

# **ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL**

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y  
ELECTRÓNICA**

**IMPLEMENTACIÓN DE UNA ANTENA TURNSTILE EN  
TECNOLOGÍA MICROSTRIP PARA LA BANDA GPS A 1 GHz**

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

**DIEGO ANDRÉS ESTRELLA MELO**

**DIRECTOR: DR.-ING. HERNÁN VINICIO BARBA MOLINA**

**CODIRECTOR: DRA. DIANA VERÓNICA NAVARRO MÉNDEZ**

**Quito, Junio 2022**

## **AVAL**

Certificamos que el presente trabajo fue desarrollado por Diego Andrés Estrella Melo, bajo nuestra supervisión.

---

**Dr.-Ing. Hernán Barba Molina**  
**DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN**

---

**Dra. Diana Navarro Méndez**  
**CODIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN**

## **DECLARACIÓN DE AUTORÍA**

Yo, Diego Andrés Estrella Melo, 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.

---

DIEGO ANDRES ESTRELLA MELO

## **DEDICATORIA**

A Dios

A mis padres, José y Martha

A mis hermanos, David y Gianella

A mi novia, Michelle

A mis perritas, Nicky, Hannah, Sky y Nat

## **AGRADECIMIENTO**

A Dios, por permitirme culminar la carrera de una buena manera, siempre guiándome y ayudándome a superar cada obstáculo que se me interponía.

A mis padres, por apoyarme en cada paso que daba, siempre abrigado de toda su confianza y motivación para mejorar y ser una persona de bien en la vida.

A mis hermanos, por que aparte de llenarme de consejos y valores fueron mis profesores personales, que estuvieron ahí siempre que yo lo necesitaba explicándome cada tema que no entendía con la mejor de sus voluntades; un agradecimiento aparte a mi hermano por siempre ser la persona que más he admirado y mi modelo a seguir en la vida.

A mi novia Michelle, por acompañarme la mayor parte de esta travesía, siempre animándome y sacándome una sonrisa en lo buenos y en los malos momentos.

A todos mis amigos, por ser otra familia para mí, por compartir toda una vida estudiantil justos, apoyándonos y luchando como hermanos para lograr alcanzar nuestra meta.

A mi director de tesis el Dr.-Ing. Hernán Barba por haber tenido tanta paciencia conmigo y por transmitirme todos los conocimientos necesarios para culminar este proyecto, gracias por ser más que un profesor un amigo en el que siempre podré contar.

A mis perritas, por ser mis compañeras silenciosas, siempre a mi lado brindándome su amor y sus caricias para reconfortarme en los momentos más difíciles.

# CONTENIDO

RESUMEN .....	VII
ABSTRACT.....	VIII
1 INTRODUCCIÓN .....	1
1.1 OBJETIVOS .....	2
1.2 ALCANCE .....	3
1.3 ANTENA TURNSTILE.....	4
1.3.1 FUNCIONAMIENTO DE UNA ANTENA TURNSTILE.....	4
1.3.2 APLICACIONES DE LAS ANTENAS TURNSTILE .....	6
1.3.2.1 Polarización de una antena Turnstile cerca del cuerpo humano .....	6
1.3.2.2 Antena monopolo en forma de “Y” polarizada circularmente para uso satelital y terrestre .....	9
1.3.2.3 Nano antena Turnstile .....	13
1.4 COORDENADAS ESFÉRICAS .....	17
2 METODOLOGÍA .....	22
2.1 DISEÑO DE UN DIVISOR DE POTENCIA WILKINSON .....	22
2.2 DISEÑO DE LA RED DESFASADORA .....	27
2.3 DISEÑO DE LA <i>PATCH</i> CUADRADA.....	33
3 RESULTADOS Y DISCUSIÓN.....	41
3.1 IMPLEMENTACIÓN DEL DIVISOR DE POTENCIA WILKINSON .....	42
3.2 IMPLEMENTACIÓN DE LA RED DESFASADORA.....	45
3.3 IMPLEMENTACIÓN DE LA ANTENA <i>PATCH</i> .....	47
3.4 MEDICIÓN DE LA ANTENA TURNSTILE CON DESFASE .....	49
3.5 MEDICIÓN DE LA ANTENA TURNSTILE SIN DESFASE .....	51
4 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	53
4.1 CONCLUSIONES .....	53
4.2 RECOMENDACIONES .....	55

5	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	56
6	ANEXOS .....	58

## RESUMEN

El presente proyecto de titulación presenta el diseño e implementación de una antena Turnstile en tecnología *microstrip* para la banda GPS a 1 GHz.

En el Capítulo 1 se muestra una descripción general referente a las antenas Turnstile, su funcionamiento, así como también posibles aplicaciones de ésta. Además, se trata de manera general las coordenadas esféricas propuestas por Ludwig.

En el Capítulo 2 se detallan los diseños realizados para la implementación de la antena, tanto del divisor de potencia Wilkinson, la red desfasadora y la antena *patch* cuadrada.

En el Capítulo 3 se presenta la implementación del divisor de potencia Wilkinson, de la red desfasadora y de la antena *patch* así como también se muestra la implementación de la estructura de las dos maneras en que se trabajará según lo establecido: primero la implementación del circuito con desfase y después la implementación del circuito en fase es decir cuando la polarización es lineal. Finalmente, se discuten los resultados obtenidos.

En el Capítulo 4 se presentan las conclusiones y recomendaciones obtenidas en el desarrollo del presente trabajo.

**PALABRAS CLAVE:** Turnstile, patrón de radiación, *patch*, circuito, antena.



## **ABSTRACT**

This project shows the design and implementation of a Turnstile antenna realized in microstrip technology for the GPS band at 1 GHz.

Chapter 1 shows a general description of Turnstile antennas, their functionality, and possible applications for them.

Chapter 2 details the design process of the antenna and its components, the Wilkinson power divider, the phase shifting network, and the squared patch radiator.

Chapter 3 shows the implementation of the Wilkinson power divider, the phase shifting network, and the squared patch antenna. It also shows the implementation of the structure in two different ways, first the circuit with a phase-shifted feeding and then the in-phase circuit when the polarization is linear. Finally, results are discussed.

Chapter 4 shows conclusions and recommendations of this project.

**KEYWORDS:** Turnstile, radiation pattern, *patch*, circuit, antenna.

# 1 INTRODUCCIÓN

En la actualidad uno de los campos en donde se tiene un mayor crecimiento tecnológico es en el campo de las telecomunicaciones. Este crecimiento radica en la necesidad social de mantener conexión fiable y, en la medida de lo posible, instantánea entre todos los entes de una sociedad.

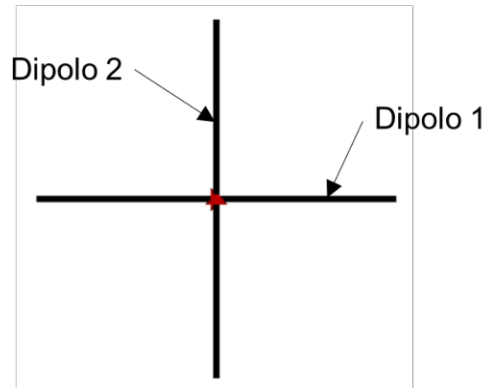
Los continuos avances de las tecnologías en el área de las telecomunicaciones han permitido tener una gran cantidad de mejoras y beneficios para elevar la productividad y disminuir los costos de producción de la mayoría de los negocios que tienen relación con la actividad económica, social y política de cada país.

Es por ello que, en la época moderna, las telecomunicaciones son un tema preponderante en el desarrollo de las naciones [1].

Dentro de las telecomunicaciones un área primordial son las comunicaciones inalámbricas ya que permiten tener los medios necesarios para conectar dos sistemas a distancia sin la necesidad de cables. Entre las principales ventajas que aportan las comunicaciones inalámbricas se pueden establecer la facilidad de emplazamiento y reubicación, así como la rapidez en la instalación y la capacidad de funcionar sin ningún tipo de cableado. Las técnicas más comunes para este tipo de comunicación es por medio de infrarrojos, WiFi y radiofrecuencia [2].

Cuando se trata de comunicaciones inalámbricas es indispensable el uso de antenas ya que éstas permiten la conversión de señales radioeléctricas tanto en el transmisor como en el receptor, mismos que comparten un medio dieléctrico, usualmente el aire. Dependiendo de las características de cada tipo de antena se controlan parámetros esenciales como la ganancia (directividad) o polarización, es por ello que existen gran variedad de antenas para aplicaciones específicas [3].

Una realización atractiva para diferentes aplicaciones es la antena desarrollada por George Brown, antena Turnstile [4]. La Figura 1.1 muestra la estructura básica de la antena Turnstile implementada con dos dipolos de media longitud de onda. Esta implementación presenta dos modos de propagación en dependencia del mecanismo de alimentación: polarización lineal con un diagrama de radiación omnidireccional con un determinado grado de inclinación respecto a su eje (para aplicaciones en las bandas de VHF y UHF, difusión FM y televisión); polarización circular con diagrama de radiación omnidireccional en el plano que conforman las antenas (usualmente para aplicaciones satelitales) [5].



**Figura 1.1** Antena Turnstile implementada con dipolos de media longitud de onda.

Para el aprovechamiento del dinamismo que ofrece esta antena en términos de polarización, se han reportado implementaciones que modifican el apuntamiento de la antena en una única dirección por medio de una cavidad resonante [6] o añadiendo reflectores en la estructura base [7].

La dificultad, entonces, en el trabajo con antenas Turnstile implementadas con dipolos es su patrón de radiación omnidireccional. Para sobrellevar esta situación, la implementación de este tipo de estructura en una antena *patch* pretende solucionar el problema del apuntamiento en una única dirección sin la utilización de cavidades ni reflectores, aprovechando las características de direccionalidad de las antenas *patch*.

En el presente trabajo de titulación se propone la implementación de una antena *patch* con características inherentes a una antena del tipo Turnstile realizada en substrato FR-4 con doble alimentación coaxial y circuitos de excitación para la variación de fase para operación en la banda GPS de 1 GHz.

## 1.1 OBJETIVOS

El objetivo general de este Proyecto Técnico es:

- Realizar el diseño e implementación de una antena Turnstile en tecnología *microstrip* con doble alimentación coaxial para la banda de frecuencia GPS para operación a 1 GHz.

Los objetivos específicos del Proyecto Técnico son:

- Describir el principio de funcionamiento de una antena Turnstile, sus diversas implementaciones y aplicaciones.
- Describir los sistemas de coordenadas esféricas.

- Realizar el diseño, modelado y optimización de una antena *patch* con dos alimentaciones coaxiales en la herramienta de simulación CST Studio Suite.
- Realizar la construcción y medidas de la antena diseñada.
- Analizar comparativamente los resultados de acoplamiento medidos y simulados.

## 1.2 ALCANCE

En el presente trabajo de titulación se diseñará e implementará una antena *patch* cuadrada, con doble alimentación coaxial optimizada para operar como antena Turnstile en la banda GPS a 1 GHz.

En primer lugar, se realizará una descripción del principio de funcionamiento de una antena Turnstile. Asimismo, se presentará un breve resumen de las diferentes implementaciones realizadas con este tipo de antenas, así como sus campos de aplicación.

Para el posterior análisis de los diagramas de radiación se presentará una descripción de los diferentes sistemas de coordenadas esféricas utilizados generalmente para la interpretación de polarizaciones propuestos por Ludwig [8]:

*Polar-Spherical (Theta-Phi)*

*Azimuth-Over-Elevation*

*Elevation-Over-Azimuth*

Seguidamente, se describirá e implementará un algoritmo de un proceso iterativo para la determinación de las dimensiones de una antena *patch* cuadrada teniendo como datos de entrada la permitividad del substrato a utilizarse (FR-4) y la frecuencia de operación (1 GHz). Una vez obtenidas las dimensiones se modelará la antena *patch* cuadrada en la herramienta de simulación electromagnética CST Studio Suite. Además, se optimizará la posición de las alimentaciones coaxiales para obtener adaptación a una impedancia característica de alimentación de  $50 \Omega$  (parámetro  $S_{11}$ ) y los dos modos de polarización: lineal y circular, este último cuantificado por medio de la relación axial.

Por último, se construirá el prototipo de la antena y los dos circuitos de alimentación para conseguir la excitación requerida. Los circuitos serán implementados con la tecnología *microstrip* y estarán conformados por un divisor de potencia Wilkinson: el primero de ellos, brindará un desfase de cero grados y el segundo un desfase de  $90^\circ$ . El desfasamiento de este último será realizado con una línea *microstrip meander*.

Se realizarán medidas del acoplamiento por medio de un analizador vectorial de redes para los dos modos de polarización y se las comparará con los resultados de las simulaciones.

El proyecto presenta como producto final demostrable la antena construida junto con los dos circuitos de alimentación y una guía descriptiva de sus características.

### 1.3 ANTENA TURNSTILE

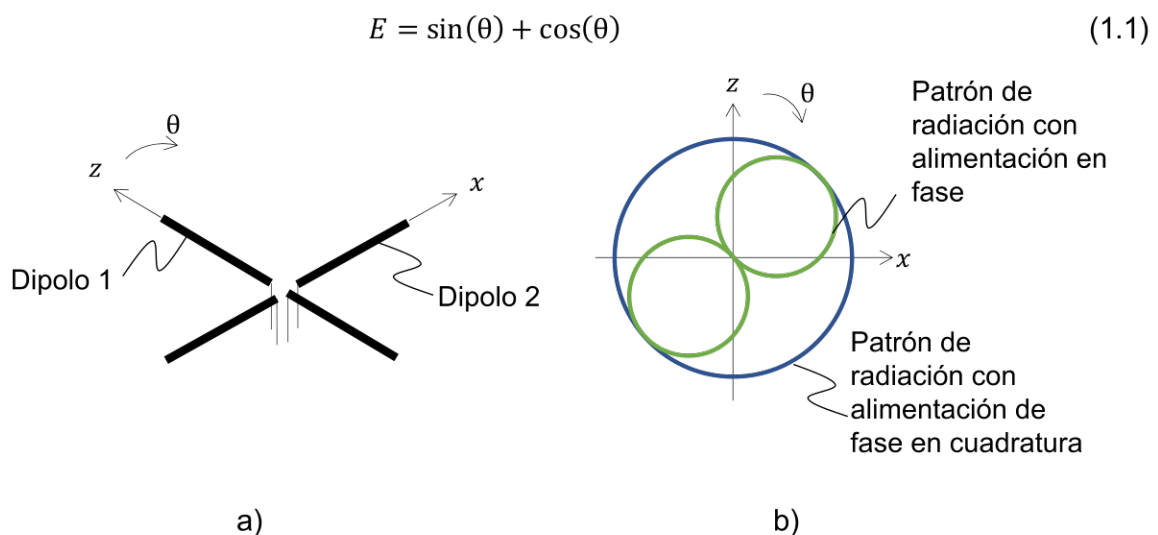
La radiodifusión se refiere a la transmisión ya sea de información o de cualquier contenido de entretenimiento de varias fuentes dirigido a un público en general.

Las antenas que se usan para transmitir, por lo general, se colocan en el centro de un ambiente de tal manera que irradian de igual manera para todos los sentidos del plano horizontal. Entre los diferentes diseños de antenas que solventan esta necesidad, se han desarrollado las antenas Turnstile que han sido implementadas con el propósito de obtener las características de radiación con polarización circular simétrica con un incremento de la directividad en la plano horizontal [9].

#### 1.3.1 FUNCIONAMIENTO DE UNA ANTENA TURNSTILE

Para el pleno entendimiento de la operación de una antena Turnstile se considera en primer lugar dos dipolos infinitesimales Figura 1.2a dispuestos en forma cruzada, alimentados con corrientes de igual magnitud y con dos escenarios para la fase: en fase y con desfase de 90° (cuadratura). Los diagramas de radiación para cada una de las alimentaciones se aprecian en la Figura 1.2b.

Para el caso de alimentación en fase el diagrama de radiación resulta bidireccional en el plano XZ dado por el diagrama de radiación de campo eléctrico resultante mostrado en la ecuación (1.1).



**Figura 1.2** Antena Turnstile a) estructura con dipolos infinitesimales cruzados b) patrón de radiación referencial [5].

El campo, cuando la alimentación de fase es en cuadratura (polarización circular), viene dado por la ecuación (1.2).

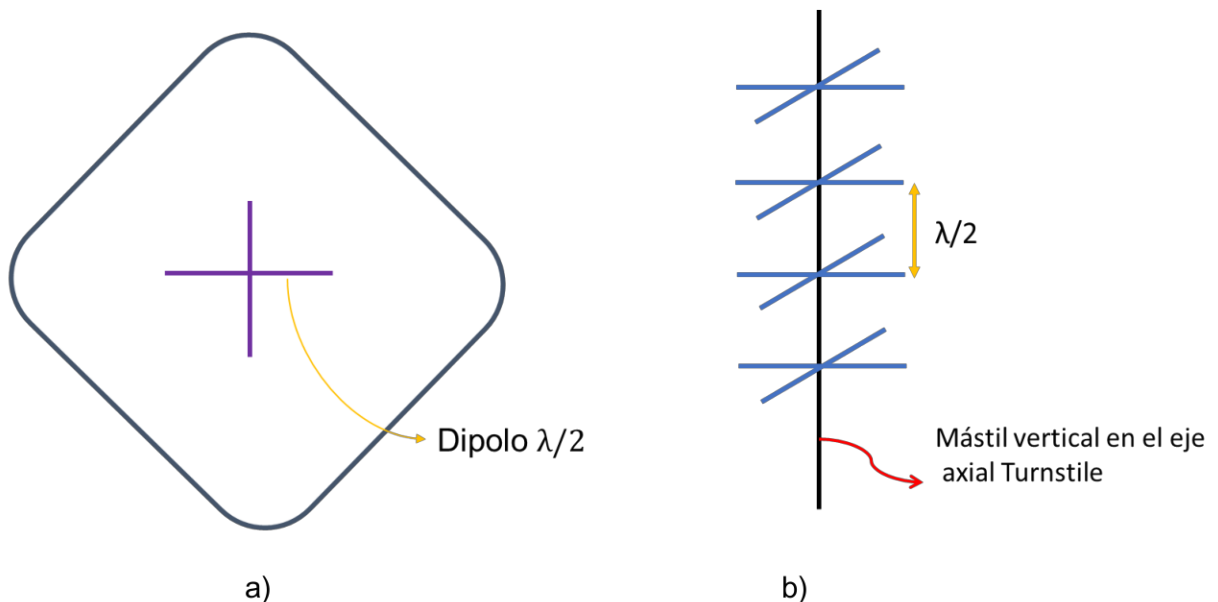
$$|E| = \sqrt{\cos^2 \omega t + \sin^2 \omega t} = 1 \quad (1.2)$$

Al reemplazar los dipolos infinitesimales por dipolos de media longitud de onda resulta un tipo de antena práctica que posee aproximadamente las mismas características de polarización del patrón de radiación a las indicadas con dipolos infinitesimales.

Como el patrón de radiación de un elemento  $\lambda/2$  es ligeramente más directivo que el de un dipolo infinitesimal, entonces el patrón que se obtendría en el plano XZ de la antena Turnstile con elementos  $\lambda/2$  no va a ser del todo omnidireccional, sino que se aleja de ser un círculo aproximadamente un  $\pm 5\%$  [5]. El patrón relativo que se obtendrá se muestra en la Figura 1.3a.

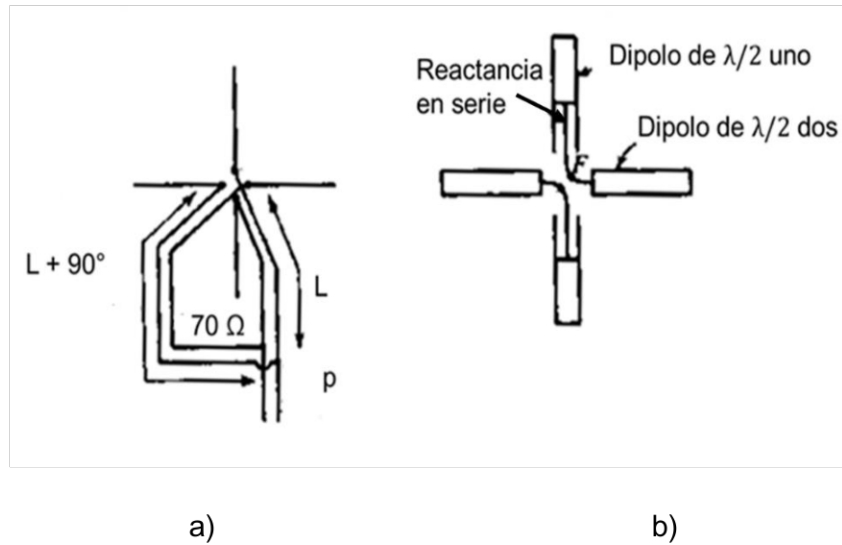
Aunque el patrón del plano XZ con elementos  $\lambda/2$  difiere del patrón de dipolos infinitesimales, la radiación se polariza circularmente en la dirección axial de los elementos  $\lambda/2$  siempre y cuando las corrientes sean iguales tanto en magnitud y con cuadratura de fase.

Una antena Turnstile es conveniente montar en un mástil vertical, esto debido a que el mástil coincide con el eje axial perpendicular de la antena [5]. Para aumentar la directividad del plano vertical se podría apilar varios elementos Turnstile a intervalos aproximados de  $\lambda/2$  como se muestra en la Figura 1.3b.



**Figura 1.3** Realización Turnstile a) con dipolos  $\lambda/2$  b) con arreglo lineal de antenas dipolo  $\lambda/2$  [5].

Para que las corrientes que se encuentran en los dipolos  $\lambda/2$  estén en cuadratura de fase, los dipolos se conectan a líneas separadas no resonantes de longitud desigual. Otro método que se tiene para obtener las corrientes en cuadratura es mediante la introducción de una reactancia que se coloque en serie con uno de los dipolos como se aprecia en la Figura 1.4 [5].



**Figura 1.4** Configuraciones de alimentación para la antena Turnstile  
a) Tipo L b) Tipo V [5].

### 1.3.2 APLICACIONES DE LAS ANTENAS TURNSTILE

En esta sección se mostrarán algunas aplicaciones relevantes que se ha dado a las antenas Turnstile.

#### 1.3.2.1 Polarización de una antena Turnstile cerca del cuerpo humano

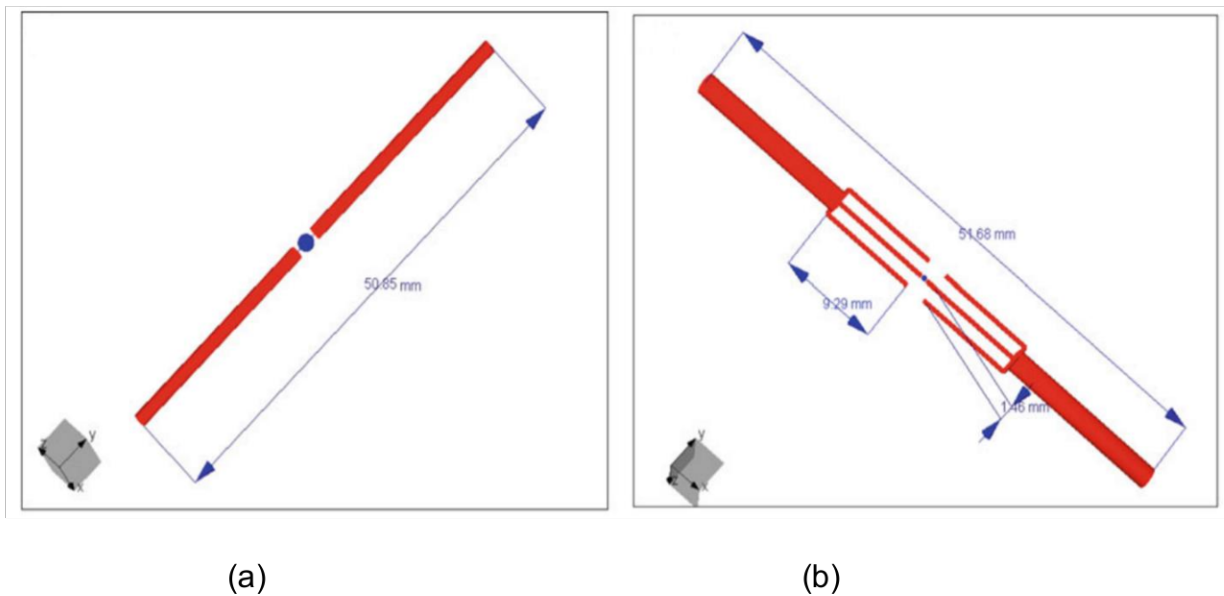
La polarización de una antena cerca del cuerpo humano es presentada en [10], un estudio en convenio de la universidad de Boston junto al Hospital General de Massachusetts.

