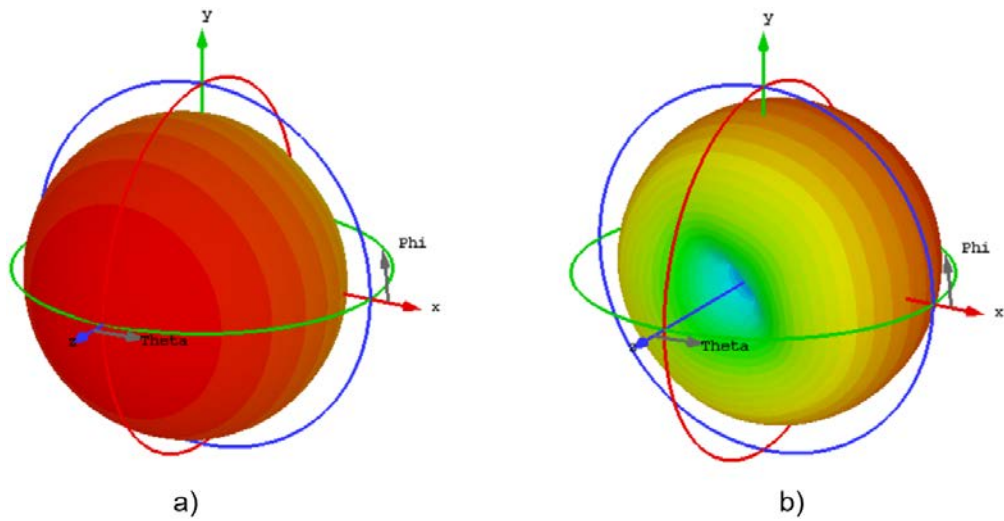


Figura 3.11 Diagramas de radiación para co-polarización y X-polarización circular de la antena con dos radiadores *BowTie* ortogonales. a) RHCP co-polarización; b) LHCP co-polarización.

La Figura 3.12 muestra la relación axial tanto para la dirección de máxima radiación $(\theta, \Phi) = (0^\circ, 0^\circ)$ como para la dirección de máxima radiación $(\theta, \Phi) = (180^\circ, 0^\circ)$, para el rango de frecuencias determinado por debajo de $S_{11} = -10$ dB mostrado en la Figura 3.9. Se observa que para todas las frecuencias, el valor de la relación axial está por debajo de los 3 dB, lo que significa que la antena produce polarización circular en todo el ancho de banda de impedancia.

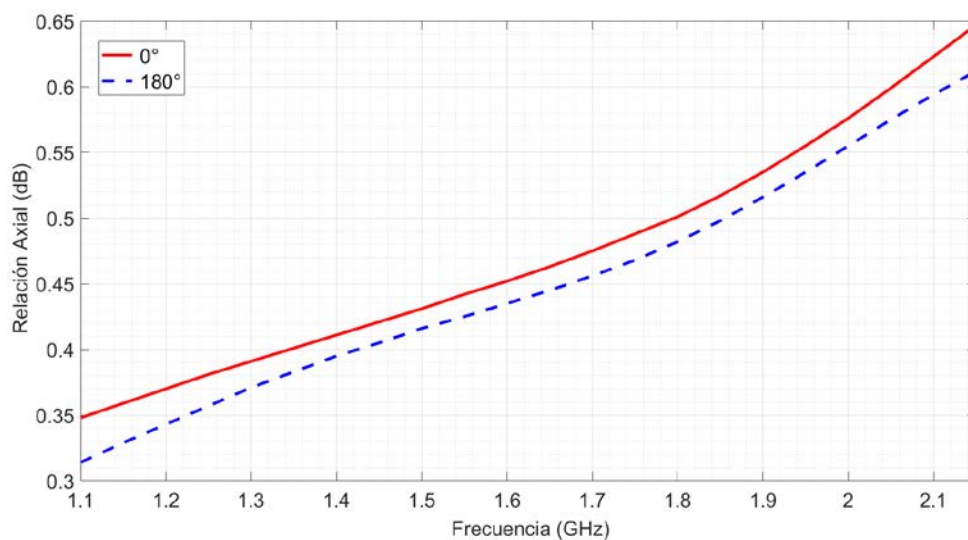


Figura 3.12 Relación axial de la antena dipolo para el rango de frecuencias del ancho de banda, en las direcciones de propagación $\theta = 0^\circ$ y $\theta = 180^\circ$.

3.3 ANTENA CON DOS SLOTS ORTOGONALES

Debido a la estructura de la antena *slot* que básicamente es una ranura grabada en un plano de masa, la antena con dos *slots* ortogonales se modela colocando los dos *slots* en la cara frontal del substrato, formando de esta manera la forma de una cruz, y sin plano de masa en la cara posterior. Este cambio en el diseño de la antena se realiza porque si se coloca un *slot* en cada cara del substrato, uno de ellos actúa como reflector del otro lo que afecta la adaptación de cada uno de ellos.

La estructura modelada se muestra en la Figura 3.13, el tamaño de la antena se reduce a $0,9\lambda_0$ de lado con el objetivo de tener un patrón de radiación con mejor directividad. La alimentación cambia, en este caso cada *slot* se alimenta mediante dos puertos colocados de forma simétrica en sus lados, siendo en total cuatro puertos con impedancia de 200Ω .

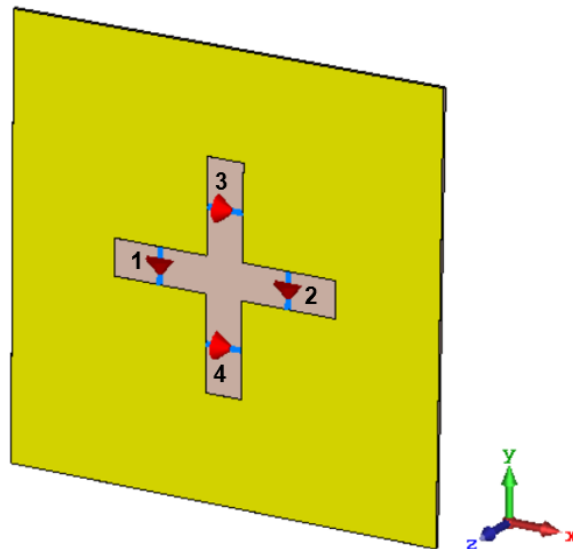


Figura 3.13 Modelamiento de la antena con dos *slots* ortogonales en CST Studio Suite.

Debido al aumento de puertos en la antena, el circuito esquemático para obtener la diferencia de fase de alimentación cambia, este se muestra en la Figura 3.14. El desfase se aplica a los puertos del slot vertical, puertos 3 y 4. Los divisores de potencia y el desfasador en este caso se configuran con una impedancia de 200Ω igual a la impedancia de entrada de esta antena.

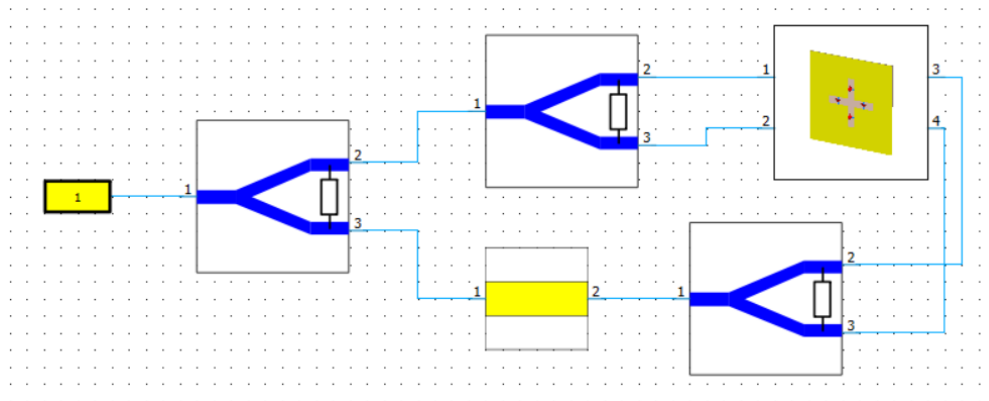


Figura 3.14 Circuito esquemático desfasador de alimentación para antena de cuatro puertos.