En la actualidad, las WBAN (*Wireless Body Area Network*) son objeto de investigación constante lo que ha permitido la obtención de un sin número de aplicaciones. Esto debido a que es una red de comunicación inalámbrica entre dispositivos de baja potencia utilizados en el cuerpo que consiste en un conjunto móvil y compacto de comunicación.

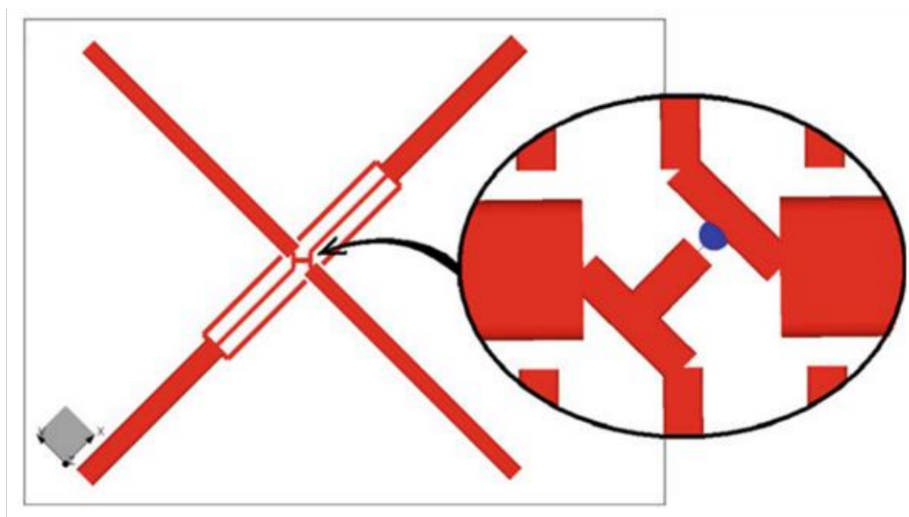
Para una red WBAN, además del movimiento constante, los nodos de la antena están muy cerca del cuerpo humano, lo que puede variar las propiedades de la antena. Por otro lado, la polarización circular de una antena Turnstile es muy útil, para estos casos, ya que tanto el transmisor como el receptor cambian de posición y orientación constantemente.

El objetivo principal del trabajo relacionado fue investigar mediante simulación numérica la degradación de la polarización circular de la antena Turnstile debido a la proximidad de ésta con el cuerpo humano.

Para esto se tuvo en cuenta que la antena transmite con un nodo a una distancia cercana para analizar el comportamiento tanto del patrón como de la información en el campo cercano. El nodo se conforma por la unión de dipolos, uno inductivo y un capacitivo como se puede apreciar en la Figura 1.5 y Figura 1.6, las cuales ilustran lo mencionado [10].



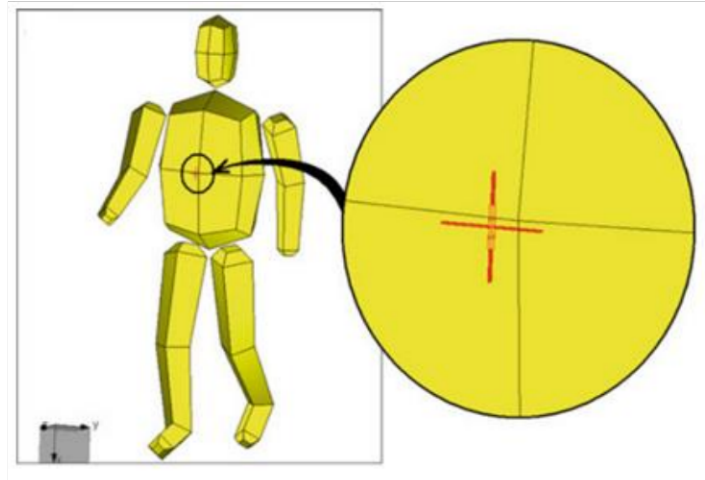
**Figura 1.5** Dipolos utilizados en el nodo de comunicación a) Dipolo capacitivo b) Dipolo inductivo [10].



**Figura 1.6** Disposición de los dos dipolos en configuración Turnstile con el detalle de la zona de alimentación [10].



Para las mediciones en el cuerpo humano, se tomó la antena tipo Turnstile de la Figura 1.7 teniendo en cuenta que tendrá la variación de un dipolo capacitivo y un dipolo inductivo [10]. Para colocar en el cuerpo se buscó un lugar específico, céntrico y que reciba el menor movimiento posible así que se decidió colocar la antena en el pecho de la persona como se puede ver en la Figura 1.7.

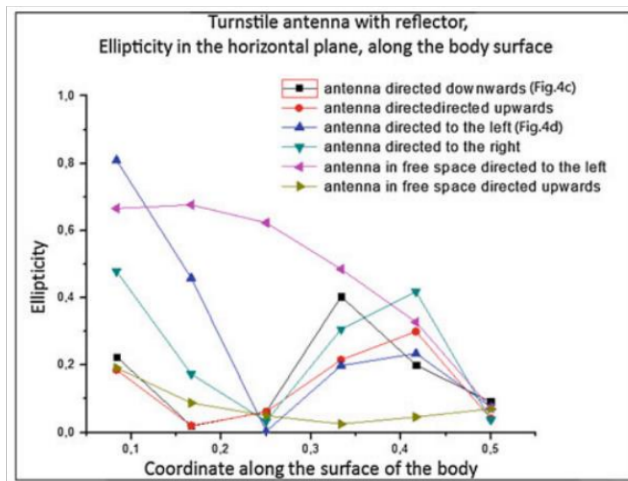


**Figura 1.7** Antena Turnstile WBAN en posición para comunicación de campo lejano sin reflector [10].

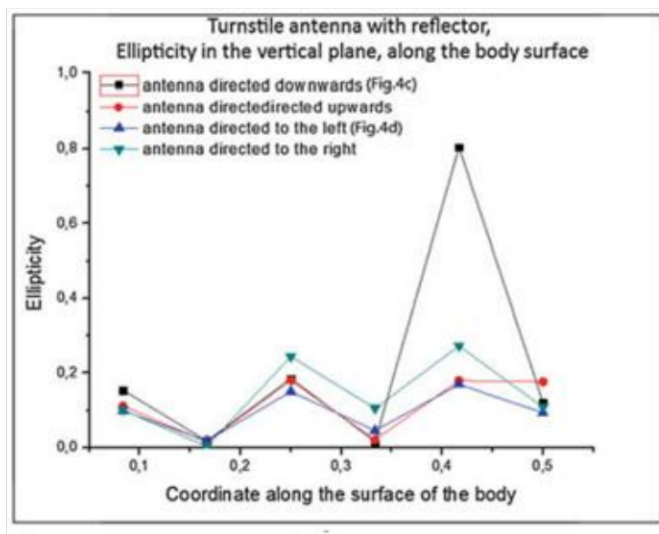
Para la simulación de la comunicación en el campo cercano entre los sensores de la WBAN en el cuerpo, se colocó la antena Turnstile en el plano perpendicular del cuerpo, es decir, la posición de la antena estaba en la parte delantera del torso. El propósito de esta configuración era determinar si el campo eléctrico  $E$  de la antena, cuando está cerca de la superficie del cuerpo, tendrá una polarización cercana a la circular [10].

Los resultados para la elipticidad se obtuvieron en la superficie del torso de la persona, donde el sistema de coordenadas está definido por el origen en el centro frontal del pecho, y las coordenadas horizontales y verticales tienen una dirección positiva a la izquierda y hacia abajo como se aprecia en la Figura 1.8.

No se mostró una elipticidad muy bien definida por lo que se propuso como solución un cambio de substrato para mejorar la propagación. Como resultado también se tuvo que el cuerpo humano sí degrada en gran proporción la polarización circular de la antena en especial en el campo cercano en la superficie del cuerpo, esta degradación reduce la transferencia entre el nodo y la antena produciendo pérdidas de ganancia [10].



a)



b)

**Figura 1.8** Elipticidad de la antena Turnstile a lo largo de la superficie del cuerpo a) en el plano horizontal b) en el plano vertical [10].

### 1.3.2.2 Antena monopolo en forma de “Y” polarizada circularmente para uso satelital y terrestre

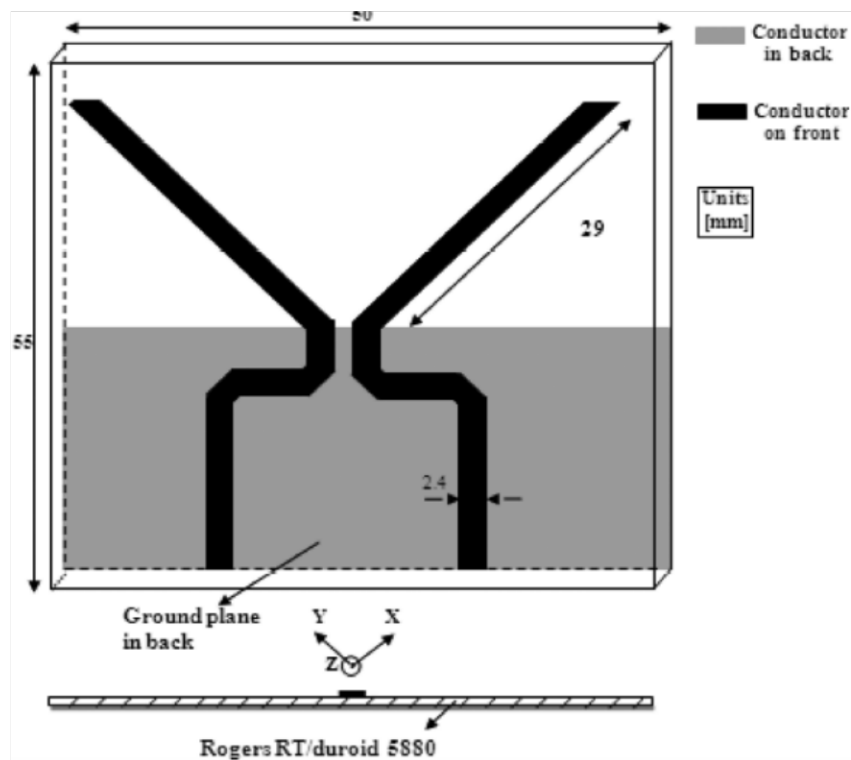
El estudio de una antena mono polarizada en forma de “Y” se presenta en [11].

Debido a que las antenas de polarización circular se usan muy a menudo en aplicaciones satelitales, generalmente en la banda S, se buscó desarrollar una antena con las mismas características de una antena Turnstile, pero más compacta, es decir, de un menor tamaño a las antenas comunes utilizadas para los mismos propósitos, además de buscar un diseño de configuración simple para la antena. Para ello se desarrollaron dos antenas

monopolares impresas en el mismo sustrato con brazos iguales perpendiculares entre sí, pero alimentadas por dos puntos de excitación diferentes.

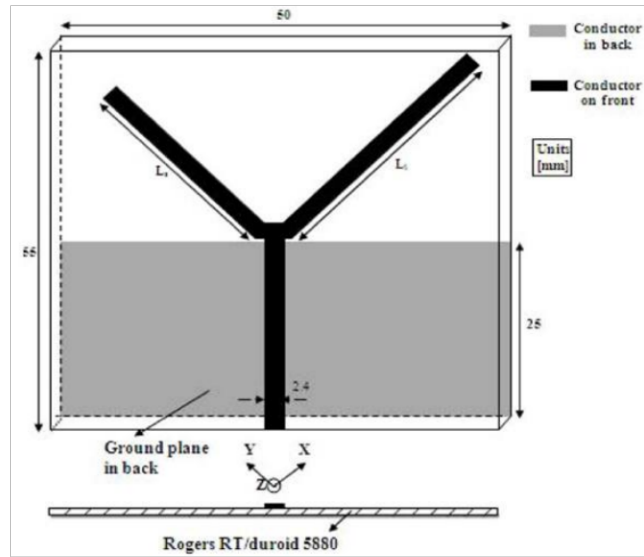
Realizando ciertas modificaciones, se logró eliminar la red acopladora lo que dio como resultado una antena monopolar impresa de alimentación única en forma de “Y”, como se indica en la Figura 1.9, pero esta vez con brazos desiguales para analizar cuál de los dos modelos es el más óptimo [11].

Primero, teniendo en cuenta una red acopladora, la antena consta de dos brazos de la misma longitud impresos en forma de “Y”, colocados a lo largo de los ejes y perpendiculares entre sí, alimentados por dos líneas de transmisión serpenteadas.



**Figura 1.9** Geometría de la antena con red de acopladora que consiste en dos monopolos impresos alimentados por dos líneas de transmisión meander de  $50 \Omega$  [11].

Para el caso de una antena sin la red acopladora fue importante aplicar ciertas simplificaciones al modelo para facilitar una antena pequeña y de bajo costo. Como se mencionó anteriormente, se cambió la longitud de los brazos para así lograr eliminar la red acopladora como se muestra en la Figura 1.10.



a)



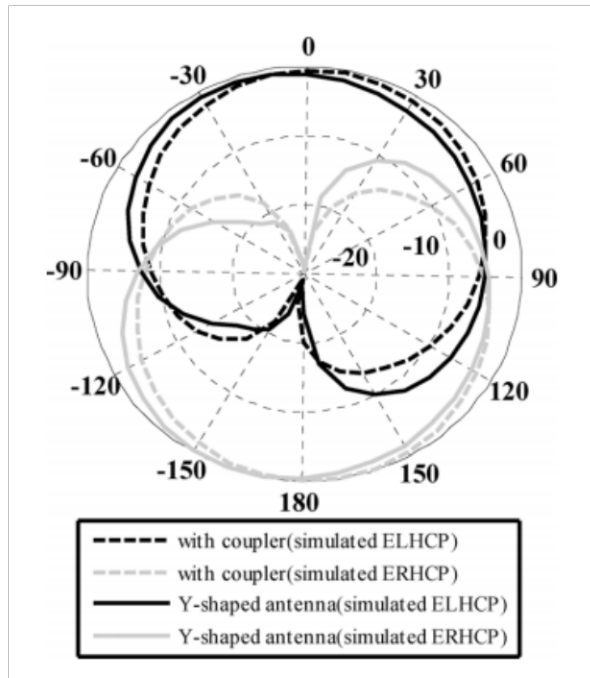
b)



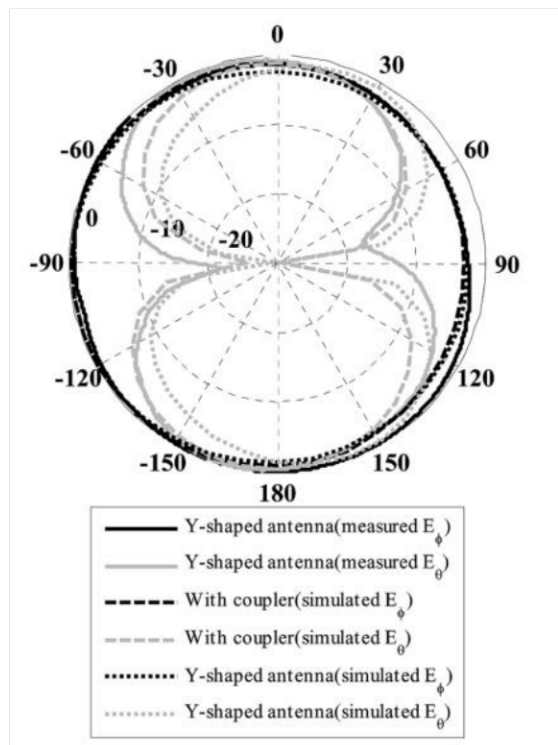
c)

**Figura 1.10** Antena en forma de “Y” propuesta a) geometría de la antena b) antena implementada en forma de “Y” con dos brazos monopolos desiguales c) vista posterior de la antena implementada en donde se muestra el conductor trasero [11].

En la Figura 1.11, se muestran los patrones de radiación normalizados tanto los valores simulados como los medidos de dos vectores de campo ortogonales de las antenas en el plano  $\phi$  para diferentes valores de  $\theta$ .



a)



b)

**Figura 1.11** Patrones de radiación de polarización circular a) simulados RHCP (Polarización circular a mano derecha) y LHCP (Polarización circular a mano izquierda) de las antenas b) simulados y medidos de las antenas para diferentes valores de  $\theta$  [11].

Al analizar las gráficas se puede observar que al variar el valor de  $\theta = 0^\circ$  a  $\theta = 90^\circ$  la diferencia de magnitud de los dos campos ortogonales aumenta y conduce a un cambio de polarización de circular a lineal.

La antenna propuesta tiene un patrón de radiación omnidireccional con una cobertura bastante adecuada, cubriendo una amplia región, la diferencia entre los dos lados de este patrón alrededor del eje simétrico se debe a la longitud de los brazos de la antenna.

Como resultado final, la antenna en forma de "Y" es compacta y mantiene las mismas características de campo que una antenna Turnstile clásica por lo que podría ser una buena antenna para posibles aplicaciones satelitales LEO [11].

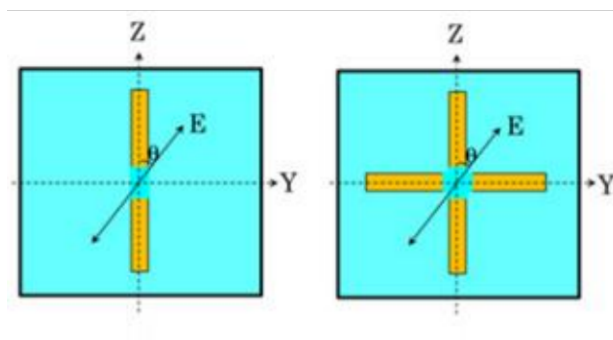
### 1.3.2.3 Nano antenna Turnstile

El estudio de la antenna nano Turnstile se presenta en [12].

Debido al avance tecnológico y al uso de frecuencias ópticas es necesario también adaptarse a las mejoras en ancho de banda, velocidad de datos y miniaturización, lo que resulta en una integración a gran escala de componentes y dispositivos fotónicos en comparación a los de radiofrecuencia.

Sin embargo, a más de transmitir y recibir radiación electromagnética, las antenas ópticas deben ser capaces de adaptarse a otros usos como cambio de información en imágenes biológicas, mejorando el rendimiento de los elementos opto eléctricos para liberar energía eficiente a nano escala a través de los circuitos fotónicos.

Así, se propone una nueva estructura que consta de dos nano antenas dipolo ortogonales con una alimentación común mediante un canal de silicio que se observan en la Figura 1.12 [12].



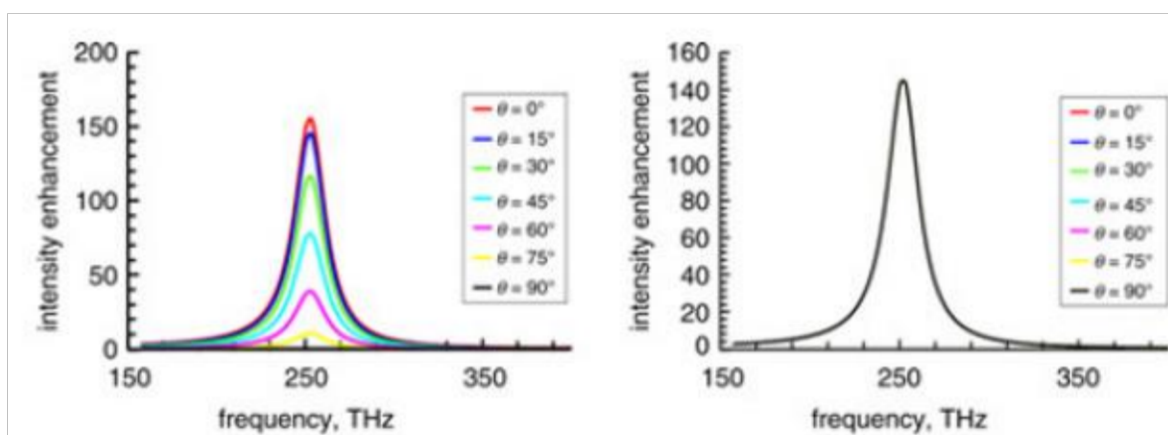
**Figura 1.12** Diseños de la antenna con cambio de posición tanto de los DNA (*dipole nanoantennas*) como de los CNA (*cross nanoantenna*) a) DNA que consiste en una franja de oro rectangular sobre sustrato de  $\text{SiO}_2$  b) CNA que consta de dos DNAs ortogonales con un espacio de alimentación común [12].

Se analizó el patrón del campo de radiación lejano, mismo que se esperaba sea omnidireccional tal como una antena Turnstile que trabaja en radiofrecuencia, pero aquí con dos fuentes de luz con polarización cruzada en cuadratura de fase.

Conociendo que el DNA (*dipole nanoantennas*) es una antena fractal entonces el procedimiento de simulación consistió en 2 DNAs de igual ancho como se muestra en la Figura 1.12 Las estructuras están iluminadas por fuentes de ondas planas de banda ancha desde el substrato a sus superficies [12].

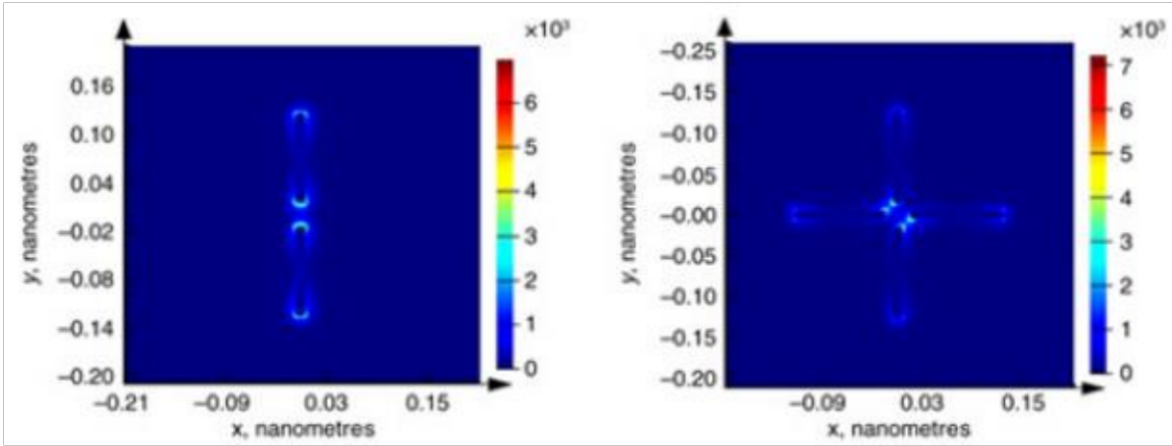
Las respuestas espectrales de ambos, tanto DNA como CNA, se calculan para diferentes ángulos de polarización por encima del centro de alimentación. Se encontró que para la primera, la intensidad de campo depende del ángulo de polarización, teniendo un máximo cuando la polarización está a lo largo del eje de la antena y continúa disminuyendo conforme el ángulo aumente. Esto se da por que el DNA está alimentado por el componente de campo que es paralelo a su eje, sin embargo, también se notó que a medida que aumenta la diferencia angular de la polarización de un nano dipolo la intensidad disminuye con el otro.

En la Figura 1.13, se observa además que ambas nano antenas podrían mejorar la intensidad de luz en tres órdenes de magnitud. Comparando la longitud de onda resonante se descubre que a diferencia de las antenas dipolo de RF la longitud de los nano dipolos es menor que la mitad de la longitud de onda resonante [12].



a)

b)

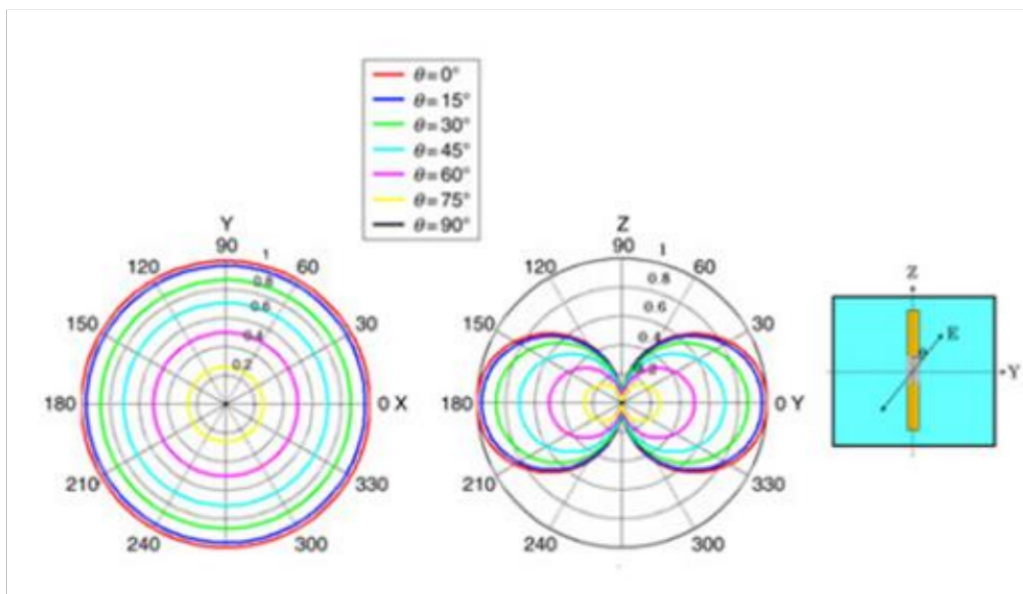


c)

d)

**Figura 1.13** Efecto de la polarización en la intensidad de campo para cada distribución de DNA Y CNA a) y b) Espectros de intensidad de campo del DNA y CNA para varios ángulos de polarización. La respuesta de CNA es independiente de la polarización. c) Distribución de intensidad de campo resonante calculada en el plano central de la DNA d) Distribución de intensidad de campo resonante calculada en el plano central del CNA [12].

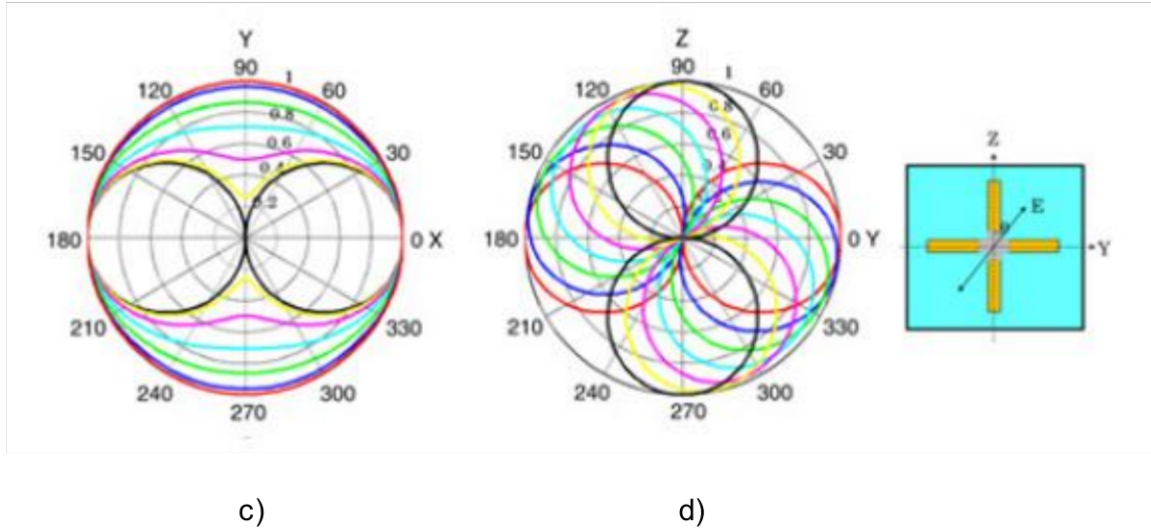
Además, es interesante notar que patrón de azimut (XY) del DNA es circular, y el patrón de elevación (YZ) tiene forma de rosquilla para todos los ángulos de polarización como se puede ver en la Figura 1.14.



a)

b)

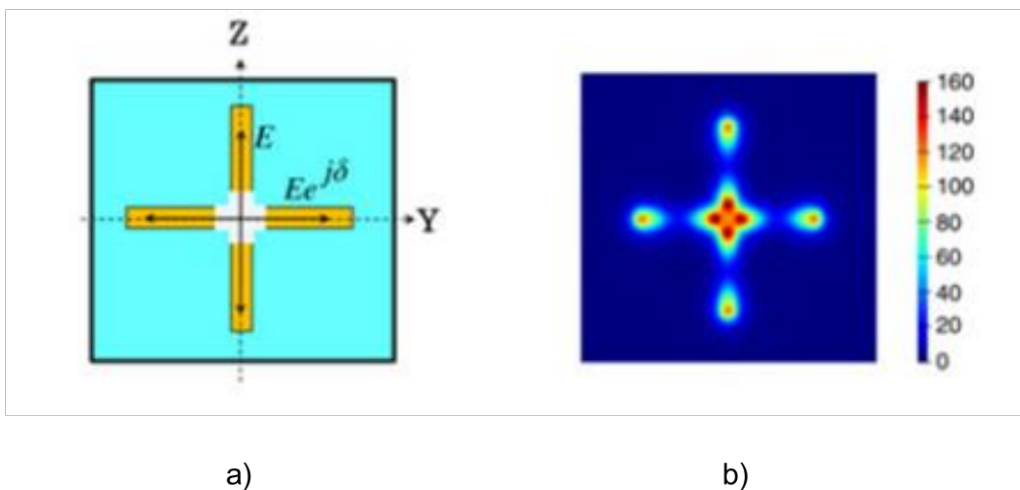


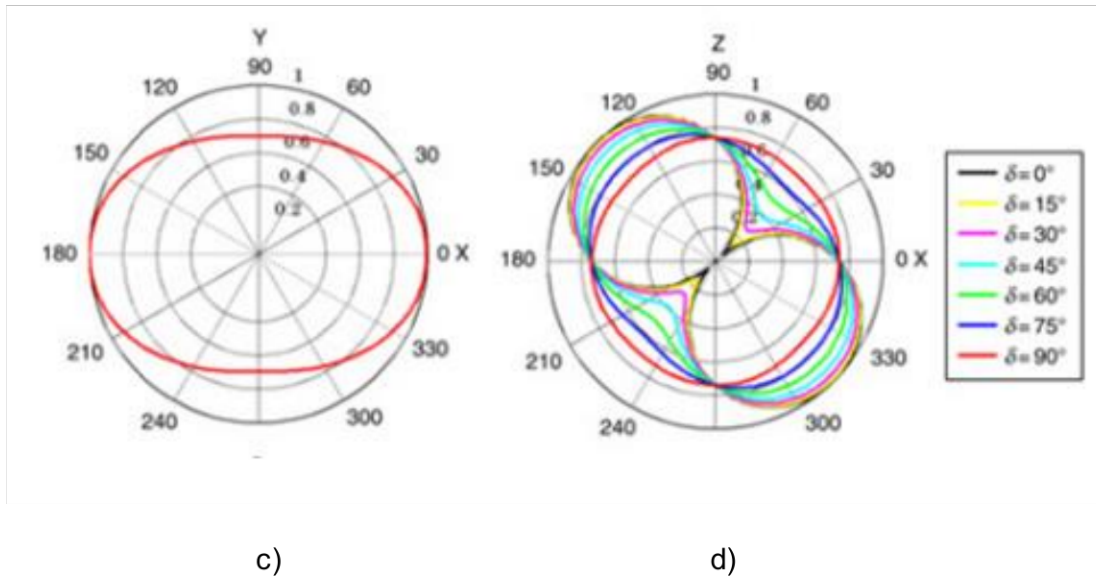


**Figura 1.14** Patrones de radiación calculados de las nano antenas para varios ángulos de polarización de la fuente de excitación a) Para el DNA, el patrón en el plano es circular b) Para el DNA, el patrón ortogonal tiene forma de rosquilla c) Para el CNA, el patrón en el plano evoluciona de forma de rosquilla a circular d) Para el CNA, el patrón ortogonal gira con ángulos de polarización [12].

La forma de operación de una antena Turnstile en el dominio RF es un conjunto de dos antenas dipolo alineadas en ángulo recto entre sí alimentadas  $90^\circ$  fuera de fase. Aquí la estructura CNA (*cross nanoantenna*) se excita con dos fuentes de luz de banda ancha idénticas con polarización ortogonal y se calcula la respuesta en función a la diferencia de fase entre ellos.

La distribución de intensidad de campo CNA se muestra en la Figura 1.15.





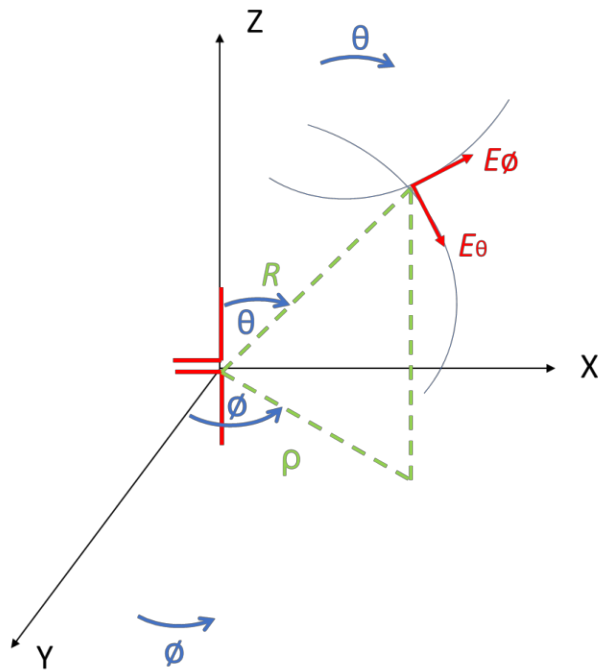
**Figura 1.15** Excitación de la antena Turnstile con dos fuentes de luz de banda ancha con polarización diferente a) con fuentes duales de polarización ortogonal b) Distribución de intensidad de campo calculada en resonancia en un plano paralelo a distancia de 15 nm del espacio libre c) Distribución del patrón ortogonal elipsoidal para cualquier diferencia de fase d) El patrón en el plano evoluciona de forma de rosquilla a casi circular a medida que la diferencia de fase varía [12].

Se concluyó así que el CNA puede funcionar como Turnstile con fuentes duales de polarización ortogonal y  $90^\circ$  de diferencia de fase, en tal caso la radiación de la nano antena es casi omnidireccional. El CNA también se puede implementar usando nano antenas de ranuras en frecuencias ópticas [12].

## 1.4 COORDENADAS ESFÉRICAS

Existen varios tipos de coordenadas, las rectangulares que son basadas en los ejes rectangulares XYZ y las coordenadas asociadas a las esféricas [8].

Como se ve en la Figura 1.16, un punto de campo lejano de la radiación de una antena se puede analizar como aquel punto que es parte de una esfera. Entonces, se trabaja con las variables  $\theta$  y  $\phi$  propias de las coordenadas esféricas donde cada una de ellas tiene definido su dominio. El campo eléctrico lejano que se puede medir es tangencial a la esfera (teniendo en cuenta que las componentes radiales del campo eléctrico tienden a cero), es decir se tendrán componentes  $E_\theta$  y  $E_\phi$ .



**Figura 1.16** Esquema de transformación de campos  $E_\theta$  y  $E_\phi$  de coordenadas esféricas a coordenadas rectangulares auxiliares conforme definición 1 de Ludwig.

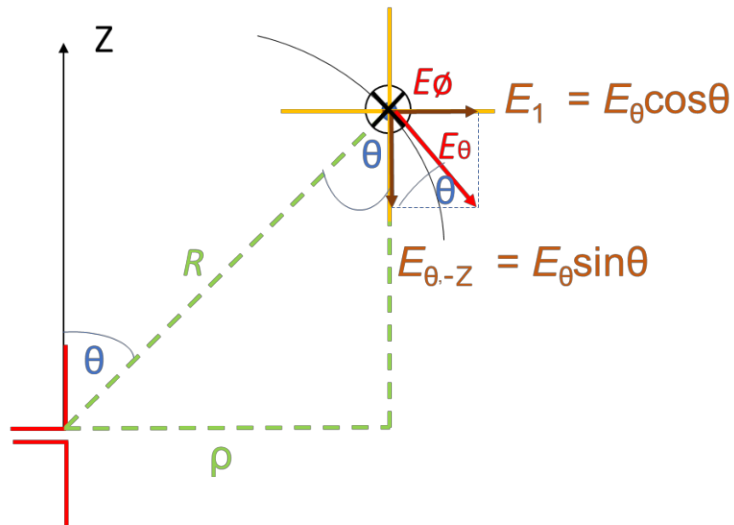
La Figura 1.17 muestra la descomposición de las componentes de campo eléctrico en un plano  $\Phi$  constante en el cual se presentan las direcciones dadas por  $\rho$  y  $R$ .

Únicamente la componente de campo  $E_\theta$  es tangencial a la circunferencia proyectada en el plano  $\Phi$  constante es por ello que se observa únicamente la parte posterior del vector del campo  $E_\theta$ .

Sobre este punto se construye un sistema de coordenadas rectangular auxiliar para analizar las proyecciones del vector  $E_\theta$  dadas en las ecuaciones (1.3) y (1.4).

$$E_{\theta,-z} = E_\theta \sin(\theta) \quad (1.3)$$

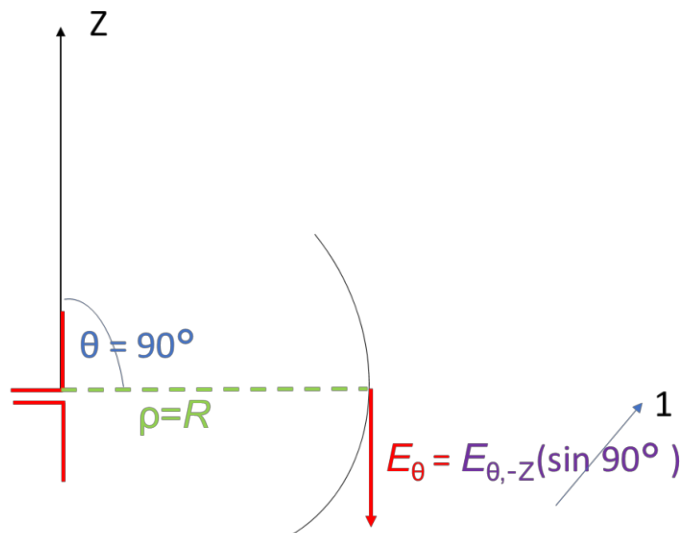
$$E_1 = E_\theta \cos(\theta) \quad (1.4)$$



**Figura 1.17** Esquema de transformación de campos  $E_\theta$  y  $E_\phi$  de coordenadas esféricas a coordenadas rectangulares auxiliares conforme definición 1 de Ludwig vista desde el plano  $\phi$ .

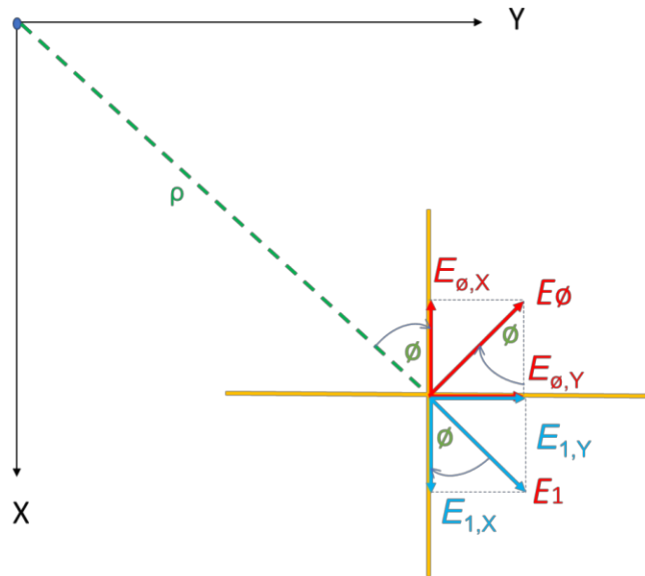
La Figura 1.18 muestra un caso particular en el cual el ángulo  $\theta$  es  $90^\circ$  y la componente  $E_{\theta,-z}$  sería máxima igual a  $E_\theta$  como se indica en la ecuación (1.5).  $E_1$  en este caso sería cero.

$$E_\theta = E_{\theta,-z} \quad (1.5)$$



**Figura 1.18** Esquema de transformación de campos  $E_\theta$  y  $E_\phi$  de coordenadas esféricas a coordenadas rectangulares auxiliares conforme definición 1 de Ludwig vista desde el plano  $\phi$  para el caso donde  $\rho$  es igual a  $R$ .

Sobre el plano XY se analizan las componentes  $E_\theta$  y  $E_1$  como se muestra en la Figura 1.19.



**Figura 1.19** Esquema de transformación de campos  $E(\theta)$  y  $E(\phi)$  de coordenadas esféricas a coordenadas rectangulares auxiliares conforme definición 1 de Ludwig vista desde el plano XY.

De la Figura 1.19 se obtienen las siguientes ecuaciones (1.6) y (1.7):

$$E_{\phi,X} = E_\phi \sin(\phi) \quad (1.6)$$

$$E_{\phi,Y} = E_\phi \cos(\phi) \quad (1.7)$$

De la ecuación (1.4) se obtiene (1.8) y (1.9).

$$E_{1,Y} = E_1 \sin(\phi) = E_\theta \cos(\theta) \sin(\phi) \quad (1.8)$$

$$E_{1,X} = E_1 \cos(\phi) = E_\theta \cos(\theta) \cos(\phi) \quad (1.9)$$

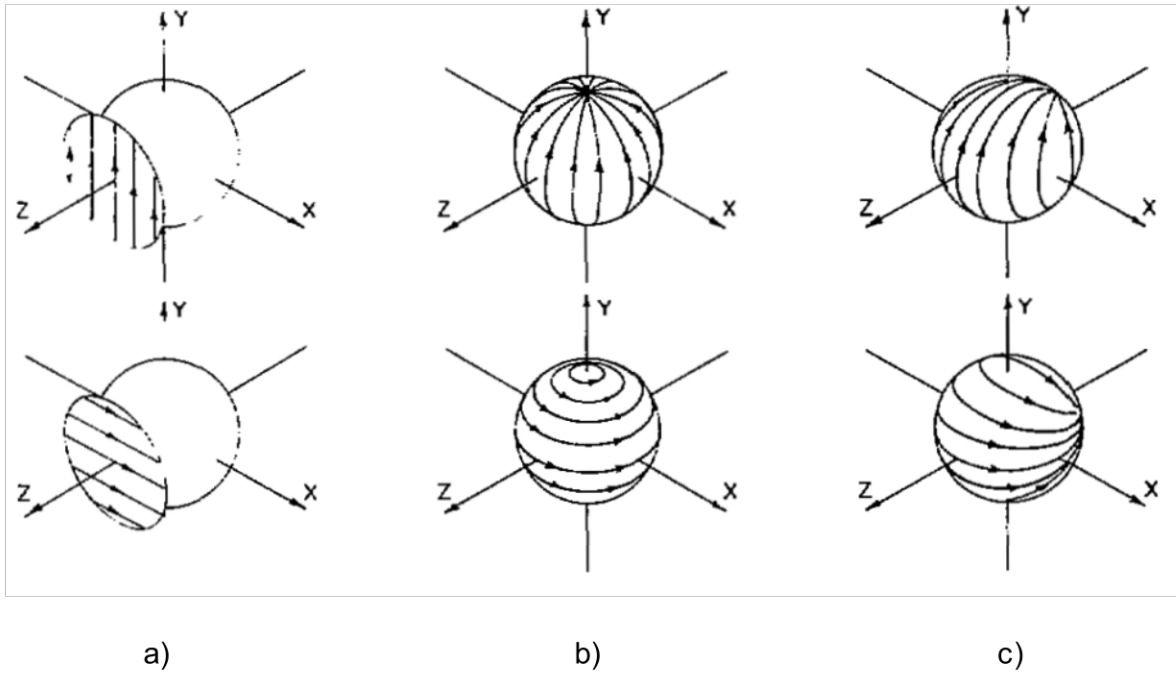
Al sumar todos los campos se obtienen las ecuaciones (1.10) (1.11) y (1.12) que son las que determinarán la transformación de coordenadas esféricas a rectangulares.

$$E_X = E_\phi \sin(\phi) + E_\theta \cos(\theta) \cos(\phi) \quad (1.10)$$

$$E_Y = E_\phi \cos(\phi) + E_\theta \cos(\theta) \sin(\phi) \quad (1.11)$$

$$E_Z = E_\theta \sin(\theta) \quad (1.12)$$

Este análisis describe lo que Ludwig denomina “Definición 1”. La Figura 1.20 muestra las tres definiciones de Ludwig planteadas para diferentes análisis del sentido de polarización de una onda electromagnética.



**Figura 1.20** Definición alternativa de polarización a) Definición 1 b) Definición 2  
c) Definición 3 [8].

En la definición 2 el sistema de coordenadas gira conforme gira la proyección de acuerdo con las coordenadas  $\theta$ ,  $\phi$ . Las componentes de campo eléctrico siempre son tangenciales.

La definición 3, en cambio, mantiene los ejes coordenados rectangulares alineados a un ángulo de elevación.

## 2 METODOLOGÍA

En el presente trabajo se implementa una antena tipo *patch* para la banda GPS a una frecuencia de operación de 1 GHz. La antena tendrá doble alimentación coaxial con el fin de implementar polarización circular.

En primer término, se diseña la antena *patch* en el sustrato FR-4 de manera teórica. Al ser una antena cuadrada (para permitir la configuración de polarización circular), se utiliza un método iterativo de dimensionamiento. Seguidamente, la antena es modelada con ayuda de la herramienta de simulación CST Studio Suite. Posteriormente se utiliza la herramienta Keysight® ADS para el diseño e implementación de la red de alimentación compuesta de un divisor de potencia Wilkinson y una red de desfasamiento. Estos componentes de microondas también se realizarán sobre sustrato FR-4 de 1,5 mm de espesor. La permitividad relativa del sustrato se asume de 4,3 con un factor de pérdidas  $\tan \delta = 0,02$  [17].

Se analizarán los parámetros circuitales y radiantes obtenidos mediante simulaciones.

### 2.1 DISEÑO DE UN DIVISOR DE POTENCIA WILKINSON

Un divisor de potencia es una estructura pasiva de microondas utilizada para dividir la potencia de entrada en  $n$  señales de salida de menor potencia, donde  $n$  es un número entero.

La estructura básica del divisor de potencia Wilkinson se presenta en la Figura 2.1. El divisor de potencia Wilkinson es una red de tres puertos, teóricamente sin pérdidas, donde la línea de entrada se divide en 2 líneas de longitud  $\lambda/4$  e impedancia característica  $\sqrt{2} \times Z_0$ , con  $Z_0$  como la impedancia característica de las líneas de transmisión en la entrada y a las salidas del divisor [13].