La inserción de un *slot* ortogonal produce una variación en el camino de la corriente lo que hace que la longitud eléctrica efectiva de cada *slot* sea diferente a la establecida con un solo elemento radiante. Por lo tanto, se ajusta la longitud del *slot* a $L = 98$ mm. para que la antena tenga un pico de resonancia cercano a 1,5 GHz.

El ángulo de desfase en la alimentación se configura en $\phi = -90^\circ$, con el cual se logra la adaptación de la estructura a 1,5 GHz. La Figura 3.15 muestra la gráfica del S_{11} que tiene un valor de $S_{11} = -58,37$ dB y ancho de banda de $AB = 944,95$ MHz.

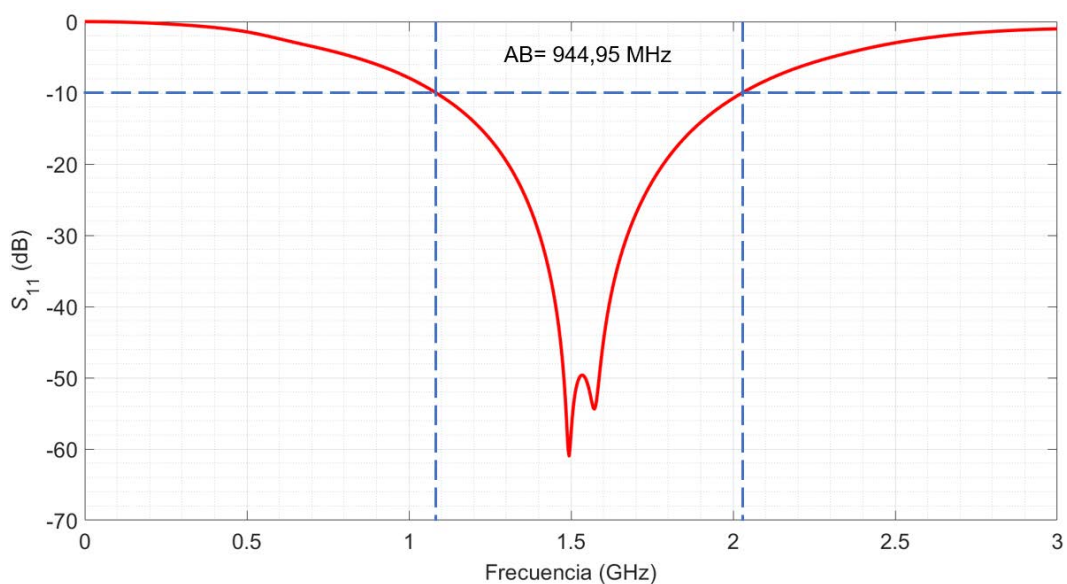


Figura 3.15 Magnitud del parámetro S_{11} de la antena con dos *slots* ortogonales alimentados con desfase de -90° .

Una vez determinado el valor del ángulo ϕ se simula la antena y se combinan los resultados de simulación de cada elemento radiante como se indica en la Figura 3.16, para analizar el campo lejano combinado. En este caso se divide la potencia en los cuatro

puertos de la antena. Esta configuración equivale al circuito esquemático de la Figura 3.14 ya que ahora la potencia se distribuye para los cuatro puertos de la antena y se coloca el valor de ϕ en los puertos de excitación del slot vertical.

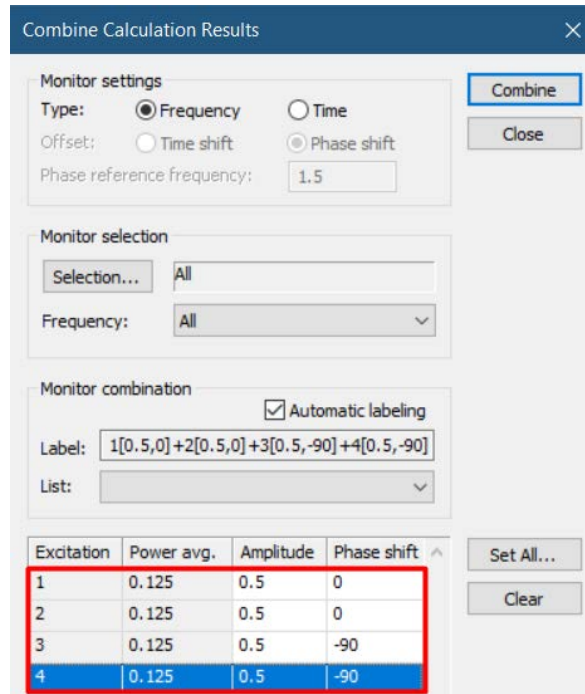
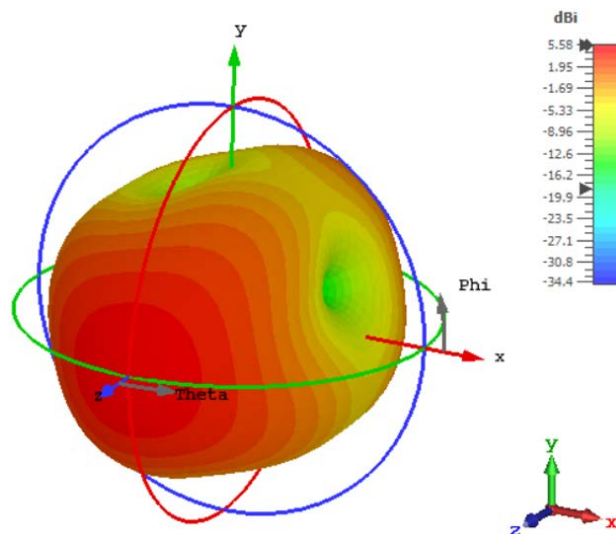


Figura 3.16 Cuadro de diálogo para combinar los resultados radiantes de simulación de la antena con cuatro puertos.

La Figura 3.17 muestra el patrón de radiación tridimensional a la frecuencia de operación de 1,5 GHz con un valor de directividad de 5,58 dBi, más del doble que la antena *slot* simple que tiene una directividad de 2,45 dBi, esto debido al incremento del área efectiva.



a)

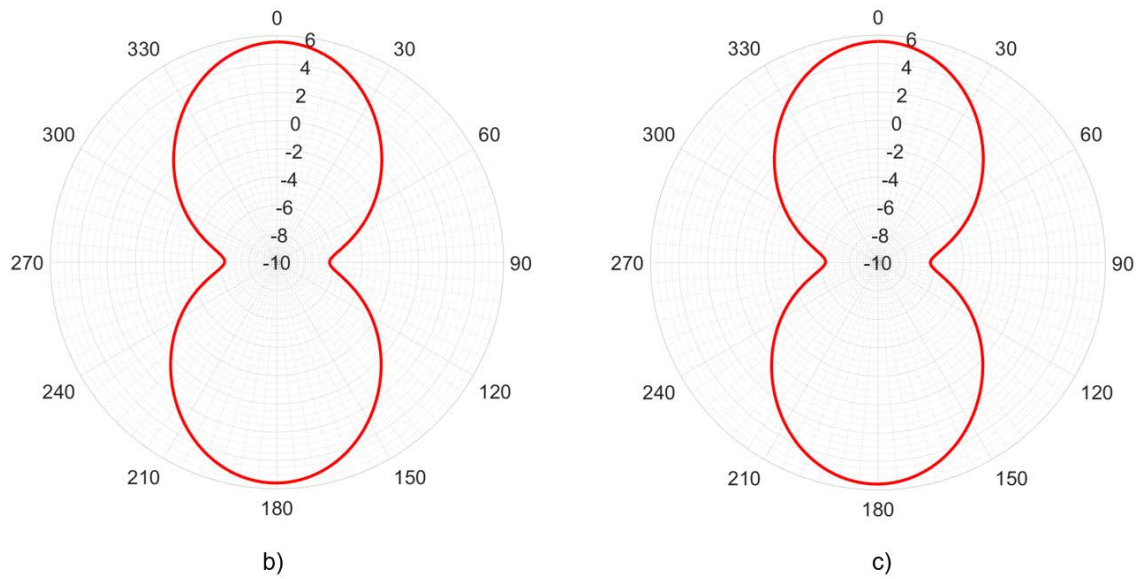


Figura 3.17 Patrón de radiación de la antena con dos *s/ots* ortogonales. a) Diagrama 3D; b) Plano YZ; c) Plano XZ.

La Figura 3.18 muestra el patrón de radiación en términos de polarización circular y se observa que se produce RHCP en la dirección $+z$ y LHCP en la dirección $-z$.

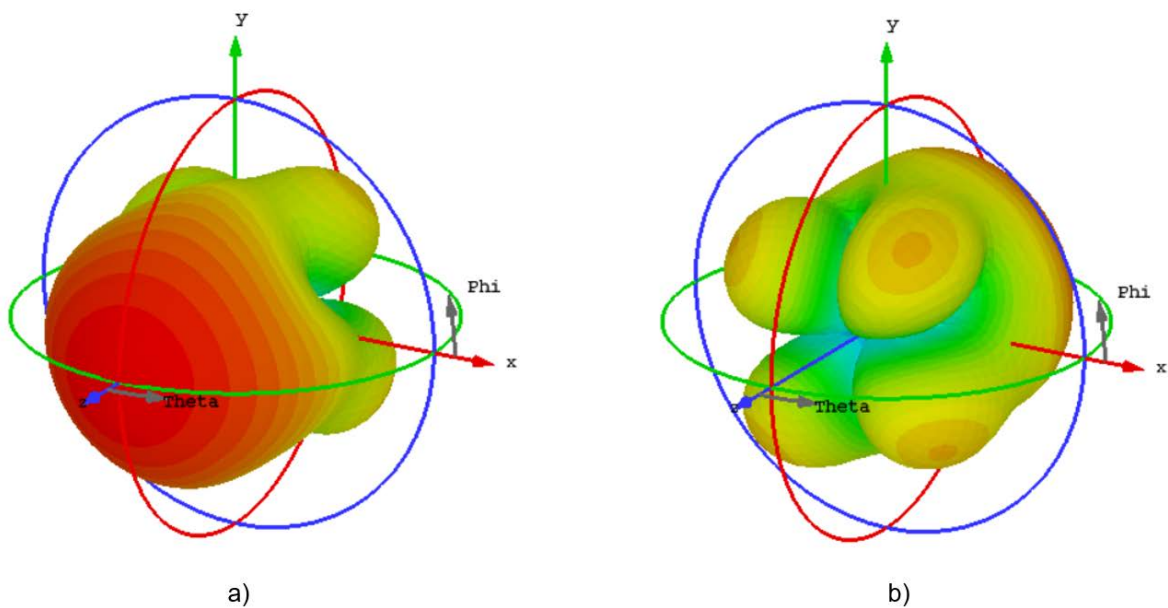


Figura 3.18 Diagramas de radiación para co-polarización y X-polarización circular de la antena con dos *s/ots* ortogonales. a) RHCP co-polarización; b) LHCP co-polarización.

La Figura 3.19 muestra la relación axial tanto para la dirección de máxima radiación $(\theta, \Phi) = (0^\circ, 0^\circ)$ como para la dirección de máxima radiación $(\theta, \Phi) = (180^\circ, 0^\circ)$, para el rango de frecuencias determinado por debajo de $S_{11} = -10$ dB mostrado en la Figura 3.15. Se observa que para todas las frecuencias, el valor de la relación axial está

por debajo de los 3 dB, lo que significa que la antena produce polarización circular en todo el ancho de banda de impedancia.

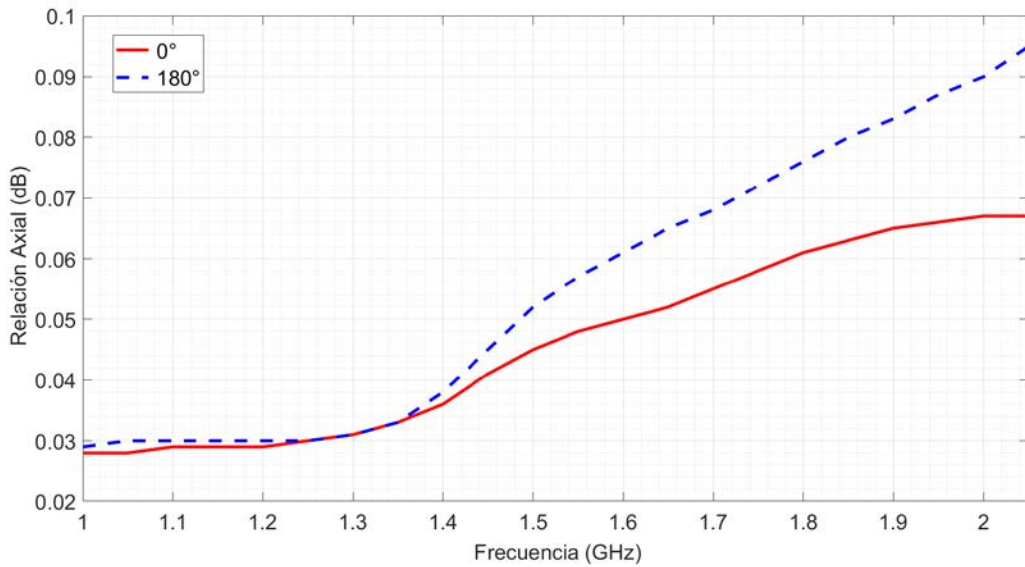


Figura 3.19 Relación axial de la antena con dos *slots* ortogonales para el rango de frecuencias del ancho de banda, en las direcciones de propagación $\theta = 0^\circ$ y $\theta = 180^\circ$.

3.4 ANTENA CON DOS RADIADORES *DOG BONE* ORTOGONALES

Esta antena se modela con el mismo principio que la antena con dos *slots* ortogonales, las dos ranuras se practican en la cara frontal del substrato para evitar que la onda se refleje y no afectar la adaptación de cada una de ellas. La antena modelada se muestra en la Figura 3.20.

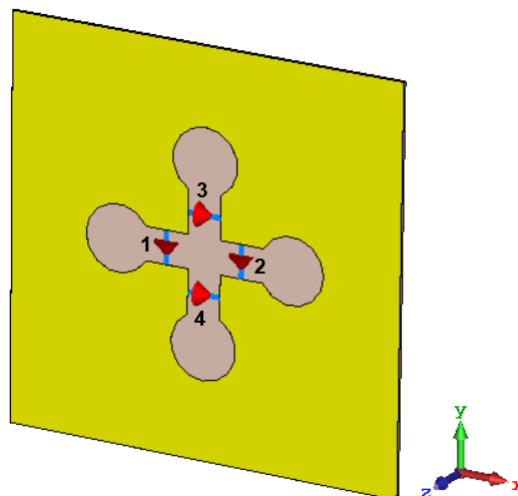


Figura 3.20 Modelamiento de la antena con dos radiadores *Dog Bone* ortogonales en CST Studio Suite.

Se reduce el tamaño de la antena a $0,9\lambda_0$ para obtener un patrón de radiación más directivo. Las ranuras se alimentan por dos puertos cada una, estos están colocados de forma simétrica en sus lados; en total cuatro puertos con impedancia de 200Ω .

El circuito esquemático para obtener la diferencia de fase de alimentación es el mismo que se muestra en la Figura 3.14. Al ser una antena de banda ancha, el objetivo de ajuste tanto geométrico como de alimentación se enfoca en que la frecuencia de 1,5 GHz esté contenida en el ancho de banda de operación de la antena. Para esto, se incrementa la distancia entre los centros de los círculos (L) a 80 mm.

El ángulo de desfase se fija en $\phi = -90^\circ$, con el cual se logra la adaptación de la estructura a 1,5 GHz. La gráfica del parámetro S_{11} se muestra en la Figura 3.21, donde se observa que la antena presenta una resonancia a 1,5 GHz con un valor de $S_{11} = -57,52$ dB y un ancho de banda de $AB = 1,13$ GHz.