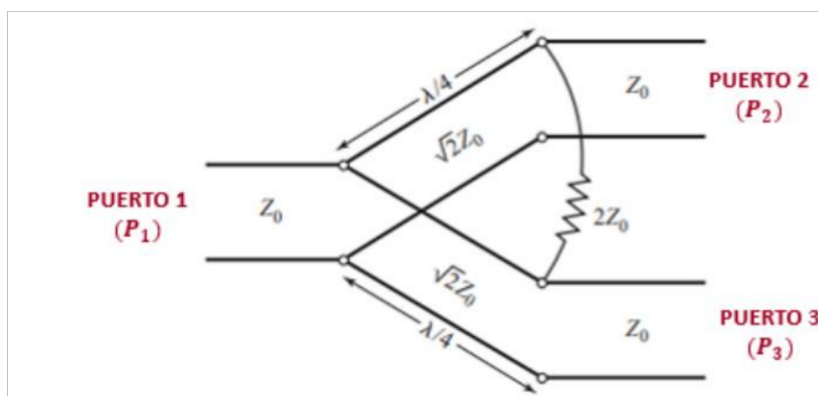
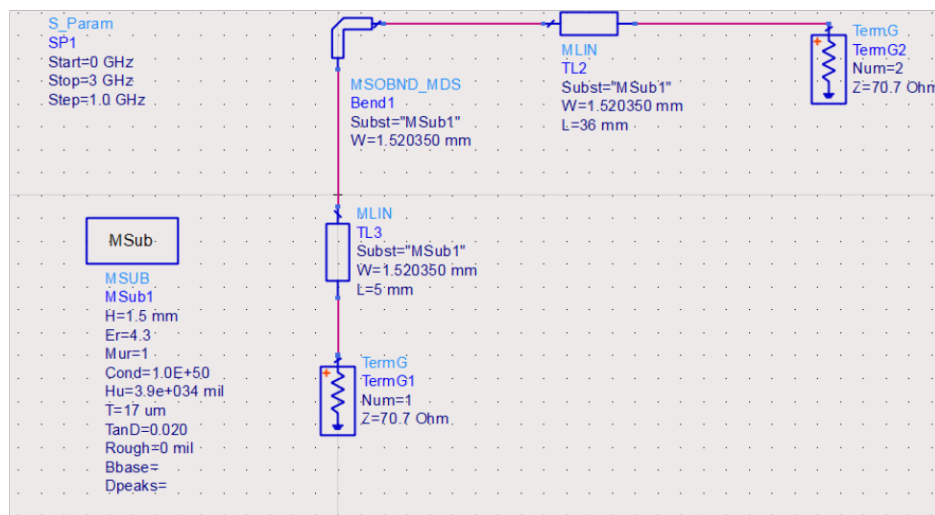


Figura 2.1 Esquema de un divisor de potencia Wilkinson [13].

Según Wilkinson, un valor adecuado para la resistencia que interconecta las salidas es de  $2 \times Z_0$ . Este valor de resistencia se obtiene cuando se desea que los puertos de salida estén aislados uno del otro, es decir que, ante la presencia de una onda reflejada en cualquiera de los puertos de salida, ésta se “consume” en la resistencia concentrada sin afectar al otro puerto de salida.

Para el diseño del divisor de potencia Wilkinson se utiliza la herramienta Keysight® ADS. En primera instancia, se diseña la sección del ramal de longitud  $\lambda/4$  cuyo modelo se muestra la Figura 2.2. Este ramal se lo diseña con una línea *microstrip* en forma de “L” con una sección de línea de transmisión de longitud 5 mm (componente TL3 en la Figura 2.2). Esta forma se adopta con el fin de optimizar el espacio de ocupación en el sustrato.

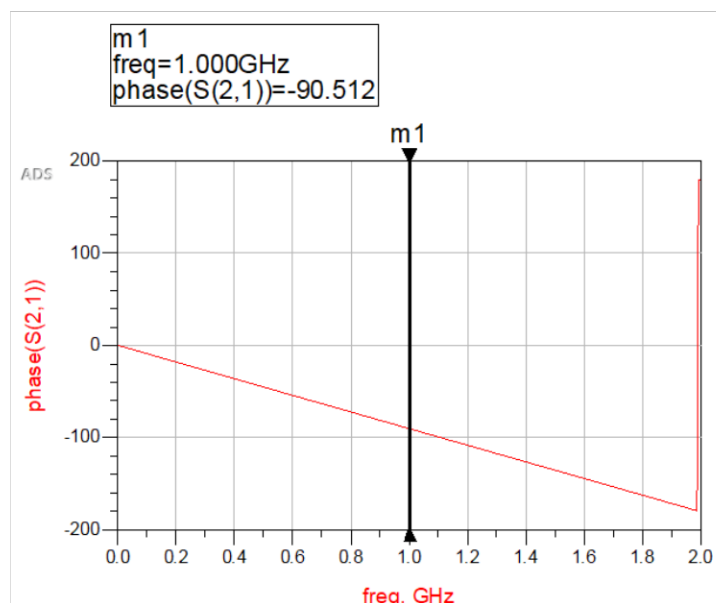
Conforme a lo mencionado y, asumiendo que toda la red estará alimentada por un generador de impedancia interna  $50 \Omega$ , la impedancia característica del ramal de longitud  $\lambda/4$  será de  $70,7 \Omega$ . En tecnología *microstrip* esta impedancia corresponde a una línea de ancho 1,52 mm.



**Figura 2.2** Implementación en Keysight® ADS de la sección de longitud  $\lambda/4$  para el divisor de potencia.

Para conseguir una longitud eléctrica de  $90^\circ$  correspondiente a  $\lambda/4$ , se simula la estructura y se analiza la fase del parámetro  $S_{21}$ . Para ajustar la longitud eléctrica de toda la sección se modifica la longitud del componente TL2 en la Figura 2.2. La Figura 2.3 muestra la fase obtenida por simulación del parámetro  $S_{21}$ . Se puede apreciar que, una vez que la longitud del componente TL2 ha sido ajustada a 36 mm la longitud eléctrica de todo el ramal corresponde aproximadamente a  $90^\circ$  a la frecuencia de operación.





**Figura 2.3** Fase del parámetro  $S_{21}$  correspondiente a la longitud eléctrica de la sección  $\lambda/4$  implementada.

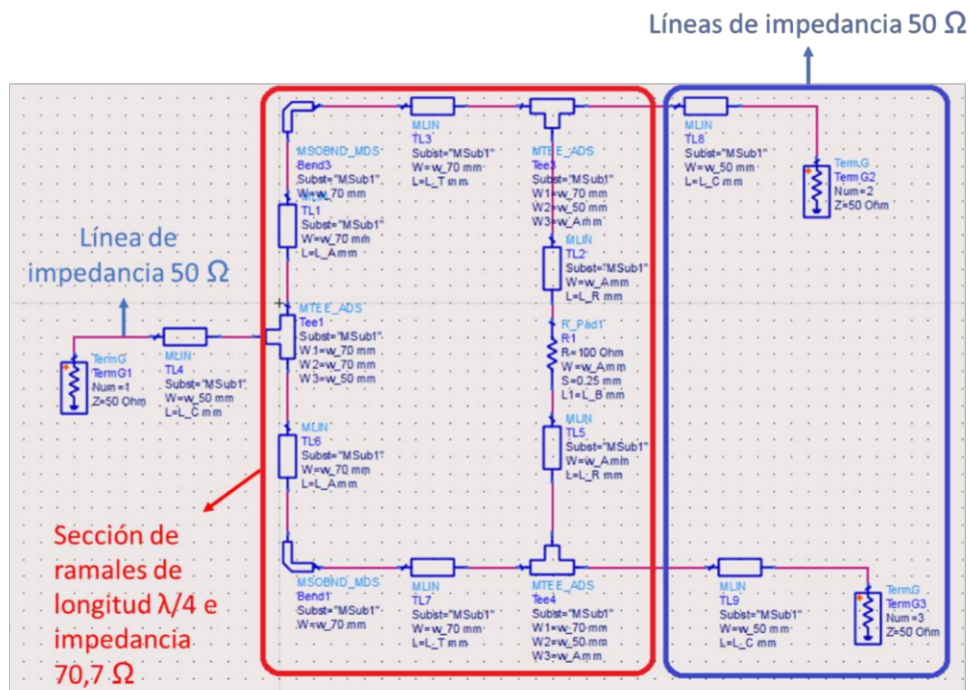
Para la implementación de la resistencia que conecta las salidas del divisor es fundamental escoger previamente la dimensión de una resistencia en tecnología SMD adecuada. Esto permitirá configurar las dimensiones necesarias y dejar el espacio correspondiente para su ubicación. Estas dimensiones se pueden apreciar en la Tabla 2.1. Las características de la resistencia SMD se adjuntan en el ANEXO A.

**Tabla 2.1** Dimensiones de los elementos SMD estandarizados [15].

Encapsulado	Dimensiones en pulgadas (largo × ancho)	Dimensiones en mm (largo × ancho)	Potencia en W
0201	0,024 × 0,012	0,6 × 0,3	1/20
0402	0,04 × 0,02	1,0 × 0,5	1/16
0603	0,063 × 0,031	1,6 × 0,8	1/16
0805	0,08 × 0,05	2,0 × 1,25	1/10
1206	0,126 × 0,063	3,2 × 1,6	1/8
1812	0,18 × 0,12	4,5 × 3,2	1/3

Se escoge la dimensión SMD 0603 para el diseño ya que, a parte de la disponibilidad en el mercado, es la más conveniente para este caso al presentar medidas más manejables para su implementación.

Tomando en cuenta la simulación de la Figura 2.3 se diseña el circuito completo mostrado en la Figura 2.4. Los valores paramétricos utilizados en el diseño se describen en la Tabla 2.2.

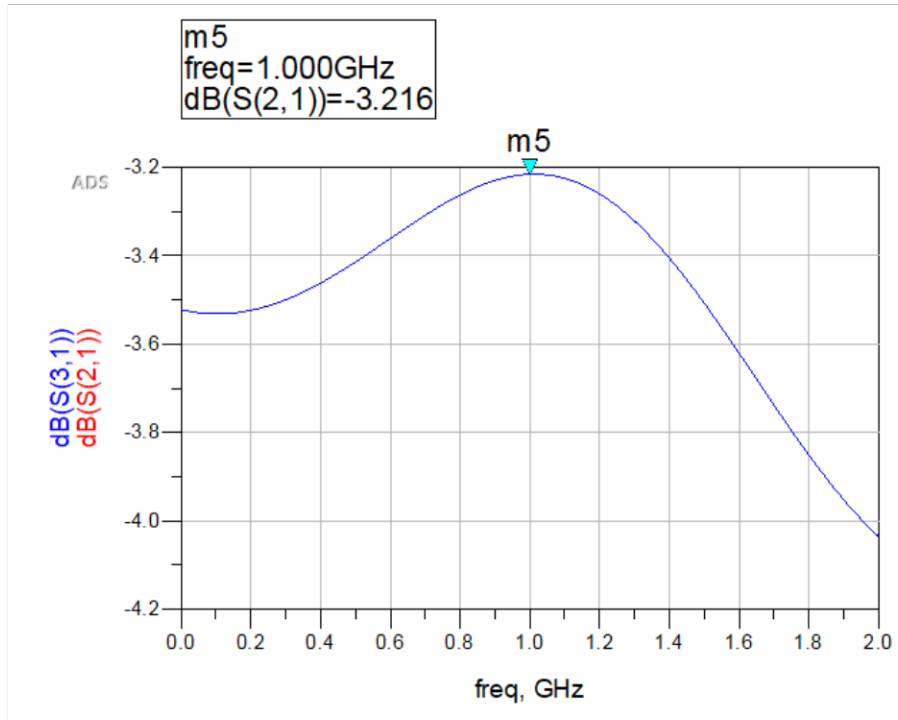


**Figura 2.4** Estructura del divisor potencia Wilkinson en tecnología *microstrip* para la frecuencia de operación 1 GHz.

**Tabla 2.2** Valores utilizados para el diseño del divisor de potencia Wilkinson.

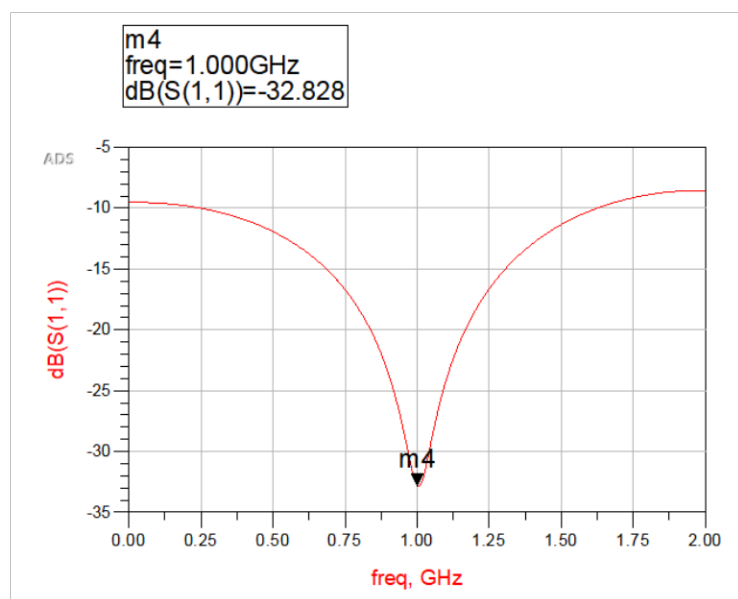
Parámetro	Valor	Unidad	Descripción
<b>Líneas de transmisión tipo <i>microstrip</i> con impedancia característica 50 <math>\Omega</math></b>			
$L_C$	3	mm	Longitud de las líneas horizontales TL4, TL8, TL9
$w_{50}$	2,89	mm	Ancho de las líneas de transmisión TL4, TL8, TL9
<b>Líneas de transmisión tipo <i>microstrip</i> con impedancia de 70,7 <math>\Omega</math></b>			
$L_T$	36	mm	Longitud de las líneas horizontales TL3 y TL7
$L_A$	5	mm	Longitud de las líneas verticales TL1 y TL6
$w_{70}$	1,52	mm	Ancho de las líneas de transmisión TL1, TL2, TL3, TL5, TL6, TL7.
<b>Líneas de conexión con la resistencia concentrada</b>			
$w_A$	2	mm	Ancho de las líneas de transmisión TL2 y TL5
$L_R$	5,324	mm	Longitud de las líneas verticales TL2 y TL5
$L_B$	2	mm	Longitud de la resistencia

La Figura 2.5 muestra los parámetros de transmisión desde el puerto 1 hacia los puertos 2 y 3 respectivamente, donde se aprecia que los mismos tienen igual magnitud ( $-3,22$  dB) a la frecuencia de operación.



**Figura 2.5** Magnitud de los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{31}$ . Las curvas se encuentran superpuestas.

Para poder observar el valor de la adaptación el puerto 1, se analiza el parámetro  $S_{11}$  del divisor de potencia el cual se indica en la Figura 2.6.



**Figura 2.6** Parámetro  $S_{11}$  del divisor de potencia.

Con la gráfica del parámetro  $S_{11}$  se aprecia que el divisor de potencia presenta un acoplamiento de  $-32$  dB a una frecuencia de 1 GHz en el puerto 1.

Una vez diseñado el divisor, la herramienta *generate layout* permite visualizar la estructura del componente la cual se presenta en la Figura 2.7.



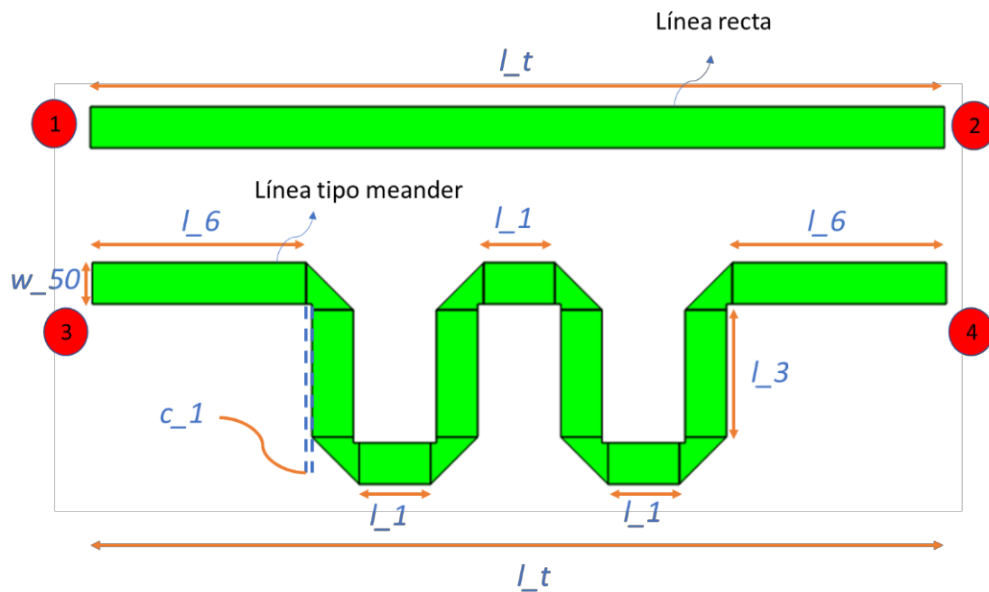
Figura 2.7 Layout del diseño del divisor de potencia Wilkinson.

## 2.2 DISEÑO DE LA RED DESFASADORA

La red desfasadora se basa en la diferencia de longitud eléctrica entre dos líneas *microstrip* que se conectarán a las salidas del divisor de potencia tipo Wilkinson presentado en la sección anterior.

La Figura 2.8 muestra el esquema de las dos líneas que conforman la red desfasadora con sus respectivas dimensiones. La primera línea (parte superior de la figura) es un segmento recto de una línea *microstrip* y la segunda (parte inferior de la figura) es también una línea *microstrip* del tipo *meander* (serpenteada) la cual, al ser más extensa en longitud introducirá la diferencia de fase deseada ( $90^\circ$  a la frecuencia de operación) con respecto a la línea *microstrip* recta. Ambas líneas son diseñadas con una impedancia característica  $50 \Omega$  y por lo tanto tienen un ancho de línea dado en la Tabla 2.2 de  $w_{50} = 2,89$  mm.

La línea tipo *meander* se modela con codos del tipo biselado  $90^\circ$  los cuales mejoran la adaptación de la línea.



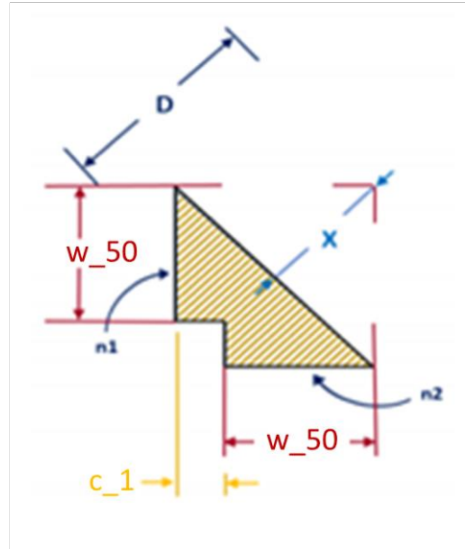
**Figura 2.8** Esquema de las dos líneas que conforman la red desfasadora con sus respectivas dimensiones.

Con el fin de que las dos líneas se puedan construir en un mismo sustrato y que tanto las dos entradas como las dos salidas estén alineadas al borde del sustrato, la ocupación horizontal de las estructuras debe tener la misma longitud. Con ello, únicamente se optimizará la longitud  $l_3$  de la línea *meander* para calibrar el desfase requerido.

La longitud de la línea recta, entonces, está dada por la ecuación (2.1) acorde a la Figura 2.8.

$$l_t = 3 \times l_1 + 2 \times l_6 + 8 \times c_1 + 4 \times w_{50} \quad (2.1)$$

Para facilidad de construcción y sobretodo para facilidad en el momento de soldar los conectores SMA, las líneas de entrada y salida de la estructura *meander* tienen una longitud  $l_6 = 15$  mm. Los segmentos de línea con longitud  $l_1$  tienen 5 mm de largo. Para determinar la longitud de las pequeñas secciones introducidas por los codos biselados  $90^\circ$  se recurre a la estructura de éstos dada por Keysight® ADS la cual se aprecia en la Figura 2.9.



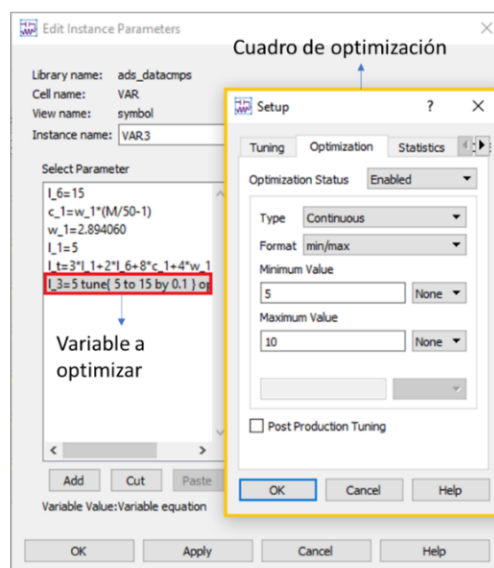
**Figura 2.9** Diagrama del componente codo biselado 90° de Keysight® ADS [13].

Para el cálculo de la dimensión  $c_1$ , Keysight® ADS presenta dos ecuaciones [16]: la ecuación (2.2) en la cual se determina el valor de una variable  $M$  y la ecuación (2.3) la cual determina en sí el valor de la dimensión  $c_1$ .

$$M = 52 + 65 \left( e^{-1,35 \frac{w_50}{h}} \right) \quad (2.2)$$

$$c_1 = w_50 \left[ \frac{M}{50} - 1 \right] \quad (2.3)$$

La Figura 2.10 muestra el cuadro de optimización de variables. Como se mencionó, se optimizará únicamente la longitud de las líneas verticales de la línea *meander* determinadas por la variable  $l_3$ .



**Figura 2.10** Cuadro de optimización de variables.

Cuando ya se detalla la variable que se optimizará, se establece un objetivo a alcanzar. En este caso, se restarán las fases de los parámetros  $S_{43}$  (longitud eléctrica de la línea *meander*) con el  $S_{21}$  (longitud eléctrica de la línea recta) con la intención de que exista una diferencia de  $90^\circ$  entre ellas. Ya que el trabajo con valores numéricos de fase es cíclico, es conveniente utilizar la función coseno para establecer un objetivo de optimización. Para ello entonces, se establece como *Goal* que el coseno de la diferencia de fases sea 0 (esto es una diferencia de fase de  $90^\circ$  o de  $-270^\circ$ ).

La Figura 2.11 muestra el resultado de la función *Goal* obtenido luego del proceso de optimización. De igual manera, la Figura 2.12 muestra el control de optimización que ha trabajado con la variable  $L_3$  la cual tiene un valor aproximado de 8,91 mm.

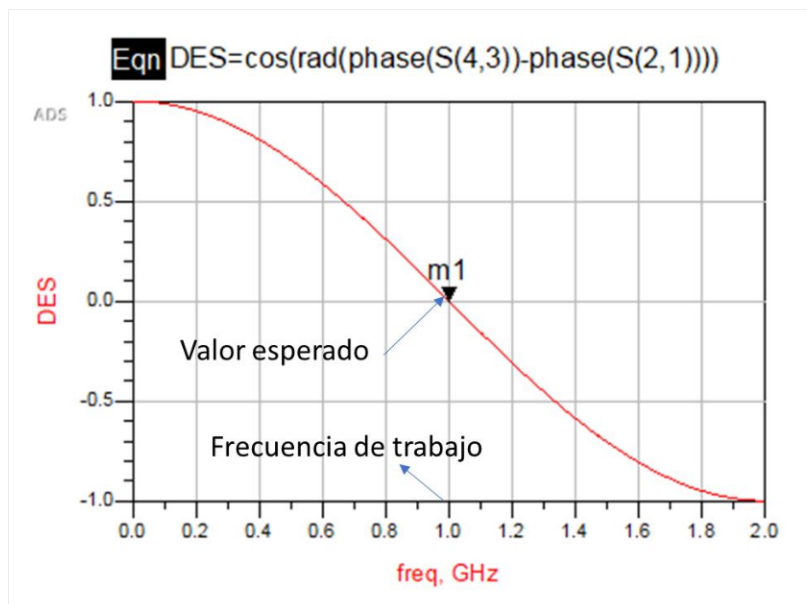


Figura 2.11 Curva de la ecuación optimizada.

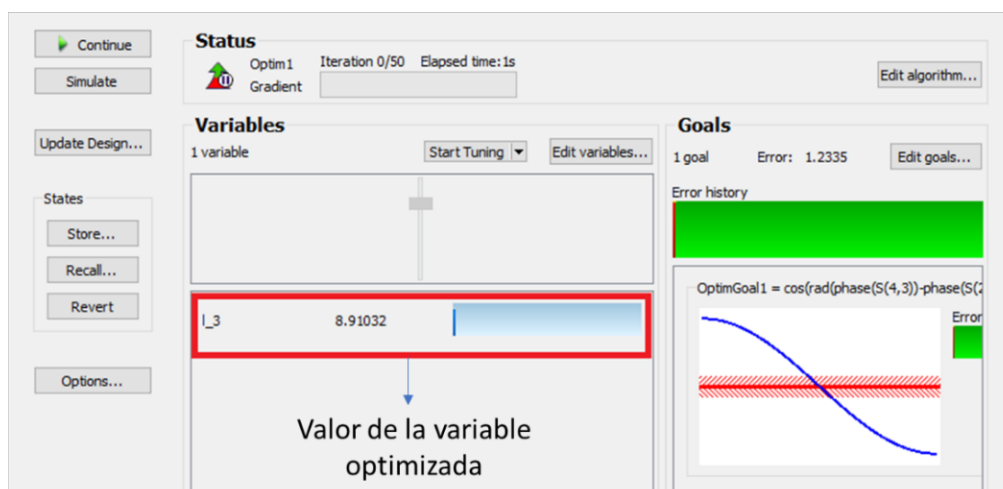
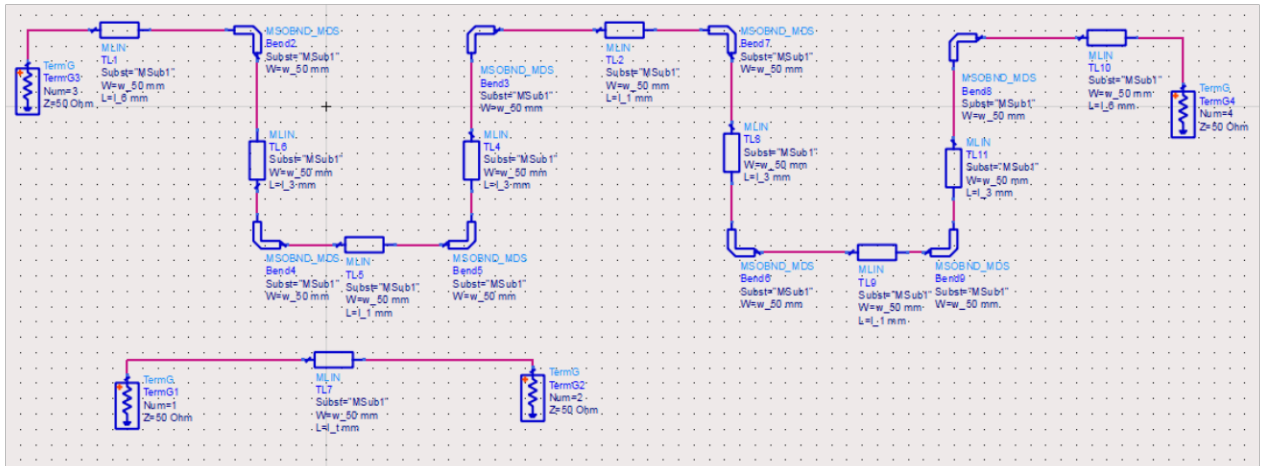


Figura 2.12 Valor optimizado de la variable  $L_3$ .

La Figura 2.13 muestra el circuito esquemático diseñado para la simulación de la red desfasadora utilizando los valores de las variables listadas en la Tabla 2.3.



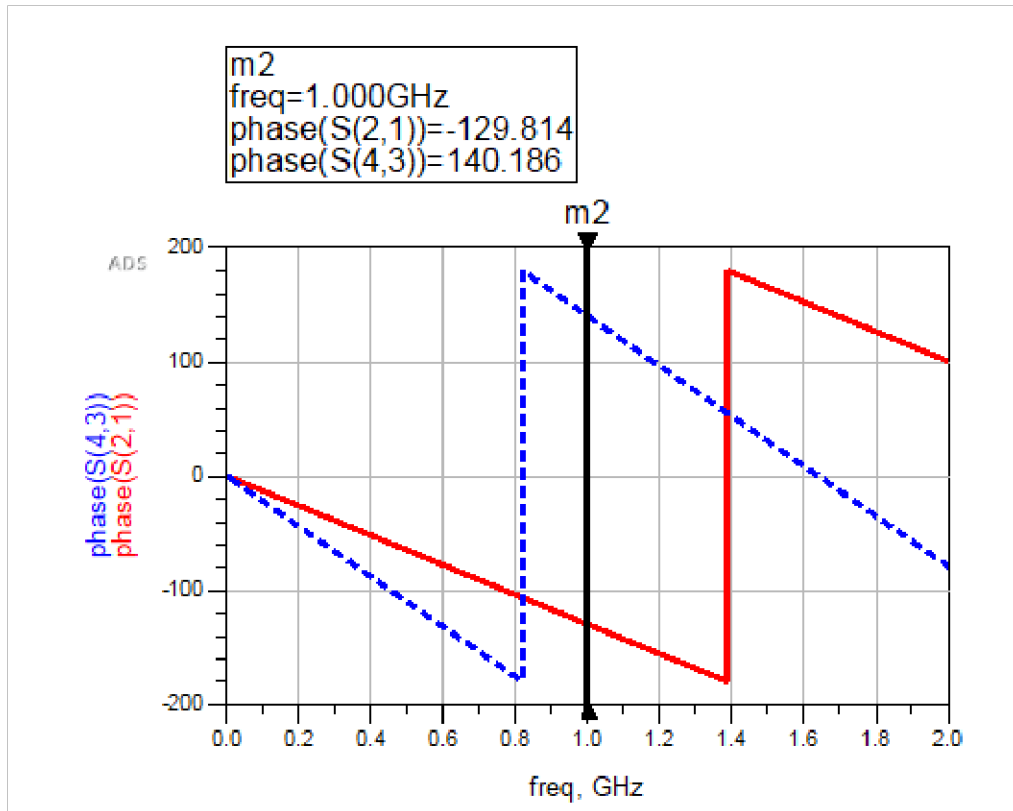
**Figura 2.13** Esquemático diseñado en Keysight® ADS para la red desfasadora.

**Tabla 2.3** Valores para el diseño de la red desfasadora a 1 GHz.

Parámetro	Valor	Unidad	Descripción
$l_1$	5	mm	Longitud de las líneas horizontales TL2, TL5 y TL9
$l_6$	15	mm	Longitud de las líneas horizontales TL1 y TL10
$l_3$	8,91	mm	Longitud de las líneas verticales TL4, TL6, TL8, TL11
$w_{50}$	2,89	mm	Ancho de todas las líneas
$c_1$	0,56	mm	Longitud de la sección de línea introducida por los codos biselados 90°
$l_t$	59,88	mm	Longitud horizontal total

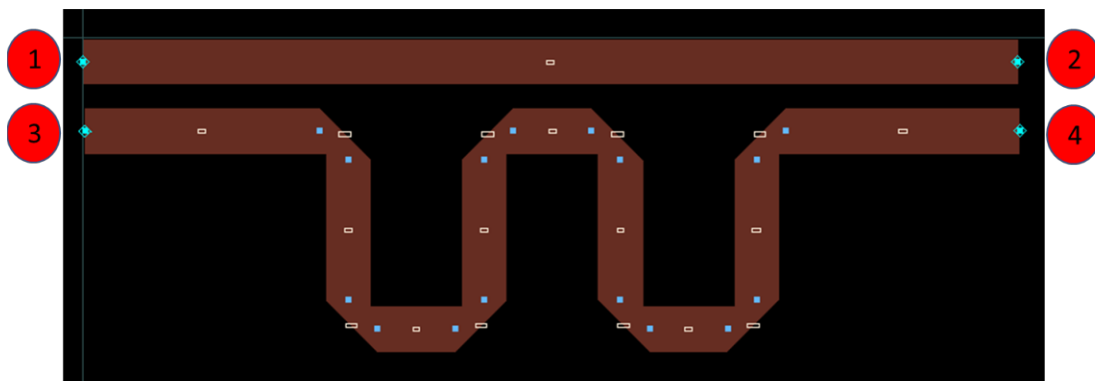
Para analizar los resultados se mide la diferencia de fase entre los parámetros  $S_{43}$  y  $S_{21}$  a una frecuencia de 1 GHz para corroborar que funcione de acuerdo con lo esperado. El resultado se observa en la Figura 2.14. Se verifica que efectivamente existe un desfase de 90° entre las líneas.





**Figura 2.14** Diferencia de fases entre  $S_{43}$  y  $S_{21}$  de la red desfasadora.

La Figura 2.15 muestra *layout* del diseño de la red desfasadora. Se comprueba que tanto la línea recta como la *meander* tienen ambas una longitud horizontal de aproximadamente 5,98 cm.



**Figura 2.15** *Layout* de la red desfasadora.

## 2.3 DISEÑO DE LA PATCH CUADRADA

El diseño de una antena *patch* parte de las siguientes premisas:

- $\epsilon_r$ , constante dieléctrica del sustrato
- $f_o$ , frecuencia de resonancia
- $h$ , espesor del sustrato

La meta del diseño teórico es determinar  $w$ , el ancho de la *patch* (ecuación (2.4)), y  $l$ , la longitud de la *patch* (ecuaciones (2.5)- (2.7)).

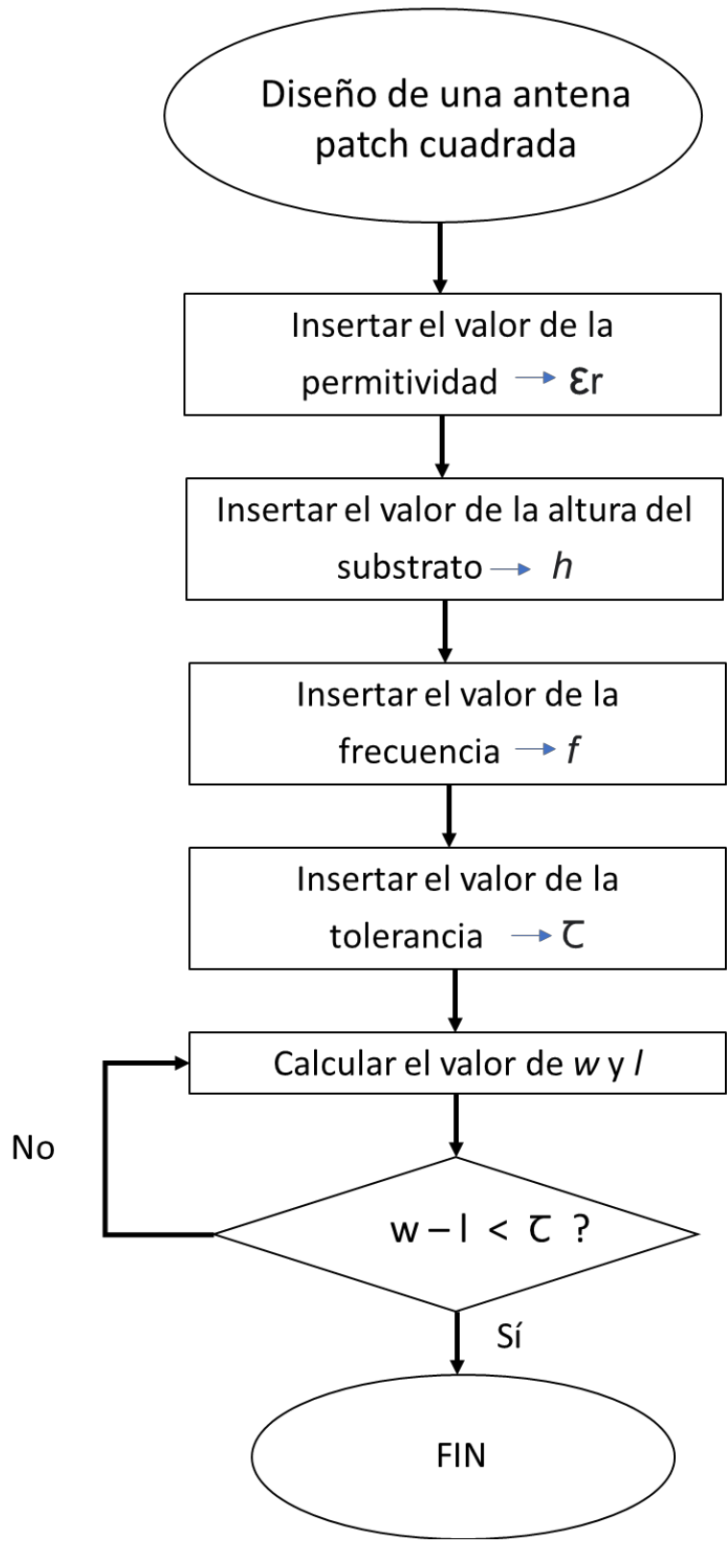
$$w = \frac{c_0}{2f_o} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.4)$$

$$\epsilon_{r,\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.5)$$

$$\frac{\Delta l}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{r,\text{eff}} + 0,3) \frac{w}{h} + 0,262}{(\epsilon_{r,\text{eff}} - 0,258) \frac{w}{h} + 0,813} \quad (2.6)$$

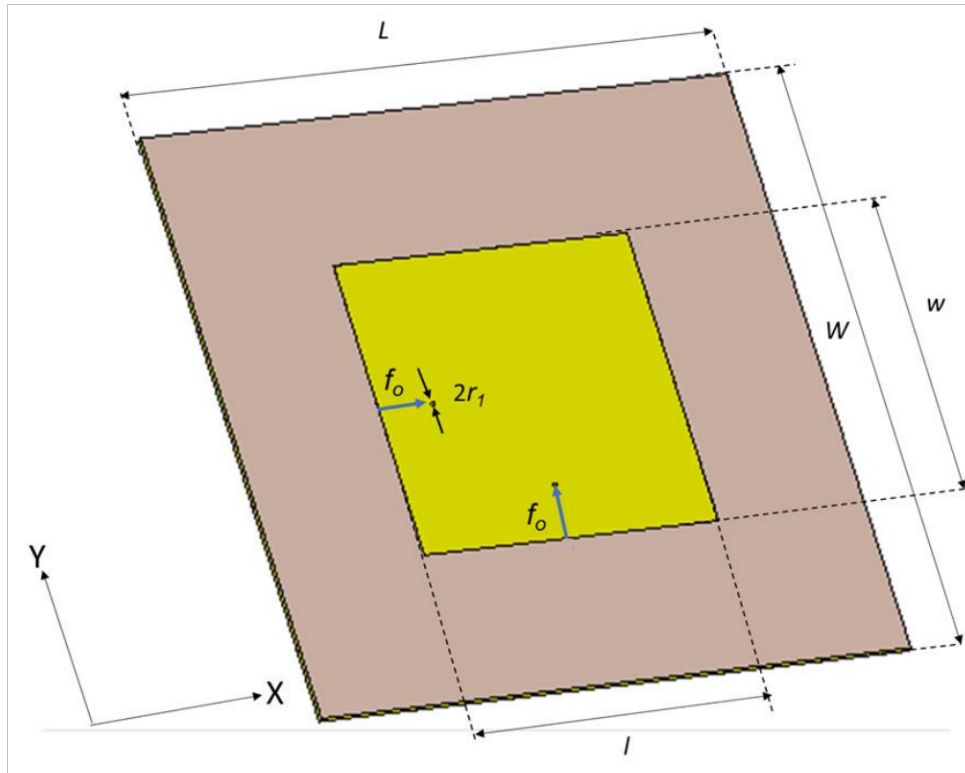
$$l = \frac{c_0}{2f_o \sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}} - 2\Delta l \quad (2.7)$$

El diseño de la antena *patch* cuadrada se basa en el proceso iterativo cuyo diagrama de flujo se presenta en la Figura 2.16.

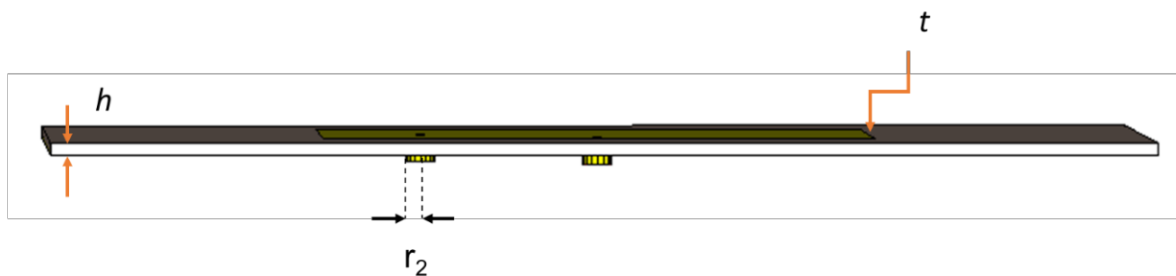


**Figura 2.16** Diagrama de flujo del proceso iterativo implementado para el diseño de la *patch* cuadrada

Se necesitan 4 iteraciones del algoritmo para obtener una estructura de antena en donde  $w \approx l = 71$  mm (dentro de una tolerancia  $\tau = 0,002$  mm) La Figura 2.17 muestra la estructura de la antena modelada en la herramienta de simulación CST Studio Suite.



a)



b)

**Figura 2.17** Antena *patch* cuadrada implementada en CST Studio Suite. Espesor del sustrato:  $h = 1,5$  mm; espesor de la capa de cobre:  $t = 17$   $\mu\text{m}$ ; tamaño de la placa de sustrato:  $W \times L = 142$  mm  $\times$  142 mm; punto de alimentación coaxial simétricamente posicionado en  $w$  y  $l$ , respectivamente:  $f_0 = 13$  mm; diámetro del conductor interno de la línea coaxial (50  $\Omega$ ):  $2r_1 = 1$  mm; diámetro del dieléctrico de la línea coaxial (50  $\Omega$ ):  $2r_2 = 3,334$  mm. a) Vista frontal b) Vista lateral.

Para calcular el valor del punto de alimentación en la antena primero se necesita calcular la conductancia de la ranura radiante (de longitud  $w$ , que se forma entre la estructura parche y el plano de masa) de acuerdo con la ecuación (2.8).

$$G_1 = \frac{1}{90} \left( \frac{w}{\lambda_0} \right)^2 \quad (2.8)$$

Con el valor de la conductancia se calcula la resistencia de borde de la *patch* siguiendo la ecuación (2.9).

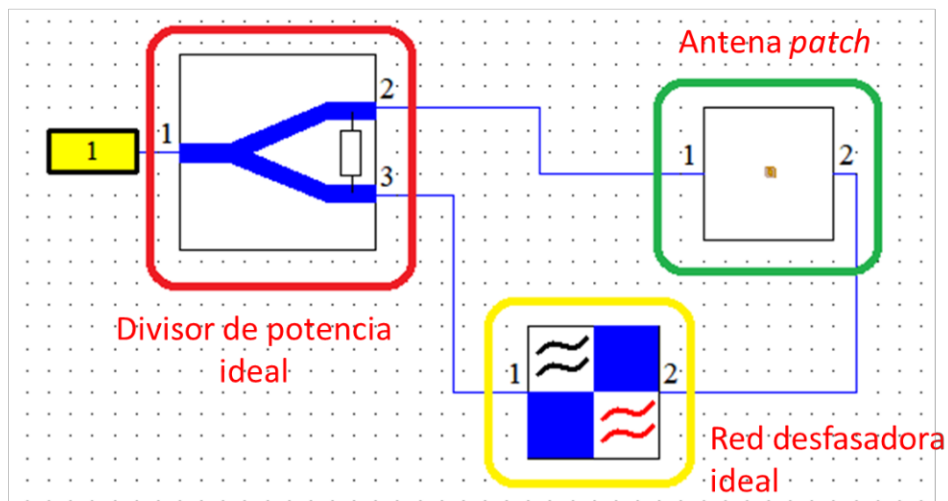
$$R_{in}(y = 0) = \frac{1}{2G_1} \quad (2.9)$$

Finalmente, para encontrar el punto de conexión en la antena, se utiliza el valor de la resistencia de borde de la *patch* en la ecuación (2.10).

$$R_{in}(y = f_0) = R_{in}(y = 0) \cos^2 \left( \frac{\pi}{l} f_0 \right) \quad (2.10)$$

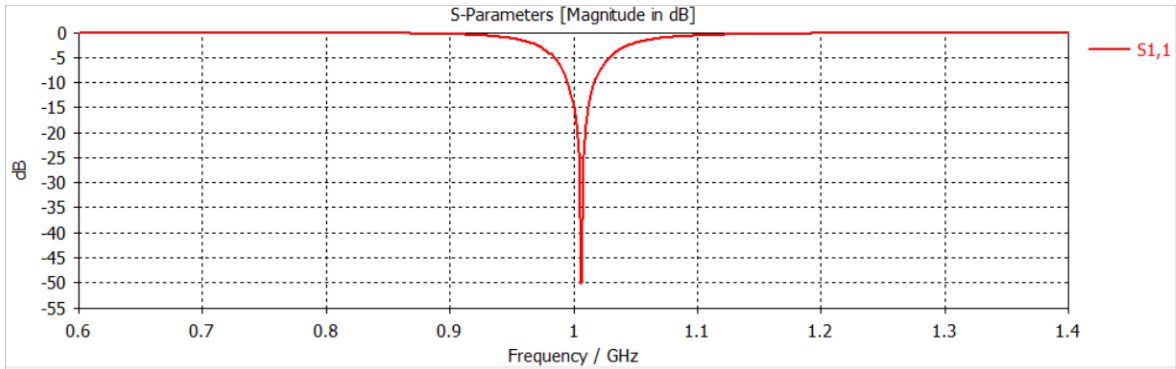
De estos cálculos se obtiene un punto de alimentación a  $f_0 = 13$  mm para una impedancia  $R_{in}(y = f_0) = 50 \Omega$ , respectivamente para cada punto de alimentación coaxial.

La alimentación general de la antena se realiza en dos escenarios: el primero contempla un desfase de  $90^\circ$  entre alimentaciones y el segundo, alimentaciones sin desfase. Para la simulación de este proceso se utiliza la herramienta circuital del simulador (*schematic*) la que se puede visualizar en la Figura 2.18.

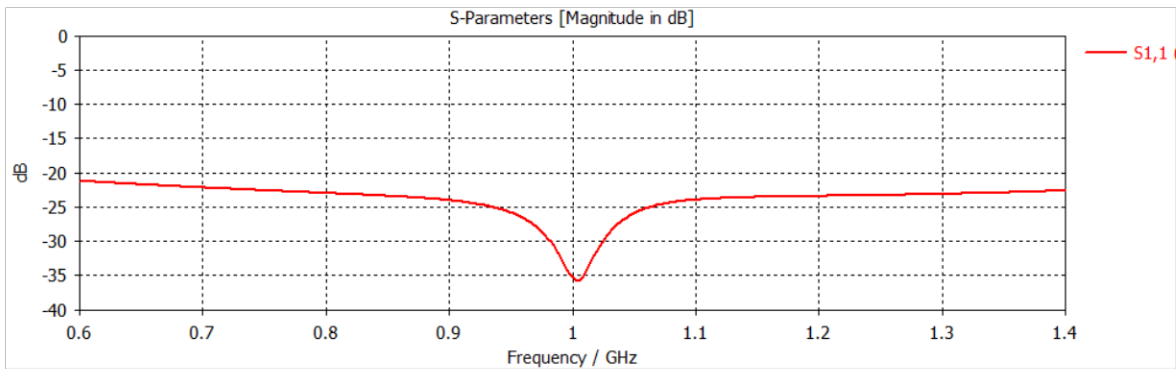


**Figura 2.18** Ventana de simulación circuital (*schematic*) de la herramienta CST Studio Suite.

La Figura 2.19 muestra los parámetros  $S_{11}$  de la simulación de la antena obtenidos para cada uno de los escenarios: con desfase de  $90^\circ$  entre las alimentaciones coaxiales y sin desfase entre las alimentaciones coaxiales. Asimismo, la Figura 2.20 muestra los diagramas de radiación de la antena obtenidos en simulación para cada uno de los escenarios mencionados.