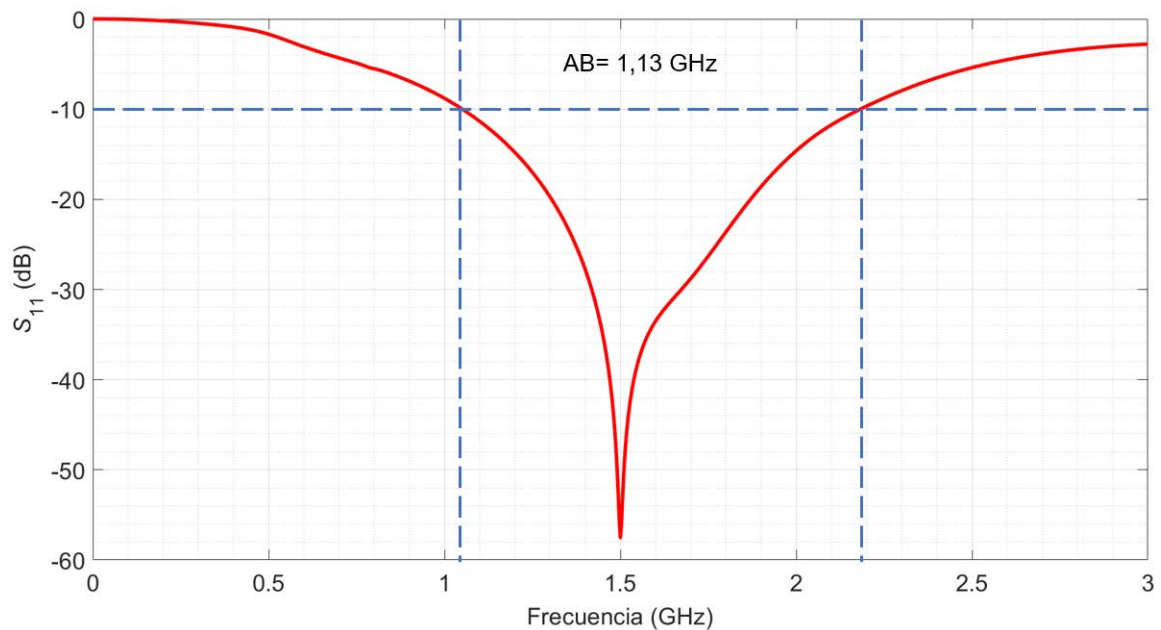
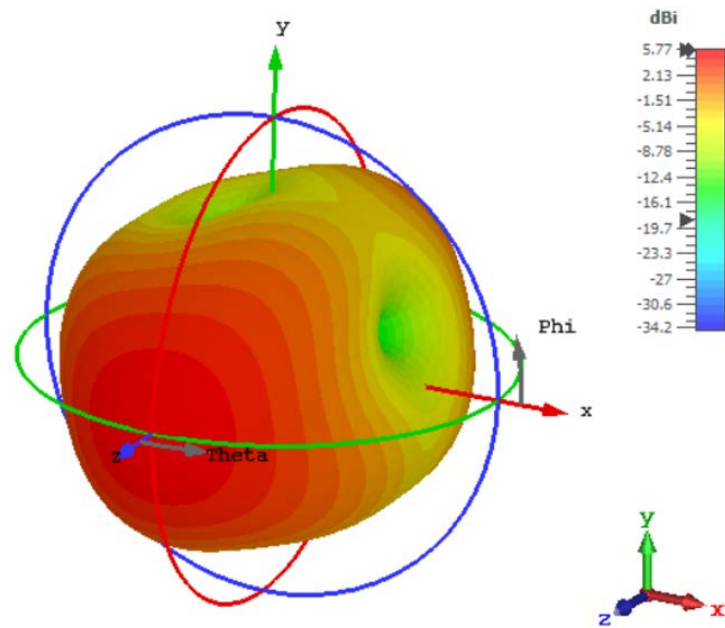
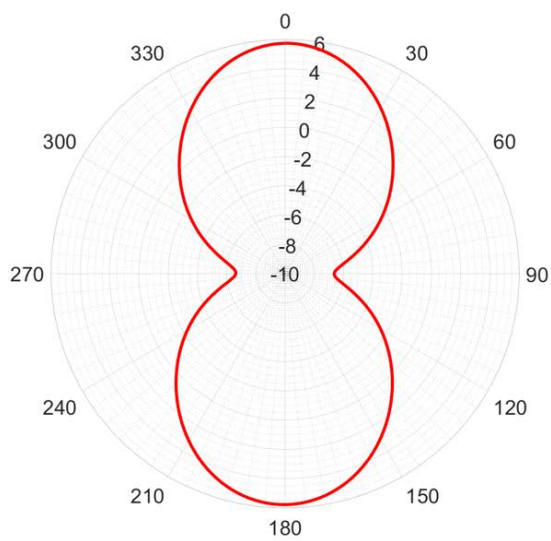


Figura 3.21 Magnitud del parámetro S_{11} de la antena con dos radiadores *Dog Bone* ortogonales alimentados con desfase de -90° .

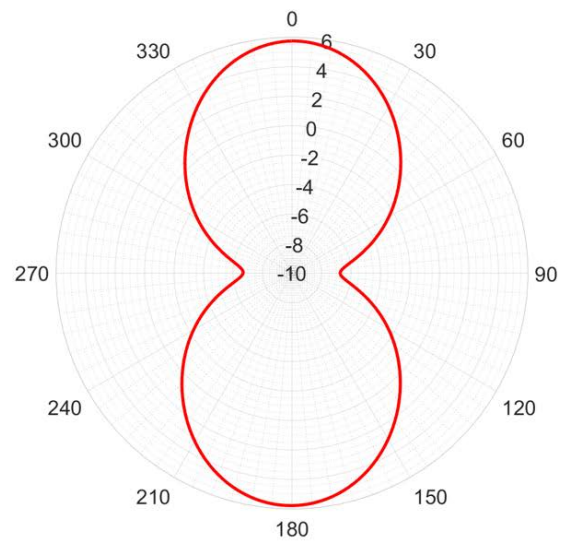
Se combinan los resultados con el valor de ϕ para analizar el campo lejano combinado. La Figura 3.22 muestra el patrón de radiación tridimensional a la frecuencia de operación de 1,5 GHz con un valor de directividad de 5,77 dBi, más del doble que la antena *Dog Bone* simple que tiene una directividad de 2,34 dBi, esto debido al incremento del área efectiva.



a)



b)



c)

Figura 3.22 Patrón de radiación de la antena con dos radiadores *Dog Bone* ortogonales.

a) Diagrama 3D; b) Plano YZ; c) Plano XZ.

La Figura 3.23 muestra el patrón de radiación en términos de polarización circular y se observa que esta antena produce RHCP en la dirección $+z$ y LHCP en la dirección $-z$.

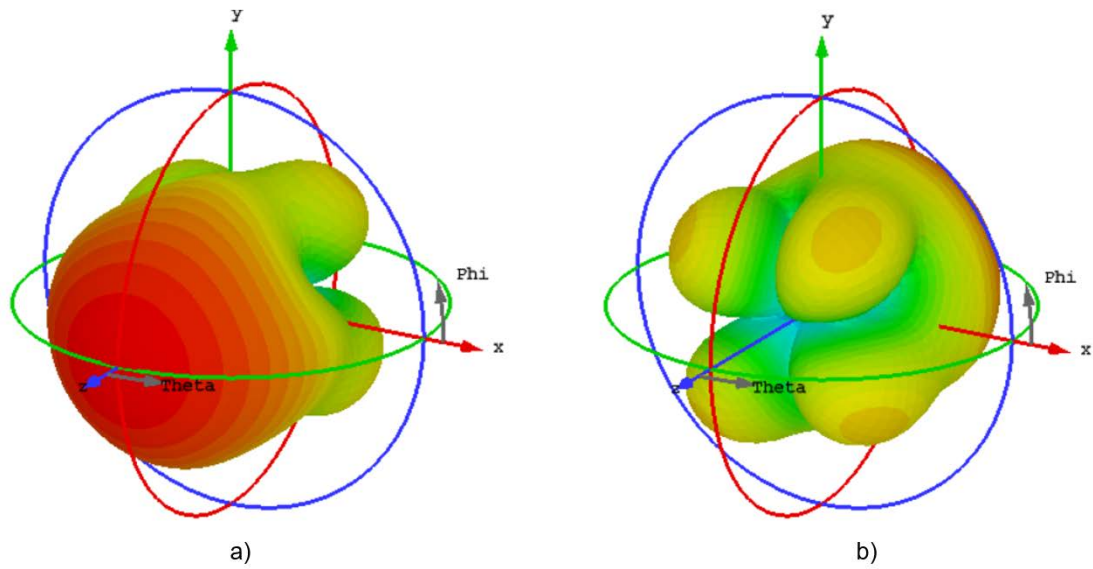


Figura 3.23 Diagramas de radiación para co-polarización y X-polarización circular de la antena con dos radiadores *Dog Bone* ortogonales. a) RHCP co-polarización; b) LHCP co-polarización.