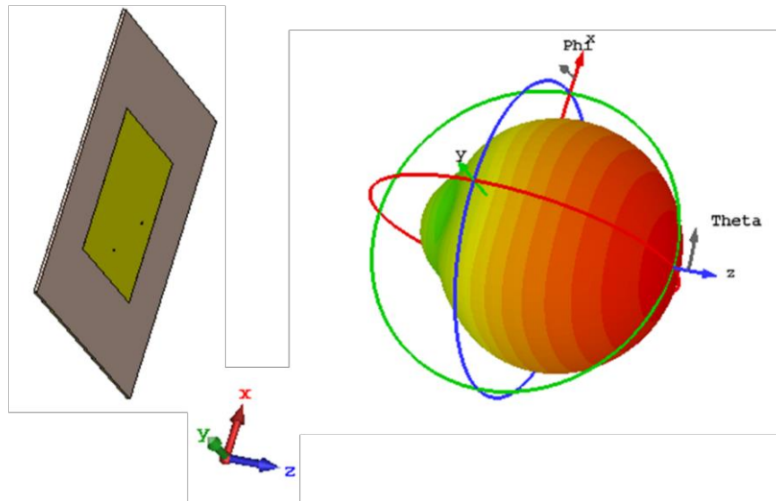


a)

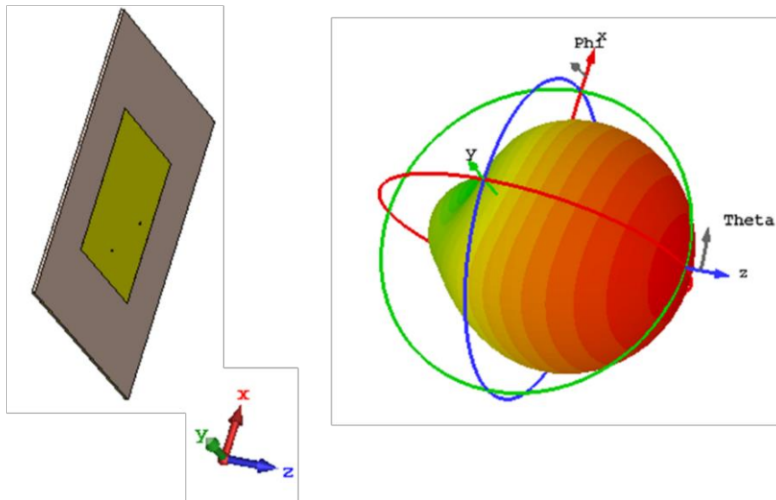


b)

**Figura 2.19** Parámetro  $S_{11}$  de la antena a) sin desfase b) con desfase de  $90^\circ$ .



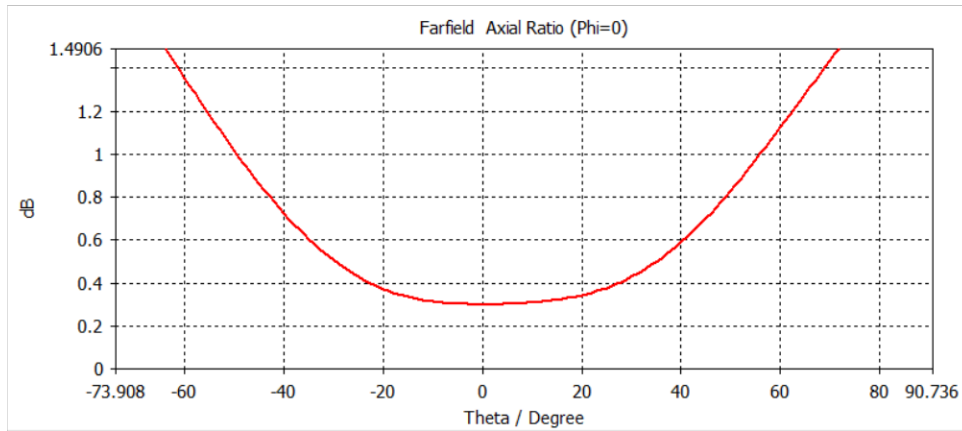
a)



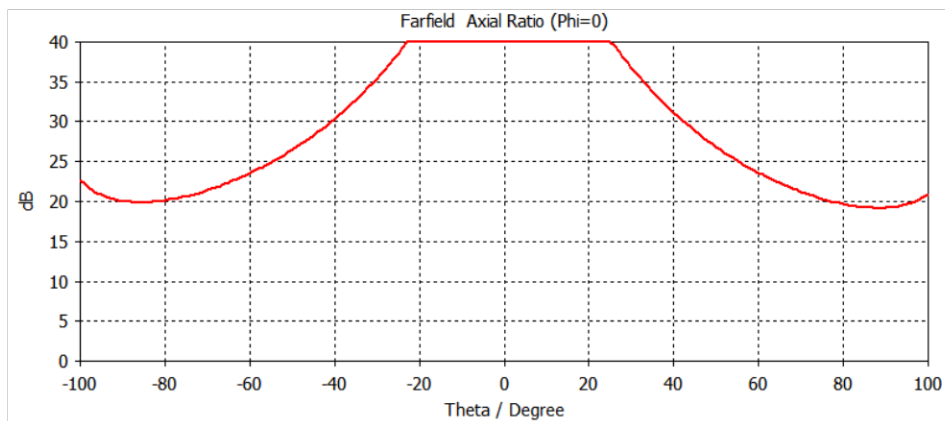
b)

**Figura 2.20** Diagrama de radiación de la antena a) Con desfase de  $90^\circ$  entre las alimentaciones coaxiales b) Sin desfase entre las alimentaciones coaxiales.

Al analizar ambos diagramas de radiación se observa de manera cualitativa que el máximo de la radiación se encuentra dirigido hacia el eje Z. Para el análisis de polarización se analiza la relación axial en cada uno de los escenarios. La Figura 2.21 muestra la relación axial tanto para el caso de alimentación en fase como para el caso de alimentación con desfase de  $90^\circ$ . Se puede apreciar que en la dirección de propagación +Z, la relación axial, cuando la diferencia de fase es 0, es infinita, mientras que para cuando la diferencia de fase entre alimentaciones es  $90^\circ$ , la relación axial toma un valor de 0,35 dB.



a)

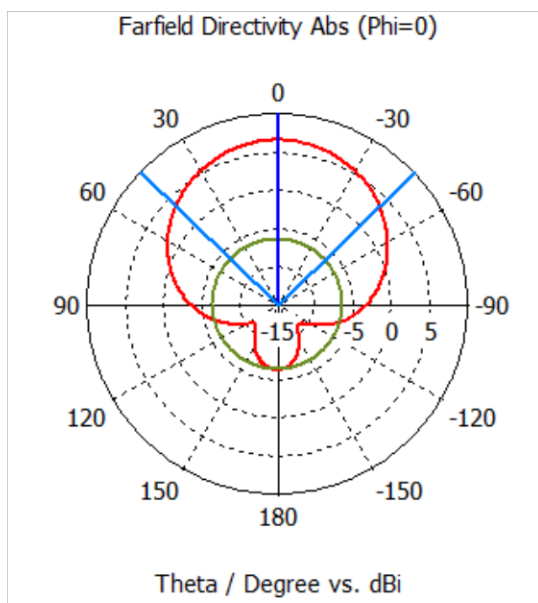


b)

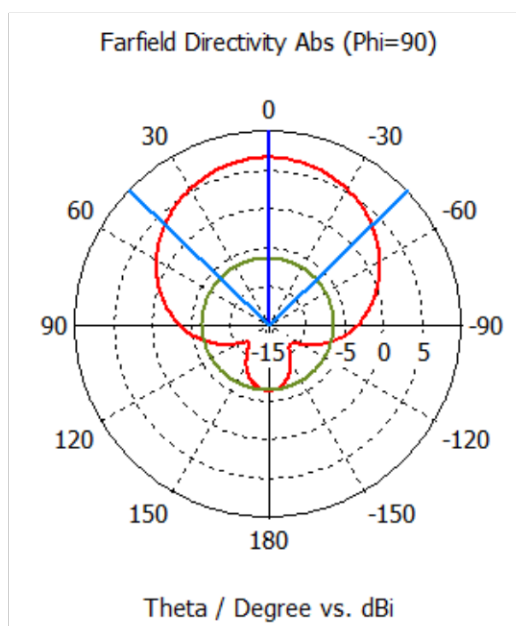
**Figura 2.21** Relación Axial de la antena a) Para el caso de alimentación con desfase. b) Para el caso de alimentación sin desfase.

La Figura 2.22 muestra los planos horizontal y vertical obtenidos de los diagramas de radiación para ambos escenarios de alimentación. Cabe acotar que, en el caso de polarización circular (alimentación con desfase  $90^\circ$ ) no tiene sentido hablar de plano E o plano H. Nótese que la designación de plano vertical y horizontal está dada por la posición de la antena mostrada en la Figura 2.17. Para ambos casos se aprecia que la máxima directividad simulada es de 6,53 dBi.

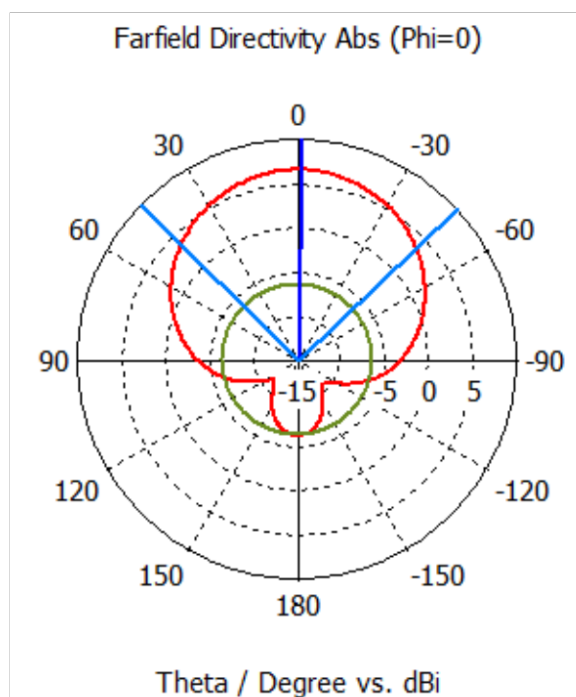




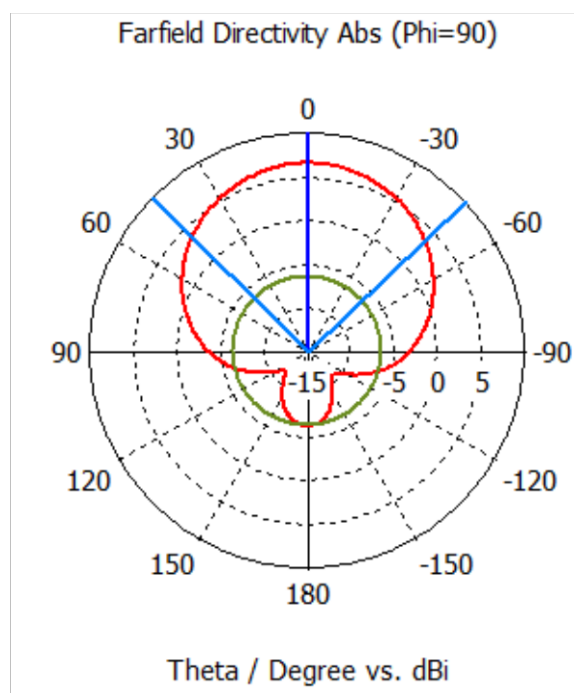
a)



b)



c)



d)

**Figura 2.22** Diagrama de radiación a 1 GHz para antena *patch* a) Plano XZ de la antena con desfase de 90° b) Plano YZ de la antena con desfase de 90° c) Plano XZ de la antena sin desfase d) Plano YZ de la antena sin desfase.

### 3 RESULTADOS Y DISCUSIÓN

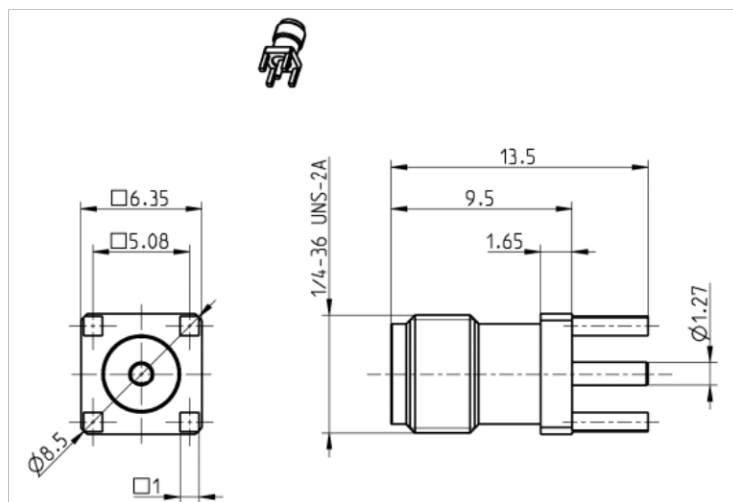
Esta sección presenta los resultados obtenidos en la implementación de cada uno de los elementos diseñados en el capítulo anterior.

Uno de los equipos fundamentales para la implementación de la antena es la estación de soldadura. La Figura 3.1 muestra una foto de la estación de soldadura la cual ha sido configurada tanto para soldadura por contacto (para conectores) como para soldadura por aire caliente (para dispositivos SMD). La temperatura seleccionada para los procesos de soldadura es de 382°C. Este valor es tomado basado en la experiencia al trabajar con pasta para soldadura de elementos SMD. Las características de esta estación se presentan en el ANEXO B.



**Figura 3.1** Estación de soldadura utilizada para la conectorización de las placas.

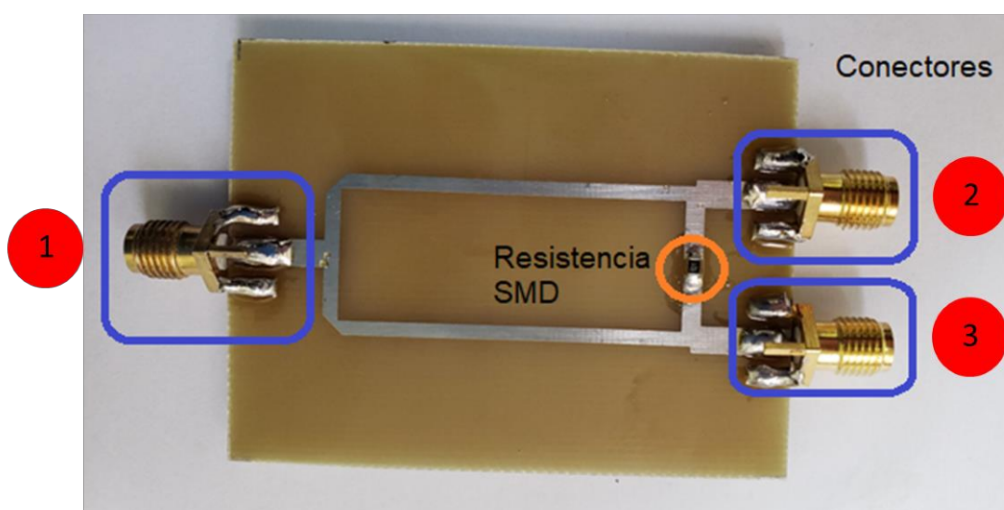
La Figura 3.2 muestra las dimensiones de un conector SMA. Estos conectores se utilizan en los componentes diseñados para permitir un acceso coaxial a los mismos. Las características del conector se pueden ver en *datasheet* del ANEXO C.



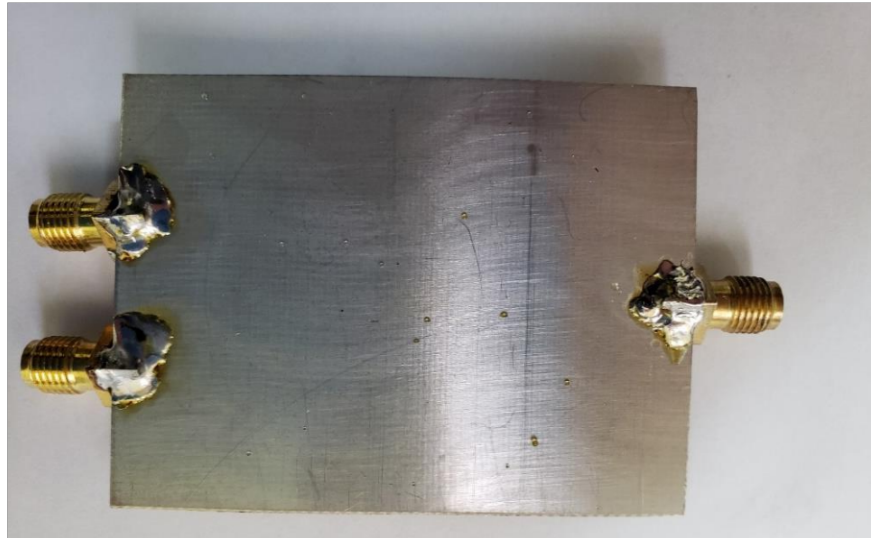
**Figura 3.2** Dimensiones de un conector SMA [14].

### 3.1 IMPLEMENTACIÓN DEL DIVISOR DE POTENCIA WILKINSON

En primer lugar, se procede a corroer el cobre de un solo lado del sustrato FR-4 para dejar el *layout* correspondiente al divisor de potencia Wilkinson previamente diseñado en la sección 2.1. De esta manera, se implementan las líneas *microstrip* y se colocan los conectores y la resistencia SMD que fue previamente elegida en la Tabla 2.1. La Figura 3.3 muestra fotografías del divisor de potencia Wilkinson implementado.



a)

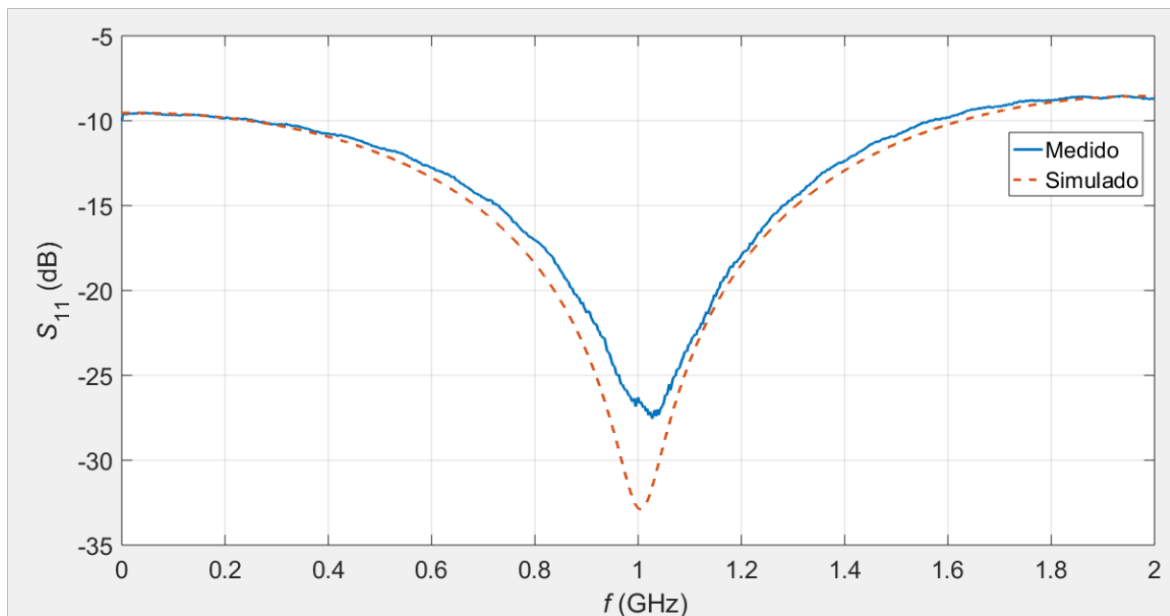


b)

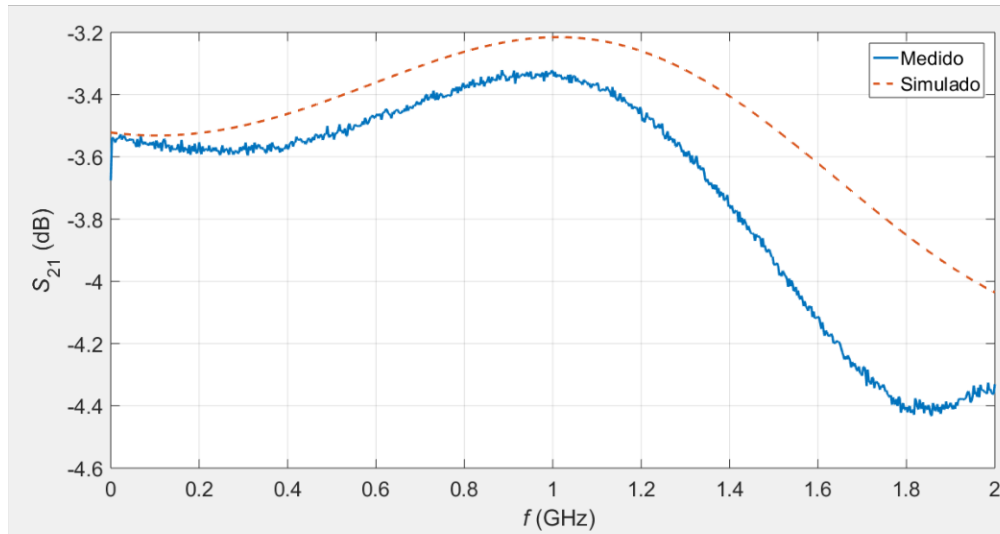
**Figura 3.3** Divisor de potencia con conectores SMA soldados y con resistencia SMD.

a) Vista anterior b) Vista posterior.