La Figura 3.24 muestra la relación axial tanto para la dirección de máxima radiación $(\theta, \Phi) = (0^\circ, 0^\circ)$ como para la dirección de máxima radiación $(\theta, \Phi) = (180^\circ, 0^\circ)$, para el rango de frecuencias determinado por debajo de $S_{11} = -10$ dB mostrado en la Figura 3.21. Se observa que para todas las frecuencias, el valor de la relación axial está por debajo de los 3 dB, lo que significa que la antena produce polarización circular en todo el ancho de banda de impedancia.

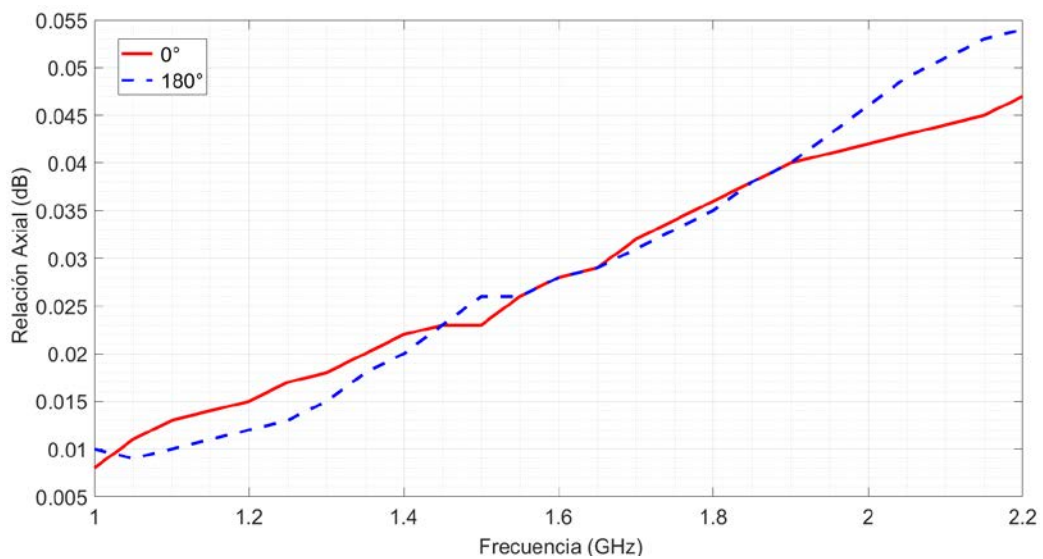


Figura 3.24 Relación axial de la antena con dos radiadores *Dog Bone* ortogonales para el rango de frecuencias del ancho de banda, en las direcciones de propagación $\theta = 0^\circ$ y $\theta = 180^\circ$.

3.5 ANTENA *PATCH* CON DOBLE ALIMENTACIÓN

El modelamiento de esa antena se basa en la antena *patch* diseñada en la sección 2.5. La diferencia en este caso es que esta antena tiene dos alimentaciones de tipo *inset* con líneas *microstrip* de impedancia característica de 50Ω , dispuestas de forma ortogonal. La antena se modela de tal forma que su máximo de radiación se dirija hacia la dirección $+z$. La estructura se muestra en la Figura 3.25.

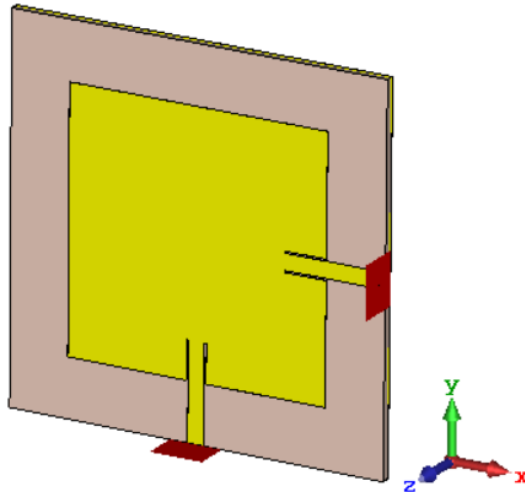


Figura 3.25 Modelamiento de la antena *patch* con doble alimentación en CST Studio Suite.

El primer cambio que se realiza es reducir el ancho del *inset* de la alimentación (v) de 2 mm a 0,3 mm que es el mínimo ancho de fabricación que se puede conseguir en el país. Este cambio se realiza con el fin de que la trayectoria de las corrientes de entrada se afecte en lo más mínimo.

La diferencia de fase de alimentación para la simulación se obtiene mediante el circuito esquemático que se muestra en la Figura 3.2, donde el divisor de potencia y el desfasador se configuran con impedancia de 50Ω .

Se ajusta el diseño para que la antena tenga un pico de resonancia cercano a 1,5 GHz, por lo que se modifica los valores del ancho (W) y longitud (L) del parche y se los define con un valor de 44 mm, igual para los dos parámetros formando un parche cuadrado. Se reduce también la longitud del *inset* de las alimentaciones a 6,5 mm.

El ángulo de desfase se fija en $\phi = -90^\circ$, con el cual se logra la adaptación de la estructura a 1,5 GHz. La gráfica del parámetro S_{11} se muestra en la Figura 3.26, donde se observa que la antena presenta una resonancia a 1,5 GHz con un valor de $S_{11} = -30,62$ dB y un ancho de banda de $AB = 61,74$ MHz.