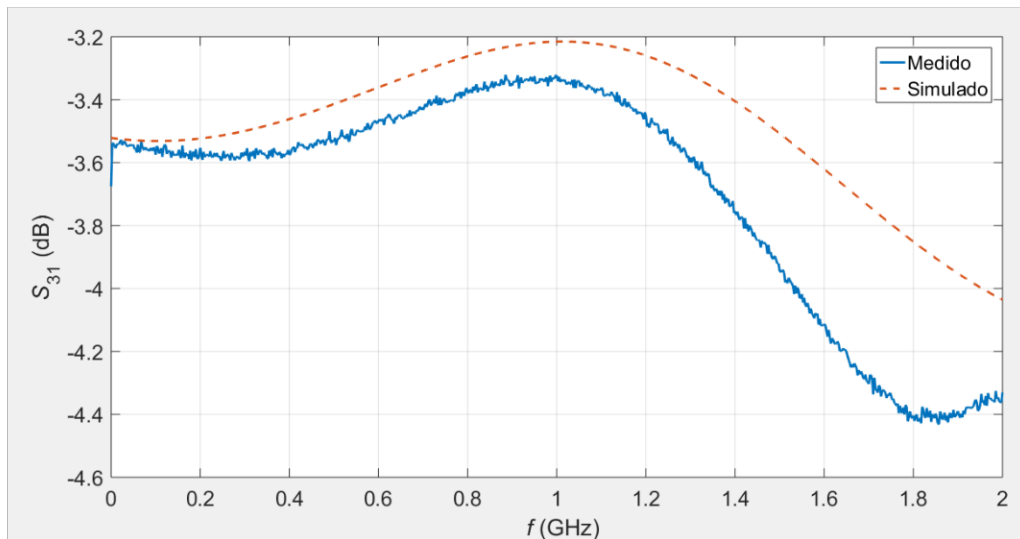
La Figura 3.4 muestra una comparación entre los parámetros  $S$  obtenidos mediante simulación y medición.



a)



b)



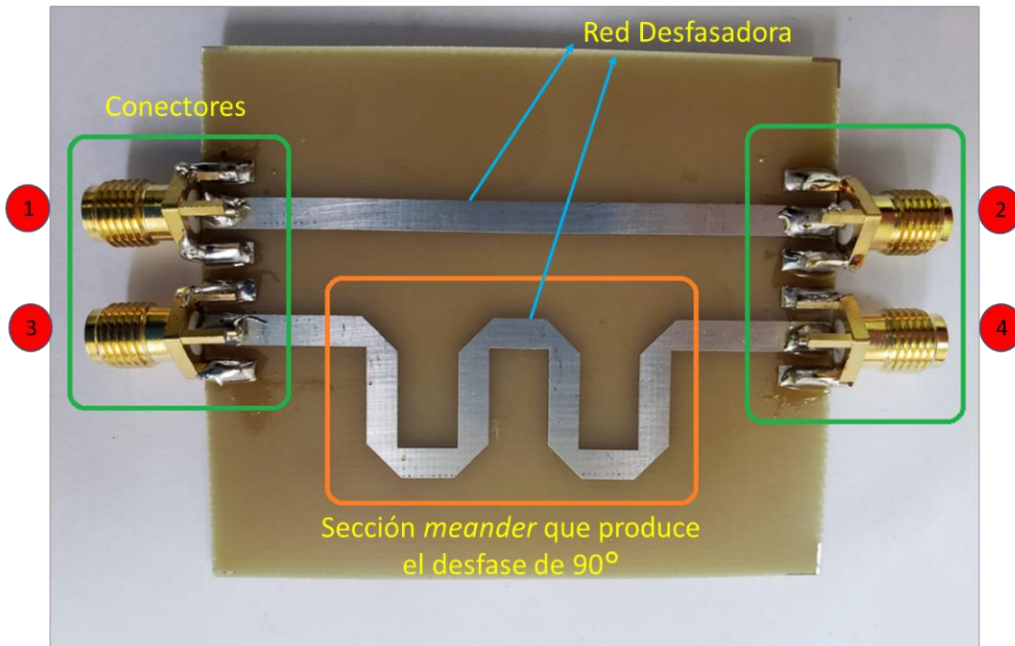
c)

**Figura 3.4** Comparación de la curva obtenida en el analizador de red y la obtenida mediante la simulación en *Keysight® ADS* a) Parámetro  $S_{11}$  b) Parámetro  $S_{21}$  c) Parámetro  $S_{31}$ .

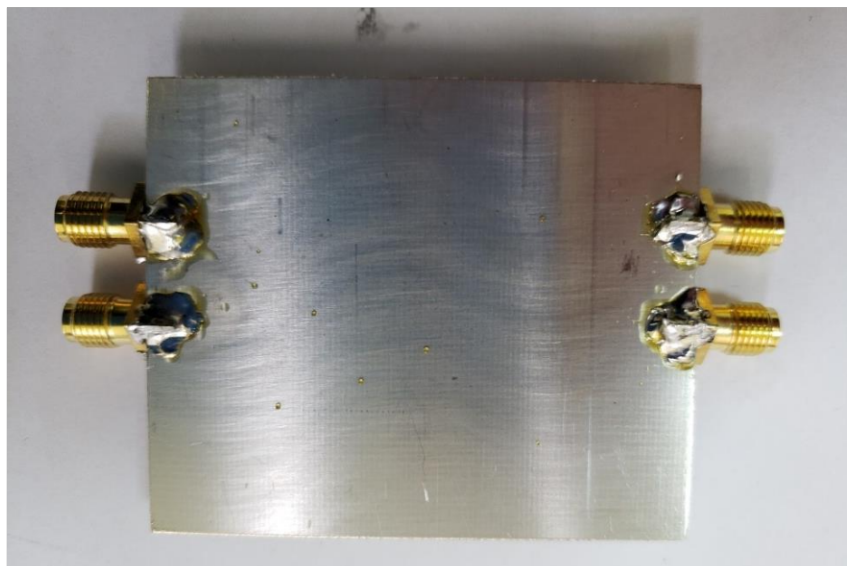
Como se observa en ambos casos, las curvas obtenidas mediante el analizador de red son similares a las generadas mediante el simulador. A la frecuencia de operación deseada de 1 GHz el valor de la magnitud del parámetro  $S_{11}$  es resonante y se encuentra por debajo de los  $-25$  dB. Asimismo, la magnitud de los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{31}$  es de aproximadamente  $-3$  dB. Estos validan de una manera cuantitativa la operación del divisor de potencia Wilkinson diseñado.

### 3.2 IMPLEMENTACIÓN DE LA RED DESFASADORA

La Figura 3.5 muestra una foto de la red desfasadora construida. Para esta implementación se realiza el mismo proceso utilizado en la construcción del divisor de potencia Wilkinson, es decir, se corroe el cobre de un lado del sustrato FR-4 para obtener el *layout* según el diseño planteado en la sección 2.2.



a)

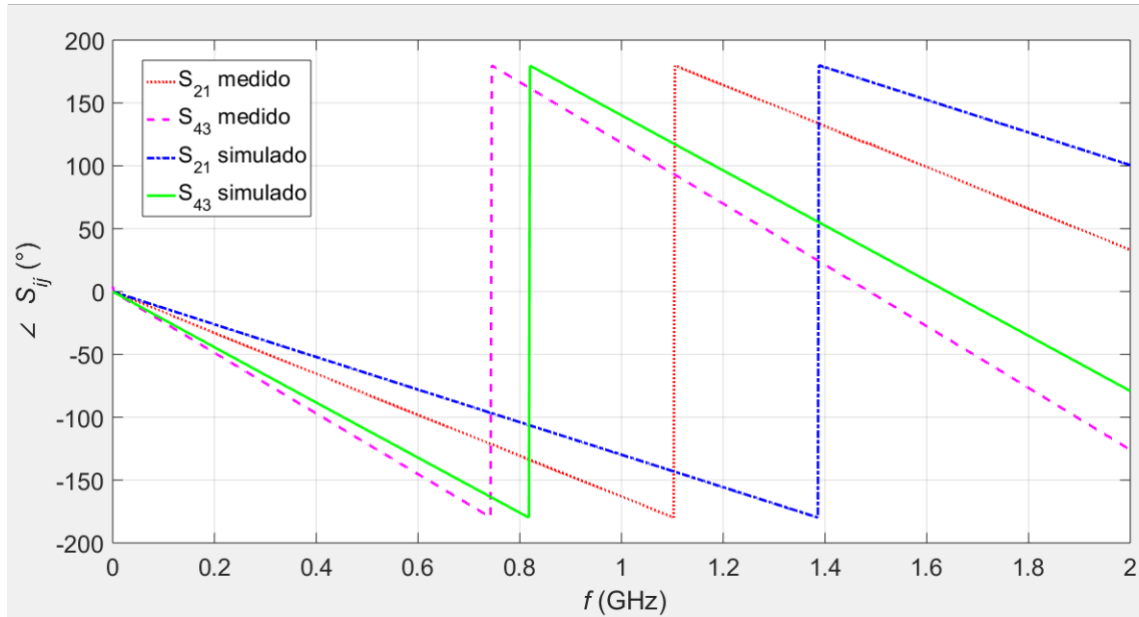


b)

**Figura 3.5** Red desfasadora construida sobre sustrato FR-4

a) Vista anterior b) Vista posterior.

La Figura 3.6 muestra una comparación entre las longitudes eléctricas medidas y simuladas de las secciones de línea de transmisión que conforman la red desfasadora expresadas como la fase de los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{43}$ , respectivamente.



**Figura 3.6** Comparación de la diferencia de fases del parámetro  $S_{43}$  y  $S_{21}$ , de lo obtenido en el analizador de redes y lo simulado en Keysight® ADS.

Nótese que, tanto para la sección de línea recta como para la sección de línea *meander*, la longitud eléctrica de la estructura construida, a la frecuencia de 1 GHz, es un poco mayor a la simulada. Esto se debe a que las mediciones incluyen la longitud eléctrica adicional de los conectores SMA. Exactamente la longitud eléctrica por cada conector corresponde a una longitud mecánica de 9,5 mm que es la sección coaxial del conector (ver Figura 3.2) cuyo dieléctrico se conoce que es PTFE con una permitividad relativa de 2,1. La longitud de onda guiada a 1 GHz en este medio coaxial resulta  $\lambda_g = 300 \text{ mm} / \sqrt{2,1} = 207,02 \text{ mm}$  con lo que la longitud eléctrica introducida será  $\theta = (9,5 \text{ mm} / 207,02 \text{ mm}) \times 360^\circ = 16,52^\circ$  por cada conector, esto corresponde aproximadamente a  $33^\circ$  de incremento de fase en cada sección de línea de transmisión.

Ahora, al analizar la diferencia de fase medida entre la línea recta y la línea *meander* se observa que el valor efectivo realizado es de  $78^\circ$ . Este valor corresponde a un error relativo porcentual del 13,33% respecto a lo deseado. Este error puede deberse a diferentes factores tales como imprecisiones en la fabricación de la placa, imprecisión en la información de la permitividad relativa del substrato o variación de la permitividad relativa en una misma placa de substrato, es decir, substrato no homogéneo no isotrópico. Nótese que los  $12^\circ$  de longitud eléctrica de error absoluto corresponden aproximadamente a una

longitud física de línea *microstrip* recta de 3,7 mm<sup>1</sup>, asumiendo una permitividad relativa de 4,3.<sup>2</sup>

### 3.3 IMPLEMENTACIÓN DE LA ANTENA *PATCH*

Para la implementación de la antena *patch*, se procede de manera similar que en la implementación de los componentes de microondas antes descritos, es decir, se realiza un proceso de corrosión para definir la estructura parche en una cara del sustrato mientras la otra cara mantiene la capa de cobre realizando el plano de masa de la antena *microstrip*.

La conexión coaxial a la estructura parche de la antena se realiza con conectores SMA adecuados para la interconectividad. La Figura 3.7 muestra una fotografía de los conectores los cuales han sido modificados eliminando los cuatro soportes de su estructura de sujeción.



**Figura 3.7** Conectores SMA modificados para interconexión con la estructura de la antena.

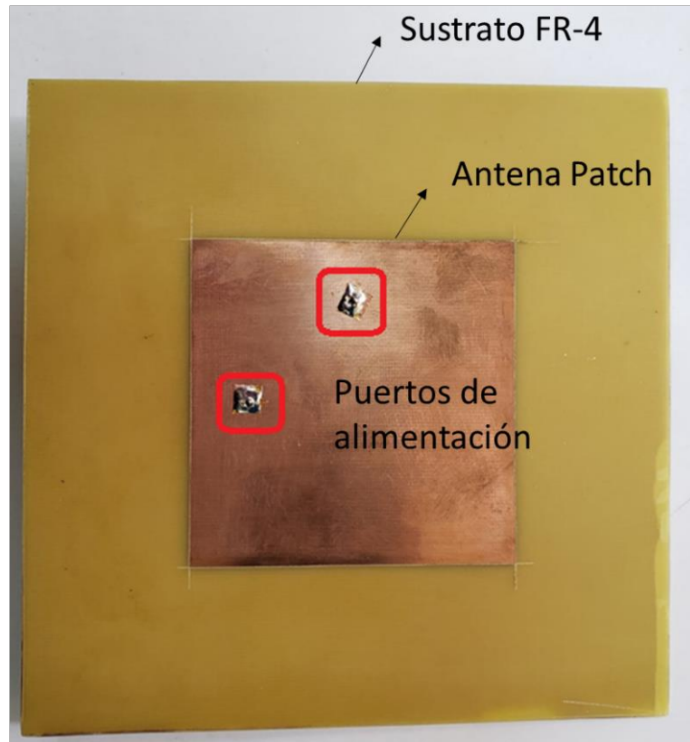
La Figura 3.8 muestra fotografías de las caras anterior y posterior de la antena *patch* en la cual los conectores han sido soldados en los puntos determinados en el diseño respectivo.

---

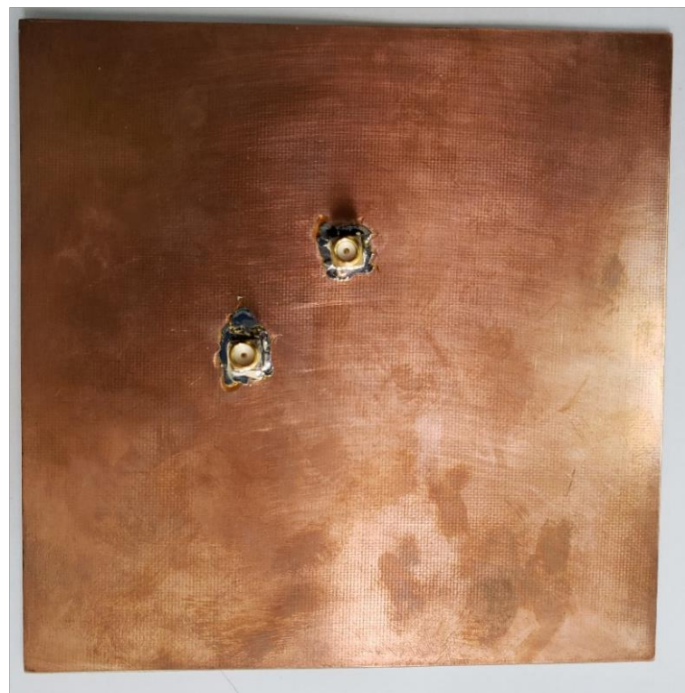
<sup>1</sup> Cálculo realizado con la herramienta LineCalc de Keysight® ADS.

<sup>2</sup> Una corrección de la red desfaseadora para cumplir con los 90° de desfase lamentablemente no fue posible debido a los inconvenientes propios relacionados con la Emergencia Sanitaria. Posteriormente se demuestra mediante simulaciones que, a pesar de este error, la antena sí presenta la polarización requerida.





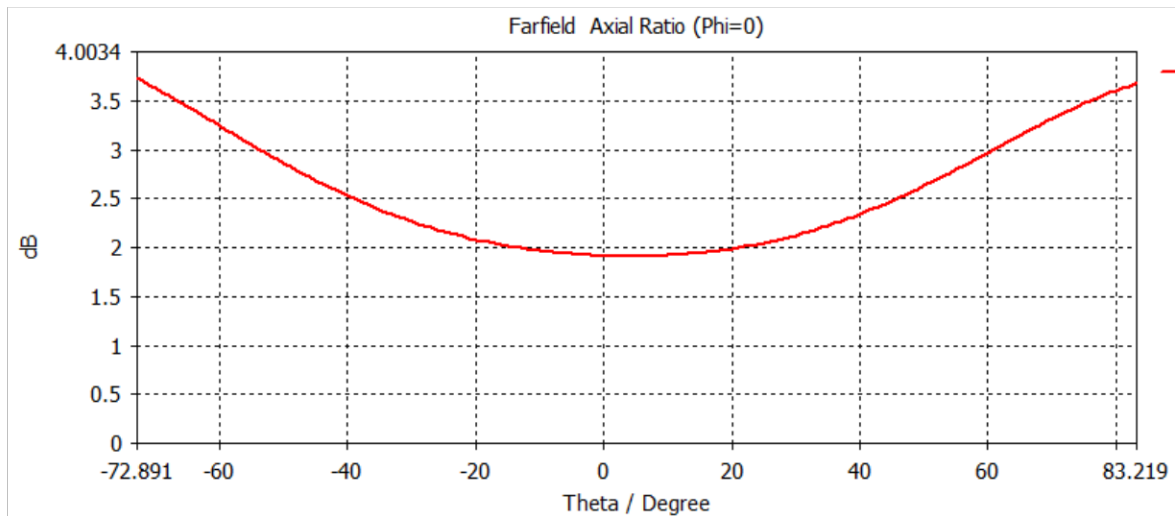
a)



b)

**Figura 3.8** Implementación de la antena *patch* y sus puertos de alimentación a) Vista anterior b) Vista posterior.

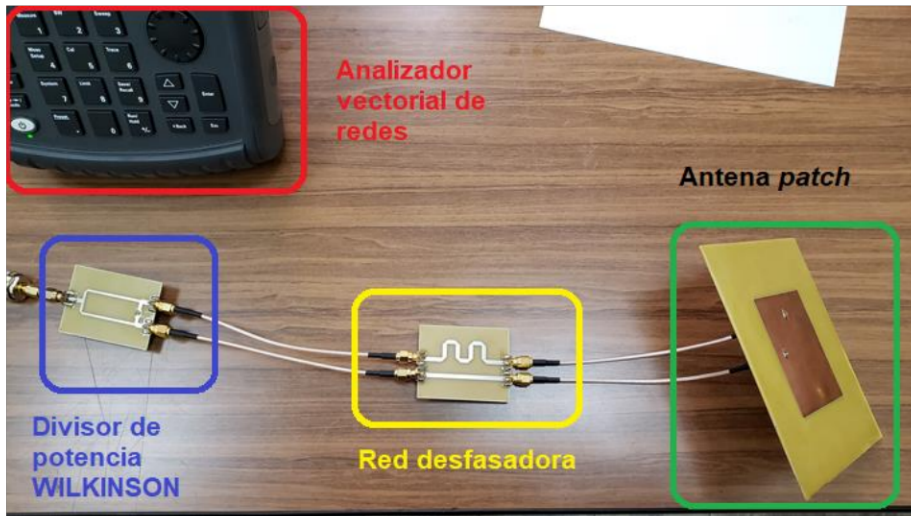
Al analizar los valores obtenidos en la medición de los parámetros S de la red desfasadora, se mencionó que el desfase medido es de  $78^\circ$  y no de  $90^\circ$  para los que estaba diseñada la red. Se procede entonces a simular nuevamente la estructura con un desfase de  $78^\circ$  para observar la relación axial que se obtiene con esta fase. La Figura 3.9 muestra y corrobora que la estructura sí presenta polarización circular toda vez que la relación axial a la frecuencia de operación indica 1,9 dB.



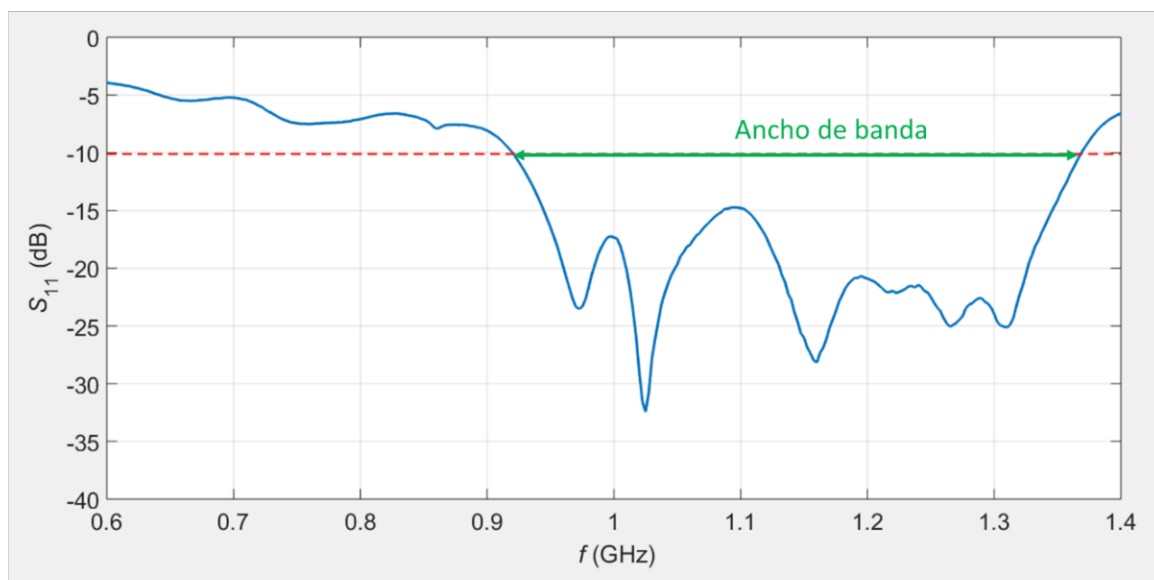
**Figura 3.9** Relación Axial con un desfase de  $78^\circ$ .

### 3.4 MEDICIÓN DE LA ANTENA TURNSTILE CON DESFASE

La Figura 3.10 muestra el *setup* para la realización de la medida de acoplamiento de la estructura alimentada con desfase. Se utiliza un puerto del analizador vectorial de redes (Keysight® FieldFox Microwave Analyzer N9916A) y se conecta en cascada el divisor de potencia, la red desfasadora y la antena. Para la interconexión de los componentes se utilizan cables coaxiales de igual longitud. La Figura 3.11 muestra el parámetro  $S_{11}$  obtenido en la medición de la antena alimentada con los componentes de microonda en cascada mostrados en la Figura 3.10.



**Figura 3.10** *Setup* para medida de acoplamiento de la antena alimentada con red desfasadora.



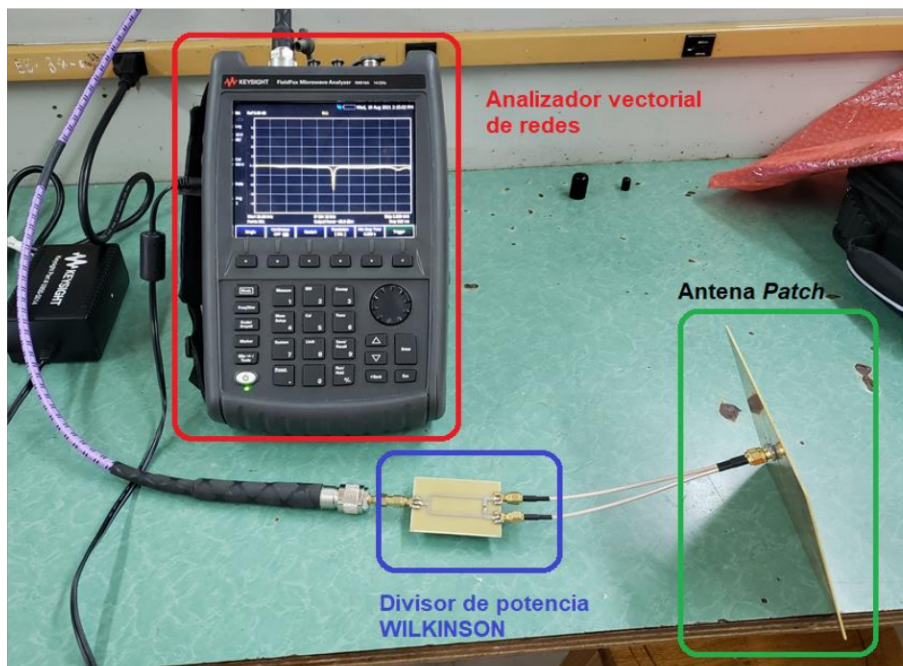
**Figura 3.11** Parámetro  $S_{11}$  obtenido de la medición de la antena alimentada con la red desfasadora.

Como se puede observar, la curva obtenida mediante el analizador de redes presenta algunas resonancias que se encuentran por debajo de los  $-10$  dB. En vista de no disponer de una cámara anecoica, es imposible determinar el ancho de banda de impedancia que corresponda a la polarización deseada de la antena.

Con referencia a la Figura 3.11, lo único que se puede mencionar es que el ancho de banda absoluto de impedancia de la antena es de 475 MHz.

### 3.5 MEDICIÓN DE LA ANTENA TURNSTILE SIN DESFASE

De manera similar que lo expuesto en la sección 3.4, se interconecta en cascada en un puerto del analizador de redes, el divisor de potencia y la antenna, tal como se muestra en la Figura 3.12. Al no interconectar la red desfasadora, ambos puertos de la antenna están alimentados con una misma fase.