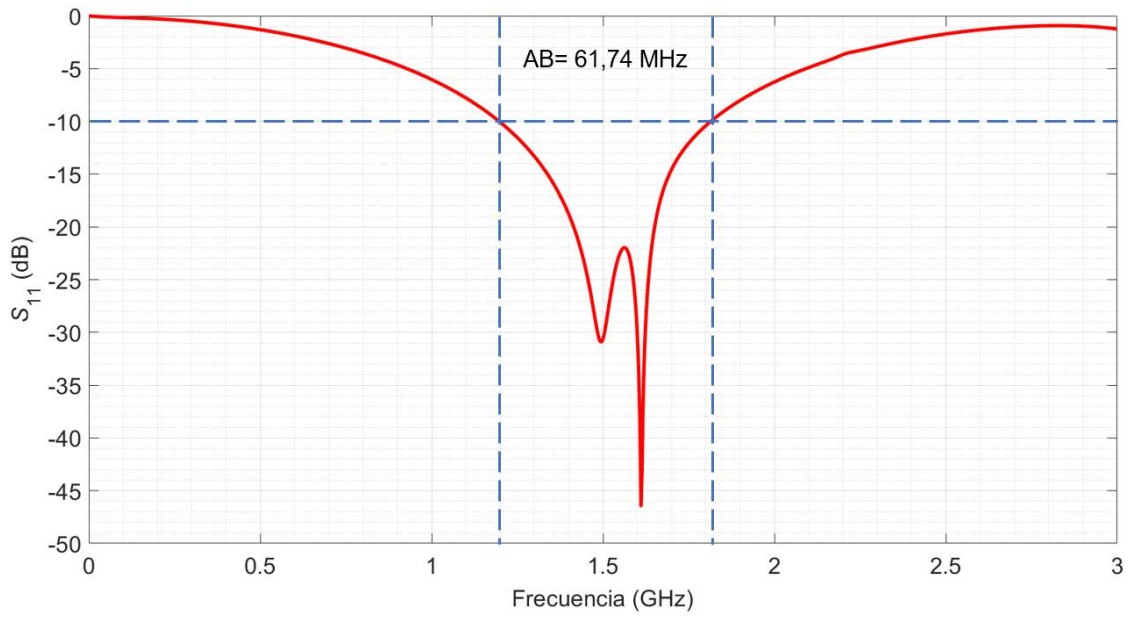
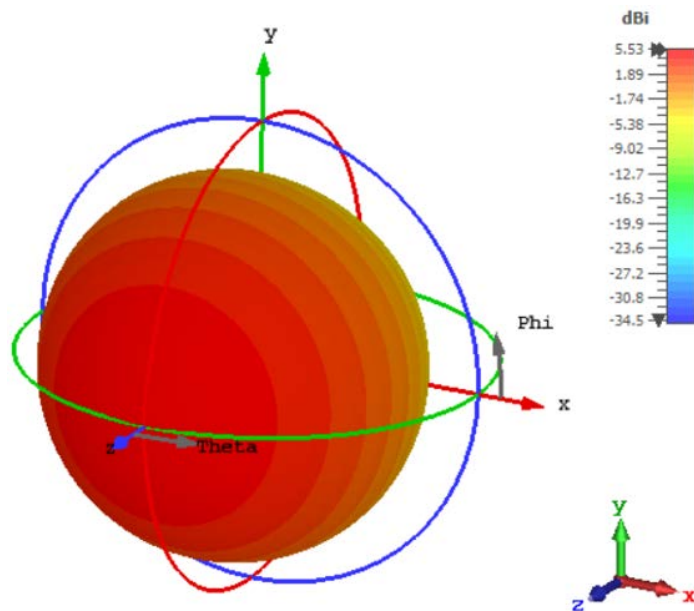


Figura 3.26 Magnitud del parámetro S_{11} de la antena *patch* con doble alimentación con desfase de -90° .

Se combinan los resultados de la simulación de cada elemento radiante para $\phi = -90^\circ$ para obtener el campo lejano combinado. La Figura 3.27 muestra el resultado del patrón de radiación tridimensional a la frecuencia de operación de 1,5 GHz, con un valor de directividad de 5,53 dBi.



a)

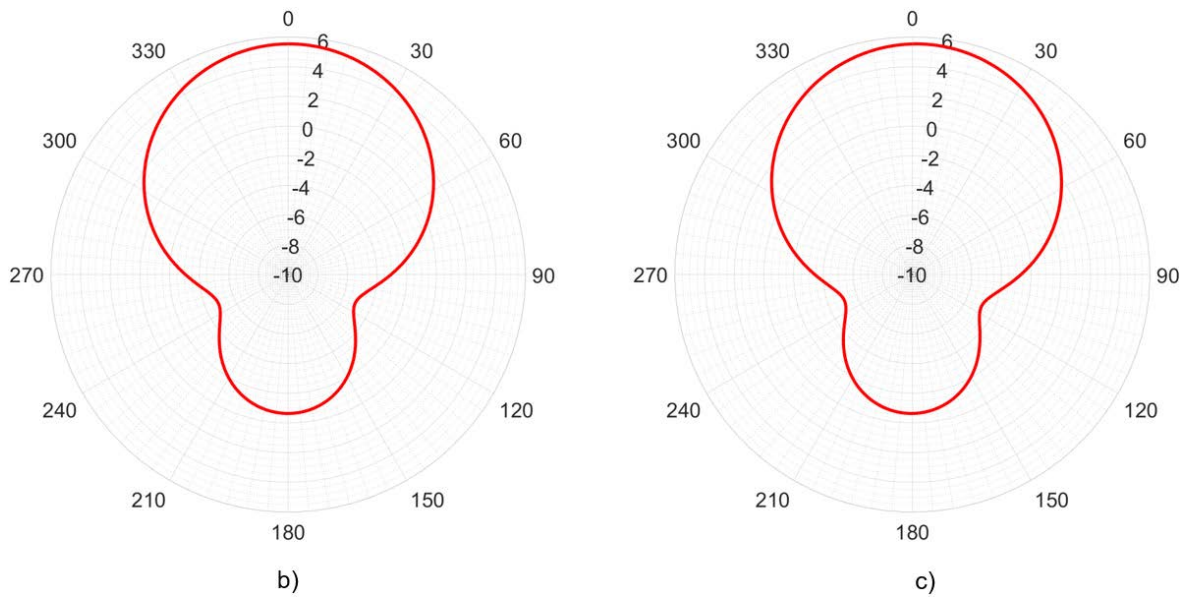


Figura 3.27 Patrón de radiación de la antena *patch* con doble alimentación. a) Diagrama 3D; b) Plano YZ; c) Plano XZ.

La Figura 3.28 muestra el patrón de radiación en términos de polarización circular arrojados por CST Studio Suite. El resultado indica que para $\phi = -90^\circ$ se tiene RHCP en la dirección $z+$.

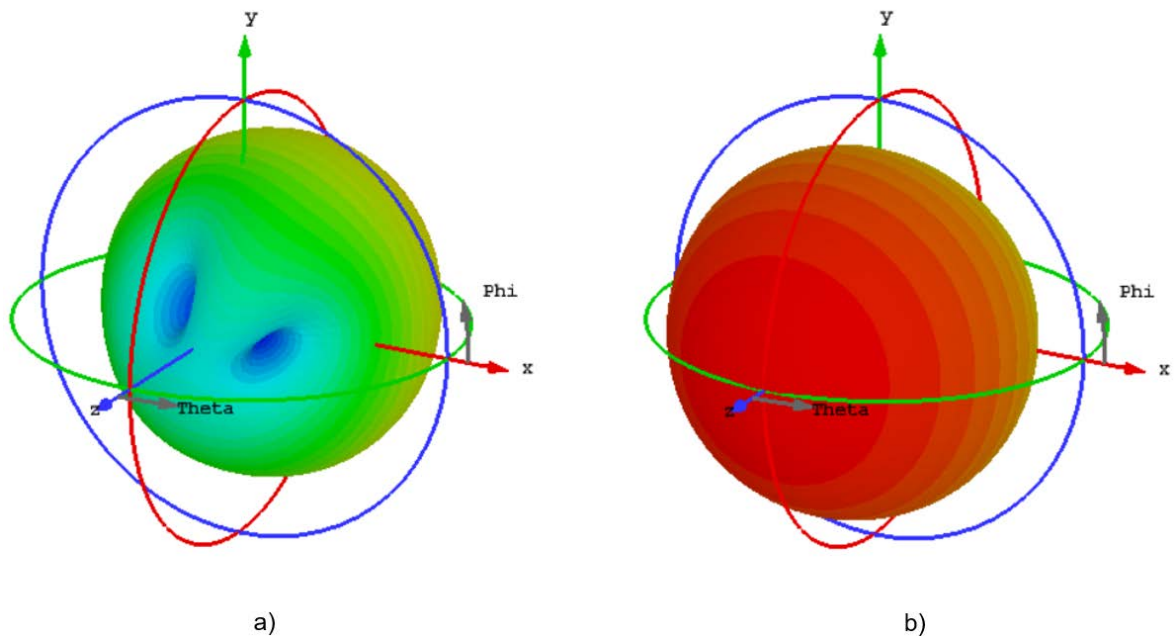


Figura 3.28 Diagramas de radiación para co-polarización y X-polarización circular de la antena *patch* con doble alimentación. a) RHCP X-polarización b) RHCP co-polarización.

La Figura 3.29 muestra la relación axial en la dirección de máxima radiación $(\theta, \Phi) = (0^\circ, 0^\circ)$, para el rango de frecuencias determinado por debajo de $S_{11} = -10$ dB

mostrado en la Figura 3.26. Se observa que para todas las frecuencias, el valor de la relación axial está por debajo de los 3 dB, lo que significa que la antena produce polarización circular en todo el ancho de banda de impedancia.