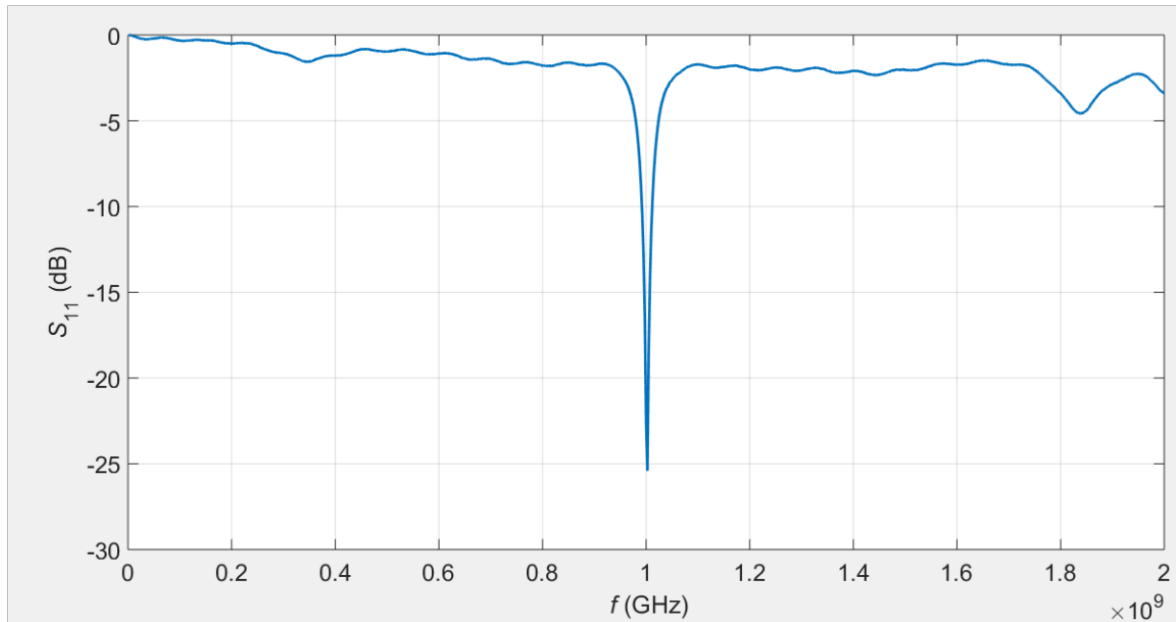


**Figura 3.12** *Setup* para medida de acoplamiento de la antenna alimentada en ambos puertos sin desfase.

La Figura 3.13 muestra el parámetro  $S_{11}$  obtenido en la medición según el *setup* mostrado en la Figura 3.12. Se observa que la curva presenta claramente una frecuencia de resonancia en aproximadamente 1 GHz. Se puede asumir entonces que a esa frecuencia, la antenna radia y que esta radiación corresponderá a una polarización lineal.

Los demás parámetros característicos de la antenna como la directividad, la ganancia, diagrama de radiación, etc., no se pueden observar más que en las simulaciones, esto debido a que no se cuenta con una cámara anecoica que permita el análisis de estos parámetros.

Para el cálculo del ancho de banda se analiza la curva del parámetro  $S_{11}$ , tomando los puntos por debajo de  $-10$  dB, siendo este ancho de banda de aproximadamente 20 MHz.



**Figura 3.13** Curva obtenida en el analizador de redes.

Una comparación entre los valores simulados (presentados en la Figura 2.19) y los medidos (Figura 3.13) de los parámetros  $S_{11}$  no es, por así mencionarlo, “justa” ya que para la simulación se tomó en cuenta un desfaseador ideal, esto es, un elemento que introduce un desfase en todas las frecuencias dentro del rango de simulación. Por el contrario, la red desfaseadora implementada, al ser basada en líneas *microstrip*, el desfase es proporcional en frecuencia a la longitud de las líneas.

Para una comparación adecuada, se debería configurar una simulación circuital en cascada de los resultados obtenidos en simulación del divisor de potencia Wilkinson, la red desfaseadora (para el caso de polarización circular) y la antena *patch*. Lamentablemente, debido a que la concesión de licencia del software CST Studio Suite expiró antes de poder realizar este análisis, no es posible presentar aquellos gráficos comparativos antes mencionados.

Si bien al momento se dispone de otro software de simulación similar en funcionalidades a CST Studio Suite, se requeriría un periodo de familiarización con éste lo que conllevaría a retrasos que se han determinado como innecesarios.

## 4 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Esta sección detalla las conclusiones y recomendaciones derivadas del presente trabajo de titulación.

### 4.1 CONCLUSIONES

El presente trabajo de titulación implementa una antena Turnstile basada en una estructura *patch* cuadrada sobre un sustrato FR-4 para operación a una frecuencia de 1 GHz.

Para la operación del tipo Turnstile, se realizó el diseño, modelamiento, simulación, optimización y construcción tanto de componentes de microonda como de una estructura radiante. Se consideró como estructura radiante a una antena *patch* con dos alimentaciones físicamente ortogonales con el fin tener dos esquemas de alimentación, uno sin desfase entre alimentaciones, lo que produciría polarización lineal, y otro con desfase ortogonal, lo que produciría polarización circular.

Se presentó un algoritmo iterativo para el diseño de la antena *patch* cuadrada mismo que fue implementado en MATLAB y que está basado en un nivel de tolerancia. Esta tolerancia es meramente referencial ya que los valores derivados de este algoritmo fueron considerados como iniciales para una optimización final en el software de simulación tridimensional.

Para llevar a cabo la prueba de concepto, se requirió de un divisor de potencia y se escogió uno del tipo Wilkinson ya que, al manejar dos esquemas de alimentación, el acoplamiento en la antena *patch* produciría corrientes acopladas mismas que eventualmente introducirían señales no deseadas de un puerto a otro. Con esto, se aseguró que los puertos del divisor de potencia sufran desacoplamiento.

Para la interacción circuital de los componentes objeto del presente Trabajo de Titulación se utilizaron conectores del tipo SMA.

Para el esquema de alimentación con fase ortogonal se utilizó una red sencilla de desfase basada en líneas *microstrip*. En la implementación de esta red se detectó en la diferencia de fases un error relativo porcentual del 13,33% lo que representó un error absoluto en esta diferencia de  $12^\circ$ . Se tomó en cuenta este error y, con base a esta nueva diferencia de fase, se simuló nuevamente la estructura con el fin de determinar si ésta, a pesar de este error, presentaba aún polarización circular. Como resultado de esta experimentación se observó que, en la dirección de máxima radiación, la antena exhibía una relación axial menor a 3 dB lo que indicó que la polarización circular sí se mantuvo.

Se realizaron medidas de impedancia con un analizador vectorial de redes en los escenarios de simulación descritos y se comprobó la adaptación de impedancia de la antena con anchos de banda de al menos 20 MHz para operación con polarización circular y polarización lineal, respectivamente. Esto valida el ancho de banda requerido para servicios GPS de 12,5 MHz.

Debido a la falta de una cámara anecoica, lamentablemente no se presentó ni medidas, ni la respectiva comparación de parámetros radiantes de la antena. Aunque debido a esta limitación no fue posible conocer si la estructura efectivamente presentaba polarización lineal y circular, sin embargo, de un modo “empírico” se observó que la antena sí radiaba en ambos escenarios (determinados por simulación como polarización lineal y polarización circular) a la frecuencia de 1 GHz. Esto es, se observó que cuando se interrumpía el espacio en donde la antena presentaría máxima radiación (al mover la mano o con un objeto metálico), la curva del parámetro  $S_{11}$  en el analizador vectorial de redes variaba en la frecuencia de 1 GHz. De manera especial en el escenario asumido de polarización circular, las resonancias por debajo de  $|S_{11}| = -10$  dB alejadas de 1 GHz permanecían estables, lo que demuestra que éstas eran ondas estacionarias que permanecían en la estructura debido a la diferencia de fase dependiente de la frecuencia en la red desfasadora.

Se concluye entonces que, con base a lo detallado en la metodología y resultados, así como en el objetivo general planteado para el presente Trabajo de Titulación, la antena aquí desarrollada sí cumple la operación Turnstile para aplicaciones en la banda GPS.

## 4.2 RECOMENDACIONES

Para evitar tener un desacoplamiento de impedancias se debe establecer que los puntos de alimentación del coaxial que se hacen sean lo más pequeños posibles, solo el espacio necesario para que cruce la parte viva del cable coaxial y soldarlo adecuadamente. Aquí cabe destacar que hay que eliminar una parte del cobre en el plano de masa de la antena para evitar el corto circuito.

Se recomienda la adquisición de una cámara anecoica para que sea factible el análisis de los diagramas de radiación de la antena.

Para una mejor implementación y funcionamiento de la estructura es recomendable realizar todas las etapas de la estructura en una sola placa, esto evitaría tener cables para interconexión y así transiciones entre tecnologías, lo que eliminaría las ondas estacionarias, además reduciendo los cables para la unión de cada una de las etapas se disminuyen las pérdidas que existen en el sistema.

Con el fin de evitar errores sistemáticos derivados de las propiedades dieléctricas del substrato, es altamente recomendable la caracterización dieléctrica previa del mismo.

Las simulaciones en *Keysight*® ADS permiten una rápida verificación de estructuras planares. Es altamente recomendado la utilización de variables para definir las diferentes dimensiones que se pueden optimizar para encontrar valores más exactos.



## 5 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] J. Mayné, “Estado actual de las comunicaciones inalámbricas,” en *Linia*, 2005.
- [2] E. H. Pérez, *Introducción a las telecomunicaciones modernas*. Editorial Limusa, 1998.
- [3] J. M. Huidobro, “Antenas de telecomunicaciones,” *Revista Digital, CEDRO*, 2013.
- [4] G. H. Brown, “The turnstile antenna,” *Electronics*, vol. 9, no. 15, pp. 14–17, 1936.
- [5] J. D. Kraus and R. J. Marhefka, “Antennas for all applications,” in *aaa*, 2002.
- [6] H. Ellis Jr and others, “Cavity-backed, micro-strip dipole antenna array.” Google Patents, 1981.
- [7] O. M. Woodward, “Broadband turnstile antenna.” Google Patents, 1977.
- [8] A. Ludwig, “The definition of cross polarization,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 21, no. 1, pp. 116–119, 1973.
- [9] S. X. Ta, I. Park, and R. W. Ziolkowski, “Crossed Dipole Antennas: A review.,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 57, no. 5, pp. 107–122, 2015.
- [10] V. V. Petrovic and A. J. Krneta, “Polarization properties of a turnstile antenna in the vicinity of the human body,” *Wireless personal communications*, vol. 72, no. 1, pp. 71–84, 2013.
- [11] A. Ghobadi and M. Dehmollaian, “A printed circularly polarized Y-shaped monopole antenna,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 22–25, 2011.
- [12] A. Bhardwaj, D. Mishra, and others, “Investigation of a turnstile nanoantenna,” *Micro & Nano Letters*, vol. 6, no. 2, pp. 94–97, 2011.
- [13] G. Herrera, “Diseño e implementación de un circuito planar en tecnología microstrip para el control de reconfigurabilidad en frecuencia de una antena empleada en redes celulares tecnología microstrip para el control de reconfigurabilidad en frecuencia de una antena empleada en redes celulares,” *ieee*, 2020.
- [14] I. Koffman, “Feed polarization for parallel currents in reflectors generated by conic sections,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 14, no. 1, pp. 37–40, 1966.
- [15] *SMA STRAIGHT JACK PCB*. Rosenberger, 2015.
- [16] *ADS DESIGN ENVIRONMENT “Advanced Design System”* 2011.

[17] STANDARD FR4 TG135. Wurth Elektronik, 2017.

## **6 ANEXOS**

ANEXO A. Datasheet resistencia SMD 0603.

ANEXO B. Datasheet estación de soldadura Pro'sKit SS-989.

ANEXO C. Datasheet conectores SMA.

# ANEXO A



## Features

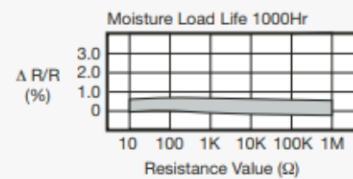
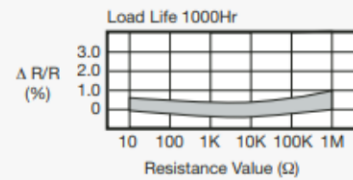
- RoHS compliant\*
- Power rating at 70 °C: CR0603 - 0.10 W, CR0805 - 0.125 W, CR1206 - 0.25 W
- Tight tolerances of bottom electrode width
- Suitable for all types of soldering processes
- Three layer contacting process with nickel barrier prevents leaching and provides excellent solderability
- Paper tape on reel for automatic placement

## CR0603/CR0805/CR1206 - Chip Resistors

### Electrical Characteristics

Characteristic	Model CR0603	Model CR0805	Model CR1206
Power Rating @ 70 °C	1/10 W	1/8 W	1/4 W
Operating Temperature Range	-55 °C to +155 °C		
Derated to 0 Load at	+155 °C		
Maximum Working Voltage	50 V	150 V	200 V
Maximum Overload Voltage	100 V	300 V	400 V
Resistance Range: 1 %, E-96 + E-24	10 ohms - 1 megohm		
Resistance Range: 5 %, E-24 Zero Ohm Jumper <0.01 ohms	1 ohms - 10 megohms		
Temperature Coefficient	Special value on request 1 %: ±100 ppm/°C 5 %: ±200 ppm/°C 1 ohm - 10 ohms: -200 ppm/°C to +500 ppm/°C		

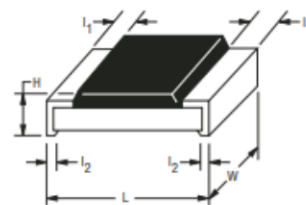
### Characteristic Data



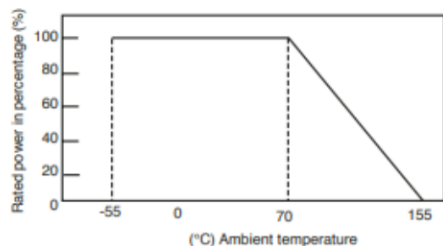
### Chip Dimensions

Dimension	Model CR0603	Model CR0805	Model CR1206
L	$\frac{1.60 \pm 0.10}{(0.063 \pm 0.004)}$	$\frac{2.00 \pm 0.15}{(0.079 \pm 0.006)}$	$\frac{3.20 \pm 0.25}{(0.126 \pm 0.010)}$
W	$\frac{0.80 \pm 0.10}{(0.031 \pm 0.004)}$	$\frac{1.25 \pm 0.15}{(0.049 \pm 0.006)}$	$\frac{1.60 \pm 0.15}{(0.063 \pm 0.006)}$
H	$\frac{0.45 \pm 0.10}{(0.018 \pm 0.004)}$	$\frac{0.50 \pm 0.10}{(0.020 \pm 0.004)}$	$\frac{0.60 \pm 0.15}{(0.024 \pm 0.006)}$
l <sub>1</sub>	$\frac{0.30 \pm 0.20}{(0.012 \pm 0.008)}$	$\frac{0.40 \pm 0.20}{(0.016 \pm 0.008)}$	$\frac{0.50 \pm 0.25}{(0.020 \pm 0.010)}$
l <sub>2</sub>	$\frac{0.30 \pm 0.20}{(0.012 \pm 0.008)}$	$\frac{0.40 \pm 0.20}{(0.016 \pm 0.008)}$	$\frac{0.50 \pm 0.20}{(0.020 \pm 0.010)}$

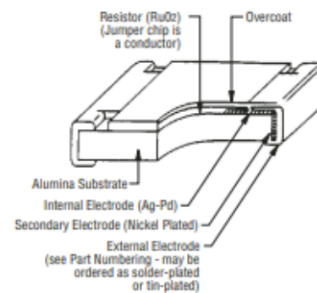
### Dimensional Drawing



### Derating Curve



DIMENSIONS ARE:  $\frac{\text{MM}}{\text{(INCHES)}}$



## DIMENSION

Table 1

TYPE	L (mm)	W (mm)	H (mm)	$l_1$ (mm)	$l_2$ (mm)
RC0201	0.60±0.03	0.30±0.03	0.23±0.03	0.10±0.05	0.15±0.05
RC0402	1.00±0.05	0.50±0.05	0.35±0.05	0.20±0.10	0.25±0.10
RC0603	1.60±0.10	0.80±0.10	0.45±0.10	0.25±0.15	0.25±0.15
RC0805	2.00±0.10	1.25±0.10	0.50±0.10	0.35±0.20	0.35±0.20
RC1206	3.10±0.10	1.60±0.10	0.55±0.10	0.45±0.20	0.40±0.20
RC1210	3.10±0.10	2.60±0.15	0.55±0.10	0.45±0.15	0.50±0.20
RC1218	3.10±0.10	4.60±0.10	0.55±0.10	0.45±0.20	0.40±0.20
RC2010	5.00±0.10	2.50±0.15	0.55±0.10	0.45±0.15	0.50±0.20
RC2512	6.35±0.10	3.10±0.15	0.55±0.10	0.60±0.20	0.50±0.20

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Table 2

TYPE	RESISTANCE RANGE	CHARACTERISTICS					Jumper Criteria
		Operating Temperature Range	Max. Working Voltage	Max. Overload Voltage	Dielectric Withstanding Voltage	Temperature Coefficient of Resistance	
RC0201		-55 °C to +125 °C	25V	50V	50V	$1\Omega \leq R \leq 10\Omega$ : -100~+500ppm/°C $10\Omega < R \leq 100\Omega$ : ±300ppm/°C $100\Omega < R \leq 10M\Omega$ : ±200ppm/°C	Rated Current 0.5A Max. Current 1A
RC0402			50 V	100 V	100 V	$1\Omega \leq R \leq 10\Omega$ : ±350ppm/°C $10\Omega < R \leq 100\Omega$ : ±200ppm/°C $100\Omega < R \leq 10M\Omega$ : ±150ppm/°C $10M\Omega < R \leq 22M\Omega$ : ±200ppm/°C	Rated Current 1A Max. Current 2A
RC0603			75V	150 V	150 V	$1\Omega \leq R \leq 10\Omega$ : ±300ppm/°C $10\Omega < R \leq 100\Omega$ : ±200ppm/°C $100\Omega < R \leq 10M\Omega$ : ±150ppm/°C $10M\Omega < R \leq 22M\Omega$ : ±200ppm/°C	Rated Current 1A Max. Current 2A
RC0805	5% (E24) $1\Omega \leq R \leq 22M\Omega$ (0201: Max. 10MΩ, 1218: Max. 1MΩ)		150 V	300 V	300 V	$1\Omega \leq R \leq 10\Omega$ : ±300ppm/°C $10\Omega < R \leq 100\Omega$ : ±150ppm/°C $100\Omega < R \leq 10M\Omega$ : ±100ppm/°C $10M\Omega < R \leq 22M\Omega$ : ±200ppm/°C	Rated Current 2A Max. Current 5A
RC1206	1% (E24/E96) $1\Omega \leq R \leq 10M\Omega$ (1218: Max. 1MΩ)	-55 °C to +155 °C	200 V	400 V	500 V		Rated Current 2A Max. Current 10A
RC1210	0.5% (E24/E96) $10\Omega \leq R \leq 1M\Omega$						Rated Current 2A Max. Current 10A
RC1218	Jumper < 50mΩ					$1\Omega \leq R \leq 10\Omega$ : ±300ppm/°C $10\Omega < R \leq 100\Omega$ : ±100ppm/°C $100\Omega < R \leq 10M\Omega$ : ±100ppm/°C $10M\Omega < R \leq 22M\Omega$ : ±200ppm/°C	Rated Current 6A Max. Current 10A
RC2010			200V	500 V	500V		Rated Current 2A Max. Current 10A
RC2512							Rated Current 2A Max. Current 10A

## ANEXO B


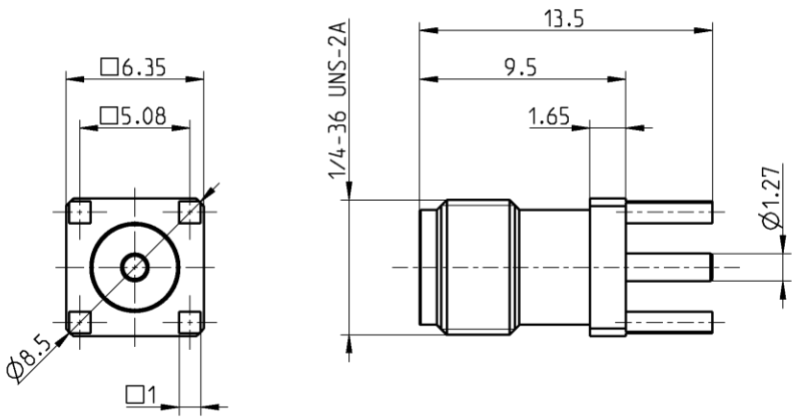
### Estación de soldadura Pro'sKit SS-989B



#### Características técnicas

Alimentación	220 W / 50 Hz
Potencia	700 V
Potencia del caudín	60 V
Diapasón de temperaturas	200 °C ~ 480 °C
Diapasón de temperaturas de la pistola	100 °C ~ 420 °C
Elemento calentador	Espiral metálica
Tipo del compresor	Bomba de diafragma
Flujo del aire	24 l/min (máx.)
Pantalla de temperatura	LED
Dimensiones	330 x 275 x 195 mm
Peso	3.70

## ANEXO C

TECHNICAL DATA SHEET		<b>Rosenberger</b>												
SMA	STRAIGHT JACK PCB	<b>32K101-400L5</b>												
														
														
<p>All dimensions are in mm; tolerances according to ISO 2768 m-H</p>														
<p><b>Interface</b></p> <p>According to IEC 60169-15; EN 122110; MIL-STD-348</p>														
<p><b>Documents</b></p> <p>PCB layout B 30B</p>														
<p><b>Material and plating</b></p> <table border="0"> <thead> <tr> <th style="text-align: left;"><b>Connector parts</b></th> <th style="text-align: left;"><b>Material</b></th> <th style="text-align: left;"><b>Plating</b></th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Center contact</td> <td>Beryllium copper</td> <td>AuroDur,</td> </tr> <tr> <td>gold plated Outer contact</td> <td>Beryllium copper or equivalent</td> <td>AuroDur, gold</td> </tr> <tr> <td>plated Dielectric</td> <td>PTFE</td> <td></td> </tr> </tbody> </table>			<b>Connector parts</b>	<b>Material</b>	<b>Plating</b>	Center contact	Beryllium copper	AuroDur,	gold plated Outer contact	Beryllium copper or equivalent	AuroDur, gold	plated Dielectric	PTFE	
<b>Connector parts</b>	<b>Material</b>	<b>Plating</b>												
Center contact	Beryllium copper	AuroDur,												
gold plated Outer contact	Beryllium copper or equivalent	AuroDur, gold												
plated Dielectric	PTFE													

**Electrical data**

Impedance	50 Ω
Frequency	DC to 18 GHz
VSWR	≤ 1.05 + 0.005 x f [GHz], DC to 8 GHz ≤ 1.30, 8 to 18 GHz
Insertion loss	≤ 0.03 x f(GHz) dB
Insulation resistance	≥ 5 x10 <sup>3</sup> MΩ
Center contact resistance	≤ 3 mΩ
Outer contact resistance	≤ 2 mΩ
Test voltage	1000 V rms
Working voltage	480 V rms
Power handling (at 20 °C, sea level, VSWR 1.0)	≤ 200 W @ 2 GHz; ≤ 100 W
@ 10 GHz RF-leakage	≥ 100 dB up to 1 GHz

- VSWR in application depends decisive on PCB layout -

**Mechanical data**

Mating cycles	min. 500
Center contact captivation: axial	≥ 27 N
radial	≥ 3 Ncm
Coupling test torque	max. 1.7 Nm
Recommended torque	0.8 Nm to 1.1 Nm

**Environmental data**

Temperature range	-55°C to +155°C
Thermal shock	MIL-STD-202, Meth. 107, Cond. B
Corrosion	MIL-STD-202, Meth. 101, Cond. B
Vibration	MIL-STD-202, Meth. 204, Cond. D
Shock	MIL-STD-202, Meth. 213, Cond. I
Moisture resistance	MIL-STD-202, Meth. 106
Max. soldering temperature	IEC 61760-1, +260°C for 10 sec.
RoHS	compliant

**Tooling**

N/A

**Suitable cables**

N/A

**Weight**

Weight	1.40 g/pce
--------	------------

While the information has been carefully compiled to the best of our knowledge, nothing is intended as representation or warranty on our part and no statement herein shall be construed as recommendation to infringe existing patents. In the effort to improve our products, we reserve the right to make changes judged to be necessary.



## **ORDEN DE EMPASTADO**