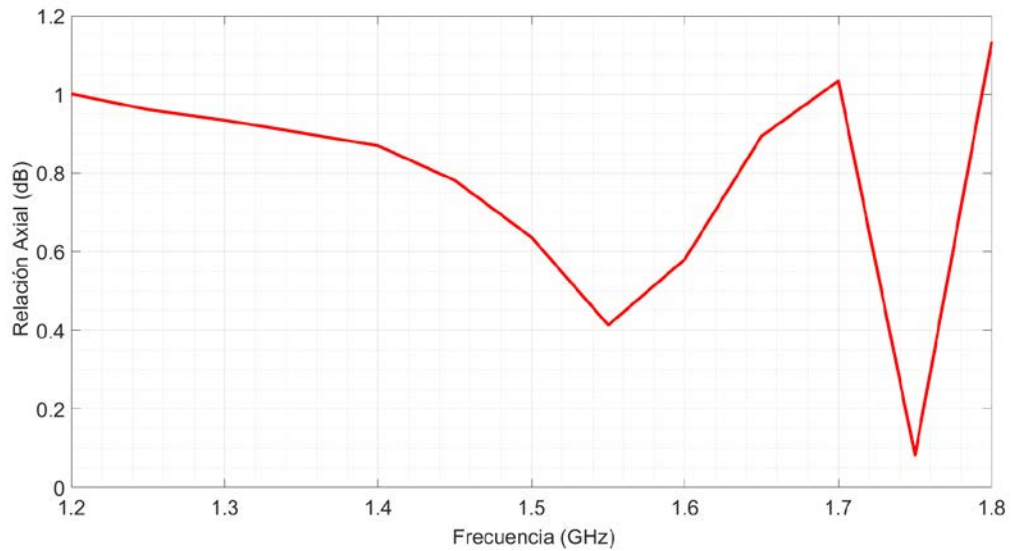


Figura 3.29 Relación axial de la antena *patch* con doble alimentación para el rango de frecuencias del ancho de banda, en la dirección de propagación $\theta = 0^\circ$.

4 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

A continuación, se presentan algunas conclusiones que sintetizan los resultados obtenidos en la realización de este trabajo. Se incluyen recomendaciones sobre la metodología aplicada y posible construcción de las antenas propuestas con el fin de definir posibles futuros Trabajos de Titulación basados en este estudio.

4.1 CONCLUSIONES

- Se realizó el estudio de estructuras radiantes planas modeladas en tecnología impresa a una frecuencia de operación de 1,5 GHz para la obtención de antenas con polarización circular en campo lejano.
- Se revisó los parámetros que caracterizan la polarización circular en antenas dentro del marco teórico de este trabajo.
- Se realizó el diseño teórico de las antenas dipolo, *BowTie*, *slot*, *Dog Bone* y *patch* a 1,5 GHz empleando fórmulas y principios generales de diseño.
- Se modeló, simuló y ajustó el diseño de las antenas dipolo, *BowTie*, *slot*, *Dog Bone* y *patch* que son resonantes a 1,5 GHz y producen polarización lineal en campo lejano. Estas estructuras fueron la base del modelamiento de las antenas descritas en el Capítulo 3, las cuales producen polarización circular en campo lejano.
- Se modeló, simuló y modificó las estructuras modeladas de las antenas dipolo, *BowTie*, *slot*, *Dog Bone* y *patch* ortogonales, resonantes a 1,5 GHz de modo que produzcan polarización circular en campo lejano, al fijar un ángulo de desfase (ϕ) entre sus alimentaciones.
- En CST Studio Suite se comprobó que las diferentes estructuras radiantes tienen diferentes anchos de banda.
- Se realizó un análisis comparativo de los resultados obtenidos en simulación de cada una de las antenas del Capítulo 3 en términos de su *AB*, *AR*, directividad y patrón de radiación en términos de co-polarización y X-polarización para corroborar que producen polarización circular.
- Se comprobó mediante simulación que la longitud del dipolo $\lambda_0/2$ debe ser optimizado a una longitud menor debido a que la implementación contempla un

determinado espesor y por lo tanto la corriente deja de ser filamentar como se considera en el caso teórico.

4.2 RECOMENDACIONES

- Se recomienda construir un circuito desfasador de alimentación que permita configurar el ángulo de desfase (ϕ) que se necesita en cada estructura para ser creada.
- Se recomienda fabricar las antenas desarrolladas en el Capítulo 3 de este proyecto para observar y estudiar su respuesta real. Se debe utilizar materiales que cumplan con las especificaciones descritas en este trabajo y buena precisión al momento de su construcción.
- Se recomienda parametrizar todas las dimensiones y propiedades de los componentes que se usen en el diseño de las antenas en CST Studio Suite, de esta manera es posible analizar el comportamiento de la estructura a medida que se cambien sus parámetros.
- Se recomienda para futuros trabajos analizar la factibilidad de implementación de las redes de alimentación ya que, como se ha observado, estas pueden llegar a ser complejas sobre todo para aquellos puntos de alimentación en los cuales se requiere alimentación por acoplamiento (*slot* y *Dog Bone*).
- Se recomienda, para futuros trabajos, el análisis y posible implementación de estructuras radiantes resonantes con alimentación desplazada o, en su defecto, varios puntos de alimentación. Esto, según lo experimentado en el presente trabajo, podría contribuir al estudio de caracterización pasiva de reconfigurabilidad en antenas.

5 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] U. Cisco, "Cisco annual internet report (2018–2023) white paper." 2020.
- [2] J. M. Huidobro, "Antenas de telecomunicaciones," *Revista Digital de ACTA*, vol. 18, 2013.
- [3] N. Aakvaag and J.-E. Frey, "Redes de sensores inalámbricos," *Revista ABB*, vol. 2, no. 2006, pp. 39–42, 2006.
- [4] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley & sons, 2015.
- [5] S. S. Gao, Q. Luo, and F. Zhu, *Circularly polarized antennas*. John Wiley & Sons, 2013.
- [6] J. F. Montaña, "Polarización Circular. Antenas para trabajar satélites en VHF y UHF," *Unión de radioaficionados Españoles*, 2006.
- [7] A. Ludwig, "The definition of cross polarization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 21, no. 1, pp. 116–119, 1973.
- [8] M. Gillette, "RF anechoic chamber design using ray tracing," in *1977 Antennas and Propagation Society International Symposium, 1977*, vol. 15, pp. 246–249.
- [9] S. Bhatia and M. D. Nair, "Frequency Agile Slotted Diagonally Sliced Elliptically Polarized Square Patch Antenna," in *International Conference on Intelligent Computing and Smart Communication 2019, 2020*, pp. 583–588.
- [10] A. Khidre, K.-F. Lee, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, "Circular polarization reconfigurable wideband E-shaped patch antenna for wireless applications," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 61, no. 2, pp. 960–964, 2012.
- [11] H.-R. Chuang and L.-C. Kuo, "3-D FDTD design analysis of a 2.4-GHz polarization-diversity printed dipole antenna with integrated balun and polarization-switching circuit for WLAN and wireless communication applications," *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 51, no. 2, pp. 374–381, 2003.
- [12] W.-H. Zhang, W.-J. Lu, and K.-W. Tam, "A planar end-fire circularly polarized complementary antenna with beam in parallel with its plane," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 3, pp. 1146–1152, 2016.
- [13] V. M. Peruzzi, F. R. Masson, and P. S. Mandolesi, "ANTENA CON POLARIZACION CIRCULAR PARA TAG UHF RFID," in *AADECA 2016-XXV Congreso Argentino de Control Automático*, 2016.
- [14] C. Mbinack and E. Tonye, "Numerical calculation and design of variant topologies of printed dipole antennas," *International Journal of Science and Research*, vol. 5, no. 7, pp. 895–899, 2016.
- [15] "CST STUDIO SUITE," *CST STUDIO SUITE Help*, 2019.

- [16] J. D. Kraus, *Antennas*. McGraw-Hill, 1988.
- [17] D. Lerner, "A wave polarization converter for circular polarization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 13, no. 1, pp. 3–7, 1965.

ANEXOS

ANEXO A. Datasheet dieléctrico FR-4

Park Advanced Circuitry Materials

Nelco[®] N4000-29

Advanced Lead-Free, High-Tg Multifunctional Epoxy



Park's N4000-29 is an advanced, lead-free, low-CTE, high Tg (185°C by DSC) multifunctional epoxy dielectric substrate. This material has been designed for use not only in standard multilayer PWB designs, but for today's toughest, high-performance, lead-free applications.

Key Features

Low Z-axis expansion

- Reduced expansion improves through-hole reliability
- Excellent for high layer count assemblies
- Designed to withstand multiple reflow excursions and repair operations

High Tg, excellent thermal stability and moisture resistance

- Improved lead-free assembly compatibility
- Proven IST testing results
- Exceptional peel strength
- Suitable for high-layer count, sophisticated PWB designs

CAF Resistant

- Providing long term reliability in end products

Proprietary resin chemistry

- Extremely low Z-CTE.
- Improved thermal stability, CAF and moisture resistance when compared to traditional FR-4

Superior electrical properties

- Supporting advanced technology PWB designs

Optimized FR-4 processing

- Superior rheology providing consistent controlled flow and superior via topography.
- 75 min press at 185°C and 200-300 psi

And Much More

- Vacuum laminated
- Available in a wide variety of constructions, copper weights and glass styles including standard copper, double treat and RTFOIL* laminate.
- Available as a 2 mil core product meeting the specifications of a capacitive laminate
- Meets UL 94V-0 and IPC-4101/24, /28, /98, /99 and /126 specifications*
- RoHS compliant.

* material also meets the specifications of IPC-4101/26 and /83 unfilled slash sheets.

Applications

- Advanced Lead-Free Assembly Substrate
- Large Format Backplanes
- Tight Tolerance Via to Via Applications
- High I / O Count BGA Substrates
- Extreme Layer Count Multilayers
- Lead-Free DCA Applications
- High Temperature Underhood Automotive
- Telecommunications Infrastructure
- Sophisticated Data Storage Applications

Global Availability

Nelco Products, Inc. (California) - Americas
+1.714.879.4293

Neltec, Inc. (Arizona) - Americas
+1.480.967.5600

Nelco Products Pte. Ltd. - Asia Pacific
+65.6861.7117

Neltec, S.A. - Europe
+33.562.98.52.90

www.parkedelectro.com
info@parkedelectro.com

Park's UL file number: E36295



Nelco® N4000-29

Advanced Lead-Free, High-Tg Multifunctional Epoxy

Property / Condition	Value (U.S. Units)		Value (Metric Units)		Test Method
Mechanical Properties					
Peel Strength - 1 oz. (35 micron) Cu					
After Solder Float	10.1	lb / inch	1.81	N / mm	IPC-TM-650.2.4.8
At Elevated Temperature	8.9	lb / inch	1.56	N / mm	IPC-TM-650.2.4.8.2a
After Exposure to Process Solutions	9.7	lb / inch	1.73	N / mm	IPC-TM-650.2.4.8
X / Y CTE [-40°C to +125°C]	15 - 17	ppm / °C	15 - 17	ppm / °C	IPC-TM-650.2.4.41
Z Axis CTE Alpha 1 [50°C to Tg]	55	ppm / °C	55	ppm / °C	IPC-TM-650.2.4.24
Z Axis CTE Alpha 2 [Tg to 260°C]	265	ppm / °C	265	ppm / °C	IPC-TM-650.2.4.24
Z Axis Expansion [50°C to 260°C]	3.0	%	3.0	%	IPC-TM-650.2.4.24
Young's Modulus (X / Y)	3.6 / 2.9	psi x 10 ⁶	22.6 / 18.2	GN / m ²	ASTM D3039
Poisson's Ratios (X / Y)	0.18 / 0.16		0.18 / 0.16		ASTM D3039
Thermal Conductivity	0.46	W / mK	0.46	W / mK	ASTM E1461-92
Specific Heat	0.92	J / gK	0.92	J / gK	ASTM E1461-92
Electrical Properties					
Dielectric Constant (50% resin content)					
@ 1 MHz (TFC / LCR Meter)	4.5		4.5		IPC-TM-650.2.5.5.3
@ 1 GHz (RF Impedance)	4.3		4.3		IPC-TM-650.2.5.5.9
@ 10 GHz (Split Post Cavity)	4.2		4.2		
@ 10 GHz (Stripline)	4.0		4.0		IPC-TM-650.2.5.5.5
Dissipation Factor (50% resin content)					
@ 1 MHz (TFC / LCR Meter)	0.016		0.016		IPC-TM-650.2.5.5.3
@ 2.5 GHz (Split Post Cavity)	0.015		0.015		
@ 10 GHz (Split Post Cavity)	0.017		0.017		
Volume Resistivity					
C - 96 / 35 / 90	10 ⁷	MΩ - cm	10 ⁷	MΩ - cm	IPC-TM-650.2.5.17.1
E - 24 / 125	10 ⁸	MΩ - cm	10 ⁸	MΩ - cm	IPC-TM-650.2.5.17.1
Surface Resistivity					
C - 96 / 35 / 90	10 ⁸	MΩ	10 ⁸	MΩ	IPC-TM-650.2.5.17.1
E - 24 / 125	10 ⁷	MΩ	10 ⁷	MΩ	IPC-TM-650.2.5.17.1
Electric Strength	1100	V / mil	4.2x10 ⁴	V / mm	IPC-TM-650.2.5.6.2
Dielectric Breakdown	>50	KV	>50	KV	IPC-TM-650.2.5.6
Arc Resistance	129	seconds	129	seconds	IPC-TM-650.2.5.1
Thermal Properties					
Glass Transition Temperature (T _g)					
DSC (°C)	>185	°C	>185	°C	IPC-TM-650.2.4.25c
TMA (°C)	>175	°C	>175	°C	IPC-TM-650.2.4.24c
Degradation Temp (TGA) (5% wt. loss)	350	°C	350	°C	IPC-TM-650.2.4.24.6
Pressure Cooker - 60 min then solder dip					IPC-TM-650.2.6.16
@288°C until failure (max 10 min.)	Pass		Pass		(modified)
T ₂₆₀	>60	minutes	>60	minutes	IPC-TM-650.2.4.24.1
T ₂₈₈	15	minutes	15	minutes	IPC-TM-650.2.4.24.1
Chemical / Physical Properties					
Moisture Absorption	0.15	wt. %	0.15	wt. %	IPC-TM-650.2.6.2.1
Methylene Chloride Resistance	0.01	% wt. chg.	0.01	% wt. chg.	IPC-TM-650.2.3.4.3
Density [50% resin content]	1.99	g / cm ³	1.99	g / cm ³	Internal Method

Park Electrochemical Corp. is a global advanced materials company which develops and manufactures high-technology digital and RF/microwave printed circuit materials and advanced composite materials, parts and assemblies. The company operates under the Nelco®, Nelcote® and Nova™ names.

All test data provided are typical values and not intended to be specification values. For review of critical specification tolerances, please contact a Nelco representative directly. Nelco reserves the right to change these typical values as a natural process of refining our testing equipment and techniques.

Aeroglide™, CoreFix®, EasyCure™, EP®, EP™, LD®, Mercurywave™, Nelco®, Nelcote®, Nova™, PeelCote™, RTFoil® and S® are trademarks of Park Electrochemical Corp.

BC®, ZBC-2000® and Buried Capacitance™ are Trademarks of the Sarinme-SCI Corporation.

*CAF resistance has been established to greater than 500 hours using a specific OEM coupon design and test procedure. For details on this or other CAF tests, please visit www.parkelchem.com.

Nelco reserves the right to make changes without further notice to any products herein to improve reliability, function or design. Nelco does not assume any liability arising out of the application or use of any product described herein; neither does it convey any license under its patent rights nor the rights of others. This disclaimer of warranty is in lieu of all warranties whether expressed, implied or statutory, including implied warranties of merchantability or fitness for a particular purpose.



Rev 9-12

ORDEN DE EMPASTADO